

RADIO-NIEUWS



ORGAAN van de
NED. VER. voor RADIOTELEGRAFIE

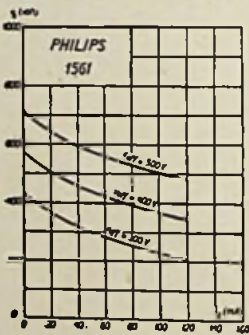


PHILIPS

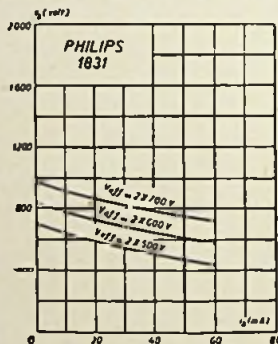
HOOGVACUUM GELIJKRICHTLAMPEN

VOOR DUBBELFASIGE GELIJKRICHTING,

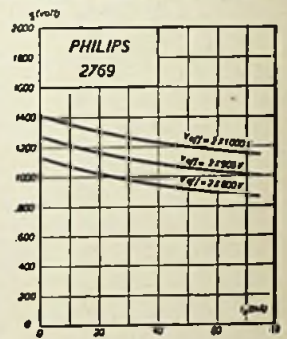
ZIJN IN HET BIJZONDER GESCHIKT VOOR
VOEDING VAN VERSTERKERLAMPEN



1561 VOOR
12 WATT VERSTERKERLAMPEN
ZOOALS E 443 N, E 408 N.



1831 VOOR
25 WATT VERSTERKERLAMPEN
ZOOALS F 410, F 443



2769 VOOR
GROOTERE VERSTERKERLAMPEN
ZOOALS M C 1/50

N.V. PHILIPS' RADIO

Radio-Nieuws.

ORGAAN VAN DE NED. VER.

Onder Redactie van J. CORVER,
BURNIERSTRAAT 38,
DEN HAAG.



VOOR RADIO-TELEGRAFIE.

Uitgever: N. VEENSTRA,
LAAN VAN MEERDERVOORT 30,
DEN HAAG, Tel. 332112.

Abonnementsprijs voor niet-leden / 9.— per jaargang van 12 nummers. Buitenland / 10.—
Leden der Vereeniging (contributie / 8.— per jaar) ontvangen het maandblad gratis.
Secretaris-Penningmeester: B. Silkkerveer, Obrechtstraat 104/6, den Haag.

INHOUD: Bandfilters met gemengde koppeling. — Over de straling en on-
symmetrie van Hoogfrequentieleidingen. — Het éénzijband-systeem voor korte-
golf verbindingen. — Rectificatie. — Openbaar gemaakte Octrooiaanvragen.

Bandfilters met gemengde koppeling.

De formule van Hehling

door A. C. P. SEYFFERT.

Volgens een betoog van Page in „Wireless World” (weergegeven in R.-E. No. 9) zou de meerdere constantie der bandbreedte bij het zg. „gemengde” filter mede toegeschreven moeten worden aan een correctie op den invloed van de demping. Het betoog steunde op de door E. A. Hehling (zie R.-E. 1930, No. 44) gegeven formule voor de bandbreedte:

$$fd = \frac{\sqrt{x^2 - r^2}}{2 \pi L}$$

of

$$fd = \frac{\sqrt{4 \pi^2 f^2 L_m^2 - r^2}}{2 \pi L}$$

Wat aan deze formule opvalt, is niet, dat zij voor een zekere waarde van r nul kan worden, maar wel dat zij voor extreem kleine waarden van L_m , dus bij uiterst losse koppeling, naar een constante (en nog wel imaginaire) waarde convergeert! Dit is mathematisch verdacht. Men kan aannemen, dat de formule ontstaan is door een benadering, steunende o.a. op de overweging, dat L_m klein is tegenover L . Maar een benaderingsformule op dezen grond heeft uit den aard der zaak de eigenschap, dat zij des te beter opgaat, naarmate de betrokken variabele inderdaad kleiner wordt genomen. In het

limietgeval $L_m = 0$ zou de formule dan ook precies $fd = 0$ moeten opleveren. Dat zij in plaats daarvan een imaginaire waarde geeft, wekt twijfel aan haar juistheid.

Voordat wij de formule van Hehling trachten na te rekenen, is het beter op te merken, dat correctie op den dempingsinvloed niet de voornaamste eigenschap van het gemengde filter is. Ook als men van alle demping afziet, komt men tot de conclusie, dat de bandbreedte bij dit filter in veel hogere mate constant kan worden genoemd dan bij het zuiver inductieve of capacitatieve.

Voor de bandbreedte bij een filter verkrijgt men een zeer goeden maatstaf door aan te nemen, dat zij gelijk is aan het verschil der twee frequenties, waarin het systeem bij afwezigheid van demping zou kunnen trillen. Ook bij enkelvoudige kringen is deze benaderde voorstelling zeer gebruikelijk, o.a. bij de bepaling van het resonantiepunt. Bij een filter kan men zich voorstellen met twee van zulke punten te doen te hebben.

Inductief filter. In het geval van een zuiver inductief filter zijn de twee eigen frequenties van het systeem (zie R.-E. No. 44, waar dezelfde benadering is toegepast¹⁾):

$$n_1 = \frac{\omega_0}{2\pi \sqrt{1+K}}$$

$$n_2 = \frac{\omega_0}{2\pi \sqrt{1-K}}$$

wanneer gesteld wordt

$$K = \frac{L_m}{L_1 + L_m} = \frac{L_m}{L_{(\text{serie})}}$$

$$\omega_0^2 = \frac{1}{C L_{(\text{serie})}}$$

Daar K zeer klein is, mag men voor de bandbreedte (het verschil der frequenties) schrijven:

$$B = n_2 - n_1 = \frac{K \omega_0}{2\pi}$$

Volgens deze formule is de bandbreedte recht evenredig met de ontvangstfrequentie. Er is geen sprake van constante breedte. De band wordt smaller naarmate de golflengte grooter wordt.

Capaciteitsfilter. Bij het zuiver capacitatieve filter komt men tot verwante formules, nl.

¹⁾ De volgende formules komen geheel overeen met die in R.-E. No. 44, mits de veranderde notatie in rekening wordt gebracht.

$$n_1 = \frac{\omega_0 \sqrt{1+K}}{2\pi}$$

$$n_2 = \frac{\omega_0 \sqrt{1-K}}{2\pi}$$

waarbij

$$K = \frac{C}{C + C_m} = \frac{C C_m}{C_m (C + C_m)} = \frac{C_{(serie)}}{C_m}$$

en

$$\omega_0^2 = \frac{1}{L C_{(serie)}}$$

Ook hier zou men voor de bandbreedte bij benadering mogen schrijven

$$B = n_1 - n_2 = \frac{K \omega_0}{2\pi}$$

waarbij evenwel bedacht moet worden, dat K thans met de afstemming door wijziging van C veranderlijk is, zoodat men beter door middel van de betrekking

$$K = \frac{C_{(serie)}}{C_m} = \frac{L C_{(serie)}}{L C_m} = \frac{1}{L C_m \omega_0^2}$$

kan schrijven:

$$B = \frac{1}{2\pi L C_m \omega_0}$$

Het blijkt dat de bandbreedte *omgekeerd* evenredig is met de frequentie. De band wordt naar den kant van de langere golflengten breder.

Beide gevallen zijn voor een gebied van 200 tot 600 meter (1500 tot 500 kc) grafisch voorgesteld in curven I en II van bijgaande figuur. Daarbij is aangenomen, dat een normale bandbreedte van 9 kc bereikt is voor $n = 866$ kc. Dan moet k een waarde van 9 : 866 hebben. Neemt men verder aan, dat $L = 200 \mu\text{H}$, zoodat C (serie) een waarde van $170 \mu\mu\text{F}$. heeft, dan volgt voor C_m een waarde van $866 \times 170 : 9 = 16320 \mu\mu\text{F}$.

Gemengd filter. Bij het gemengde filter met tegenkoppeling heeft men te maken met twee koppingscoëfficiënten, K_1 en K_2 . De eigen frequenties worden gegeven door

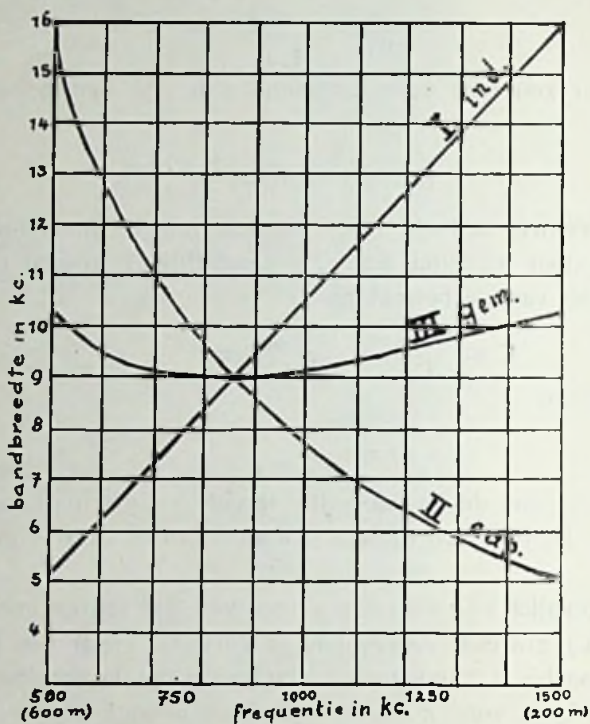
$$2\pi n_1 = \sqrt{\frac{1-K_2}{1+K_1}} \omega_0$$

$$2\pi n_2 = \sqrt{\frac{1+K_2}{1-K_1}} \omega_0$$

zoodat voor de bandbreedte bij benadering is te schrijven

$$B = \frac{(K_1 + K_2) \omega_0}{2\pi}$$

Men ziet dat de koppelingcoëfficiënten, daar zij zich bij elkaar optellen, elk ongeveer de helft kleiner genomen kunnen worden dan in het zuivere type. Een curve, welke het verband tusschen bandbreedte en frequentie aangeeft, is dus heel gemakkelijk af te leiden door bij voorbeeld de halve som der overeenkomstige coördinaten van curven I en II uit te zetten. Op deze wijze is curve III ontstaan.



Ook zonder analytisch onderzoek blijkt uit de teekening duidelijk, dat bij het gemengde filter de bandbreedte in veel groter mate constant mag worden genoemd dan bij een der zuivere typen. Zij varieert in het gekozen voorbeeld van 9 tot 10,4 kc. Door geschikte keuze van de koppelingsgroottheden is bovendien gemakkelijk te bereiken dat de kromme van 8,3 tot 9,7 kc ongeveer varieert, met een uiterste afwijking van 8 % van de normale bandbreedte.

Inductief filter met damping. De invloed van de damping is vooreerst het gemakkelijkst aan het zuiver inductieve type te demonstreeren.

Voor de hoekfrequenties ($\omega = 2\pi n$) vindt men in dit geval:

$$\omega_1 = \sqrt{\frac{\omega_o^2}{1-K} - \frac{d^2}{(1+K)^2}}$$

$$\omega_2 = \sqrt{\frac{\omega_o^2}{1+K} - \frac{d^2}{(1+K)^2}}$$

waarbij

$$d = \frac{R}{2L}$$

voor beide kringen gelijk is verondersteld, terwijl tevens

$$d^2 < (1-K) \omega_o^2$$

of

$$R^2 < (1-K) \frac{4L}{C}$$

De bandbreedte wordt nu gegeven door het verschil van deze twee wortelvormen. In de formule van Hehling is alles onder één wortelteeken gebracht, blijkbaar door middel van de identiteit

$$\omega_1 - \omega_2 = \sqrt{\omega_1^2 + \omega_2^2 - 2\omega_1\omega_2}$$

Met het oog op de beperkte regelruimte is de berekening beter in gedeelten uit te voeren. Men vindt gemakkelijk

$$\omega_1^2 + \omega_2^2 = \frac{2\omega_o^2}{1-k^2} - \frac{2(1+K^2)d^2}{(1-K^2)^2}$$

en voorts

$$\begin{aligned} \omega_1 \omega_2 &= \sqrt{\left(\frac{\omega_o^2}{1-K} - \frac{d^2}{(1-k)^2}\right) \left(\frac{\omega_o^2}{1+k} - \frac{d^2}{(1+k)^2}\right)} \\ &= \sqrt{\frac{\omega_o^4}{1-K^2} + \frac{d^4}{(1-K^2)^2} - \frac{2d^2\omega_o^2}{(1-K^2)^2}} \\ &= \sqrt{\left(\frac{\omega_o^2 - d^2}{1-K^2}\right)^2 - \left(\frac{K\omega_o^2}{1-K^2}\right)^2} \\ &= \frac{\omega_o^2 - d^2}{1-K^2} \sqrt{1 - \left(\frac{K\omega_o^2}{\omega_o^2 - d^2}\right)^2} \end{aligned}$$

