

# 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. 32112.

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. Slikkerveer, Columbusstraat 187, den Haag.

INHOUD: Resultaten met golflengten tusschen 20 en 40 meter. — Geluidsvervorming bij draadlooze telefonie. — Antennes voor het verkeer op grooten afstand. — Het radiostation te Kootwijk. — Bouw van versterkers. — Hoog-frequent Versterking. — Radio-Lampen. — Nog eens hoorns voor Luidsprekers. — Het Magnatron, een lamplooze versterker voor groote eindgeluiden. — De capaciteitsbenaming. — Openbaar gemaakte Octrooiaanvragen. — Vereenigings-nieuws.

## Resultaten met golflengten tusschen 20 en 40 meter.

De bekende Amerikaansche amateur John. L. Reinartz publiceert in *Radio News* bijzonderheden over de proeven, in 1924 door hem gedaan met golflengten tusschen 40 en 20 meter.

Het station van Reinartz, 1 X A M, te South Manchester (Connecticut) werkte daarbij geregeld met het Marine-laboratorium, station N K F, nabij Washington.

Bij de pogingen om steeds kortere golven te bezigen, bleek allereerst, dat N K F op sommige dagen 1 X A M nog ontving op 23 meter, op andere niet lager dan 27 of 30 meter.

Bijzondere opmerkzaamheid trok het, dat de telegrafist Young van N K F, als hij des avonds zelf thuis nog eens luisterde, in de avonduren de korte golven van 1 X A M, die des daags op N K F wél hoorbaar waren, *niet* meer kon nemen.

Men besloot toen doorlopende proeven te doen van 's middags 12 uur tot middernacht. Daarbij bleek N K F op 51 meter na zons-  
ondergang langer hoorbaar dan 1 X A M op 40 meter.

Maar tevens bleek, dat omstreeks het middaguur, als N K F (300 mijl) geen ontvangst kon krijgen van 1 X A M op 22 meter, dit laatste station wél werd gehoord door een amateurstation, van den heer Dalrymple te Akron in Ohio (450 mijl) en dat later op den middag, als N K F en de heer Dalrymple de 21 meter-golf

allebei niet ontvingen, deze wèl hoorbaar was voor anderen, buiten een kring van 500 mijlen !

Ter verklaring van dit verschijnsel, dat korte golven wèl op grooten afstand worden gehoord en niet op kleineren, onderstelt Reinartz, dat die korte golven direct naar hoogere luchtlagen worden uitgestraald en eerst na terugkaatsing tegen de spiegelende Heaviside-laag de aarde weer bereiken. De afstand, waar de straling weer neerkomt, hangt hierbij af van de hoogte der spiegelende laag. Deze laag ontstaat door ionisatie door het zonlicht en zal dus midden over dag op geringere hoogte aanwezig zijn. Maar Reinartz neemt tevens aan, dat de kortste golven steeds tot grotere hoogte doordringen alvorens teruggekaatst te worden, dan de langere. In verband met een en ander zou men — om met een bepaald station in verbinding te blijven, — telkens een langere golflengte moeten kiezen, naar mate de zon verder naar het westen toe daalt.

Inderdaad bleek bij de verbinding tusschen 1 X A M en N K F een verlenging van golf dien invloed te hebben. De plotselinge buiten-werking-stelling der kortere golf bleek voort te gaan met dezelfde snelheid als die der zon langs den hemel. De tijd, waarin sterke signalen geheel kunnen verdwijnen, kan soms maar een paar seconden zijn. Des middags 12 uur kwam de 20-meter golf gereflecteerd op een afstand van 500 mijl weer op de aarde terug. Te 5 uur n.m. was de afstand 1000 mijl en te 9 uur n.m. 3000 mijl.

Hierbij moet ook nog aangenomen worden, dat het gedeelte der korte-golf-straling, dat langs het aardoppervlak gaat, zeer snel in sterkte afneemt door absorptie, zoodat ook de naar de aarde teruggekaatste straling niet ver meer reikt, na eenmaal de aarde weer te hebben bereikt. Daarentegen moeten de verliezen bij het doorloopen der bovenlucht heel gering zijn.

Bij proeven met 6 T S (bij Los-Angeles, 2200 mijl) bleek dit station de 40 meter van 1 X A M niet te hooren vóór 7 uur des avonds. De 20 meter daarentegen is slechts hoorbaar tot 6.30. Daarna gaat die golf over 6 T S heen volgens de voorstelling van Reinartz. De 40 meter golf bleek hoorbaar tot 9.30. Die tijd moet in den zomer later vallen dan in den winter, omdat de ionisatie der bovenlucht dan op dat uur nog op geringere hoogte aanwezig is.

\* \* \*

Wij mogen bij dit uittreksel uit het verslag en de theorie van Reinartz niet nalaten, erop te wijzen, dat de verklaring der verschijnselen nog allerminst vóllèdig is. Een zwak punt ligt in de

aanname, dat de kortere golven eerst op grootere hoogte zouden worden teruggekaatst.

Het komt ons voor, dat bij de verklaring der verschijnselen zeer goed te pas kan worden gebracht wat in *Radio Nieuws* van 1 Maart door den heer J. J. Numans werd ontleend aan de reeds in 1917 door Dr. B. van der Pol opgezette beschouwingen over de schuin naar boven gerichte straling van antennes, die in korte golflengten worden aangestooten.

In het verschil in elevatiehoek, waaronder de golven kunnen uitgaan, ligt dan een belangrijk verklaringselement. De golflengten, waarmee 1 X A M werkte, zijn van de grootte-orde, die door haar verhouding tot de stralingshoogte der gebezigde antenne volgens de theorie vavn Dr. v. d. Pol onwillekeurig tot schuin omhoog gerichte straling aanleiding geeft. Het feit, dat Reinartz met de theorie hieromtrent nog onbekend schijnt te zijn geweest, neemt dus niet weg, dat het verschijnsel zelf vermoedelijk in de proeven een rol heeft gespeeld.

Een welbewuste toepassing der schuin omhoog gerichte straling zou dan tot nog meer overzichtelijke resultaten moeten leiden.

Door Reinartz wordt het mogelijk geacht, dat men door juiste golflengte-keuze feitelijk op elk uur van den dag met korte golven elken bepaalden afstand kan overbruggen.

J. CORVER.

## **Geluidsvervorming bij draadlooze telefonie.**

door Dr. A. KOERTS.

De ideale taak der draadlooze telefonie is het natuurgetrouw overbrengen van geluiden. Onder natuurgetrouw is dan te verstaan een overbrenging, die zoodanig is, dat een waarnemer van den weergever denzelfden geluidsindruk ontvangt als hij van de oorspronkelijke geluidsbron zou krijgen. Zoodra dit niet meer het geval is kan men zeggen dat het geluid vervormd is.

Wij zullen hieronder nagaan de verschillende soorten van vervorming, die kunnen optreden en de oorzaken dezer vervormingen.

Om met vrucht de oorzaken der geluidsvervorming te onderzoeken is het in de eerste plaats gewenscht een beeld te ontwerpen van het geluid zelf.

**Geluid.** De aard van het physische verschijnsel, dat een geluid-gewaarding te weeg brengt, is voldoende bekend. Elke mechanische beweging van voldoende snelheid, die aan het trommelvlies of nog

meer inwendig gelegen deelen van ons oor wordt medegedeeld, kan een geluidsgewaarwording opwekken. Verreweg de meeste geluiden komen tot ons door dat de lucht in het oorkanaal het trommelvlies in beweging brengt en gemakshalve zullen wij ons bepalen tot deze soorten van geluiden en alleen de in de lucht in de omgeving optredende bewegingen als oorzaak van het geluid beschouwen. Overeenkomstig het gewone spraakgebruik zullen wij het physische verschijnsel zelf, dat eigenlijk de oorzaak van het geluid (in subjectieven zin) is, waar dit geen verwarring kan stichten, korthedshalve geluid (in objectieven zin) noemen.

Men onderscheidt gewoonlijk de volgende drie soorten van geluiden :

- 1e. enkelvoudige of zuivere tonen.
- 2e. klanken (vaak nog als „muzikale” aangeduid).
- 3e. geruisch en in het algemeen geluiden, die niet onder de twee eerstgenoemde categoriën vallen.

De enkelvoudige tonen komen in de natuur strikt genomen niet voor en het begrip enkelvoudige toon is eigenlijk een fictie. Deze fictie is echter voor de theorie van groot belang en wij zullen er daarom aan vasthouden.

Onder een zuiveren toon wordt verstaan de geluidsgewaarwording, die wordt opgewekt door een sinusvormige beweging der lucht. Men onderscheidt aan zulk een toon de hoogte en de sterkte of intensiteit. De hoogte hangt af van de periode der sinusvormige beweging, dus van het aantal trillingen per seconde, de sterkte van de amplitude.

Een klank wordt te voorschijn geroepen door een complex van sinusvormige bewegingen, wier trillingsgetallen zich verhouden als 1 : 2 : 3 : 4 . . . . . In dezen zin opgevat bestaat dus een klank uit een aantal enkelvoudige tonen en het ligt voor de hand bij onze verdere beschouwingen uit te gaan van de eenvoudigste der elementen, waaruit wij ons de klanken opgebouwd kunnen denken, n.l. de zuivere tonen. Deze vormen o.a. de bouwstenen voor de geheele muziek en wij kunnen dus door de beschouwing van de enkelvoudige tonen alleen reeds een zeer belangrijk deel van de in aanmerking komende kwesties bespreken.

**Muziek.** De normale toonladder (gelijkzwevende temperatuur) heeft als onderste grens den toon veroorzaakt door een sinusvormige trilling met trillingsgetal 16,17 of kortweg den toon met trillingsgetal 16,17 en als bovenste den toon met trillingsgetal 16550. Een toon, waarvan het trillingsgetal tweemaal zoo hoog is als dat van een anderen toon heet het octaaf van dezen toon. Begin-

nende bij den laagsten toon vinden wij het octaaf daarvan bij 32.33 (afgerond) en zoo opklimmende door telkens met twee te vermenigvuldigen, komen wij na den tienden keer tot 16550. Elk der afstanden tusschen twee der aldus opeenvolgende tonen wordt opgevuld door 11 tusschenliggende tonen wier trillingsgetallen elk weer het dubbele zijn van de tonen met dezelfde rangorde in de voorafgaande groep. Wij krijgen zoodoende dus 10 groepen van elk 12 tonen. De „basis” punten waarvan wij boven zijn uitgegaan worden gevormd door de volgende tonen:

Symbol	Trillingsgetal
C <sub>-2</sub>	16.17
C <sub>-1</sub>	32.33
C	64.66
c	129.3
c <sub>1</sub>	258.7
c <sub>2</sub>	517.3
c <sub>3</sub>	1035
c <sub>4</sub>	2069
c <sub>5</sub>	4138
c <sub>6</sub>	8275
c <sub>7</sub>	16550

Tusschen c<sub>1</sub> en c<sub>2</sub> liggen tonen met de volgende trillingsgetallen:

c <sub>1</sub>	258.65		387.54
	274.03		410.59
	290.33	a	435
	307.59		460.87
	325.38		488.27
	345.26	c <sub>2</sub>	517.31
	365.79		

en door herhaalde vermenigvuldiging resp. deeling door 2 kan men hieruit alle in de muziek voorkomende enkelvoudige tonen afleiden.

### Verschillende mogelijke soorten van vervorming.

Uitgaande van de wetenschap, dat muziek gevormd wordt door een aantal gelijktijdig optredende enkelvoudige tonen kunnen wij nu gemakkelijk nagaan van welken aard de veranderingen zijn, die bij het overbrengen kunnen optreden. Om een en ander nader te kunnen preciseeren stellen wij ons voor, dat het oorspronkelijke geluid bestaat uit een aantal sinusvormige trillingen, met verschillende perioden, fasen en intensiteiten, bijvoorbeeld als volgt:

$$A_1 \sin(\omega_1 t + \varphi_1) + A_2 \sin(\omega_2 t + \varphi_2) + A_3 \sin(\omega_3 t + \varphi_3) + \dots \quad (1)$$

Een volkomen nauwkeurige copie van het oorspronkelijke geluid krijgen wij wanneer alle amplituden  $A$  met een zelfden factor worden vermenigvuldigd en de phase-constanten  $\varphi$  met zoodanige bedragen gewijzigd worden, dat de onderlinge phase verhoudingen der verschillende tonen onveranderd blijven. De uitdrukking

$$a A_1 \sin(\omega_1 t + \psi_1) + A_2 \sin(\omega_2 t + \psi_2) + A_3 \sin(\omega_3 t + \psi_3) + \dots \quad (2)$$

vertegenwoordigt dus volkomen dezelfde beweging als de eerste, indien

$$\frac{\psi_1 - \varphi_1}{\omega_1} = \frac{\psi_2 - \varphi_2}{\omega_2} = \frac{\psi_3 - \varphi_3}{\omega_3} \text{ enz.}$$

Wanneer dus de geluidstrillingen (1), die aan de microfoon van den zender worden toegevoerd, in den weergever een beweging (2) opwekken is het door deze laatste geproduceerde geluid identiek met het oorspronkelijke en dus absoluut onvervormd.

