

Nº 2. 15^e JAARGANG
APRIL 1932

RADIO- NIEUWS

ORGAAN DER
NEDERLANDSCHE
VEREENIGING VOOR
RADIO-TELEGRAFIE

BIBLIOTHEEK
N.V.H.R.

INHOUD:

	Bladz
Over de met terugkoppeling bereikbare versterking	33
Een eenvoudig vervangingsschema voor een inductief teruggekoppelde lamp en eenige toepassingen.	38
Hoogfrequent-Meetinstrumenten.	41
Balansversterking	58
De invloed van de rooster-anode-capaciteit van de detectorlamp in toestellen zonder terugkoppeling	61
Vereenigingsnieuws	63





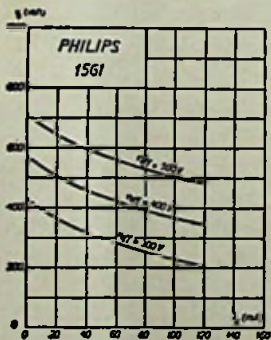
PHILIPS

HOOGVACUUM GELIJKRICHTBUIZEN

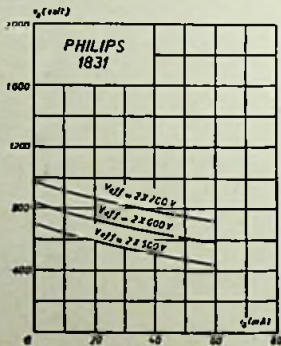


VOOR DUBBELFASIGE
GELIJKRICHTING,

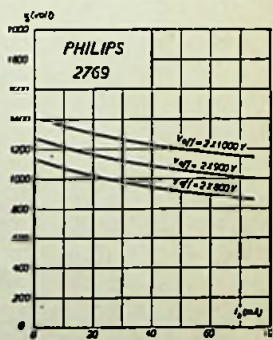
ZIJN IN HET BIJZONDER GESCHIKT VOOR
VOEDING VAN VERSTERKERLAMPEN



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 4.— per jaargang van 4 nummers. Buitenland f 4.50. Leden der Vereniging (contributie f 8.— per jaar) ontvangen dit blad gratis.
Secretaris-Penningmeester. B. Slikkerveer, Obrechtstraat 104'6, Den Haag.

Over de met terugkoppeling bereikbare versterking

Door Ir. J. v. SLOOTEN.

Natuurkundig Laboratorium der N.V. Philips' Gloeilampenfabrieken
Eindhoven—Holland.

Samenvatting.

Mit der Methode von Van der Pol wird für eine einfache Schaltung die von der Rückkopplung herrührende Verstärkung so elementar wie möglich abgeleitet. Bekanntlich wird dabei die Krümmung der Röhrencharakteristik als Ursache der beschränkten Verstärkung angenommen. Die bei kritischer Rückkopplung erreichbare Gitterspannung ist gleich dem Produkt einer nur von der Röhrencharakteristik abhängigen Konstante und der Kubikwurzel aus der maximalen Gitterspannung ohne Rückkopplung. Anschliessend wird bewiesen dass dieses schon aus den Arbeiten von Van der Pol bekannte Ergebnis auch mit komplizierteren Schaltungen niemals verbessert werden kann. Dabei ist nur die Linearität des vorgehenden Systems, das aber noch sehr gut Röhren einschliessen kann, vorausgesetzt. Es folgt eine Literaturübersicht.

* * *

Wanneer de algemeen gebruikelijke lineaire wisselstroomtheorie wordt toegepast op teruggekoppelde trioden, krijgt men resultaten, die overeenstemmen met de meeste der zich in de praktijk voordoeende verschijnselen. Algemeen bekend is b.v. voor eenvoudige schakelingen de genereervoorwaarde, die aangeeft bij welke waarde van de terugkoppeling de triode begint te oscilleeren.

Meer gecompliceerde zaken behandelt de heer Op den Orth op deze wijze in zijn onlangs in Radio-Nieuws verschenen stukken, waarvan het laatste in dit nummer voorkomt.

Men vindt er o.a. de schijnbare weerstandsvermindering in den afgestemden kring tengevolge van de terugkoppeling en de aanloopverschijnselen bij oscilleeren als de demping zeer groot is.

Er is echter een groep van verschijnselen die op deze wijze niet kunnen worden verklaard. Vraagt men b.v. naar

de amplitude, die de trilling aanneemt bij een oscillerende triode of naar de versterking door terugkoppeling van een signaal, dat zonder terugkoppeling ook al een behoorlijke waarde heeft, dan laat de gewone wisselstroomtheorie, die n.l. oneindig groote versterkingen levert, ons in den steek. We zullen echter zien, dat in het extreme geval van oneindig zwakke signalen, de lineaire theorie weer als in overeenstemming met de practijk is te beschouwen.

We hebben in de practijk van de terugkoppeling n.l. twee dingen:

1. de versterking wordt grooter voor zwakkere signalen;
2. het is niet onverschillig of men van een goeden, dan wel van een slechten kring uitgaat. Een slechte kring blijft ook na terugkoppeling slechtere resultaten geven dan een goede.

