

METHODEN BIJ HET THEORETISCH ONDERWIJS
AAN RADIOTECHNICI IN VERBAND MET DE BE-
PERKTE MATHEMATISCHE HULPMIDDELEN, DIE
HIERBIJ TER BESCHIKKING STAAN

door

J. BLOEMSMA

*Voordracht gehouden voor het Nederlandsch Radiogenootschap
op 9 April 1945.*

Een zeer belangrijk onderdeel van de werkzaamheden van het Nederlandsch Radiogenootschap vormt het *afnemen van examen* aan radiotechnici. De belangrijkheid ligt niet zoozeer in den omvang van het voor deze examens door leden van het Genootschap verrichte werk, als wel in de sociale beteekenis, die het voor de wereld der radiotechnici heeft, dat een stabiele, onpartijdige, deskundige commissie er over waakt, dat alleen aan wien het werkelijk verdient, een diploma wordt uitgereikt.

Het N.R.G., als organisatie der hogere radiotechnici, heeft met de wereld der lagere radiotechnici slechts aanraking op het oogenblik, dat de radiotechnicus zich onderwerpt aan een examen. Dit contact is echter niet langdurig en breed genoeg om het Genootschap als geheel een inzicht te geven in den aard der wereld, waarin een radiotechnicus leeft gedurende wat zou kunnen worden genoemd zijn embryonale stadium. Weliswaar is een examinerator in een gunstige positie om op den duur eenig begrip te krijgen van de geestesgesteldheid van een radiotechnicus-in-wording. De examencommissie bestaat echter slechts uit een gering aantal leden van het Genootschap.

In het leven van een radiotechnicus beteekent het examen slechts een moment, zij het een gewichtig moment. Aan dit examen is echter reeds heel wat voorafgegaan.

Het is voor de overgrootste meerderheid dergenen, die langs

den weg van het diploma voor radiotechnicus trachten zich een plaats te veroveren in de wereld der radiotechniek, een lange worsteling om het tot het examen te brengen. In deze worsteling brengt slechts een gering percentage het tot de laatste ronde. De gemakzuchtigen, de half-geïnteresseerden, vallen gedurende de opleiding reeds af, als die ten minste op het vereischte peil staat. Van de examinandi slaagt nooit meer dan de kleinste helft. Dit wijzen de examenverslagen uit. Daardoor worden degenen, die onvoldoende opgeleid werden, alsnog afgesneden. Een en ander illustreert de omstandigheid, dat de opleiding voor wien er aan begint, tamelijk moeilijk te volbrengen is.

Uw normale werkzaamheden brengen U weinig in aanraking met den radiotechnicus-in-opleiding. Toch is het noodzakelijk, dat U zich voor deze opleiding, zij het op een afstand interesseert. Een vader mag er niet mede volstaan zijn zoon pas te gaan bestudeeren op het oogenblik, dat deze in de zaak komt werken. De vakopleiding is een onontbeerlijk vóórstadium voor degenen, die, eenmaal gediplomeerd, geroepen zijn Uw ideeën uit te voeren. Men wordt nu eenmaal niet in eens als radiotechnicus geboren. Als de opleidingscholen niet een voortdurenden stroom van nieuwe radiotechnici leverden, zou de radiotechniek niet kunnen blijven floreeren, waarmede ook Uw beroepswerkzaamheid gemoeid zou zijn.

Als ik op grond van een en ander het bestaan van Uw interesse mag postuleeren, zij het mij vergund U het een en ander te vertellen van mijn ervaringen met de vorming der radiotechnici, een bezigheid, waaraan ik in de laatste jaren met steeds stijgend genoegen een groot deel van mijn tijd geef.

De opleiding is gebonden door een *programma van examen-eischen*. Wie deze eischen doorziet zal spoedig ontdekken, dat er niet veel is, waar een radiotechnicus niet van op de hoogte behoeft te zijn. De lijst van onderwerpen beslaat vier bladzijden druks! Ten einde den studeerende in den beperkten tijd van twee jaar een duidelijk inzicht te geven in al deze onderwerpen is het noodig ze van zoo hoog mogelijk standpunt te doen beschouwen. Van af den top van een berg kan men iemand sneller een begrip van de geheele omgeving bijbrengen, dan als men hem te voet langs de wegen begeleidt. Ook kan men van uit het hoge standpunt gemakkelijker de beteekenis van veranderingen in het landschap naar hun juiste waarde schatten.

Het bekende hulpmiddel om vele zaken tegelijk te overzien

en het wezenlijke van het onwezenlijke te scheiden is de *wiskunde*. Ook in haar gebruik echter is de opleiding gebonden door het examenprogramma en overigens ook door de omstandigheid, dat de leerlingen meestal slechts een mulo-basis hebben en niet zelden nog minder. De wiskunde is beperkt tot de lagere regionen, met den nadruk op de goniometrie en de leer der complexe getallen. Differentiaalrekening en integraalrekening staan niet op het programma, al is het wel noodig de leerlingen zoo ver te brengen, dat zij niet schrikken van een differentiaalquotiënt of van een integraalteeken.

De wiskunde dient den radiotechnicus als *hulpwetenschap*. Zij dient daarom gedoceerd te worden met het oog op de toepassingen in de radiotechniek, hetgeen niet onaanzienlijke afwijkingen wenschelijk maakt van de methode, die in de bekende leerboekjes voor middelbare scholen wordt toegepast. Het is verwonderlijk welk ander uiterlijk de wiskunde voor radiotechnici krijgt, als men werkelijk probeert haar vormen aan te passen bij de eischen, die de practijk van het radiotechnische rekenen stelt. Ter illustratie zij het mij vergund eenige voorbeelden van wat ik bedoel te vermelden, waarbij in het geheel niet naar volledigheid wordt gestreefd.

In de *rekenkunde* treedt het approximatieve rekenen en schatten op den voorgrond. Rekening moet worden gehouden met waarschijnlijke fouten in de gegevens, waardoor de nauwkeurigheid van de uitkomst *à priori* beperkt is. Van veel belang is het snelle rekenen met getallen, die weinig van 1 verschillen. Deze spelen een groote rol in de theorie der resonantieverschijnselen en de eenvoudige filters. Bepaalde getallen treden in verschillende vormen op den voorgrond, zoo b.v. π , e , $2^{\frac{1}{2}}$.

In de leer der *logarithmen* komt het vooral aan op het begrip logarithme. Het werken met logarithmische schalen moet uitvoerig worden behandeld. Voor verreweg de meeste toepassingen is de kennis van de logarithme van een getal in twee decimalen voldoende. Met deze nauwkeurigheid is het echter gemakkelijk, als vele logarithmen uit het hoofd worden gekend. Niet alleen het briggiaansche doch ook het neperiaansche logarithmenstelsel is radiotechnisch belangrijk. Het getal e en zijn functies moet daarom grondig worden behandeld, zoomede de overgang van het eene logarithmenstelsel op het andere.

In de *goniometrie* dienen de verschillende formules te worden bekeken met het oog op de toepassingen in de trillingleer. Dit impliceert, dat de hoeken veranderlijk met den tijd worden

ondersteld. Het heeft geen zin bij de grondslagen steeds te werken met de hoeken A en B als men de formules later steeds nodig heeft met $\omega_1 t$ en $\omega_2 t$. De benaderingen voor de goniometrische functies van kleine hoeken spelen een groote rol. Radialen komen in de plaats der in graden gemeten hoeken. Vervallen kan het werken met tabellen der logarithmen van goniometrische functies in het eerste quadrant. Eenvoudige Fourier-analyse sluite aan op de goniometrie. Uit de trigonometrie is practisch alleen de cosinusregel van belang voor de radiotechniek.

Het algebraïsche, *analytische deel* der wiskunde moet sterk geprononceerd worden gedoceerd, vooral ook met het oog op de vormende waarde, die er van uit gaat op de hersens van den radiotechnicus, die meer geschikt moeten worden gemaakt tot abstract, intuïtief en deductief denken, hetwelk immers in de radiotechniek zoo een groote rol speelt. Ik heb echter ervaren, dat ook de grafische *meetkunde* een belangrijk aandeel kan hebben in de vorming van den radiotechnicus. Een geest, die nog niet het niveau bereikt heeft, waarop hij gemakkelijk zuiver abstract kan redeneeren, denkt graag in voorstelbare vormen i.p.v. in begrippen. Hij maakt zich voorstellingen, waarmee de begrippen verbonden zijn. Hij ziet liever, dan dat hij alleen maar denkt. Verschijnselen, waarvan de analytische behandeling een gevoel van onbehagelijkheid, door te kort schietend begrip van het wezen der zaak, overlaat, worden in eens veel aannemelijker als ze met en door een figuur kunnen worden toegelicht. Ik zal gelegenheid hebben hier eenige voorbeelden van te geven. De figuur leert het resultaat met één oogopslag te onderkennen, i.p.v. als de uitkomst van een schijnbaar dorre redeneering. De grafische behandeling van problemen, naast de analytische behandeling is daarom van veel belang voor een goed geslaagde opleiding. In dit verband denk ik aan de grafische behandeling gedurende de wiskunde-lessen van belangrijke lijnen als de rechte, de cirkel, de parabool, de hyperbool, de exponentieele functie, de goniometrische functies, enz. Hierbij worden ook behandeld de belangrijke eigenschappen der raaklijnen, die in de figuur worden gevonden. Bij een en ander is slechts gedacht aan de genoemde krommen in eenvoudigen vorm. Elementaire methoden van grafische integratie werpen naderhand veel nut af. Belangrijk is ook het leeren omvormen van een gegeven functie tot een vorm, die het wezenlijke er van weergeeft, zonder nog behept te zijn met alleen

voor het onderhavige geval van beteekenis zijnde details. Het gebruik van nomogrammen behoort hier ook te worden vermeld.

Op het gebied der *buizentheorie* werkt de grafische constructie zeer verhelderend. Indien men hierbij gebruik maakt van de karakteristieken-bundels en daarin constructies uitvoert, wordt de theorie veel gemakkelijker begrepen.

Waar mogelijk, behooren opgaven uit de *wisselstroomtheorie* zoowel complex als met een vectordiagram te worden behandeld. Het gebruik van polaire figuren is eveneens zeer nuttig en kan de begrip-vorming vergemakkelijken.

In verband met den beperkten tijd, die voor de opleiding beschikbaar is, spreekt het van zelf, dat men tracht met zoo weinig mogelijk verschillende onderwijsmethoden uit te komen. Men streeft van zelf naar economie. Hierbij kan met vrucht gebruik gemaakt worden van *analogieën*. Hoewel de wetenschap met dergelijke analogieën niet vooruitgeholpen wordt, zijn ze soms van veel paedagogisch nut, doordat ze dikwijls bijdragen tot vergemakkelijking van het begrip. In een gebied, waarin men nog niet thuis is, leert men snel den weg vinden, als men te werk kan gaan naar analogie van de manier, waarop men in een ander, beter bekend gebied, reeds gewend is zich te gedragen. Voorwaarde hiervoor is natuurlijk, dat de overeenkomst inderdaad min of meer volkomen moet zijn. Gelukkig zijn er in de radiotechniek vele van dergelijke analogieën aan te wijzen, indien men er slechts systematisch naar speurt. Het komt er dan op aan de eenvoudige onderwerpen te behandelen op een manier, die later de analogie gemakkelijk doet vinden. In de gebruikelijke leerboeken is hier meestal heelemaal geen aandacht aan besteed. Het merkwaardige is nu, dat een afwijkende behandeling dikwijls in geen enkel opzicht aan duidelijkheid behoeft onder te doen voor de gebruikelijke; het tegendeel is eer waar.

Het voorgaande moge als inleiding dienen. Bij het werken aan de opleiding van radiotechnici ben ik voortdurend bezig te trachten moeilijke zaken in eenvoudige gemakkelijk te assimileeren vorm te brengen. Deze bezigheid acht ik heelemaal niet minderwaardig, integendeel, het is vrij moeilijk in deze richting werkelijk iets te bereiken en alle „vondsten” geven een groote persoonlijke bevrediging. Het is mijn bedoeling U uit een en ander eenige grepen voor te dragen. Uiteraard zal ik daarbij

vertoeven in gebieden van het vak, die gewoonlijk niet Uw aandacht hebben, omdat U er reeds alles van af weet. Ik verzoek U dan ook niet zoozeer te willen letten op den technischen inhoud van de voordracht, als wel op den vorm. Ik heb natuurlijk een keuze moeten doen, die in verband met den toegemeten tijd zeer beperkt moet zijn.

1. *Stelling*: Het product van twee veranderlijke positieve grootheden, waarvan de som constant is, wordt een maximum als de grootheden aan elkaar gelijk zijn.

Analytisch bewijs: Het product kan worden voorgesteld door $y = x(a-x)$. Door algebraïsche omvorming blijkt y te kunnen worden geschreven:

$$y = \frac{1}{4} a^2 - (x - \frac{1}{2} a)^2$$

y is zoo groot mogelijk als er van de constante term $\frac{1}{4} a^2$ zoo weinig mogelijk moet worden afgetrokken, d.w.z. nul.

$$x - \frac{1}{2} a = 0$$

$$x = \frac{1}{2} a$$

De factoren zijn dus resp. $\frac{1}{2} a$ en $a - \frac{1}{2} a = \frac{1}{2} a$. Zij zijn derhalve gelijk, als het product een maximum is.

Meetkundig bewijs: Zij $AC = x$, $CB = a - x$, $AB = a$. Het product $x(a-x)$ wordt dan voorgesteld door $AC \times CB = CD^2$ op grond van de stelling, dat in een rechthoekigen driehoek het kwadraat van de hoogtelijn op de schuine zijde gelijk is aan het product der stukken, waarin zij deze schuine zijde verdeelt.

Het punt D is gevonden, door met het midden M van AB

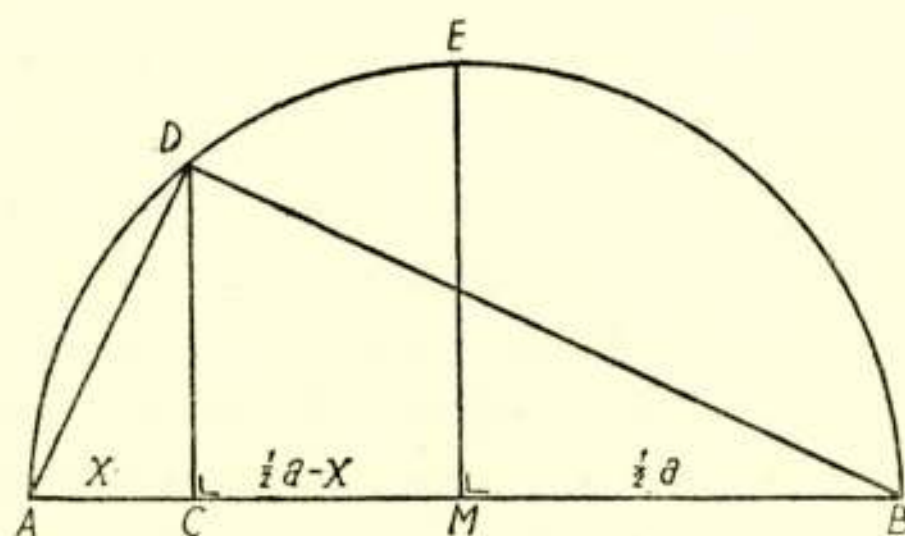


Fig. 1.

als middelpunt een cirkel te beschrijven, met $MA = \frac{1}{2}a$ als straal en dezen cirkel te snijden met de loodlijn in C op AB opgericht.