Daar $\left(\frac{K\omega_o^2}{\omega_o^2 - d^2}\right)^2$ klein is ten opzichte van de eenheid, mag men hiervoor schrijven

$$\omega_1 \omega_2 = \frac{\omega_o^2 - d^2}{1-k^2} \left(1 - \frac{k^2\omega_o^4}{2(\omega_o^2 - d^2)^2}\right)$$

zoodat men nu kan opstellen

$$\begin{aligned} \omega_1^2 + \omega_2^2 - 2\omega_1\omega_2 &= \\ &= \frac{2\omega_o^2}{1-k^2} - \frac{2(1+k^2)d^2}{(1-k^2)^2} - \frac{2(\omega_o^2 - d^2)}{1-k^2} + \frac{k^2\omega_o^4}{(1-k^2)(\omega_o^2 - d^2)} \\ &= \frac{-4k^2d^2}{(1-k^2)^2} + \frac{k^2\omega_o^4}{(1-k^2)(\omega_o^2 - d^2)} \\ &= \frac{-4k^2d^2}{(1-k^2)^2} + \frac{k^2\omega_o^2}{(1-k^2)\left(1 - \frac{d^2}{\omega_o^2}\right)} \end{aligned}$$

Daar k^2 klein is ten opzichte van de eenheid en d^2 klein t.o.v. ω_0^2 kan men hiervoor schrijven

$$(\omega_1 - \omega_2)^2 = -4 k^2 d^2 + k^2 \omega_0^2$$

zoodat

$$fd = \frac{\sqrt{k^2 \omega_0^2 - 4 k^2 d^2}}{2 \pi}$$

Op den tweeden coëfficiënt k^2 na is dit resultaat gelijk aan de formule van Hehling. Immers

$$k^2 \omega_0^2 = \frac{4 \tau^2 f^2 L_{1,2}^2}{L^2}$$

$$4 k^2 d^2 = \frac{k^2 R^2}{L^2}$$

zoodat

$$\begin{aligned} fd &= \frac{\sqrt{4 \tau^2 f^2 L_{1,2}^2 - k^2 R^2}}{2 \tau L} \\ &= \frac{\sqrt{x^2 - k^2 R^2}}{2 \tau L} \end{aligned}$$

Het bezwaar tegen de formule van Hehling, dat zij voor $k = 0$ niet precies nul werd, geldt voor de gecorrigeerde formule niet meer. Het geval, dat het bandeffect door te groote R verloren gaat, doet zich veel minder spoedig voor. Omtrent den invloed van de demping moet men dan ook heel andere verwachtingen hebben, dan in R.-E. 1930, No. 44 werden verondersteld. Schrijft men, wederom benaderend, voor de formule

$$B = \frac{k \omega_0 \left(1 - \frac{2 d^2}{\omega_0^2}\right)}{2 \pi}$$

dan blijkt de grafiek van deze functie uit curve I af te leiden door elken ordinaat te vermenigvuldigen met $1 - \frac{2 d^2}{\omega_0^2}$. Nu is

$$\frac{2 d^2}{\omega_0^2} = \frac{R^2}{2 L^2 \omega_0^2}$$

Uit de grafiek (curve B) in R.-E. No. 44 is af te leiden, dat R voor 225 meter een waarde van 20 Ohm, voor 500 meter een waarde van 4,5 Ohm heeft. In verband daarmee is de waarde van bovenstaande grootheid:

$$\text{(voor 225 M): } \frac{20^2 \times 225^2}{2 \cdot 400^2 \cdot 10^{-12} \cdot 4\pi^2 \cdot 300.000.000^2} = 0,0000178$$

$$\text{(voor 500 M): } \frac{4,5^2 \times 0,5^2}{2 \cdot 400^2 \cdot 10^{-12} \cdot 4\pi^2 \cdot 300.000^2} = 0,00000445$$

De invloed van den factor $1 - \frac{2 d^2}{\omega_0^2}$ blijkt dus uiterst gering. De curve voor het inductieve filter met demping valt practisch geheel samen met curve I, zulks in strijd met de beschouwing in R.-E. No. 44, blz. 752.

In de veronderstelling dat bij andere filtertypen soortgelijke verhoudingen gelden kan men dus concludeeren:

1. De invloed van de demping op de bandbreedte is bij de gebruikelijke grootten van R te gering om in rekening te worden gebracht.

2. Het gemengde filter ontleent zijn voordeelen niet aan een (overbodige) correctie op dempingsinvloeden. Voorkeur voor dit filter kan op meer algemeene gronden berusten.

Bovenstaande afleiding is niet op orthodoxe wijze tot stand gekomen. Gaat men volgens een strengere leer te werk, waarvan de uiteenzetting hier te ver zou voeren, dan zou men voor de bandbreedte in tweede benadering vinden:

$$B = \frac{\sqrt{k^2 \omega_0^2 - 3 k^2 d^2 + \frac{5}{4} k^4 \omega_0^2}}{2\pi}$$

Practisch verschil maakt dit niet. Hoofdzaak blijft, dat men tot de tweede machten in K^2 en d^2/ω_0^2 moet gaan om eenigen invloed van de demping te bemerken. In eerste benadering wordt de bandbreedte alleen door de koppeling en door de afstemfrequentie bepaald.

Over de straling en onsymmetrie van Hoogfrequentieleidingen. ¹⁾

Door Dr. Ing. H. O. ROOSENSTEIN w.i.
(Laboratorium der Telefunken G. m. b. H.).

§ 1. Inleiding.

In moderne Radiostations wordt de hoogfrequente energie over groote afstanden voortgeleid over geleidingen, die al naar gelang van het beoogde doel tot verschillende typen kunnen behooren. De vier typen die het meeste gebruikt worden, zijn in doorsnede in

¹⁾ Zie ook Jahrb. f. drahtl. Tel. u. Tel. 36 121—133, 1930 en Dissertatie Dresden.

Het hier in Nederlandsche bewerking opgenomen artikel verscheen reeds in Telefunken Zeitung No. 58.

fig. 1 voorgesteld en wel is hier fig. 1a de ook aan amateurs bekende leiding, die uit twee parallel gespannen draden bestaat; fig. 1b vertoont de zogenaamde vierdraadsleiding, waarbij telkens twee tegenover elkaar liggende draden parallel geschakeld zijn. Deze geleiding heeft tegenover de in fig. 1a afgebeelde het voor-

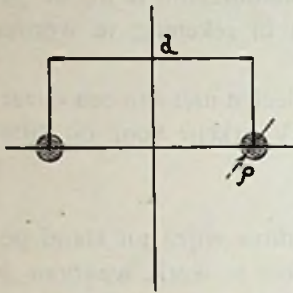


Fig. 1a

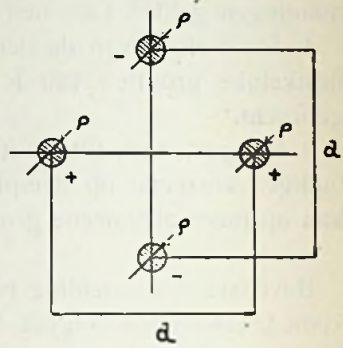


Fig. 1b

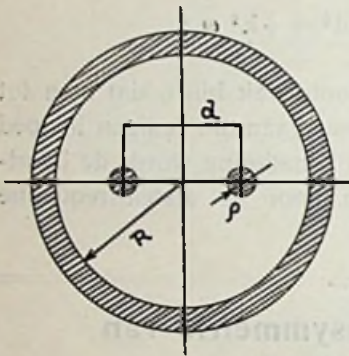


Fig. 1c

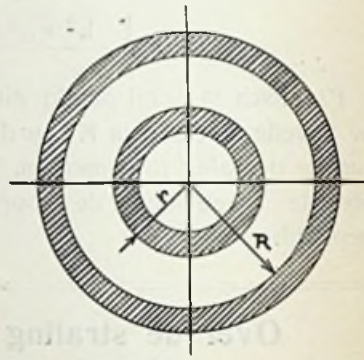


Fig. 1d

deel, dat het veld kleiner is bij een bepaalde stroombelasting, ongeveer door de zelfde oorzaken, waardoor een gesloten kring een geringer veld heeft dan een open kring. Verder is in fig. 1c de zogenaamde afgeschermd dubbeldraadleiding afgebeeld. Dit type wordt in het bijzonder gebruikt, wanneer een dubbeldraadleiding bv. door uitwendige beschadiging snel onbruikbaar zou worden, bv. bij zenders en ontvangers op oorlogsschepen enz. Tenslotte vertoont fig. 1d de zogenaamde concentrische buisleiding. Ook deze leiding is zeer weinig gevoelig voor uitwendige mechanische beschadigingen. Zij heeft een buitengewoon lagen golfweerstand, en kan daardoor voor doeleinden gebruikt worden, die met geen van de andere leidingstypen gemakkelijk vervuld kunnen

worden. Bovendien, en dat is voor verschillende toepassingen de hoofdzak, is deze geleiding naast de in fig. 1c afgebeelde de eenige, die praktisch in het geheel niet straalt.

De eigen straling door energieleidingen kan namelijk in de praktijk de meest fatale gevolgen hebben. Wanneer men weet, dat de moderne richtantennes zóó zuiver door den reflector afgeschermd zijn, dat de hoeveelheid der straling, die aan de eene zijde uitgezonden wordt, ongeveer honderd en meer malen zoo groot is als de straling, die de antenne naar de tegenovergestelde zijde uitzendt, dan zal het duidelijk zijn, dat een zeer geringe straling, waarop niet gerekend is, de geheele zuivere uitbalancering van de antenne met het reflectorsysteem in de war kan brengen. In het bijzonder bij ontvangantennes is dit ernstig, daar hier door den reflector bereikt wordt, dat de teekens, die bij de korte golflengten „om de andere zijde van de wereld” komen, en het direct ontvangen teeken zeer storen, door de eenzijdige ontvangst volkomen onderdrukt kunnen worden, wanneer die ontvangst ook werkelijk de teekens, die van die zijde komen, volledig tegenhoudt.

Een absolute stralingsvrijheid van de leidingen is theoretisch alleen mogelijk, wanneer men een dusdanige leiding maakt, dat de daarin loopende stroomen naar buiten in het geheel geen electromagnetisch veld veroorzaken. Zooals reeds opgemerkt werd, is de eenige inrichting, waarbij dit werkelijk het geval is, de in fig. 1d afgebeelde concentrische buisleiding. Door de cilindrische symmetrie van deze leidingen zijn alle magnetische krachtlijnen cirkels. De magnetische veldsterkte bedraagt daarbij volgens een bekende formule 4π maal de omvatte stroomsterkte. Wanneer die stroomsterkte nul is, is de magnetische veldsterkte ook nul. Met andere woorden, wanneer de stroomsterkte op de buitenleiding volkomen gelijk is aan de stroomsterkte op de binnenleiding, met negatief voorteeiken, dan is het electromagnetische veld buiten de leiding volkomen gelijk aan nul.

Een berekening van de inrichting met de vergelijkingen van Maxwell, die wij hier niet willen herhalen, leert nu, dat de stroomsterkte op de binnenbuis geheel op de buitenoppervlakte daarvan vloeit. Op de buitenbuis daarentegen vloeit de stroom alleen op de binnenoppervlakte en is daarbij automatisch gelijk aan de stroomsterkte op de binnenbuis met het tegengestelde voorteeiken. Men behoeft aan de geleiding dus niets bijzonders in te stellen of te regelen om te maken, dat de stroomsterkten, die er in loopen, naar buiten geen veld veroorzaken. Het eenige, waar men voor zorgen moet, is, dat er op de buitenzijde van de buitenbuis geen stroom

vloei, en dit is door een paar aardverbindingen eenvoudig te bereiken.

Daar de buisleidingen door het vele koper, dat er bij noodig is, tamelijk duur zijn, heeft men gepoogd, ze voor verschillende doeleinden door de in fig. 1a afgebeelde dubbeldraadleidingen te vervangen. Nu is echter bij dubbeldraadleidingen het gelijkmaken van de stroomsterkten op de beide draden minder eenvoudig dan bij de concentrische buisleidingen. En zelfs wanneer men er in geslaagd is, deze stroomen volkomen gelijk te maken, is er toch nog altijd een beetje straling, omdat het veld van de leiding ook in dit geval nog niet volkomen vernietigd is. Gedurende de proefnemingen, die in de laatste vijf jaren in de laboratoria van Telefunken gedaan werden, heeft men gevonden, dat bijvoorbeeld in ontvangstations, waar de ontvangst door eenzijdig werkende beams met reflectoren geschiedt, geen dubbeldraadleidingen naar de beams gebruikt mogen worden, daar door het opvangvermogen dezer leidingen de werking van den reflector illusorisch wordt.

Voor zenders daarentegen verdient het gebruik van deze leidingen zoowel uit economisch als ook uit technisch oogpunt aanbeveling, mits — en dat blijft onder alle omstandigheden de hoofdvoorwaarde —, de stroomsterkten in de beide draden ook werkelijk gelijk en tegengesteld gericht zijn. Is dit niet het geval — we noemen de trilling dan onsymmetrisch — dan ontstaan allerlei merkwaardige verschijnselen, die we in het volgende kort zullen beschrijven. Tusschen haakjes zij opgemerkt, dat wij over een bijzonder geval van onsymmetrie reeds een en ander mededeelden in Radio-Nieuws September 1930.

§ 2. De oorzaken der onsymmetrie.

