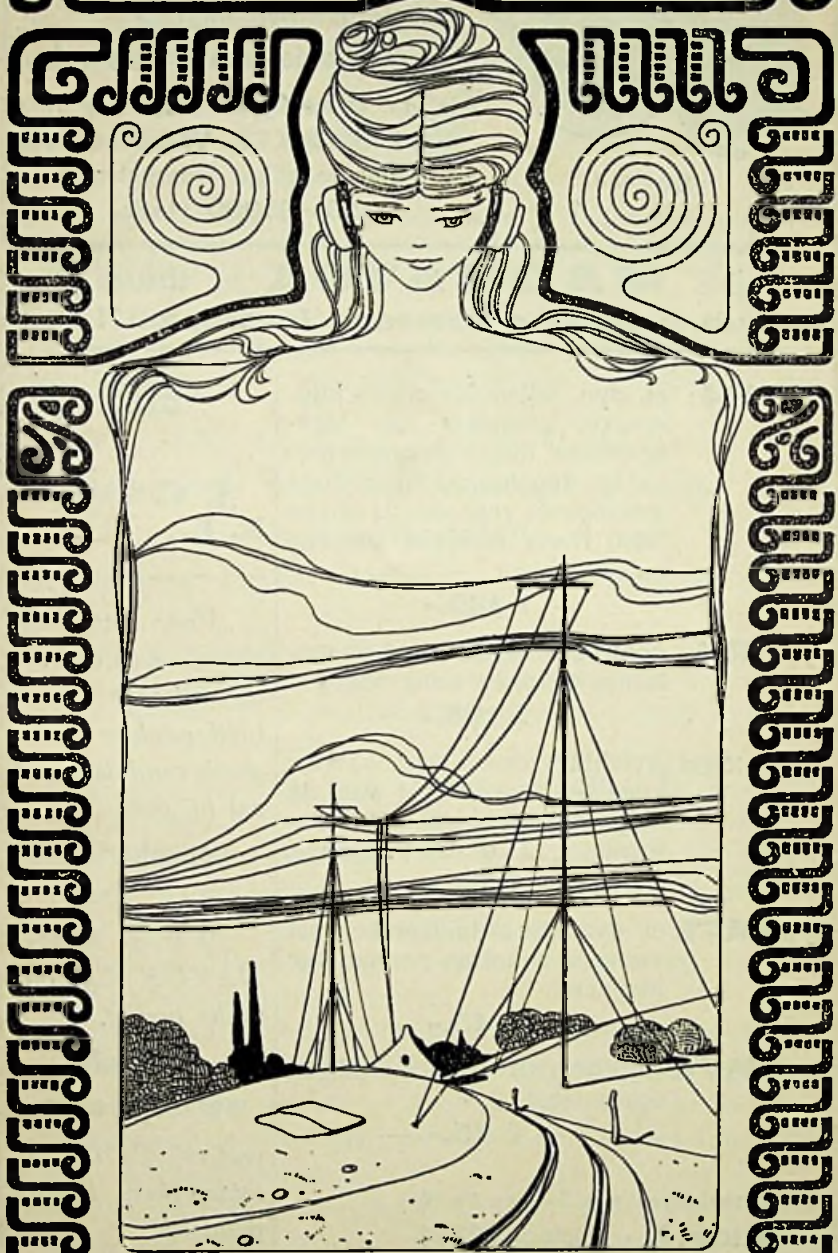
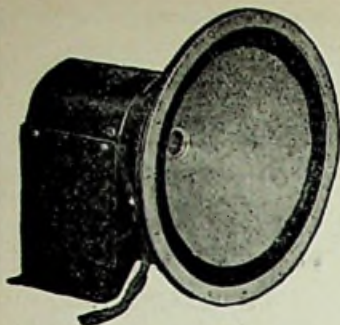


# RADIO-NIEUWS



ORGAAN van de  
NED. VER. voor RADIOTELEGRAFIE



type R 4.

# DE MAGNAVOX

**electro-dynamische  
solenöide-conus-luidspreker**

is de **eenige** luidspreker met  
**VOLMAAKTE WEERGAVE**  
van het volledige toonregister van  
25—25000 Hertz.

**DE MAGNAVOX is thans  
uit beperkten voorraad leverbaar!!!**

**type R 4:** el. dyn. solenöide-conus luid-  
spreker compleet met inge-  
bouwden uitgangstransforma-  
tor en ingebouwd filter voor  
getemperde reproductie boven  
5000 Hertz inclusief snoeren  
en schakelaar

— f 130.- —

**type R 4** compleet ingebouwd in ma-  
honie of eiken schermkast

— f 195.- —

**Kuprox gelijkrichter** (zonder lampen) voor  
voeding magneetveld van de  
Magnavox compleet met trans-  
formator 125 of 220 V. primair

— f 25.- —

**type M 7 k** el. dyn. conus luidspreker met  
zwevend anker en permanente  
magneten

— f 45.- —

**type M 7 k** ingebouwd in eenvoudigen  
schermkast

— f 75.- —

Gehoorzaal open van 2—6 en 8—10  
Beukstraat 10 - Telefoon 32584

N.V. „IDZERDA-RADIO”  
DEN HAAG.

=====  
**J. C. schreef in  
R. E.:**

— — — — —  
*„Voor hem, die  
den nieuwen electro-  
dynamischen conus-  
luidspreker onder  
goede condities hoort  
zal hij eene*

**openbaring**

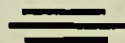
*zijn.”*

*„Wat de MAG-  
NAVOX Cy. ons  
thans brengt,*

**overtreft**

**werkelijk alles**

*wat wij OOIT van  
luidsprekers hebben  
gehoord.”*



# Radio-Nieuws.

ORGAAN VAN DE NED. VER.

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



VOOR RADIO-TELEGRAFIE.

Uitgever: N. VEENSTRA,  
LIAN VAN MEERDERVOORT 20,  
DEN HAAG. Tel. 3:112.

Abonnementenprijs voor niet-leden f 9.— per jaargang van 12 nummers. Buitenland f 10.—  
Leden der Vereeniging (contributie f 2.— per jaar) ontvangen het maandblad gratis.  
Secretaris-Penningmeester: B. Silkkerveer, Obrechtstraat 104/6, den Haag.

INHOUD: Onderzoek van hoogfrequentie kringen. — Laagfrequentieversterking met transformatoren. — Een en ander over Kortegolf-Ontvangst. — Hoogfrequent-overdracht langs leidingen. — Korte-Golf-Raamontvangst. — Opnbaar gemaakte Octroolaanvragen.

## Onderzoek van hoogfrequentie kringen.

### Decrementmetingen.

Door Prof. Ir. C. L. VAN DER BILT en Ir. L. H. M. HUYDTS.

Inhoud: Enkele methoden voor het bepalen van de kwaliteit van spoelenseries. Beschrijving van den Moullin-meter. Toestel voor nauwkeurige decrementmetingen. Decrementmeter met specialen condensator.

Voor het onderzoek van hoogfrequentiekringen is van belang de kwaliteit zowel van spoelen als die van condensatoren. Bij ontvangschakelingen is meestal het verlies in de condensatoren gering ten opzichte van de verliezen in de spoelen. Controle van condensatorverliezen is niettemin gewenscht. Het onderzoek van condensatoren kan veelal beperkt blijven tot een isolatiemeting met een spanning van enkele honderden volts.

De kwaliteit van spoelen kan practisch op verschillende manieren snel bepaald worden door vergelijking. Bij het onderzoek van groote hoeveelheden spoelen ter controle van mogelijke isolatiefouten (kortgesloten windingen, lek e.d.) kan het schema in fig. 1 afgebeeld, toegepast worden.

Een eenvoudige hoogfrequentiegenerator is voorzien van roosterdetectie en een stroommeter van 3 à 10 m.A. in de anode keten. Treedt genereeren op door voldoende terugkoppeling, dan zal de stroommeter eenige afname van de uitwijking vertoonen. De op-

gewekte wisselspanning veroorzaakt door roosterdetectie op den condensator  $C_1$ , en op het rooster, een negatieve lading, waardoor de anodestroom afneemt. Bij sterker genereeren wordt de meteraanwijzing geringer.

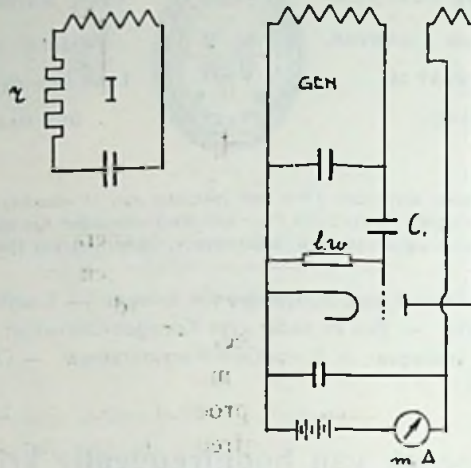


Fig. 1

De te onderzoeken spoel vormt met een variablen condensator kring I, die in de buurt van den generator geplaatst wordt. Bij afstemming op de gegeneerde golflengte zal de anodestroom van den generator toenemen. Noemt men de in kring I geïnduceerde spanning  $E$  en worden de verliezen in dien kring in den weerstand  $r$  verbruikt, dan zal bij afstemming op de generatorgolf de door I opgenomen energie  $\frac{E^2}{r}$  bedragen. Daar deze energie aan den generatorkring onttrokken wordt, vermindert de generatorspanning; daardoor wordt de negatieve spanning van het rooster kleiner en neemt de anodestroom toe. Heeft de spoel een geringen h.f. weerstand, dan wordt de onttrokken energie groot en zal de generator reeds op vrij grooten afstand bij afstemming reageeren. De grootte van dezen afstand, waarbij de anodestroom tot een bepaalde waarde oploopt, is een maat voor de kwaliteit van de spoel. Heeft men de kwaliteit van één spoel geverifieerd, dan kan men snel een heele serie gelijke spoelen controleeren, door na te gaan op welke wijze de generator beïnvloed wordt. Wordt een slechte spoel ingezet, dan reageert de generator vrijwel niet, immers bij grooten weerstand wordt slechts geringe energie opgenomen, terwijl men bovendien zal zien, dat de afstemming min of meer verloren is gegaan.

Bij deze wijze van serie-onderzoek krijgt men tevens een con-

trôle of hetzelfde aantal windingen bij de diverse spoelen is aangehouden.

Een variatie op deze methode is in fig. 2 aangegeven.

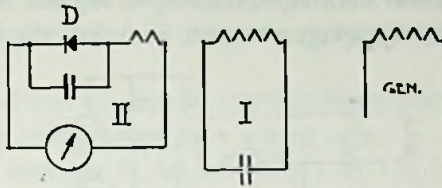


Fig 2

In plaats van een stroommeter in een generatorschakeling wordt gebruik gemaakt van een kristaldetector en een gevoeligen galvanometer, die met den te onderzoeken kring inductief gekoppeld wordt.