Voor andere waarden van x verplaatst het punt C zich langs AB . Men kan het product in de figuur gemakkelijk volgen en ziet onmiddellijk in, dat het een maximum wordt, als C in M valt. Het is dan $ME^2 = \frac{1}{4}a^2$ en de beide factoren zijn gelijk. ($AM = MB$).

De uitdrukking $\frac{1}{4}a^2 - (\frac{1}{2}a - x)^2$, die in het analytische bewijs een rol speelde, krijgt nu ook een meetkundige beteekenis, n.l.:

$$y = CD^2 = MD^2 - MC^2 = (\frac{1}{2}a)^2 - (\frac{1}{2}a - x)^2.$$

2. *Stelling*: De som van twee veranderlijke positieve grootheden, waarvan het product constant is, wordt een minimum als de grootheden aan elkaar gelijk zijn.

Analytisch bewijs: De som kan worden geschreven: $\frac{x^2}{a^2} + \frac{a^2}{x^2} = y$, daar het er niet toe doet, of het product één is of een andere constante.

Algebraische omvorming levert op:

$$y = \frac{x^2}{a^2} + \frac{a^2}{x^2} + 2 - 2 = 2 + \left(\frac{x}{a} - \frac{a}{x}\right)^2$$

Het kwadraat is positief, of nul. In het laatste geval is de som een minimum. Hiervoor is dus noodig

$$\frac{x}{a} = \frac{a}{x}$$

$$x = a$$

De beide termen van de som zijn dan aan elkaar gelijk.

Meetkundig bewijs: Voor een bepaalde waarde van de veranderlijke zouden de beide factoren kunnen worden voorgesteld door de lijnstukken EP en PF . (fig. 2).

Voor een andere waarde zouden de factoren kunnen worden voorgesteld door de lijnstukken GP en PH .

Daar $EP \times PF = GP \times PH$ moeten E , F , G en H de hoekpunten zijn van een koordenvierhoek. Immers het product der stukken, waarin verschillende koorden door één punt binnen een cirkel worden verdeeld, blijft constant.

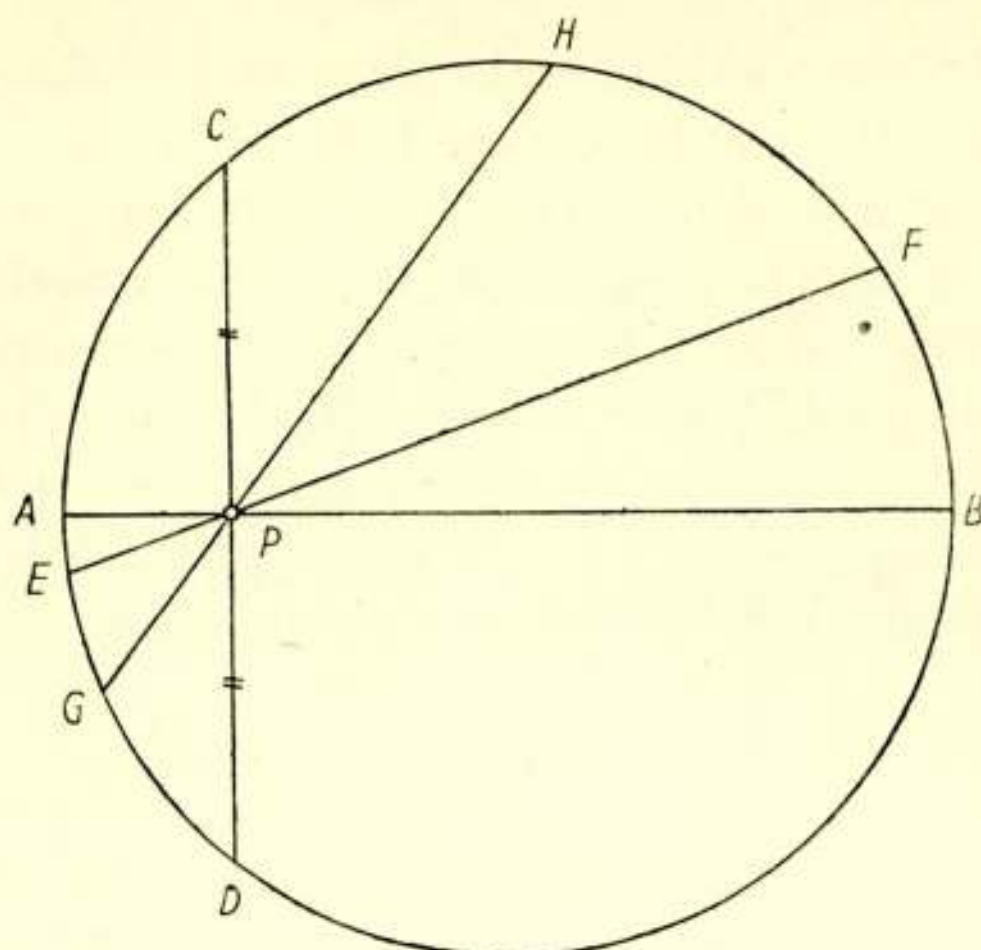


Fig. 2.

Aanschouwing leert, dat de koorde CD loodrecht op de middellijn AB door P de kleinste is, die men door P kan trekken. De stukken, waarin CD door P verdeeld wordt, zijn aan elkaar gelijk.

3. De uitwendige karakteristiek van een eenvoudigen generator.

De generator zij gekenmerkt door zijn emk V_o en zijn (constanten) inwendigen weerstand R_i . De kortsluitstroom is dan $I_k = \frac{V_o}{R_i}$. De uitwendige weerstand is R_u , alwaar de generator een stroom I aan levert. De klemspanning is dan $V = I R_u$. Het schema is weergegeven in fig. 3.

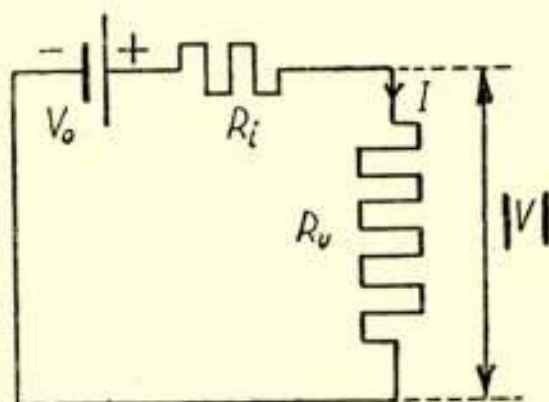


Fig. 3.

Op het circuit is van toepassing de tweede wet van KIRCHHOFF. Deze luidt: $\sum V_o = \sum I R$.

Men dient zorgvuldig een tekenafspraken te maken, alvorens deze wet toe te passen. De keuze van de positieve stroomrich-

ting zij vrij. De emk's zijn dan positief, als men, rondgaande in de positieve stroomrichting, eerst de negatieve pool van den generator ontmoet. In de schakeling van fig. 3 is V_o positief, als oorzaak van I . De klemspanning V kan worden vervangen door een generator met een tegen-emk V . (Fig. 4). Volgens de tekenafspraken moet deze dan negatief in rekening worden gebracht (in het eerste lid van bovenstaande vergelijking).

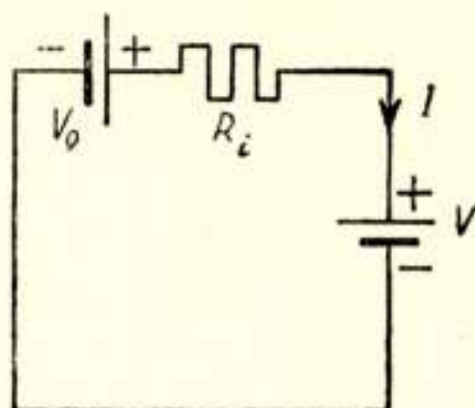


Fig. 4.

Toepassing der formule levert op:

$$V_o = IR_i + IR_u$$

$$V_o = IR_i - V$$

$$I = \frac{IR_i}{V_o} - \frac{V}{V_o}$$

$$I = \frac{I}{I_k} + \frac{-V}{V_o}$$

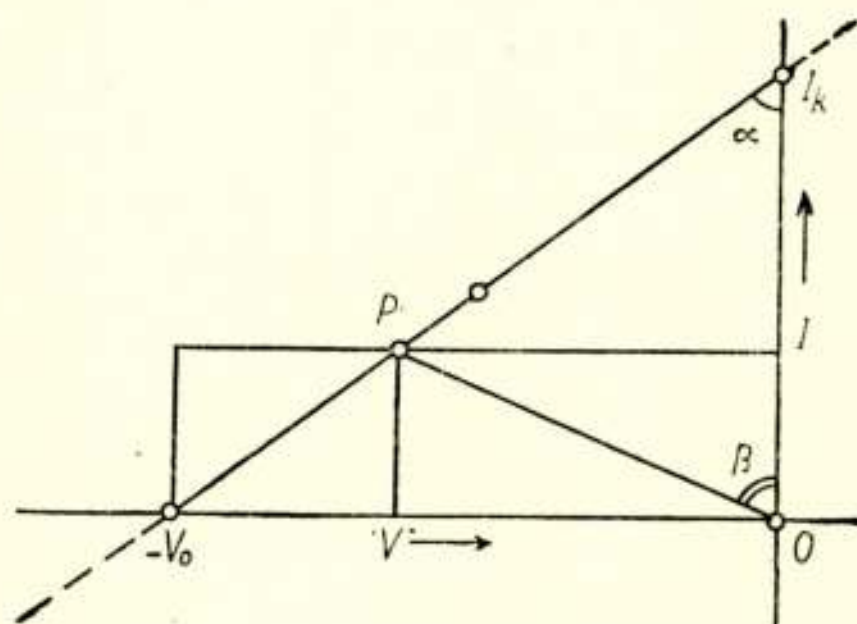


Fig. 5.

Dit is de vergelijking van de uitwendige karakteristiek van den generator, waarbij I en V als veranderlijken zijn gekozen. Deze uitwendige karakteristiek kan grafisch worden uitgezet (fig. 5). Het is een rechte lijn, die de stroom-as snijdt in I_k

en de spanning-as in $-V_o$. Voor iedere waarde der tegenspanning V kan men in de figuur I aflezen. R_i en R_u zijn resp. de tangenten der hoeken α en β .

Het *vermogen*, dat de generator afgeeft aan R_u is $-VI$ en wordt voorgesteld door de oppervlakte van een rechthoek met $-V$ en I als zijden. Dit vermogen is een *maximum* als de generator werkt in een punt P van zijn uitwendige karakteristiek, dat in het midden ligt van het bruikbare gedeelte (in het derde kwadrant). Dit volgt op eenvoudige wijze uit stelling 1.

Het product der afstanden tot de rechthoekszijden van een punt, dat zich verplaatst langs de hypotenusa van een rechthoekigen driehoek is een maximum, als het punt zich bevindt in het midden van de hypotenusa. De stroom is dan $\frac{1}{2} I_k$. De klemspanning is dan $\frac{1}{2} V_o$. Het max. afgegeven vermogen is $\frac{1}{4} I_k V_o$. Het totale door den generator geleverde vermogen is $V_o I$, voorgesteld door den rechthoek met V_o en I als zijden.

Het *rendement* is in de figuur af te lezen als de verhouding van de oppervlakten van twee rechthoeken met gelijke hoogten. Het bedraagt $\eta = \frac{-VI}{V_o I} = -\frac{V}{V_o}$. Bij max. vermogen-afgifte is het 50 %.

Er zou op zich zelf niet zoo veel bezwaar tegen geweest zijn om de klemspanningen V in de figuur naar rechts uit te zetten, in plaats van naar links, zooals is geschied. De aangelegenheid wordt pas belangrijk, als in de zelfde figuur positieve en negatieve klemspanningen, positieve en negatieve stroomen worden uitgezet. Voor elementaire toepassingen is dit niet noodig. Voor eenigszins uitgebreide theorie betreedt men de genoemde gebieden echter wel. Gedacht wordt hier aan het laden en ontladen van batterijen, waarbij de stroomas ook in het negatieve gedeelte in gebruik komt, nl. als de klemspanning de emk overcompenseert. Een voorbeeld, waarbij de positieve klemspanning in gebruik komt is een generator met opjager en vooral ook: een electromagnetisch bekrachtigd circuit. Hier werkt de uitwendige emk (klemspanning) in de zelfde richting als de inwendige emk. Het is nu, met het oog op het profijt, dat van de analogie in deze verschillende gevallen kan worden getrokken, nuttig en gewenscht, steeds de zelfde afspraak te maken omtrent het teeken der spanningen.

3a. Als de uitwendige karakteristiek van den generator in

werkelijkheid *niet recht* is, hetgeen wijst op een variablen inwendigen weerstand, dient men den bedrijfstoestand, waarin maximum vermogen wordt afgegeven op eenigszins andere wijze te bepalen. Men bedenke, dat er toch ergens een werkpunt is, waar maximum vermogen afgegeven wordt. In de omgeving van dit werkpunt kan de karakteristiek worden benaderd door een rechte lijn, de raaklijn. Een punt, dat zich langs de gebogen uitwendige karakteristiek beweegt en een ander punt, dat zich langs de raaklijn beweegt, doorloopen te zelfder plaatse het zelfde maximum. Het bedrijfspunt voor maximum vermogen moet dus liggen op het midden van het tusschen de assen begrensde stuk van de raaklijn aan de karakteristiek. Dit maakt de bepaling van het bewuste werkpunt op eenvoudige wijze grafisch mogelijk (fig. 6).