Ieder golfverschijnsel op een geleiding, hoe gecompliceerd het ook zijn mag, is steeds te ontbinden in twee componenten, die wij de normale en de abnormale trilling zullen noemen. Bij de normale trilling zijn de spanningen en stroomsterkten op de beide geleiders even groot en hebben de *tegenovergestelde* phase. Hierdoor is het uitwendige elektrische en het magnetische veld van de leiding relatief zeer zwak. De normale trilling wordt dus uiterst weinig uitgestraald, in het bijzonder wanneer de afstand tusschen de beide draden van de geleiding — de effectieve hoogte zou men kunnen zeggen — gering is. Bij de abnormale trilling zijn de spanning en de stroomsterkte op de beide draden ook even groot maar ze hebben *dezelfde* phase. Daardoor versterken de magnetische en de elektrische velden van de beide draden elkaar en de veldsterkten zijn op relatief grooten

afstand van de leiding altijd nog vrij groot en wanneer de hoogte van de geleiding boven het aardoppervlak niet zeer gering is, of wanneer de geleiding niet door een buisvormige omhulling — gelijk in fig. 1c afgebeeld is — naar buiten toe afgeschermd wordt, treedt een zeer sterke straling op. Om te onderzoeken of men in een gegeven geval met een normale of met een abnormale trilling te doen heeft, sluit men eenvoudig in den spanningsbuis de beide draden op elkaar kort. Het is nu duidelijk, dat de normale trilling waarbij in de spanningsbuiken een zeer hoog spanningsverschil tusschen de draden bestaat, door een dergelijke kortsluiting geheel buiten afstemming geraakt. In de meeste gevallen zal men dan ook bemerken, dat de trilling van de leiding vrijwel geheel onderdrukt is. Is de trilling daarentegen een abnormale trilling, dan hebben de draden in den spanningsbuis beide *dezelfde* zeer hoge spanning en er gebeurt dus niets, wanneer men ze op elkaar kort sluit. Op deze zeer eenvoudige wijze kan men de beide trillingen, ook wanneer ze gelijktijdig op de geleiding aanwezig zijn, van elkaar isoleeren en gescheiden van elkaar onderzoeken.

§ 3. Eigenschappen der onsymmetrische leiding.

In het algemeen bestaat de trilling van een geleiding uit de som van een abnormale en een normale trilling. Wij zullen nu aan de hand van fig. 2 duidelijk trachten te maken, hoe het mogelijk is,

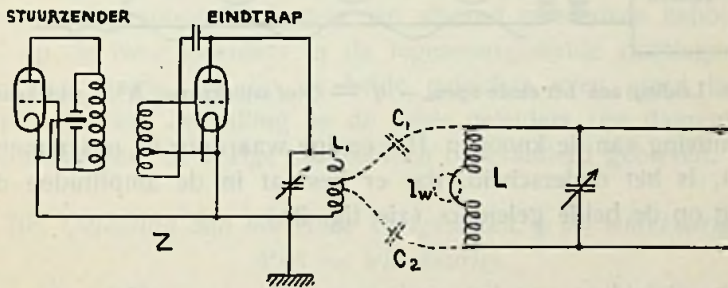


Fig. 2

dat ook, wanneer zulks niet het doel is, in zenderschakelingen zulk een mengsel tot stand komt. In fig. 2 wordt de normale trilling der geleiding veroorzaakt doordat de zender Z in de spoel L een wisselspanning lw induceert. Nu bestaat echter, daar deze spoelen L_1 en L tamelijk sterk gekoppeld moeten zijn, ook een tamelijk sterke capacitieve koppeling tusschen deze beide elementen. We nemen aan dat hiervan een gedeelte door de in de fig. geteekende capaciteiten C_1 en C_2 voor te stellen is. Door deze capaciteiten, waarvan wij ons voor het gemak zullen voorstellen, dat ze even groot zijn,

worden nu de beide draden der geleiding op volkomen dezelfde wijze aangestooten, zoodat een abnormale trilling ontstaat, die bij hooge frequenties tengevolge van het feit, dat daarbij de capaciteiten C_1 en C_2 geringe weerstanden hebben, een hooge amplitude bereiken kan. Hoe de aanwezigheid van deze golf zich op de geleiding bemerkbaar maakt, hangt af van haar amplitude A' , de plaats van haar knoopen en buiken op de geleiding en van het phaseverschil dat tusschen de normale en de abnormale trilling bestaat. Wij zullen in het volgende eenige karakteristieke gevallen behandelen.

Ia. *Geleiding aan het einde geopend, $\varphi = 0$; $A'/A =$ willekeurig.*

Aan het einde der geleiding vertoonen de beide golven spanningsbuiken (zie fig. 3a). Daardoor vallen ook de spanningsknoopen van de beide golven op de geheele geleiding tezamen en er ontstaat geen-

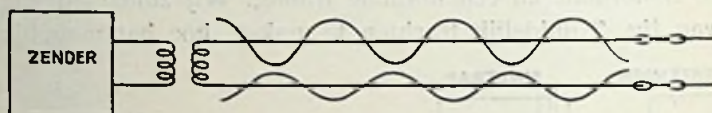
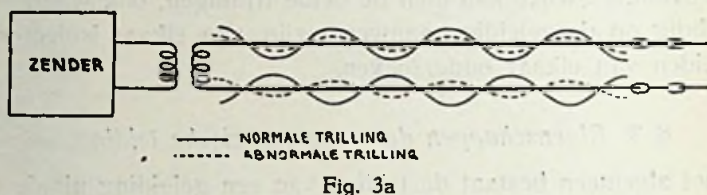


Fig. 3b. Leiding aan het einde open. — $\varphi = 0$ of willekeurig; A'/A willekeurig.

verschuiving van de knoopen. Het eenige waardoor de onsymmetrie opvalt, is het onderscheid, dat er bestaat in de amplituden der trilling op de beide geleiders (zie fig. 3b).

Ib. *Geleiding aan het einde geopend, $\varphi =$ willekeurig;
 $A'/A =$ willekeurig.*

Beschouwt men alleen de amplituden, dan bestaan met het vorige geval geen verschillen, en men krijgt ook hier weer een toestand die door fig. 3b voor te stellen is. Het verschil met geval Ia zit in de phase. Die was in het vorige voorbeeld voor de beide geleiders juist 180° verschillend. Voor het onderhavige voorbeeld bestaat daarentegen een willekeurig phaseverschil dat afhankelijk is van de waarden van φ en A'/A en iedere waarde kan aannemen.

IIa. Geleiding aan het einde kortgesloten; $\varphi = 0$; $A'/A =$ willekeurig.

Door de kortsluiting aan het vrije einde ontstaat hier een spanningsknoop voor de normale trilling (zie fig. 4a). Ook de abnormale trilling zou hier een spanningsknoop hebben, wanneer de kortsluitbrug bovendien geaard was; daar dit echter niet het geval is, ontstaat een spanningsbuik en men vindt door de spanningen van de

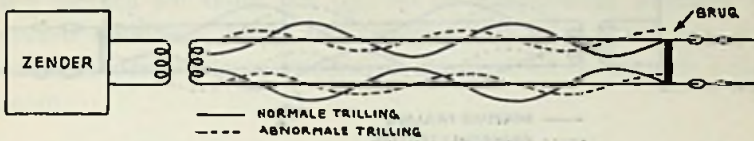


Fig. 4a

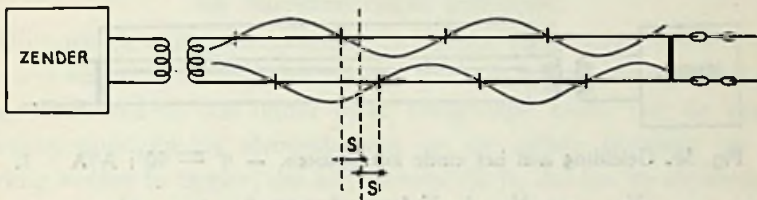


Fig. 4b. Geleiding aan het einde kortgesloten. — $\varphi = 0$; A'/A willekeurig.

beide trillingen over de geheele geleiding te sommeren het diagram, dat in fig. 4b afgebeeld is. Men ziet, dat tegenover den normalen toestand de knoopen zich over een afstand verschoven hebben en wel op de twee geleiders in de tegenovergestelde richtingen, en over een lengte, die op de beide geleiders even groot is. De amplituden van de trilling op de beide geleiders zijn daarentegen in contrast met de vorige voorbeelden onveranderd gebleven.

IIb. Geleiding aan het einde kortgesloten, $\varphi =$ willekeurig;
 $A'/A =$ willekeurig.

Van deze groep willen we alleen een geval analyseeren, dat ons eenige karakteristieke eigenschappen laat zien, en wel het geval dat $\varphi = 90^\circ$ en $A'/A = 1$ is.

Voor een punt P van de geleiding, zie fig. 5a waarvan de afstand tot het einde der geleiding in hoekmaat uitgedrukt a zij, is de spanning der normale golf te vinden uit:

$$V_1 = A \sin a \sin \omega t \text{ (op geleider 1)}$$

$$V_2 = A \sin a \sin \omega t \text{ (op geleider 2)}$$

Voor de abnormale golf vindt men op de beide geleiders de spanningen:

$$V_1' = A' \cos a \sin (\omega t + \varphi)$$

$$V_2' = A' \cos a \sin (\omega t + \varphi)$$

Met de aanname dat $\varphi = 90^\circ$ en $A' = A$ is, wordt dit:

$$V_1' = V_2' = A \cos a \cos \omega t$$

Om de totale spanning op de beide geleiders te vinden, sommeeren we:

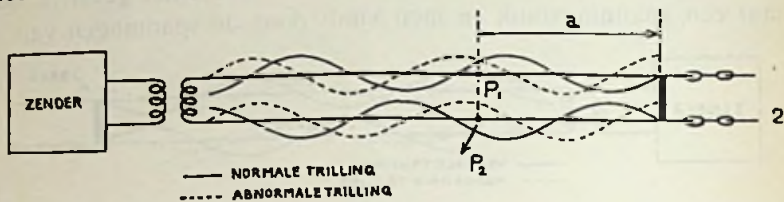


Fig. 5a

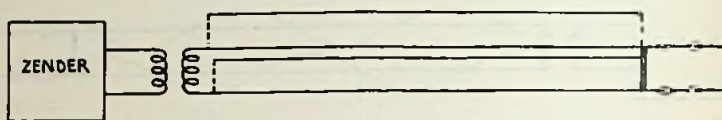


Fig. 5b. Geleiding aan het einde kortgesloten. — $\varphi = 90^\circ$; $A'/A = 1$.

$$V_{\text{tot}1} = V_1 + V_1' = A \cos (\omega t - a)$$

$$V_{\text{tot}2} = V_2 + V_2' = A \cos (\omega t + a)$$

Met andere woorden: de amplitude der resulteerende trilling is over de geheele leiding constant gelijk aan A , (zie fig. 5b) alleen de phase verandert met a . We hebben dus te doen met een zuivere voortlopende golf, die echter, en dat is het merkwaardige, op de twee geleidingen in de tegenovergestelde richting loopt. Dit blijkt uit de formules; daar op den geleider 1 met grooter wordenden afstand a van het vrije einde de phase geringer wordt, wil dit zeggen, dat op dezen geleider de golf naar het vrije einde toe loopt. Uit de formule voor de spanning op den geleider 1 kan men dit gemakkelijk inzien, immers volgt uit deze formule, dat bij grooter wordenden afstand a van het vrije einde ook de tijd t steeds grooter moet worden, opdat de spanning dezelfde blijft. In woorden uitgedrukt, beduidt dit: Hoe verder een punt ligt van het vrije einde der leiding, hoe langer het duurt, voordat een bepaald punt van de golf daar arriveert, of wel: de golf op de geleiding 1 loopt van het vrije einde af. Evenzoo kan men gemakkelijk inzien, dat op de geleiding 2 de golf naar het vrije einde toe loopt. Ook een berekening van de hoeveelheid der voortgeplante energie levert het resultaat, dat deze energie weliswaar op de beide geleiders even groot is, maar in de tegenovergestelde richtingen voortgeleid wordt.

We hebben in het voorgaande geval gezien, dat een trilling, die

op het eerste gezicht volkomen symmetrisch is — een meting met een hoogfrequentie voltmeter langs de geleiding zou ons voor het verbluffende feit stellen, dat hier een gewone voortlopende golf op de leiding aanwezig was — in werkelijkheid een absoluut onsymmetrisch karakter heeft. In § 5 zullen wij een instrument beschrijven, waarmede dit feit experimenteel dadelijk aangetoond kan worden.

Wij merken ten slotte nog op, dat bij willekeurige waarden van φ golven ontstaan, die al naar gelang van de waarde van A'/A meer of minder tot de voortlopende dan wel tot de staande golven naderen.