Dr. Balth van der Pol is de eerste geweest, die deze en meer gecompliceerde verschijnselen, die zich bij teruggekoppelde en oscillerende trioden kunnen voordoen, heeft verklaard door rekening te houden met de kromming van de lampkarakteristiek. Daar deze rekenwijze bij de radiotechnici weinig bekendheid geniet is het wel belangrijk er in een blad als Radio Nieuws nog eens de aandacht op te vestigen. Een overzicht van de publicaties van Dr. van der Pol, voor zoover ze verband houden met het hier gestelde doel, en van enkele andere auteurs, die er gedeeltelijk op voortbouwden, gerangschikt in chronologische volgorde, vindt men aan het einde van dit artikelje.

De verschijnselen, die in deze publicaties worden bestudeerd, zijn meestal vrij gecompliceerd, o.m. behandelt Dr. van der Pol het onderdrukken van de vrije trilling door een sterke gedwongen trilling van een andere frequentie en de z.g. meeneemverschijnselen, die zich

daarbij voordoen (b.v. het „zien" van zenders).

Wenschen we echter slechts de maximale versterking door terugkoppeling te berekenen, dan laat de theorie zich in zeer eenvoudige gedaante brengen, wat uit het onderstaande moge blijken.

Beschouwen we de karakteristiek van een lamp bij een gegeven plaatspanning, dan is de steilheid de eerste afgeleide van den plaatstroom naar de rooster-spanning. Willen we het „krom" zijn van de lampkarakteristiek in onze beschouwingen betrekken, dan moeten we de hoogere afgeleiden in rekening brengen.

We stellen dus den plaatstroom voor door:

$$i_a = i_{a_0} + S_1 V_k + S_2 V_k^2 + S_3 V_k^3 + \dots \quad (1)$$

Hierin is V_k de verandering van de roosterspanning om haar rustpositie. We merken nog even op, dat S_2 , S_3 enz. niet gelijk zijn aan de tweede, derde of hoogere afgeleide. In het algemeen is n.l. S_n gelijk aan de n^o afgeleide, gedeeld door n -faculteit.

Voor ons geval speelt de tweede afgeleide, en in het algemeen iedere even afgeleide geen belangrijke rol. Gaan we uit van een sinusvormige spanning op het rooster, dan veroorzaakt de tweede afgeleide n.l. geen sinusvormige stroom van dezelfde frequentie in den anodekring. Voor de derde afgeleide is dit echter wél het geval. We zien dat uit de formules:

$$S_2 V_k^2 \sin^2 \omega t = \frac{1}{2} S_2 V_k^2 - \frac{1}{2} S_2 V_k^2 \cos 2 \omega t$$

$$S_3 V_k^3 \sin^3 \omega t = \frac{3}{4} S_3 V_k^3 \sin \omega t - \frac{1}{4} S_3 V_k^3 \sin 3 \omega t \dots \quad (2)$$

De tweede afgeleide geeft dus een gelijkstroomverandering plus een tweede harmonische. De derde afgeleide geeft echter weer de grondfrequentie plus een derde harmonische. De gelijkstroomverandering (anodedetectie) en de hoogere harmo-

nischen hebben bij de terugkoppeling in eerste benadering geen effect. We kunnen dus volstaan met in rekening te brengen de grondfrequentiebijdrage van de derde afgeleide.

We nemen voor ons geval dus een karakteristiek van den vorm:

$$i_a = S_1 V_g - S_3 V_g^3 \dots (3)$$

De door (3) gedefinieerde kromme is geteekend in fig. 1. Daarmee is tevens

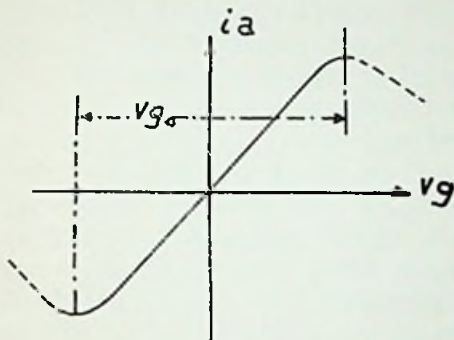


Fig. 1.

het minteken voor S_3 verklaard (n.l. het afbuigen van de karakteristiek naar den goeden kant).

Den horizontalen afstand tusschen de punten, waar de karakteristiek ombuigt, noemen we de „roosterruimte” V_{go} en deze is gegeven door

$$V_{go}^2 = \frac{4 S_1}{3 S_3} \dots (4)$$

Bij een praktisch geval wordt deze „roosterruimte” dus gedefinieerd door (4) en is dan een rekengrootheid, die wel niet gelijk is aan de werkelijke roosterruimte, maar toch van dezelfde orde is.

Op grond van (2), (3) en (4) kunnen we bij een sinusvormige roosterspanning $V_g \sin \omega t$ den plaatstroom dus voorstellen door:

$$i_a = S_1 V_g \sin \omega t \left(1 - \frac{V_g^2}{V_{go}^2} \right) (5)$$

Dit laat zich zoo opvatten alsof we een steilheid hebben, die volgens (5) afneemt met de amplitude. Dit geldt dus alleen

als we slechts met de grondfrequentie rekenen.

We beschouwen nu fig. 2, het een-

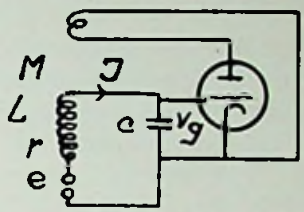


Fig. 2.

voudigste ontvangerschema (teruggekoppeld raam).