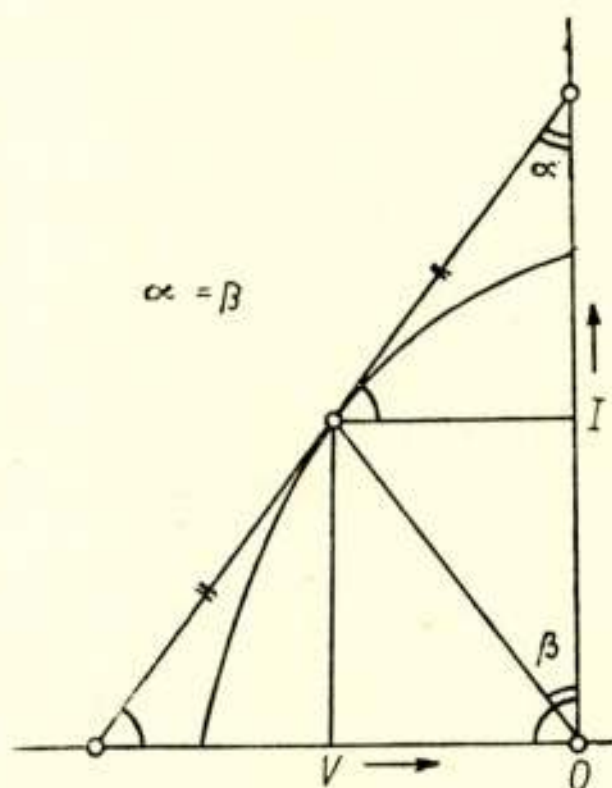


Fig. 6.

Op deze wijze is dus een generator bepaald, die wèl een constante R_i heeft en die bij de zelfde instelling hetzelfde maximale vermogen afgeeft als de werkelijke generator.

Mathematisch zou deze afleiding er a.v. uit zien: Gegeven is $I = f(V)$. Gevraagd wordt naar de omstandigheden onder welke $-IV$ een maximum is. Differentieëren wij $-IV$ naar V en stellen dit differentiaalquotiënt nul, dan vinden wij als voorwaarde voor het maximum: $-I'V - I = 0$, of $I' = -\frac{I}{V}$.

Het laat zich gemakkelijk inzien, dat dit dezelfde voorwaarde is, die wij langs eenvoudiger weg vonden.

4. *Schakeling van elementen tot een batterij op de meest economische wijze.*

Gegeven is het element, waaruit de batterij moet worden opgebouwd. De nullastspanning is 1,5 volt, de kortsluitstroom is 6 ampère. Het maximum vermogen, dat het element kan afgeven is $\frac{1}{4} \times 1,5 \times 6 = 2,25$ watt.

Gegeven is ook de verbruiker, een weerstand van 0,125 ohm, waarover men een spanning wenscht te onderhouden van 3 volt, zoodat er een stroom door vloeit van 24 amp. en een vermogen in wordt verbruikt van 72 watt.

Gevraagd wordt de meest economische schakeling van de batterij, die den weerstand voedt, d.w.z. de batterij, opgebouwd uit het geringste aantal elementen.

De batterij is het kleinste, als elk element het max. vermogen levert, dat het leveren kan. Het minstens benoodigde aantal elementen is dus $72 : 2,25 = 32$.

Ieder der elementen levert onder deze bedrijfscondities den halven kortsluitstroom, of 3 amp. Door den weerstand gaan 24 amp. Er moeten dus $24 : 3 = 8$ elementen *parallel* geschakeld worden.

De klemspanning van elk element is de halve nullastspanning, of 0,75 volt. De klemspanning van de batterij is 3 volt. Er moeten dus $3 : 0,75 = 4$ elementen in *serie* staan.

Inderdaad is $8 \times 4 = 32$.

Het vraagstuk is gemakkelijk grafisch op te lossen. In het $I-V$ assenstelsel ligt de uitwendige karakteristiek van een element vast. De verbruikerweerstand, tezamen met den gewenschten stroom en spanning bepalen het werkpunt van de batterij. Dit moet voor de hoogste economie het midden zijn van de uitwendige karakteristiek van de batterij. Deze ligt daarom ook vast. Men leest nu op de I -as af, hoeveel elementen parallel geschakeld moeten worden en op de V -as, hoeveel er in serie moeten staan. Het product der aldus gevonden aantallen is het totale aantal elementen, benoodigd voor den opbouw van de batterij. Zie voor een en ander fig. 7.

Niet altijd zal het mogelijk zijn het gewenschte doel exact te bereiken, daar men hiertoe wel eens een gebroken aantal elementen in serie, of parallel zou moeten schakelen en dit in werkelijkheid niet gaat. Men kiest dan in de buurt de gunstigste schakeling uit.

5. *Ontwerp van een permanenten magneet op de meest economische wijze.*

Het vraagstuk, dat in voorbeeld 4 behandeld is, vindt een analogie in het thans behandelde probleem. Wij nemen aan, dat de magnetiseeringskromme in het derde kwadrant recht verloopt en dat de magnetische lek te verwaarlozen valt.

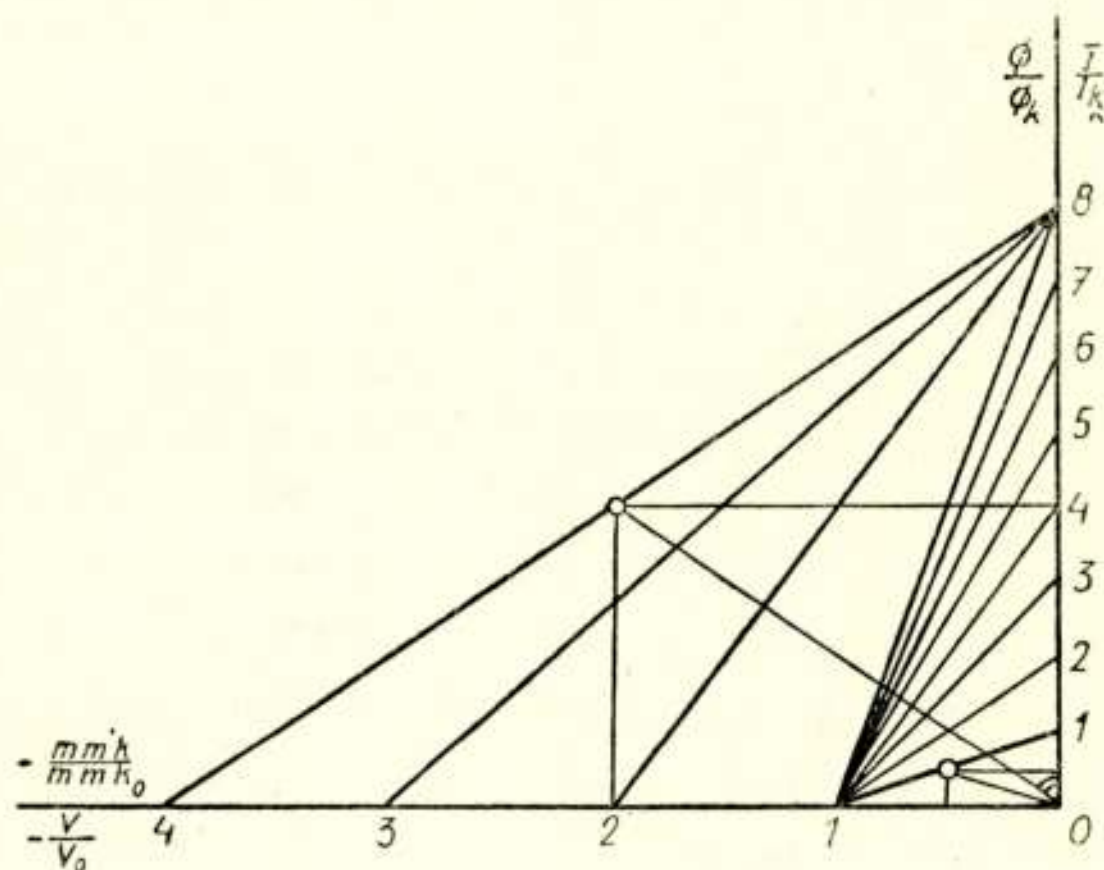


Fig. 7.

Gegeven is het materiaal, waaruit de permanente magneet moet worden opgebouwd. Deze magnetische elementjes kan men een willekeurigen vorm geven. Voor de hand ligt een blokje van 1 cm^3 doorsnede en 1 cm lengte. Het materiaal zij wolframstaal. De nullast-magnetische spanning zij $MMK_0 = H_c l = 75 \text{ oersted cm} = 60 \text{ amp. windingen}$. De kortsluitflux zij $\Phi_k = B_r S = 12\,000 \text{ gauss cm}^2 = 12\,000 \text{ maxwell} = 0,12 \text{ mVsec}$. De max. afgegeven arbeid zij $\frac{1}{4} \times 75 \times 12\,000 = 225\,000 \text{ erg} = 22,5 \text{ mJ}$.

Gegeven is ook de verbruiker, een luchtspleet, waarvan de magnetische susceptantie $\mu S/l = 320 \text{ cm gauss/oersted} = 4 \mu \text{ henry}$. De in de luchtspleet gewenschte magnetische flux is $48\,000 \text{ maxwell} = 0,48 \text{ mVsec}$. De benodigde MMK is dan $150 \text{ oersted cm} = 120 \text{ amp. windingen}$. De arbeid, vertegenwoordigd door dit magnetische veld is $7,2 \text{ M erg} = 720 \text{ mJ}$.

De magneet is het goedkoopste (kleinste) als elke cm^3 de max. mogelijke hoeveelheid arbeid aan de luchtspleet levert.

Het benodigde aantal cm^3 magnetisch materiaal is dus $720 : 22,5 = 32$. In dezen bedrijfstoestand is de door 1 cm^3 geleverde flux de helft van den kortsluitflux Φ_k dus $\frac{1}{2} \times 0,12 = 0,06 \text{ mVsec}$. Er moet geleverd worden $0,48 \text{ mVsec}$. Er moeten dus 8 eenheidsblokjes van 1 cm^3 parallel geschakeld worden. De magnetische klemspanning van de eenheidsblokjes is $\frac{1}{2} \times 60 = 30$ amp. windingen. Er zijn 120 amp. windingen nodig en er moeten dus 4 blokjes in serie geschakeld worden. $4 \times 8 = 32$.

De permanente magneet voor het beoogde doel is een lichaam met een doorsnede van 8 cm^2 en een lengte van 4 cm. De vorm behoeft niet prismatisch te zijn, doch kan zoo gunstig mogelijk worden gekozen met het oog op de fabricatie en de magnetische lek.

De doorsnede van de luchtspleet zal in het algemeen niet overeenkomen met die van den permanenten magneet. In dit geval moet de magnetische batterij met een paar „aansluit-snoeren” op den verbruiker worden aangesloten. Als zoodanig fungeert een weekijzer juk en poolschoenen, waarvan de magnetische weerstand verwaarloosd kan worden.

Het zal opgemerkt zijn, dat in bovenstaand voorbeeld de getalwaarden zoodanig zijn gekozen, dat fig. 7 zonder meer ook voor dit ontwerp kan worden gebruikt. Dit illustreert de groote analogie, die tot haar recht komt door de overeenkomstige keuze van de teekens voor de EMK en MMK.

6. *Vrije trillingen.*

Als een spoel een zelfinductie bezit van L henry en er vloeit een stroom van I ampère door, is er in het magnetische veld van de spoel een arbeid van $\frac{1}{2} L I^2$ joule opgehoopt.

Als een condensator een capaciteit bezit van C farad en de platen dragen een lading van Q coulomb, is er in het elektrische veld van den condensator een arbeid van $\frac{1}{2} \frac{Q^2}{C}$ joule opgehoopt.

Als het systeem van de spoel en den condensator afgesloten wordt van de buitenwereld en er geen arbeid in warmte verloren gaat moet volgens de *wet van het behoud van arbeid* de totale hoeveelheid arbeid onveranderd blijven. Noemen wij deze A joule, dan moet:

$$\frac{1}{2} L I^2 + \frac{1}{2} \frac{Q^2}{C} = A$$

$$\frac{I^2}{\frac{2A}{L}} + \frac{Q^2 C}{2AC} = 1$$

$$\left(\frac{I}{I_m}\right)^2 + \left(\frac{Q}{Q_m}\right)^2 = 1$$

$$I^{*2} + Q^{*2} = 1 \quad (1)$$

Hierin is $I_m = \sqrt{\frac{2A}{L}}$ en $Q_m = \sqrt{2AC}$.

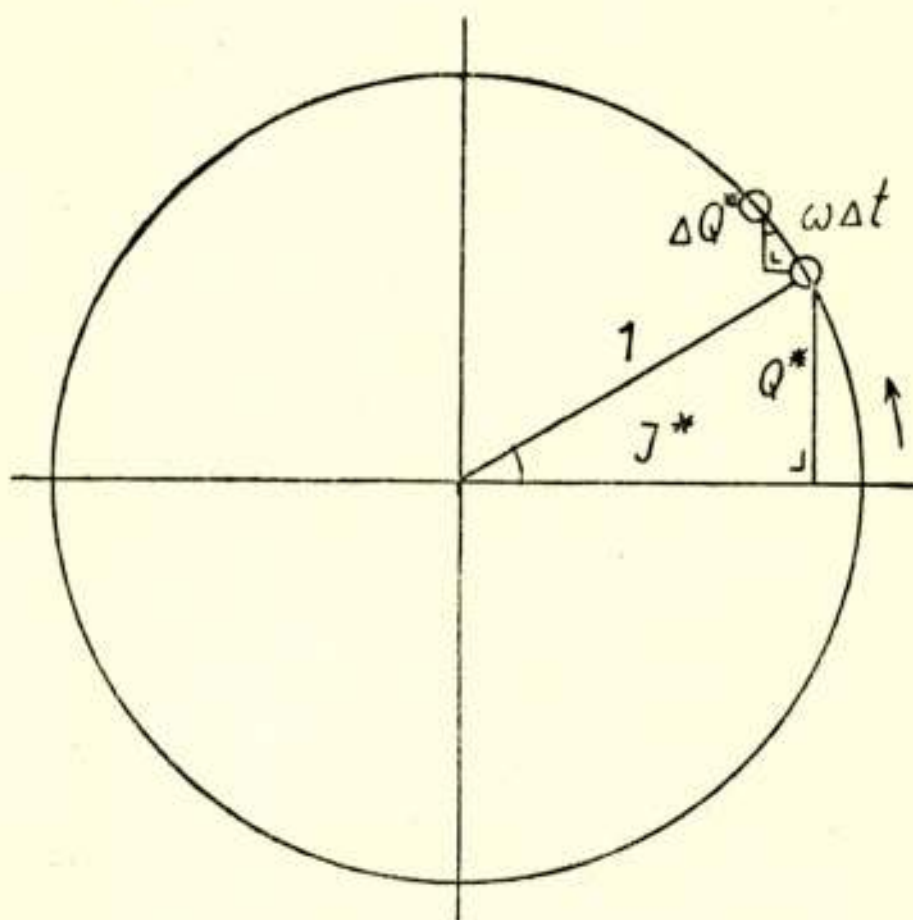


Fig. 8.