Dit ideale geval is practisch niet te verwezenlijken. Gelukkig is een dergelijke nauwkeurigheid als wij zoeven onderstelden, ook niet noodig en kan de vervorming, in objectieven zin genomen, zelfs vrij aanzienlijk zijn, voordat zij subjectief waarneembaar is. In de eerste plaats is ons gehoor niet gevoelig voor phaseverschillen, zoodat een geluid, bestaande uit een aantal enkelvoudige tonen, denzelfden indruk maakt, hoe ook de onderlinge phaseverhoudingen der verschillende componenten zijn. Dit is een zéér belangrijk punt, vooral wanneer men bedenkt, dat de vorm van de grafiek, die de geluidsbeweging voorstelt in zeer sterke mate van het onderlinge phaseverschil der componenten afhankelijk kan zijn.

Zoo kan de beweging

$$A \sin \omega t + A \sin 3 \omega t$$

worden voorgesteld door een kromme van de volgende gedaante:

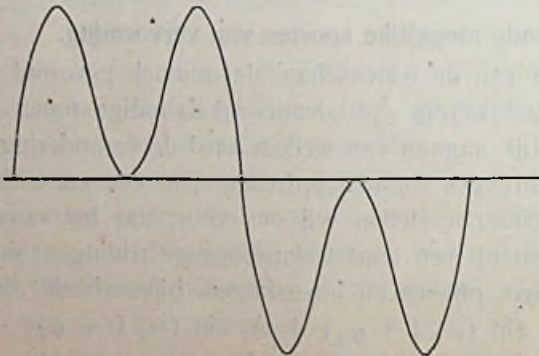


Fig. 1

terwijl de beweging

$A \sin \omega t + A \cos 3 \omega t$   
in grafische voorstelling er uit ziet als volgt:

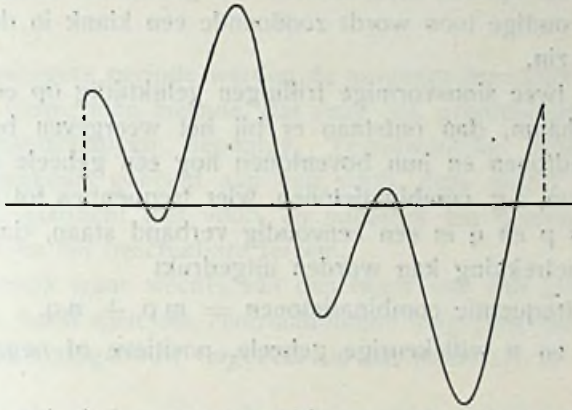


Fig. 2

Het verschil in den vorm der krommen is, zooals men ziet, zeer groot, terwijl toch voor ons gehoor het geluid in beide gevallen volmaakt hetzelfde is. De juistheid van het bovenstaande is door een groot aantal expresselijk daartoe uitgevoerde experimenten bevestigd. Overigens zou pianomuziek en in het algemeen orkestmuziek eenvoudig onbestaanbaar zijn, indien de phase der verschillende tonen werkelijk invloed had op den aard van het geluid.

Wij kunnen ons dus bij de beoordeeling der vervorming beperken tot de beschouwing der veranderingen, die in de amplituden der verschillende tonen optreden door den zender en den ontvanger, waarbij wij eventueele invloeden van den voortplantingsweg der golven, die het geluid dragen, zullen verwaarloozen.

Wij hebben tot nog toe stilzwijgend aangenomen, dat een geluidsbeweging, samengesteld uit een aantal enkelvoudige trillingen, na de overbrenging nog bestaat uit het zelfde aantal trillingen met de zelfde trillingsgetallen of frequenties. Dit is echter, strict genomen, niet het geval. Het mag bekend ondersteld worden, dat een sinusvormige spanning, die aan het rooster van een lamp wordt toegevoerd, aanleiding geeft tot een verandering in den anode stroom, die behalve de frequentie van de roosterspanning ook nog de dubbele, de drievoudige, kortom alle frequenties bevat, die geheele veelvouden zijn van de oorspronkelijke frequentie. De frequentie van de roosterspanning noemt men meestal de grondfrequentie, de andere de harmonische frequenties. Op dezelfde

wijze zal een geluidweergevend lichaam, waarop een sinusvormige trilling werkt, niet alleen deze weergeven, maar tevens een aantal hogere frequenties, die veelvoudigen zijn van de grondfrequentie. In de geluidsleer spreekt men meestal van grondtoon en boventonen. Een enkelvoudige toon wordt zodoende een klank in den bovenbedoelden zin.

Werken twee sinusvormige trillingen gelijktijdig op een geluidgevend lichaam, dan ontstaan er bij het weergeven behalve de beide grondtonen en hun boventonen nog een geheele reeks van andere tonen, z.g. combinatietonen, wier frequenties tot de grondfrequenties  $p$  en  $q$  in een eenvoudig verband staan, dat door de volgende betrekking kan worden uitgedrukt

$$\text{frequentie combinatietonen} = m p + n q,$$

waarin  $m$  en  $n$  willekeurige geheele, positieve of negatieve getallen zijn.

Over de oorzaken dezer combinatietonen, ook in het elektrische geval, dat vrijwel analoog is, zullen wij nog nader spreken. Thans zullen wij volstaan met er op te wijzen, dat deze combinatietonen eigenlijk geheel nieuwe elementen vormen, die aan het oorspronkelijke geluid worden toegevoegd, en die, wanneer zij sterk genoeg zijn, aanleiding kunnen geven tot zéér belangrijke vervorming.

Behalve de eerstbesproken vervorming, die haar oorzaak vindt in de omstandigheid, dat tonen van verschillende hoogte niet met dezelfde sterkte worden overgebracht, zoodat de relatieve sterkte der afzonderlijke tonen verandert, hebben wij dus thans een tweede soort van vervorming leeren kennen, die hierin bestaat, dat aan het complex van tonen die het oorspronkelijke geluid vormen, nieuwe tonen worden toegevoegd. Daarbij kan natuurlijk — en in het algemeen zal dit ook het geval zijn — tevens de relatieve sterkte der verschillende grondtonen veranderen.

Ter onderscheiding zullen wij de eerstgenoemde soort van vervorming *lineaire vervorming* noemen en de tweede soort *niet lineaire vervorming*. Deze onderscheiding is, gelijk hieronder zal blijken, van principieele beteekenis.

(Wordt vervolgd).

---



## Antennes voor het verkeer op grooten afstand.

Door Ir. L. H. M. HUIJDTS.

### II.

In een vroegere periode werden de antennes ingedeeld naar den uiterlijken vorm; men meende, dat deze ook grootendeels de electriche eigenschappen bepaalde. Tegenwoordig wordt echter weinig beteekenis gehecht aan den vorm, deze wordt uitsluitend in verband gebracht met voor- en nadeelen ten opzichte van de constructie en het beschikbare terrein.

Te Kootwijk waar slechts aan den bouw van één groot station gedacht is, heeft men een *centraalantenne* toegepast met als middelpunt het zendgebouw ongeveer op de wijze als in fig. 3 geschetst is.

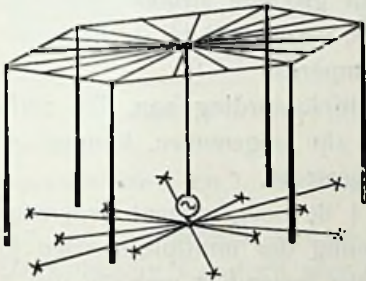


Fig. 3.

De *Alexanderson-antenne* wordt nog wel in electricch opzicht als een speciaal type beschouwd. Men kan deze als een verbetering van de langgerekte Marconi-antenne opvatten, welke, zooals we reeds zagen, ten doel had een verhoogd richteffect te verkrijgen.

Een groot bezwaar der Marconi-antenne is de ongunstige stroom-

verdeeling in het lucht- en aardnet.

Fig. 4 geeft hiervan een toelichting.

De stroomen verloopden van A naar B met afnemende amplitude. Dit verloop is niet lineair, daar de spanning tusschen B en S hooger is dan tusschen de andere punten der antenne en de aarde en wel in verband met de verdeelde capaciteit; de toename van den stroom  $\left(\frac{d i_a}{d x}\right)$  in de richting B—A is in B het grootst en wordt naar A toe kleiner.

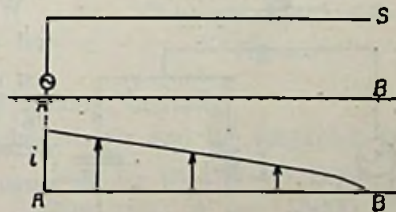


Fig. 4.

Daar de stroomen in de luchtdraden en langs het aardpad denzelfden weg volgen wordt het energieverlies in de gedeelten bij A relatief groot.

De hoeveelheid uitgestraalde energie wordt bepaald door het

aantal meter-ampères en de frequentie. Het langer maken van de antenne vermeerdert weliswaar de capaciteit en het richteffect, doch verhoogt het energieverlies. Bij dezelfde stroomsterkte zou dus het aantal meter-ampères vrijwel gelijk blijven, doch het nuttig effect kleiner zijn.

Door *meervoudige* aarding met behulp van zelfinductiespoelen bereikte Alexanderson bij langgerekte antennes eene gunstige stroomverdeling in lucht- en aardnet; de resulterende stroomen

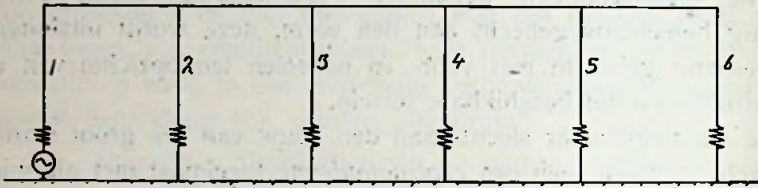


Fig. 5.

worden daardoor op de plaatsen van grootste stroomsterkte tot ongeveer een vijfde deel teruggebracht, vergeleken bij de Marconi-antenne van hetzelfde aantal meter-ampères.

Fig. 5 geeft het principe van multiple-aarding aan. De zelf-inducties welke in de aardingsdraden zijn opgenomen, kunnen op eene bepaalde golflengte worden afgestemd.

Ofschoon in den verticalen draad 1 de hoogfrequent generator gedacht is, ontstaan bij juiste afregeling der multiple-spoelen in 2; 3 enz. gelijk groote stroomen, welke bovendien met die van 1 vrijwel in fase zijn. De uitgestraalde energie wordt dus bepaald door het gezamenlijk aantal meter-ampères van de verticale draden  $1 + 2 + 3$  enz.

De overdraging van de energie van den generator op de diverse antenne-gedeelten komt op het volgende neer.

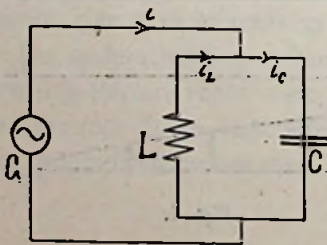


Fig. 6.

Wordt de zelfinductie en capaciteit van een L—C keten parallel op een wisselstroombron aangesloten (zie fig. 6), die een spanning levert van dezelfde frequentie als de eigen frequentie van de L—C keten bedraagt, dan zal deze een zeer groote impedantie opleveren. Zulk een parallelle afgestemde L—C keten wordt *sperketen* genoemd.

Veronderstellen we dat in de L—C keten geen verliezen optreden, dan wordt de impedantie ervan oneindig groot en de generator-

stroom nul. De stroomsterkte in de sperketen bedraagt  $i_c = \frac{E}{\frac{j}{\omega C}}$  in den condensator en  $i_L = \frac{E}{\omega L}$  in de zelfinductie. Daar we resonantie veronderstelden is  $\omega L = \frac{1}{\omega C}$ , dus zijn deze stroomen gelijk en tegengesteld  $i_c = -i_L$  en  $90^\circ$  fase verschoven ten opzichte van de generatorspanning E.

Practisch zijn L en C nooit weerstands-vrij. Voor dit geval (fig. 7) is het stroom en spanningsdiagram in fig. 8 voorgesteld.

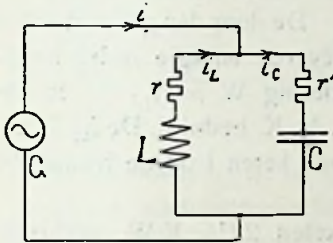


Fig. 7.

De stroomen in de beide takken zijn nu respectievelijk

$$i_c = \frac{E_1}{r' - \frac{j}{\omega C}} \text{ en } i_L = \frac{E_1}{r + j\omega L}$$

hierin stelt  $E_1$  de klemspanning van den generator voor.

De weerstanden r en  $r'$  zijn veelal zeer klein ten opzichte van  $\omega L$  en  $\frac{1}{\omega C}$ , zoodat  $i_c$  en  $i_L$  in grootte ten naasten bij aan elkaar gelijk zijn. De resulterende stroom i is vrijwel in fase met de generator-klemspanning  $E_1$ , doch zeer veel kleiner dan de stroomen in den condensator en de zelfinductie.