We veronderstellen verder dat de anodestroom door (5) gegeven is. Daarvoor is dus noodig, dat de impedantie van het terugkoppelspoeltje klein is t.o.v. den inwendigen weerstand van de lamp en dat we de E. M. K., door den ontvangkring in dit spoeltje geïnduceerd, mogen verwaarloozen. Beide veronderstellingen zijn slechts exact juist bij een oneindig grooten inwendigen weerstand van de lamp (tetrode).

We kunnen nu de trillingsvergelijking schrijven met complexe grootheden, daar de niet-lineariteit van het probleem verdisconteerd is in (5)

$$e = I \left(j \omega L + r + \frac{1}{j \omega C} \right) - j \omega M S_1 V_g \left(1 - \frac{\bar{V}_g^2}{V_{go}^2} \right) (6)$$

We schrijven hierin \bar{V}_g^2 om aan te duiden dat het kwadraat van den modulus bedoeld is. Nu is in fig. 2 : $I = j \omega C V_g$. We krijgen dus als verband tusschen e en V_g :

$$e = V_g \left[\left(1 - \omega^2 L C \right) + j \omega \left\{ C r - M S_1 \left(1 - \frac{\bar{V}_g^2}{V_{go}^2} \right) \right\} \right] (7)$$

Onder „kritische terugkoppeling” verstaan we nu de instelling, waarbij oneindig zwak oscilleeren optreedt bij een

opgedrukt signaal nul. D.w.z. we stellen in (7) $e = 0$ en $\bar{V}_r \ll V_{r0}$. De voorwaarden voor kritische instelling zijn dus:

$1 - \omega^2 LC = 0$ (frequentievoorwaarden)
 $Cr = M S_1$ (terugkoppelvoorwaarde) (8)
 Hebben we nu weer een opgedrukt signaal e van hoekfrequentie ω , dan is volgens (7) en (8):

$$e = j \omega Cr \frac{\bar{V}_r^2}{\bar{V}_{g0}^2} V_g$$

We zien dat V_r negentig graden nait bij e en dat de absolute waarde gegeven is door:

$$V_r = \sqrt[3]{\frac{V_{g0}^2 e}{\omega Cr}} = \sqrt[3]{\frac{V_{g0}^2 e}{r} \sqrt{\frac{L}{C}}} \quad (9)$$

Nu is zonder terugkoppeling ($M = 0$) het maximale signaal op het rooster:

$$V_0 = \sqrt{\frac{L e}{C r}} = \frac{e}{\omega Cr}$$

en (9) gaat dus over in:

$$V_g = \sqrt[3]{\frac{V_{g0}^2}{V_0}} \sqrt[3]{V_0} \quad (10)$$

In woorden luidt dit:

Het signaal bij kritische terugkoppeling is gelijk aan den derde machtswortel uit het signaal zonder terugkoppeling, vermenigvuldigd met een constante, die bepaald is door de eerste en de derde afgeleide van de lampkarakteristiek in het werkpunt. Dit zeer belangrijke resultaat, dat het eerst door Dr. van der Pol in 1920 is afgeleid (zie literatuuropgave), verklaart zonder meer de in het begin van dit artikeltje genoemde verschijnselen.

De extra versterking als gevolg van de terugkoppeling is immers:

$$\frac{V_g}{V_0} = \sqrt[3]{\frac{V_{g0}^2}{V_0^2}} \quad (11)$$

en deze uitdrukking stijgt met dalende V_{g0} .

We zullen nu nog laten zien, dat het door (10) gegeven resultaat het maximum aangeeft, dat zich met een teruggekoppelde lamp met een gegeven V_{g0} laat bereiken. D.w.z. dat het geen zin heeft om te trachten door toepassing van gecompliceerde schakelingen het effect van terugkoppeling te verhoogen. Daardoor wordt (10) tot een soort eerste hoofdwet van de terugkoppeling. Ook op dit gebied dus geen perpetuum mobile. De volgende, overigens zeer eenvoudige beschouwing, die dit aantoot, is nog niet eerder gepubliceerd, voor zoover mij bekend is.

We denken ons de lamp voorafgegaan door een willekeurig lineair systeem, dat b.v. nog zeer goed op zich zelf weer versterkerlampen kan bevatten, en waarop ergens de E. M. K. $e \sin \omega t$ werkt. Zie fig. 3.

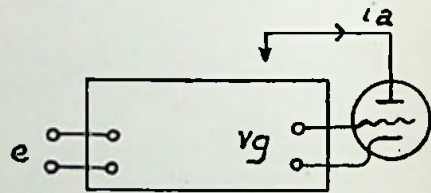


Fig. 3.

We nemen weer aan, dat de plaatstroom door (5) gegeven is. De E. M. K. e geeft tot de roosterspanning een bijdrage αe , waarbij α een complex getal is, dat afhangt van de instelling van het systeem.