I_m en Q_m zijn de grootste waarden, die I en Q kunnen bereiken bij eventueele veranderingen binnen het afgesloten systeem. Als $I = \pm I_m$ is $Q = 0$ en als $Q = \pm Q_m$ is $I = 0$. I^* en Q^* zijn dimensielloze stroom- en ladingcoördinaten. Het zijn verhoudinggetallen, waarbij I_m als eenheid van stroom en Q_m als eenheid van lading is aangenomen.

I_m en Q_m zijn van A afhankelijk. Hun *verhouding* is dit niet. $I_m : Q_m = 1 : \sqrt{LC} = \omega_o$. Deze verhouding is een systeemconstante, die wij ω_o noemen.

De vergelijking (1) kan grafisch worden voorgesteld en blijkt dan een cirkel te zijn met straal 1. Alleen combinaties van

waarden van I^* en Q^* , die op den cirkel liggen zijn vereenigbaar met de wet van het behoud van arbeid. Als er binnen het systeem verandering komt in de verdeeling van den arbeid over de twee vormen, waarin hij opgehoopt zit, dus zonder dat er nieuwe arbeid aan het systeem wordt toegevoerd of er arbeid aan wordt ontleend, moet de nieuwe toestand worden voorgesteld door een ander punt op den eenheidcirkel. Het representatieve punt moet zich dus bij alle eventueele veranderingen bewegen langs den cirkelomtrek. (fig. 8)

Laten wij eens aannemen, dat uitgaande van den begintoestand (I^*, Q^*) om de eene of andere reden in den tijd Δt een kleine verandering is ingetreden, waardoor de lading is geworden $Q^* + \Delta Q^*$. Het nieuwe punt is in de figuur aangegeven. Als wij de gemiddelde snelheid waarmee het representatieve punt zich gedurende deze verandering langs den cirkelomtrek heeft bewogen $\bar{\omega}$ noemen, heeft het een boog afgelegd van $\bar{\omega} \Delta t$, die wegens de onderstelde kleinheid der verandering kan worden vereenzelvigd met de koorde, die den boog onderspant. Uit de gelijkvormigheid der beide driehoeken volgt:

$$\begin{aligned}\bar{\omega} \Delta t : 1 &= \Delta Q^* : I^* \\ I^* \cdot \bar{\omega} \cdot \Delta t &= \Delta Q^*\end{aligned}\tag{2}$$

Deze vergelijking geldt voor alle eventueele veranderingen binnen het systeem. Er is nog niets ondersteld omtrent de noodzaak of de snelheid waarmee veranderingen zouden intreden. De vergelijking (2) is een *algemeene voorwaarde* voor iedere verandering binnen het systeem. De eenige beperking is, dat de verandering klein moet zijn.

Indien nu de L en de C samen geschakeld zijn tot één circuit, blijkt onmiddellijk, dat het representatieve punt niet stil kan blijven staan op den eenheidcirkel, daar er een verandering van de lading van den condensator optreedt, zoolang er een stroom naar de bekleedselen vloeit. En als de stroom een oogenblik nul is en de lading dan extreme waarde heeft bereikt, kan die niet gehandhaafd blijven, daar zij onmiddellijk terug begint te vloeien en daardoor een stroom in omgekeerden zin veroorzaakt. Voor het verband tusschen ladingverandering en stroom geldt

$$\bar{I} \Delta t = \Delta Q$$

Nemen wij Δt voldoende klein, dan wordt $\bar{I} = I$ en de vergelijking:

$$\begin{aligned}
 I \Delta t &= \Delta Q \\
 \Delta t \cdot \frac{I}{I_m} \cdot \frac{I_m}{Q_m} &= \frac{\Delta Q}{Q_m} \\
 I^* \cdot \omega_o \cdot \Delta t &= \Delta Q^* \quad (3)
 \end{aligned}$$

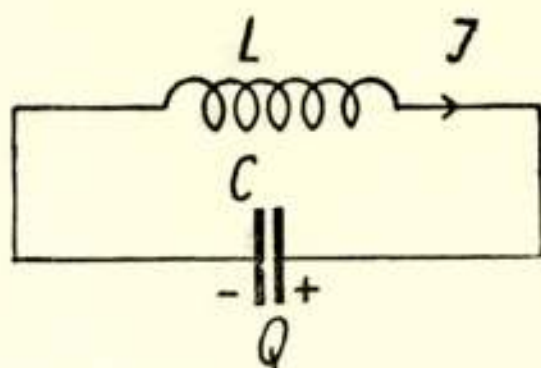


Fig. 9.

Door vergelijking der algemeene voorwaarde (2) met de *bijzondere voorwaarde* (3), die door den aard der schakeling gegeven is, blijkt dat $\bar{\omega} = \omega_o$, d.w.z. de gemiddelde snelheid van het representatieve punt over kleine afstanden is *constant*. Het punt beweegt zich *thus met gelijkblijvende snelheid langs den cirkelomtrek*. De *periode* der rondgaande beweging is $\frac{2\pi}{\omega_o} = T_o$. De stroom en de lading kunnen als functie van den tijd worden voorgesteld door:

$$\begin{aligned}
 I^* &= \cos \omega_o t ; \quad I = I_m \cos \omega_o t \\
 Q^* &= \sin \omega_o t ; \quad Q = Q_m \sin \omega_o t
 \end{aligned}$$

De spanning over den condensator is in fase met de lading.

$$V_m = \frac{Q_m}{C}; \quad \frac{V_m}{I_m} = \sqrt{\frac{L}{C}} = \omega_o L = \frac{1}{\omega_o C}; \quad V = V_m \sin \omega_o t$$

De stroom en de lading (spanning) zijn *in quadratuur*. De lading (spanning) ijlt 90° na bij den stroom. Bedoeld is hierbij de spanning over den condensator. Die over de spoel is in oppositie (tegenfase) met die over den condensator en overigens daaraan gelijk. De som van V_C en V_L is constant nul.

DISCUSSIE

De heer B. Slikkerveer merkt naar aanleiding van voorbeeld 2 op, dat eerst nog aangetoond moet worden, dat de koorde, die door een punt binnen een cirkel loodrecht op de middellijn door dat punt getrokken wordt, de kortste koorde is, die door dat punt kan worden getrokken.

Ir. J. Bloemsma: Dit is een typische opmerking van een wiskundige. Hoezeer dergelijke bewijzen ook noodig zijn in de zuivere wiskunde, wij moeten nooit vergeten, dat de wiskunde voor een radiotechnicus slechts hulpwetenschap is. De mentaliteit van een technicus accepteert onmiddellijk het aanschouwingsfeit, dat bedoelde koorde uit symmetrie-overwegingen de kortste is. Hij spaart zijn denkergerie voor het doordringen in de technische beteekenis van de stelling.

Ir. J. Weijers informeert, of het werken met gereduceerde coördinaten geen moeilijkheden oplevert.

B.: De moeilijkheden worden niet ondervonden, door ze van te voren uit den weg te ruimen met de opmerking, dat dit slechts een schaal-kwestie is.

Ir. F. H. Stieltjes vestigt er de aandacht op, dat Poincaré voor het onderzoek naar de vraag of een differentiaalvergelijking een periodieke oplossing toelaat ook de methode toepast de afhankelijk veranderlijke en haar afgeleide op onderling loodrechte assen uit te zetten (voorbeeld 6). De beteekenis van deze wijze van doen was, naar uit opmerkingen bleek, sommigen leden in het eerst niet duidelijk.

B.: De verwijzing wordt dankbaar geregistreerd.

DE INVLOED VAN MENGTRAP EN DETECTOR OP DE SIGNAAL-RUISCHVERHOUDING BIJ ONTVANGERS VOOR METERGOLVEN

door

A. VAN WEEL

*Natuurkundig Laboratorium der N.V. Philips'
Gloeilampenfabrieken, Eindhoven – Holland*

*Voordracht gehouden voor het Nederlandsch Radiogenootschap
op 4 Juni 1945.*

I. INLEIDING.

§ 1. Alvorens het eigenlijke onderwerp te beschouwen, recapituleeren wij enkele formules, welke de ruischeigenschappen van weerstanden en electronenbuizen vastleggen. Voor een uitvoeriger behandeling verwijzen wij naar de dissertatie van schrijver dezes ¹⁾, waarin tevens een uitgebreid literatuuroverzicht is opgenomen.

In een weerstand R is tengevolge van de warmtebeweging der electronen een fluctuatiespanning aanwezig, waarvan de grootte bepaald wordt door

$$\overline{e_r^2} = 4 k T R \Delta \nu, \quad (1)$$

$\overline{e_r^2}$ = gemiddeld kwadraat van de spanningsfluctuaties,

k = constante van Boltzmann,

T = absolute temperatuur van de weerstand,

$\Delta \nu$ = beschouwd frequentiegebied.

In de anodestroom van een penthode is als gevolg van het corpusculaire karakter van de stroom door een electronenbuis de volgende ruischcomponent aanwezig:

¹⁾ A. van Weel, De natuurlijke gevoeligheidsgrens van radio-ontvangers voor zeer korte golflengten. Dissertatie Delft, 1943.

$$\overline{i_{ar}^2} = 2 e I_a \Delta \nu \frac{v_o S_a + I_{g2}}{I_a + I_{g2}}, \quad (2)$$

$\overline{i_{ar}^2}$ = gemiddeld kwadraat van de anodestroomfluctuaties,

e = lading van het electron,

I_a = anodegelijkstroom,

v_o = constante (voor buizen met oxydkathoden tusschen 0,1 en 0,2 volt),

S_a = steilheid van de anodestroom,

I_{g2} = schermroostergelijkstroom.

De laatste factor van het rechterlid bestaat uit de som van twee termen. Dit hangt samen met het feit, dat de fluctuatiestroom naar de anode uit twee deelen bestaat. In de eerste plaats is in de kathodestroom reeds een fluctuatiecomponent aanwezig tengevolge van fluctuaties in de kathode-emissie. Bovendien treedt er in anode- en schermroosterstroom nog een tweede fluctuatiecomponent op, omdat de stroomverdeeling tusschen anode en schermrooster kleine variaties vertoont. De eerste fluctuatiestroom noemen wij de „kathoderuischstroom”, de tweede de „verdeelingsruischstroom”. Zij worden respectievelijk bepaald door de eerste en tweede term van de teller van de laatste factor uit het rechterlid van vergelijking (2).

De in de anodestroom van een electronenbuis aanwezige ruischcomponent zou men zich ook ontstaan kunnen denken als gevolg van de aanwezigheid van een zekere ruischspanning op het stuurrooster van een soortgelijke doch ruischvrije buis. Deze „aequivalente ruischspanning” ϵ_{aeq} op het stuurrooster zou het gevolg kunnen zijn van een tusschen het stuurrooster en de kathode geschakelde weerstand van de juiste grootte. Deze „aequivalente ruischweerstand” R_{aeq} volgt uit de vergelijkingen (1) en (2), nl. indien $v_o = 0,2$ volt,

$$\epsilon_{aeq}^2 = \frac{\overline{i_{ar}^2}}{S_a^2} = 4 k T R_{aeq} \Delta \nu, \quad (3)$$

$$R_{aeq} = \frac{4}{S} + \frac{20}{S_a^2} \cdot \frac{I_a I_{g2}}{I_a + I_{g2}}, \quad (4)$$

S = steilheid van de kathodestroom.

De eerste en tweede term van (4) geven respectievelijk de bijdrage van de kathoderuisch en van de verdeelingsruisch tot

de totale ruisch. Voor een triode vervalt de laatste term.

Als belangrijke eigenschap van triodeversterkerbuizen vermelden wij voorts nog, dat de signaal-ruischverhouding in de anodestroom niet wordt beïnvloed door de aanwezigheid van een of andere terugkoppeling.

De grootte van de signaal-ruischverhouding in de anodestroom wordt alleen bepaald door de verhouding R_l/R_{aeq} , waarin R_l de ingangspareelweerstand van de buis tengevolge van de eindige looptijd der electronen voorstelt. De grootte van deze „looptijdweerstand” wordt bij benadering gegeven door

$$R_l = \frac{20}{S \omega^2 \tau^2} \quad (5)$$

S = steilheid van de kathodestroom,

$\omega = 2 \pi \nu$ = cirkelfrequentie,

τ = electronenlooptijd tusschen kathode en stuurrooster.

In serie met de looptijdweerstand meet men een ruischspanning, welke door vergelijking (1) gegeven wordt, indien men voor T een waarde van ca. 1,4 maal de kathodetemperatuur inbrengt. Deze ruischspanning is gecorreleerd met de kathoderuischstroom. Indien tusschen rooster en kathode echter een reële impedantie wordt geschakeld, waardoor de ruischspanning van R_l via de steilheid tot een zekere ruischcomponent in de kathodestroom aanleiding geeft, blijkt deze correlatie geen invloed te hebben op de resulterende ruischcomponent van de anodestroom, omdat beide gecorreleerde ruischcomponenten dan juist 90° in fase verschoven zijn.

II. MENGTRAP.

§ 2. Wanneer wij de ruischeigenschappen van mengbuizen willen onderzoeken, is het nuttig om deze te vergelijken met die van versterkerbuizen. Wij vermeldde reeds, dat de signaal-ruischverhouding in de anodestroom van een versterkerbuis bepaald wordt door de verhouding R_l/R_{aeq} ; de beste signaal-ruischverhouding wordt bereikt bij zoo laag mogelijke waarde van R_{aeq} . Een triode geeft een betere signaal-ruischverhouding dan een penthode, omdat deze laatste nog verdeelingsruisch heeft.

In principe is door geschikte terugkoppeling uit het schermrooster de verdeelingsruisch echter steeds te onderdrukken, zoodat

wij ook voor een versterkerpenthode alleen het met de kathoderuisch corresponderende deel van de aequivalente ruischweerstand als maatgevend zullen beschouwen. Wij zullen de aequivalente ruischweerstand van een normale versterkertriode verder met de index n aanduiden om deze te onderscheiden van de nog te beschouwen mengtriodes. Voor $R_{aeq\ n}$ geldt

$$R_{aeq\ n} = \frac{4}{S_n}, \quad (6)$$

waarin S_n de steilheid van de triode is.

§ 3. Als mengbuizen worden bij omroepontvangers steeds meer-roosterbuizen gebruikt zooals hexoden en octoden. Deze buizen hebben echter zeer slechte ruischeigenschappen, omdat de voor de scheiding van hoogfrequentkring, middenfrequentkring en oscillatorkring aanwezige schermroosters een groote verdeelingsruischcomponent in de anodestroom tengevolge hebben.

