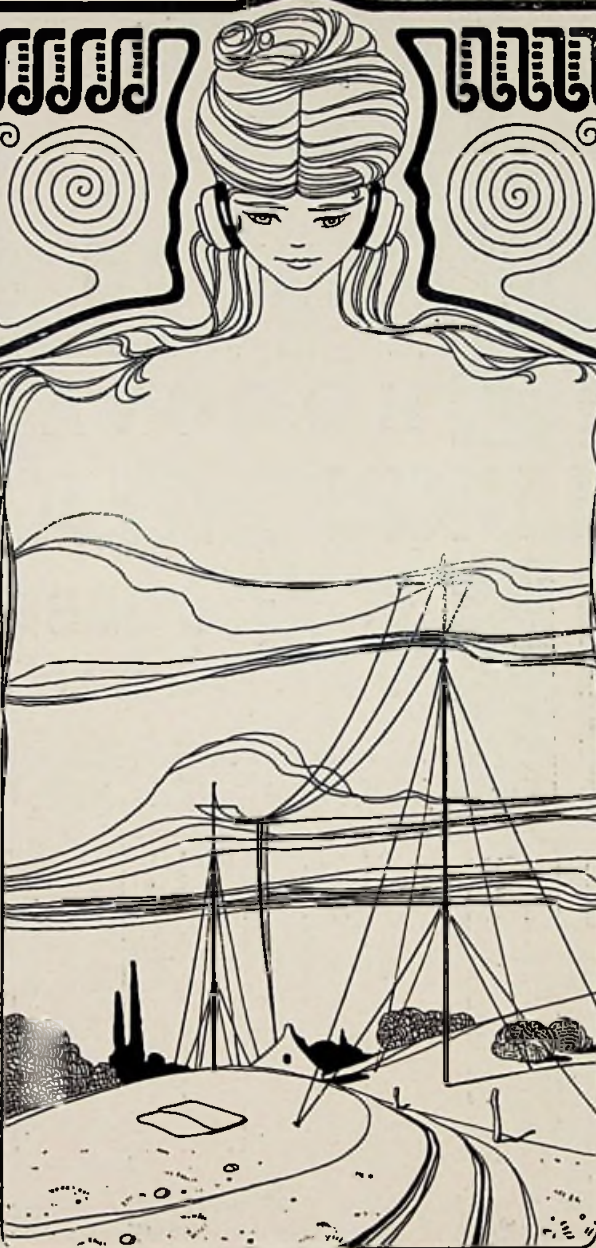


RADIO-NIEUWS



ORGaan van de
NED. VER. voor RADIOTELEGRAFIE

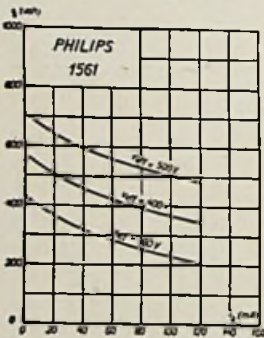


PHILIPS

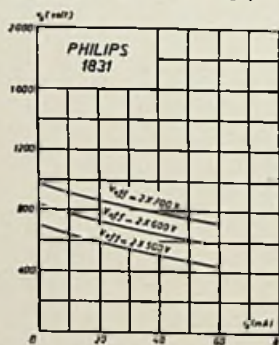
HOOGVACUUM GELIJKRICHTLAMPEN

VOOR DUBBELFASIGE GELIJKRICHTING,

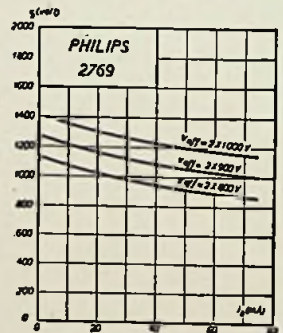
ZIJN IN HET BIJZONDER GESCHIKT VOOR
VOEDING VAN VERSTERKERLAMPEN



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



1831 VOOR
25 WATT VERSTERKERLAMPEN
ZOOALS F 410, F 443



2769 VOOR
GROOTERE VERSTERKERLAMPEN
ZOOALS M C.1/50

N.V. PHILIPS' RADIO

Radio-Nieuws.

ORGAAN VAN DE NED. VER.

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



VOOR RADIO-TELEGRAFIE.

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

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

INHOUD: Over een statische methode ter opname van de Modulatiekromme van Zenders met Heising-Modulatie. — Automatische sterkteregeling. — Electriche filters. — Eenige bijzonderheden betreffende de beeldtelegraaf-verbinding Nederland—Nederlandsch-Indië. — Openbaar gemaakte Octrooiaanvragen.

Over een statische methode ter opname van de Modulatiekromme van Zenders met Heising-Modulatie. ¹⁾

Door

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

Gewoonlijk definieert men als modulatiekromme van een zender de kromme, die het verband aangeeft, dat bestaat tusschen de momenteele waarde van de moduleerende spanning E (zie fig. 1 en 2) en de momenteele waarde van de amplitude van den antennewisselstroom I . Deze kromme neemt in de meeste gevallen de gedaante van een eenigszins S-vormig gebogen lijn aan (zie bv. fig. 3).

Om te beginnen, stellen we de vraag, of een dergelijke kromme in staat is, de verschijnselen, die bij de modulatie optreden, juist weer te geven. In het algemeen moet, gelijk wij in het volgende zullen bewijzen, deze vraag ontkennend beantwoord worden.

Bij de zoogenaamde roostergelijkstroom-modulatie, die in fig. 1 afgebeeld is, laat bijvoorbeeld de condensator C_1 , die de hoogfrequente wisselspanning op de modulatielamp kortsluit, de hooge

¹⁾ Werd ook gepubliceerd in Tel. Ztg. No. 57.

modulatiefrequenties al eenigszins door. Daardoor zijn bij de hoogste audiofrequenties grotere spanningen E nodig om den zender geheel door te moduleren dan bij de laagste audiofrequenties; met andere woorden; de modulatiekromme verloopt bij de hoogste geluidsfrequenties reeds eenigszins vlakker dan bij de lagere. Bovendien kan men nog opmerken dat bij deze hoge frequenties de vektoren E en I niet meer gelijke fase hebben.

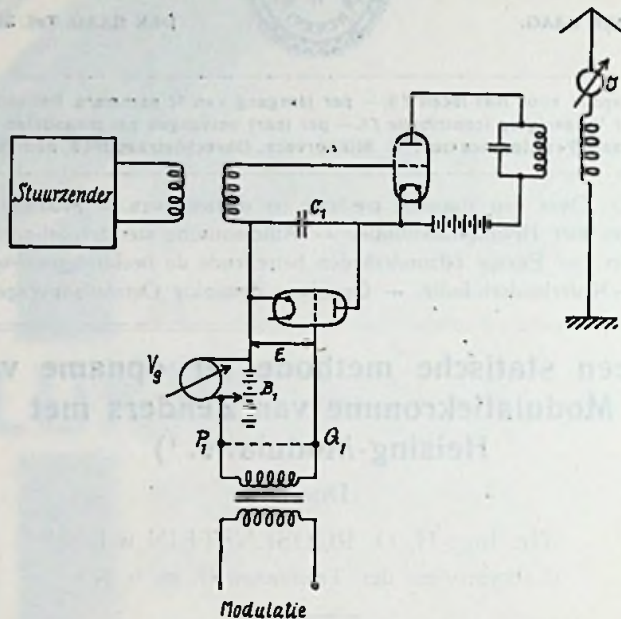


Fig. 1

Wilde men dus b.v. in het E I -diagram van fig. 3 de op elkaar volgende toestanden, die de zender bij het modulatieproces doorloopt, aangeven door punten, dan zou de verbindende kromme tusschen deze punten niet meer de voor de lage modulatiefrequenties geldende modulatiekromme zijn, maar de een of andere lusvormige kromme, die al naar gelang van de grootte der phase-verschuiving meer of minder op een ellips of op een hysteresiskromme zou lijken.

Met andere woorden kan men zeggen, dat de modulatiekromme van een zender met rooster-gelijkstroommodulatie alleen zin heeft voor het gebied van het audiofrequentiespectrum, dat begint met de frequentie nul en dat ophoudt met de frequenties waarbij de capacatieve weerstand van den condensator C_1 niet meer groot is tegenover den weerstand van de modulatielamp.

Om de modulatie van zenders van dit type te bepalen, kan men

dus eenvoudig de frequentie nul kiezen, d.w.z. men kan de meting met zuiveren gelijkstroom uitvoeren. Gelijk bekend is, geschiedt dit eenvoudig daardoor, dat men in fig. 1 de verbinding $P_1 Q_1$ maakt, waardoor ook bij het optreden van roosterstroom in de modulatie-lamp door het instrument v_2 nog de juiste waarde van de rooster-spanning van deze lamp aangewezen wordt. Vervolgens worden bij verschillende waarden van de spanning van de batterij B_1 de aflezingen van het instrument I genoteerd, en het resultaat in een kromme vereenigd, die de gezochte modulatiekromme is.

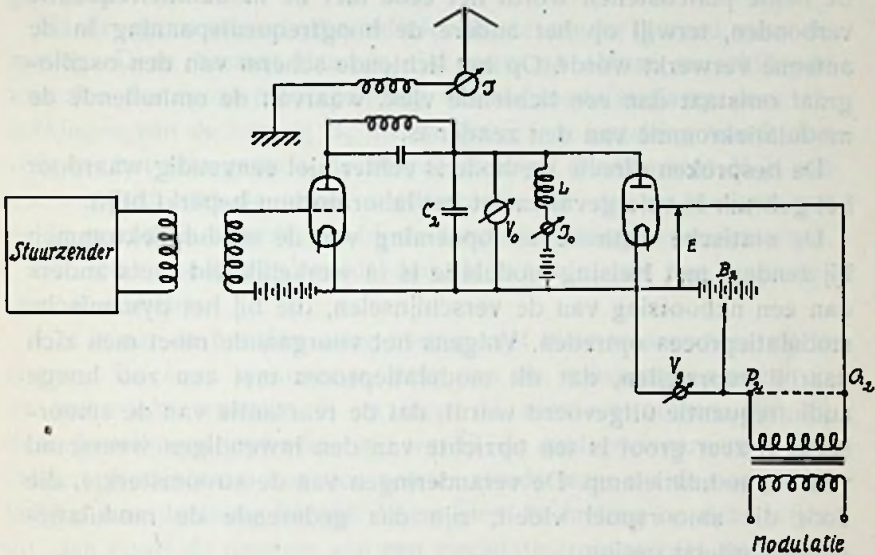


Fig. 2

Bij de *Heising-modulatie* (zie fig. 2) is het juist omgekeerd als bij de roostergelijkstroom-modulatie. Want hier legt men juist den frequentieband, waarbij de smoorspoel L met haar parallel capaciteit C_2 (kortsluitcondensator voor de hoogfrequentie) zich als een praktisch oneindig grooten weerstand gedraagt, aan of boven de hoogste hoorbare audiefrequenties. Hoe lager de modulatiefrequentie, hoe slechter de werking van de modulatiesmoorspoel L wordt; de modulatiekromme wordt diensgevolge vlakker; er treden phaseverschuivingen tusschen E en I op, juist zooals bij de roostergelijkstroommodulatie bij de zeer hoge modulatiefrequenties het geval was.