Analoog geeft de plaatstroom een bijdrage tot de roosterspanning, die we βi_a noemen. We hebben dus de betrekking:

$$V_g = \alpha e + \beta S_1 V_g \left(1 - \frac{\bar{V}_r^2}{\bar{V}_{g0}^2}\right)$$

of

$$\alpha e = V_g \left\{1 - \beta S_1 \left(1 - \frac{\bar{V}_r^2}{\bar{V}_{g0}^2}\right)\right\} \quad (12)$$

De voorwaarde voor kritische terugkop-

peling wordt weer gevonden door in (12) te stellen $\bar{V}_r^2 \ll V_{r0}^2$ en $e = 0$ en is dus:

$$\beta S_1 = 1 \dots \dots (13)$$

D.w.z. dat het systeem in die frequentie gaat oscilleeren waarvoor β reëel is. Uit (13) en (12) volgt voor V_r als functie van een uitwendige E. M. K. e:

$$\bar{V}_g = \sqrt[3]{\alpha e V_{g0}^2} \dots (14)$$

Nu is αe hoogstens gelijk aan de rooster-spanning zonder terugkoppeling, immers is dan het systeem zoo ingesteld, dat α maximaal is. Laat deze instelling zich vereenigen met de terugkoppelvoorwaarde (13), dan hebben we weer hetzelfde resultaat als in het voorgaande eenvoudige geval. Daarvoor is dus noodig dat de terugkoppeling het voorafgaande systeem practisch niet verstemt. Nu is een kleine verstemming meestal noodzakelijk om β reëel te maken. Daar α echter maximaal is, heeft deze verstemming, indien zij inderdaad gering is, slechts een effect van de tweede orde op α . Hieraan is voldaan bij de meeste in toepassing zijnde schema's.

De hier gegeven theorie geeft den toestand in de practijk slechts onvolledig weer. Meestal wordt een teruggekoppelde lamp tevens voor roosterdetectie gebruikt. Daarbij hebben we dan de door de roosterstroom veroorzaakte demping, die van de amplitude afhangt en de verschuiving van het werkpunt door de detectie.

Het is wel mogelijk deze factoren in rekening te brengen, maar de formules worden dan zeer gecompliceerd, terwijl geen nieuwe gezichtspunten worden geopend.

Een aantal proeven in den loop der tijden gedaan, heeft bovendien uitgezezen, dat de formule (10) inderdaad een behoorlijk beeld geeft van de werkelijkheid.

Er zijn natuurlijk een aantal grensgevallen aan te geven, waarin de formule onjuist is. Stellen we de lamp b.v. in in een punt, waar de derde afgeleide nul is. We zouden nu een oneindig groote versterking verwachten. Dit is echter niet het geval, want onder deze omstandigheden gaat de vijfde afgeleide van de karakteristiek een begrenzendende rol spelen.

We eindigen met een overzicht van de literatuur op dit gebied, waarnaar de lezer verder zij verwezen.

1. B. v. d. Pol. Over de amplitude van vrije en gedwongen triode-trillingen. Ned. Rad. Genootschap 1, 1920, pag. 3.
2. B. v. d. Pol. A theory of the amplitude of free and forced triode vibrations. Radio Review 1, 1920, pag. 701 en 754.
3. E. V. Appleton and B. v. d. Pol. On the form of free triode vibrations. Phil. Mag. 42, 1921, pag. 201.
4. E. V. Appleton and B. v. d. Pol. On a type of oscillation-hysteresis in a simple triode generator. Phil. Mag. 43, 1922, pag. 177.
5. B. v. d. Pol. Trillingshysteresis bij een triodegenerator met twee graden van vrijheid. Ned. Radio Genootschap 2, 1921, pag. 125.
6. B. v. d. Pol. On oscillation hysteresis in a triode generator with two degrees of freedom. Phil. Mag. 43, 1922, pag. 700.
7. E. V. Appleton. The automatic synchronization of triode oscillators. Proc. Cambridge Phil. Soc. 21, 1922, pag. 231.
8. B. v. d. Pol. Gedwongen trillingen in een systeem met niet-lineairen weerstand.

- Ned. Radio Genootschap 2, 1924, pag. 57.
9. B. v. d. Pol. Forced oscillations in a circuit with non-linear resistance. Phil. Mag. 3, 1927, pag. 65.
 10. F. Ollendorf. Erzwungene Schwingungen in angefachten Systemen. Archiv f. Elektrotechnik 16, 1926, pag. 280.
 11. B. v. d. Pol. The effect of regeneration on the received signal strength. Proc. Inst. Radio Eng. 17, 1929, pag. 339.
 12. M. v. Ardenne und K. Schlesinger. Amplitudenabhängigkeit der dynamischen Steilheit beim Richtverstärker. ZS. f. Hochfr. 34, 1929, pag. 91.
 13. A. Andronow und A. Witt. Zur Theorie des Mitnehmens von van der Pol. Archiv f. Elektrotechnik 24, 1930, pag. 99.
 14. Y. Watanabe. Theorie des gekoppelten Schwingungskreises mit Selbsterregung. El. Nachrichten Technik 6, 1929, pag. 194.
 15. E. Fromy. Les effets secondaires de la reaction. L'Onde Electrique 8, 1929, pag. 281.
 16. P. Godfrin. Sur la stabilité de l'accrochage. L'Onde Electrique 9, 1930, pag. 190.
 17. H. Winter—Günther. Ueber die Mitnahmeerscheinungen an Röhrengeneratoren bei verschiedenen Frequenzverhältnissen. ZS. f. Hochfr. 37, 1931, pag. 39.
 18. L. Mandelstam und N. Papalexii. Ueber Resonanzerscheinungen bei Frequenzteilung. ZS. f. Physik 73, 1931, pag. 223.
 19. Ph. le Corbeiller. Les systèmes auto-entretenus et les oscillations de relaxation. Paris, Hermann, 1931.
- Eindhoven, 19 December 1931.