Bij ontvangers voor metergolven is deze scheiding van minder belang, omdat de signaal- en middenfrequentie daar gewoonlijk zeer veel verschillen. Men kan daarom ter verkrijging van betere ruischeigenschappen bij deze frequenties met voordeel gebruik maken van triodemengbuizen, waarbij signaal- en oscillators spanning tesamen aan het stuurrooster toegevoerd worden (zoogenaamde additieve mengschakeling). De lage inwendige anodeweerstand van een triode is bij deze ontvangers geen bezwaar, omdat de middenfrequent te versterken frequentieband in de regel vrij breed is, zoodat een groote selectiviteit niet noodzakelijk is.

Behalve trioden worden ook dioden gebruikt als mengbuizen bij zeer korte golflengten. De gunstige ruischeigenschappen van diodemengbuizen bij lagere frequenties blijken echter bij zeer hoge frequenties sterk te verminderen, waarschijnlijk tengevolge van electronenlooptijdeffecten. Om deze reden beschouwen wij thans uitsluitend triodemenging.

§ 4. Op overeenkomstige wijze als voor een versterkerbuis kan men voor een triodemengbuis (d. i. een triode, waarbij aan het stuurrooster behalve de signaalspanning, ook nog een oscillators spanning wordt toegevoerd) een aequivalente ruischspanning definiëren, nl. als de hoogfrequente ruischspanning tusschen stuurrooster en kathode, welke in een overigens ruischvrije buis

aanleiding geeft tot eenzelfde middenfrequente ruischcomponent in de anodestroom als hierin van nature aanwezig is. Deze aequivalente ruischspanning, welke men weer kan geven door een aequivalente ruischweerstand, wordt bepaald door vergelijking (7), waarin wij de diverse grootheden van de mengbuis met de index c aangaven:

$$\overline{v_{aeqc}^2} = \frac{\overline{i_{amr}^2}}{S_c^2} = 4 k T R_{aeqc} \Delta \nu, \quad (7)$$

$\overline{v_{aeqc}^2}$ = gemiddeld kwadraat van de aequivalente ruischspanning van de mengbuis,

$\overline{i_{amr}^2}$ = gemiddeld kwadraat van de middenfrequente anodestroomfluctuaties,

S_c = conversiesteilheid,

R_{aeqc} = aequivalente ruischweerstand van de mengbuis.

Wij zouden dezelfde triode bij aanwezigheid van oscillatorspanning op het stuurrooster ook als versterker kunnen beschouwen, omdat de buis behalve zijn conversiesteilheid ook steeds een zekere directe steilheid heeft. Voor deze versterkerbuis kunnen wij weer een aequivalente ruischspanning en -weerstand aangeven, welke dan bepaald worden door

$$\overline{v_{aeq}^2} = \frac{\overline{i_{air}^2}}{S^2} = 4 k T R_{aeq} \Delta \nu, \quad (8)$$

$\overline{v_{aeq}^2}$ = gemiddeld kwadraat van de aequivalente ruischspanning van de mengbuis als versterker beschouwd,

$\overline{i_{air}^2}$ = gemiddeld kwadraat van de hoogfrequente anodestroomfluctuaties,

S = directe steilheid van de mengbuis als versterker beschouwd,

R_{aeq} = aequivalente ruischweerstand van de mengbuis als versterker beschouwd.

Omdat, behalve voor zeer hoge frequenties, de binnen een bepaalde frequentieband vallende ruischenergie onafhankelijk is van de plaats van deze band in het frequentiespectrum, zoodat geldt $\overline{i_{air}^2} = \overline{i_{amr}^2}$, volgt uit de vergelijkingen (7) en (8):

$$\frac{R_{aeqc}}{R_{aeq}} = \frac{S^2}{S_c^2}. \quad (9)$$

Voor R_{aeq} geldt verder

$$R_{aeq} = \frac{4}{S}, \quad (10)$$

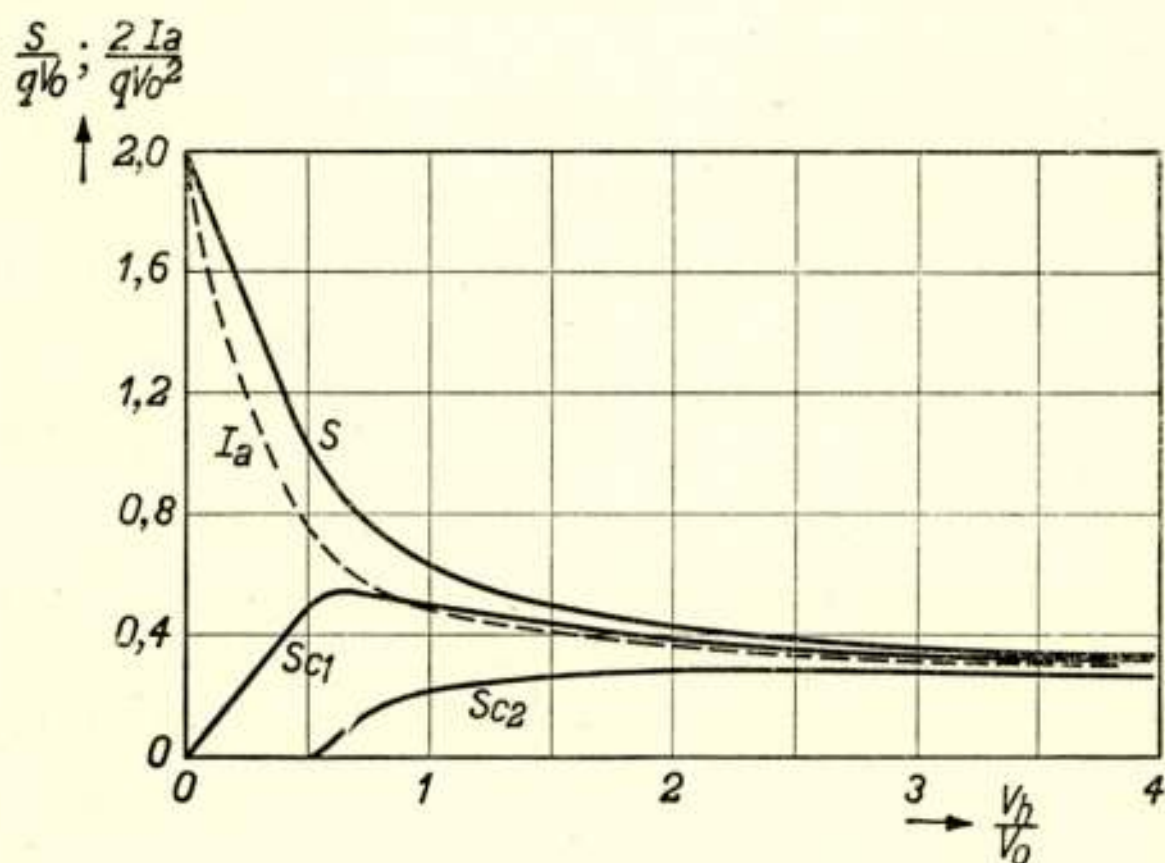
zoodat de aequivalente ruischweerstand van de mengbuis als convertor gegeven wordt door

$$R_{aeq c} = \frac{4S}{S_c^2}. \quad (11)$$

Met behulp van verg. (5) kan men nu ook de verhouding $R_{aeq c}/R_{aeq n}$ worden bepaald, d.i. dus de verhouding van de aequivalente ruischweerstand van een triode als mengbuis tot die van dezelfde triode als normale versterker:

$$\frac{R_{aeq c}}{R_{aeq n}} = \frac{SS_n}{S_c^2}. \quad (12)$$

Uit de vergelijkingen (11) en (12) kunnen wij de belangrijke conclusie trekken, dat om met een triodemengbuis een zoo goed mogelijke signaal-ruischverhouding te verkrijgen, deze niet moet worden ingesteld op een zoo groot mogelijke waarde van de conversiesteilheid, maar op een zoo groot mogelijke waarde van de verhouding S_c^2/S .



Figuur 1.

Anodestroom, directe steilheid en conversiesteilheid als functie van de oscillatorspanning.

Als instelbare grootheid heeft men bij een mengtriode de grootte van de oscillatorspanning ter beschikking. Wij hebben in fig. 1 het verloop van de grootheden S en $S_c (= S_{c1})$ getee-

kend als functie van de oscillatorspanning V_h (S_{c2} is de conversiesteilheid voor menging met de dubbele oscillatorfrequentie). Deze krommen zijn berekend voor een triode met zuiver quadratische karakteristiek (wat in vele gevallen een goede benadering geeft), gegeven door

$$i_a = q (V_g + V_o)^2. \quad (14)$$

De uitdrukking $q V_o^2$ geeft dus de anodegelijkstroom voor $V_g = 0$, terwijl V_o de grootte geeft van de negatieve rooster-spanning, bij welke de buis juist geen anodestroom meer voert. Wij namen bij de berekening aan, dat de top van de wisselspanning op het rooster steeds juist tot $V_g = 0$ komt, m.a.w. dat V_g wordt gegeven door

$$V_g = - V_h (1 + \cos \omega_h t), \quad (14)$$

V_h = amplitudo van de oscillatorspanning.

In fig. 1 is als abscis de topwaarde van de oscillatorspanning uitgedrukt in V_o als eenheid uitgezet. Als ordinaat is de dimensionloze grootte $S/q V_o$ genomen.

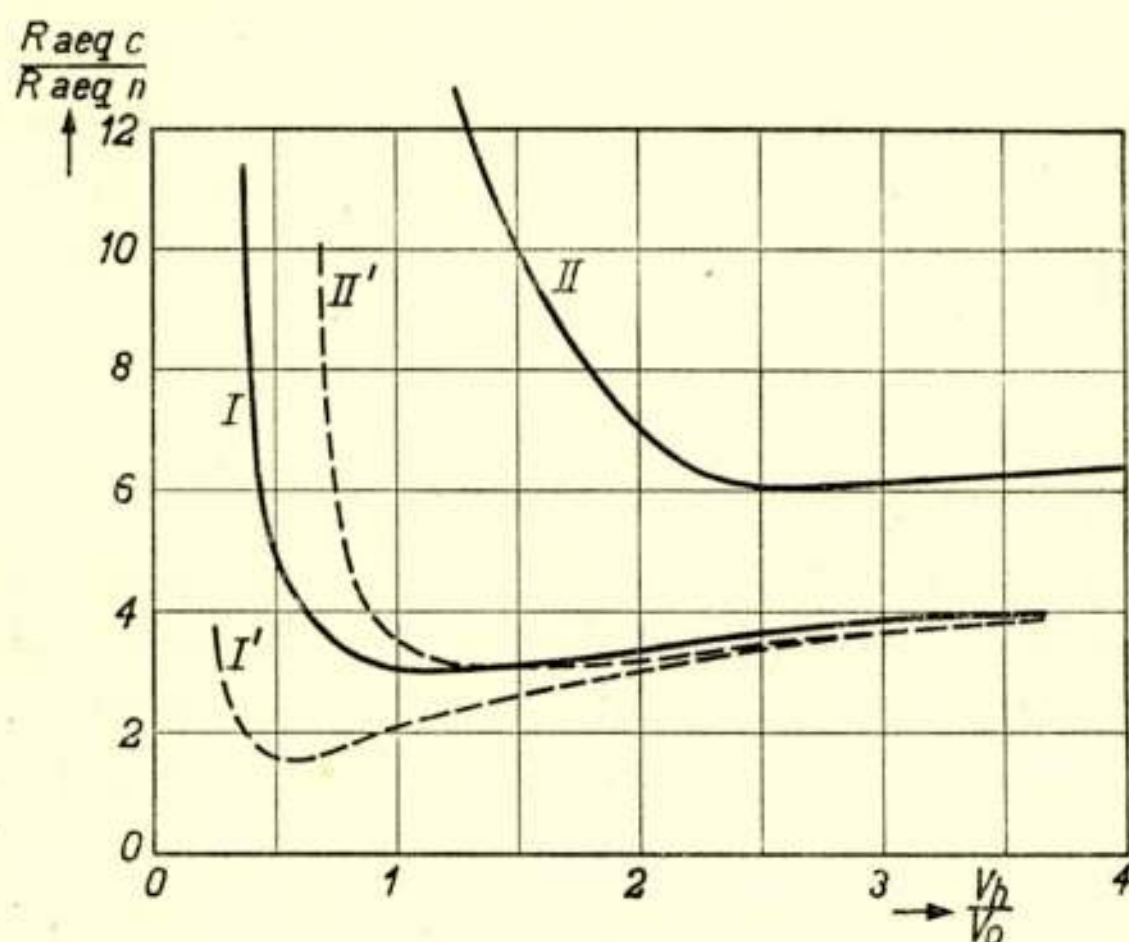
Uit fig. 1 kan men de verhouding $R_{aeq c}/R_{aeq n}$ berekenen bij verschillende waarden van V_h , indien de grootte van S_n bekend is. Deze normale steilheid hangt af van de toelaatbare anodegelijkstroom. Wij berekenden $R_{aeq c}/R_{aeq n}$ voor het geval de toelaatbare anodestroom juist gelijk is aan de anodegelijkstroom, welke bij een mengtriode vloeit, indien de oscillatorspanning $V_h = \frac{1}{2} V_o$ is, d.w.z. dat de buis door de oscillatorspanning juist over de geheele roosterruimte uitgestuurd wordt. Deze veronderstelling blijkt namelijk in vele gevallen de praktijk goed te benaderen.

In fig. 2 is het resultaat van deze berekeningen geteekend, nl. de krommen I en II, welke gelden respectievelijk voor menging met de oscillatorfrequentie zelf en met de dubbele oscillatorfrequentie. Het minimum in de kromme I ligt bij $V_h/V_o \approx 1$; zou men de buis instellen op het maximum van de conversiesteilheid ($V_h/V_o = 0,6$), dan had men een ongeveer 30% grotere aequivalente ruischweerstand verkregen.

De waarde van $R_{aeq c}$ in het minimum blijkt drie keer zoo groot te zijn als die voor een versterkerbuis.

§ 5. Men kan dus door juiste keuze van de oscillatorspan-

ning een minimale $R_{aeq c}$ bereiken; een verdere verbetering is nog mogelijk door hoogfrequente terugkoppeling toe te passen. Voor het geval, dat de buis extreem sterk is teruggekoppeld en op de rand van oscilleeren staat, kan men direct de op deze wijze verkrijgbare verbetering in ruisceigenschappen aangeven. In dit geval is namelijk de ingangskring zeer sterk ontdempt en alle spanningen in deze kring worden extreem sterk opgeslingerd, dus ook de ruischspanning, waarbij wij nog in het midden laten, waar deze ruischspanning oorspronkelijk vandaan komt.



Figuur 2.

Aequivalente ruischweerstand van een triodemengbuis als functie van de oscillatorspanning voor conversie met de oscillatorfrequentie (I); idem met terugkoppeling (I'); voor conversie met de dubbele oscillatorfrequentie (II); idem met terugkoppeling (II').