III. *Over het verband tusschen stroom- en spanningsverloop bij onsymmetrische trillingen.*

Bij normale trillingen op leidingen bestaat er tusschen het stroomverloop en het spanningsverloop een door de telegraafvergelijkingen gegeven verband, dat onder meer tengevolge heeft, dat de spanningsknoopen en de stroombuiken op de zelfde plaatsen op de leiding komen te liggen; dat het onmogelijk is, dat bv. de stroomgolf een loopende golf is, terwijl de spanningsgolf een staande golf is, enz. Deze betrekkingen gelden ook nog voor het geval, dat de golf op de leiding bestaat uit een abnormale golf. Zoodra echter de golf bestaat uit de som van een abnormale en een normale trilling, verliezen deze betrekkingen hun geldigheid, en kunnen zeer merkwaardige afwijkingen van den normalen toestand ontstaan, waarvan wij in het volgende een frappant voorbeeld willen geven.

Wij kiezen hiertoe het grensgeval, dat de golfweerstand voor de normale trilling zeer gering is, terwijl voor de abnormale trilling een zeer hooge waarde van den golfweerstand geldt. Dit is bv. het geval, wanneer de leiding uit twee koperdraden bestaat, die parallel aan elkaar gespannen zijn en zich op een zeer geringen afstand van elkaar bevinden. Op een zoodanige leiding is de spanning die door de normale golf veroorzaakt wordt, relatief gering, terwijl de stroomsterkte daarentegen zeer groot is. Daartegenover staat, dat, wanneer, zooals verondersteld wordt — de hoogte der leiding boven den grond relatief groot is, de spanning van de abnormale trilling relatief hoog wordt, terwijl de stroomsterkte van deze trilling te verwaarloozen is. Er ontstaat dus de merkwaardige toestand, dat de stroomsterkte een gevolg is van de normale trilling op de leiding, terwijl de spanning een gevolg is van de abnormale trilling. Daar deze twee trillingen in het geheel niet van elkaar afhankelijk zijn, is het mogelijk, dat bv. de spanningsknoopen en de stroomknoopen

op dezelfde punten van de leiding vallen; evenzoo kan het geval intreden, dat het stroomverloop op de leiding gelijk aan dat van een loopende golf is, terwijl het spanningsverloop er uitziet, alsof op de leiding een staande trilling aanwezig was.

§ 4. *Opheffing der onsymmetrie.*

Een onsymmetrische trilling op een energieleiding ontstaat in de praktijk gemakkelijk op de wijze, die wij reeds in fig. 2 aanduiden. Bovendien kan een onsymmetrische trilling veroorzaakt worden wanneer de eene leider aan het vrije einde met een antenne belast is, terwijl de andere leider daar met de aarde verbonden is. Voor de praktische bediening van een dergelijke installatie is het natuurlijk zeer gemakkelijk, wanneer men om een leiding als deze stralingsvrij te maken, het geheele symmetriseeringswerk aan den zenderkant van de leiding afdoen kan. Helaas gaat dit niet, gelijk wij zullen bewijzen onder de aanname, dat de beide draden door ongelijke impedanties Z_1 en Z_2 aan het einde geaard zijn. Het zij nu verondersteld, dat door de een of andere bewerking aan de zenderzijde van een leiding de spanningen aan de antennezijde gelijk geworden zijn en het tegengesteld teeken hebben (waarde V). Dan bestaan de vergelijkingen $V = I_1 Z_1$ en $V = I_2 Z_2$ of wel: de stroomsterkten aan de uiteinden van de twee draden zijn niet gelijk. Het is dus niet mogelijk, een werkelijke symmetrie, die toch de gelijkheid van stroom en spanningen tegelijkertijd verlangt, te veroorzaken door maatregelen aan de andere zijde van de leiding, als waar de oorzaak de onsymmetrie ligt.

Om in de praktijk een geleiding symmetrisch te maken, schakelt men om te beginnen den energieverbruiker af, of beter nog, men vervangt hem door een volkomen gelijke impedantie, waarvan men echter zeker weet, dat hij ten opzichte van de aarde symmetrisch is. Vervolgens worden aan het begin der leiding toestellen ingeschakeld om de symmetrie in te stellen. Bij de in de praktijk het meest voorkomende onsymmetrie die door ongelijke capaciteiten van de twee leidingen of van de aan die leidingen verbonden toestellen tegenover aarde veroorzaakt wordt, is het aan te bevelen, een „drieplatencondensator” ter instelling der symmetrie te gebruiken. Onder drieplatencondensator verstaan wij een condensator, die bestaat uit drie parallelle cirkelvormige platen, waarvan in het algemeen de beide buitenste loodrecht op hun vlak verschoven kunnen worden terwijl de middelste vast is. Bij een anderen vorm, die voor ons doel wel de meest aanbevelenswaardige is, is juist de middelste plaat ten opzichte van de beide buitenste verschuifbaar. Om met een der-

gelijken condensator de symmetrie van een leiding in te stellen, worden de beide buitenste platen met de beide draden van de leiding verbonden, terwijl de binnenste plaat geaard wordt. Wanneer de zender ingeschakeld is en de leiding in afstemming gebracht is, verschuift men de middelste plaat ten opzichte van de beide buitenste totdat de stroomsterkten in de beide draden, resp. de spanningen van de beide draden gelijke waarde hebben.

Als indicator voor de onsymmetrie gebruikten wij bij verschillende proeven een rechthoek uit koperdraad, waarin een thermoamperemeter opgenomen was. Voor zeer zwakke stroomen werd deze rechthoek nog door een condensator op de frequentie van de trillingen afgestemd, wat bovendien nog het voordeel had, dat de harmonischen van de frequentie van den zender, die in andere gevallen de metingen nog wel eens willen storen, volkomen onschadelijk worden. De rechthoek wordt nu bij de meting in het symmetrievlak van het Lechersysteem opgesteld. Bij een volkomen symmetrische trilling loopen de magnetische krachtlijnen nu zoo, dat zij het vlak van den rechthoek niet snijden, zoodat het instrument geen uitslag vertoont. Is er echter een zeer geringe onsymmetrie in de trilling dan vertoont het instrument een uitslag omdat de rechthoek door magnetische krachtlijnen gesneden wordt.

Wanneer volgens het bovenbeschreven systeem de geleiding aan den zenderkant ten opzichte van de aarde symmetrisch gemaakt is, dan gaat men over tot het symmetrisch maken van de andere zijde. Hiertoe wordt aan dit einde de verbruiker weer ingeschakeld. Veroorzaakt dit een onsymmetrische trilling op de leiding, dan is dit een teeken, dat de verbruiker zelf niet symmetrisch is en men moet dezelfde middelen die we boven voor het symmetrisch maken van de zenderzijde der geleiding aanbevelen, ook aan de verbruikerzijde toepassen. Gaat men volgens de bovenbeschreven wijze te werk, dan is het systematische opheffen van de onsymmetrie een kleinigheid; probeert men daarentegen volgens de luk-raak-methode, dan is de kans groot, dat een hopeloos verwarde toestand ontstaat, waarin men door verder experimenteeren steeds verder van huis geraakt.

§ 5. *Over de praktische gevolgen van de onsymmetrie van geleidingen.*

In een vroegere publicatie ¹⁾ beschreven wij reeds eenige metingen, waarbij de onsymmetrie opgeheven moest zijn om zuivere meetresultaten te krijgen.

¹⁾ Telefunkenzeitung Nr. 56, December 1930.

Ook in practisch uitgevoerde radiostations kunnen de bovenbeschreven verschijnselen soms met onaangename duidelijkheid optreden. Zoo heeft b.v. Southworth de stralingsdiagrammen van beams geteekend voor het geval dat deze beams uit twee helften bestonden, die ieder voor zich met een gering onderscheid in phase vanuit den zender gevoed werden ²⁾. De afwijking die ontstond door een phaseverschil van slechts enkele graden, was in vele gevallen van vrij ernstigen aard.

Een ander geval van onsymmetrie treedt op, wanneer een energieleiding voor de voeding van een antenne zonder tusschenschakeling van transformatoren of andere toestellen gebruikt wordt. Hierdoor zou een zeer sterke onsymmetrie te voorschijn geroepen worden, wanneer niet een voorzichtigheidsmaatregel getroffen was, die in fig. 6 afgebeeld is. In deze figuur is de antenne met den geleider

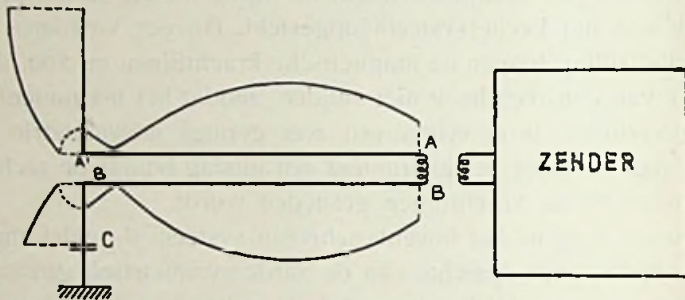


Fig. 6. Spanningsverdeling op kunstmatig symmetrisch gemaakte energieleiding.

AA' verbonden. De geleider BB' is over een capaciteit C, die gelijk aan de in punt A' gemeten capaciteit van de antenne is, met aarde verbonden. Door dezen kunstgreep zijn de belastingen van de beide geleiders door blindweerstand volkomen gelijk gemaakt. Het kan aan den anderen kant niet ontkend worden, dat de antennezijde een veel grooteren weerstand heeft (stralingsweerstand!) dan de energieleiding. Practisch kan men dan ook door de meting bevestigd vinden, dat de spannings- en stroomknoopen op den geleider BB' zeer scherp zijn, terwijl op de geleiding AA' de knoopen veel minder duidelijk optreden. Om in dit opzicht ook de beide geleiders volkomen gelijk te maken, zou men in serie met den condensator C een weerstand moeten plaatsen, die gelijk is aan den stralingsweerstand van de aangesloten antenne. Daar dit echter beduidt, dat het nuttig effect van de installatie tot op de helft terug gaat, daar in den weerstand juist zooveel vermogen wordt vernietigd, als door de antenne uit-

²⁾ G. E. Southworth, Proc. Inst. Radio Eng. 19, 1502—1536, 1930, Nr. 9.

gestraald wordt, is het beter de zeer geringe overblijvende onsymmetrie op den koop toe te nemen. In een practisch uitgevoerde installatie volgens fig. 6 bleek het mogelijk de straling van een zender op zeer korte golf onmerkbaar te maken, terwijl die vroeger zoo sterk was, dat de electriche gloeilampen in het zendergebouw begonnen te gloeien, zoodra de zender in bedrijf genomen werd. In plaats van een condensator werd hier voor C eenvoudig de capaciteit van een vrij gespannen geïsoleerden draad genomen. Was deze installatie goed ingesteld, dan was de spanningskromme, die op de geleiding gemeten werd, vrijwel volkomen identiek met de kromme, die in fig. 6 afgebeeld is.

Résumé.

De straling van energieleidingen vindt dikwijls zijn oorzaak in de onsymmetrie der trillingen op de twee geleiders. Een theoretische verklaring van deze onsymmetrie wordt gegeven, en er wordt een methode beschreven, waarmede de onsymmetrie der trilling systematisch opgeheven kan worden.

Het éénzijband-systeem voor korte-golf verbindingen. ¹⁾

Door Ir. J. J. VORMER.

Voordeelen van het éénzijbandsysteem in het algemeen.

Het idee om voor een telefonie-verbinding gebruik te maken van één zijband, terwijl de tweede zijband en tevens de draaggolf onderdrukt worden, is op zich zelf niet nieuw. Het wordt sinds eenige jaren toegepast bij hoogfrequent telefonie over geleidingen, en eveneens op de lange-golf radio-verbinding New-York—Londen.

Tegenover het gebruikelijke modulatiesysteem, waarbij een draaggolf met de beide zijbanden uitgezonden wordt, heeft een systeem, dat slechts van één zijband gebruik maakt, in het algemeen de volgende voordeelen:

1o. De in beslag genomen bandbreedte is slechts de helft. Men zal dus in eenzelfde frequentie-gebied twee maal zooveel zenders kunnen plaatsen.

2o. De kwaliteit van hetgeen uitgezonden wordt is beter.

Noemt men ω de frequentie van de draaggolf, p de laagste en

¹⁾ In dit artikel is gebruik gemaakt van gegevens verstrekt door Le Matériel Téléphonique S. A.

q de hoogste modulatie-frequentie, dan zou voor ideale weergave, bij een normaal gemoduleerden zender, de antenne alle frequenties tusschen $(\omega - q)$ en $(\omega + q)$ evensterk moeten uitzenden. Wordt slechts één zijband gebruikt dan zou de antenne bv. alle frequenties tusschen $(\omega + p)$ en $(\omega + q)$ even sterk moeten uitstralen. In het tweede geval is de frequentieband ongeveer half zoo breed als in het eerste geval. Men zal voor den enkelen zijband dus eerder aan de gestelde voorwaarde kunnen voldoen. In het bijzonder komt dit voordeel uit bij lange golven, waarbij de antenne een vrij scherpe resonantiepiek heeft.

3o. De verhouding $\frac{\text{signaal}}{\text{storing}}$ is bij toepassing van het éenzijband-systeem niet onbelangrijk gunstiger dan bij gebruik van beide zijbanden.

4o. Bij het eenzijbandsysteem gebruikt de eindtrap van den zender alléén energie zoolang er gesproken wordt. Hierdoor wordt het totale energieverbruik van den zender belangrijk verminderd, aangezien bij normale telefoongesprekken steeds groote tijdvakken voorkomen, gedurende welke niets gezegd wordt.