Bij een golfenlge van 10 K.M. ( $v = 3 \times 10^4$ ) en  $C = 17 \text{ m}\mu\text{F}$  is  $\frac{1}{\omega C} = \omega L = 310 \Omega$ . Zij  $r = r' = 5 \Omega$  en  $E_1 = 15000$  volt dan is

$$i_L = i_c = \frac{15000}{\sqrt{5^2 + 310^2}}$$

= 48.5 Amp., terwijl i slechts  $1\frac{1}{2}$  amp. bedraagt.

De door den generator geleverde energie aan de sperketen is, daar  $E_1$  en i in dit geval in fase zijn,  $W = 15000 \times 1,5 = 22500$  Watt.

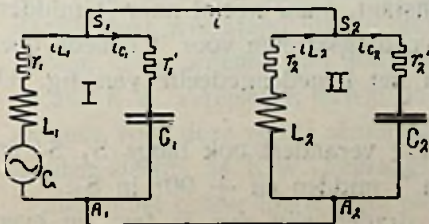


Fig. 9.

De toestand blijft hetzelfde, wanneer in de plaats van den wisselstroomgenerator een L-C keten komt, waarin spanning van dezelfde frequentie

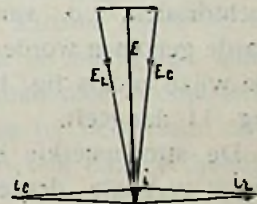


Fig. 8.

wordt opgewekt, mits de spanning aan de berekende sperketen gelijk is aan de bovengenoemde spanning  $E_1$ . Dit geval wordt door fig. 9 voorgesteld.

Zijn nu de capaciteiten en zelfinducties der beide ketens van dezelfde grootte, dan zijn ook de opgewekte stroommen gelijk. De wattstroom  $i$  is wederom veel kleiner en ongeveer  $90^\circ$  fase verschoven t. o. v. de stroommen in de beide ketens.

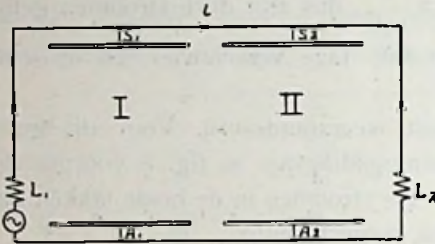


Fig. 10.

De door den generator geleverde energie is bij benadering  $W = i_{L1} \times E$ , in

dien  $E$  de in den generator opgewekte E. M. K. beduidt. De  $i_{L1}$  is n.l. vrijwel in fase met  $E$ , doordat wij ons ook keten I op de frequentie afgestemd denken.

Veronderstellen wij, dat in iedere keten  $22\frac{1}{2}$  K.W. verbruikt wordt, dan bedraagt de in den generator opgewekte spanning slechts ongeveer 1000 Volt.

Uit fig. 9 is nu verder de werking van de meervoudige Alexander-antenne af te leiden indien voor  $C_1$  en  $C_2$  de deelcapaciteiten van de luchtdraden t. o. van de aarde genomen worden, op de wijze zooals fig. 10 en fig. 11 aangeeft.

De stroomsterkte in de twee verticale draden is ongeveer gelijk en bedraagt  $48\frac{1}{2}$  ampère.

Op het horizontale gedeelte en langs het aardpad is de stroomsterkte niet constant, maar neemt naar 't midden toe af tot  $1\frac{1}{2}$  amp. zijnde de voedingsstroom voor 't tweede deel der antenne. Het verloop is in het benedengedeelte van fig. 11 nader geschetst.

Wat den fasehoek betreft, deze verandert ook langs  $S_1$   $S_2$  en wel van  $-90^\circ$  in  $S_1$  tot  $0^\circ$  in 't midden en  $+90^\circ$  in  $S_2$ .

De stroommen in de verticale draden zijn dus in fase en even groot, zoodat beide een gelijk aandeel hebben in de straling.

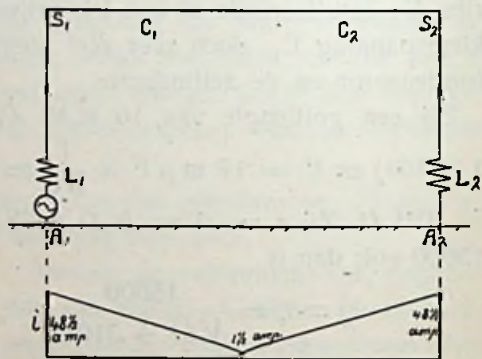


Fig. 11.

Men kan verder deze tweevoudige antenne uitbreiden tot een multiple-antenne op de wijze zooals fig. 12 aangeeft en zooals deze in meerdere Amerikaansche en Engelsche zendstations is uitgevoerd.

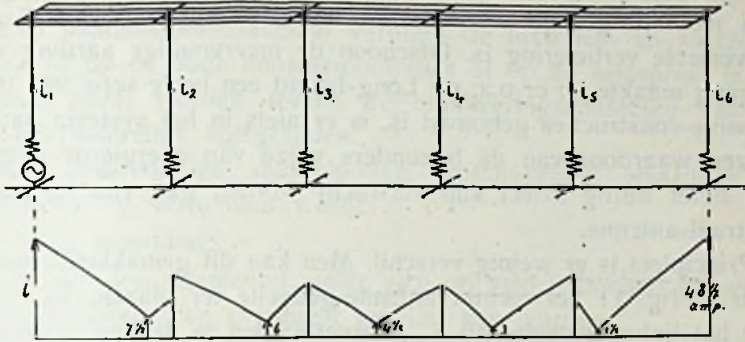


Fig. 12.

De stroomen  $i_1$ ,  $i_2$ ,  $i_3$ ,  $i_4$ ,  $i_5$  en  $i_6$  zijn vrijwel gelijk afgezien van de kleine wattcomponenten die van 1 naar 6 afnemen en bovendien  $90^\circ$  in fase verschillen met de stroomen in de verticale draden.

Het aantal meter-ampères bedraagt dus voor een zesvoudig gearde antenne:  $(i_1 + i_2 + i_3 + \dots) \times h = 6 \times 48\frac{1}{2} \times h$  meter-ampères, indien de totale antennecapaciteit  $6 \times 17$  m.  $\mu$ . F. de golflengte 10 K.M. en de spanning 15000 volt bedraagt.

Het verloop van de stroomsterkte in de horizontale antennedraden en langs het aardnet is in fig. 12 nog nader aangegeven.

Het voordeel van de meervoudig gearde antenne tegenover een even lange L-antenne van dezelfde hoogte en een gelijk aantal meter-amp. is gelegen in het feit, dat de maximale stroomsterkte bij de eerste nergens het nde deel van die bij de tweede overschrijdt. De stroomwarmteverliezen zijn dus ook naar verhouding veel geringer.

Ter illustratie van bovenstaande zij vermeld, dat bij de zendinstallatie te New Brunswick (op Long-Island) de oude Marconi-antenne bij een golflengte van 8 K.M. een totaal weerstand van 3,8 ohm had. Na het aanbrengen van een zesvoudige aarding daalde deze weerstand tot 0,6 ohm. Dit beteekent dat bij een totaal stroom in de antenne van 300 amp., de oude antenne  $300^2 \times 3,8 = 342$  K.W. vereischte, terwijl de benodigde energie bij de nieuwe antenne voor deze zelfde stroomsterkte in de gezamenlijke verticale draden slechts 54 K.W. bedraagt.

Men moet echter hieruit niet concluderen, dat de Alexandersonschakeling in vergelijking met andere antenne-constructies een gelijk

grooten voorsprong heeft. De bovenaangehaalde verbetering was er eene t.o. van een ongunstig lang antennetype waarbij bovendien een slecht aardnet was.

Bij vergelijking met andere goed uitgevoerde antennesystemen kan moeilijk gezegd worden, dat het Alexanderson-systeem een universeele verbetering is. Ofschoon de meervoudige aarding veel opgang maakte en er o.a. op Long-Island een heele serie van deze antennestructies gebouwd is, is er niets in het systeem aan te wijzen waardoor van de bijzondere wijze van energie-overdracht een beter nuttig effect kan verwacht worden dan van b.v. eene centraal-antenne.

Principieel is er weinig verschil. Men kan dit gemakkelijk inzien door in fig. 11 het rechter antennegedeelte ter plaatse  $S_2$  direct met het linker gedeelte bij  $S_1$  doorverbonden te denken, zooals in fig. 13 is aangegeven. Dan ontstaat daaruit, indien we verder nog  $L_1$  en  $L_2$  door eene enkele zelfinductie van halve grootte vervangen, een T-antenne die electrisch volkomen gelijkwaardig is met de twee-

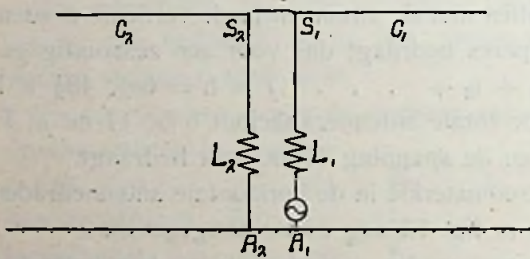


Fig. 13.

voudig geaarde antenne van fig. 11. Op analoge wijze kunnen we de veelvoudig geaarde antenne zooals die in fig. 12 geschetst is, in een centraal-antenne herleiden van het type fig. 3. Met andere woorden

wanneer het antennemateriaal, de aarding en de afstemspoel gelijkwaardig zijn, dan kan een centraal-antenne zeker zoo goed resultaat opleveren als een multiple-antenne.

Uit constructief oogpunt zijn voor beide typen voor- en nadelen op te sommen, waarvan de balans, zooals wij nog nader zullen zien, eenigszins ten gunste van de kortgebouwde antennes uitvalt.

(Wordt vervolgd).

## Het radiostation Kootwijk.

Door Ir. E. F. W. VÖLTER.

(Vervolg van pag. 71.)

Veld VIII omvat de handelen voor de inschakeling, bediening en afstemming van de hoogfrequente stroomkringen en de antenne.

Aanwezig zijn één dubbelpolige schakelaar welke in geval van nood het gelijkstroom-veld van den hoogfrequentiegenerator van het gelijkstroomnet afschakelt en deze veldwikkeling over een weerstand kortsluit.

Een handwielomschakelaar verbindt de tusschen- en snelzendrelais òf op de oude hoofdstroomrelais òf op de seinspoel; in dit laatste geval worden tevens de blokkeeringscontacten van de hoofdstroomrelais kortgesloten.

Een meervoudige dubbelpolige omschakelaar waardoor de seininrichting verbonden wordt:

- 1e. op ruststand;
- 2e. met den seinsleutel welke zich op veld 8 bevindt en waarmede afgestemd en eventueel geseind kan worden;
- 3e. met den seinsleutel, welke zich op den indicator-lessenaar van den toerenregelaar bevindt;
- 4e. den meergenoemden V geveer;
- 5e. zoodanig, dat de genoemde seinsleutels zijn kortgesloten.

Voorts is onder dit veld in den lessenaar ingebouwd een veiligheidsrelais, welk relais door den magnetisatiestroom (gelijkstroom) der frequentietransformatoren doorloopen wordt, en zoodanig is ingesteld, dat:

1e. eerst dan, wanneer de magnetisatiestroom een bepaalde waarde bereikt heeft, het relais zoodanig contact maakt, dat de veldbekrachtiging van den hoogfrequentiegenerator automatisch wordt ingeschakeld;

2e. deze veldwikkeling wordt uitgeschakeld en over een weerstand kortgesloten, indien de magnetisatiestroom door een of andere oorzaak beneden hare normale waarde zou dalen.

Twee signaallampen wijzen den stand van dit relais aan.

Met behulp van 2 drukknoppen wordt de antennevariometer bediend (verlenging of verkorting der antenne), terwijl 2 signaallampen de eindstanden van den variometer aanwijzen.

Een stopcontact met soepel koord dient voor verbinding naar den seinsleutel, waarmede zooals reeds medegedeeld, door den machinist vanaf den lessenaar kan worden afgestemd.

Eveneens door middel van een drukknop wordt de vroeger reeds genoemde signaalhoorn bediend. Aan de voorzijde van veld VIII bevindt zich een dubbel handwiel voor bediening van den in den lessenaar ingebouwd en gecombineerden schakelregelaar, d. i. een uit 2 veldregelaars samengesteld apparaat waarvan de eene den veldstroom van den hoogfrequentiegenerator regelt, terwijl met den

andere de magnetisatiestroom der frequentie-transformatoren wordt ingesteld.