Bij gebruik van een kristaldetector met stabiele instelling is het de moeite waard om het kristal met bijbehorend metertje direct op wisselspanning te ijken. Uit proeven bleek, dat het mogelijk is zulk een combinatie, die op hoogfrequente wisselspanning reageert, voldoende nauwkeurig met 50 perioden spanning te ijken. (Goedkope metertjes met een gevoeligheid van  $0,5 \times 10^{-5}$  A. zijn door Siemens und Halske vervaardigd).

De generator kan nu sterker genereeren en wekt bij afstemming in kring I stroomen op, welke op kring II induceerend werken. Staat kring I op een bepaalden afstand van den generator, dan zal de uitslag op den galvanometer van kring II afhangen van de kwaliteit van de te onderzoeken spoel. Hoe geringer de hoogfrequent weerstand, hoe grooter de uitwijking zal worden. Zoowel bij de vorige als bij deze methode moet acht geslagen worden op eene geschikte koppeling van de diverse kringen. Deze meting is eveneens uitsluitend kwalitatief.

Men kan voor kwantitatieve metingen kristal en galvanometer vervangen door een geijkten lampvoltmeter.

Een eenvoudig type van een lampvoltmeter wordt door Cambridge and Paul Instr. Comp. in den handel gebracht, volgens beginselen aangegeven door Moullin (schakeling in fig. 3).

Deze meter berust op anodekring-gelijkrichting.

Een 6 V accu levert hierbij den gloeistroom van de triode, en zorgt tevens voor negatieve spanning van het rooster en eenige positieve anodespanning.

G is een gevoelige draaispoelmeter met vollen uitslag voor ongeveer 15 micro Amp. De schaal is echter géijkt op wisselspanning van 0 tot 1,5 V, die aan a b wordt aangelegd. De gloeistroom ver-

oorzaakt over  $r_1$  een spanningsval van 2 V, welk bedrag het rooster negatief wordt t.o.v. den kant van den gloeidraad. Hierdoor is ingesteld op het beneden deel van de anodestroomkarakteristiek. De juiste instelling wordt verkregen door  $r_2$  te regelen tot de galvanometer een bepaalden geringen stroom aanwijst, die tevens de nul-

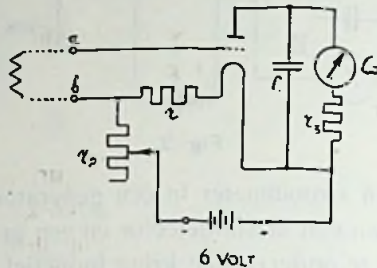


Fig. 3

instelling is voor de wisselspanningsschaal. Deze schaal op G is verkregen door bekende wisselspanningen tusschen a en b aan te leggen en den bijbehorenden gelijkgerichten stroom op G te noteeren.

Condensator C ter grootte van  $1 \mu F$  laat de wisselstroomcomponente door;  $r_3$  ter grootte van  $\pm 20000 \Omega$  verlaagt de helling van de anode karakteristiek zoodanig, dat tusschen 0,8 en 1,5 V een bijna evenredige schaal ontstaat.

Men zou met een eenvoudiger type van galvanometer uit kunnen komen en den prijs van het instrument kunnen verlagen, indien deze laatste weerstand als nuttige galvanometer-spoelweerstand werd gebezigd. Op het spoelraampje moeten dan veel windingen van zeer dun draad aangebracht kunnen worden. In het algemeen zijn bij de meeste lampvoltmeters de gebruikte instrumenten slecht aangepast aan de anodeketenimpedantie.

De meter is geschikt voor het meten van spanningen van zeer uiteenlopende frequenties.

De roosteraansluiting heeft een zeer hoge impedantie. Beschouwt men de roostergloeidraad- en de rooster-plaatcapaciteit (ter grootte orde van  $5 \mu F$ ) dan ziet men, dat deze in verband met stroomopname eerst bij zeer hoge frequenties van eenige betekenis gaat worden. Daarbij komt dan nog, dat meestal bij metingen aan afgestemde kringen deze parasitaire capaciteiten in de afstemming betrokken worden en dus op de meting geen invloed hebben.

Van meer betekenis is de roosterstroom, die eenig energieverlies oplevert. Bij controle bleek echter, dat deze verliezen bij 0,8 V

wisselspanningsaanwijzing overeenkwamen, met een middelbaren Ohmschen parallel weerstand van 2,5 M. Ohm en bij de volle uitwijking van 1,5 V met 0,4 M. Ohm. Door echter den meter inductief aan te sluiten, kan de verhouding van deze verliezen t/o van die in den te onderzoeken L-C kring te verwaarloozen klein gemaakt worden.

Het voordeel van de meters van het beschreven type is dus, dat stroomopname en demping zeer gering zijn.

Een verder voordeel is dat tusschen 1 en  $1\frac{1}{2}$  V aanwijzing ruim  $\frac{2}{3}$  van de schaal ligt, hetgeen zooals wij straks zullen zien, speciaal voor decrementsmetingen de nauwkeurigheid verhoogt.

Ze zijn dan ook voor decrementsmetingen zeer geschikt en praktisch bruikbaar dan b.v. thermoinstrumenten ondanks den extra benoodigden 6 V accumulator.

Voor de directe meting van het decrement van spoelen kan men gebruik maken van de resonantiekromme, die men verkrijgt door het spanningsverloop van den te onderzoeken kring te bepalen als functie van de frequentie van den generator.

Uit de opgenomen resonantiekromme stelt men de waarden links en rechts van het maximum vast, welke  $\sqrt{2}$  maal zoo klein zijn als dit maximum en vindt dan bij benadering voor het decrement

$$\delta = \pi \frac{\Delta \omega}{\omega_{\text{res}}} \text{ of } \delta = \pi \frac{\Delta \lambda}{\lambda_{\text{res}}}$$

indien  $\omega$  de cirkelfrequentie  $\omega = 2 \pi f$  en  $\lambda$  de golflengte van den generator zijn.

Zooals door Bjerkness is afgeleid, is n.l. het decrement

$$\delta = \frac{r}{2L} T = \frac{\pi}{\omega_{\text{res}}} \cdot \frac{r}{L},$$

wanneer  $r$  de verliesweerstand van den kring en  $L$  de zelfinductie is.  $T =$  eigen slingertijd.

Veronderstellen wij de op den kring geïnduceerde spanning constant en wel  $E$  dan is de stroom in den kring, waarmede de uitslag van den spanningsmeter (zie fig. 5) evenredig is,

$$I = \frac{E}{\sqrt{r^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2}} \text{ dus } I_{\text{resonantie}} = \frac{E}{r}.$$

De stroom zakt tot een waarde van  $I_{\text{res}} / \sqrt{2}$  wanneer  $r = \omega L - \frac{1}{\omega C}$

Dus als:

$$\frac{r}{L} = \omega - \frac{1}{\omega L C} = \frac{\omega^2 - \omega_{\text{res}}^2}{\omega} = \frac{(\omega - \omega_{\text{res}})(\omega + \omega_{\text{res}})}{\omega}$$

Er zijn blijkbaar twee waarden van  $\omega$  waarvoor  $\omega L - \frac{1}{\omega C} = r$  wordt en wel is de eene iets grooter, de andere iets kleiner dan  $\omega_{res}$ .

Bepalen we dus de beide waarden, waarbij de stroom  $\sqrt{2}$  maal zoo klein geworden is, dan zal bij het stellen van  $\omega = \frac{1}{2} (\omega + \omega_{res})$

in het eene geval  $\frac{r}{L} = 2 \Delta \omega$  iets te groot, in het andere geval iets te klein zijn. Noemen wij gemakshalve  $\Delta \omega$  de verandering van de cirkelfrequentie van den generator om in te stellen op de beide

$\frac{I_{res}}{\sqrt{2}}$  waarden links en rechts op de resonantiekromme dan kan

blijkbaar met groote benadering geschreven worden  $\frac{r}{L} = \Delta \omega$ .

Hiermede wordt het decrement

$$\delta = \frac{r}{2L} T = \frac{\Delta \omega}{2} T = \pi \frac{\Delta \omega}{\omega_{res}} \text{ of } \delta = \pi \frac{\Delta \lambda}{\lambda_{res}}.$$

Uit een en ander volgt, dat voor het bepalen van het decrement, van de resonantiekromme alleen de genoemde punten links en rechts van het maximum nodig zijn en tevens de grootte van dit maximum. Zie fig. 4.

De meting is vrij nauwkeurig, daar alleen de grootte en niet de plaats van het maximum behoeft bepaald te worden. Deze grootte vindt men door de frequentie van den generator continu te veranderen.

Verder zijn de beide waarden van de frequentie van den generator, waarvoor de stroom in den te onderzoeken kring  $\sqrt{2}$  maal kleiner geworden is, eveneens scherp te bepalen. Immers de bij-

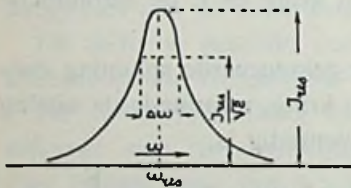


Fig. 4

behoorende deelen van de resonantiekromme liggen dicht bij het linker en rechter buigpunt dus op de grootste helling. (Buigpunten bij  $\pm 0,8 I_{res}$ ; gezochte punten =  $0,706 I_{res}$ ).

Bij de afleiding van de formule van het decrement is blijkbaar verondersteld, dat de door den generator geïnduceerde E.M.K. in den te onderzoeken kring constant is.

Bij de meting verandert de frequentie slechts enkele procenten; daar nu de beide waarnemingen boven en beneden de resonantiefrequentie liggen, wordt ook hier de fout te verwaarloozen klein.



Voor het snel bepalen van het decrement van hoogfrequentiekringen is in het radiolaboratorium der Technische Hoogeschool te Delft blijvend eene meetschakeling opgesteld, waarvan het schema in fig. 5 is weergegeven.

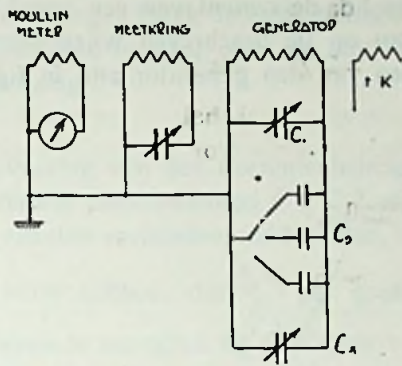


Fig. 5

De generator heeft een trillingskring bestaande uit een aantal parallel geschakelde condensatoren (C 1 C 2 C 3) en eene uitwisselbare spoel, waarop eene terugkoppelspoel werkt.

C 1 is een variabele condensator van  $1000 \mu\mu F$ . Met C 2 kunnen capaciteiten van 800, 1600 en  $2400 \mu\mu F$  bijgeschakeld worden.

C 3 is een variabele capaciteits-lineaire condensator van  $250 \mu\mu F$ , voorzien van een schaal van  $100^\circ$  met nonius aflezing. Deze condensator staat steeds in den middenstand, dus op  $50^\circ$ .