Deze zeer groote hoogfrequente ruischspanning op het rooster wordt geconverteerd tot een zeer groote middenfrequente ruischcomponent in de anodestroom. Deze stroom bezat reeds de van nature aanwezige middenfrequente (kathode-)ruischcomponent, doch bij extreem sterke opslinging van de hoogfrequente roosterruischspanning, is deze middenfrequente kathode-ruischcomponent klein ten opzichte van de van conversie van de groote roosterruischspanning afkomstige ruischcomponent. Hieruit volgt, dat dan de signaal-ruischverhouding in de middenfrequente anodestroom gelijk is aan die in de hoogfrequente rooster-spanning.

Op dezelfde wijze kan men beredeneeren, dat de signaal-

ruischverhouding in de hoogfrequente anodestroom onder dezelfde omstandigheden gelijk is aan die in de roosterspanning. Wij bespraken reeds, dat de signaal-ruischverhouding in de anodestroom van een hoogfrequentversterkerbuis niet door terugkoppeling beïnvloed wordt, zodat wij kunnen concludeeren:

Bij triodemenging is, door sterke ontdemping van de ingangskring, in de middenfrequente anodestroom een even goede signaal-ruischverhouding te verkrijgen als in de anodestroom van dezelfde buis als hoogfrequentversterker geschakeld.

Strikt genomen geldt deze stelling alleen in het geval van een zeer kleine oscillatorspanning; bij grotere oscillatorspanning neemt de directe steilheid nl. af, zodat de aequivalente ruischweerstand van de mengbuis, als versterker beschouwd, toeneemt. Wij zullen in § 8 aan de hand van de numerieke gegevens van een bepaalde buis aantonen, dat deze toename slechts gering is.

§ 6. Een zeer sterke terugkoppeling heeft uit praktische overwegingen groote bezwaren; het is daarom gewenscht om na te gaan welke ruischeigenschappen een triodemengbuis bij minder sterke ontdemping van de ingangskring heeft, waarbij dus niet meer mag worden verondersteld, dat de middenfrequente kathoderuisch te verwaarlozen is.

De ruischspanning op het rooster is ten deele het gevolg van de teruggekoppelde hoogfrequente kathoderuisch-component van de anodestroom. Deze ruischspanning wordt geconverteerd tot een middenfrequente ruischcomponent in de anodestroom, en nu doet zich dus het probleem voor, in hoeverre deze geconverteerde hoogfrequente kathoderuisch gecorreleerd is met de middenfrequente kathoderuisch.

Dit probleem treedt op geheel overeenkomstige wijze bij diodemenging op en is daarbij door Haantjes en Tellegen opgelost¹⁾. Past men hun berekening op het geval van triodemenging toe (zie ²⁾), dan vindt men, dat de middenfrequente ruischcomponent van de anodestroom van een hoogfrequent teruggekoppelde triodemengbuis gegeven wordt door:

$$\overline{i_{mr}^2} = \overline{i_r^2} \left(1 + 2 \frac{S_c}{S} V_i + V_i^2 \right), \quad (15)$$

¹⁾ J. Haantjes en B. D. H. Tellegen, „De diode als mengbuis en detector” Tijdschrift Ned. Rad. Gen. 10, 237, 1943.

²⁾ A. v. Weel, l. c. pag. 51.

$\overline{i_{mr}^2}$ = gemiddeld kwadraat van de resulterende middenfrequente anodestroomfluctuaties,

$\overline{i_r^2}$ = gemiddeld kwadraat van de middenfrequente anodestroomfluctuaties, indien geen hoogfrequente terugkoppeling aanwezig is,

V_i = conversiestroomversterking, d.i. de verhouding i_{mr}'/i_{ir} waarin i_{mr}' = de middenfrequente ruiscomponent van de anodestroom, welke ontstaat door conversie van de naar het rooster teruggekoppelde hoogfrequente ruiscomponent van de anodestroom, en i_{ir} = deze oorspronkelijke hoogfrequente ruiscomponent.

Had er geen correlatie bestaan tussen de hoog- en middenfrequente ruiscomponenten, dan hadden wij alleen de eerste en de derde term gevonden; de tweede term geeft dus de invloed van de correlatie. Afhankelijk van het teken van V_i kan door deze correlatie de middenfrequentruis vergroot of verkleind worden. Daar S_c/S steeds kleiner is dan één, blijft de de vorm (15) steeds groter dan nul.

Men kan er zich gemakkelijk van overtuigen, dat ontdemping van de ingangskring door terugkoppeling overeenkomt met een positieve V_i en demping door tegenkoppeling met een negatieve V_i . Door terugkoppeling wordt immers een eventueel aanwezige roosterspanning vergroot, door tegenkoppeling verkleind, en daar een in de anodestroom aanwezige stroomcomponent steeds teruggerekend kan worden tot een aequivalente spanning op het rooster, geldt ditzelfde ook voor een stroomcomponent.

Uit het bovenstaande blijkt, dat de beschouwde correlatie bij tegenkoppeling een vermindering, en bij terugkoppeling een vergroting van de ruiscomponent van de anodestroom tengevolge heeft.

§ 7. Wij zullen thans de invloed op de signaal-ruisverhouding van hoogfrequente terug- of tegenkoppeling bij een triodemengschakeling berekenen. In fig. 3 teekenden wij een dergelijke schakeling; R_g stelt de impedantie van de ingangskring voor, waarbij wij de looptijdweerstand en de getransformeerde antenneweerstand mede in deze R_g verdisconteerd denken, verder is de anodestroom over een ideale transformator met transformatieverhouding $1:m$ met de ingangskring gekoppeld. Wij veronderstellen hierbij, dat de ingangskring voor alle frequenties, behalve voor die in de omgeving van de signaalfrequentie, een kortsluiting vormt.

De naar het rooster teruggekoppelde anodestroom bedraagt i_a/m ; door de terugkoppeling komt nu parallel aan R_g de weerstand R te staan, welke bepaald wordt door

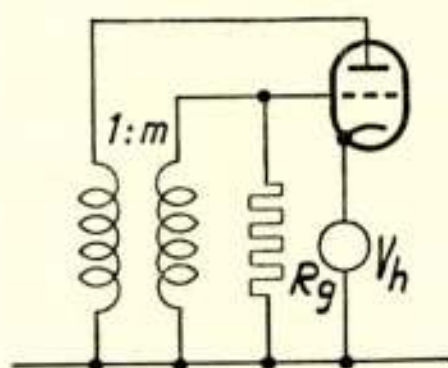
$$R = \frac{V_g}{\frac{i_a}{m}} = \frac{V_g}{\frac{S V_g}{m}} = \frac{m}{S}. \quad (16)$$

De totale ingangsweerstand wordt dus gegeven door:

$$\frac{1}{\frac{1}{R_g} + \frac{1}{R}} = \frac{R_g}{1 + \frac{SR_g}{m}} = V_R \cdot R_g, \quad (17)$$

waarin:

$$V_R = \frac{1}{1 + \frac{SR_g}{m}}. \quad (18)$$



Figuur 3

Teruggekoppelde triodemengbuis.

De ingangsweerstand wordt tengevolge van de koppeling met de factor V_R vermenigvuldigd; daar wij voorloopig een constante antennekoppeling veronderstellen, wordt de signaalspanning op het rooster, dus ook de middenfrequente signaalcomponent in de anodestroom, met dezelfde factor vermenigvuldigd.

De spanning op het rooster tengevolge van de getransformeerde anodestroom wordt gegeven door:

$$V_g = - \frac{\frac{i_a}{m}}{\frac{1}{R_g} + \frac{1}{R}} = - i_a \frac{\frac{R_g}{m}}{1 + \frac{SR_g}{m}}, \quad (19)$$

en de middenfrequente anodestroom, welke hier het gevolg van is door:

$$i_a' = -i_a \frac{\frac{S_c R_g}{m}}{1 + \frac{S R_g}{m}} \quad (20)$$

De conversiestroomversterking V_i wordt dus bepaald door:

$$V_i = - \frac{\frac{S_c R_g}{m}}{1 + \frac{S R_g}{m}} = - \frac{S_c}{S} (1 - V_R) \quad (21)$$

In overeenstemming met hetgeen wij reeds in de vorige paragraaf opmerkten, blijkt hier, dat bij ontdeemping van de ingangskring ($V_R > 1$) de stroomconversieversterking het positieve teeken heeft, en bij demping de ingangskring ($V_R < 1$) het negatieve teeken.

Volgens (15) wordt door terugkoppeling de middenfrequente kathoderuisch met de factor

$$\left(1 + 2 \frac{S_c}{S} V_i + V_i^2 \right)$$

vermenigvuldigd, terwijl de middenfrequente signaalstroom met de factor V_R toeneemt. De factor, waarmee de signaal-kathoderuischverhouding verandert, wordt dus gegeven door:

$$\frac{V_R^2}{1 + 2 \frac{S_c}{S} V_i + V_i^2} = \frac{V_R^2}{1 - \frac{S_c^2}{S^2} + \frac{S_c^2}{S^2} V_R^2} = \frac{1}{\frac{S_c^2}{S^2} + \frac{1 - S_c^2/S^2}{V_R^2}} \quad (22)$$

In het geval, dat geen terug- of tegenkoppeling plaats vindt is $V_R = 1$, zoodat de breuk (22) de waarde één verkrijgt, hetgeen te verwachten was. Voor $V_R < 1$ (d.w.z. tegenkoppeling) neemt de noemer van (22) toe, omdat S_c/S steeds kleiner dan één is, zoodat de signaal-ruischverhouding dus slechter wordt. Bij terugkoppeling ($V_R > 1$) neemt de noemer echter af, zoodat dan blijkbaar een betere signaal-ruischverhouding ontstaat.

Precies dezelfde signaal-ruischverhouding was ontstaan, indien wij een triode zonder terug- of tegenkoppeling hadden gebruikt, maar waarvan de aequivalente ruischweerstand een factor, gelijk aan de noemer van het rechterlid van (22), ver-

schilde met die van de tot dusverre beschouwde triode. Wij kunnen dus zeggen, dat, indien men de ingangsweerstand van een triodemengbuis door hoogfrequente koppeling met de anodestroom een factor V_R verandert, dit tengevolge heeft, dat de aequivalente ruischweerstand een factor

$$\left(\frac{S_c^2}{S^2} + \frac{1 - S_c^2/S^2}{V_R^2} \right)$$

verandert.

Door sterke demping, dus lage waarden van V_R , kan de aequivalente ruischweerstand willekeurig hoog worden; door sterke ontdemping (grote V_R) kan echter de aequivalente ruischweerstand hoogstens een factor S_c^2/S^2 kleiner worden. Om het effect van deze vermindering te kunnen beoordeelen, beschouwen wij een triode, waarvan de aequivalente ruischweerstand in normale instelling (dus zonder oscillatorsparing) gegeven wordt door $R_{aeq n}$. Schakelt men de triode als mengbuis, dan wordt de aequivalente ruischweerstand bepaald door vergelijking (12):

$$R_{aeq c} = \frac{SS_n}{S_c^2} \cdot R_{aeq n} \quad (12)$$

Ontdempt men de ingangskring zeer sterk door terugkoppeling, dan vermindert de aequivalente ruischweerstand tot:

$$R'_{aeq c} = \frac{S_c^2}{S^2} \cdot R_{aeq c} = \frac{S_n}{S} \cdot R_{aeq n} \quad (23)$$

Daar S hoogstens gelijk kan worden aan S_n , zien wij, dat de aequivalente ruischweerstand van een triodemengbuis bij zeer sterke ontdemping van de ingangskring gelijk kan worden aan die van dezelfde buis als versterkerbuis. Dit bevestigt dus de conclusie, welke reeds in § 5 getrokken werd.

In vergelijking (23) komt S_c niet voor; het bovenstaande geldt dus voor conversie met een willekeurige harmonische van de oscillatorfrequentie.

§ 8. Het is van belang om na te gaan, wat met de in de vorige paragraaf beschreven terugkoppeling in praktische gevallen bereikt kan worden. Daartoe veronderstellen wij, dat

een ontdeemping van de ingangskring, welke gegeven wordt door

$$V_R^2 = 10 ,$$

nog practisch uitvoerbaar is. De aequivalente ruischweerstand van een triodemengbuis met een dergelijke terugkoppeling wordt bepaald door:

$$R_{aeq\ c} = \left\{ \frac{S_c^2}{S^2} + \frac{1 - S_c^2/S^2}{10} \right\} \frac{SS_n}{S_c^2} \cdot R_{aeq\ n} = \left\{ 0,9 + \frac{S^2}{10 S_c^2} \right\} \frac{S_n}{S} R_{aeq\ n} \quad (24)$$

In fig. 2 geven de krommen I' en II' de verhouding $R_{aeq\ c}/R_{aeq\ n}$ volgens de laatste vergelijking. Ten opzichte van de minima van de krommen I en II zijn de minima van I' en II' ongeveer een factor twee kleiner; zij zijn bovendien naar kleinere waarden van V_h/V_o verschoven. De waarde van $R_{aeq\ c}$ is in het minimum van I' nog slechts 1,5 maal die van $R_{aeq\ n}$, zoodat mengbuis en versterkerbuis onder deze omstandigheden zeer weinig in ruisch-eigenschappen verschillen.

In tabel III hebben wij de waarden van de aequivalente ruischweerstand bij hoogfrequentversterking en die welke bij triodemenging in het gunstigste geval bereikt kunnen worden nog eens samengevat:

Tabel I

Hoogfrequentversterking zonder verdeelingsruisch	$R_{aeq\ n} = 4/S_n$
Triodemenging zonder terugkoppeling	$R_{aeq\ c} = 3,0 R_{aeq\ n}$
Triodemenging met terugkoppeling	$R'_{aeq\ c} = 1,5 R_{aeq\ n}$

Wij merken hierbij nog op, dat de onderdrukking van de verdeelingsruisch bij een penthode een vrij critische instelling vereischt, zoodat in vele gevallen de aequivalente ruischweerstand groter zal dan die van een triode, zooals in tabel I aangenomen werd.

§ 9. In het voorgaande hebben wij de aequivalente ruischweerstand van triodemengbuizen beschouwd. Wij vermeldde reeds, dat de uiteindelijke signaalruischverhouding bepaald wordt door de verhouding R_l/R_{aeq} , zodat wij ook nog hebben na te gaan hoe groot de looptijdweerstand van een mengtriode is, vergeleken met die van een versterkerbuis.

Theoretisch is hierover weinig bekend. De bestaande theorie over de looptijdweerstand van een versterkerbuis geldt alleen voor kleine wisselspanningen. Zou de oscillatorfrequentie zeer laag zijn, dan zou de looptijdweerstand door middelen over één periode van de „statisch” gemeten of berekende waarden gevonden kunnen worden. In het door ons te beschouwen geval is de oscillatorfrequentie echter van dezelfde orde van grootte als de signaalfrequentie, zodat het niet zeker is of een dergelijke benadering dan toelaatbaar zal zijn.