Beide handwielen zijn mechanisch zoodanig gekoppeld dat:

1e. de bekrachtiging der hoogfrequentie-generatoren niet eerder geregeld kan worden, voordat de frequentietransformatoren door

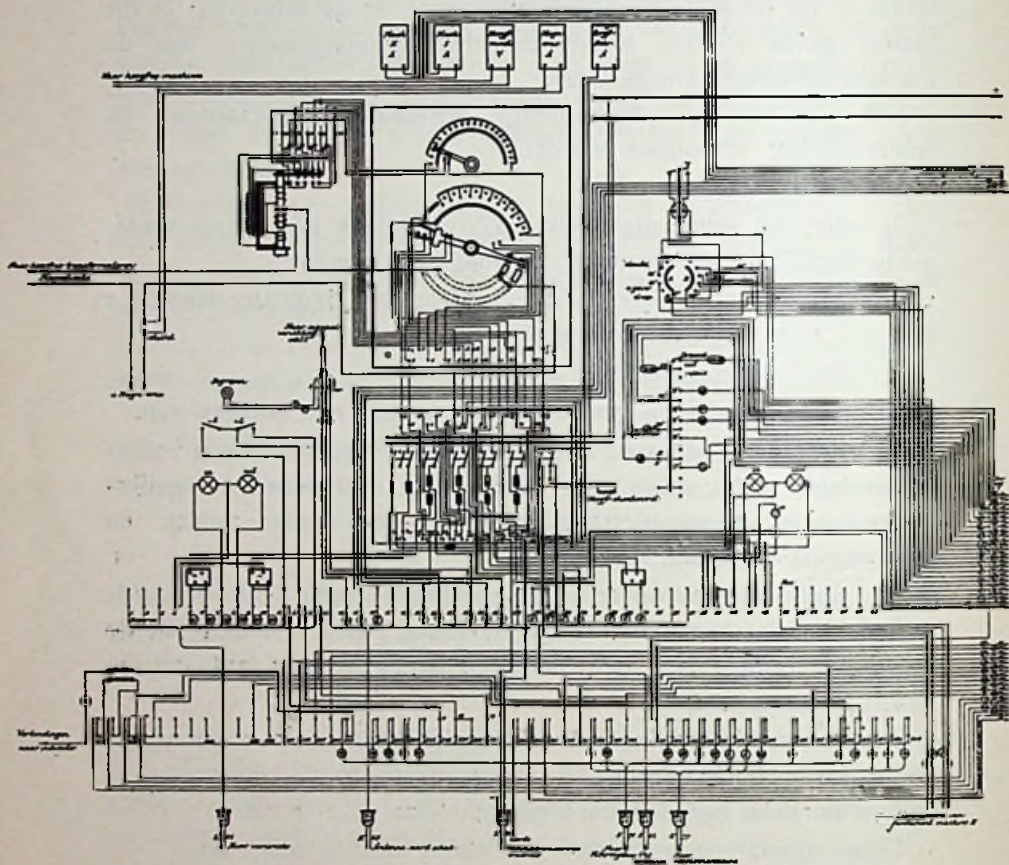


Fig. 11. Veld VIII. Schakellessenaar.

den anderen veldregelaar met een bepaalde stroomsterkte gemagnetiseerd zijn;

2e. deze laatste veldregelaar, niet beneden een zekeren magnetisatiestroom, kan worden teruggedraaid, alvorens de eerste veldregelaar geheel op nul is teruggezet (dus veld van hoogfreq. gen. uitgeschakeld). Hieruit zien we dus, dat de frequentietransformatoren zoowel electricch als mechanisch zoodanig beveiligd zijn, dat zij niet onder hoogfrequente spanning kunnen staan, alvorens voldoende gemagnetiseerd te zijn.

Het buitenste handwiel van den gecombineerden schakelregelaar



maakt en verbreekt tevens nog een contact voor de voeding van een gelijkstroommotor, welke den hoogfrequentie-scheidingschakelaar in en uitzet; afhankelijk van de draairichting van den motor. Deze scheidingschakelaar bevindt zich in de machineleiding, tusschen de secundaire zijde van den spanningstransformator en de seinspoel of de oude hoofdstroom-relais en dient voor de beveiliging van het machinepersoneel. Hij is van de geheele zaal uit zichtbaar, zoodat steeds gecontroleerd kan worden of het hoogfrequente gedeelte stroomloos is.

Nog aanwezig is op veld 8 een hefboomschakelaar waarmede de gelijkstroom voor den V geveer, voor de magneetwikkelingen der snelzendrelais, tusschenrelais en hoofdstroomrelais en voor de bekrachtiging van de seinspoel gesloten wordt.

Aan meters zijn in dit veld aanwezig: 1 gelijkstroom Amp.-meter 0—6 A. voor den veldstroom der hoogfrequentiegeneratoren, een dito 0—400 A. voor den magnetisatiestroom der frequentietransformatoren, een hoogfrequentie voltmeter (6000 per.) 0—1000 Volt, aanwijzende de spanning van een der beide hoogfrequentiegeneratoren; benevens twee Amp.-meters 0—400 Amp. voor stroomopname der beide 800 P.K. draaistroommotoren.

Schakelschema veld VIII. Zie fig. 11.

Als laatste der schakel tafels moet ten slotte genoemd worden veld II, welk veld als verbinding tusschen het centrale kantoor te *Amsterdam* en het radiostation dienst doet. Te *Amsterdam* bevinden zich de eigenlijke seingevende apparaten zooals seinsleutel- en Wheatstonezender, waarmede de teekens van het morseschrift gegeven worden, welke teekens te *Kootwijk* in hoëfrequente radio-signalen worden omgezet.

Eene nadere beschrijving van het kantoor te *Amsterdam* zal later worden gegeven.

Op veld II zijn een viertal relais aanwezig, benevens een eenvoudige omschakelaar.

De seinstroom, komende van *Amsterdam* gaat via een milliampère-meter en genoemden schakelaar naar de wikkelingen van een der beide lijnrelais (één als reserve). Deze relais maken zoodanig contact, dat er plus of minstroom van uit het 220 Volts gelijkstroomnet, — welke spanning door middel van een potentiometer gereduceerd wordt — door de magneetwikkelingen van 4 in serie geschakelde relais gezonden wordt. Drie van deze relais doen uitsluitend dienst ten behoeve van de toerenregeling; (niet op dit veld aanwezig) het vierde op veld II aanwezige relais is het eigenlijke voorrelais voor de seingeving.

Dit relais n.l. geeft rust of werkstroom aan den op veld 6 aanwezigen omschakelaar, waarmede een der beide snelzend- of tussenrelais worden ingeschakeld.

Als vierde relais treft men nog aan een signaalrelais, hetwelk arbeidsstroom uit *Amsterdam* ontvangt. Hierdoor wordt een signaalhoorn (veld 7) bediend, ten einde het personeel te waar-

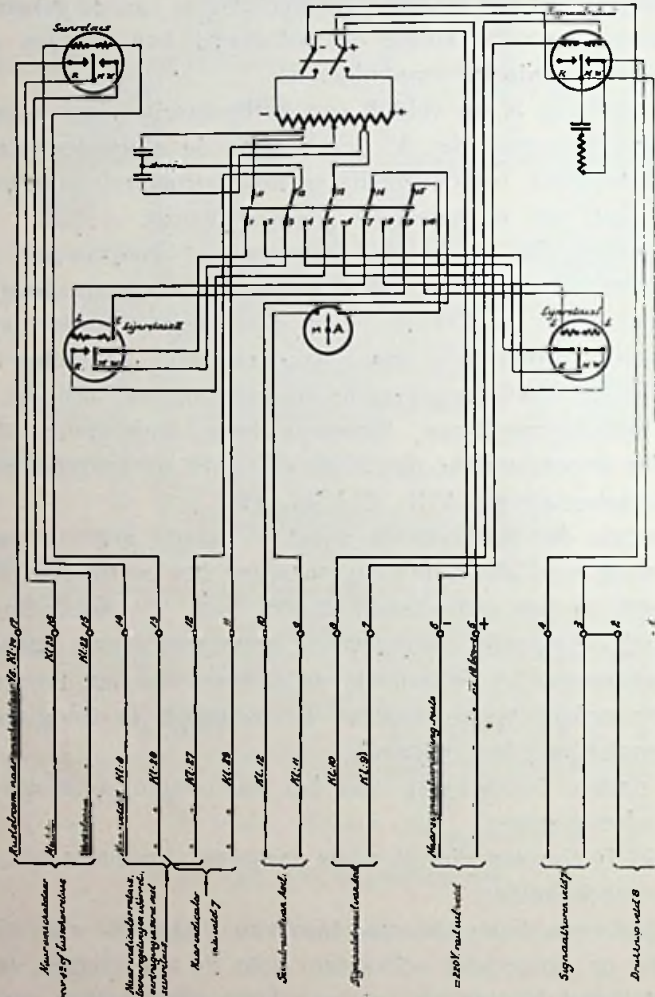


Fig. 12. Veld II. Schakelgalerij Radio Kootwijk.

schuwen. Deze hoorn kan eveneens door middel van een drukknop op den schakellessenaar (veld 8) bediend worden.

Aangezien het lijnrelais en het signaal-relais betrekkelijk groote stroomden moeten voeren, zijn de contacten door een condensator met weerstand overbrugd, waardoor vonkvorming zooveel mogelijk vermeden wordt.

Schakelschema veld II. Zie fig 12.

(Wordt vervolgd).

## Bouw van versterkers.

Door Ir. H. MAK.

(Vervolg van pag. 68.)

Het overbrengen van weerstand, capaciteit, zelfinductie en belasting van de secundaire geschiedt het gemakkelijkst met behulp van het z.g. vervangingsschema voor een transformator.

In de figuur 1 is dit vervangingsschema gegeven. De primaire spoel met alle eigenschappen ligt direct tusschen de klemmen. De belasting wordt gevoed in serie met de kortsluit reactantie:

$z_k = \sqrt{(r_1 + u - 2r_2)^2 + (x_{s1} + u - 2x_{s2})^2}$  waarin  $r_1$  en  $r_2$  de prim. en sec. weerstand zijn,  $x_{s1}$  en  $x_{s2}$  de spreidings reactanties,  $u$  de transformatieverhouding. De belasting, bestaande uit de spoelcapaciteit  $C_s$  en de rooster capaciteit  $C_r$  wordt dan aan de sec.

zijde een reactantie:  $x_2 = \frac{1}{\omega (c_s + c_r)}$  dus aan de prim. zijde:

$$x_2^1 = \frac{1}{u^2 \omega (c_s + c_r)}$$

Uit dit geheele stel is nu één resulterende keten af te leiden, welke dezelfde werking uitoefent. De resonantie van deze keten moet door juiste keuze der factoren of geheel buiten het geluidsgebied, of in een uiterste zône er van gebracht worden, in 't laatste geval met vermindering der resonantie door weerstandsdemping.

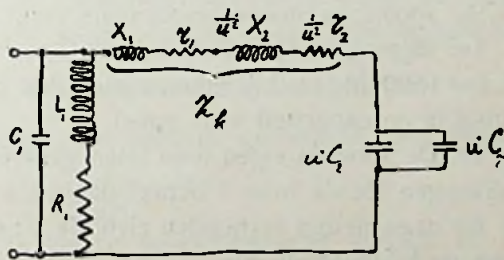


Fig. 1. Vervangingsschema.

Ter vergemakkelijking van de omrekening nemen we een spreidings coefficient  $k$  aan, zóó dat het product van de prim. zelfinductie en dien coefficient = de prim. spreidings zelfinductie, dus:  $k_1 L_1 = L_{1s}$  en voor de secundaire  $k_2 L_2 = L_{2s}$ . Practisch mogen nu  $k_1$  en  $k_2$  gelijkgesteld worden.

Hieruit volgt dan:  $\omega k L_1 = x_1$

$$\omega k L_2 = x_2$$

Daar de wikkilverhouding  $u$  is, zal de verhouding van prim. en sec. zelfinductie ongeveer zijn:

$$L_2 = u^2 L_1 \text{ zoodat:}$$

$$x_1 = \omega k L_1$$

$$x_2 = \omega u^2 k L_1 \text{ dus wordt de kortsluitreactantie:}$$

$$z_k = \sqrt{(r_1 + u - 2r_2)^2 + \omega^2 k^2 \left( L_1 + \frac{u^2}{\omega^2} L_1 \right)}$$

Daar de weerstand van de sec. spoel bij zelfde draadsoort ongeveer  $u$  maal die van de prim. spoel is, wordt nog  $r_2 = u r_1$  zoodat

$$z_k = \sqrt{(1+1)^2 r_1^2 + 2 \omega^2 k^2 L_1^2} = 2 \sqrt{r_1^2 + \omega^2 k^2 L_1^2}$$

Hiermede in serie ligt de capaciteit van de spoel zelf, met daaraan de rooster capaciteit parallel:  $u^2 C_2 = u^2 (C_{S2} + C_r)$ . Proef-ondervindelijk kunnen we hier de waarden vaststellen. Volgende tabel geeft een globaal overzicht van de gemeten spoelcapaciteiten:

Cs $\mu\mu$ F							dia- meter	
	min.	max.						
80	draad	0,07	1 × zijde	laagsgewijs,	spoellengte c.a.	30 mm.	20	30
160	"	0,07	"	"	"	60	20	30
150	"	0,07	emaille	"	"	30	20	30
200	"	0,05	"	"	"	30	20	30
scheidings- schijven van 2 mm.	6	"	0,07	1 × zijde	6 schijven,	breedte	2	20 30
	40	"	0,07	"	2	"	12	20 30
carton.	4	"	0,07	"	12	"	1	20 30
	12	"	0,05	emaille	6	"	2	20 25
	16	"	0,05	"	6	"	2	30 50
	12	"	0,07	1 × zijde	6	"	2	30 50

De spoelcapaciteiten werden als volgt gemeten:

1e. Bijvoegen (parallel) van de spoel aan een h.f. keten, b.v.  $\lambda = 1600$  M. en bijstemmen met den condensator. De bijstemming is de capaciteit v. d. spoel.