Voordeelen van het systeem bij korte-golf verbindingen.

Bij toepassing van het eenzijbandsysteem op een kortegolf verbinding worden aan de genoemde voordeelen nog de volgende toegevoegd:

5o. De invloed van het sluiereffect wordt verminderd.

6o. De vervorming, welke door intermodulatie optreedt, wordt eveneens verminderd.

De onder 3o, 5o, en 6o genoemde voordeelen zullen thans eerst wat nader toegelicht worden.

Verhouding $\frac{\text{signaal}}{\text{storing}}$

Bij een normaal gemoduleerden zender, die met één enkelvoudigen toon p gemoduleerd wordt, kan men voor een modulatie diepte van 100 %, het veld in de buurt van de ontvangantenne voorstellen door:

$$F = F_0 \cos \omega t (1 + \cos p t) = F_0 \cos \omega t + \frac{F_0}{2} \cos (\omega + p) t + \frac{F_0}{2} \cos (\omega - p) t.$$

Men ziet in dezen laatsten vorm dat F bestaat uit: de draaggolf,

waarvan de frequentie ω bedraagt, en de beide zijbanden waarvan de frequenties $(\omega + p)$ en $(\omega - p)$ zijn.

In den ontvanger ontstaat, bij kwadratische detectie, door de samenwerking van één zijband met de draaggolf, een laagfrequente spanning van frequentie p , waarvan de amplitude te schrijven is als:

$$K \cdot F_0 \cdot \frac{F_0}{2} = K \frac{F_0^2}{2}$$

(k is een constante van den detector).

Door samenwerking van den tweeden zijband met de draaggolf ontstaat een spanning waarvan de amplitude ook $K \frac{F_0^2}{2}$ is.

Zijn de oorspronkelijke fasen, tengevolge van de overdraging in den aether niet gewijzigd, dan is de totale amplitude van de laagfrequente signaalspanning: $K F_0^2$.

In 't algemeen zullen bij een commercieele verbinding de atmosferische storingen zwak zijn t.o.v. de draaggolf. 't Laagfrequente geruisch ontstaat dan alleen door interferentie van de draaggolf met de atmosferische storingen, (niet door interferentie van de storingen onderling). Is de bandbreedte van den ontvanger $2p$ dan worden op het rooster van den detector spanningen geïnduceerd van alle frequenties tusschen $(\omega - p)$ en $(\omega + p)$. Noemt men de veldsterkte van de storingen resp. F_{ω_1} , F_{ω_2} , enz., dan ontstaan, door interferentie van de draaggolf met deze storingen, laagfrequente spanningen, waarvan de amplitude den algemeenen vorm zal hebben: $K F_0 F_{\omega_1}$.

De totale geruischspanning zal dus zijn:

$$\sum_{\substack{\omega_1 = \omega - p \\ \omega_1 = \omega + p}} K F_0 F_{\omega_1} = K F_0 \sum_{\substack{\omega - p \\ \omega + p}} F_{\omega_1}$$

Het laat zich aantoonen dat men voor dezen laatsten vorm kan schrijven:

$$K F_0 \sqrt{\sum_{\substack{\omega - p \\ \omega + p}} F_{\omega_1}^2}$$

waarin $\sum_{\substack{\omega - p \\ \omega + p}} F_{\omega_1}^2$ evenredig is met de elektrische veldenergie van de storingen.

De verhouding $\frac{\text{signaal}}{\text{storing}}$ wordt volgens 't bovenstaande dus:

$$R = \frac{F_0}{\sqrt{\frac{\omega - p}{\sum F \omega_1^2} \cdot \frac{\omega + p}{\omega}}} \dots \dots \dots (1)$$

Wordt slechts één zijband uitgezonden, dan verandert de zaak eenigszins. Neemt men aan dat de zendlamp dezelfde maximale spanning mag krijgen als in het vorige geval dan is, aangezien thans slechts één enkele radiofrequentie uitgezonden wordt, het veld in de buurt van den ontvanger te schrijven: $F = 2 F_0 \cos \omega' t$.

Geeft de plaatselijke generator een veldsterkte F_1 dan is thans de amplitude van de laagfrequente signaalspanning: $K \cdot F_1 \cdot 2 F_0 = 2 K \cdot F_1 F_0$.

Aangezien in dit geval de bandbreedte van den ontvanger slechts behoeft te loopen van ω tot bv. $(\omega - p)$ krijgt men voor het laagfrequente geruisch:

$$K F_1 \sqrt{\frac{\omega - p}{\sum F \omega_1^2} \cdot \frac{\omega + p}{\omega}}$$

Zoodat de verhouding $\frac{\text{signaal}}{\text{storing}}$ wordt:

$$R' = \frac{2 F_0}{\sqrt{\frac{\omega - p}{\sum F \omega_1^2} \cdot \frac{\omega + p}{\omega}}} \dots \dots \dots (2)$$

Neemt men aan, dat de energie van de luchtstoringen gelijkmatig over het spectrum verdeeld is, dan is:

$$\frac{\omega - p}{\sum F \omega_1^2} = 2 \frac{\omega - p}{\sum F \omega_1^2} \cdot \frac{\omega + p}{\omega} \dots \dots \dots (3)$$

Uit de formules (1) (2) en (3) volgt:

$$R' = 2 \sqrt{2} \cdot R$$

Men bereikt bij het eenzijbandsysteem, in de verhouding $\frac{\text{signaal}}{\text{storing}}$ dus een verbetering van ongeveer 2,8 maal d.i. van ongeveer 9 decibel.

Sluiereffect.

Wat de sluiering betreft, dient men onderscheid te maken tusschen: spectrale sluiering, waarbij alle frequenties van een frequentie-band tegelijk evenveel in sterkte veranderen; en selectieve

sluiering, waarbij hetzelfde voor een beperkt aantal frequenties het geval is.

Ontvangt men een systeem bestaande uit een draaggolf van een frequentie ω met de zijbanden $(\omega + p)$ en $(\omega - p)$, dan ontstaat na kwadratische detectie, o.a. een lage frequentie p . Is a_{ω} de amplitude van de draaggolf en $\frac{a_p}{2}$ die van één zijband, dan is, als de faze van de zijbanden door de overbrenging niet veranderd wordt, de amplitude van de laagfrequente spanning volgens 't voorgaande:

$$V_p = K \cdot a_{\omega} \cdot a_p.$$

Tengevolge van spectrale fading verandert de amplitude van de draaggolf en die van de zijbanden in dezelfde mate. Wordt op een bepaald oogenblik de amplitude van de draaggolf $a'_{\omega} = \alpha \cdot a_{\omega}$, dan wordt tegelijk de amplitude van elken zijband $\frac{a'_p}{2} = \alpha \cdot \frac{a_p}{2}$ en wanneer overigens de onderlinge fazen niet veranderen, dan wordt de amplitude van de laagfrequente spanning

$$V'_p = K \cdot \alpha^2 \cdot a_{\omega} \cdot a_p.$$

Tengevolge van de spectrale sluiering wordt de laagfrequente spanning dus α^2 maal zoo groot.

Ontvangt men slechts één zijband bv. die van de frequentie $(\omega + p)$ en waarvan de amplitude a_{p1} , bedraagt, dan moet men, teneinde na detectie een lage frequentie p te kunnen verkrijgen, in den ontvanger door middel van een plaatselijken generator een frequentie ω bijvoegen. Wanneer $a_{\omega 1}$ de amplitude van de frequentie ω is, dan wordt de amplitude van de laagfrequente spanning thans: $V_{p1} = K \cdot a_{\omega 1} \cdot a_{p1}$.

Indien er nu spectrale fading optreedt, dan verandert alleen a_{p1} . De amplitude van de laagfrequente spanning wordt dan dus: $V_{p1}' = K \cdot \alpha \cdot a_{\omega 1} \cdot a_{p1}$. In dit geval wordt de spanning V_{p1}' dus slechts α maal zoo groot als V_{p1} , men ziet dus, dat bij toepassing van het eenzijdband-systeem de invloed van de spectrale sluiering zich in mindere mate doet gevoelen, dan wanneer een draaggolf met twee zijbanden uitgezonden wordt.

Drukt men de verhoudingen

$$\frac{V_p'}{V_p} = \alpha^2 \text{ en } \frac{V_{p1}'}{V_{p1}} = \alpha$$

beide in decibels uit, dan is de eerste steeds $2 \times$ zoo groot als de tweede.

Hoewel het niet onbelangrijk is, is dit voordeel toch niet zoo

groot als men op het eerste gezicht zou denken. Juist doordat bij spectrale fading de draaggolf en de zijbanden tegelijk en in dezelfde mate veranderen, kan men met succes fadingcompensatie toepassen, in den vorm van automatische sterkteregeling, waarbij de versterking van den ontvanger omgekeerd evenredig met de amplitude van de draaggolf verandert.

Indien daarentegen selectieve sluiering optreedt, bestaat de mogelijkheid dat de draaggolf zwak wordt, terwijl de zijbanden hun oorspronkelijke sterkte behouden. Een automatische sterkteregeling, afgeleid van de amplitude van de draaggolf, is dan dus niet toe te passen. Er treedt in dit geval bovendien een sterke vervorming op tengevolge van intermodulatie.

Intermodulatie.

Een toon van lage frequentie ontstaat, doordat op het rooster van de detectorlamp twee interfereerende frequenties werken. Zoo ontstaat p als verschiltoon tusschen de frequenties ω en $(\omega - p)$ en eveneens als verschiltoon tusschen $(\omega + p)$ en ω . Er ontstaan evenwel meer frequenties o.a. ook $(\omega + p) - (\omega - p) = 2p$ (intermodulatie). Deze toon $2p$ behoort niet tot de frequenties, welke men op den zender gemoduleerd heeft. 't Is dus een, door de kwadratische detectie veroorzaakte, vervorming (zg. octaafvervorming).

Uit 't voorgaande zal men gemakkelijk inzien, dat de amplitude van de laagfrequente spanning p te schrijven is als $K \cdot a_\omega \cdot a_p$ terwijl die van $2p$ wordt $K \cdot \left(\frac{a_p}{2}\right)^2$.

Men ziet, dat wanneer $a_\omega \ll \frac{a_p}{2}$ is, de amplitude van de ongewenschte dubbele frequentie klein wordt ten opzichte van die der grondfrequentie. Dit zal in 't algemeen het geval zijn. Is evenwel tengevolge van de selectieve sluiering de amplitude van de draaggolf klein t.o.v. die der zijbanden, dan wordt de amplitude van de grondfrequentie klein t.o.v. die der harmonische, zoodat sterke octaafvervorming optreedt.

In het bovenstaande is verondersteld, dat de zender slechts één enkelvoudigen toon p uitzond. Dat is in 't algemeen niet zoo; er zijn steeds meer frequenties p , q , enz. aanwezig. In de oogeblikken dat de draaggolf zwak is, worden dan behalve de dubbele frequenties tevens alle som- en verschil-frequenties van die tonen sterk t.o.v. de grondtonen. Vooral bij geheime telefonie systemen,

waarbij veelal omkeering van den frequentieband wordt toegepast, is een dergelijke niet-harmonische vervorming ontoelaatbaar.

Het is duidelijk, dat men van al deze verschijnselen bij het eenzijdandsysteem geen last heeft. Door de draaggolf, welke men ter plaatse bijbrengt, sterk te maken, kan men de vervorming tengevolge van intermodulatie zoo gering maken als men zelf verkiest.

Er kunnen bovendien, bij de normale modulatie, sterkte-veranderingen in de ontvangen lage frequentie ontstaan, doordat de fazeverhouding tusschen de zijbanden en de draaggolf tengevolge van de overbrenging wijzigingen ondergaat. Ook deze oorzaak van vervorming wordt bij gebruik van één zijband geëlimineerd.

Moeilijkheden op kortegolf gebied.

Men ziet uit het hierboven vermelde, dat voor kortegolfverbindingen het eenzijdandsysteem groote voordeelen oplevert. Dat het niet eerder daarvoor toegepast is, vond zijn oorzaak in het feit, dat er voor korte golven ook bijzondere moeilijkheden optreden. Pas in den laatsten tijd is het den heer A. H. Reeves, en de met hem samenwerkende ingenieurs van „Le Matériel Téléphonique” en de daarmee verbonden maatschappijen, gelukt alle bezwaren te overwinnen.

De grootste moeilijkheid was wel de synchronisatie van zender en ontvanger. Zooals reeds meermalen vermeld is, ontstaat een lage frequentie door interferentie van de draaggolf met een zijband. Aangezien bij het nieuwe systeem alléén deze laatste uitgezonden wordt, moet men bij de ontvangst de draaggolf-frequentie toevoegen; en deze bijgevoegde frequentie moet zeer nauwkeurig gelijk zijn aan de frequentie van de onderdrukte draaggolf. Voor een commercieele telefonie-verbinding mag onder geen voorwaarde het frequentieverschil tusschen de onderdrukte draaggolf en de bijgevoegde grooter worden dan 15 à 20 Hertz. Voor goede muziekoverdracht zou de frequentie-overeenstemming nog veel grooter moeten zijn. De genoemde afwijking is voor commercieele telefonie slechts toelaatbaar, doordat men in dit geval alle frequenties beneden $300 \sim$ niet uitzendt.