Een eenvoudig vervangingsschema voor een inductief teruggekoppelde lamp en eenige toepassingen.

III.

Door Ir. J. M. OP DEN ORTH.

In de beide artikelen over bovengenoemd onderwerp (zie R.-N. van Nov. en Dec. 1931) hebben we eenige gevallen doorgerekend, waarin steeds een *vaste* koppeling van den terugkoppeltransformator ondersteld wordt. Aan deze onderstelling wordt in de practijk echter zelden voldaan. Het mag dus van belang geacht worden na te gaan, wat voor invloed de spreiding van dien transformator heeft.

Deze invloed manifesteert zich het duidelijkst, indien we het aan de vaste koppeling tegenovergestelde uiterste geval beschouwen, n.l. een zeer *losse* koppeling.

We vonden in het algemeen voor de vervangingsimpedantie (zie blz. 317).

$$Z = \frac{(r_1 + j \omega L_1)(r_2 + j \omega L_2) + \omega^2 M^2}{r_2 + j \omega L_2 - j \omega k M.}$$

Onderstellen we nu de koppeling zoo

los, dat M^2 te verwaarlozen is ten opzichte van $L_1 L_2$ en nemen we verder eenvoudigheidshalve $r_1 = 0$, dan wordt:

$$Z = \frac{j \omega L_1 (r_2 + j \omega L_2)}{r_2 + j \omega L_2 - j \omega k M}$$

of:

$$\frac{1}{Z} = \frac{r_2 + j \omega L_2 - j \omega k M}{j \omega L_1 (r_2 + j \omega L_2)} =$$

$$= \frac{1}{j \omega L_1} - \frac{k M}{L_1} \cdot \frac{1}{r_2 + j \omega L_2}$$

Noemen we $\frac{k M}{L_1} = m$, dan wordt

$$\frac{1}{Z} = \frac{1}{j \omega L_1} - \frac{m}{r_2 + j \omega L_2}$$

Dat wil dus zeggen, dat Z bestaat uit de parallel schakeling van een impedantie $j \omega L_1$ en een impedantie

$$- \left(\frac{r_2 + j \omega L_2}{m} \right) \quad (\text{zie fig. 20})$$

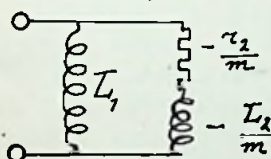


Fig. 20.

Het effect van de terugkoppeling is hier dus, dat de totale plaatkringimpedantie van de terugkoppellamp in een bepaalde verhouding, maar voorzien van het tegengestelde teken, parallel aan de rooster spoel geschakeld wordt. *De lampweerstand werkt dus als een negatieve weerstand op den roosterkring in en de zelfinductie van de terugkoppelspoel als een negatieve zelfinductie.* We brengen in herinnering, dat de impedantie van een negatieve zelfinductie zich, wat het teken betreft, gedraagt als een capaciteit en, wat de absolute waarde in afhankelijkheid van de frequentie aangaat, als een zelfinductie.

Denken we ons weer, dat de kring bestaande uit de rooster spoel en een parallelle condensator, eventueel geshunt door

een Ohmschen weerstand, opgenomen is in de anodeketen van een hoogfrequentlamp. Het vervangingsschema van deze schakeling vindt men in fig. 21.

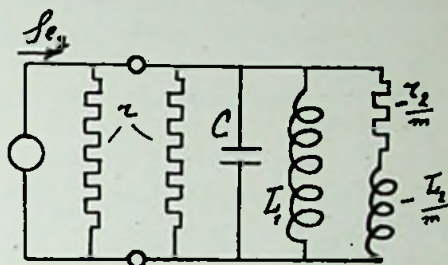


Fig. 21.

We krijgen weer, indien r de totale shuntweerstand voorstelt:

$$Se_r = E_u \left(\frac{1}{r} + j \omega C + \frac{1}{j \omega L_1} - \frac{m}{r_2 + j \omega L_2} \right)$$

Eigen trilingen treden op voor die frequentie, waarvoor de vorm tusschen haakjes nul wordt, dus voor:

$$\frac{1}{r} + j \omega C + \frac{1}{j \omega L_1} - \frac{m}{r_2 + j \omega L_2} = 0.$$

Deze vergelijking is te herleiden tot:

$$-j \omega^3 L_1 L_2 C r - \omega^2 (L_1 L_2 + L_1 C r r_2) + j \omega (L_1 r_2 + L_2 r - m r L_1) + r r_2 = 0 \quad (1)$$

Stellen we $j \omega = \alpha$, dan herleidt deze vergelijking zich tot:

$$\alpha^3 L_1 L_2 C r + \alpha^2 (L_1 L_2 + L_1 C r r_2) + \alpha (L_1 r_2 + L_2 r - m r L_1) + r r_2 = 0 \quad (2)$$

De oplossing van deze derde machtsvergelijking, welke geen principieele moeilijkheden met zich mee brengt, maar nog al omslachtig is, geeft ons weer de eigen frequenties. Ons interesseert echter voornamelijk, hoever we moeten terugkoppelen om *sinusvormige* trillingen te krijgen en de frequentie van die trillingen. Voor de trillingen, die we zoeken, is de demping juist nul, en de waarde van α is voor die trilling dus zuiver imaginair. Deze waarden van α kunnen we gemakkelijk vinden, zonder van de volledige oplossing van (2) gebruik te maken.