2e. De spoel in eigen toon laten genereeren en er een capaciteit bijvoegen tot de toon 1 octaaf daalt.

De capaciteiten verhouden zich als 1 : 4, dus is de spoelcap.  $1/3$  van de bijgevoegde cap.

Bij zeer geringe spoelcap. is de cap. van den generator relatief te groot, terwijl ook de meting slecht wordt bij zeer hoge tonen, waar intervallen moeilijk zijn te onderscheiden.

3e. Met lage frequentie wordt de zelfinductie vastgesteld. Daarna met geijkten generator de eigen frequentie meten door koppeling van dien generator met de spoel en opletten op de „klik” welke op onderlinge afstemming wijst.

Verskillende uitkomsten worden vergeleken en bij voldoende overeenstemming wordt een gemiddelde aangenomen.

Hieruit bleek 1e. dat de capaciteit van één schijf, op laagsgewijze spoel, omstreeks gelijk is aan die, welke men voor 1 draadlaag van die spoel, t. o. v. een naastliggende zou berekenen.

2e. Dat die capaciteit weinig afhankelijk is van het aantal win-

dingen of lagen, dat echter bij schijfwikkeling de capaciteit weer toeneemt als de schijven met grooter ringoppervlakken tegenover elkaar staan.

Bij voldoende tusschenisolatie der schijven wordt, indien de onderlinge capaciteit daardoor te verwaarloozen is, de spoelcapaciteit  $C_s = \text{ong. } \frac{1}{n} C_1$  waarin  $n$  het aantal schijfspoeltjes, en  $C_1$  de capaciteit daarvan is.

Dit laat zich verklaren: Als  $C_1$  op  $\frac{1}{n}$  deel van de spoel parallel staat, is op de heele spoel de invloed hiervan alsof bij een transformatieverhouding  $\frac{1}{n}$  de cap.  $C_1$  op de secundaire spoel stond, dus voor de geheele spoel gedraagt zich deze cap. als  $\frac{C_1}{n^2}$ . Er zijn echter  $n$  deelspoelen dus is de totale spoelcapaciteit weder  $n$  maal zoo groot dus  $C_s = n \frac{C_1}{n^2} = \frac{C_1}{n}$ .

Deze uitkomst is gemakkelijk te herleiden tot een vergelijking met de laagsgewijs gewikkelde spoel. Hadden we n.l. niet  $n$  schijven genomen, doch een, laagsgewijs gewikkelde spoel geconstrueerd, dan zou de capaciteit daarvan  $n$  maal zoo groot geweest zijn als van één schijf, dus  $n C_1$ . De geheele spoelcap. is met  $n$  schijven:  $\frac{1}{n} C_1$ , dus verhouden zich de eigen cap. van een laagsgewijze spoel, tot eene in schijven gewikkeld, met dezelfde bewikkelde kernlengte als  $1 : \frac{1}{n^2}$ .

Voor een bepaalde te kiezen spoelconstructie kunnen we dus vooraf de capaciteit aannemen. Hierbij voegen we de rooster-capaciteit als 5 tot 10  $\mu\mu F$  en brengen de som over naar de primaire zijde door vermenigvuldiging met  $u^2$ . Met de reeds berekende kortsluit-impedantie geeft dit een resulterende belastingsimpedantie, welke parallel komt aan de primaire spoel. Uit deze parallelschakeling komt ten slotte dus weer een impedantie te voorschijn, welke de resulterende impedantie is, waarmede de voorgaande anode is belast. Dit levert ons dan, met de formules van Schottky en Barkhausen de klemspanning welke hier zal optreden. Hieruit kunnen we dan de klemspanning berekenen, welke aan het rooster zal optreden, door eerst in 't vervangingsschema te berekenen welke de klemspanning is van de capaciteit van rooster en sec. spoel na overbrenging op de primaire zijde, en dan

deze spanning met  $u$  te vermenigvuldigen. We kunnen dan deze spanning vergelijken met die welke redelijkerwijs met een enkele smoorspoel is te bereiken, en de verhouding dier spanningen levert ons een getal, dat het relatieve voordeel van een transformator boven een smoorspoel aangeeft.

We kunnen echter ook een ander gebruik van deze theorie maken, n.l. om na te gaan welke bij bepaalde constructie de gunstigste transformatieverhouding is.

Het is uit 't voorgaande duidelijk dat bij bepaalde eigen capaciteit van de sec. winding, de totaal impedantie van 't vervangings-schema steeds lager wordt bij toenemende transformatieverhouding, terwijl dan ook de eigen frequentie (eigen frequentie van deze resulterende impedantie) steeds lager wordt, zoodat hooger transformatie-verhoudingen mogelijk zijn naarmate de eigen frequentie lager zijn mag. Voor telegrafie kan dus een meer effect gevende l.f. transformator worden geconstrueerd dan voor telefonie,

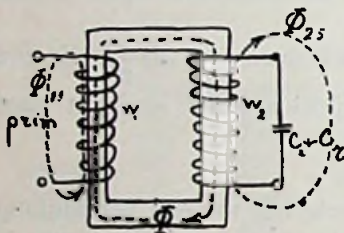


Fig. 2. Transformator, schematisch.

aangezien bij laatste de eigen frequentie hoog moet zijn en dus een naar verhouding lage waarde van  $u$  noodzakelijk is.

De waarde van  $u$  is op te voeren door de kwaliteit van de spoelconstructie te verhoogen.

De ijzerverliezen welke in de kernen optreden kunnen klein gehouden worden door groote windingsgetallen te gebruiken. Groote ijzernen maken het noodzakelijk windingsgetal kleiner, echter *niet* evenredig, want een dikkere kern bevat zooveel meer ijzergewicht, en bij dezelfde *inductie* in het ijzer ontstaat dus een evenredig hooger wattverlies. Dit kan dan slechts weer gereduceerd worden door weer meer windingen te nemen, hetgeen den weerstand verhoogt, en daarmee wel de zuiverheid in de hand werkt, doch boven zekere grens de secundaire klemspanning benadeelt.

Als voorbeeld zullen we de gewenschte transformatieverhouding uitrekenen voor 1e telegrafie; 2e telefonie voor een, volgens veelgebruikelijke laagsgewijze wikkeling geconstrueerden transformator met ong. 1,2 c.M.<sup>2</sup> kern, bewikkeld met 0,07 emaliedraad; welke moet werken achter een lamp met een spanningsversterking 14 en eigen weerstand 60.000  $\Omega$ .

Voor telegrafie is de eisch: resonantie op den toon voor welke het oor het meest gevoelig is, d.w.z. b.v. 800 perioden, zoodat

$2 \pi \infty = \omega = 5000$  (rond). Nemen we een primaire wikkeling van 4000 windingen dan is hiervoor  $L$  ongeveer 11 H, en bij 30 m.M. spoellengte wordt  $c_{\text{prim.}} = 150 \mu \mu F$ ; prim. weerstand  $800 \Omega$ .

Zij de spreiding 10 % hetgeen we motiveeren uit de vergelijking met andere transformatoren, en door globale berekening van de spreiding b.v. volgens Arnold of „handl. transformatoren”, dan is  $k = 0,1$  en laat zich de kortsluit impedantie berekenen volgens onze formule:

$$z_k = 2 \sqrt{r_1^2 + \omega^2 k^2 L_1^2}.$$

Bij serieschakeling van de spoelcapaciteit, komt daaraan parallel de roostercapaciteit (welke laatste van geen invloed meer is op de veel grootere eigencapaciteit v. d. spoel) komt met  $z_k$  in serie de cap.:  $u^2 (C_s + C_r) =$  ongeveer  $u^2 C_s$ . Dit levert een belasting-impedantie, in 't vervangingsschema parallel a. d. prim. spoel:

$$z_2 = \sqrt{4 r_1^2 + \left\{ 2 \omega k L_1 - \frac{1}{\omega u^2 C_s} \right\}^2}$$

waarin blijkbaar  $u$  de eenige onbekende is.

Noemen we den vorm tusschen  $\{\}$   $X_2$  en  $4 r_1^2 = R_2^2$  dan is

$$z_2 = \sqrt{R_2^2 + X_2^2} \text{ en } \cos \varphi_2 = \frac{R}{Z_2}.$$

De admittantie wordt dan  $y_2 = \frac{1}{Z_2}$  onder een hoek  $\varphi$ .

De admittanties zijn de omgekeerden van impedanties, d. i. de stroomwaarde bij de eenheid van klemspanning, dus kunnen we het begrip wattcomponente en wattlooze componente invoeren. De prim. spoel heeft een impedantie van weerstand en zelfinductie

$z_1^1 = \sqrt{r_1^2 + \omega^2 L_1^2}$  met daaraan parallel  $z_1^{11} = \frac{1}{\omega c}$  hetgeen de

admittanties  $y_1^1 = \frac{1}{Z_1^1}$  en  $y_1^{11} = -\omega c$  oplevert met  $\sin$

$\varphi_1^1 = \frac{\omega L_1}{Z_1^1}$  dus een wattlooze componente der admittantie:  $\frac{\omega L_1}{Z_1^1} \cdot 2$ ;

$y_1^{11}$  is geheel wattloos, dus is de wattlooze resultante  $y_1 \sin \varphi_1 =$

$\frac{\omega L_1}{r_1^2 + \omega^2 L_1^2} - \omega c$ . Is  $r_1^2$  te verwaarloozen in optelling met  $\omega^2 L_1^2$  hetgeen zéér waarschijnlijk is, dan levert dit den eenvoudigen

vorm  $y_1 \sin \varphi_1 = \frac{1}{\omega L_1} - \omega c$ .

De wattcomponente van  $y_1^1$  dus  $y_1^1 \cos \varphi_1^1 = \frac{r_1}{r_1^2 + \omega^2 L_1^2}$  hetgeen we bij verwaarloozing van  $r_1^2$  tegen  $\omega^2 L_1$  gelijk mogen

stellen aan:  $y_1^1 \cos \varphi_1^1 = \frac{r_1}{\omega^2 L_1^2}$ . De totale admittantie der prim. spoel is dan

$$y_1 = \sqrt{\left(\frac{r_1}{\omega^2 L_1^2}\right)^2 + \left(\frac{1}{\omega L_1} - \omega c_1\right)^2}$$

De resulterende admittantie is  $\bar{y} = \bar{y}_1 + \bar{y}_2$ .

De watt componente is dan  $y \cos \varphi = y_1 \cos \varphi_1 + y_2 \cos \varphi_2 = y \cos \varphi = \frac{R^2}{Z_2^2} + \frac{r_1}{\omega^2 L_1^2}$  welke te berekenen is.