Van een aantal spoelen is de golflengte in grafieken vastgelegd als functie van de condensatoren C 1 en C 2 (C 3 steeds op  $50^\circ$ ) zoodat snel de generator op golflengten tusschen 100 en 5000 M kan ingesteld worden.

De generator heeft een vermogen van ongeveer 5 Watt, hetgeen ruimschoots voldoende is om de koppeling met den meetkring gering te houden en toch voldoende uitslag van den meter te krijgen. Is voor de meting de generator op eene bepaalde golflengte ingesteld, dan wordt dus de te onderzoeken kring met gekoppelden Moullinmeter op den generator afgestemd en de maximale uitslag van den meter op  $\sqrt{2} = 1,41 V$  (bijna de volle uitslag van de schaal) gebracht. De condensator C 3 wordt nu naar links en naar rechts zoover verdraaid, dat de uitslag van den meter 1 V wordt; tevens worden deze beide standen van C 3 dus  $\Delta C 3$  genoteerd.

Voor iederen stand van C 1 en C 2 is het decrement per graad van C 3 eveneens van te voren in enkele grafieken vastgelegd. Het ge-

zochte decrement is dus het product van  $\Delta C_3$  en deze waarde. De betrekkelijk kleine capaciteit van  $C_3$  t/o van  $C_1$  of  $C_1$  en  $C_2$  verhoogt in verband met de noniusaflezing ten zeerste de nauwkeurigheid der meting.

De bepaling van het decrement van een spoel bij verschillende golflengten verloopt op de beschreven wijze verrassend snel. De decrementsgrafieken van den generator zijn in fig. 6 aangegeven

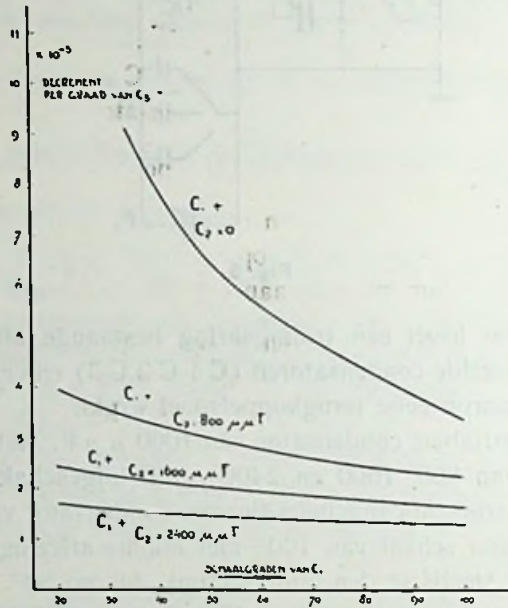


Fig. 6

Deze grafieken zijn afgeleid uit de verhouding van de capaciteit per graad van  $C_3$  tot de totale capaciteit, die bestaat uit  $C_1$   $C_2$   $C_3$  en nog eenige parasitaire capaciteiten in verband met de schakeling.

In de afgeleide formule van het decrement is  $\omega$  en  $\lambda$  respect.  $\Delta \omega$  en  $\Delta \lambda$  te herleiden op  $C$  en  $\Delta C$  van den generatorkring en wel

$$\text{is } \delta = \frac{\pi}{2} \frac{\Delta C}{C}.$$

De totale capaciteit  $C$  en tevens  $\Delta C$  van  $C_3$  per graad van dezen condensator is zoo nauwkeurig mogelijk vastgesteld en tot de in de grafieken aangegeven waarden omgerekend. Hierbij is nog rekening gehouden met de eigen capaciteit van de generatorspoelen, die op  $20 \mu\mu F$ , als zijnde het gemiddelde van de gebruikte spoelen, is gesteld.

Die eigen capaciteiten der spoelen kunnen echter nog een kleine

fout in de meting brengen; de grootte van deze fout wordt echter sterk gereduceerd door de totale capaciteit niet beneden de  $300 \mu\mu F$  te nemen, hetgeen enkel tot grootere overlapping van de generatorspoelen dus het gebruik van meer spoelen voert.

Bij controle der metingen bleek de nauwkeurigheid van de meting in hoofdzaak bepaald te worden door de nauwkeurigheid van de Moullinmeteraanwijzing.

Een andere uitvoering van den decrementsmeter is de volgende.

De diverse variabele condensatoren C 1 C 2 en C 3 worden vervangen door een enkelen variabelen condensator, waarvan de platen een zoodanigen vorm hebben, dat  $\frac{\Delta C}{C}$  per graad eene constante waarde heeft. Hiermede vervallen de grafieken van fig. 6, hetgeen een aangename vereenvoudiging oplevert.

Bepaalt men de functie, waaraan C moet voldoen dan vindt men

$$C = b e^{ax}, \quad b \text{ en } a \text{ zijn constanten,}$$

$$x \text{ de condensatorgraden,}$$

$$e \text{ grondtal nep. log. stelsel.}$$

Per condensatorgraad is dus  $\frac{\Delta C}{C} = a$  en het decrement  $\delta = \frac{\pi}{2} a n$ , wanneer n het aantal graden voorstelt om weer op de beide waarden  $\frac{I_{res}}{\sqrt{2}}$  in te stellen. Voor  $x = 0$  is  $c = b$  en  $x = 100$   $C = C_{tot.}$

Om voldoende nauwkeurigheid te verkrijgen, moet blijkbaar de constante a klein gekozen worden. Neemt men voor de constante b, die de begin of nulcapaciteit voorstelt een niet te kleine waarde, b.v.  $600 \mu\mu F$  (o.a. om den invloed van de parasitaire capaciteiten te verkleinen), dan zal, om het decrement per graad op  $\frac{1}{100}$  te krijgen (indien er 100 schaaldeelen zijn) de totale capaciteitstoename van bedoelden condensator ook ongeveer  $600 \mu\mu F$  bedragen, d.w.z. dat de variabele condensator een golflengtegebied bestrijkt dat  $\sqrt{2}$  maal grooter is dan de begingolflengte.

Het aantal benodigde spoelen of spoelafzakkingen van den generator is nu grooter dan bij de voorgaande methode, doch dit bezwaar weegt niet op tegen het grooter gemak, dat men heeft van

de constante verhouding, die er nu bestaat tusschen decrement en aantal verzette condensatorgraden.

Om de nauwkeurigheid der meting te verhoogen, is het gewenscht, dat de condensator voorzien wordt van een groote schaal met nonius-aflezing of dat een veerende worm en wormwiel-overbrenging op den condensator wordt aangebracht met schaal aanwijzing op den worm (zooals o.a. bij sommige constructies voor laboratorium-instrumenten door de General Radio is toegepast).

Zijn de constanten  $a$ ,  $b$  en  $x$  van dezen specialen condensator vastgelegd, dan is de vorm der platen gemakkelijk grafisch of analytisch te bepalen.

### Laagfrequentversterking met transformatoren.

Door P. R. DYKSTERHUIS en Y. B. F. J. GROENEVELD.

Op het gebied van laagfrequentversterking met behulp van smoorspoelen en transformatoren is reeds veel literatuur verschenen.

Verschillende schrijvers zijn er in geslaagd theorieën te ontwikkelen die een duidelijk inzicht verschaffen in de werkwijze van den laagfrequenttransformator. De bedoeling van het volgende artikel is dan ook niet, een herhaling te geven van hetgeen op dit gebied reeds bekend is, doch meer speciaal om te doen uitkomen op welke wijze het Philipslaboratorium te Eindhoven er in geslaagd is met behulp van *zeer speciale materialen* een transformator samen te stellen, die geheel tegemoet komt aan de uit de theorie ontwikkelde eischen.

Om duidelijk te doen zien, dat de aldus ontstane transformator inderdaad aan de redelijkerwijze te stellen voorwaarden voldoet, zullen we eerst deze voorwaarden dienen op te stellen. We zullen reeds nu beginnen met te zeggen, dat de eigenschappen van een *laagfrequenttransformator* alleen gediscussieerd kunnen worden *in combinatie met de triode* in welker anodekring hij geschakeld is. Dit zal trouwens uit hetgeen volgt duidelijk blijken.

In figuur 1 is een dergelijke combinatie schematisch weergegeven. De combinatie van de *triode A* met den *transformator T* vormt dus een „versterkingstrap”. Aan de „ingangsklemmen” van dezen trap, 1 en 2, is aangelegd een wisselspanning  $V_{\epsilon 1}$ , terwijl de spanning aan de „uitgangsklemmen” 3 en 4,  $V_{\epsilon 2}$ , wederom wordt aangelegd aan de ingangsklemmen van den volgende trap, dus tusschen rooster en gloeidraad van triode B. We zeggen dat de

trap A-T versterkt, wanneer inderdaad  $V_{s2} > V_{s1}$  blijkt te zijn. De „versterking” van dezen trap definiëren we nu als het quotient:

$$\frac{V_{s2}}{V_{s1}}$$

De zwakke hoogfrequente trillingen welke door het zendstation in onze ontvangantenne worden geïnduceerd, worden, eventueel na door een hoogfrequentversterker te zijn versterkt, door den detector in trillingen van hoorbare frequenties omgezet. De op deze wijze tusschen rooster en gloeidraad van de detectorlamp ontstane audio-

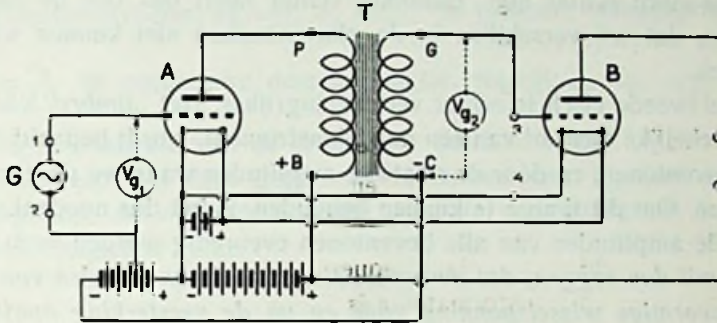


Fig. 1

frequente-wisselspanningen zijn in den regel te zwak om een in den anodekring van den detector geschakelden luidspreker voldoende te doen aanspreken. De zwakke trillingen moeten nu met behulp van een of meer versterkingstrappen worden opgevoerd tot zoodanige sterkte, dat tusschen rooster en gloeidraad van de eindlamp die spanning komt te staan, die noodig is om den luidspreker de gewenschte hoeveelheid geluid te doen produceeren.

De eischen welke aan een versterkingstrap gesteld moeten worden, zijn zoowel quantitatief als kwalitatief. De wisselspanningen welke tusschen rooster en gloeidraad van de eindlamp ontstaan, moeten een getrouwe vergrooing zijn van de aan de ingangsklemmen van den versterker toegevoerde spanningen. Wanneer  $V_{s1}$ , (in figuur 1) een willekeurige periodische functie van den tijd is, dan kunnen we deze ontbinden in de som van een aantal sinusvormige spanningen, elk met een bepaalde amplitude, en een bepaalde aanvangsphase.