Men kan dus zeggen, dat de modulatiekromme van een zender met *Heising-modulatie* alleen zin heeft voor het gedeelte van het audiefrequentiespectrum, dat begint bij de hoogste spraak-

frequenties ¹⁾ en dat naar beneden begrensd is door de frequenties waarbij de reactantie van de smoorspoel L niet meer groot is tegenover den weerstand van de modulatielamp.

Om de modulatiekromme van een zender met Heising-modulatie direct op te nemen, zou men den zender dus met de een of andere hooge geluidsfrequentie moeten moduleeren, en de modulatiekromme opnemen met een of ander toestel, dat in staat is die hooge frequenties zonder storende traagheid te volgen. Als zoodanig zou men b.v. een kathodestraal-oscillograaf kunnen gebruiken. Van de beide platenstellen wordt het eene met de modulatiefrequentie verbonden, terwijl op het andere de hoogfrequentiespanning in de antenne verwerkt wordt. Op het lichtende scherm van den oscillograaf ontstaat dan een lichtende vlek, waarvan de omhullende de modulatiekromme van den zender is.

De besproken directe methode is echter niet eenvoudig waardoor het gebruik in vele gevallen tot het laboratorium beperkt blijft.

De statische methode ter opneming van de modulatiekrommen bij zenders met Heising-modulatie is in werkelijkheid niets anders dan een nabootsing van de verschijnselen, die bij het dynamische modulatieproces optreden. Volgens het voorgaande moet men zich daarbij voorstellen, dat dit modulatieproces met een zoo hooge audiofrequentie uitgevoerd wordt, dat de reactantie van de smoorspoel L zeer groot is ten opzichte van den inwendigen weerstand van de modulatielamp. De veranderingen van de stroomsterkte, die door die smoorspoel vloeit, zijn dus gedurende de modulatieperiode uiterst gering.

Om deze voorwaarde bij de statische meting na te bootsen, behoeft men er slechts vóór iedere aflezing van de instrumenten voor te zorgen, dat de som van de anodestroomen van zendlamp en modulatielamp steeds gelijk is aan de waarde, die in rusttoestand bestaat.

De uitvoering van de meting is als volgt. Om te beginnen wordt de in fig. 2 gestippeld geteekende verbinding P_2Q_2 gemaakt. Door deze verbinding bereikt men, dat geen onjuiste aflezing van de roostervoorspanning op het instrument V_r tengevolge van het Ohmsche spanningsverlies op de transformatorwikkeling ontstaat.

¹⁾ Hierbij is verondersteld, dat de condensator C_2 bij deze frequenties een reactantie heeft, die groot is ten opzichte van den weerstand van de zendlamp en de modulatielamp parallel geschakeld. By telefoniezenders: op de lange golven is dit dikwerf niet het geval. In plaats van de hoogste spraakfrequentie is het dan de resonantiefrequentie van het systeem $L-C_2$, waarvoor de modulatiekromme volkomen correct is.

Dit zou namelijk het geval zijn, wanneer de modulatielamp bij positieve waarden van de roosterspanning roosterstroom had.

Vervolgens wordt het hoogfrequentie-gedeelte van den zender eens voor al goed afgestemd, en de gezamenlijke anodestroom van zendlamp en modulatielamp op het instrument I_0 gemeten. Eveneens wordt de antennestroom op het instrument I afgelezen. Men moet er later bij de beoordeeling van de gevonden modulatiekromme aan denken, dat deze alleen geldt voor de ingestelde waarde van de roostervoorspanning, die bij deze afstemming vastgelegd is.

Na de genoemde voorbereidselen is de zender gereed voor de meting. Deze bestaat daaruit, dat men na elkaar verschillende waarden der roostervoorspanning van de modulatielamp door aftakkingen van de batterij B_2 instelt. Na iedere instelling wordt dan volgens het voorgaande de Anodespanning (Instrument V_0) zoo gecorrigeerd, dat de totale anodestroom, die de zender opneemt gelijk is aan de waarde, die bij de eerste instelling gevonden werd.

Na iedere instelling wordt dan de waarde van den antennestroom gemeten.

Het is aan te bevelen, deze meting met twee waarnemers uit te voeren. De eene waarnemer stelt dan de roosterspanningen op de gewenscht waarden in en leest de antennestroomen, die bij deze instellingen optreden, af, terwijl de andere waarnemer den totalen anodestroom van den zender steeds weer op de oorspronkelijke waarde terug brengt. Voert men de meting op deze wijze uit, dan duurt de opname van een modulatiekromme niet meer dan ongeveer twee minuten.

Worden de gemeten waarden van I in een grafische voorstelling

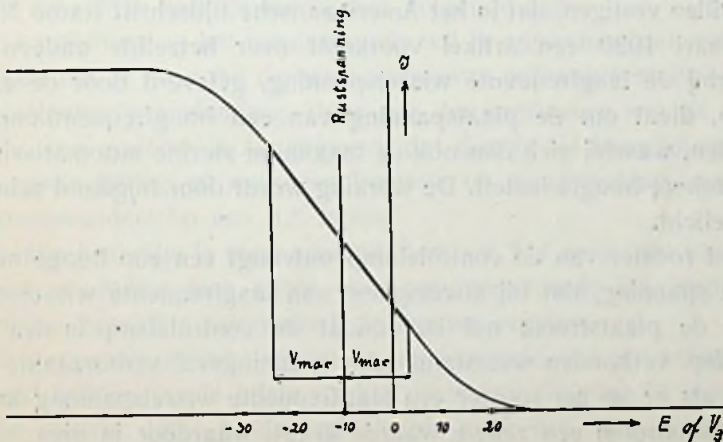


Fig. 3

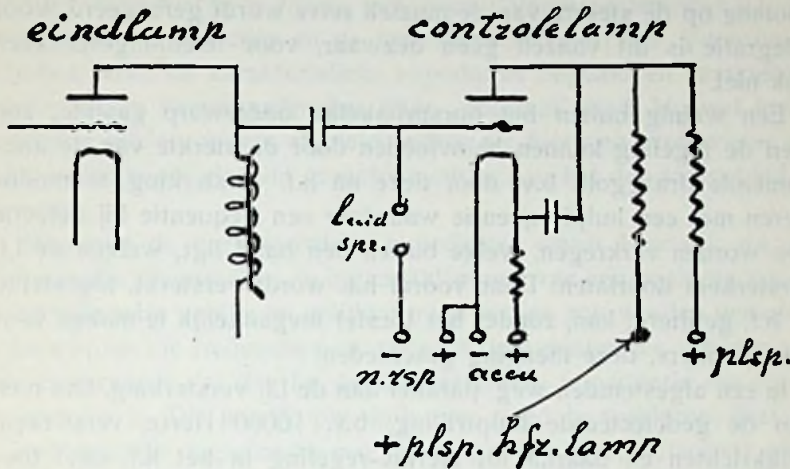
op de verticale as uitgezet, terwijl de bijbehorende waarden van V_c op de horizontale as uitgezet worden, dan is het resultaat de gewenschte modulatiekromme, waarvan fig. 3 een voorbeeld toont. De geteekende kromme werd, gelijk uit de afbeelding blijkt, opgenomen bij een roostervoorspanning van — 10 Volt aan de modulatielamp. Ter vermindering van niet-lineaire vervormingen mogen de roosterspanningen, die gedurende de modulatie optreden, geen positieve waarden van eenige betekenis bereiken. Onder de aanname, dat nog een positieve roosterspanning van 3 Volt toelaatbaar is, vindt men in fig. 3 de met V_{max} aangeduide maximaal toelaatbare wisselspanningsamplitude. Zoals men ziet, kan onder deze omstandigheden slechts het gedeelte van de gevonden kromme gebruikt worden, dat in de fig. dik geteekend is. Met andere woorden: de roostervoorspanning van — 10 Volt was voor de modulatielamp niet hoog genoeg. Men zou dus moeten probeeren, of niet bij een spanning van bv. — 15 Volt een betere kromme te bereiken is. Wanneer men op deze wijze voortgaat met het herhalen van deze metingen met veranderlijke roostervoorspanning, vindt men ten slotte beter dan het door contrôle van den zender op het gehoor mogelijk zou zijn, de beste waarde van de roostervoorspanning en de modulatiekromme, die men bij deze roostervoorspanning kan bereiken.

Automatische sterkteregeling.

Naar aanleiding van het artikel „Automatische sterkteregeling” door Ir. H. Mak in Radio-Nieuws April 1931, zou ik er de aandacht op willen vestigen, dat in het Amerikaansche tijdschrift Radio News Februari 1930 een artikel voorkomt over hetzelfde onderwerp, waarbij de laagfrequente wisselspanning, geleverd door de eindlamp, dient om de plaatspanning van een hoogfrequentlamp te regelen, waarbij zich dan ook de maximum sterkte automatisch op een zekere hoogte instelt. De werking wordt door bijgaand schema toegelicht.

Het rooster van de contrôlelamp ontvangt een zoo hoge negatieve spanning, dat bij afwezigheid van laagfrequente wisselspanning de plaatstroom nul is, zoodat de contrôlelamp in den aan + plsp. verbonden weerstand geen spanningsval veroorzaakt, terwijl, als er op het rooster een laagfrequente wisselspanning komt, de plaatstroom een zekere waarde krijgt, waardoor in dien weerstand een spanningsval optreedt, en de plaatspanning van de

hoogfrequentlamp vermindert. Door juiste dimensionneering van de verschillende onderdeelen zijn maximum geluidsterkte en traagheid in te stellen.



Tegelijkertijd wil ik even de aandacht vestigen op de fout, die theoretisch aan dergelijke systemen kleeft. Nl., als de instellingstijd t seconden bedraagt, dan zullen er naast de oorspronkelijke geluidsfrequentie f ook frequenties $f \pm 1/t$ ontstaan. Deze afwijkingen worden naar verhouding grooter bij lage frequenties en kleine traagheid. Of deze vervormingsoorzaak praktisch hinderlijk is, zal de praktijk moeten uitwijzen; het is echter m.i. goed, er theoretisch rekening mede te houden.

Amsterdam.

J. EWEG.

* * *

De heer Mak teekent hierbij het volgende aan:

In aansluiting op het bovenstaande wil ik opmerken, dat eenigen tijd geleden, ik meen bij de beschrijving van ontvangtoestellen voor transatlantische verbinding, door een der ingenieurs van de telegrafie, een systeem is aangegeven, dat diende tot bestrijding van algemeene fading en eveneens berustte op terugwerking van het laagfrequentdeel op een h.f. lamp.

In mijn artikeltje is meer speciaal bedoeld, het aangeven van een middel om indien men alleen over een toegevoerde laagfrequentspanning beschikt, automatisch te kunnen regelen.

De frequentie, afkomstig van de regelsnelheid, zal een storenden invloed hebben op de juiste sterkte, in verhouding tot de weergegeven sterkte. Deze hinder zal slechts voor hen, die de muziek vermogen te hooren, van beteekenis zijn.