Hebben we n.l. de derde machtsvergelijking

$$a x^3 + b x^2 + c x + d = 0 \dots (3)$$

en vragen we ons af, aan welke voorwaarde a, b, c en d moeten voldoen, opdat verg. (3) een stel zuiver imaginaire wortels heeft.

Stellen we zoo'n wortel $x_1 = jn$; dan moet dus zijn:

$$-a j n^3 - b n^2 + j c n + d = 0$$

Dit kan alleen, indien zoowel het reële, als het imaginaire deel nul is, dus alleen indien:

$$-n^3 + c n = 0 \quad \text{en} \quad -b n^2 + d = 0$$

Waaruit volgt:

$$n^2 = \frac{c}{a}$$

$$\text{en} \quad n^2 = \frac{b}{d}$$

Deze vergelijkingen zijn tegenstrijdig tenzij $\frac{c}{a} = \frac{b}{d}$.

Dus alleen, indien $\frac{c}{a} = \frac{b}{d}$, dan zal er een imaginaire wortel van verg. (3) zijn.

Wordt aan deze voorwaarde voldaan, dan is verg. (3) te schrijven als volgt:

$$a x^3 + b x^2 + c x + d = (a x + b) \left(x^2 + \frac{d}{b} \right)$$

waaruit volgt, dat dan de wortels zijn:

$$x_1 = -\frac{b}{a}$$

$$\frac{x_2}{x_3} = \pm j \sqrt{\frac{d}{b}}$$

Keeren we na deze uitweiding terug tot onze verg. (2) en passen we de gevonden resultaten daarop toe, dan zien we, dat een stel zuiver imaginaire wortels voor α gevonden wordt, indien:

$$\frac{L_1 r_2 + L_2 r - m r L_1}{L_1 L_2 C r} = \frac{r r_2}{L_1 C r r_2 + L_1 L_2} \dots (4)$$

Deze vergelijking geeft dus aan, hoe

groot m is, dus hoever ik terug moet koppelen om juist genereeren te krijgen. Uit vergelijking (4) volgt voor m:

$$m = \frac{r_2}{r} + \frac{L_2^2}{L_1 (L_2 + C r r_2)} \dots (5)$$

Indien aan vergelijking (4) voldaan wordt, vinden we voor de wortels van vergelijking (2):

$$\alpha_1 = - \left(\frac{L_1 L_2 + L_1 C r r_2}{L_1 L_2 C r} \right) = - \left(\frac{1}{C r} + \frac{r_2}{L_2} \right) \dots (6)$$

$$\frac{\alpha_2}{\alpha_3} = \pm j \sqrt{\frac{r r_2}{L_1 L_2 + L_1 C r r_2}} = \pm j \sqrt{\frac{1}{I_1 \left(C + \frac{L_2}{r r_2} \right)}} \dots (7)$$

Uit dit laatste volgt voor ω :

$$\omega = \sqrt{\frac{1}{L_1 \left(C + \frac{L_2}{r r_2} \right)}} \dots (8)$$

Uit vergelijking (5) volgt, dat we bij iedere combinatie van L_1 , L_2 , $C_1 r$ en r_2 steeds een waarde van m kunnen aangeven, welke het systeem brengt op het randje van genereeren in sinusvormige trillingen. Of het systeem even voor het genereerpunt stabiel is, hangt af van het teeken van den derden wortel (α_1). Daar dit teeken steeds negatief is, heeft de derde eigentrilling dus steeds een exponentieel afnemend verloop en het systeem is dus steeds stabiel vlak voor het genereerpunt.

Vergelijking (8) leert ons, dat door de terugkoppeling als het ware de nulcapaciteit van den condensator vergroot wordt met een bedrag $\frac{r r_2}{L_2}$.

Dit schijnbare vergrooten van de nulcapaciteit is natuurlijk het gevolg van het als negatieve zelfinductie werken van de terugkoppelspoel. Deze schijnbare vergroting van de nulcapaciteit kan onder

bepaalde omstandigheden van belang zijn bij het gelijktijdig afstemmen van meerdere trillingskringen, op een van welke dempingsreductie toegepast wordt. Een ander gevolg is, dat we de genereerfrequentie, ook indien we C volkomen nul konden maken, toch niet hoger kunnen krijgen dan

$$\omega_{\max.} = \sqrt{\frac{r_1 r_2}{L_1 L_2}} \quad (9)$$

welke waarde uit vergelijking (8) volgt door daarin $C = 0$ te stellen.

Op grond van deze overwegingen verdient het dus in het algemeen aanbeveling bij het toepassen van dempingsreductie de voorkeur te geven aan een kleine, vast gekoppelde terugkoppelspoel boven een groote, die slechts los gekoppeld wordt.