Bij een golflengte van 5000 m d.i. $\nu = 60.10^3 \sim$ wil bovengenoemde voorwaarde zeggen: een frequentie overeenstemming van 1 op 3 à 4000. Een dergelijke overeenstemming is betrekkelijk eenvoudig te bereiken en kan ook over langen tijd gehandhaafd blijven. Anders wordt het geval bij een kortegolf verbinding. Voor een golflengte van 15 m d.i. voor $\nu = 2.10^7 \sim$ komt een maximale

afwijking van $20 \sim$ overeen met $\frac{1}{1000.000}$ en een dergelijke synchronisatie is niet eenvoudig te bereiken.

Teneinde het synchronisatie-probleem op te lossen, kan men twee wegen inslaan:

In de eerste plaats kan men trachten de absolute stabiliteit van zender en ontvanger zoo groot te maken, dat de frequentie-veranderingen van elk nooit grooter worden dan $10 \sim$. Wellicht is dit mogelijk, bv. door toepassing van speciale kristalgeneratoren met een uitstekende temperatuurregeling. Voor een commercieele toepassing lijkt deze uitvoering evenwel weinig geschikt. Bovendien kan de frequentie welke ontvangen wordt, wijzigingen ondergaan, tengevolge van de voortplanting van de golven door den aether. In dit geval doet het er weinig toe of men de absolute waarde van de zenderfrequentie al zeer nauwkeurig constant houdt.

Gebruik van een gesynchroniseerden generator en een loodsfrequentie.

Men behoeft evenwel niet vast te houden aan de gedachte, dat de frequentie van zender en ontvanger ieder voor zich in absoluten zin constant moeten zijn. Het is voldoende wanneer de verschilfrequentie constant is, d.w.z. de uitgezonden, of liever, de ontvangen frequentie, mag een bepaalde verandering ondergaan, mits de plaatselijk bijgevoegde frequentie dan met eenzelfde bedrag verandert. Nu hangt de frequentie van de toe te voegen draaggolf af van het frequentie--niveau van den zijband. Daar de samenstelling van den zijband zich voortdurend wijzigt, moet men een bepaalde hulpfrequentie (z.g. loodsfrequentie), die een vast frequentieverschil met de onderdrukte draaggolf heeft, constant mee uitzenden, aangezien anders de juiste frequentie van de bij te voegen draaggolf niet bepaald kan worden (fig. 1).

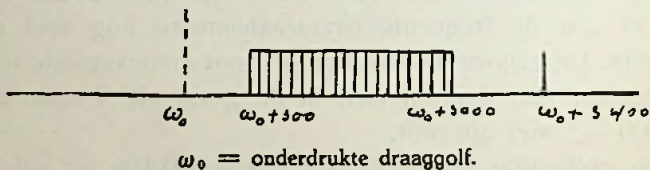


Fig. 1

Men zou voor deze frequentie de draaggolf zelf kunnen benutten door deze niet geheel te onderdrukken maar zwak uit te zenden. De ontvanggenerator moet dan steeds een frequentie-verschil nul hebben met de loodsfrequentie. Om technische redenen kan men

beter de draaggolf geheel onderdrukken en een loodsfrequentie uitzenden die bijv. 3400 \sim van de onderdrukte draaggolf verschilt.

Het komt er dan dus op aan, dat de ontvanggenerator voortdurend en frequentieverschil van 3400 \sim met de loodsfrequentie bezit.

Het zou den indruk kunnen wekken, dat door deze wijze van handelen van één van de voordeelen van het eenzijdandsysteem niet veel overblijft, n.l. van de gunstige energie benutting. Dit is evenwel niet juist, aangezien men voor de loodsfrequentie slechts 1 % van de totaal beschikbare energie behoeft te gebruiken. Waar reeds vooropgesteld is, dat het frequentie-verschil tusschen onderdrukte en bijgevoegde draaggolf, nooit meer dan 15 \sim mag bedragen, kan men n.l. voor het ontvangen van de loodsfrequentie een filter toepassen, waarvan de bandbreedte slechts 30 \sim behoeft te zijn. Daar het filter voor den telefonieband een breedte van ongeveer 3000 \sim moet hebben, ziet men dat, niettegenstaande de zwakke energie van de loodsfrequentie, de verhouding signaal/storing voor de loodsfrequentie dezelfde is als voor den telefonieband.

Constructie van den generator.

Men kan de frequentie van een generator op verschillende wijzen beïnvloeden:

1. Mechanisch, b.v. door een condensator te verstellen.
2. Electricisch. Hierbij maakt men gebruik van het feit dat de frequentie van een generator verandert, wanneer men met den afgestemden kring eenspoel koppelt en deze over een variablen weerstand minder of meer kortsluit ¹⁾.

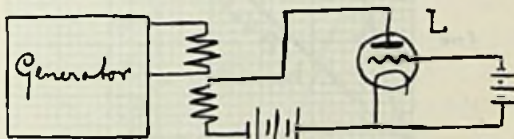


Fig. 2

Gebruikt men voor dien variablen weerstand de lamp L uit fig. 2, dan is het mogelijk, door verandering van de roosterspanning van lamp L, de frequentie van den generator te beïnvloeden.

Deze electriche wijze van regeling bezit verschillende voordeelen n.l.: geen bewegende toestellen, geen vonkende relais, en een zeer

¹⁾ Men verandert dan eigenlijk de effectieve zelfinductie van den afgestemden kring.

vlugge regeling welke men op elektrische wijze willekeurig kan vertragen.

„Le Matériel Téléphonique” heeft bij het te Trappes gedemonstreerde toestel (zie Radio-Expres No. 23) deze elektrische wijze van regeling toegepast.

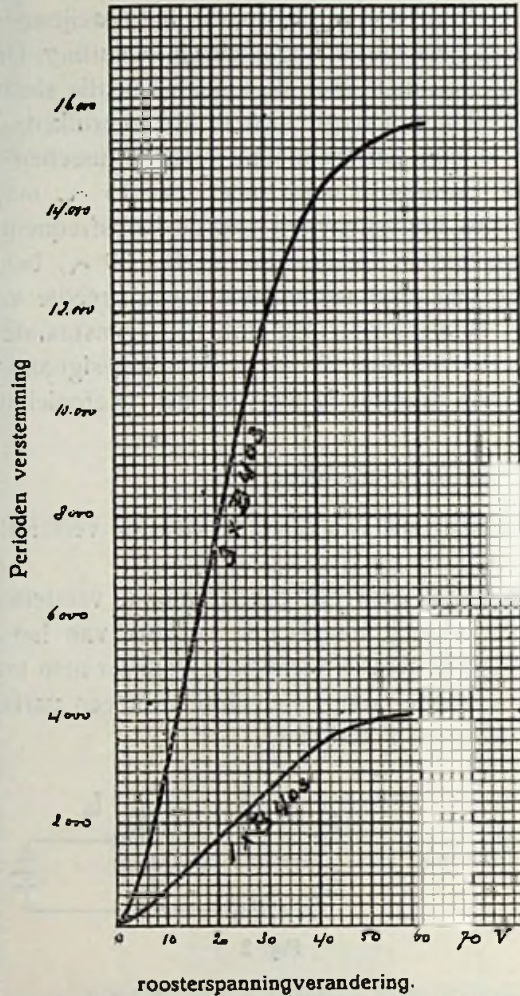


Fig. 3. Frequentie van den generator 400 kp.

In Maart 1931 werden op het Radio-Laboratorium der Rijks-telegraaf proeven genomen met den in fig. 2 geteekenden generator. Fig. 3 geeft de uitkomst daarvan weer.

Men ziet dat tusschen bepaalde grenzen de verstemming evenredig is met de verandering van de spanning aan de lamp L. De

verstemming was ongeveer 2 %. Door de koppeling vaster te maken, kan men deze verstemming zoo noodig nog vergrooten.

Wil men een dergelijke inrichting gebruiken om de verschill-frequenties tusschen twee generatoren constant te houden, dan moet men zorgen, dat bij verandering van die verschillfrequentie de span-

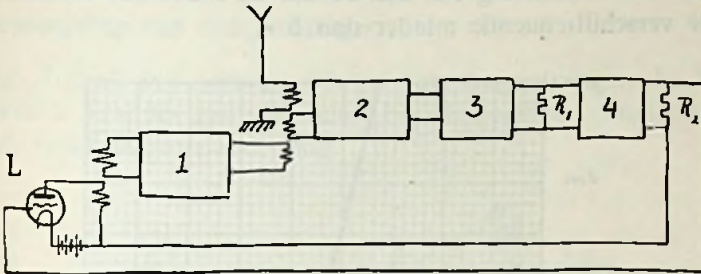


Fig. 4

ning op lamp L verandert. Fig. 4 geeft in principe een manier aan waarop dit kan gebeuren: In den ontvanger 2 worden tegelijk ontvangen de frequentie van een zender en de frequentie afkomstig van den plaatselijken generator 1. Na detectie wordt de verschillfrequentie toegevoerd aan een filter 3. De karakteristiek van dit filter is in fig. 5 aangegeven. De verschillfrequentie tusschen zender en generator is ingesteld op ω_1 . Verandert nu de frequentie van den zender dan zal ω_1 tevens veranderen, waardoor de spanning op R_1 een andere waarde verkrijgt. Deze spanning wordt gelijkgericht in 4 en gebruikt als roosterspanning voor de regellamp L. Verandert dus de verschillfrequentie dan verandert de roosterspanning van de regellamp en wel in zoodanigen zin, dat het verschil vermindert.

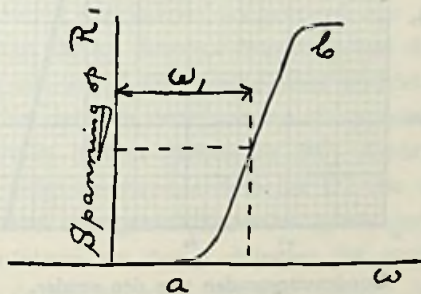


Fig. 5

De inrichting heeft een graad van onregelmatigheid die verkleind kan worden door achter R_1 versterking toe te passen en door te maken, dat het deel a-b van de karakteristiek uit fig. 5 steil verloopt.

De frequentie overeenstemming, die met de in fig. 4 geschetste

inrichting bereikt kan worden, is zeer goed. Bij wijze van proef werd de frequentie van den zender gevarieerd. Fig. 6a geeft de verandering van de verschilfrequentie zonder synchroniseerinrichting, fig. 6b met synchroniseerinrichting. In het eerste geval verandert de verschilfrequentie meer dan 10.000 \sim , in het tweede geval was bij dezelfde versterking van den zender de maximale verandering van de verschilfrequentie minder dan 5 \sim .

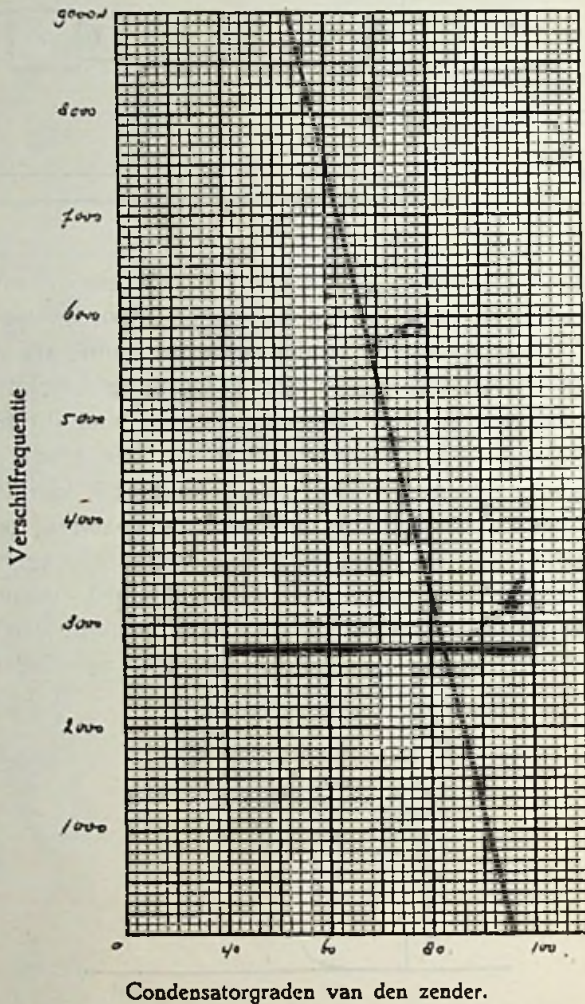


Fig. 6

Een principieel nadeel van de elektrische regeling is, dat spanningsveranderingen op de regellamp L (fig. 4) behalve tengevolge van frequentieverandering, ook kunnen ontstaan tengevolge van verandering in amplitude van het ontvangen signaal. Als bij de inrich-

ting van fig. 4 de door den zender in het ontvangtoestel geïnduceerde e.m.k anders wordt, verandert tevens de spanning op L, waardoor de generator zal verstemmen.