Deze fout, waarop zéér terecht de heer Eweg wijst, maakt dat niet alleen theoretisch, doch ook practisch alle systemen voor automatische sterkte-regeling veroordeeld zijn voor muziekweergave, zoolang op de sterkte van de muziek zelve wordt gereageerd. Voor telegrafie is dit vanzelf geen bezwaar, voor telefoongesprekken ook niet.

Een weinig buiten het oorspronkelijk onderwerp gaande, zou men de regeling kunnen beïnvloeden door de sterkte van de aankomende draaggolf, b.v. door deze na h.f. versterking, te moduleren met een hulpfrequentie waardoor een frequentie bij detectie kon worden verkregen, welke buiten den band ligt, welken de l.f. versterkers doorlaten. Daar vooral h.f. wordt versterkt, afgestemd en h.f. gefilterd, kan, zonder het toestel toegankelijk te maken voor nevenzenders, deze menging geschieden.

In een afgestemden weg, parallel aan de l.f. versterking, kan men dan de gedetecteerde hulptrilling, b.v. 10000 Hertz, versterken, gelijkrichten en daarna tot sterkte-regeling in het h.f. deel toepassen.

Hierdoor zal een minder foutief effect worden verkregen, dan bij reactie op de geluidssterkte, echter zal een fortissimo volledig worden doorgelaten.

Er is dan wel een contrôle op de h.f. sterkte zoodat algemeene fading wat wordt ondervangen, doch niet op de modulatie.

De toonhoogte van de hulptrilling moet na detectie c.a. $2 \times$ den hoogsten toon van den doorgelaten muziekbond zijn.

Dergelijke hulptrillingen laten zich ook met succes aanwenden voor bedrijfscontrôle op l.f. versterkers. Men kan metingen doen zonder de andere frequenties te storen. Hoewel niet verder uitgewerkt, zijn op dezen weg bruikbare toestellen te maken.

Electrische filters.

Door M. PYTTERSON en J. VAN HEIDEVELD.

III.

In „Radio Nieuws” 1930 hebben wij in een tweetal artikelen de hoofdeigenschappen van electrische filterketens onderzocht. Daarbij hebben we ons beperkt tot de meest elementaire eigenschappen van de meest eenvoudige filtersecties. De gevonden eigenschappen zullen we in het kort even memoreeren en daarna een methode aangeven om meer ingewikkelde filtersecties óf te onderzoeken of te bereke-

nen. Daarbij houden we ons voorloopig — tenzij anders wordt vermeld — nog bezig met zuiver reactieve filters, d.z. filters waarvan de elementen zuivere reactanties zijn.

Van deze reactieve filters zijn twee vormen onderzocht n.l. de symmetrische T-secties en de symmetrische π -secties. Voor beide vormen werd de karakteristieke impedantie bepaald en vastgesteld onder welke voorwaarden het filter „doorlaat” had. Hoewel in de vorige artikelen anders afgeleid, willen we hier nog even wijzen op een methode om vlug de grensfrequenties van het doorlaatgebied te bepalen.

Wanneer de karakteristieke impedantie wordt bepaald, d.i. de impedantie die tusschen de ingangsklemmen van een oneindig voortlopende serie gelijke en gelijkvormige secties zou worden gemeten, dan worden die frequenties onverzwakt doorgelaten die voldoen aan de voorwaarde dat daarbij de karakteristieke impedantie een reële grootheid is. Dit is ook fysisch zeer goed te verklaren. Dat de karakteristieke impedantie een reële grootheid is, beteekent niets anders dan dat de filterketen energie opneemt. Maar alle elementen zijn reactanties en kunnen dus geen energie dissipeeren m.a.w. de opgenomen energie moet aan het einde van het filter weer beschikbaar zijn. Het filter laat dus onverzwakt door bij die frequenties, die de karakteristieke impedantie een reële grootheid maken. Het wordt den lezer overgelaten om te beredeneeren dat die frequenties die de karakteristieke impedantie een imaginaire waarde geven, verzwakt worden doorgelaten.

We memoreeren nog dat die frequenties onverzwakt worden doorgelaten, die voldoen aan de voorwaarde

$$0 > \frac{Z_1}{Z_2} > -4,$$

wanneer Z_1 de totale serie-impedantie, Z_2 de totale parallel-impedantie van 1 filtersectie is.

Verder wijzen we nog op het feit, dat een eindige serie filtersecties gelijkwaardig kan worden gemaakt met een oneindig voortlopende, wanneer de sluitimpedantie gelijk wordt gemaakt aan de karakteristieke impedantie. Zonder dit voorloopig nader toe te lichten, zullen we in het volgende steeds werken met als sluitingsimpedantie een weerstand, die gelijk is aan de karakteristieke impedantie bij de frequentie, die het meetkundig gemiddelde is van de grensfrequenties van het doorlaatgebied.

Filters, waarvan het product van serie- en parallelimpedantie constant is. De meest eenvoudige filters, waarop een geheele reeks van

verschillende filters kunnen worden herleid, zijn die symmetrische filtersecties, waarvan het product van serie- en parallelimpedantie constant is en dus onafhankelijk van de frequentie. Shea noemt deze filters „constant k filters”, welke dus gekenmerkt zijn door de eigenschap:

$$Z_1 Z_2 = k^2.$$

Van deze filters kennen we vier grondvormen, die we achtereenvolgens zullen onderzoeken:

a) filters met onderdoorlaat (beneden een bepaalde grensfrequentie is doorlaat);

b) filters met bovendoorlaat (boven een bepaalde grensfrequentie is doorlaat);

c) filters met doorlaat van een bepaald frequentiegebied (de grensfrequenties hebben eindige waarden f_1 en f_2 ; het frequentiegebied $f_1 \div f_2$ wordt doorgelaten; „band-pass filters”);

d) filters die een bepaald frequentiegebied niet doorlaten (de grensfrequenties hebben eindige waarden f_1 en f_2 ; de frequentiegebieden $0 \div f_1$ en $f_2 \div \infty$ worden doorgelaten; „band-stopfilters”).

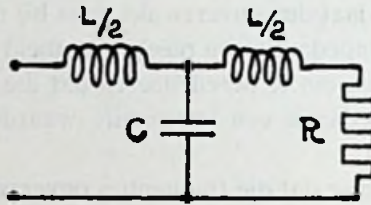


Fig. 17

a) Filters met onderdoorlaat. De elementaire vorm van dit filter met „constante k” is geschetst in fig. 17 n.l. een T-sectie. De lezer zal na de voorgaande artikelen geen moeite hebben de overeenkomstige π -sectie zelf af te leiden. De totale serie-impedantie is voor

dit filter: $Z_1 = j \omega L$, de parallelimpedantie is $Z_2 = \frac{-j}{\omega C} = \frac{1}{j \omega C}$

We zien inderdaad, dat dit een filter met „constante k” is, want:

$$k^2 = Z_1 Z_2 = \frac{j \omega L}{j \omega C} = \frac{L}{C}.$$

De grensfrequenties van het doorlaatgebied zijn te berekenen uit:

$$\frac{Z_1}{Z_2} = 0 \quad \text{en} \quad \frac{Z_1}{Z_2} = -4$$

We vinden dus voor de grensfrequenties:

$$-\omega_1^2 L C = 0 \quad ; \quad -\omega_2^2 L C = -4,$$

waaruit volgt: $\omega_1 = 0$; $\omega_2 = \frac{2}{\sqrt{LC}}$

en: $f_1 = 0$; $f_2 = \frac{1}{\pi \sqrt{LC}}$.

De karakteristieke impedantie voor deze T-sectie is:

$$Z_{kT} = \sqrt{\frac{Z_1^2}{4} + Z_1 Z_2} = \sqrt{k^2 - \frac{\omega^2 L^2}{4}}$$

Zoals gezegd, zouden we aannemen, dat de juiste sluitweerstand van een eindige serie van deze filters gelijk zou moeten zijn aan de karakteristieke impedantie bij een frequentie $f_m = \sqrt{f_1 \cdot f_2}$. In dit geval is dus $f_m = 0$, zoodat we voor den sluitweerstand R vinden:

$$R = k = \sqrt{\frac{L}{C}}$$

Het valt gemakkelijk aan te toonen, dat dezelfde voorwaarden gelden voor de equivalente π -sectie.

Voor een elementaire filter met onderdoorlaat, dat moet aanpassen aan een gegeven sluitweerstand R en waardoor de frequenties lager dan f_2 moeten worden doorgelaten, vinden we de volgende eenvoudige formules voor berekening:

$$R^2 = \frac{L}{C},$$

$$f_2 = \frac{1}{\pi \sqrt{LC}}$$

dat zijn twee vergelijkingen in de onbekende grootheden L en C, die zonder complicaties zijn op te lossen. De grootheden moeten natuurlijk in ohm, henry, farad en per/sec worden ingevuld.

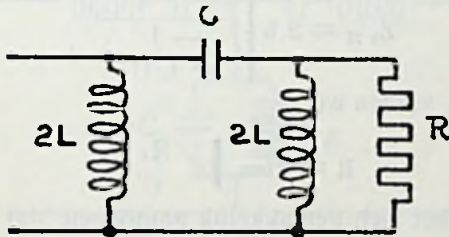


Fig. 18

b) Filters met bovendoorlaat. In fig. 18 is een π -sectie van een filter met bovendoorlaat geschetst. De totale serieimpedantie van deze sectie is: $Z_1 = \frac{1}{j\omega C}$; de totale parallelimpedantie: $Z_2 = j\omega L$. Ook dit filter is er een met een „constante k”, want

$$k^2 = Z_1 Z_2 = \frac{j \omega L}{j \omega L} = \frac{L}{C}.$$

De grensfrequenties van het doorlaatgebied laten zich weer berekenen uit:

$$\frac{Z_1}{Z_2} = 0 \quad \text{en} \quad \frac{Z_1}{Z_2} = -4$$

Voor de grensfrequenties vinden we:

$$\frac{-1}{\omega_1^2 L C} = 0 \quad ; \quad \frac{-1}{\omega_2^2 L C} = -4$$

waaruit volgt:

$$\omega_1 = \infty \quad ; \quad \omega_2 = \frac{1}{2 \sqrt{L C}}$$

$$\text{en:} \quad f_1 = \infty \quad ; \quad f_2 = \frac{1}{4 \pi \sqrt{L C}}$$

Alle frequenties groter dan f_2 worden ongehinderd doorgelaten. Het meetkundig gemiddelde van de grensfrequenties is gegeven door:

$$\omega_m = \sqrt{\omega_1 \cdot \omega_2} = \sqrt{\frac{\infty}{2 \sqrt{L C}}} = \infty$$

Den sluitweerstand R nemen we nu weer gelijk aan de karakteristieke impedantie bij de frequentie ω_m . Nu is de karakteristieke impedantie van een π -sectie

$$Z_k \pi = \sqrt{\frac{4 Z_1 Z_2^2}{Z_1 + 4 Z_2}} = 2 k \sqrt{\frac{1}{\frac{Z_1}{Z_2} + 4}}$$

In het onderhavige geval wordt dit:

$$Z_k \pi = 2 k \sqrt{\frac{1}{\frac{-1}{\omega^2 L C} + 4}}$$

en voor $\omega_m = \infty$ vinden we:

$$R = k = \sqrt{\frac{L}{C}}$$

Ook hier laat het zich gemakkelijk aantonen, dat voor de equivalente T -sectie dezelfde voorwaarden gelden.