Aan het geval $C = 0$ moeten we nog even verdere aandacht wijden (zie fig. 22). Dit schema levert een zeer selectieve versterking voor een frequentie

$$\omega = \sqrt{\frac{r_1 r_2}{L_1 L_2}}$$

(zie vergelijking 9), indien we de terugkoppeling zoo sterk opvoeren, dat

$$m = \frac{r_2}{r_1} + \frac{L_2}{L_1}$$

welke waarde voor m we vinden door in vergelijking (5) $C = 0$ te stellen. Het

merkwaardige is, dat we op deze manier een zeer selectieven, zich als LC kring gedragenden trillingskring verkregen hebben, zonder dat we in principe van condensatoren, eigencapaciteiten van spoelen of dergelijke, gebruik behoeften te maken. De frequentie is bij deze schakeling blijkens de gevonden formule sterk afhankelijk van den weerstand parallel aan de roosterspoel en is dus met dien weerstand te regelen.

Volledigheidshalve en tot slot merken we op, dat de schakeling volgens fig. 22

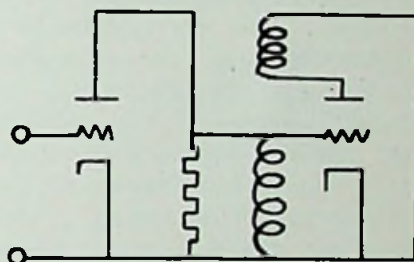


Fig. 22.

zonder de hoogfrequentlamp natuurlijk ook bruikbaar is als generatorschakeling en voor dit doel is zij dan ook, zooals ons na onderzoek gebleken is, reeds eenige jaren geleden door den Amerikaan Nicholls voorgesteld.

Scheveningen, 11-1-32.

Hoogfrequent-Meetinstrumenten. *)

(Mededeeling uit het Centraal Laboratorium van Siemens & Halske A/G, Wernerwerk, Berlijn-Siemensstadt.)

Door ANDREAS JAUMANN, Berlijn.

(Verschenen in „Elektrotechnische Zeitschrift“ 1931, 52ste Jaargang, No. 31, blz. 985—991.)

Overzicht.

Bij de ontwikkeling der hieronder beschreven hoogfrequent-meetinstrumenten is men van het principe uitgegaan prac-

tisch goed bruikbaar gebleken systemen uit de laagfrequent-techniek voor het

*) Naar een voordracht, gehouden voor de „Elektrotechnische Verein“ op 21. 5. 1931.

hoogfrequentiegebied in toepassing te brengen. Vanuit dit gezichtspunt bezien, wordt een serie toestellen beschreven, waarmede de belangrijkste hoogfrequentie-metingen kunnen worden verricht. Dit zijn vooral spanningsmetingen, dempings- resp. versterkingsmetingen en impedantiemetingen. In aansluiting hiermede wordt de combinatie der afzonderlijke toestellen tot complete meettafels behandeld.

1. Inleiding.

Het geheele telefoniewezen heeft in deze eeuw door de toepassing van de electronenlampen, die geheel nieuwe mogelijkheden voor de verdere ontwikkeling schiepen, een geweldige vlucht genomen. Deze ontwikkelingsperiode is, wat de techniek van het hoorbare frequentie-bereik betreft, in groote trekken tot afsluiting gekomen; want naast de beheersing van het bekende feitenmateriaal door een diepgaande theorie, die voorwaarde voor elke systematische ontwikkeling is, gelukte in de meeste gevallen ook de verwerkelijking der theoretische eischen voor gunstige laagfrequenteschakelingen.

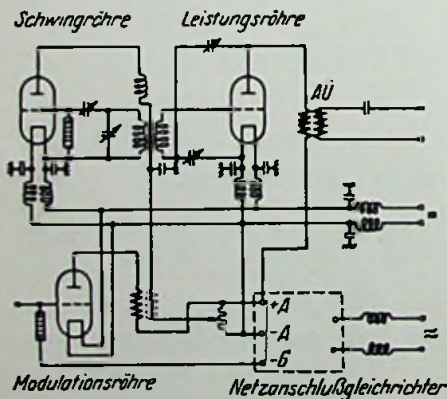


Fig. 1. Schema van den meetzender.

In tegenstelling hiermede heeft de hoogfrequentietechniek nog lang niet dien graad van volmaaktheid en beheersing

van het gegeven feitenmateriaal bereikt, hoewel de theorie der voor toonfrequenties gebruikte schakelingen natuurlijk ook in het hoogfrequentiegebied principieel bruikbaar is.

De reden voor de zonder twijfel veel langzamere ontwikkeling der hoogfrequentietechniek is natuurlijk in de moeilijkheden te zoeken, om de eenvoudige theoretische voorwaarden op praktische wijze voor gunstige schakelingen in toepassing te brengen. Storende invloeden, die in het toonfrequentiegebied menigmaal verwaarloosd kunnen worden, b.v. de invloed van schadelijke capaciteiten, groeien bij hoogfrequentie tot belangrijke grootheden aan; ook de materiaaleigenschappen zijn in het algemeen ongunstiger. Een zoo eenvoudig schakelement, als bijv. een transformator met breed overdragingsbereik, waarvan het gebruik in het toonfrequente telefoniewezen heel algemeen is en waarvan de uitvoering