Uit de hieronder volgende beschrijving van den ontvanger zal blijken, hoe men getracht heeft aan dit nadeel tegemoet te komen.

Beschrijving van den ontvanger.

Fig. 7 geeft een principe-schema van den ontvanger, die bij de proeven te Trappes gebruikt werd. Fig. 8a geeft een detailtekening van de synchronisatie-inrichting.

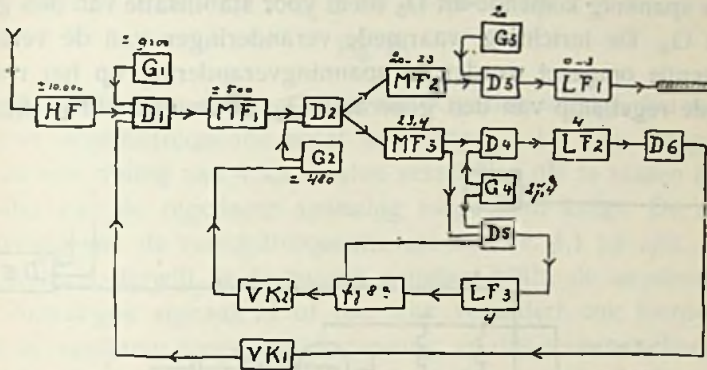


Fig 7. De bijschriften bij de versterkers en generatoren geven de frequentie in kp. aan.

Zoals men uit de figuren ziet, is het een toestel met meerdere middelfrequenties. Het hoogfrequente signaal, bestaande uit één zijband met de loods-frequentie, wordt eerst in den hoogfrequent versterker H.F. versterkt en daarna toegevoerd aan den detector D. Op het rooster van dezen detector werkt tevens de hoogfrequent-generator G_1 ($f_1 \approx 9.500$ kp) welke door middel van een kristal bestuurd wordt. Na detectie ontstaan o.a. frequenties van ongeveer 500—503,4 kp welke in den versterker MF, versterkt worden. Na dezen versterker volgt de tweede detector D2 die tevens spanning toegevoerd krijgt van den gestabiliseerden generator G_2 ($f_2 \approx 480$ kp). Hierdoor ontstaan na dezen detector frequenties van 20 tot 23,4 kp. Achter dezen tweeden detector volgen twee versterkers met bandfilters. De eerste van deze (MF_2) versterkt alléén frequenties tusschen 20 en 23 kp, de tweede (MF_3) versterkt alléén een smallen frequentieband in de omgeving van 23,4 kp.

De uit MF_2 komende spanningen worden toegevoerd aan een detector D_3 , waarop tevens een generator G_3 ($f_3 = 20$ kp) werkt.

Na D_3 ontstaan daardoor frequenties van 0—3 kp welke na laag-frequentversterking toegevoerd worden aan den kabel.

De uit MF_3 komende spanningen worden toegevoerd aan twee detectoren D_4 en D_5 .

Op beide detectoren werkt tevens de generator G_4 ($f_4 = 27,4$ kp). Achter beide detectoren ontstaat een frequentie van 4 kp.

De spanningen komende uit D_4 dienen voor fadingcompensatie. Ze worden toegevoerd aan een versterker LF_2 en daarna in D_6 gelijkgericht. Deze gelijkspanning wordt als roosterspanning aan den eersten detector D_1 aangelegd. In de toevoerleiding naar den detector bevindt zich een vertragsketen (VK_1).

De spanning komende uit D_5 dient voor stabilisatie van den generator G_2 . De inrichting waarmede veranderingen van de verschil-frequentie omgezet worden in spanningverandering op het rooster van de regellamp van den generator G_2 , is voorgesteld in fig. 8a.

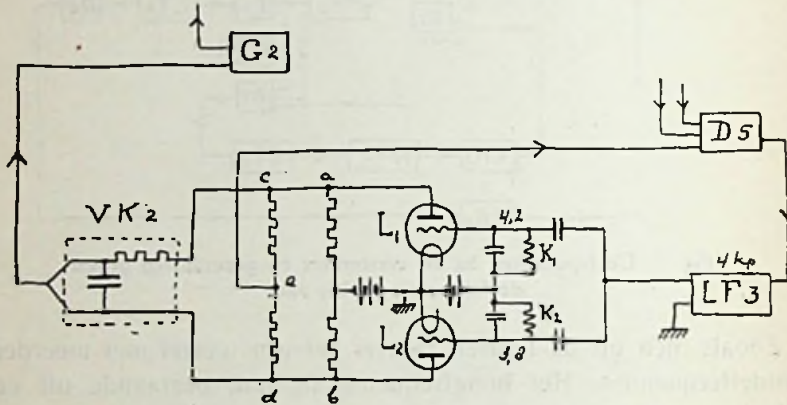


Fig. 8a

De uit D_5 komende spanningen worden toegevoerd aan den laag-frequentversterker LF_3 waarvan de uitgang los gekoppeld is met twee afgestemde kringen k_1 en k_2 . De kring k_1 is afgestemd op 4,2 kp, k_2 op 3,8 kp. De resonantie-krommen van deze kringen zijn voorgesteld in fig. 8b. Ze snijden elkaar bij 4 kp. Zou de frequentie, die uit LF_3 toegevoerd wordt, juist 4 kp zijn, dan zouden de roosters van de als detector geschakelde lampen L_1 en L_2 juist evengroote wisselspanningen toegevoerd krijgen. In dit geval krijgen de punten a en b dus evengroote spanning t.o.v. aarde. De punten a en b zijn via een vertragsketen VK_2 verbonden aan rooster en gloeidraad van de regellamp van G_2 . In het hierboven beschouwde geval krijgt het rooster van de regellamp dus geen extra spanning toegevoerd. Wordt evenwel de verschilfrequentie hooger dan ziet men uit fig.

8b dat het rooster van L_1 meer wisselspanning toegevoerd krijgt dan dat van L_2 . Tusschen de punten a en b, dus eveneens tusschen rooster en gloeidraad van de regellamp, ontstaat dan een spanning-

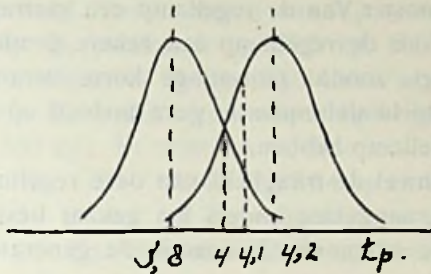


Fig. 8b

verschil waardoor de frequentie van G_2 zich wijzigt. Nu kan de nieuwe verschilfrequentie nooit weer exact 4 kp zijn. Integendeel zal ze een weinig van 4 kp moeten verschillen om te maken dat het rooster van de regellamp spanning toegevoerd krijgt. De nieuwe instelling van de verschilfrequentie zal dus bv. 4,1 kp zijn. Neemt nu evenwel, terwijl de frequentie constant blijft, de amplitude van het ontvangen signaal af of toe, dan verandert ook hierdoor de aan de regellamp toegevoerde spanning, en dus tevens de frequentie van G_2 . De inrichting zou zodoende sterkte-variatiën in frequentie-variatiën omzetten. Teneinde dit te ontgaan, heeft men getracht de amplitude van de uit LT_3 komende spanning constant te houden, en wel door middel van een automatische sterkteregeling. Parallel aan a, b is daartoe een weerstand c, d geplaatst. Het midden van dezen weerstand e heeft dan de gemiddelde potentiaal van de punten a en b. Voor kleine veranderingen in de frequentie van de toegevoerde spanning gaat de potentiaal van a evenveel omhoog als die van b omlaag gaat (verg. fig. 8b). De gemiddelde potentiaal verandert dan dus niet. Verandert evenwel de amplitude van de toegevoerde spanning dan gaan de potentialen van a en b tegelijk omhoog en dus eveneens de gemiddelde. De spanning van e t.o.v. aarde is dus een maat voor de sterkte van het toegevoerde signaal, en deze spanning wordt, zooals aangegeven in fig. 8a, voor fading-compensatie gebruikt door ze als roosterspanning toe te voeren aan den detector D_5 .

Hoewel men de traagheid bij deze regeling zoo gering mogelijk maakt, kan de spanning komende uit D_5 nooit volmaakt constant zijn.

- Is nl. op een bepaald oogenblik de loods-frequentie geheel nul

(tengevolge van sluiering) dan kan geen regeling helpen. Op zoo'n oogenblik zou dan de frequentie van G_2 plotseling sterk gaan veranderen. Uit proeven is evenwel gebleken dat zoo'n plotselinge inzinking slechts kort duurt. Men heeft daarom tusschen de punten a en b en het rooster van de regellamp een vertragsketen aangebracht, waardoor de regellamp een zekere gemiddelde spanning toegevoerd krijgt, zoodat plotselinge korte veranderingen in de amplitude van de loods-frequentie geen invloed op de roosterspanning van de regellamp hebben.

Men mag evenwel de traagheid van deze regeling ook weer niet te groot maken, aangezien anders het gevaar bestaat dat bij verandering van de ontvangen frequentie de generator G_2 niet vlug genoeg bijregelt.

Inrichting van den zender.

Het modulatie-proces, waardoor bereikt wordt dat alléén een zijband benevens de loods-frequentie uitgezonden worden, voltrekt zich in één van de eerste trappen van den zender (z.g. low-power modulatie). Aan den zender zelf worden daardoor speciale eischen gesteld. Deze moet nl. werken als een hoogfrequent-versterker. Het mag bekend verondersteld worden, dat een dergelijke hoogfrequent-versterking, in het bijzonder voor de energie-trappen, moeilijkheden mede brengt. Op deze kwestie zal hier niet verder ingegaan worden. Slechts zal in beknopten vorm aangegeven worden op welke wijze men er in slaagt, den éénen zijband en de draaggolf te onderdrukken.

Fig. 9 geeft schematisch de inrichting weer.

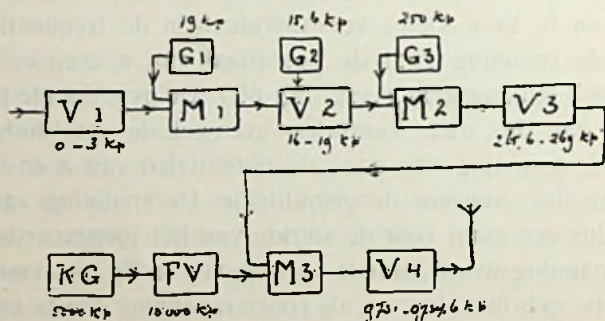


Fig. 9

De spreekfrequenties — voorgesteld door fig. 10a — worden in een laagfrequent-versterker, die slechts de frequenties beneden 3000 \sim doorlaat, versterkt, en daarna toegevoerd aan een modu-

lator M_1 , waarop tevens een generator G_1 werkt ($f_1 = 19$ kp).

Na de modulatie ontstaan twee frequentiebanden nl. $16 \div 19$ kp en van $19 \div 22$ kp (fig. 10b). Van deze beide banden wordt in den, na modulatie M_1 volgenden, versterker V_2 alléén de band van $16 \div 19$ kp versterkt. Tevens wordt aan V_2 spanning toegevoerd van een generator G_2 , werkende op 15,6 kp. De uit V_2 komende frequenties zijn voorgesteld in fig. 10c. Deze worden toegevoerd aan een modulator M_2 welke tevens spanning krijgt van den generator G_3 ($f_3 = 250$ kp). Er ontstaan na deze modulatie weder twee frequentiebanden nl.: $(231 \div 234) + 234,4$ kp en $265,6 + (266 \div 269)$ kp (fig. 10d). In den, na M_2 volgenden versterker V_3 wordt alléén de hoogste van deze banden versterkt (geharceerd aangegeven in fig. 10d). Deze band dient voor modulatie van den zender.

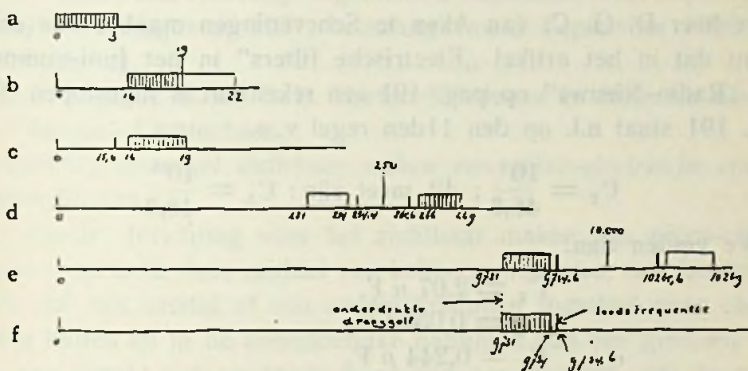


Fig. 10

De zender bestaat uit een kristalgenerator K.G. (fig. 9) waarvan de frequentie bv. $5.10^6 \sim$ bedraagt. Na den kristaltrap volgt een frequentie-verdubbelaar, (F. V.) tevens scheidingstrap, en daarna de eigenlijke modulator. Deze modulator (M_3) krijgt dus van den verdubbelingstrap spanningen toegevoerd waarvan de frequentie $10^7 \sim$ bedraagt, en van den versterker V_3 een frequentieband van $265,6 + (266 \div 269)$ kp. Na de modulatie ontstaan dan de frequenties

$(9731 \div 9734) + 9734,6$ kp en $10265,6 + (10266 \div 10269)$ kp (zie fig. 10e).