Voor een elementair filter met constante k en met bovendoorlaat, dat moet aanpassen aan een gegeven sluitweerstand R en dat de frequenties hoger dan een zekere frequentie f_2 moet doorlaten, vinden we dus de volgende formules voor berekening:

$$R^2 = \frac{L}{C}$$

$$f_2 = \frac{1}{4\pi\sqrt{LC}}$$

twee eenvoudige vergelijkingen met twee onbekenden.

c) Filters met doorlaat van een bepaald frequentiegebied („band-pass filters”). Wanneer we een filtersectie met onderdoorlaat en gegeven waarden R , L , C , in serie schakelen met een filtersectie met bovendoorlaat met dezelfde R , L en C , dan laat de eerste

sectie die frequenties door die kleiner zijn dan $f_2 = \frac{1}{4\pi\sqrt{LC}}$, de

tweede slechts die frequenties, die grooter zijn dan $f_2 = \frac{1}{4\pi\sqrt{LC}}$

Maar $f_2 = \frac{1}{4\pi\sqrt{LC}}$, dus door de combinatie van die twee filters worden alleen die frequenties doorgelaten, die voldoen aan de voorwaarde: $\frac{1}{4} f_2 < f < f_2$; het geheel werkt dus als een „band-pass filter”.

Daar beide filtersecties dezelfde karakteristieke impedantie hebben, kunnen ze tot een sectie worden samengebouwd. De elementen van die nieuwe filtersectie kunnen worden berekend door toepassing van de vierpoolvergelijkingen, gebruik makende van de stelling, dat een schakeling van twee passieve vierpolen steeds te vervangen is door een enkele vierpool, waarvan de karakteristieke grootheden te berekenen zijn uit de karakteristieke grootheden van de gegeven vierpolen.

Wordt deze berekening gemaakt voor twee T-secties resp. met onder- en bovendoorlaat, dan vinden we als algemeenen vorm voor een „band-pass filter” in T-vorm een schakeling als in fig. 19 is

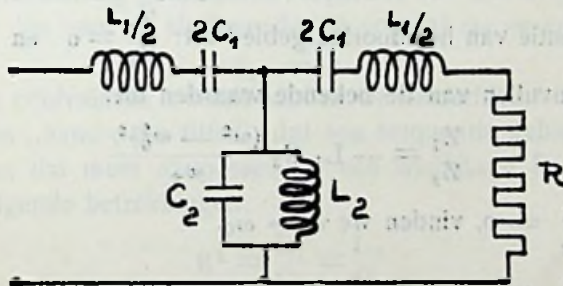


Fig. 19

geschetst. Wanneer dit filter ontstaan is uit een serieschakeling van twee filters met constante k , dan zal de schakeling van fig. 19 ook weer een constante k moeten hebben. Maar dan moeten L_1 en C_1 van de serieimpedantie en L_2 en C_2 van de parallelimpedantie aan zeer bepaalde voorwaarden voldoen, die we, als volgt kunnen afleiden:

$$\begin{aligned}
 Z_1 &= j \omega L_1 + \frac{1}{j \omega C_1} = \frac{1 - \omega^2 L_1 C_1}{j \omega C_1} = j \frac{\omega^2 - \frac{1}{L_1 C_1}}{\omega \frac{C_1}{L_1 C_1}} = \\
 &= j L_1 \cdot \frac{\omega^2 - \omega_1^2}{\omega} \\
 Z_2 &= \frac{j \omega L_2 \cdot \frac{1}{j \omega C_2}}{j \omega L_2 + \frac{1}{j \omega C_2}} = j \omega L_2 \frac{1}{-\omega^2 L_2 C_2 + 1} = \\
 &= + j \frac{L_2}{L_2 C_2} \cdot \frac{\omega}{\frac{1}{L_2 C_2} - \omega^2} = \frac{1}{j C_2} \cdot \frac{\omega}{\omega^2 - \omega_2^2},
 \end{aligned}$$

wanneer resp.

$$\omega_1^2 = \frac{1}{L_1 C_1} \text{ en } \omega_2^2 = \frac{1}{L_2 C_2}.$$

Wanneer nu $\omega_1 = \omega_2$ m.a.w. wanneer $L_1 C_1 = L_2 C_2$, is het product van Z_1 en Z_2 onafhankelijk van de frequentie en dus constant. Wil dus het filter van fig. 19 een constante k hebben, dan moet worden voldaan aan de voorwaarde:

$$L_1 C_1 = L_2 C_2,$$

waaruit dan ook volgt:

$$k^2 = Z_1 Z_2 = \frac{L_1}{C_2} = \frac{L_2}{C_1}.$$

Noemen we nu $\omega_0^2 = \frac{1}{L_1 C_1} = \frac{1}{L_2 C_2}$, dan vinden we de grensfrequentie van het doorlaatgebied uit: $\frac{Z_1}{Z_2} = 0$ en $\frac{Z_1}{Z_2} = -4$, of met invullen van de bekende waarden uit:

$$\frac{Z_1}{Z_2} = -L_1 C_2 \frac{(\omega^2 - \omega_0^2)^2}{\omega_2}$$

Voor $\frac{Z_1}{Z_2} = 0$, vinden we $\omega = \omega_0$.

Voor $\frac{Z_1}{Z_2} = -4$ krijgen we de vergelijking:

$$\omega^2 - \omega_0^2 = \pm \sqrt{\frac{2 \omega_2}{L_1 C_2}}$$

Bedenkende dat $\frac{1}{\sqrt{L_1 C_2}} = \omega_0$ kunnen we hiervoor schrijven:

$$\omega^2 - \omega_0^2 = \pm 2 \omega \omega_0 \sqrt{\frac{C_1}{C_2}}$$

Hieruit vinden we vier waarden voor ω n.l.:

$$\omega = \mp \omega_0 \sqrt{\frac{C_1}{C_2}} \pm \omega_0 \sqrt{\frac{C_1 + C_2}{C_2}}$$

De negatieve waarden van ω komen natuurlijk niet in aanmerking; de andere waarden van ω liggen aan weerszijden van ω_0 zoodat we als grensfrequenties voor het doorlaatbereik vinden:

$$\omega_1 = \omega_0 \left\{ \frac{\sqrt{C_1 + C_2} - \sqrt{C_1}}{\sqrt{C_2}} \right\}$$

$$\omega_2 = \omega_0 \left\{ \frac{\sqrt{C_1 + C_2} + \sqrt{C_1}}{\sqrt{C_2}} \right\}$$

Deze formules voor ω_2 en ω_1 laten zich gemakkelijker als volgt schrijven, zoodat zonder meer is in te zien:

$$\omega_1 \cdot \omega_2 = \omega_0^2$$

$$\omega_2 - \omega_1 = 2 \omega_0 \sqrt{\frac{C_1}{C_2}}$$

We vinden dus zonder meer, dat het meetkundig gemiddelde van de grensfrequenties gelijk is aan de eigenfrequentie van de serie impedantie en van de parallelimpedantie.

De karakteristieke impedantie van een T-sectie is:

$$Z_{kT} = \sqrt{\frac{Z_1^2}{4} + Z_1 Z_2} = \sqrt{k^2 + \frac{Z_1^2}{4}}$$

Voor dit „band-pass filter” vinden we dus:

$$Z_{kT} = \sqrt{k^2 + \frac{1}{4} \cdot \frac{L^2 (\omega_0^2 - \omega^2)^2}{\omega^2}}$$

Bij de meetkundig gemiddelde frequentie van het doorlaatgebied vinden we dus voor de sluitimpedantie (omdat $\omega_0 = \omega$):

$$Z_{kT} = k.$$

Voor de equivalente π -sectie vinden we hetzelfde.

Voor een „band-pass filter”, dat een frequentie gebied $f_2 - f_1$ doorlaat en dat moet aanpassen op een weerstand R, vinden we dus de volgende betrekkingen:

$$R^2 = \frac{L_1}{C_2} = \frac{L_2}{C_1}$$

$$\omega_0^2 = \frac{1}{L_1 C_1} = \frac{1}{L_2 C_2}$$

$$\omega_0^2 = \omega_1 \cdot \omega_2$$

$$\omega_2 - \omega_1 = 2 \omega_0 \sqrt{\frac{C_1}{C_2}}$$

Dit is een stelsel van vier vergelijkingen, waaruit dus de vier onbekenden L_1 , C_1 , L_2 en C_2 kunnen worden bepaald.

a) Filters die een bepaald frequentiegebied niet doorlaten („band-stop filters”). Wanneer de elementen van het filter anders worden samengevoegd krijgen we inplaats van het „band-pass-” een „band-stopfilter” zoals geschetst in fig. 20. Wanneer dit op

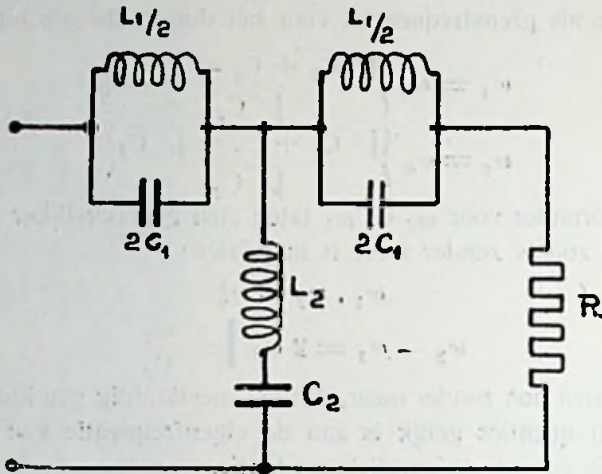


Fig. 20.

dezelfde wijze wordt onderzocht als het „band-pass-filter” vinden we gemakkelijk de volgende bepalende vergelijkingen:

$$R^2 = \frac{L_1}{C_2} = \frac{L_2}{C_1}$$

$$\omega_0^2 = \frac{1}{L_1 C_1} = \frac{1}{L_2 C_2}$$

$$\omega_0^2 = \omega_1 \cdot \omega_2$$

$$\omega_2 - \omega_1 = \frac{1}{2} \omega_0 \sqrt{\frac{C_2}{C_1}}$$

Deze vergelijkingen gelden zoowel voor de in fig. 20 geschetste T-sectie als voor de equivalenten π -sectie.