Wij hebben enkele oriënteerende metingen over de grootte van de looptijdweerstand gedaan bij een golflengte van 1.25 meter.

In de eerste plaats werd het verloop van de looptijdweerstand als functie van de oscillatorspanning gemeten door bij zeer losse antennekoppeling en constante antenne-e.m.k. de gevormde middenfrequentspanning te meten bij verschillende waarden van de oscillatorspanning. Deze middenfrequentspanning is namelijk evenredig met het product van ingangsweerstand en conversiesteilheid. Door uit fig. 1 de grootte van de conversiesteilheid bij de verschillende oscillatorspanningen te bepalen, was op deze wijze het relatieve verloop van de ingangsweerstand te berekenen. In fig. 4 is de op deze wijze gevonden kromme geteekend (kromme I). Kromme II geeft de totale ingangsweerstand R_g , indien men deze berekent door middeling van de statisch gemeten waarden van de ingangsweerstand bij verschillende vaste roosterspanningen. Kromme I werd op zoodanige schaal geteekend, dat voor $V_k = 0$ beide krommen in hetzelfde punt uitkomen, wat natuurlijk vereischt is.

De met een kruisje en een vierkantje aangegeven meetpunten, zijn absolute meetpunten. Het eerste punt werd gevonden door bij bepaalde oscillatorspanning de antennekoppeling op maximale versterking in te stellen.

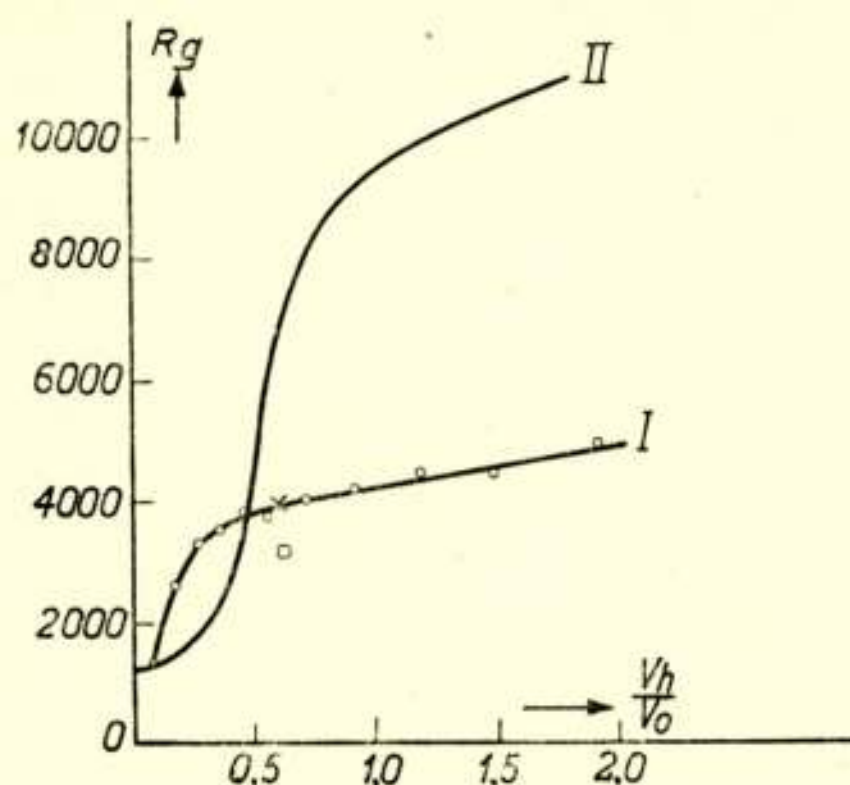
Dan geldt namelijk

$$n^2 r_{ant} = R_l, \quad (25)$$

waarin $n^2 r_{ant}$ de getransformeerde antenneweerstand is. De

waarden van n en r_{ant} konden beide bepaald worden, zoodat op deze wijze R_l te berekenen was.

Het tweede meetpunt werd bepaald door bij de instelling op maximale versterking de conversieversterking tusschen antenne en middenfrequentimpedantie te meten. Deze conversieversterking is gelijk aan $\frac{1}{2} \sqrt{\frac{R_l}{r_{ant}}} \cdot S_c R_m$, waarin R_m de impedantie van de middenfrequente anodekring is. Indien r_{ant} , S_c , R_m en de conversieversterking bekend zijn, kan men R_l bepalen.



Figuur 4.

Ingangsweerstand van een triodemengbuis als functie van de oscillatorspanning, dynamisch gemeten (I), en berekend uit statische metingen (II).

Alle metingen zijn nogal onnauwkeurig, maar geven toch een indruk van het verloop en de orde van grootte van de looptijdweerstand. Het verloop wijkt wel sterk af van dat van kromme II; berekening van de looptijdweerstand bij een oscillatorbuis als gemiddelde van de statisch gemeten waarden is blijkbaar niet toelaatbaar.

Dat de looptijdweerstand bij toenemende oscillatorspanning steeds groter wordt, is begrijpelijk, omdat voor $V_h > \frac{1}{2} V_o$ de buis gedurende een deel van de periode geen stroom voert en dan dus een oneindig groote looptijdweerstand heeft.

Dezelfde trioden, waaraan de metingen werden verricht, hadden bij normale instelling als versterker een looptijdweerstand van 3000Ω . Voor de waarde van de oscillatorspanning, waarbij het minimum van R_{aeq} optreedt, is volgens fig. 4 de looptijdweerstand 4000Ω , dus groter.

Uit een en ander kunnen wij samenvattend concludeeren:

de aequivalente ruischweerstand van een triode als mengbuis behoeft slechts weinig grooter te zijn dan van een triode als versterker; de looplijdwerstand van de mengbuis is daarentegen beter dan die van de versterkerbuis, zoodat de bereikbare signaal-ruischverhouding bij triodemenging ongeveer even groot is als bij hoogfrequent-versterking.

III. DETECTOR.

§ 10. Bij ontvangers voor metergolven wordt doorgaans het superheterodyne beginsel toegepast; men zou daarom kunnen meenen, dat de invloed van de detector, die de gewoonlijk niet extreem hoge middenfrequentie detecteert, op de signaal-ruischverhouding niet anders is dan bij bijv. omroepontvangers. Dat toch een verschil aan te wijzen valt, is het gevolg van het feit, dat de bandbreedte van de middenfrequentversterker voor de door ons beschouwde ontvangers in het algemeen veel grooter is dan de breedte van het laagfrequente kanaal, zulks om eventueel verloop van de gevormde middenfrequentie tengevolge van instabiliteit van zender- en plaatselijke oscillatorfrequentie op te kunnen nemen.

Ook al maakt men nu het laagfrequentkanaal niet breeder dan voor het over te brengen signaal noodzakelijk is, dan blijkt toch, dat een bredere middenfrequentversterker tot een slechtere signaal-ruischverhouding aanleiding geeft. De invloed van de middenfrequente bandbreedte komt tot uiting bij de detectie van het middenfrequentsignaal. Om dit kwalitatief aan te toonen, beschouwen wij een detector, waarop alleen middenfrequente ruischspanning en geen signaalspanning staat. Over de belastingsweerstand van de detector wordt dan een laagfrequente ruischspanning gevormd, welke het gevolg is van de detectie van verschillende ruischfrequenties uit de middenfrequentband met elkaar. Het is duidelijk, dat uit een breede middenfrequentband op deze wijze meer laagfrequente ruischspanning ontstaat dan uit een smalle band, ook al is de laagfrequente bandbreedte in beide gevallen dezelfde.

Quantitatief is de detectie van een combinatie van een ruischspanning met een signaalspanning door Williams ¹⁾ nagegaan, zoowel voor lineaire als voor quadratische detectie. In het laatste geval blijkt de berekening van de laagfrequente uitgangsspanning steeds mogelijk; bij lineaire detectie echter alleen in-

¹⁾ Williams, „The response of rectifiers to fluctuations voltages”, Journ. Inst. El. Eng. 80, 218, 1937.

dien de signaaldraaggolfspanning groot is t.o.v. de ruischspanning. Williams toont aan, dat de signaal-ruischverhouding bij lineaire detectie groter is dan bij quadratische detectie. Door eigen experimenten konden wij dit bevestigen, ook voor de niet voor berekening toegankelijke waarden van kleine draaggolfspanningen.

Voorts werd door Williams experimenteel aangetoond, dat bij kleine draaggolfspanningen demodulatie van het signaal door ruisch optreedt; dit effect is te vergelijken met de demodulatie van een gemoduleerd signaal door een sterk stoorsignaal van andere frequentie (zie bijv. Butterworth ¹⁾ en aanhangsel pag. 40). In het geval van demodulatie door ruisch wordt het stoorsignaal gevormd door de ruischpieken.

De invloed van de middenfrequente bandbreedte op de signaal-ruischverhouding beschouwde Williams alleen voor de door hem met „corrected systems” aangeduide schakelingen. In een „corrected system” wordt de middenfrequente bandbreedte te smal gekozen, zoodat laagfrequent de hoge tonen extra versterkt moeten worden om een goede getrouwheid te behouden. Uit de berekening van Williams blijkt, dat de signaal-ruischverhouding bij een „corrected system” wat beter kan zijn dan bij een normale schakeling.

Wij willen hier een fysische verklaring voor geven, door te wijzen op het feit, dat bij zeer smalle middenfrequentband de draaggolfspanning groot wordt t.o.v. de ruischspanning en de zijgolfspanningen. Nu geeft de middenfrequente ruischspanning op de detector op drie manieren aanleiding tot een laagfrequente ruischspanning, nl. door detectie met de draaggolf, door detectie met de zijbanden en door detectie met zich zelf. Bij relatief groote draaggolfspanning fungeert deze als stoorsignaal voor de twee laatste detecties, zoodat hierbij het reeds eerder genoemde demodulatie-effect optreedt en de gevormde laagfrequente ruischspanning veel kleiner is t.o.v. de ruischspanning, afkomstig van de eerstgenoemde detectie, dan de middenfrequente selectiviteitskromme zou doen verwachten.

Uit het bovenstaande volgt, dat de winst in de signaal-ruischverhouding, welke bereikt wordt door toepassing van het „corrected system”, maximaal gelijk is aan de verhouding van de ruischenergie afkomstig van alle drie de ruischdetecties, tot de ruischenergie, welke afkomstig is van de detectie van de

¹⁾ Butterworth, „The apparent demodulation of a weak signal by a stronger one”, Exp. Wir. 6, 619, 1929.

ruisch met de draaggolf, welke verhouding nog vermenigvuldigd moet worden met de factor, waarmee eventueel het gewenschte signaal gedemoduleerd wordt door de ruis. De berekening van Williams geldt alleen voor het geval de draaggolfspanning groot is t.o.v. de andere spanningen; dit heeft ten gevolge, dat hij voor normale omstandigheden slechts een factor 1,3 verbetering acht.

Wij zouden er echter de aandacht op willen vestigen, dat het „corrected system” juist bijzondere voordeelen heeft, indien signaalspanning en ruischspanning van dezelfde orde van grootte zijn. Immers juist dan heeft relatieve vergroting van de draaggolfspanning door hoge selectiviteit ten gevolge, dat het rendement van de detectie met de draaggolf vergroot wordt, terwijl de ongewenschte detectie van de ruisch met de zijgolven van het signaal en met zich zelf, onderdrukt wordt; de eerder genoemde demodulatie van het signaal door de ruisch zal dan dus niet, of in mindere mate, merkbaar zijn. De signaal-ruischverhouding kan onder deze omstandigheden zeker meer dan een factor 1,3 verbeterd worden.

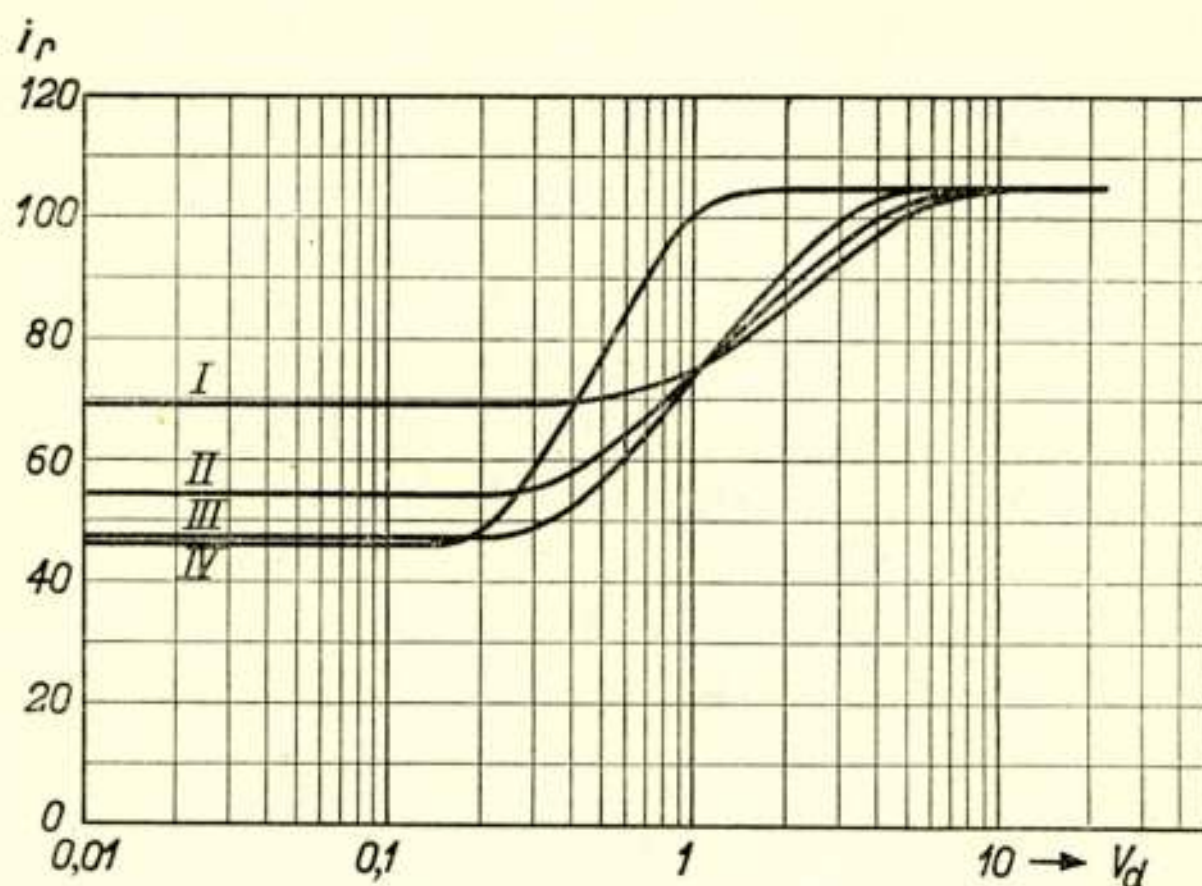
In plaats van met het door Williams beschouwde „corrected system”, kan men deze verbetering in de signaal-ruischverhouding ook verkrijgen, door extra draaggolfspanning toe te voeren aan de detector. Teneinde vervorming van het laagfrequente signaal te voorkomen, moet deze extra draaggolfspanning precies in fase zijn met de oorspronkelijke draaggolf, wat de praktische toepassing van het systeem niet eenvoudig maakt.