We zeggen nu dat de versterking „*distorsievrij*” is, wanneer aan de volgende voorwaarden voldaan wordt: <sup>1)</sup>

<sup>1)</sup> Anders geformuleerd, luidt de eerste voorwaarde: afwezigheid van amplitudedistorsie; terwijl de tweede en derde voorwaarden samen vervat zijn in den eisch: afwezigheid van frequentiedistorsie.

- 1o. dat in  $V_{r2}$  dezelfde componenten voorkomen als in  $V_{r1}$ ;
- 2o. dat de amplituden van de overeenkomstige componenten evenredig zijn;
- 3o. dat de aanvangsphasenhoeken gelijk zijn aan die van de overeenkomstige componenten van  $V_{r1}$ .

Aan deze drie eischen kan een transformatorversterker uit den aard der zaak niet geheel voldoen. Wel kan het geheel zoodanig ontworpen worden, dat het ideaal zoo dicht mogelijk benaderd wordt. De eerste eisch is als regel gemakkelijk te vervullen. De derde eisch echter niet. Gelukkig echter heeft ons oor de eigenschap, dat wij verschillen in de phasenhoeken niet kunnen waarnemen.

De tweede eisch is echter veel belangrijker. Het „timbre” van de menschelijke stem of van een muziekinstrument, wordt bepaald door de boventonen, en door de relatieve amplituden waarmee deze voorkomen. Om dit timbre te kunnen behouden, is het dus noodzakelijk, dat de amplituden van alle boventonen evenredig worden versterkt. *Dat wil dus zeggen, dat de verhouding van de amplituden van een sinusvormige wisselspanning vóór en na de versterking onafhankelijk moet zijn van de frequentie van deze spanning.*

Om na te gaan, in hoeverre de transformatorversterker hieraan kan voldoen, zullen we de eigenschappen van een trap bekijken aan de hand van het in fig. 2 geteekende vervangingschema.

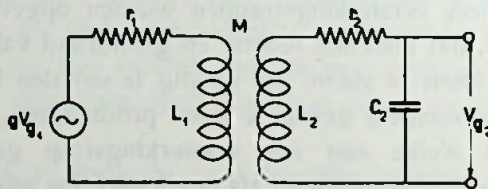


Fig. 2

Gelijk bekend wordt verondersteld, is een triode in welker anodekring een willekeurige impedantie is geschakeld, identiek met een wisselstroomgenerator waarvan de e.m.k. =  $g \cdot V_{r1}$  en de inwendige weerstand  $r_1$ . Hierin zijn  $g$  en  $r_1$  resp. de spanningsversterkingsfactor en de inwendige weerstand van de gebruikte triode, vermeerderd met den weerstand van de primaire wikkeling. De primaire zelfinductie van den transformator zij  $L_1$ , de secundaire  $L_2$ , terwijl  $M$  de coëfficiënt van wederkeerige inductie is tusschen de beide wikkelingen. Het is bekend verondersteld, dat door de steeds voorkomende magnetische spreiding:  $M^2 < L_1 L_2$  is.

We stellen daarom  $M^2 = k^2 L_1 L_2$ , waarin we  $k$  den koppelingscoëfficiënt tusschen de beide kringen noemen. De weerstand van

de secundaire wikkeling bedraagt  $r_2$ , terwijl de eigencapaciteit der secundaire wikkeling, vermeerderd met de belastingscapaciteit van de volgende triode,  $C_2$  is gesteld. De eigencapaciteit van de primaire wikkeling, zoowel als de capaciteit tusschen de beide wikkelingen kunnen voor het hier beschouwde geval buiten rekening blijven. Ook de ijzerverliezen zullen eenvoudigheidshalve niet afzonderlijk in de berekening betrokken, doch in de bestaande dempingsweerstandens verdisconteerd worden.

Om de formules eenvoudig te houden, zullen we eenige nieuwe grootheden invoeren, en wel:  $\alpha_1 = \frac{r_1}{L_1}$  de primaire dempingsfactor,  $\alpha_2 = \frac{r_2}{L_2}$  de secundaire dempingsfactor, terwijl  $\omega_2 = \frac{1}{\sqrt{L_2 C_2}}$  de eigenfrequentie van de secundaire keten voorstelt.

Gewapend met deze gegevens vinden we, dat, bij zeer groote benadering, de volgende formule voor de versterking als functie van de frequentie geldt:

$$\frac{V_{g2}}{V_{g1}} = \frac{g \cdot \frac{n_2}{n_1}}{\sqrt{\left\{1 - (1 - k^2) \frac{\omega^2}{\omega_2^2}\right\}^2 + \left\{\frac{\alpha_1}{\omega} - \frac{\alpha_1 + \alpha_2}{\omega} \cdot \frac{\omega^2}{\omega_2^2}\right\}^2}} \quad (1)$$

Hierbij is  $\omega = 2 \pi f$ , waarin  $f$  de frequentie voorstelt.  $\frac{n_2}{n_1}$  geeft de verhouding van het aantal secundaire tot dat der primaire windingen. Deze zal voortaan als „transformatieverhouding” worden ingevoerd.

De op het eerste gezicht nogal ingewikkelde formule wordt dadelijk eenvoudiger, wanneer we de verschillende termen eens afzonderlijk bekijken. De noemer is klaarblijkelijk de wortel uit de som van twee kwadraten. De grootte van deze termen hangt blijkbaar af van de frequentie, en zooals uit de formule te zien is, kan men aan de frequentie zoodanige waarden geven, dat de eene of de andere term gelijk nul wordt, zoodat dus de noemer gelijk wordt aan den overblijvendenden term, waardoor de wortel-vorm uit den noemer verdwijnt.

Deze twee bijzondere frequenties, die de versterkingsformule zoo vereenvoudigen, zijn dus te berekenen door achtereenvolgens de beide tusschen accoladen geplaatste tweetermen gelijk nul te stellen.

De daaruit gevonden frequenties, die we  $\omega_0$  en  $\omega_1$  zullen noemen, blijken twee zeer belangrijke punten van de transformator karakteristiek te bepalen. Onder de karakteristiek van een versterkertrap

verstaan we de grafische voorstelling van de versterking als functie van de frequentie.

In de eerste plaats volgt dan uit:

$$\left\{ \frac{\alpha_1}{\omega_0} - \frac{\alpha_1 + \alpha_2}{\omega_0} \frac{\omega_0^2}{\omega_2^2} \right\} = 0 \quad \dots \quad (2)$$

dat: 
$$\omega_0^2 = \omega_2^2 \frac{\alpha_1}{\alpha_1 + \alpha_2} \quad \dots \quad (3)$$

Substitueeren we deze waarde in formule (1), dan blijkt de versterking, bij deze frequentie  $\omega_0$ , gelijk te zijn aan:

$$\frac{V_{g2}}{V_{g1}} = \frac{g \cdot \frac{n_2}{n_1}}{1 - (1 - k^2) \frac{\alpha_1}{\alpha_1 + \alpha_2}} \quad \dots \quad (4)$$

Bij den Philipstransformator type 4003 in combinatie met de A415 waarachter de transformator ontworpen is, hebben de gebezigde grootheden gemiddeld de volgende waarden:

$$(1 - k^2) = \text{ca. } 0,01, \quad \alpha_1 = \frac{r_1}{L_1} = \text{ca. } 400 \text{ sec}^{-1},$$

$$\alpha_2 = \frac{r_2}{L_2} = \text{ca. } 250 \text{ sec}^{-1},$$

$$\omega_2^2 = \frac{1}{L_2 C_2} = 42,2 \cdot 10^6 \text{ sec}^{-2}.$$

Formule (4) gaat dan over in:

$$\frac{V_{g2}}{V_{g1}} = \frac{g \cdot \frac{n_2}{n_1}}{1 - (1 - k^2) \frac{\alpha_1}{\alpha_1 + \alpha_2}} = \frac{g \cdot \frac{n_2}{n_1}}{1 - \frac{4}{650}} = \text{ca. } g \cdot \frac{n_2}{n_1} \quad \dots \quad (5)$$

terwijl de frequentie waarbij deze versterking optreedt volgt uit (3), als:

$$\omega_0^2 = \omega_2^2 \cdot \frac{\alpha_1}{\alpha_1 + \alpha_2} = \text{ca. } 26 \cdot 10^6$$

waaruit  $f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi} = \text{ca. } 800$  perioden is.

Hieruit volgt de volgende belangrijke regel:

In het gebied der middelbare frequenties (bij den Philipstranf. 4003 bij ca. 800 perioden) treedt een versterking op, welke eenvoudig te berekenen is uit: *versterking* = *versterkingsfactor-triode*  $\times$  *transformatieverhouding*.

Deze versterking zullen we in het volgende betoog definiëren als 100 % versterking.



In de tweede plaats volgt uit:

$$\left\{ 1 - (1 - k^2) \frac{\omega_s^2}{\omega_2^2} \right\} = 0 \dots \dots \dots (6)$$

dat: 
$$\omega_s^2 = \frac{\omega_2^2}{1 - k^2} \dots \dots \dots (7)$$

Deze frequentie, die blijkbaar sterk van de magnetische spreiding afhangt, noemen we daarom de „*spreidingsfrequentie*”  $\omega_s$ . Substitueeren we deze waarde weer in (1), zoo volgt voor de versterking bij de spreidingsfrequentie:

$$\frac{V_{g2}}{V_{g1}} = g \cdot \frac{n_2}{n_1} \cdot \frac{\omega_2 \sqrt{1 - k^2}}{\alpha_1 + \alpha_2} \dots \dots \dots (8)$$

Wanneer de dempingen  $\alpha_1$  en  $\alpha_2$  klein zijn, terwijl de magnetische spreiding groot is, d.w.z.  $k$  klein, zoo blijkt uit formule (8), dat de versterking bij de spreidingsfrequentie vele malen  $g \frac{n_2}{n_1}$ , d.w.z. vele malen 100 % kan zijn, zoodat dus een hooge piek kan optreden (zie fig. 3). De frequentie waarbij deze spreidingspiek op-