Voorbeeld. Bij metingen met toongeneratoren worden vaak filters gebruikt, waarvan het doorlaatbereik iets kleiner is dan een octaaf, zoodat de 2e harmonische van den laagsten toon in het betreffende meetbereik niet wordt doorgelaten. Verondersteld dat de uitgangstransformator van den toongenerator aangepast is op een belastingweerstand van 400 ohm en dat er een telefoonlijn moet worden doorgemeten, die een karakteristieke impedantie heeft van gemiddeld 400 ohm. Om de harmonischen te onderdrukken, worden „band-passfilters” gebruikt, die een iets kleiner frequentiedoorlaat-

bereik hebben dan 1 octaaf. Gevraagd wordt het filter te berekenen voor het frequentiebereik van $400 \div 784$ per/sec.

We berekenen eerst ω_0 uit $\omega_0^2 = \omega_1 \cdot \omega_2$

$$\omega_0^2 = 2\pi \cdot 400 \cdot 2\pi \cdot 784 = 4\pi^2 \cdot 400 \cdot 784 = 12,37 \times 10^6$$

$$\omega_0 = 2\pi \cdot 20 \cdot 28 = 3,52 \times 10^3$$

$$f_0 = 560$$

$$\text{Nu is } \omega_2 - \omega_1 = 2\omega_0 \sqrt{\frac{C_1}{C_2}} \text{ of } f_2 - f_1 = 2f_0 \sqrt{\frac{C_1}{C_2}}$$

$$784 - 400 = 1120 \sqrt{\frac{C_1}{C_2}}$$

$$\frac{C_1}{C_2} = 0,118$$

$$C_1 = 0,118 C_2.$$

We hebben nu de volgende vergelijkingen:

$$\omega_0^2 = \frac{1}{L_2 C_2} = 12,37 \times 10^6$$

$$R^2 = \frac{L_2}{C_1} = 16 \times 10^4$$

$$C_1 = 0,118 C_2$$

Hieruit volgt:

$$\frac{1}{L_2 C_1} = 12,37 \times 10^6$$

$$\frac{L_2}{C_2} = 0,118 \times 16 \times 10^4$$

en:

$$\frac{1}{C_2^2} = 12,37 \times 10^6 \times 0,118 \times 16 \times 10^4$$

$$\frac{1}{C_2} = 0,343 \times 4 \times 10^3 \times 3,52 \times 10^3$$

$$C_2 = \frac{10^{-6}}{48,3} \text{ F}; \quad C_2 = 0,0207 \mu \text{ F}$$

$$L_2 = 0,118 \times 16 \times 10^4 C_2 = 0,118 \times 16 \times 10^4 \times 0,0207 \times 10^{-6}$$

$$L_2 = 392 \times 10^{-6} \text{ H} = 392 \mu \text{ H}.$$

Verder:

$$C_1 = 0,118 C_2 = 0,118 \times 0,0207 = 0,00244 \mu \text{ F}.$$

$$L_1 = 16 \times 10^4$$

$$L_1 = 16 \times 10^4 \times 0,0207 \times 10^{-6} = 3310 \mu \text{ H}.$$

We krijgen dus tusschen toongenerator en lijn een filter te gebruiken, waarvan schema en elektrische waarden zijn aangegeven in fig. 21. We merken hierbij op dat het filter natuurlijk zoo moet worden geconstrueerd, dat er geen koppeling tusschen de ver-

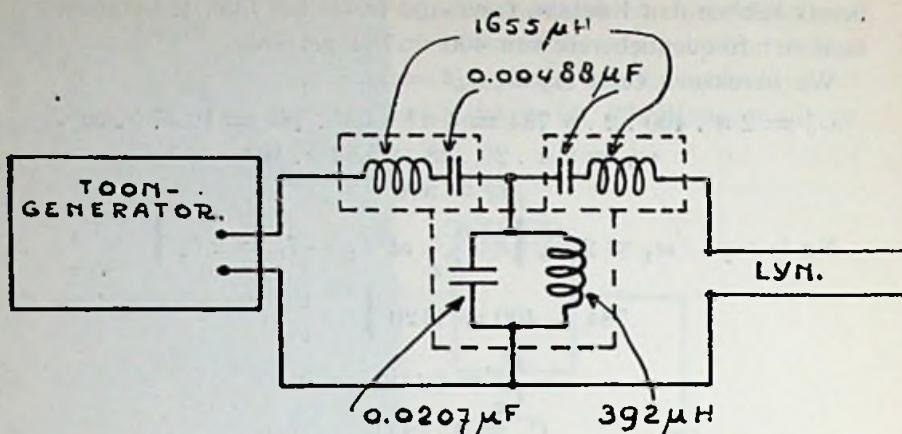


Fig. 21

schillende spoelen bestaat. Het filter zal dus in drie secties moeten worden gebouwd, die alle in een goede afscherming moeten worden ondergebracht. De afscherming is door stippellijnen in de figuur aangegeven.

Eenige bijzonderheden betreffende de beeldtelegraaf-verbinding Nederland—Nederlandsch-Indië.

Door Ir. J. J. VORMER.

Zoals in de dagbladen vermeld is, zal binnenkort de dienst voor het draadloos overbrengen van wit-zwart beelden tusschen Nederland en Nederlandsch-Indië, voor het publiek opengesteld worden. In de afgelopen 8 maanden zijn tusschen de beide P. T. T. diensten geregelde beeldtelegraaf proeven genomen.

Naar aanleiding van deze proeven kan thans het volgende medegedeeld worden.

De beeldtelegraaf-apparaten — van de firma Telefunken — zijn in hoofdzaak ingericht op dezelfde wijze als de toestellen beschreven door Ir. Zoethout in Radio-Nieuws van Juli 1930. Een aanvulling van het genoemde artikel met eenige bijzonderheden, die aldaar niet vermeld zijn, moge hieronder volgen.

Men schijnt zoowel bij het zenden, als ook bij het ontvangen, last gehad te hebben van een tekort aan lichtsterkte. De zendingrichting was oorspronkelijk uitgevoerd zoals in fig. 1a aangegeven is.

Het licht van de gloeilamp valt door een opening van de fotocel

C en wordt geconcentreerd in een scherp lichtpunt op den trommel T, waarop zich het te verzenden beeld bevindt. Valt onder dit lichtpunt een zwart deel van het beeld dan wordt vrijwel alle licht geabsorbeerd; valt er daarentegen een wit deel onder dan wordt het licht diffuus teruggekaatst. Uit de figuur ziet men evenwel dat in dit laatste geval maar een betrekkelijk klein deel van de diffuus teruggekaatste lichtstralen het lichtgevoelige metaal van de fotocel treffen. Vele stralen, a, b, c enz. gaan verloren.

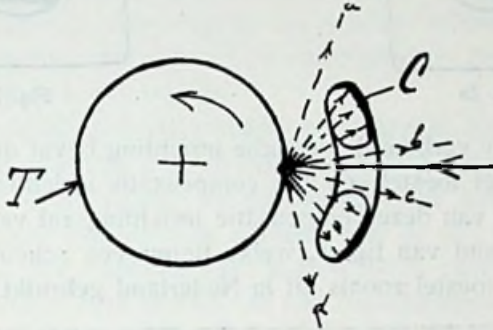


Fig. 1a

Bij de tegenwoordige uitvoering is de inrichting zoodanig, dat het lichtpunt zich bevindt in het brandpunt van een elliptischen of parabolischen spiegel. (Zie fig. 1b). Van de diffuus teruggekaatste stralen valt ook thans een deel direct op de fotocel C; de overige vallen op den spiegel en worden zoodanig teruggekaatst dat ze eveneens C treffen. Op deze wijze gaat zeer weinig licht verloren, waardoor de gevoeligheid van het toestel vergroot wordt.

Ook de Kerrcel heeft eenige verandering ondergaan. In de oorspronkelijke uitvoering bevond zich in de nitrobenzol een condensor bestaande uit één stel platen (zie fig. 2a). Bij de tegenwoor-

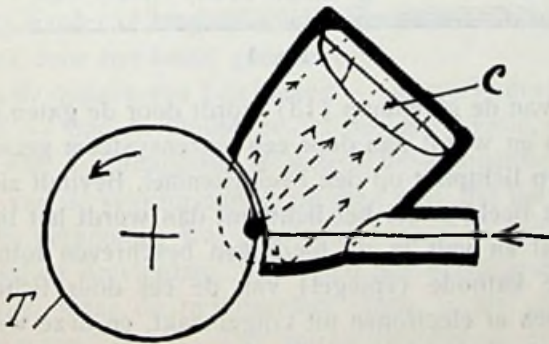


Fig. 1b

dige uitvoering — z.g. multi kerncel — bestaat die condensator-uit meerdere platen (fig. 2b). Bij de eerste uitvoering kon slechts een zeer smalle lichtstraal de spleet tusschen de platen passeeren. Bij de laatste kan de straal vele malen breeder zijn.

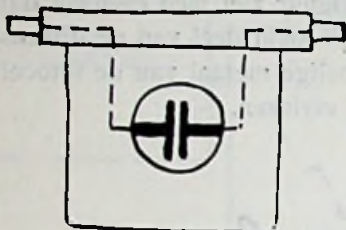


Fig. 2a

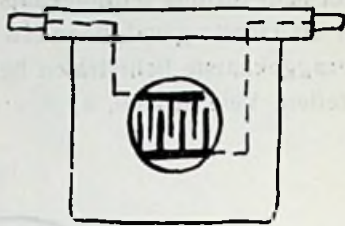


Fig. 2b

Behalve deze verbeterde optische inrichting bevat de nieuwe uitvoering van het toestel een z.g. compensatie inrichting.

De werking van deze compensatie inrichting zal verklaard worden aan de hand van fig. 3, welke figuur een schematisch beeld geeft van het toestel zooals dit in Nederland gebruikt wordt.

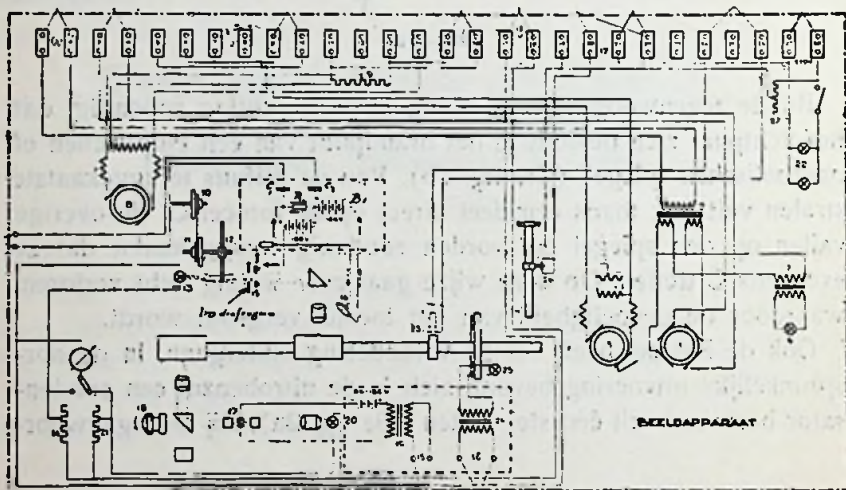


Fig. 3

Het licht van de gloeilamp (13) wordt door de gaten schijf (12) onderbroken en wordt dan door een lenzensysteem geconcentreerd in een scherp lichtpunt op den beeldtrommel. Bevindt zich een wit deel van het beeld onder het lichtpunt dan wordt het licht diffuus teruggekaatst en valt in de hierboven beschreven foto-cel (16). Wanneer de kathode (spiegel) van de cel door licht getroffen wordt, worden er electronen uit vrijgemaakt, en deze worden door de anode aangetrokken, aangezien tusschen anode en kathode de

spanning van batterij B_1 staat. Er gaat dus in den kring, gevormd door fotocel, batterij en weerstand R , een pulseerende gelijkstroom loopen. Op de uiteinden van den weerstand R ontstaat een pulseerende gelijkspanning. De wisselspanning-component hiervan wordt via de condensatoren C_1 en C_2 aan den z.g. fotocel-versterker toegevoerd. Deze wisselspanning duurt, zoolang er wit onder 't lichtpunt is. Komt er zwart onder dan houdt de wisselspanning op. Bestaan de beelden, zooals meestal het geval is, uit zwarte lijnen op witten grond, dan zenden we van het beeld dus de witte deelen uit. Bij draadlooze overbrenging op grooten afstand, met behulp van korte golven, ontstaan hierbij moeilijkheden. Het is veel beter de zwarte lijnen uit te zenden.