§ 11. Door Williams werd aangetoond, dat een te smalle middenfrequentband met daaropvolgende laagfrequente getrouwheidscorrectie een gunstige invloed heeft op de signaal-ruischverhouding. Omgekeerd is dan te verwachten, dat een te breede middenfrequentband, weer gevolgd door een laagfrequente getrouwheidscorrectie, welke dan neerkomt op een begrenzing naar hogere frequenties, verkleining van de signaal-ruischverhouding tengevolge moet hebben.

Wij onderzochten dit effect experimenteel aan een opstelling welke bestond uit een middenfrequentversterker, diode-detector en laagfrequentversterker met thermokoppel. De middenfrequentversterker had een zoo groote versterking, dat de van de eerste versterkerbuis afkomstige ruischstroom een ruischspanning van enkele volts op de detector ten gevolge had, zoodat lineaire detectie plaats vond. In de laatste trap van de middenfrequent-

versterker konden verschillende filters geschakeld worden, waardoor, bij gelijkblijvende versterking, de middenfrequentbandbreedte op vier verschillende waarden gebracht kon worden, nl. respectievelijk op 350, 86, 36 en 14 kHz. De laagfrequent-versterker had een bandbreedte van ongeveer 1200 Hz, welke dus in alle gevallen klein was t.o.v. de middenfrequente bandbreedte.

Tegelijk met de ruischspanning kon ook een, al of niet gemoduleerde, middenfrequente signaalspanning op de detector gebracht worden. Fig. 5 geeft nu de laagfrequente ruischstroom



Figuur 5.

Laagfrequente ruischstroom als functie van de draaggolfspanning op de detectordiode in volts bij verschillende middenfrequente bandbreedten, nl. zeer breed (I), breed (II), smal (III), en zeer smal (IV).

(in willekeurige eenheid) als functie van de niet-gemoduleerde signaalspanning op de diode, gemeten bij verschillende breedten van de middenfrequentband.

Zonder signaal op de diode blijkt inderdaad de breedste middenfrequentband aanleiding te geven tot de meeste ruisch, al is het effect bij de hier beschouwde bandbreedten niet sterk.

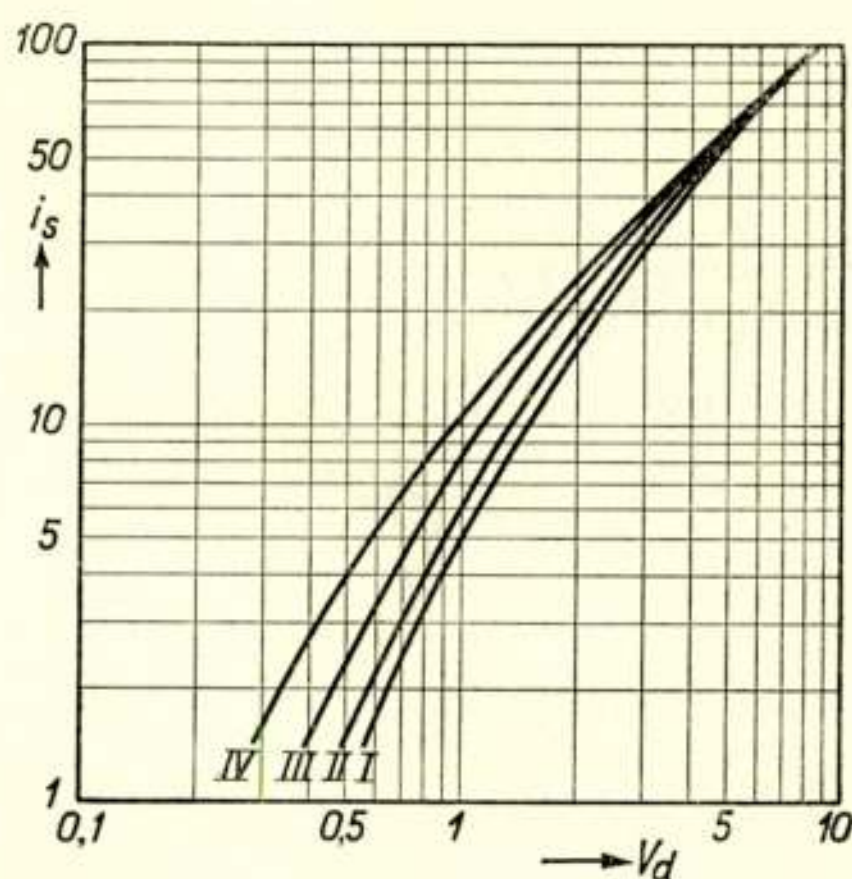
Het verloop van de ruisch als functie van de middenfrequente signaalspanning is echter eenigszins verrassend. De ruischspanning blijkt bij smalle bandbreedten nl. veel sneller toe te nemen, dan bij breede middenfrequentbanden, waardoor bij bepaalde signaalspanningen de smalle bandbreedten zelfs een hogere ruischspanning geven.

Een verklaring voor dit verschijnsel is weer te vinden in de

demodulatie van een zwak signaal door een sterk stoorsignaal. In het hier beschouwde geval fungeeren de bij grotere middenfrequente bandbreedten optredende ruischpieken als stoorsignalen, welke de modulatie van het „gewenschte” signaal, i.c. de signaaldraaggolf met ruischzijgolven, onderdrukken.

Indien deze verklaring juist is, zou dus ook een in het signaal aanwezige modulatie bij grotere bandbreedte meer onderdrukt moeten worden dan bij kleine bandbreedte. Om dit experimenteel na te gaan werd de middenfrequente signaalspanning met 60% gemoduleerd; de modulatiefrequentie lag in het midden van de laagfrequent versterkte frequentieband.

In fig. 6 is de laagfrequente signaalstroom (in willekeurige



Figuur 6.

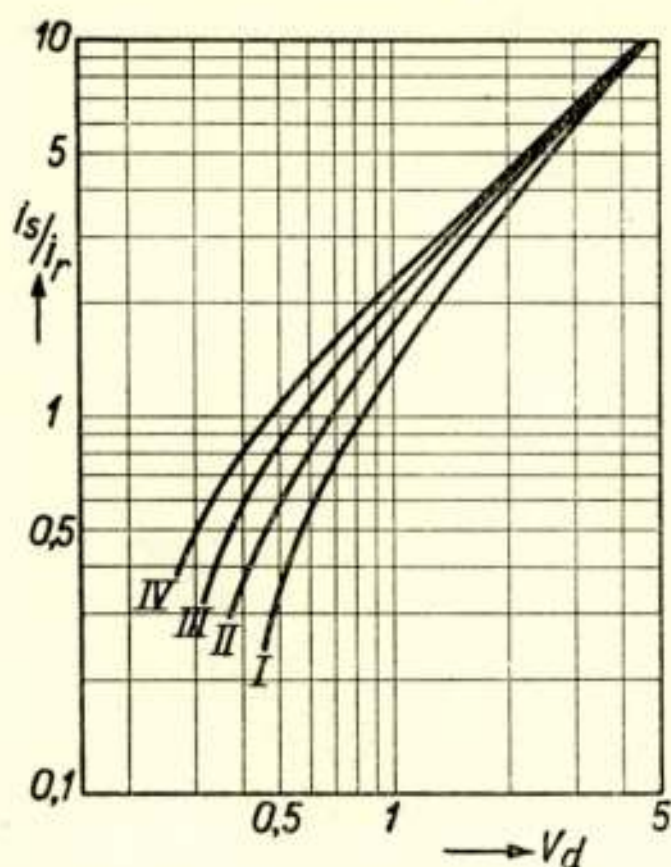
Laagfrequente signaalstroom als functie van de draaggolfspanning op de detectordiode in volts bij verschillende middenfrequente bandbreedten.

eenheid) als functie van de spanning van de draaggolf op de diode geteekend. Deze signaalstroom werd gevonden door van de stroom door het thermokoppel bij gemoduleerd middenfrequent-signaal, welke stroom dus ruisch + signaal bevatte, de stroom bij ongemoduleerd middenfrequent-signaal, quadratisch af te trekken.

Uit deze figuur blijkt, dat de zoo gevonden signaalstroom inderdaad bij breede middenfrequentband aanzienlijk minder kan zijn dan bij kleine middenfrequente bandbreedte. De signaal-ruischverhouding, welke grootte ons uiteindelijk het meeste

interesseert, is in fig. 7 als functie van de signaalsterkte geteekend. Bij zeer zwakke signalen blijkt deze verhouding een factor vier kleiner te kunnen worden.

Dit effect kan zeer fraai worden gedemonstreerd door de signaaldraaggolf in te stellen op een waarde, waarbij twee krommen van fig. 5 elkaar snijden, bijv. voor $V_d = 0,42$ volt, waarbij krommen I en IV een punt gemeen hebben. Bij overschakelen van smal op breed blijft de ruisch hier dus constant. Moduleert men nu het middenfrequentsignaal, dan hoort men



Figuur 7.

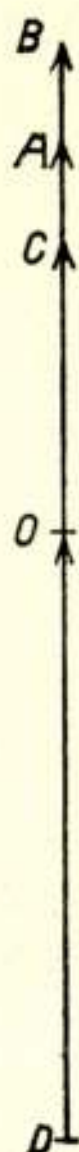
Laagfrequente signaal-ruischverhouding als functie van de draaggolfspanning op de detectordiode in volts bij verschillende middenfrequente bandbreedten.

in de breede stand alleen ruisch en geen laagfrequentsignaal in de luidspreker; bij overschakelen op smal hoort men duidelijk het laagfrequentsignaal, terwijl de ruischsterkte niet verandert.

IV. AANHANGSEL.

§ 12. Een goed inzicht in het proces van demodulatie van een zwak gemoduleerd signaal door een sterk stoorsignaal van afwijkende frequentie verkrijgt men door eerst de detectie van de combinatie van een gemoduleerd signaal met een stoorsignaal van dezelfde frequentie te beschouwen, waarbij tusschen het stoorsignaal en de draaggolf van het gemoduleerd signaal een zeker faseverschil aanwezig kan zijn. De invloed van het stoorsignaal blijkt nu afhankelijk te zijn van de grootte van het faseverschil.

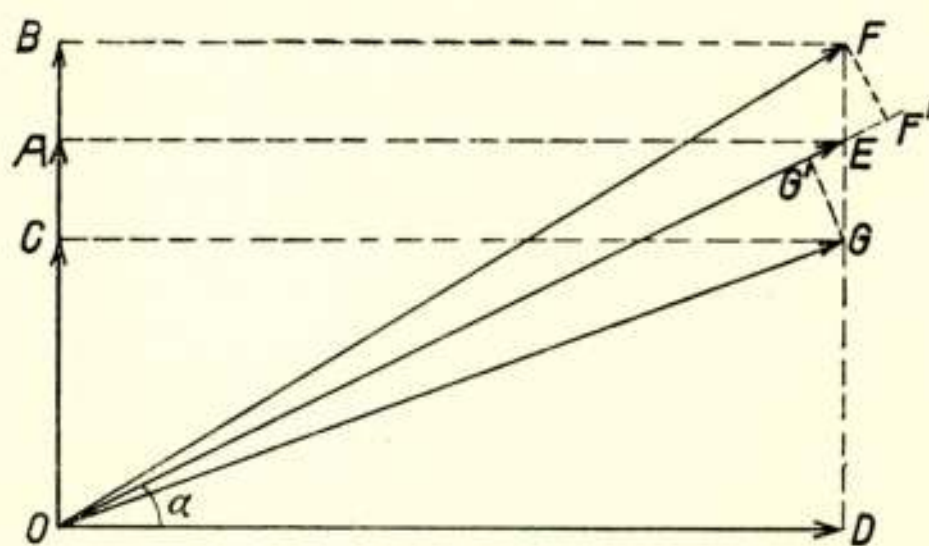
In de eerste plaats beschouwen wij het geval, dat het faseverschil juist nul is, d.w.z. in een vectordiagram lopen beide



Figuur 8.

Stoorspanning in fase met de draaggolf van het gemoduleerd signaal.

vectoren in elkaars verlengde. In fig. 8 geeft de lengte van OA de amplitudo van de gemoduleerde trilling; tengevolge van de modulatie varieert deze lengte tusschen OB en OC .



Figuur 9.

Stoorspanning 90° fase verschoven t.o.v. de draaggolf van het gemoduleerd signaal.

De stoordraaggolf stellen wij voor door de vector DO . Uit de figuur blijkt, dat wel de modulatie diepte van de resulterende

spanning kleiner is geworden, maar dat de absolute waarde van de lengtevariatie even groot is gebleven; bij lineaire detectie wordt de grootte van het laagfrequent signaal dus blijkbaar niet beïnvloed door de aanwezigheid van de stoorspanning.

Anders is het evenwel in het geval de stoorvector OD loodrecht staat op OA , welk geval wij in fig. 9 teekenden.

De resulterende spanning heeft nu een zekere frequentie-modulatie gekregen; hierdoor wordt de werking van een topspanningsdetector echter niet beïnvloed. De absolute waarde van de lengtevariatie van de resulterende vector is echter aanzienlijk kleiner geworden, namelijk in eerste benadering met de factor

$$\sin \alpha = \frac{\overline{OA}}{\sqrt{\overline{OA}^2 + \overline{OD}^2}} \quad (26)$$

Er treedt dus een zekere demodulatie van het gewenschte signaal op, zoodat de laagfrequente uitgangsspanning van een lineaire detector kleiner wordt.

Is het faseverschil tusschen 0 en 90° , dan zal ook een demodulatie optreden, welke echter minder sterk is dan indien de fasehoek gelijk is aan 90° .

Beschouwt men nu het geval, dat de stoorspanning een andere frequentie heeft dan die van het gemoduleerd signaal, dan wil dat zeggen, dat in het vectordiagram de vector OD ronddraait t.o.v. OA , en dus achtereenvolgens alle mogelijke faseverschillen aanwezig zijn. Alleen als de fasehoek juist nul is treedt geen demodulatie op, bij alle andere fasehoeken echter wel. Gemiddeld zal het gewenschte signaal dus gedemoduleerd worden door het stoorsignaal,

Eindhoven, 22 September 1943