De wattlooze componente wordt:

$$y \sin \varphi = y_1 \sin \varphi_1 + \frac{X_2}{Z_2^2} \text{ en de totale admittantie:}$$

$$y = \sqrt{y^2 \cos^2 \varphi + y^2 \sin^2 \varphi}$$

De belastingsimpedantie in de anodeketen v. d. voorgaande lamp is dan het omgekeerde hiervan, en deze wenschen we zoo groot mogelijk, met relatief een lage waarde van  $r$  t.o.v.  $\omega L$ , d.w.z. resonantie op  $\omega = 5000$ , bij welke hoeksnelheid dus het wattlooze deel, d. i.  $y \sin \varphi$  gelijk nul moet worden. De vergelijking die dus de transformatie verhouding moet opleveren is dan

$$y \sin \varphi = 0 \text{ of}$$

$$y_1 \sin \varphi_1 + \frac{X_2}{Z_2^2} = 0.$$

De eerste term is in zijn geheel te berekenen:

$$Z_1^1 = \sqrt{X_1^2 + \omega^2 L_1^2} = \sqrt{(800)^2 + (5000 \cdot 11)^2} = 55000.$$

$$y_1^1 \sin \varphi_1^1 \text{ is dan } \frac{1}{55000} = 18,3 \cdot 10^{-6} \text{ na ijlend,}$$

$$y_1^{11} \text{ is } \omega C_1 = 5000 \cdot 150 \cdot 10^{-12} = 0,75 \cdot 10^{-6} \text{ vóór ijlend,}$$

$$y_1 \sin \varphi_1 = (18,3 - 0,75) \cdot 10^{-6} = 17,55 \cdot 10^{-6} \text{ na ijlend.}$$

Hieruit volgt, dat om aan den resonantie eisch te voldoen,  $\frac{X_2}{Z_2^2} = 17,55 \cdot 10^{-6}$  m h o voor ijlend moet zijn, d.w.z.

$$\frac{X_2}{Z_2^2} = -17,55 \cdot 10^{-6}.$$

Stellen we bij verwaarloozing van  $R_2^2$  tegen  $X_2^2$

$$y_2 \sin \varphi_2 = \frac{X_2}{R_2^2 + X_2^2} = \frac{1}{X_2} = -17,55 \cdot 10^{-6}.$$

$$\frac{1}{2 \omega k L_1 - \frac{1}{\omega u^2 c_s}} = -17,55 \cdot 10^{-6}$$

$$\frac{-10^6}{17,55} = \left(2 \omega k L_1 - \frac{1}{\omega u^2 c_s}\right)$$



$$\begin{aligned}
 - 5,7 \cdot 10^4 &= 2 \cdot 5000 \cdot 0,1 \cdot 11. - \frac{10^{12}}{5000 \cdot 150 \cdot u^2} \\
 - 6,8 \cdot 10^4 \cdot u^2 &= - 1,33 \cdot 10^6 \\
 u^2 &= \frac{133}{6,8} = 19,6 \\
 u &= 4,43.
 \end{aligned}$$

Verwaarloozen we niet  $R_2^2$  tegen  $x_2^2$ , dan vinden we  $u = 4,46$  waaruit wel blijkt hoe gering de invloed der verwaarloozing is. We vinden dan echter ook een tweeden wortel voor  $u$  n.l. ongeveer 11, welke de oplossing is voor 't geval we niet  $17,55 \cdot 10^{-6}$  m h o voor ijlend, doch na ijlend hebben moesten, en die aan de andere zijde van het resonantiepoint  $x_2 = 0$  ligt. Met de verhouding 1 : 4,46 resonanceert de versterker dus op ongeveer hoeksnelheid 5000, d. i. een frequentie  $\frac{5000}{2\pi} = 795 \sim$  ongeveer, want de juistheid van den spreidingscoëfficiënt  $k = 0,1$  is niet overbluffend groot. Doch geeft de totale berekening een beeld van de toestanden, dat voldoende getrouw is aan de werkelijkheid. We moeten nu overgaan tot het bepalen van de verkregen klemspanning.

(Wordt vervolgd).

## Hoogfrequent Versterking.

In een vorig artikel <sup>1)</sup> werd in het kort de invloed aangegeven van de plaat-roostercapaciteit op de hoogfrequentschakeling met afgestemde anodekring, speciaal wat de genereeroneiging betreft, die daarbij optreedt.

Hieronder volgen eenige beschouwingen welke een voorstelling geven van den invloed der diverse grootheden in het schema op die genereeroneiging en hoe deze praktisch kan vermeden worden.

In fig. 9 is de hoogfrequentlamp met de beide afstembare kringen voorgesteld, de plaat-roostercapaciteit is door C aangeduid.

Er is verder verondersteld, dat de kringen I en II niet inductief met elkaar gekoppeld zijn.

<sup>1)</sup> Door omstandigheden was de copie voor het vorige nummer van Radio-Nieuws te laat ingezonden. Intusschen behandelde Dr. H. M. Plas reeds wiskundig de invloed van de rooster-plaatcapaciteit in de hoogfrequentschakeling, zoodat in dit vervolg diverse berekeningen, welke weliswaar anders waren opgezet, zijn weggelaten.

Verbetering: In No. 2, bl. 45, moet in den teller van de formule de versterkingsfaktor  $k$  staan in plaats van 1.

Bij deze schakeling is dan alleen genereeren mogelijk, wanneer de impedanties van de kringen tusschen a—b en p—q van inductieven aard zijn.

Daar echter deze impedanties van de frequentie afhangen kan

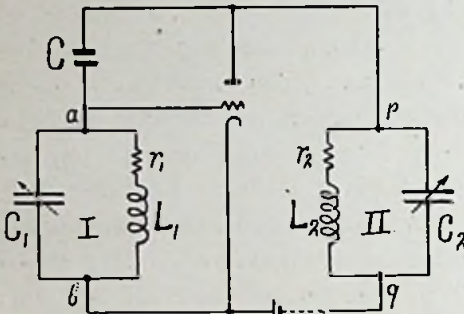


Fig. 9

men direct zeggen, dat alleen genereermogelijkheid bestaat voor die frequentie, waarbij kring I en II als zelfinducties optreden.

Denken wij ons I en II door inductieve impedanties vervangen, dan ontstaat het bekende zend-schema van fig. 10. Hierin is

$$L_1^1 = \frac{1}{\omega C_1} \times \frac{L_1 \left( \frac{1}{\omega C_1} - \omega L_1 \right) - \frac{r_1^2}{\omega}}{r_1^2 + \left( \frac{1}{\omega C_1} - \omega L_1 \right)^2}$$

$$\text{en } r_1^1 = \frac{\frac{r_1}{\omega^2 C^2}}{r^2 + \left( \frac{1}{\omega C_1} - \omega L_1 \right)^2}$$

voor  $L_2^1$  en  $r_2^1$  treden analoge waarden op.

Voor het schema volgens fig. 10 zijn gemakkelijk de vergelijkingen op te stellen waaruit de frequentie bij genereeren is af te leiden en een voorwaarde waaraan de grootheden van het schema moeten voldoen, opdat zulks mogelijk zij. Denken wij ons eens gemakshalve  $r_1^1$  en  $r_2^1$  gelijk nul dan volgt de frequentie uit.

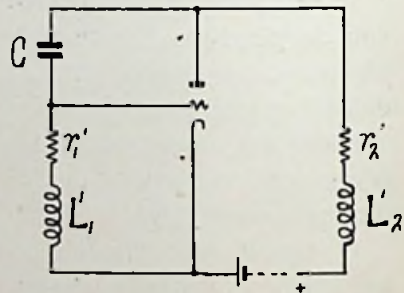


Fig. 10

$\omega^2 (L_1^1 + L_2^1) C = 1$  terwijl als voorwaarde voor genereeren gevonden wordt, dat  $k \times L_1^1 = L_2^1$  indien  $k$  de versterkingsfactor van de lamp voorstelt.

Het beschouwde geval is in zooverre gecompliceerder dat  $r_1^1$  en  $r_2^1$  beslist niet te verwaarloozen zijn, terwijl tevens in het oog moet gehouden worden, dat, zoo als reeds werd aangegeven,  $L_1^1$ ,  $L_2^1$ ,  $r_1^1$  en  $r_2^1$  functies van de frequentie zijn.

Men kan echter reeds direct zeggen, dat de frequentie die bij

genereeren optreedt kleiner moet zijn, dan die der afgestemde kringen, of ook dat de golflengte welke zich instelt grooter moet zijn dan van ieder der beide kringen, zulks omdat alleen daarvoor I zoowel als II inductief worden.

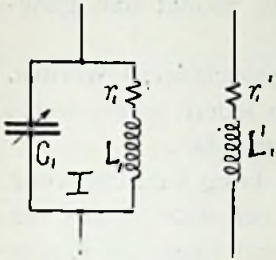


Fig. 11

In fig. 11 is kring I nog eens aangegeven met ernaast het vervangingsschema. In fig. 12 is verder deze  $L_1^1$  en  $r_1^1$  als functie van  $\frac{\omega}{\omega_{res}}$  geschetst.

A en  $A^1$  zijn de waarden van  $L_1^1$  respect.  $r_1^1$  voor het geval in kring I de volgende grootheden zijn gedacht:

$L_1 = 2$  milli henry  $r_1 = 10$  ohm  $C_1 = 320 \mu\mu F$  ( $\lambda_{res} = 1500$  M.). In de buurt van  $\omega_{res}$  wordt de vervangende zelfinductie een maximum, doch is bij  $\omega_{res}$  gelijk nul, terwijl dan juist de vervangingsweerstand maximum is.

B en  $B^1$  zijn de waarden van  $L_1^1$  en  $r_1^1$  voor het geval in kring I de weerstand niet  $10 \Omega$  doch  $25 \Omega$  bedraagt.

Men ziet hieruit den grooten invloed van spoelen met weinig weerstand. De verhouding van de vervangingszelfinductie en weerstand is daarbij veel beter dan bij spoelen met grooten weerstand, en deze verhouding bepaalt in zekere mate het al of niet genereeren.

Voor kring II kan men dergelijke grafieken teekenen. Getroost men zich de moeite de vergelijkingen geheel uit te schrijven en in de formules bepaalde waarden in te lasschen, dan vindt men, dat genereermogelijkheid optreedt voor frequenties, welke links van de maxima  $M_1$  respect.  $M_2$  liggen.

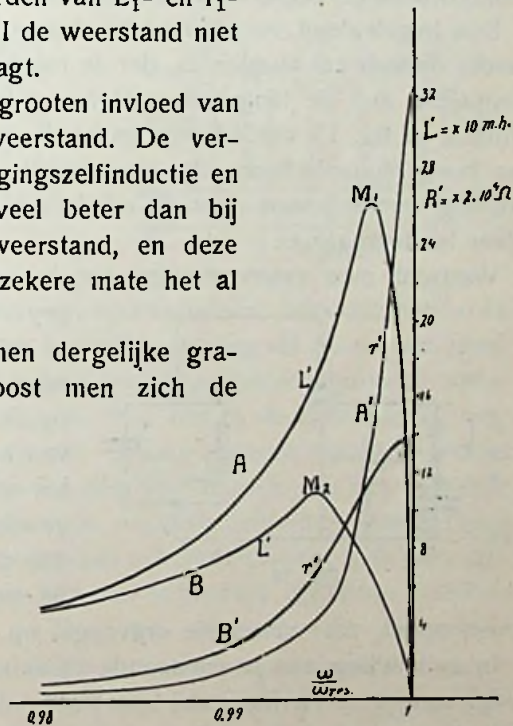


Fig. 12

De frequentie welke zich zal instellen blijft echter in de buurt van  $\omega_{res}$ , zoodat  $L_1^1$  en  $L_2^1$  van zulke grootteorde worden, dat zij ongeveer zooveel grooter zijn t/o van de oorspronkelijke  $L_1$  en

$L_2$  als de rooster-plaatcapaciteit  $C$  kleiner is t/o van  $C_1$  en  $C_2$ .

Men ziet echter bij vergelijking van de grafieken A en B dat bij eenigszins groote weerstanden in kring I de waarde van de maximale vervangings zelfinductie snel daalt, zoodat dan genereeren achterwege blijft.

In het algemeen kan uit bovenstaande geconcludeerd worden, dat de genereereneiging verminderd wordt op iedere wijze, welke de vervangingszelfinductie  $L_1^1$  klein maakt t/o van  $L_2^1$ .

Practisch heeft men dit in de hand door in kring I de capaciteit  $C_1$  groot en de spoel  $L_1$  klein te kiezen; of ook door slechts een gedeelte van de zelfinductie van kring I aan het rooster te leggen zoodals fig. 13 aangeeft.

Wanneer de roosterspoel  $L_r$  eene waarde heeft van minder dan de helft van van de zelfinductie in de anodekring, treedt er geen genereereneiging meer op in het hoogfrequentschema, ook dan, wanneer de demping van kring I zeer gering is door het gebruik van goed uitgevoerde litzendraadspoelen.

Een begeleidend verschijnsel bij deze schakelwijze dat hier niet verder ontleed zal worden, is, dat de roosterkring door de geringer koppeling met de lamp vrij veel aan selectiviteit wint. Bij aansluiting in fig. 13 van antenne en aarde aan 1 en 2 verkrijgt men een hoogfrequentschema, dat storingsvrijer is dan de normale uitvoering en dat tevens door de mindere genereereneiging gemakkelijker hanteerbaar is.

Wenscht men raamontvangst toe te passen, dan is het aan-

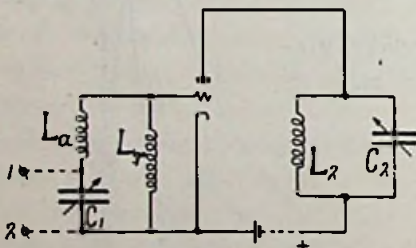


Fig. 13

gegeven schema zonder meer te gebruiken. Heeft men een raam met vrij veel zelfinductie, dan kan dat in de plaats van zelfinductie  $L_a$  aangesloten worden. Een gespatieerd gewikkeld raam met niet te dun draad levert, in combinatie met een weinig gedempte

roosterspoel, zeer selectieve ontvangst op.

In aansluiting aan bovenstaande zij er nog op gewezen, dat bij laagfrequent versterking aan rooster en plaatzijde eveneens zelfinducties voorkomen, welke met de plaat-rooster capaciteit der lamp genereerende systemen kunnen opleveren. Uit het besprokene kan men afleiden, dat eene behoorlijke demping in de spoelen der transformatoren en eene niet te hooge transformatieverhouding de mogelijkheid tot genereeren vermindert.