Van deze beide banden wordt in de, na M_3 volgende, versterker-trappen van den zender slechts de band tusschen 9731 en 9734,6 kp versterkt, de andere frequenties worden tegengehouden. Fig. 10f geeft aan welke frequenties uiteindelijk door den zender uitgestuurd worden. In de laatste figuur is de plaats van de „onderdrukte draaggolf” welke men bij moet voegen om de oorspronkelijke lage

frequenties terug te krijgen — gestippeld aangegeven. Men ziet dat als gevolg van de eigenaardige ontstaanswijze van den uitgezonden band deze „onderdrukte draaggolf” eigenlijk nooit in den zender aanwezig geweest is. Het trapsgewijze verhoogen van het frequentie--niveau heeft ten doel de beide zijbanden steeds verder uit elkaar te brengen, teneinde gemakkelijker door middel van filters één van die zijbanden te kunnen afscheiden. Zonder dezen kunstgreep zou het uitzenden van één enkelen zijband op korte golf onmogelijk zijn.

Rectificatie.

De heer D. G. C. van Aken te Scheveningen maakte ons erop attent dat in het artikel „Electrische filters” in het Juni-nummer van „Radio-Nieuws” op pag. 191 een rekenfout is ingeslopen. Op pag. 191 staat n.l. op den 11den regel v. o.

$$C_2 = \frac{10^{-6}}{48,3}; \text{ dit moet zijn: } C_2 = \frac{10^{-1}}{48,3}$$

We vinden dan:

$$\begin{aligned} C_2 &= 2,07 \mu \text{ F}, \\ L_2 &= 0,0392 \text{ H}, \\ C_1 &= 0,244 \mu \text{ F}, \\ L_1 &= 0,331 \text{ H}. \end{aligned}$$

De in fig. 21 ingevulde waarden moeten natuurlijk dienovereenkomstig worden veranderd in 0,1655 H, 0,488 μF ., 2,07 μF . en 0,0392 H.

M. PYTTERSON en J. v. HEIDEVELD.

Openbaar gemaakte Octrooiaanvragen op het gebied der Hoogfrequentietechniek.

No. 40971 Ned. Aanvraag ingediend 24 April 1928, openbaar gemaakt 15 Juli 1931, voorrang van 3 Augustus 1927 af (Duitschland).

C. Lorenz Aktiengesellschaft. Berlijn-Tempelhof.

Inrichting met middelen voor het tegengaan van storende trillingen bij een hoogfrequenten trillingsgenerator, bestaande uit een gene-

rator van laagfrequente trillingen, gekoppeld met een frequentietransformator met ijzerkern.

Conclusie: Inrichting met middelen voor het tegengaan van storende trillingen bij een hoogfrequenten-trillingsgenerator, welke bestaat uit een generator voor laagfrequente trillingen en een frequentietransformator met ijzerkern, met het kenmerk, dat deze middelen bestaan uit zelfinductiespoelen, welke aan alle einden van den frequentietransformator, zoowel aan zijn primaire als ook aan zijn secundaire zijde direct zijn aangesloten en welke zoodanig symmetrisch zijn geplaatst, dat haar onderlinge capaciteiten elkander opheffen.

2 blz. beschrijving, 1 conclusie, 1 fig.

No. 38126 Ned. Aanvraag ingediend 2 September 1927, openbaar gemaakt 15 Augustus 1931, voorrang van 2 September 1926 af (Duitschland).

Radiofrequentz G. m. b. H. Berlijn Friedenau en Heinrich Eberhard Berlijn—Lichterfelde.

Inrichting voor het zichtbaar maken van piëzo-electrische resonantietrillingen.

Conclusie: Inrichting voor het zichtbaar maken van piëzo-electrische resonantie door middel van lichtverschijnselen, met het kenmerk, dat een kristal of een aantal kristallen tusschen twee elektroden buiten en in de onmiddellijke nabijheid van een gesloten en met gas gevuld vat zoodanig is of zijn aangebracht, dat de met gas gevulde ruimte gaat lichten onder den invloed van het piëzo-electrisch veld, dat uitgaat van de deelen van het kristaloppervlak.

3 blz. beschrijving, 2 conclusies, 5 fig.

No. 40560 Ned. Aanvraag ingediend 22 Maart 1928, openbaar gemaakt 15 Juli 1931, voorrang van 25 Maart 1927 af (Ver. Staten van Amerika).

N.V. Philips' Gloeilampenfabrieken, Eindhoven.

Schakeling voor zwevingsontvangst, waarbij middelen toegepast zijn om uitstraling door de antenne te voorkomen.

Conclusie: Schakeling voor zwevings-ontvangst, waarbij de antennekring geschakeld is in een diagonaal van een brugschakeling terwijl de hulptrilling wordt geïnduceerd in de tweede diagonaal, met het kenmerk, dat de heterodyne generator, resp. de anodetrillingskring van den genereerenden detector inductief is gekoppeld met een uit twee deelen bestaande spoel, waarbij het gemeenschappelijk punt van beide deelen met de aarde is verbonden, het eene deel, dat bij

directe voeding bifilair gewikkeld is, naar de kathode van den detector voert en het andere over een condensator naar den rooster van den detector, waarbij de beide spoeldeelen, laatstgenoemde condensator en de roosterkathode-capaciteit de vier armen van de Wheatstonesche brug vormen.

3 blz. beschrijving, 1 conclusie, 3 fig.

No. 35959 Ned. Aanvraag ingediend 10 Februari 1927, openbaar gemaakt 15 Juli 1931. Ir. Gerrit Schotel, 's-Gravenhage.

Frequentie-vermenigvuldiger ten gebruike als hoogfrequentversterker.

Conclusie: Frequentie-vermenigvuldiger ten gebruike als hoogfrequentversterker, bijvoorbeeld in stuurlampzenders, waarbij elke trap twee elektrische ontladingstoestellen bevat met onmiddellijk met elkaar verbonden anoden en kathoden, waartusschen evenals tusschen de roosters, een samenstel, bestaande uit zelfinducties en capaciteiten is geschakeld, met het kenmerk, dat het elektrische midden van een der takken van het tusschen de roosters geschakelde samenstel over een regelbare zelfinductie of capaciteit met de kathoden is verbonden.

2 blz. beschrijving, 1 conclusie, 3 fig.

No. 45171 Ned. Aanvraag ingediend 28 Februari 1929, openbaar gemaakt 15 Augustus 1931, voorrang van 1 Maart 1928 af (Duitschland). Dr. Bernhard Loewe, Berlijn.

Inrichting voor het verstuiven van metalen, resp. voor het tot stand brengen van chemische reacties of ontledingen in vacuumbuizen.

Conclusie: Inrichting voor het verstuiven van metalen, resp. voor het tot stand brengen van chemische reacties of ontledingen in vacuumbuizen, met het kenmerk, dat de te verstuiven, tot reageeren te brengen stoffen bij voorkeur door persen samengebracht zijn in een of meer afzonderlijke houders, die met hun open zijde zoodanig bevestigd zijn aan overeenkomstige openingen van de anode, dat de ontwikkelde metaaldamp in hoofdzaak de binnen de anode liggende kathode treft.

2 blz. beschrijving, 1 conclusie, 3 fig.

No. 43823 Ned. Aanvraag ingediend 23 November 1928, openbaar gemaakt 14 Augustus 1931, voorrang van 13 December 1927 af (Engeland).

Associated Electrical Industries Ltd., Westminster, Londen.

Electrische ontladingsbuis met een indirect te verhitten kathode, waarbij één der toevoerdraden van het verhittingslichaam der kathode buiten de anode om gevoerd is.

Conclusie: Electrische ontladingsbuis met een indirect te verhitten kathode, waarbij één der toevoerdraden van het verhittingslichaam der kathode buiten de anode om gevoerd is, zoodat deze toevoerdraad van de ontladingsruimte wordt afgeschermd door de tusschenliggende anode, met het kenmerk, dat tusschen dezen draad en de anode één of meer electrisch geleidende schilden of schermen zijn geplaatst, die aan een geleider met constante potentiaal, bv. de kathode, zijn verbonden, doch die overigens van de kathode zijn afgescheiden.

2 blz. beschrijving, 2 conclusies, 3 fig.

No. 46305 Ned. (Afsplitsing (Art. 8a O. W.) van octrooiaanvraag No. 42590 Ned. ingediend 21 Augustus 1928). Aanvraag ingediend 14 Mei 1929; openbaar gemaakt 15 Augustus 1931, voorrang van 22 Augustus 1927 af (Duitschland).

Audionwerk D. S. Loewe G. m. b. H. en Bruno Wienecke, Berlijn Steglitz.

Ondersteuning van de electrodenstelsels in electronenbuizen, speciaal in meervoudige lampen.

Conclusie: Ondersteuning van de electrodenstelsels in electronenbuizen, speciaal in meervoudige lampen, waarbij de kneep van de buis kan zijn vervaardigd van een glassoort met een middelmatig moeilijke smeltbaarheid, b.v. Jena-glas, met het kenmerk, dat ook de aan verwarming onderworpen, binnen den ballon aangebrachte isoleerende draagorganen voor de steun- en toevoerdraden van de electroden, eenerzijds voor het behouden van een goede isolatie bij verwarming, anderzijds ter vergemakkelijking der bewerking, vervaardigd zijn uit een glassoort met een middelmatig moeilijke smeltbaarheid b.v. Jena-glas.

2 blz. beschrijving, 1 conclusie, 1 fig.

No. 41744 Ned. Aanvraag ingediend 18 Juni 1928, openbaar gemaakt 15 Augustus 1931, voorrang van 18 Juni 1927 af (Ver. St. van Am.).

N.V. Philips' Gloeilampenfabrieken Eindhoven.

Inrichting voor het opwekken en moduleeren van hoogfrequente electrische trillingen, waarvan de frequentie door een piëzo-electrisch element wordt bestuurd.

Conclusie: Inrichting voor het opwekken en moduleeren van hoog-

frequente elektrische trillingen, waarvan de frequentie door een piëzo-electrisch element wordt bestuurd, met het kenmerk, dat met het piëzo-electrisch element van den generator één of meer impedanties parallel zijn geschakeld, waarvan de grootte direct of indirect wordt gevarieerd in overeenstemming met de moduleerende seinen, een en ander zoodanig, dat daardoor frequentiemodulatie wordt verkregen.

4 blz. beschrijving, 4 conclusies, 6 figuren.

GECO LAMPEN

De lampen, die ook **INDERDAAD** datgene presteeren, wat men, op grond van de karakteristieken, ervan mag verwachten!

De Heer CORVER schreef in Radio-Expres:

... „Wat dat betreft, zou er veel voor te zeggen zijn als algemeen de methode werd toegepast van den fabrikant der **GECO-lampen**, die niet de uiterste waarden opgeeft maar gemeten waarden bij een veel lagere anodespanning dan de maximale en bij nul roosterspanning. Maxima zou men alleen oscillographisch kunnen bepalen wilde men niet reeds bij de meting de lamp bederven.

Opgaven als die der **GECO-lampen** daarentegen kan men zelf nameten; en dan blijken ze ook te kloppen!”

VRAAGT UITVOERIGE PROSPECTUS MET KARAKTERISTIEKEN BIJ:



**N. V. Algemeene Radio
Import Maatschappij**

Nassau-Ouwerkerkstraat 3)

DEN HAAG.

≡ Televisie voor den Amateur ≡

door **J. CORVER** en **G. J. ESCHAUZIER**

Prijs in driekleurendrukomslag f 1.25

Het Zendend Amateurisme in Nederland

door **W. KEEMAN** - **Prijs f 1.50**

Uitgaven van **N. VEENSTRA** te 's-Gravenhage



Beide boeken zijn verkrijgbaar bij den boekhandel en tegen inzending van het bedrag, plus f 0.15 voor porto, bij den Uitgever

VARTA

GLOEI- EN PLAATSTROOM-ACCU'S

VOOR

ONTVANG- EN ZEND-INSTALLATIES

HET MERK!

Fa. Ch. VELTHUISEN

TELEFOON 116227

DEN HAAG

OUDE MOLSTRAAT 18

GIRO 28376

PYREX isolatoren zijn met succes in gebruik te

Kootwijk Radio
Noordwijk Radio
Scheveningen Radio
Schiphol vliegveld
Waalhaven vliegveld
en Indische stations

PYREX No. I (88 m.m.) f 0.85
PYREX No. II (184 m.m.) f 2.00
PYREX No. III (318 m.m.) f 5.00

Voorziet Uw antenne thans voor
PYREX isolatoren!

PYREX is **niet** poreus, daarom geschikt voor
weer en wind.



NIEUWE geheel herziene derde druk

KORTEGOLF-ONTVANGST

door Ir. J. J. NUMANS.

PRIJS INGENAAID f 4.—, GEBONDEN f 5.50.

Alom bij den Boekhandel verkrijgbaar, en tegen inzending van
het bedrag, plus f 0.20 voor porto, bij den Uitgever

N. Veenstra Laan v. Meerdervoort 30
DEN HAAG