De compensatie inrichting maakt dit mogelijk. Een tweede fotocel (15), ditmaal van het vroeger beschreven ringvormige type, is geplaatst direct achter de gatenschijf. Het meeste van (13) afkomstige licht valt door de opening van de cel; een deel ervan kan evenwel den metaalspiegel treffen. Deze laatste hoeveelheid licht is regelbaar door middel van een iris-diafragma dat zich voor de cel bevindt. De werking volgt uit de figuur. Is er thans wit onder 't lichtpunt, dan ontvangen beide cellen (15) en (16) het door de gaatjesschijf onderbroken licht. Tengevolge daarvan ontstaat door beide cellen een pulseerende gelijkstroom, waarvan de richting in de figuur aangegeven is. Men ziet dat de stroomen den weerstand R in tegengestelde richtingen doorloopen. Met behulp van het iris-diafragma kan men nu maken, dat voor dit geval het spanningsverschil aan de uiteinden van R , juist nul is. Komt er daarna een zwart deel van het beeld onder 't lichtpunt, dan valt de gestippelde stroom weg en aangezien de stroom door (16) blijft voortduren, is er thans wèl spanningsverschil aan de uiteinden van R .

De frequentie van de wisselspanning welke aan den fotocel-versterker toegevoegd wordt, kan geregeld worden door de gatenschijf (12) harder of langzamer te doen loopen. Deze wisselspanning wordt door het beeld gemoduleerd.

Volgens de opgave van Telefunken — zie ook Radio Nieuws 1930·blad, 165 — mag de modulatie- of beeldfrequentie, maximaal de helft zijn van de draaggolf- of gatenschijf-frequentie. Uit de beschrijving van de sein-inrichting zal men zien, dat het veelal gunstiger is, die verhouding wat grooter te nemen. In verband met den kabel tusschen Amsterdam, waar zich het beeldapparaat bevindt, en Kootwijk, waar de radiozenders staan, is als gatenschijf-frequentie gekozen $2400 \sim$. De uiterste beeldfrequentie mag in dit

geval dus bedragen $1200 \sim$; de kabel moet dan alle frequenties tusschen 1200 en $3600 \sim$ doorlaten.

Bij de gehouden proeven duurde het overbrengen van een beeld steeds ongeveer 8 à 9 minuten. Dit komt overeen met een beeldfrequentie van $515 \sim$.

Men zou kunnen denken, dat in verband met de toegepaste gaten-schijf-frequentie, de beeldfrequentie nog verhoogd zou kunnen worden, en daarmee de tijd van overbrenging bekort. Dit is evenwel niet het geval, doordat bij de draadlooze overbrenging een zekere teekenverlenging ontstaat, welke, met het toenemen van de beeldfrequentie, zich steeds hinderlijker doet gevoelen.

Het sleutelen van den radiozender gebeurt op de wijze als bij een telegrafiezender n.l. door het openen of dichtsluiten van een hoogfrequent versterkerlamp door middel van negatieve rooster-spanning. De seininrichting is in principe voorgesteld in fig. 4.

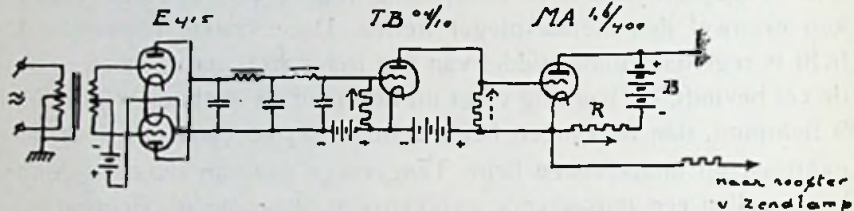


Fig. 4

De over den kabel aangevoerde spanning wordt opgetransformeerd en toegevoerd aan de roosters van twee in balans geschakelde gelijkrichterlampen. Na dezen dubbelfazigen gelijkrichter volgt een low-pass filter, waardoor de gaten-schijf-frequentie tegengehouden wordt. De afsluitweerstand van dit filter is aangesloten tusschen rooster en gloeidraad van een $TB^{04}/_{10}$. Tengevolge van den gelijkgerichten stroom door den afsluitweerstand is het rooster van de $TB^{04}/_{10}$ sterk negatief t.o.v. gloeidraad, en er loopt dus geen plaatstroom. Tusschen de einden van den weerstand in den plaatkring van de $TB^{04}/_{10}$ staat dus geen spanning en de daarachter volgende $MA^{1,6}/_{400}$ is open. Er is diensgevolge een groot spanningsverlies in den weerstand R, zoodat de roosters van de zendlampen een geringe negatieve roosterspanning hebben. De zender is dus open.

Komt er geen spanning op den transformator, dan loopt er in de lampen E 415 geen plaatstroom; de $TB^{04}/_{10}$ is open, de $MA^{1,6}/_{400}$ dicht. Dan staat de volle negatieve spanning van batterij B

op de roosters van de zendlampen, waardoor de zender dichtgedrukt wordt.

Bij gebruik van de bovenbeschreven seininrichting is het noodig, dat de gatenschijf-frequentie eenige malen grooter is dan de beeld-frequentie.

In fig. 5a is een teeken voorgesteld, waarbij de draagfrequentie eenige malen de maximale modulatiefrequentie bedraagt; fig. 5b. geeft datzelfde teeken, evenwel is hierbij de draaggolffrequentie slechts weinig hoger dan de maximale modulatiefrequentie. Na de dubbelfazige gelijkrichting zien deze teekens er uit als voorgesteld in fig 5c. en d. Door middel van het filter is het nu mogelijk in 't geval van fig. 5c de draaggolffrequentie uit te zeven, zonder daarbij den teekenvorm (gestippeld aangegeven) te veel te beïnvloeden. Bij fig 5d is dit laatste vrijwel ondoenlijk ¹⁾.

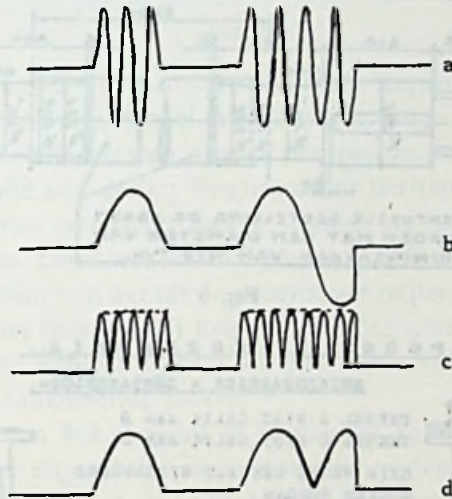


Fig. 5

Indien, zooals hierboven beschreven is, de gatenschijffrequentie uitgezeefd wordt, bedraagt de uiterste modulatiefrequentie van den telegrafiezender $515 \sim$, zoodat in totaal slechts een bandbreedte van $1030 \sim$ in beslag wordt genomen.

Men kan evenwel ook de gatenschijffrequentie mee uitzenden. Het filter van fig. 4 vervalt dan. In dit geval wordt de draadlooze zender gemoduleerd met alle frequenties welke over den kabel aangevoerd worden, dus alle frequenties tusschen $1885 \sim$ en

¹⁾ Telefunken heeft in verband met het bovenstaande wel voorgesteld de draaggolffrequentie voor de gelijkrichting te verveelvoudigen.

2915 ~. De totaal in beslag genomen bandbreedte is dan dus 5830 ~.

Aan de laatste methode van seinginging wordt soms de voorkeur gegeven omdat, waarschijnlijk tengevolge van de verdeling van de energie over een brederen band, de sluiering dan minder hinderlijk is.

Als ontvangtoestel wordt hier te lande gebruikt een telegrafie-ontvanger bevattende o.a. 3 trappen hoogfrequent-versterking, middelfrequent-versterking en fading-compensatoren, terwijl voorzieningen getroffen zijn om de traagheid tot een minimum te beperken.

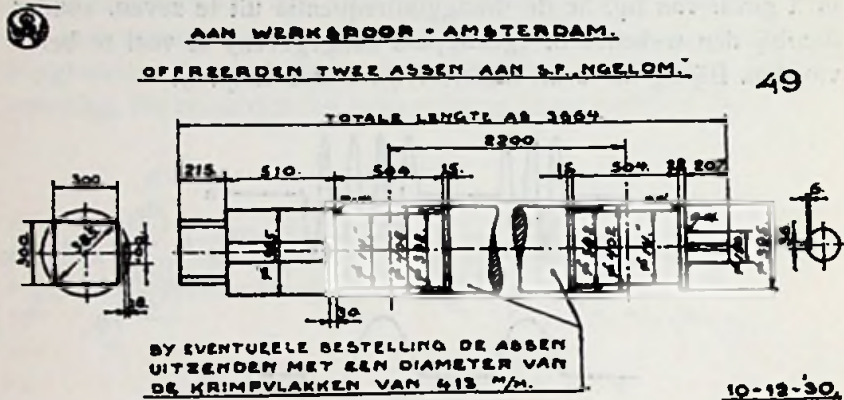


Fig. 6

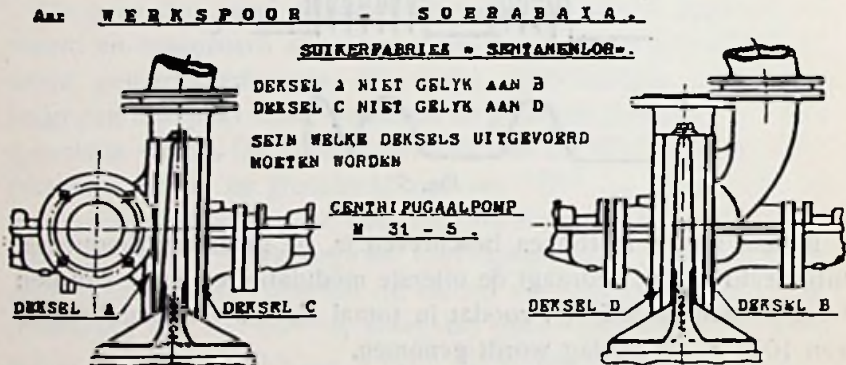


Fig. 7

Fig. 6 en 7 geven afbeeldingen van goed overgekomen beeld-telegrammen. Het eerste telegram is van hier naar Indië verzonden, het 2e van Indië naar Nederland.