Bij hoog- zoowel als bij laagfrequentversterking zijn alle draden welke de capaciteit tusschen rooster en plaat verhoogen te vermijden.

Ir. L. H. M. HUYDTS.

## Radio-Lampen.

Door H. NILLESEN en H. C. A. VAN DUUREN.

(Vervolg.)

In fig. 9 werd het schema gegeven van een eenlampversterker met weerstandskoppeling. Hierbij doen zich geen bezwaren van principieelen aard voor. Zoodra we echter meer lampen bezigen, komt de plaatsspanning van de voorgaande lamp op het rooster van de volgende. Om dit te vermijden, kan men een tegen-batterij toepassen. Zie fig. 14. Zoo een tegenbatterij zou groot moeten zijn,

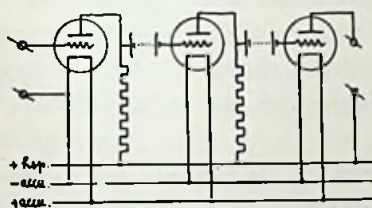


Fig. 14.

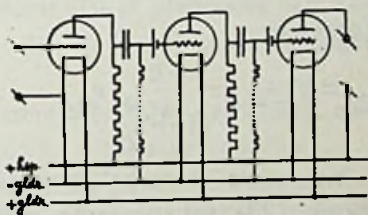


Fig. 15.

en bovendien zou een kleine onregelmatigheid, bijvoorbeeld in de eerste tegenbatterij, als een krachtige storing uit de laatste lamp treden. Algemeen wordt dan ook toegepast een roostercondensator (met lekweerstand). Zie fig. 15. Men ziet in de roosterketen nog een batterij opgenomen, die het rooster negatief maakt. Het kan namelijk voorkomen, dat bij een bepaalde waarde van den lekweerstand het rooster niet voldoende negatief gehouden wordt (vergelijk figuur 10); terwijl nu tevens, ook voor zwakke geluiden, gegarandeerd wordt, dat men met een behoorlijk negatieve rooster-spanning werkt.

Ten gevolge van dezen roostercondensator met lekweerstand zal vervorming optreden; en wel om twee redenen.

1e. De impedantie  $Z_a$  in de anodenketen is afhankelijk van de frequentie. In fig. 16 zien we, dat:

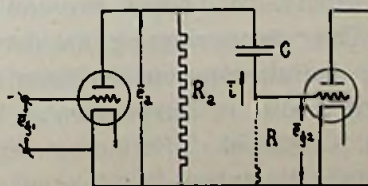


Fig. 16.

$$\bar{Z}_a = \frac{R_a \left( R - \frac{j}{\omega C} \right)}{R_a + R - \frac{j}{\omega C}}$$

Vermenigvuldiging van teller en noemer met

$$R_a + R + \frac{j}{\omega C}$$

en rangschikking naar reëel en imaginair gedeelte geeft:

$$\bar{Z}_a = \frac{R_a^2 R + R_a R^2 + \frac{R_a}{\omega^2 C^2}}{(R_a + R)^2 + \frac{1}{\omega^2 C^2}} - j \frac{\frac{R_a^2}{\omega C}}{(R_a + R)^2 + \frac{1}{\omega^2 C^2}}$$

en hieruit volgt

$$Z_a = \frac{\sqrt{\left( R_a^2 R + R_a R^2 + \frac{R_a}{\omega^2 C^2} \right)^2 + \frac{R_a^4}{\omega^2 C^2}}}{(R_a + R)^2 + \frac{1}{\omega^2 C^2}} \dots \dots \dots (23)$$

Verder is

$$e_a = V_e \bar{e}_{g1} = \frac{k}{1 + \frac{R_1}{Z_a}} e_{g1} \dots \dots \dots (24)$$

Indien we in vergelijking (24) voor  $Z_a$  de waarde uit vergelijking (23) substitueeren zien we, dat bij een bepaalde waarde van  $e_{g1}$  voor verschillende frequenties verschillende waarden van  $e_a$  optreden.

*Er zal voor hogere frequenties een geringere versterking plaats hebben.* Is echter de wisselstroom weerstand van C, voor de laagst voorkomende frequentie, klein ten opzichte van die van R, (dus C groot) dan zal deze vervorming slechts gering zijn.

2. De beschikbare spanning  $\bar{e}_a$  komt niet heelemaal op het rooster der volgende lamp: de tak RC werkt als een spanningsdeeler. Voor verschillende frequenties zal een verschillende verdeling van  $\bar{e}_a$  optreden over R en C. Is voor de laagst voorkomende frequentie de wisselstroomweerstand van C klein ten opzichte van die van R, (dus C groot), dan zal deze vervorming slechts gering zijn.

Over de vervorming, die door deze laatste oorzaak optreedt en de daaruit volgende minimum toelaatbare waarde van C, handelt een artikel in „Experimental Wireless” September 1924 van F. M. Colebrook: „Further notes on resistance-capacity amplification”. We zullen de aldaar gevolgde methode voor een deel overnemen. In genoemd artikel worden de gevolgen van de verandering

van  $Z_a$  met de frequentie buiten beschouwing gelaten. We zullen dien invloed hier wèl nagaan. Ook in andere opzichten zijn we het niet geheel met Mr. F. M. Colebrook eens.

In fig. 16 zien we, dat :

$$\bar{i} = \frac{\bar{e}_a}{R - \frac{j}{\omega C}} = \frac{j \omega C}{j \omega C R + 1} \bar{e}_a$$

dus

$$\bar{e}_{g2} = j R = \frac{j \omega C R}{j \omega C R + 1} \bar{e}_a$$

waaruit volgt, dat :

$$e_{g2} = \frac{\omega C R}{\sqrt{1 + \omega^2 C^2 R^2}} e_a \dots \dots \dots (25)$$

Hoe hooger de frequentie wordt, des te meer zal  $\frac{e_{g2}}{e_a}$  tot 1 naderen: voor *hoogere frequenties zal een krachtiger versterking optreden.*

We zien, dat deze beide vervormingen elkaar juist voor een deel compenseeren. 't Zal van de keuze van  $R_i$ ,  $R_a$ ,  $R$  en  $C$  afhangen welke der beide fouten overheerscht.

Combineeren we de vergelijkingen (23), (24), en (25) dan krijgen we :

$$e_{g2} = e_{g1} \frac{k R}{\sqrt{R^2 + \frac{1}{\omega^2 C^2}}} \frac{T}{N} \dots \dots \dots (26)$$

waarin :

$$T = \sqrt{\left(R_a^2 R + R_a R^2 + \frac{R_a^4}{\omega^2 C^2}\right)^2 + \frac{R_a^4}{\omega^2 C^2}}$$

en

$$N = \sqrt{\left(R_a^2 R + R_a R^2 + \frac{R_a^4}{\omega^2 C^2}\right)^2 + \frac{R_a^4}{\omega^2 C^2} + R_i \left\{ (R_a + R)^2 + \frac{1}{\omega^2 C^2} \right\}}$$

We komen nu tot de vraag: voor welke waarden van  $R_a$ ,  $R$  en  $C$  zal de kromme  $e_{g2} = f(\omega)$  waarbij  $e_{g1} = \text{constant}$   $\omega$  varieert tusschen nader vast te leggen grenzen, bij een gegeven lamp een verloop vertoonen, dat niet te veel van een rechte afwijkt.

Ter oplossing van dit vraagstuk zullen we eerst nagaan welke grenzen we aan de beschouwde frequenties kunnen stellen.

In de muziek-theorie neemt men voor de orkest a:  $a_1 = 435$  trillingen per seconde. Hieruit volgt  $c = 129,32$  trillingen per seconde. In de natuurkunde gebruikt men voor het gemak  $c = 128$ . Dit wordt eenvoudiger rekenen.

Bij zang liggen de frequenties ongeveer tusschen  $e_{-1} = 90$  (bas) en  $c_3 = 1024$  (sopraan), afhankelijk van de lengte der stembanden.

De bij muziekinstrumenten voorkomende frequenties liggen tusschen  $c_{-3} = 2^{-3} \cdot 128 = 16$  en  $c_5 = 2^5 \cdot 128 = 4096$ .

De hoorbaarheid strekt zich uit over een veel grooter gebied en is sterk persoonlijk. Zelfs zijn soms de twee ooren bijvoorbeeld voor hogere frequenties niet even gevoelig. Brewster vertelt in het „Philosophical Magazine” 25, 1806, dat hij een krekel slechts met één oor hoorde, terwijl voor gewone frequenties zijn beide ooren even gevoelig waren. Als ze hard genoeg zijn kan men nog buitengewoon hoge frequenties hooren. In de Annalen der Physik 2, 1900, pag. 469, vinden we een verhandeling van M. Th. Edelmann. Hij constateerde, dat de bovenste grens van hoorbaarheid bij velen boven de 50.000 ligt.

Ook met de benedenste grens hebben zich verscheidene natuurkundigen bezig gehouden. Erg laag komt bijvoorbeeld Appunn. (Zie: „Beiblätter zu den Annalen der Physik” 14. 1892, pag. 362). Van hogere frequenties afdalend hoorde hij nog ongeveer 9 trillingen per seconde. Van beneden af begon hij eerst bij 11 iets te hooren.

Ook bij experimenten op dit gebied doen zich verscheidene moeilijkheden voor, die het trekken van juiste conclusies lastig maken. We zullen hierop niet nader ingaan.

Resultaten van nieuwere onderzoekingen op dit gebied vindt men meegedeeld in „Electrical Communication” Vol. 1. No. 1 en Vol. II No. 4 (1924) waaraan we ook fig. 17 ontleenen.

Indien we rekening houden met de hogere harmonischen, dan liggen de frequenties van wat tegenwoordig door een omroepstation wordt uitgezonden tusschen 16 en 10.000. We krijgen goede weergave indien we een toestel hebben, dat tusschen ongeveer 50 en 5000 trillingen zuiver overbrengt. Er is zelfs goede verstaanbaarheid en een vrij natuurlijke weergave van de stem bereikt met een systeem, dat slechts trillingen overbracht van 1000 tot 3000.

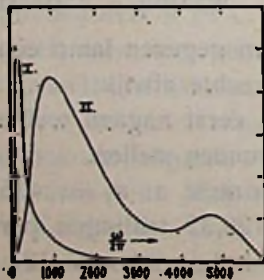


Fig. 17

In fig. 17 geeft kromme I aan hoeveel energie bij het spreken door de verschillende frequenties relatief wordt overgebracht; kromme II in hoeverre de frequenties in onderlinge verhouding van belang zijn voor de duidelijkheid. 't Is erg slecht na te gaan of deze gegevens juist zijn. Voornamelijk ten opzichte van kromme II lijkt



ons eenige twijfel geoorloofd. In ieder geval levert die figuur een vrij merkwaardig beeld; vooral kromme I, die ons leert, dat het van belang is, dat de frequenties van ongeveer 100 tot 300 zuiver worden weergegeven. (Vergelijk de Marconi Ideal transformatoren).

We zullen een condensator uitrekenen zóó, dat de vervorming onder 2e genoemd niet grooter dan 3 % wordt. We kunnen hieronder verstaan, dat toon 50 met 3 % geringer amplitude mag overkomen dan toon 5000 want de kromme  $e_{g2} = f(\omega) e_a$  zal een met  $\omega$  stijgende lijn zijn zonder discontinuïteiten.

De uit deze berekening gevonden waarde van C zullen we in (26) substitueeren en dan nagaan hoe groot de totale vervorming (tengevolge van 1e en 2e) zal worden.

De onder 2e genoemde vervorming zal, zooals reeds werd aangegeven, afhangen van de verhouding

$$R : \frac{1}{\omega C} = R \omega C = a$$

Dit gesubstitueerd in vergelijking (25) geeft

$$e_{g2} = \frac{a}{\sqrt{1+a^2}} e_a \dots \dots \dots (27)$$

Voor een groote waarde van  $a = \omega C R$ , kunnen we 1 verwaarloozen ten opzichte van  $a^2$  en krijgen we  $e_{g2} = e_a$ . Indien voor de laagst beschouwde frequentie (50) aan deze voorwaarde bij voldoende benadering voldaan is, wordt er voor frequentie 5000, waar  $a$   $100 \times$  zoo groot is, zeker aan voldaan.

We moeten dus zorgen, dat, voor frequentie 50, het product  $\omega C R$  een voldoende grootte heeft. F. M. Colebrook neemt  $R = 0.25$  megohm, omdat bij hogere waarden gillen zou optreden. Wij ondervonden echter niet den minsten last bij 2 megohm en zullen daarom deze waarde hier aanhouden. Verder schijnt de oplossing van dit vraagstuk eenvoudig: we maken C zeer groot met als gevolg een zeer kleine vervorming. Echter zal de te gebruiken condensator, daar we, vanwege de betrekkelijk groote benodigde capaciteit, gèn lucht als dielectricum bezigen, eenigszins lekken en wel mèèr, naar mate de capaciteit gròòter is. Hierdoor krijgt het rooster der volgende lamp positieve spanning, dus roosterstroom, met hevige vervorming. *We houden den condensator daarom liefst zoo klein mogelijk*, derhalve stellen we voorop welke vervorming we toelaatbaar achten en berekenen hieruit de minimum grootte van den condensator.