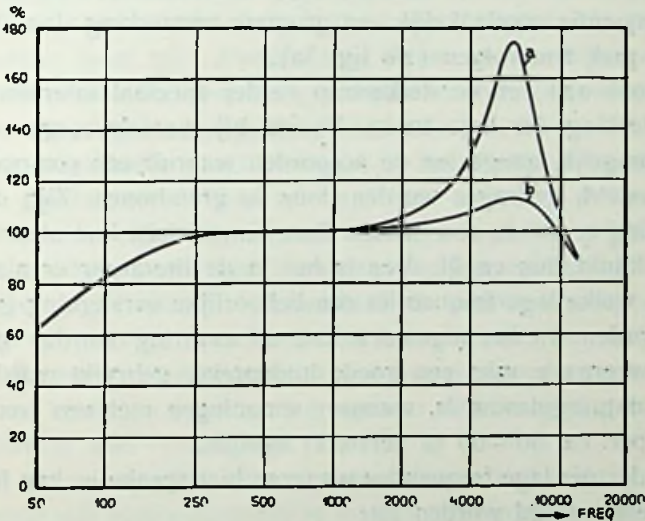


Fig. 3

treedt, hangt blijkens formule (7) af van  $\omega_2^2$ , dus van  $L_2$  en  $C_2$ , de secundaire zelfinductie en de secundaire capaciteit, en van de grootte van  $(1 - k^2)$ , dus van de magnetische spreiding. Bij den Philipstransformator 4003 in combinatie met de triode A 415 volgt:

$$\omega_s^2 = \frac{\omega_2^2}{1 - k^2} = 42,2 \cdot 10^8$$

waaruit volgt dat  $f_s = \frac{\omega_s}{2\pi} = 10.000$  perioden is. De versterking bij deze frequentie volgt door in formule (8) de gevonden waarden voor de verschillende grootheden in te vullen. Het blijkt dan, dat:

$$\frac{V_{g2}}{V_{g1}} = \text{ca. } g \cdot \frac{n_2}{n_1}$$

De versterking wijkt hier blijkbaar weinig van 100 % af, zoodat bij de reeds meergenoemde combinatie het optreden van een spreidingspiek is verhinderd. Dit is uitsluitend daaraan te danken, dat voor de grootte van  $a_2 = \frac{r_2}{L_2}$  de bovengenoemde waarde 250 is gekozen. Dit is bereikt door de secundaire wikkeling uit een nikkellegeering samen te stellen, waardoor de weerstand gebracht werd op ca. 60.000 Ohm, welke waarde in combinatie met de secundaire zelfinductie van ca. 250 Henry de goede waarde van  $a_2$  oplevert. Wanneer de secundaire wikkeling was samengesteld uit gewoon koperdraad, zou de weerstand, en dus de waarde van  $a_2$  ongeveer tot op  $\frac{1}{5}$  verminderen, waardoor blijkens formule (8) bij de spreidingsfrequentie noodzakelijk een grootere versterking dan 100 %, dus een piek zou volgen (zie fig. 3a).

Wat ons aan een versterkertrap verder speciaal interesseert, is de versterking der lage tonen. Vooral bij muziekweergave is dit zeer belangrijk, aangezien de accoorden waaruit een compositie is samengesteld, gedragen worden door de grondtonen. Zijn deze in verhouding te zwak, zoo missen deze harmonieën hun steun en de muziek klinkt dun en ijl. Men is het in de literatuur er niet over eens tot welke lage frequenties een behoorlijke versterking geëischt moet worden. In het algemeen kan uit ervaring worden gezegd, dat de weergave, mits een goede luidspreker gebruikt wordt, voldoende natuurgetrouw is, wanneer spanningen met een frequentie van 50 per. ca. 50—60 % versterkt worden.

Voor de zéér lage frequenties waarvan hier sprake is, kan formule (1) vereenvoudigd worden tot:

$$\frac{V_{g2}}{V_{g1}} = \frac{g \cdot \frac{n_2}{n_1}}{\sqrt{1 + \left(\frac{\alpha_1}{\omega}\right)^2}} \dots \dots \dots (9)$$

Bij de meergenoemde combinatie Philips 4003 met A 415 is  $a_1 = \frac{r_1}{L_1} = \text{ca. } 400$ , zoodat bij een frequentie van 50 perioden dus  $f = 50$  of  $\omega = 314$  volgt dat:

$$\frac{V_{E2}}{V_{E1}} = \frac{g \cdot \frac{n_2}{n_1}}{\sqrt{1 + \left(\frac{\alpha_1}{\omega}\right)^2}} = \text{ca. } 60 \%$$

Om voldoende groote waarden van de zelfinductie  $L_1$  en  $L_2$  en van den koppelingscoëfficiënt  $k$  te krijgen, is het noodig de beide wikkelingen om een ijzerkern te leggen. De meeste in den handel voorkomende transformatoren gebruiken voor deze ijzerkern de normale Siliciumijzerlegeering welke ook voor sterkstroomtransformatoren en elektrische machines gebruikt wordt. De grootte van de zelfinductie van een spoel welke om een kern van dergelijk materiaal is gelegd, is echter in hooge mate afhankelijk van de amplitude van de wisselende magnetiseering, dus van de wisselspanning op de spoel, en van de voormagnetiseering welke de anodegelijkstroom van de triode in den transformator veroorzaakt.

Metingen hieromtrent wijzen uit, dat de zelfinductie in een verhouding 1 : 5 kan varieren afhankelijk van deze omstandigheden.

Dat betekent dus, dat  $L_1$  en daardoor  $\alpha_1$  in een dergelijke verhouding kan wisselen met de amplitude. Uit formule (9) volgt nu onmiddellijk wat hiervan de invloed op de versterking der lage frequenties moet zijn. Zwakke lage tonen worden bijna niet meer versterkt, zoodat ze relatief nog zwakker worden, en van een natuurgetrouwe weergave dus geen sprake meer is.

Door uitgebreide proefnemingen in het Philips-laboratorium is het nu gelukt voor de kern een materiaal samen te stellen van een zeer bepaalde legeering, dat op een zeer bepaalde wijze bewerkt wordt, zoodat aan al deze bezwaren van het normale siliciumijzer is tegemoet gekomen. Bovendien heeft de nieuwe kernlegeering een zooveel grootere permeabiliteit dan het gewone ijzer, dat, om een bepaalde primaire zelfinductie te krijgen, de transformator ca. drie maal zoo klein kon worden, dan wanneer deze van het gebruikelijke siliciumijzer was vervaardigd.

Het is van voordeel, den ohmschen weerstand van de primaire wikkeling zoo gering mogelijk te houden. Het gebruikelijke geëmailleerde koperdraad heeft slechts een geringe trekvastheid, zoodat dit tijdens het wikkelen reeds breekt en herhaaldelijk gelascht moet worden. Deze lasschen en die welke voor de uitvoerdraden noodig zijn, leveren steeds gevaarlijke punten op, omdat door chemische invloeden corrosie optreedt, en dientengevolge draadbreek. Om deze redenen is de primaire wikkeling van den Philipstransformator 4003 gemaakt van een speciale zilverlegeering, met een groote trekvastheid en geen neiging tot corrodeeren, terwijl de componenten

van de legering zoo zijn gekozen, dat de soortelijke weerstand slechts zeer weinig grooter is dan bij koper.

De Philips 4003 dankt zijn gunstige eigenschappen dus voornamelijk aan de doelbewuste toepassing van drie speciale materialen. Dus:

1o. voor de kern het speciale nikkelijzer, dat bij geringe afmetingen van kern en primaire wikkeling, een groote zelfinductie waarborgt, welke zelfinductie in tegenstelling met gewoon siliciumijzer, onafhankelijk is van de amplitude der te versterken wisselspanningen;

2o. voor de secundaire wikkeling de nikkellegering die maakt dat géén spreidingspiek kan optreden. Door de magnetische eigenschappen van deze legering neemt de secundaire demping snel toe bij hogere frequenties, zoodat blijkens formule (1) voor frequenties boven de spreidingsfrequentie de versterking snel afvalt. Het speciale nikkeldraad voor deze secundaire wikkeling bezit een groote trekvastheid, en is bestand tegen uitwendige chemische invloeden;

3o. voor de primaire wikkeling de speciale zilverlegering met de geringe weerstand, en het groote weerstandsvermogen.

---

#### A a n h a n g s e l.

Lezers die zich de vraag stellen, waarom de transformatieverhouding niet boven 1 : 3 kan worden opgevoerd, behoeven slechts formules (7) en (8) te raadplegen in combinatie met (9). Voor voldoende versterking der lage tonen volgt een bepaalde waarde

van  $\alpha_1 = \frac{r_1}{L_1}$ . Is dus de triode gekozen, dan volgt  $L_1$ .

Een grootere transformatieverhouding dan in het onderhavige geval beteekent een vergrooting van  $L_2$ . De capaciteit  $C_2$  kan niet beneden een bepaald bedrag (ca. 100 cm) gebracht worden, hieruit volgt dus, dat noodzakelijk  $\omega_2^2 = \frac{1}{L_2 C_2}$  verkleind wordt bij toenemende transformatieverhouding.

De waarde van  $(1-k^2)$  van formule (7) kan ook niet kleiner gekozen worden zonder den transformator grooter en ingewikkelder en daardoor kostbaarder te maken. De meeste in den handel voorkomende transformatoren hebben  $1-k^2 = \text{ca. } 0,02$ ; Philips bereikte bij de 4003 dat  $1-k^2 = 0,01$ .

Hieruit volgt dus, dat onvermijdelijk de spreidingsfrequentie lager komt te liggen. Blijkens formule (8) gaat ook de versterking bij deze frequentie achteruit. D.w.z. een grootere transformatieverhouding dan bij de 4003 is toegepast, geeft:

- 1o. vermindering van de versterking der hooge tonen wanneer deze vergroting bereikt is door vergroting van  $L_2$ , of
- 2o. vermindering van de versterking der lage tonen, wanneer de transformatieverhouding werd opgevoerd door verkleining van het primaire windingsgetal, dus van  $L_1$ .

Door uit te gaan van een bepaalde triode, b.v. de A 415, volgt de primaire zelfinductie, dus de kern en het primaire windingsgetal, uit de aan de versterking der lage tonen gestelde eischen; terwijl de transformatieverhouding en daaruit het secundaire windingsgetal, en, in verband daarmee, de secundaire weerstand volgen uit de verlangde versterking der hoogere frequenties.

*Het opnemen van de transformator karakteristiek.*

De beoordeeling van een transformator naar zijn karakteristiek heeft alleen dan waarde indien daarbij is opgegeven in combinatie met welke triode de karakteristiek is bepaald en op welke wijze triode en transformator zijn geschakeld.

Daar een transformatorversterker een spanningsversterker is, interesseert ons dus de verhouding van de wisselspanningen aan het rooster van twee op elkaar volgende trioden, als functie van de frequentie, d.w.z. de verhouding  $\frac{V_{e2}}{V_{e1}}$  in fig. 1.

De voltmeters waarmee de spanningen gemeten worden, mogen geen belasting geven, daar anders de transformator niet onder dezelfde omstandigheden verkeert als in de werkelijkheid. Stroomverbruikende voltmeters, waaronder dus ook electrostatische volt-

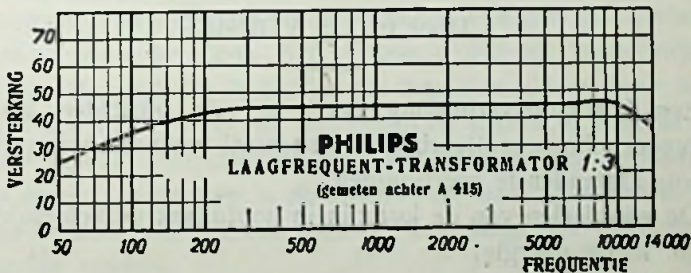


Fig. 4

meters vallen, zijn dus niet bruikbaar. Zeer geschikt voor dit doel zijn triodevoltmeters, waarbij gewerkt wordt met anodedetectie, mits voldaan is aan de voorwaarden:

- 1o. zoo klein mogelijke capaciteit;
- 2o. geen roosterstromen.