In fig. 8a is afgebeeld een alhier opgenomen telegram waarvan de witte deelen uitgezonden waren, fig. 8b geeft datzelfde telegram

waarbij evenwel de zwarte deelen uitgezonden werden. Men ziet hier zeer duidelijk de reeds eerder genoemde teekenverlenging. Deze verlenging vindt niet haar oorzaak in traagheid van de ge-

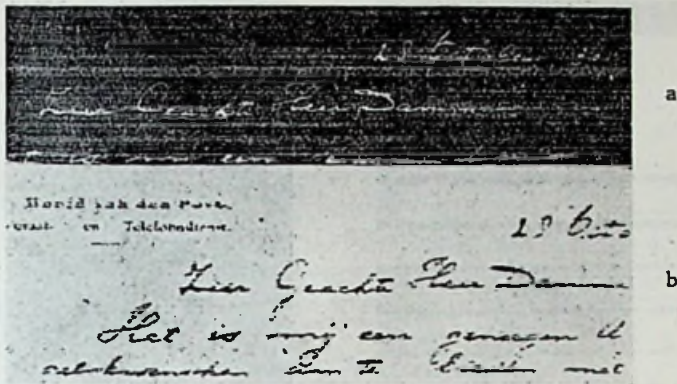


Fig. 8

bruikte toestellen. Ze is bovendien niet alle dagen evengroot. Een verklaring van het verschijnsel is wellicht de volgende: Bereikt een door den zender uitgezonden signaal den ontvanger langs verschillende wegen, die een gering lengteverschil bezitten, dan ontvangt men inplaats van één enkel teeken, eenige malen vlak na elkaar datzelfde teeken. Deze teekens overlappen elkaar evenwel grootendeels. De tijdsduur van het uit den ontvanger tredende teeken wordt bepaald door het tijdsverschil tusschen het begin van het langs den kortsten weg ontvangen signaal, en het einde van het langs den langsten weg aankomende teeken.

Afhankelijk van het verschil in weglengte zal het uit den ontvanger komende signaal dus meer of minder verlengd zijn.

Teneinde iets omtrent den tijdsduur van de verlenging te weten te komen, werd een beeld overgeseind bestaande uit lijnen van verschillende dikte, en loodrecht op de aftastrichting. Het resultaat ziet men in fig. 9. De rechtsche cijfers geven de dikten van de lijnen na de overbrenging; aan. Men ziet een vrijwel constante teekenverlenging van 0,6 mm. Bij deze proef bedroeg de tijd van overbrenging voor het geheele beeld 8 à 9 min. Hieruit volgt dat de tijdsduur van de teekenverlenging ongeveer 0,0026 sec. is. Trachtte men het beeld in een korteren tijd over te brengen bv. in 4 min. ¹⁾ dan zou de verlenging $2 \times$ zoo groot worden dus 1,2 mm.

¹⁾ De beeldfrequentie wordt dan 1030 \sim en dit is nog toelaatbaar bij een draagfrequentie van 2400 \sim .

Men ziet dat de teekenverlenging dus den minimumtijd bepaalt waarin een beeld overgebracht kan worden en niet de verhouding beeldfrequentie: gatenschijffrequentie. Uit het hiervoor vermelde

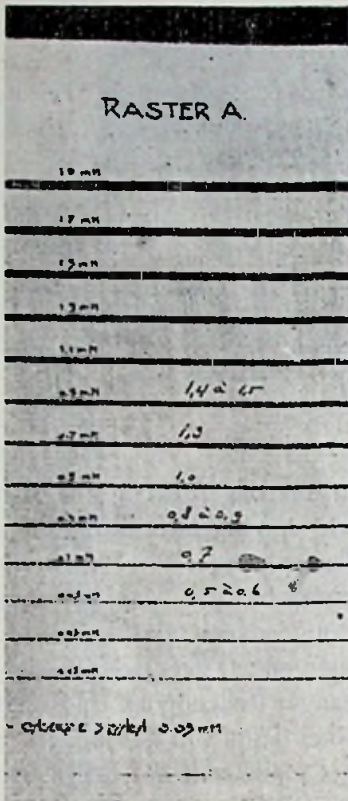


Fig. 9

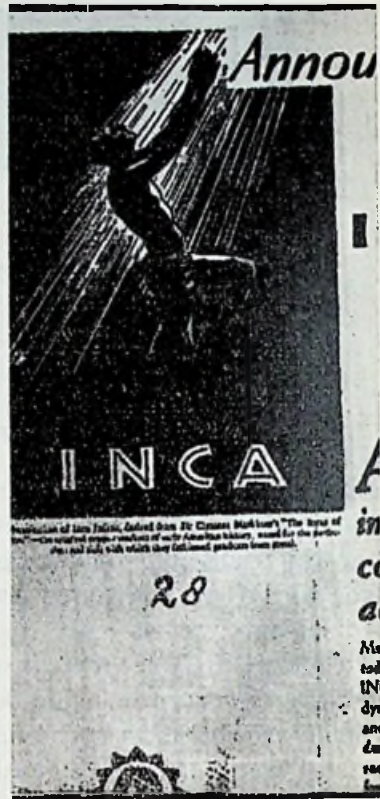


Fig. 10

blijkt tevens, dat beelden bestaande uit zwarte lijnen op witten grond beter overkomen dan beelden bestaande uit witte lijnen op zwart. In het eerste geval toch worden alle zwarte lijnen of letters iets te dik ontvangen. Dit is meestal geen groot bezwaar. In 't tweede geval worden de tussenruimten verlengd. De lijnen of letters worden daardoor dunner, waardoor gedeelten ervan wegvallen. Fig. 10 illustreert dit zeer duidelijk. De kleine zwarte letters onder de afbeelding zijn nog betrekkelijk goed leesbaar terwijl veel grotere witte letters in de afbeelding en bv. de swastica bij de pijl vrijwel niet meer te onderscheiden zijn.

Zoolang wij deze teekenverlenging niet afdoende kunnen bestrijden, lijkt het overbrengen naar Indië van beelden met tusschentinten (foto's) onmogelijk.

Bij een dergelijke draadlooze verbinding kan men nl. alleen met succes van kortegolf verbindingen gebruik maken. Er treedt dan evenwel steeds sluiereffect (fading) op. Men kan dus principieel nooit gebruik maken van een seinmethode, welke berust op intensiteitsverandering van een draaggolf, aangezien men, juist door de fading, de intensiteitsverandering geheel anders ontvangt, dan ze uitgezonden is.

Bij zwart-wit beelden stuurt de zender alléén een stroomstoot uit, wanneer zwart onder 't lichtpunt komt. Die uitgezonden stroomstooten zijn alle even sterk. Door de fading worden ze met verschillende sterkte ontvangen. Men kan evenwel aan de ontvangzijde maatregelen nemen, waardoor alle teekens die uit het ontvangtoestel komen, weer even sterk zijn.

van Keen P. E. van Pils
 Eynde v. Bommelien &
 Tussenaar.
 Jaarte Keen v. S. Pils.
 Hoj jicist van het
 afelichten van een proef-
 Heriode met de beidelen-
 bering heb ik gelogenheid
 in een goet te zenden
 met dit nieuwste
 verkeersmiddel overal
 India en Holland.
 Wij maken het uitte-
 kend en hebben ook
 van onsen onafte proef
 beidelen. Mevrouw
 brief van het begin van
 dit jaer ontvingen we in
 dank -
 met vele groeten
 Janne Pils en Keen
 P. E. van Pils.
 72

Fig. 11

Men tracht nu beelden met tusschentinten eveneens over te brengen als een serie stroomstooten van constante amplitude. De verandering in intensiteit zet men dan om in een verandering in tijdsduur van die stroomstooten; zoodanig dat bv. een wit deel van

het beeld bestaat uit een serie zeer korte stroomstooten, een grijs gedeelte uit een serie stroomstooten van iets langeren tijdsduur, terwijl eindelijk een zwart gedeelte van het beeld overgebracht wordt als een serie stroomstooten, die zoo lang zijn dat de tusschenruimten nagenoeg wegvallen. Men brengt het beeld zoodoende over in den vorm van een raster, bestaande uit streepjes die alle $\frac{1}{5}$ mm breedte hebben, en waarvan de lengte verandert met de tint van het beeld. Het overgeseinde beeld ziet er ongeveer uit als een afdruk van een fotografie in een courant. Het zal wel zonder meer duidelijk zijn, dat, tengevolge van teekenverlenging, een op deze wijze overgezonden beeld geheel bedorven wordt.

Behalve de teekenverlenging treedt bij de draadlooze overbrenging nog een ander verschijnsel op n.l. het z.g. dubbelteeken. Fig. 11 geeft een voorbeeld hiervan. Men ziet dat eenigen tijd na ieder signaal datzelfde signaal nog eens ontvangen wordt. Er moet reeds direct op gewezen worden, dat deze dubbelteekens niet de normaal optredende radio-echo's zijn. Een echo-sigitaal dat één maal de aarde rondgelopen is, komt ongeveer $\frac{1}{7}$ seconde na 't hoofdsigitaal aan. Wanneer hoofdsigitaal en echo den ontvanger bereiken langs tegenovergestelde wegen, is het tijdsverschil ongeveer $\frac{1}{20}$ seconde. De eerste echo zou zich, bij de gebezigde omwentelingssnelheid van den beeldtrommel, afteekenen ongeveer 3 cm na het teeken, de tweede ongeveer 1 cm daarna. Bij de beschouwde dubbelteekens is de afstand geringer n.l. 2,5 mm.

Aangezien dit soort dubbelteekens sterk optreedt bij ontvangst op een z.g. beam-antenne, en nagenoeg niet bij ontvangst op een Beverage-antenne, komt het waarschijnlijk voor, dat de oorzaak te zoeken is in de uitgebreidheid van eerstgenoemd antenne-systeem, waardoor wellicht de verschillende deelen getroffen worden door stralen, die sterk verschillende wegen hebben afgelegd.

Wat de practische toepassing van de beeldtelegraaf betreft, kan het volgende worden opgemerkt. Men heeft wel gemeend dat de beeldtelegraaf, behalve voor het overbrengen van teekeningen, schetsen e.d. ook gebruikt zou kunnen worden inplaats van de gewone telegraaf, ja deze laatste zelf wel eens geheel zou kunnen verdringen. De reden van deze veronderstelling was, dat men meende, dat de kans op verminkingen geringer was, terwijl men tevens dacht, dat de bereikbare seïnsnelheden enorm hoog waren.