Indien we het naciijferen is makkelijk in te zien, dat we voor frequentie 5000

$$\frac{a}{\sqrt{1+a^2}} = 1$$

kunnen nemen. Dit blijkt ook uit de verdere berekening.

Dan zal voor frequentie 50

$$\frac{a}{\sqrt{1+a^2}} = 0.97 \text{ mogen zijn. Hieruit volgt, dat } a = 4.$$

Dus

$$C = \frac{a}{\omega R} = \frac{4}{2 \cdot \pi \cdot 50 \cdot 2} = 0,0064 \mu \text{ F.}$$

Dit alles geldt voor een versterker waarin slechts één condensator met lekweerstand voorkomt. Bij een meerlampsversterker moeten we nu nog uitrekenen welke vervorming we voor één lamp met condensator en lekweerstand kunnen toelaten wanneer we in totaal weer 3 % toestaan.

(Wordt vervolgd.)

## Nog eens hoorns voor Luidsprekers.

Ir. Verff publiceerde in het Maartnummer van Radio-Nieuws belangrijke gegevens omtrent gebogen hoorns voor luidsprekers. Ook ik heb het ombuigen van den hoorn op de wijze tot stand gebracht als de heer Verff aangeeft, waarbij ik echter voor het maken van het model eenigszins anders te werk ben gegaan. Naar mijn meening is mijn methode iets eenvoudiger, waarom ik deze dan ook hier zal mededeelen. Overigens had ik den hoorn geheel berekend naar de gegevens uit het artikel van Ir. Mak in R.-N. 1924, No. 7.

Ir. Verff gaat bij de constructie van het model uit van een as (ijzerdraad) en bevestigde daarop de zeshoekige doorsneden. Ik ben echter uitgegaan van de symmetriedoorsnede, gemaakt uit stevig carton (middelste figuur van fig. 4, pag. 96 in het Maartnummer van R.-N.). Loodrecht hierop lijmde ik aan beide zijden langs de lijnen die ook in bovengenoemde figuur aangegeven staan, de *halve* zeshoekige doorsneden. Men krijgt zoo hetzelfde als fig. 5 in het artikel van Ir. Verff, echter met het symmetrievlak uitgevoerd van carton. Om de doorsneden goed recht te houden kan men rechthoekige schotjes van carton tusschen plaatsen.

Eigenlijk is echter de uitvoering van het geheele model niet noodig. Als het alleen om den vorm van de banen te doen is, kan men volstaan met de helft; omdat immers de hoorn symmetrisch is. Men kan dan de symmetriedoorsnede teekenen op een vlakke

plank en loodrecht hierop de halve doorsneden vastlijmen. Dit is een belangrijke besparing aan werk.

Bij hoorns die dunner uitloopen dan Ir. Verff aangeeft, b.v. met beginopening van 1 c.M. voor kleinere trilplaten, verdient het overweging de keel te maken als Ir. Mak aangeeft, dus van afgeknotte kegeltjes. De constructie wordt dan minder stevig, maar dit kan verholpen worden met een koperen trechter.

Boskoop.

B. DE BRUIN.

\* \* \*

Na het opzenden van het vóórstaande artikel aan de redactie, heb ik nog een hoorn vervaardigd naar de eenigszins gewijzigde gegevens door Ir. Verff aangegeven. Ik had reeds vroeger gemaakt:

a. een hoorn met de maten, opgegeven door Ir. Mak;

b. eenzelfde hoorn, maar de eerste tien c.M. van de as recht, de rest gebogen in een kwart cirkel.

Reeds ruim een maand had ik dezen hoorn in gebruik, van meening zijnde dat hij niet onder deed voor hoorn a.

Ik maakte er nu nog bij:

c. een hoorn met rechte as, lang 100 c.M. Begindiameter 1 c.M., einddiameter 45 c.M., waarbij B gelijk aan 0.076 wordt;

d. eenzelfde hoorn als onder c., maar de eerste helft van de as recht, verder gebogen in een kwart cirkel. Dit is dus een hoorn die principieel niet afwijkt van dien door Ir. Verff aangegeven.

Hoorn c. geeft iets sterker en helderder geluid dan a. Hoorn d. echter gaf *een resonantie in de lage tonen*. Spreken klinkt er eenigszins hol in, en wordt verlaagd van toon (ten opzichte van de andere drie hoorns) en de tonen van een cello b.v. loopen in elkaar. Daar de afmetingen geheel gelijk zijn aan die van hoorn c., moet de oorzaak liggen in de kromming van de as.

Intusschen is deze ervaring in tegenspraak met de mededeeling van Ir. Verff. De resonantie is echter niet sterk, en ik heb deze eerst kunnen vaststellen na nauwkeurige vergelijking met de andere modellen. Misschien is het dus Ir. Verff nog ontgaan.

Na deze ervaring heb ik ook hoorn b. wat nauwkeuriger onderzocht, en het bleek mij dat ook deze niet zoo zuiver weergeeft als a. Ik heb hier geen bepaald resonantiepunt kunnen ontdekken, maar het gesproken woord en ook orkestmuziek wordt bij vervanging van hoorn a. door b. minder helder. Intusschen is de vervorming zoo gering (veel geringer dan van d., waardoor ik het ook niet eerder opgemerkt had) dat in het algemeen een vervanging van een verticaal staanden hoorn van een handelsluidspreker door dezen

nieuwen, belangrijk voordeel oplevert. Zeker wanneer de oude van metaal was.

Ik moet hier nog bijvoegen dat bovenstaande hoorns vergeleken zijn met dezelfde Brown-telefoon (klein model, van een hoofdstel). Daar de trilplaat hiervan nogal klein is, heb ik den begindiameter van de hoorns één c.M. gekozen. Genoemde telefoon is echter niet erg geschikt voor zulke vergelijkende proefnemingen, omdat bij sterke geluiden vervorming optreedt. Een goede geluidsterkte voor een kamer is nog wel onvervormd te verkrijgen.

Misschien kan een of ander die beschikt over een goede luidsprekende telefoon (grootte Brown of Magnavox b.v.) verder proeven doen. B.v. of het voordeliger is de geheele as te buigen, waardoor de kromming kleiner wordt, kleiner einddoorsnede voor den gebogen hoorn, enz. Met de methode die ik aangegeven heb, zet men een model van ivoorcarton vrij vlug in elkaar.

Boskoop.

B. DE BRUIN.

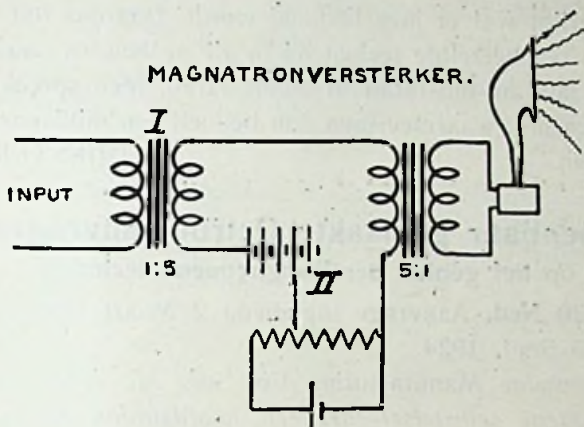
### **Het Magnatron, een lamplooze versterker voor grootte eindgeluiden.**

Van den tijd, waarin we leven, kan met recht gezegd worden, dat hij staat in het teeken van de lamp. Bijna geen amateur, of hij bezit er een, en de langdurige ervaring, die men met dit instrument heeft opgedaan, is de oorzaak geweest, dat het na verloop van tijd alle andere versterkingsmethoden overvleugeld heeft. Wanneer men daarbij nog in aanmerking neemt, dat de moderne lampen bijna niets meer kosten en haast geen stroom verbruiken, schijnt een poging om een anderen versterker op de markt te lanceren, wel haast tot mislukking gedoemd.

Edoch, het idee had ons te pakken, het liet ons niet meer los, het werd ons een obsessie; wij hebben het uitgewerkt en — zie hier het resultaat.

Om den stroom van een batterij, die b.v. bij 1000 Volt 1000 Amp. kan leveren, te stoppen, is het voldoende, dat we daar een andere batterij van 1000 Volt *tegenin* schakelen maar — en nu komt het principe — *die andere batterij hoeft niet 1000 Amp. te kunnen leveren*: theoretisch zou één microampère voldoende zijn. Het moet dus mogelijk zijn, met een zwakke batterij een power-installatie te bedwingen; niet de energie is maatgevend, slechts de spanning.

De uitwerking van dit principé tot een practischen versterker, ziet men in de fig. Hierin stelt I voor een transformator, die van het gewone type voor l.f. versterking kan zijn (hoe minder weerstand secundair hoe beter). Hierin wordt de spanning van het aan-



komende signaal opgevoerd tot een hoogte, die wel 10 Volt kan bereiken (na een 2-lamper).

In serie met de secundaire is geplaatst de batterijschakeling II die in ons voorbeeld op 10 Volt wordt ingesteld. De werking is nu als volgt. Geeft het aankomende signaal op een zeker oogenblik 10 Volt tegen de batterijspanning in, dan is de totale e. m. k. in de keten en daarmee de stroomsterkte, nul. Wanneer even later de signaalspanning door nul gaat, heerscht slechts de volle batterijspanning en vloeit er bij gevolg een stroom van 1 m.A. door de keten als de weerstand  $10.000 \Omega$  is; bij speciale transformatoren meer. Deze wisselstroom wordt door een dito transformator neergetransformeerd voor den luidspreker of opgetransformeerd voor een volgend magnatron (alleen noodig voor openluchtdemonstraties). De geluidsterkte is natuurlijk fenomenaal. Zoals iedere versterker kan tenslotte ook het magnatron van een terugkoppeling voorzien worden om het daardoor tot genereeren te brengen. In den beginne stuitte deze toepassing nog op moeilijkheden, omdat het systeem lastig tot trillen was te brengen. Immers, trillingen, die klein zijn t. o. v. de batterijspanning, worden slecht versterkt en dus zwak teruggekoppeld. Reeds werd echter een methode gevonden om dit te ondervangen en binnenkort zal dan ook een magnatron-zender in den handel komen, die, werkende op een 4 Volts accu 4 Amp. neemt en daarvoor levert 120 Watt ongedempte energie op een golflengte van 60 tot 300 M.

A. BUGIARDO. Dir. Ned. Magnatron Cy.

## De capaciteits-benaming.

Verschillende namen zijn reeds voorgesteld inplaats van micro-micro-farad. Het bezwaar dat men algemeen tegen dit woord heeft, is de lengte. Het heeft echter het voordeel, dat ook een niet-Nederlander begrijpt wat er mee bedoeld wordt. Daarom zou ik willen voorstellen om hetzelfde teeken n.l.  $\mu\mu$  F te houden, maar het uit te spreken als mü-mu-farad of mumu-farad. Men spreekt immers ook van een mü, waarmee men dan bedoelt een millioenste meter.

Groningen.

T. DIJKSTERHUIS.

## Openbaar gemaakte Octrooiaanvragen op het gebied der Hoogfrequentietechniek.

No. 21520 Ned. Aanvraag ingediend 2 Maart 1922, openbaar gemaakt 15 Sept. 1924.

Bell Telephone Manufacturing Co. Soc. An. Antwerpen.

*Hoogfrequent seinstelsel met een hoofdstation en een aantal onderstations.*

De uitvinding heeft betrekking op inrichtingen voor het regelen van de teinfrequentie, gebruikt door verschillende stations. Groepen van stations kunnen in werking worden gesteld en iedere groep werkt binnen een zeker frequentiegebied. Opdat geen overlappen van frequenties plaats heeft ontvangen de verschillende seinende stations hun fundamenteele frequentie van een hoofdstation. De door het hoofdstation uitgestraalde radiofrequentie kan worden gewijzigd ten einde frequenties van verschillende grootte voort te brengen.

*Conclusie:* „Hoogfrequent seinstelsel met een hoofdstation, een aantal seinstations, welke verdeeld zijn in groepen van onderling in verhouding staande stations, waarbij elke groep is toegewezen een bepaald frequentiegebied, dat geen storing mag opleveren met het frequentiegebied, dat is toegewezen aan eenige andere groep, met het kenmerk, dat de seinende stations hun fundamenteele frequentie ontvangen van het hoofdstation”.

5 pag., 4 conclusies, 8 figuren.

## Vereenigingsnieuws.

### BIBLIOTHEEK-CATALOGUS.

De catalogus verschijnt in een nieuwen druk, die aan nieuwe leden natuurlijk verder bij hun inschrijving wordt toegezonden.

De leden, die thans nog den ouden catalogus bezitten, kunnen per briefkaart tot 1 Mei a.s. den nieuwen **aanvragen** aan het Secretariaat der N. V. V. R., Columbusstraat 187, den Haag.