Het meetschema is geteekend in fig. 1. Hierin is G een generator van sinusvormige spanningen van hoorbare frequentie.  $V_{e1}$  en  $V_{e2}$  zijn triodevoltmeters.

De in fig. 4 weergegeven karakteristiek van den Philips transformator in combinatie met de A 415 is op de bovenbeschreven wijze bepaald.

Eindhoven, Mei 1928.

*Natuurkundig Laboratorium der  
N.V. Philips' Gloeilampenfabrieken.*

Sutton, G. W. *Wireless World*, 156, 1925.

Dye, D. W. *Exp. Wireless* 1, 691, 1924; 2, 12; 74, 44, 95, 137.

Lachlan, Mc. W.W. 18, 741, 1926.

T. Spooner, *El. Journ.* 23, 367, 1926.

E. K. Sandeman & N. Kipping, *Exp. Wireless* 2, 756, 811, 1925.

Kirke, *Exp. Wireless* 350, 358, 1926.

Thomas, J. I. E. E. 253, 268, 1926. *Exp. Wir.* 3, 15, 1926. *El. Rev.* 98, 73, 1926.

Willans, J. I. E. E. 64, 1065, 1926. *Exp. Wir.* 3, 435, 1926. *El. Rev.* 99, 156, 1926.

Thomson, *Proc. Inst. Radio Eng.* 15, 679, 1927.

Dickey, *Proc. Inst. Radio Eng.* 15, 687, 1927.

Diamond & Webb, *Proc. Inst. Radio Eng.* 15, 767, 1927.

Müller und van Ardenne, *Transformatorenverstärker*.

Krüger & Plendl, *Zts. f. Hochfrequenztechn.* 27, 155, 1926.

Plendl, Sammer & Zenneck, *Zts. f. Hochfr. techn.* 26.

## Een en ander over Kortegolf-Ontvangst.

Door Ir. J. J. VORMER.

Een kortegolf-verbinding bezit in vele opzichten voordeelen boven een lange golfverbinding, speciaal wanneer het er om gaat groote afstanden te overbruggen.

De voordeelen van de kg. zijn in hoofdzaak de volgende:

- 1o. kleine energie;
- 2o. hoog seintempo;
- 3o. eenvoudige installatie.

Tegenover deze voordeelen staan echter ook bezwaren, waarvan de voornaamste de volgende zijn:

- 1o. één bepaalde golflengte is niet het geheele etmaal doorneembaar;
- 2o. 't optreden van fading <sup>1)</sup>);
- 3o. aan den zender worden buitengewoon hooge eischen gesteld wat betreft de constantheid;
- 4o. 't optreden van echo's.

We zullen de genoemde voor- en nadeelen achtereenvolgens bespreken en daarbij nagaan, wat er, bij den huidige stand van de techniek, alzo gedaan kan worden om den invloed van de laatstgenoemde zooveel mogelijk te beperken.

#### Voordeelen.

*Kleine energie.* Met een energie van eenige 10-tallen kilowatts is het met kg. mogelijk een bedrijfszekere verbinding met Indië te onderhouden. Voor eenzelfde langegolf verbinding zouden zeker evenveel 100-tallen kW noodig zijn. Bedenken we echter dat de stralingsweerstand van een kg. antenne meestal zeer gunstig is, terwijl bij lange golven de antenne slechts een gering deel van de toegevoerde energie uitstraalt, dan behoeft bovengenoemd feit geen verwondering te wekken.

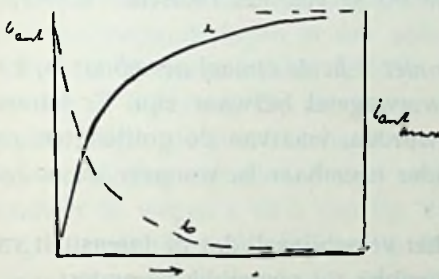


Fig. 1a en b

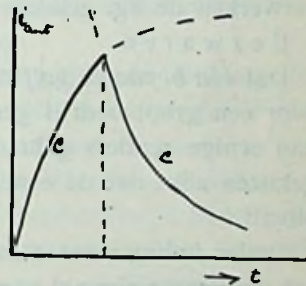


Fig. 1c

*Scintempo.* Bij een langegolf station zal in 't algemeen de stroom in de antenne niet direct na 't neerdrukken van den seinsleutel de maximale waarde bereiken. Het verloop wordt als voorgesteld in fig. 1 (a). Men zegt dat de zender een bepaalde tijdconstante heeft. Laat men den sleutel weer los, dan neemt de stroom af volgens (b). Duurt een signaal kort, dan kan het voorkomen dat bij het afbreken van het teeken, de stroom in de antenne de maximale waarde nog niet bereikt had (c). Dit kan men bij vele langegolf stations ook wel degelijk merken.

Bij versnellen van het seintempo wordt de in den ontvanger opgevangen energie voortdurend kleiner.

<sup>1)</sup> Sluiering, Red.

De tijdconstante van zoo'n zender zou dus verkleind moeten worden bv. door in de antenne weerstand te plaatsen. Er ontstaan dan echter al heel gauw zooveel verliezen, dat de stroom in de antenne, hoewel sneller toenemend, te klein wordt. Dit middel is dus maar in geringe mate toe te passen.

Bij kortegolf stations is de kwestie eenigszins anders. Daar hebben we nl. automatisch een grooten weerstand in de-antenne nl. den stralingsweerstand, die in tegenstelling met den vorigen, een nuttige weerstand is. In een kg. antenne kan de stroom dus snel toenemen. Het zal daar dus in 't algemeen mogelijk zijn met vluggere tempo's te seinen dan bij de langegolf.

Voor al de *zendinstallatie* wordt heel wat eenvoudiger bij korte dan bij lange golf. Door de kleinere energie krijgen we kleinere machines, transformatoren e.d. Verder worden spoelen en transformatoren bij kg. klein en niet te vergeten de antennes. Een groote tegenstelling vormt b.v. de lange golfzender te Kootwijk met antennemasten van 200 m en een reusachtig zendgebouw met de kg. zenders aldaar. Deze laatste zijn opgesteld in een houten gebouwtje en hebben antennes waarvan de grootste  $\pm 40$  m hoog is. Toch verwerken de kg. zenders ruim 90 % van het Indische verkeer.

#### Bezwaren.

Dat *één bepaalde golflengte niet 't heele etmaal neembaar* is, kan voor een groot bedrijf geen overwegend bezwaar zijn. Er kunnen dan eenige zenders gebouwd worden, waarvan de golflengten zoo gekozen zijn, dat de eene zender neembaar is, wanneer de andere uitvalt.

Onder *fading* verstaat men het verschijnsel, dat de intensiteit van het ontvangen signaal van oogenblik tot oogenblik verandert.

Teneinde na te gaan welke maatregelen hiertegen aangewend kunnen worden, is het verstandig eerst eens te zien hoe dergelijke intensiteits-schommelingen kunnen ontstaan.

De oorzaken kunnen zijn:

10. *Verschillen in absorbtie* d.w.z. dat het medium tusschen zender en ontvanger 't eene oogenblik een grooter deel van de uitgezonden energie absorbeert, dan 't andere. 't Is iets dergelijks alsof we op grooten afstand naar een vuurtoren kijken, waarbij zoo af en toe tusschen waarnemer en vuurtoren een mistwolk voorbij trekt. Door den mist heen is het licht dan nog wel te zien, maar erg vaag en onduidelijk. Door een „aethermistwolk” zal in 't algemeen 't signaal ook niet onhoorbaar worden maar wel aanmerkelijk zwakker.

20. *Interferentie* zie fig 2. De straal *a* uitgaande van den zender wordt eenige malen gebroken tegen de zg. „Heaviside laag” voor-



dat hij den ontvanger treft. 't Zelfde gebeurt met *b*. Verschillen nu de weglengten langs *a* en *b* een oneven aantal halve golflengten dan

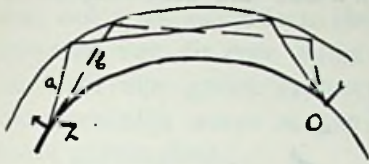


Fig. 2

dooven de stralen elkaar bij den ontvanger juist uit, ze zijn dan nl. voortdurend in tegenfase. Nu is de terugkaatsende laag niet in rust en niet vlak maar vol knobbels en putten. Doordat dus de breking voortdurend verandert, zullen de stralen elkaar 't eene oogenblik opheffen 't volgende oogenblik elkaar versterken.

We krijgen dus ook hierdoor een voortdurend veranderende intensiteit, die echter gemakkelijk tot 0 kan afnemen.

30. *Verandering van invalshoek en polarisatie* van den aankomenden straal.

In tegenstelling met een normale lange golfantenne heeft een kg. ontvangantenne in 't algemeen een sterk richteffect. Bij lange golven is de aankomende straal bovendien meestal verticaal gepolariseerd. Bij kg is dit meestal niet zoo, terwijl hierbij bovendien het polarisatievlak voortdurend verandert. Beide verschijnselen veroorzaken intensiteitsveranderingen in den ontvanger.

Er zijn diverse middelen bekend om de genoemde nadeelige invloeden te beperken. De meeste worden aan de ontvangzijde toegepast. Tegen de interferentie is evenwel ook aan de zenzijde nog een voorziening te treffen. Zooals reeds vermeld, ontstaat uitdooving wanneer de wegen *a* en *b* van fig. 2 een oneven aantal halve golflengten verschillen. We kunnen nu den zender niet slechts één golflengte, maar een heelen band van golflengten laten uitstralen — den zender een zg. *frequentie modulatie* geven. Er zullen dan eenige frequenties uitgedoofd worden, maar er blijven er daarnaast vele over die onverzwakt doorkomen. De intensiteitsveranderingen verminderen hierdoor zeer merkbaar. Deze methode wordt bij de meeste Nederlandsche en Ned. Indische kg. zenders toegepast. Deze zenders zijn minder scherp van afstemming dan een ongedempte zender en geven bij genereerende ontvangst een z.g. „schuurpapier-toontje”. Een voordeel is nog dat de draaggolf iets kan veranderen zonder dat dit direct storend op de ontvangst werkt. We krijgen dan een ander deel van den frequentie band in den ontvanger, maar daar de band vrij breed is veroorzaakt dit geen last.

*Verbeteringen welke aan de ontvangzijde aangebracht kunnen worden.*

De verandering in invalshoek en polarisatie kan met succes be-

streden worden door de antenne een speciaal vorm te geven.

We kunnen 3  $\perp$  op elkaar staande dipolen gebruiken (zie fig. 3). Noemen we den veldvector (F of B)  $a$  dan kan deze volgens de antennerichtingen ontbonden worden.