Inderdaad is gebleken dat luchtstoringen in 't algemeen in een beeldtelegram niet erg hinderlijk zijn. Is de draadlooze verbinding slecht, dan wordt 't beeldtelegram niet mooi, maar er kan heel wat gebeuren, voordat 't onleesbaar wordt, terwijl verder de kans dat

men voor een bepaalde letter een verkeerde leest, heel wat geringer is dan bij morseschrift dat onder gelijke omstandigheden opgenomen is. Zie fig. 12.

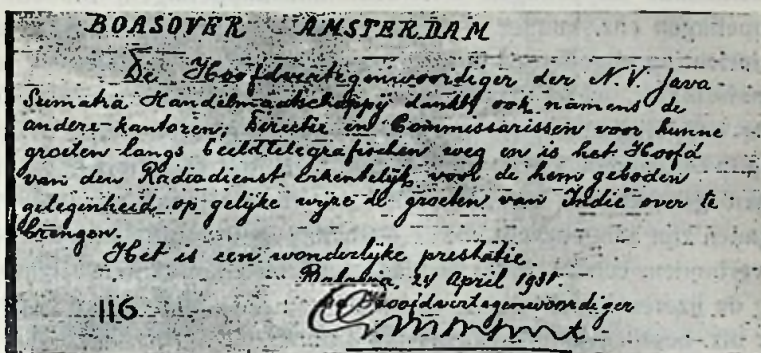


Fig. 12

De bereikbare seinsnelheid is evenwel niet zeer hoog in verband met de teekenverlenging. Een beeld van en naar Indië, komt over in 8 à 9 minuten. De afmetingen zijn ongeveer 10×20 cm. Men kan op een dergelijk telegram ruim 200 woorden in machineschrift schrijven en ruim 300 in stenografie. Men brengt dus op deze wijze per minuut 25 à 35 woorden over, terwijl men met een gewone telegrafie-verbinding bij gebruik van morseschrift 100 à 150 woorden per minuut kan overbrengen. Wat de seinsnelheid betreft geeft de beeldtelegraaf dus geen verbetering.

Wel is het een groot voordeel, dat berichten welke per beeldtelegraaf overgeseind worden, vrijwel onmogelijk door onbevoegden afgeluisterd kunnen worden.

De geheimhouding is vele malen beter dan bij gebruikmaking van de gewone sneltelegraaf.

's-Gravenhage, Mei 1931.

Openbaar gemaakte Octrooiaanvragen op het gebied der Hoogfrequentietechniek.

No. 39879 Ned. Aanvraag ingediend 30 Januari 1928, openbaar gemaakt 15 Mei 1931 voorrang van 2 Feb. 1927 af. (Engeland).

Georges, Edouard, Armand, Pohn, Londen.

Electrische koppelinrichting.

Doel is een koppelinrichting zoodanig samen te stellen, dat de

aard of de graad van de koppeling tusschen electriche ketens gemakkelijk kan worden veranderd.

Conclusie: Electriche koppelinrichting, waarmede naar keuze verschillende koppelingen b.v. weerstandskoppelingen, inductieve koppelingen enz. kunnen worden verkregen, met het kenmerk, dat de inrichting opgebouwd is uit ijzeren lamellen op de wijze als een transformator, welke lamellen kunnen samenwerken met twee of meer koppelingseenheden (primaire wikkeling, secundaire wikkeling, weerstanden, enz.) en wel zoodanig, dat de koppelingseenheden gemakkelijk verwijderbaar en uitwisselbaar zijn, terwijl organen zijn aangebracht om de eenheden met de uitwendige keten te verbinden, een en ander zoodanig, dat bij een inductieve koppeling de ijzeren lamellen deel uitmaken van het magnetische circuit.

2 blz. beschrijving, 1 conclusie, 4 figuren.

No. 40405 Ned. Aanvraag ingediend 9 Maart 1928, openbaar gemaakt 15 Mei 1931.

N.V. Philips' Gloeilampenfabrieken, Eindhoven.

Electriche ontladingsbuis voor het gelijkrichten van meerphasigen wisselstroom.

Conclusie: Electriche ontladingsbuis, met een gloeikathode (bij voorkeur een oxydkathode) en een gasvulling, geschikt voor het gelijkrichten van meerphasigen wisselstroom, met het kenmerk, dat in de geevacueerde ruimte kwikdamp, al of niet gemengd met een ander gas, en vloeibaar kwik aanwezig zijn, terwijl tusschen de gloeikathode en de anode in het inwendige der ontladingsbuis een of meer geleidende organen zijn aangebracht, welke organen in electriche verbinding staan met de bijbehorende anode.

2 blz. beschrijving, 2 conclusies.

No. 35997 Ned. Aanvraag ingediend 14 Februari 1927, openbaar gemaakt 15 Mei 1931, voorrang van 21 April 1926 af. (Frankrijk).

Société anonyme La Radiotechnique, Parijs.

Werkwijze ter vervaardiging van thermionische toestellen met gloeikathoden.

Conclusie: Werkwijze ter vervaardiging van thermionische toestellen met gloeikathoden, met het kenmerk, dat door middel van een lasmachine verscheidene parallelle takken van den gloeidraad worden bevestigd aan twee tegenoverliggende metalen zijden van een stijf raam, en dat daarna dit raam op den lampvoet wordt aangebracht.

2 blz. beschrijving, 3 conclusies, 6 fig.

No. 36592 Ned. Aanvraag ingediend 8 April 1927, openbaar gemaakt 15 Mei 1931.

Société anonyme des ondes dirigées, Parijs.

Werkwijze voor plaatsbepaling met behulp van het interferentieveld van electromagnetische golven.

Conclusie: Werkwijze voor plaatsbepaling met behulp van het interferentieveld van electromagnetische golven, met het kenmerk, dat door een primaire antenne electromagnetische golven worden uitgezonden, welke golven voor een deel door minstens één secundaire antenne, worden teruggekaatst, waarbij de secundaire golf gemoduleerd en de primaire ongemoduleerd is.

3 blz. beschrijving, 3 conclusies, 2 fig.

No. 46374 Ned. Aanvraag ingediend 18 Mei 1929, openbaar gemaakt 15 Mei 1931, voorrang van 21 Mei 1928 af (Ver. Staten van Amerika).

N.V. Philips' Gloeilampenfabrieken Eindhoven.

Electrische ontladingsbuis met indirect verhitbare kathode.

Conclusie: Electrische ontladingsbuis met indirect verhitbare kathode, met het kenmerk, dat een electronen emitterend orgaan door een isoleerenden, bij voorkeur buisvormigen wand, die met het emitterende orgaan één geheel kan vormen, electrisch gescheiden is van een verhittingslichaam dat direct veerend tegen den isoleerenden wand aanligt.

2 blz. beschrijving, 3 conclusies, 2 fig.

No. 43825 Ned. Aanvraag ingediend 24 Nov. 1928, openbaar gemaakt 15 Mei 1931, voorrang van 25 Nov. 1927 af. (Ver. St. van Am.).

N.V. Philips' Gloeilampenfabrieken, Eindhoven.

Inrichting voor het overbrengen van beelden.

Doel is een inrichting waarmede een beeld zoodanig wordt afgetast, dat de z.g. halftinten worden overgebracht zonder dat het ontvangen beeld strepen vertoont.

Conclusie: Zend- of ontvanginrichting voor het langs electrischen weg overbrengen van beelden, met het kenmerk, dat het beeldvlak en het aftastorgaan zoodanig ten opzichte van elkaar worden bewogen, dat het beeldvlak wordt afgetast in twee reeksen evenwijdige lijnen, waarbij alle lijnen der eene reeks een zelfden hoek vormen met die der andere reeks, en afwisselend een lijn van beide reeksen wordt afgetast.

4 blz. beschrijving, 3 conclusies, 4 fig.

No. 36431 Ned. Aanvraag ingediend 25 Maart 1927, openbaar gemaakt 15 Mei 1931.

N.V. Philips' Gloeilampenfabrieken, Eindhoven.

Electrodynamisch magneetsysteem voor luidsprekers, microfonen, of dergelijke inrichtingen.

Doel is de draadwindingen, welke beweegbaar in een magnetisch veld zijn opgesteld, bij haar bewegingen dusdanig te leiden, dat een zoo gunstig mogelijk rendement bij alle frequenties, vooral bij de lagere, optreedt.

Conclusie: Electrodynamisch magneetsysteem, geschikt voor luidsprekers, microfonen en dergelijke inrichtingen, voorzien van een of meer draadwindingen, welke beweegbaar in een magnetisch veld zijn opgesteld, met het kenmerk, dat de windingen of het lichaam, waarop deze zijn gewikkeld van binnen of van buiten geleid worden door aanraking met het zijvlak van een loodrecht op de as der windingen aangebrachte vast ondersteunde viltlaag.

2 blz. beschrijving, 1 conclusie, 2 fig.

NIEUWE geheel herziene derde druk

KORTEGOLF-ONTVANGST

door Ir. J. J. NUMANS.

PRIJS INGENAARD f 4.—, GEBONDEN f 5.50.

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

N. Veenstra Laan v. Meerdervoort 30
DEN HAAG

BANDEN RADIO-NIEUWS 1930

Prijs f 1.40 afgehaald, f 1.55 franco p. p.

Levering uitsluitend na inzending van het bedrag aan het Bureau van Radio-Nieuws:

LAAN VAN MEERDERVOORT 30 ◆ DEN HAAG

GECO LAMPEN

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

De Heer **CORVER** schreef in *Radio-Expres*:

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

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

VRAAGT UITVOERIGE PROSPECTUS MET KARAKTERISTIEKEN BIJ:



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

Nassau-Quwerkerkstraat 3

DEN HAAG.

≡ Televisie voor den Amateur ≡

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

Prijs in driekleurendrukomslag f 1.25

Het Zendend Amateurisme in Nederland

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

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



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

VARTA

GLOEI- EN PLAATSTROOM-ACCU'S

VOOR

ONTVANG- EN ZEND-INSTALLATIES

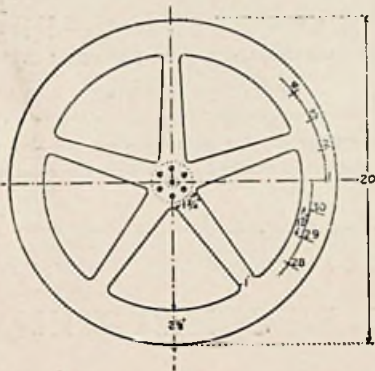
HET MERK!

RADIO-INRICHTING Fa. CH. VELTHUISEN

18 OUDE MOLSTRAAT, DEN HAAG

Telefoon 116227

Giro 28376



TELEVISIE ONDERDEELLEN!

NIPKOWSCHE SCHIJF

Origineel Baird f 26.—

Weerstanden 20 meg Ohm f 14.—

„ 40 „ „ f 14.—

*Hiervan geen prijscourant!
Zie de étalage!*



RADIO

— TOESTELLEN

— LUIDSPREKERS

— LAMPEN

De oudste ervaring — De modernste constructie

TELEFUNKEN

vert. door Siemens & Halske A.G.

DEN HAAG

Huygenspark 38-39