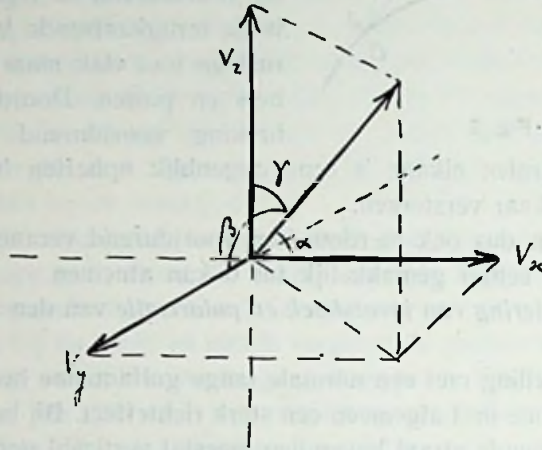


Fig. 3

De componenten zijn dan  $V_x = a \cos \alpha$ ,  $V_y = a \cos \beta$ ,  $V_z = a \cos \gamma$ .

Wanneer wij elken component kwadrateeren en dan de 3 termen optellen ontstaat daar:  $\cos^2 \alpha + \cos^2 \beta + \cos^2 \gamma = 1$ .

$V_x^2 + V_y^2 + V_z^2 = a^2 (\cos^2 \alpha + \cos^2 \beta + \cos^2 \gamma) = a^2$ ; d.w.z. een grootheid die onafhankelijk is van de hoeken  $\alpha$ ,  $\beta$ ,  $\gamma$ . We moeten hiertoe dus op iedere antenne een detector aansluiten (kwadrateeren), en de gelijkgerichte componenten optellen dus bv. l.f. combineeren.

(Voor uitvoerige beschrijving zie Jahrbuch B 29. Heft 3.)

Een dergelijke inrichting mag voor proefnemingen nuttig zijn, in 't algemeen is de practische waarde niet groot, temeer waar men meestal juist geen ontvangst uit alle richtingen wenscht. Men wil integendeel meestal slechts uit één bepaalde richting ontvangen.

Tegen *absorbte en interferentie* kan een speciale antenne op een bepaalde plaats geen verbetering geven. Immers tengevolge van genoemde verschijnselen zal op die plaats op een bepaald oogenblik 't veld zwak zijn, en hierin is door geen antennesysteem verbetering te brengen. Op plaatsen die op eenigen afstand van elkaar liggen, treden die verzwakkingen echter niet gelijktijdig op. We kunnen dus de ontvangst van antennes op eenigen afstand van elkaar geplaatst, gaan combineeren. Dit kan h.f. en l.f. gebeuren.

Bij h.f. combinatie wordt de inrichting in 't algemeen zoo gemaakt, dat voor een signaal uit een bepaalde richting, alle antennes elkaars werking ondersteunen. Het heele stelsel krijgt dan een sterk richteffect. (beam-antenne, Beverage antenne). De antennes van dit type welke door de Rijkstelegraaf te Meyendel beproefd zijn gaven evenwel tegen fading betrekkelijk weinig. Waarschijnlijk waren ze hiervoor nog niet uitgestrekt genoeg (8 halve golflengten).

Bij l.f. combinatie dient erop gelet te worden dat de afstanden van de ontvangers tot den combinator niet te ongelijk zijn (fig. 4).

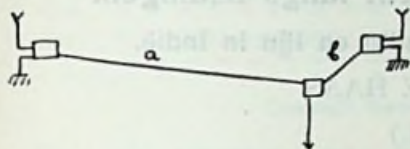


Fig. 4

Is bv. de afstand  $a$  zeer groot en  $b$  klein, dan is 't mogelijk dat door de verschillende looptijden langs  $a$  en  $b$  een laagfrequente faseverschuiving ontstaat.

Te Meyendel waar de Ind. telefonie-ontvangst plaats vindt, is  $a = 100$  á  $150$  m en  $b$  eenige meters. Bij dergelijke kleine afstanden is van een faseverschuiving nog niets te merken.

Deze inrichting geeft werkelijk een zeer merkbare verbetering ten opzichte van de fading. Ze is echter vrij duur in de bediening, en zal derhalve slechts toegepast worden voor verbindingen waarop hoogen prijs gesteld wordt, zooals de telefoonverbinding Ned.—Ned.-Indië.

Er is intusschen gezocht naar een eenvoudiger oplossing. Dit heeft aanleiding gegeven tot de ontwikkeling van den *begrenzer* en den *variabelen versterker*.

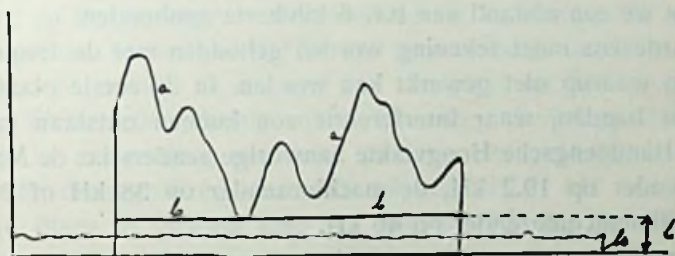


Fig. 5

Het principe van den *begrenzer* is eenvoudig. Het aankomende signaal wordt zoodanig versterkt, dat 't ook in de zwakste momenten nog sterk genoeg is, en daarna begrensd, d.w.z. het teveel aan signaalsterkte wordt weggenomen. Zie fig. 5;  $a$  geeft de signaalsterkte weer zonder begrenzer,  $b$  met begrenzer. Een be-

zwaar bij deze inrichting is, dat de verhouding luchtstoring: teeken, gelijk wordt aan deze verhouding gedurende de zwakste momenten van het teeken, dus in 't algemeen slecht. Verder is deze regeling voor telefonie onbruikbaar, immers we hebben daarbij een draaggolf waarvan de sterkte voortdurend verandert, nl. in het tempo van de geluidsfrequentie. Zouden we hier gaan begrenzen, dan zou een hopelooze vervorming ontstaan.

(Wordt vervolgd.)

## Hoogfrequent-overdracht langs leidingen.

### De schakel tusschen radio en lijn in Indië.

Door A. DE HAAS.

(Slot.)

*Vier.* Van groot gewicht is de verdeling der verschillende draaggolf frequenties.

In de eerste plaats moet worden overwogen, welke frequentieafstand als minimum is te beschouwen. Nemen we aan, dat voor telegrafie in den regel geen hoogere toonfrequenties worden gebruikt dan 2500 Hertz, dan is dus een onderlinge afstand van 2 maal 2500 dus 5 kilohertz voldoende.

De zenders kunnen, door de tusschenkringen iets op zij af te stemmen, zoo worden afgeregeld, dat hoofdzakelijk slechts één der zijbanden wordt overgedragen.

Veiligheidshalve, ter vermijding van hooge interferentietonen, kunnen we een afstand van b.v. 6 kilohertz aanhouden.

Daarnevens moet rekening worden gehouden met de frequentiebanden waarop niet gewerkt kan worden. In de eerste plaats zijn dat die banden, waar interferentie zou kunnen ontstaan met de op de Bandoengsche Hoogvlakte aanwezige zenders i.c. de Malabar boogzender op 19.2 kH, de machinezender op 38 kH of 29 kH, de Tjililimachinezender op 46 kH.

Bij volledig symmetrischen aanleg en zeer menigvuldige kruising der bovengrondsche lijnen, zou men de door die radio-stations uitgezonden golven slechts zeer zwak of in het geheel niet moeten hooren, doch in werkelijkheid zijn genoemde frequenties aanwezig met aan het Weltevreden-uiteinde een amplitude, welke vele malen die der hoogfrequentdraaggolven overtreft. Deze gebieden moeten dus zorgvuldig worden gemeden.

Nog meer andere radio-zenders zijn op de lijn te hooren, welke dus alles behalve vrij is van antenne-effect, en wel betrekkelijk dichtbijgelegen groote stations zooals Saigon, Cavite, Koepang e.d. en niet te vergeten, de harmonischen van den boogzender.



Over het algemeen echter is de amplitude van deze stoorfrequenties gering, en is die der hoogfrequentdraaggolven vele malen sterker zoodat er geen rekening mee behoefde te worden gehouden.

Verder is tusschen Weltevreden en Semarang een hoogfrequent telephonie verbinding in bedrijf op de draaggolffrequenties 42 en 49 kHz. De verbinding Weltevreden-Semarang loopt tot Tjikampek op denzelfden bundel als Weltevreden-Bandoeng.

Waar wegens de niet volkomen symmetrie en de gebezigde hoogfrequenties, de overspreekwaarde van het eene draden-stel op het andere van eenzelfden bundel vrij belangrijk is, kunnen ook deze frequenties niet gebruikt worden.

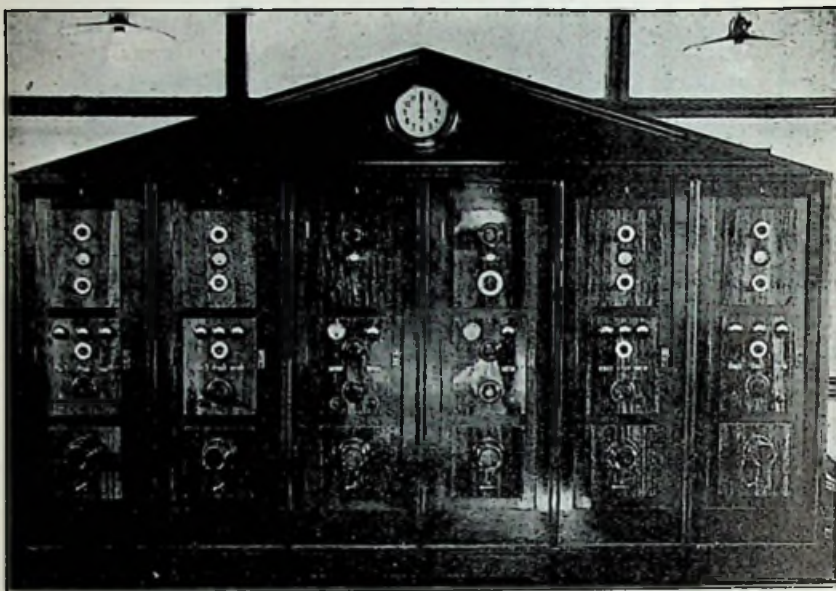
Naar boven wordt het gebied begrensd door de toenemende demping en de storing van den vonkzender te Manggarai, waarvan de antenne nauwelijks 100 M. van de interlocale dradenbundels is verwijderd, terwijl de afstand van dat punt tot het telegraafkantoor Weltevreden slechts enkele kilometers bedraagt. Al deze factoren in aanmerking nemende, zien we dat gebezigd kunnen worden de draaggolffrequenties 53, 59, 65, 71, 77 kHz enz. Hier van zijn thans in gebruik resp. 53, 59, 65, 72, 80, 90 kHz. Gemakshalve zijn de afstanden hier en daar iets grooter genomen.

Er is dus nog zeer voldoende ruimte voor uitbreiding, terwijl in het lagere gebied nog beschikbaar zijn 33, en 25 kHz. Er kan in dit gebied echter gemakkelijk een grooter aantal zenders worden ondergebracht, indien we de zenders uitrusten met speciale bandfilters van geringe wijdte, waarmee de eene zijband volkomen wordt onderdrukt. Met de gewone tusschenkringschakelingen zou

men in dit gebied trouwens te scherpe resonantie-pieken krijgen en daardoor afsnijding van hoogere toonfrequenties.

Dit gebied is gedacht voor het overbrengen van radio-telefonische ontvangst vanuit Rantja-Ekek over grooten afstand langs de inter-locale geleidingen. Voor zeer groote afstanden (600 km tot Soerabaja) leenen zich de lagere frequenties immers beter.

De foto laat een afbeelding zien van de 6 zenders.



De zes zenders van de hoogfrequentoverdracht langs leidingen.

Het geheel is ondergebracht in een huisje, op eenige honderden meters van het ontvangstation gelegen, doch met het oog op batterij-voedingen, op korten afstand van de machinekamer, waar de batterijen en omvormers voor stroomvoorziening zijn opgesteld.

*Vijf.* De ontvangers (twee groepen van vier) zijn opgesteld op de Bedrijfscentrale van het Telegraafkantoor Weltevreden.

Voor de noodzakelijke selectiviteit zijn vier afgestemde ketens aanwezig. Door mechanische koppeling der condensatoren zijn deze als slechts twee groepen te bedienen. Door gebruik te maken van gelijke zelfinducties en de gekoppelde condensatoren onderling iets te verschuiven, is bereikt, dat steeds een zekere bandbreedte der afstemming bestaat.

Terugkoppeling wordt niet toegepast, teneinde voor te scherpe instelling te waken, en omdat in het algemeen alle terugkoppeling



Indien de interlocale geleiding onderweg aardafleiding heeft, is het laagfrequent spreken ten eenenmale onmogelijk, terwijl de ontvangst der hoogfrequenttelegrafie dan alleen wat zwakker wordt.

Zelfs is proefondervindelijk gebleken, dat bij draadbreek nog verbinding mogelijk is, zij het dan dat de lijn-koppeling aan de ontvangzijde dan zoo versterkt moet worden, dat het storingsniveau dan een beletsel vormt voor de behoorlijke ontvangst van zwakke signalen.

De complete inrichting met toebehooren is vervaardigd in de werkplaatsen van het Ontvangstation Rantja-Ekek en is sedert April in continu bedrijf voor het doorgeven der opgevangen seinen naar de bedrijfscentrale Weltevreden.

### Korte-Golf-Raamontvangst.

Het is slechts mijn bedoeling, in dit stukje een klein schakel-detail van bovenstaand onderwerp te beschouwen, inplaats van het geheel.

Het betreft de schakeling van het raam en wel, wanneer hier een zelfinductie aan „parallel” wordt geschakeld. Opzettelijk plaats ik hier aanhalingsteekens, omdat principieel deze opvatting onjuist is. Het raam is n.l. generator, en staat dus in *serie*, met de uitwendige keten. Het is echter opmerkelijk, dat de uitkomst der berekening dezelfde blijft, zoowel bij de laatste, als bij de eerste beschouwing!

De generator, het raam, bestaat in principe uit een zuiveren generator + ohmschen weerstand + zelfinductie + eigen capaciteit.

De belangrijkste der drie laatsten is de zelfinductie, die we  $L_r$  zullen noemen. De uitwendige keten, in serie met deze  $L_r$ , zal zich dus als een cap. gedragen, in welk geval het geheel in spannings-resonnantie is. De klemspanning, zoowel van inw. zelfind. als van uitw. keten is dan maximaal. Dit geschiedt bij een cirkelfrequentie  $\omega$  als  $\omega L_r = \frac{1}{\omega C_u}$  waarin  $C_u$  de capaciteit van den fictieven condensator voorstelt, welke door de uitw. keten wordt gevormd.

Deze fict. cap. bestaat uit de parallelschakeling van de ketencap.  $C_k$  d.i. de cap. van den afstemcondensator, met de ketenzelfind.  $L_k$  de zelfind. van de spoel. Door deze schakeling resulteert uit deze keten bij frequenties, hooger dan de resonnantie, een capaciteit, bij lagere freq. een zelfinductie. Dit laatste treffen we aan bij



het I.D.Z. h.f. schema, hier hebben we met het eerste geval te doen. Uit het feit van resonantie van  $L_r$  met  $C_u$  concludeeren we dat:

$$\frac{1}{\omega L_r} = + \omega C_u \quad \text{terwijl door de schakeling der uitw. keten:}$$

$$\omega C_u = + \omega C_k - \frac{1}{\omega L_k}.$$

Substitueeren we de waarde van  $\omega C_u$ :

$$+ \frac{1}{\omega L_r} = + \omega C_k - \frac{1}{\omega L_k}$$

waaruit volgt:

$$+ \frac{1}{\omega L_r} + \frac{1}{\omega L_k} = + \omega C_k \quad \text{of} \quad \frac{1}{L} = \frac{L_r + L_k}{L_r \times L_k}$$

hetgeen hetzelfde resultaat is alsof raam en spoel parallel geschakelde zelfinducties waren, wat daarom toch evengoed een foutieve opvatting is.  $L$  stelt hier de resulterende zelfinductie voor.

Ir. H. MAK.

## Openbaar gemaakte Octrooiaanvragen op het gebied der Hoogfrequentietechniek.

No. 24475 Ned. Ingediend 26 Mei 1923, openbaar gemaakt 16 Aug. 1926.

Warren Dearbour House Kansas City (U. S. A.).

*Als luidsprekende telefoon ingerichte gramfoon.*

Bij een gramfoon wordt een hulptoestel aangebracht, bestaande uit een electrolytische plaat of schijf, die door den motor van de gramfoon kan worden aangedreven en op welks oppervlak een met het membraan gekoppelde elektrische geleider ligt. Voor het voortbrengen van het geluid wordt van een soortgelijk effect gebruik gemaakt als het Rahbek effect. De electrolytische plaat bestaat bij voorkeur uit gips die met salmiakoplossing of salmiak met natriumfosfaat en sublimaat is gedrenkt. De plaat rust op een electrodeplaat b.v. van zink. Een tweede electrode is op de wijze als naald van een gramfoon aangebracht en met de klankdoos verbonden.

*Conclusie:* „Gramfoon dragende een door haar motor aangedreven electrolytische plaat of schijf op welker oppervlak een met het membraan gekoppelde elektrische geleider ligt.”

3 blz. beschr. 9 fig. 2 concl.

## Het NEDERLANDSCH OCTROOI-BUREAU

H. W. DAENDELS, ROLF VAN HASSELT & W. v. d. VLIET  
INGENIEURS EN OCTROOI-BEZORGERS  
OPGERICHT IN 1888

HOOFDKANTOOR: DEN HAAG, Laan Copes v. Cattenburch 24  
BIJKANTOOR: AMSTERDAM, Heerengracht 516  
BELAST ZICH MET HET AANVRAGEN VAN

### OCTROOIEN (PATENTEN)

voor Uitvindingen op Radio- en elk ander gebied in alle landen  
der wereld, en het deponeren van Handels- en Fabrieksmerken.

De **GROOTE VRAAG** naar den

# Schrack Triotron Luidspreker

is het beste bewijs voor zijne superieure eigenschappen

De heer JAC VAN LOOI schreef in het Dagblad „Het Volk“:

..... kunnen wij iets vertellen van de resultaten met dezen luidspreker verkregen. Die zijn in één woord uitnemend. Een bijzonder kenmerk van dezen luidspreker is de groote nuanceering van het geluid, de geschiktheid om zeer samengestelde geluiden weer te geven, waardoor de verschillende instrumenten van een orkest niet als een soort musicale hutspot worden weer-gegeven, maar ieder op zich zelf te onderkennen zijn.....

..... verder bemerkten wij met dezen luidspreker eerst goed, welk een voorname plaats de contrabas, de cello en de pauken ook in het radio-orkest innemen. Hun klank wordt met warme verve door den Triotron weer-gegeven.....

..... de Triotron kan een zeer groote hoeveelheid geluid weer-geven zonder moeite; bij sterke passages in orgelmuziek constateerden wij, dat de vloer meedreunde.

De Prijs bedraagt slechts **f 38.-.**

HANDELMIJ. VAN SETERS & C<sup>o</sup>.

Nassau Ouwerkerkstraat 3 ——— DEN HAAG.

## Banden Radio-Nieuws 1927

Prijs: f 1.40 afgehaald, f 1.55 franco per post. Levering uitsluitend na inzending van het bedrag aan het bureau van Radio-Nieuws:

Laan van Meerdervoort 30 -- Den Haag.

# VARTA

**GLOEI- EN PLAATSTROOM-ACCU'S**

DE BETROUWBARE, ONGEËVENAARDE  
STROOMBRON VOOR

**RADIO**

RADIO-INRICHTING

**Fa. CH. VELTHUISEN -- Den Haag**

TELEF. 12412

A<sup>o</sup>. 1891

GIRO 28376

OUDE MOLSTRAAT 15A-18 -- JUFFR. IDASTRAAT 5



Een **voornaam** onderdeel van Uw kortegolf ontvanger is de fijnregelknop.

Neem een

**UTILITY**

en ge hebt het **beste**

PRIJS f 5.50

De nieuwste Telefunken schermroosterlamp **RES 044** uit voorraad leverbaar



Door gebruik van de

**TELEFUNKEN**  
**Superversterkerlamp R E 134**

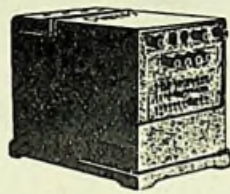
bereikt U met één trap L.F.-versterking,  
dezelfde geluidsvermeerdering als met twee trappen met  
normale lampen.

**TELEFUNKEN**

vert. door **SIEMENS & HALSKE A. G.**, 's-Gravenhage

Huygenspark 38-39.

DE NIEUWE  
**PHILIPS**  
PLAATSPANNINGAPPARATEN  
N<sup>o</sup> 3002 EN N<sup>o</sup> 3003



PRYS FL.55.-

PRYS FL.69.-

Enkele belangrijke voordeelen zijn :

1. Groot electrisch vermogen
2. Volmaakte afvlakking en dubbelphasige gelijkrichting
3. Zes plaatsspanningen, die gelijktijdig gebruikt kunnen worden
4. Het aanraken van onder spanning staande deelen volkomen uitgesloten
5. Ingebouwde lampen, waardoor breukrisico tot minimum beperkt

Het apparaat No. 3003 bezit een inrichting, die het mogelijk maakt 3 verschillende afzonderlijk regelbare geijkte negatieve roosterspanningen af te nemen