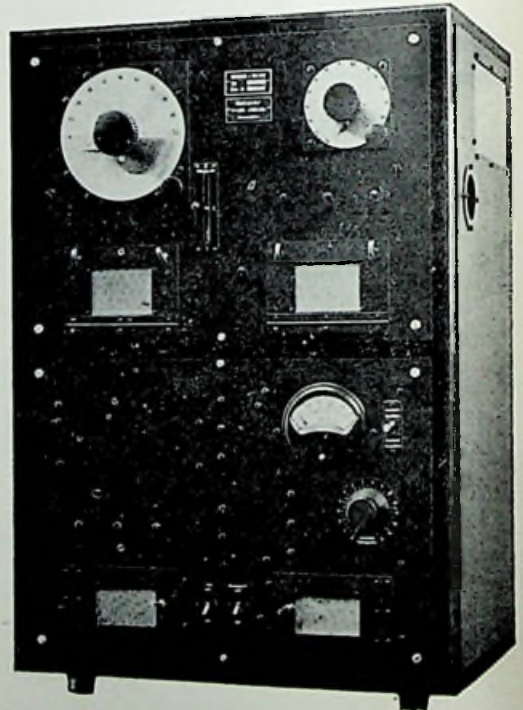


Fig. 2. Meetzender 100... 1700 kHz.

bijna een vanzelfsprekendheid is geworden, geeft in het hoogfrequentiegebied, zooals wij nog zullen zien, reeds groote moeilijkheden en is tot nu toe voor het gebied der radiogolven of vooral voor de korte golf nog niet geconstrueerd.

De in de hoogfrequentietechniek naar voren tredende problemen zijn dikwijls heel andere, dan die, welke bij de toonfrequentie-telefonie optreden. De gelijktijdige overdraging van frequentiebanden van groote relatieve breedte speelt bij de laatste niet die dominerende rol —; toch kan dikwijls een belangrijke stap in de ontwikkeling verkregen worden, indien het gelukt, de resultaten uit de door de bovengenoemde oorzaken verder ontwikkelde toonfrequentie-techniek voor het er in zekere mate mee samenhangende hoogfrequentiegebied bruikbaar te maken.

Iedere ontwikkelingsgang wordt door de toepassing van meetinstrumenten op gunstige wijze beïnvloed en uit den toestand van ruwe empirie omhoog geheven. Ook uit dezen gezichtshoek bezien, vertoont het toonfrequente telefoniewezen een verder voortgeschreden ontwikkelingsstadium, dan de hoogfrequentie-techniek. Bleven niet tot nog voor korten tijd de in den handel zijnde hoogfrequentmeetinstrumenten beperkt tot golfmeters en stroommeters? Voor uitgebreidere metingen echter, vooral impedantie- en spanningsmetingen, waren de geïnteresseerden op de literatuur over geschikte schakelingen aangewezen.

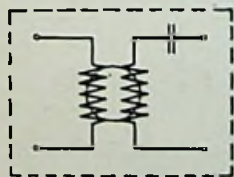


Fig. 3a.

Hoogfrequenttransformator.



Fig. 3b.

In den laatsten tijd verschijnen naast de genoemde, nog verschillende andere toestellen op de markt, in het bijzonder spanningsmeters in den vorm van lamp-voltmeters of als Braunsche buizen; ook een veldsterktemeter van *M. von Ardenne* mag hier genoemd worden. Het aantal van deze apparaten is echter ook nu nog niet groot en de keuze van doel en systeem meer toevallig dan systematisch.

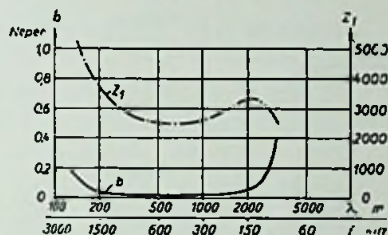


Fig. 4. Damping en impedantie van een HF-transformator.

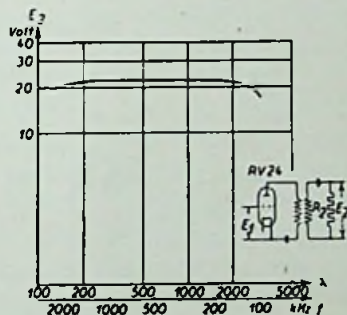


Fig. 5. Werkkarakteristiek van een HF-transformator.

Siemens & Halske heeft zich de opgave gesteld, de hierin aanwezige hiaten aan te vullen, door een serie HF-meettoestellen te construeeren, waarover in het onderstaande het een en ander geschreven zal worden. Op grond van de ervaringen, opgedaan met toonfrequentieschakelingen en in aansluiting aan de ontwikkeling van talrijke toonfrequentiemeettoestellen, kon de door ons gestelde opgave in den zin, als in de inleiding omschreven, door ons ter hand genomen worden. Men zal dus steeds het streven opmerken, om naast

de speciale, voor hoogfrequentie bijzonder geschikte schakelingen, de goed bruikbare systemen uit de laagfrequentie-techniek ook voor hoogfrequentie over te nemen.

De meetinstrumenten, waarvan in het volgende sprake zal zijn, maken metingen mogelijk in een frequentiegebied van 100... 1500 kHz., dus in een golflengte-bereik van 3000... 200 meter.

2. Opwekking van HF-energie voor meetdoeleinden.

Ter opwekking van de voor het gebruik van vele meettoestellen benodigde hoogfrequent-energie dient een meetzender. De grondregels voor de ontwikkeling van een dergelijken meetzender zijn natuurlijk heel andere dan b.v. die voor den bouw van een radiozender. In de eerste plaats moet de wijziging der golflengte in het geheele frequentiegebied gemakkelijk en nauwkeurig door te voeren zijn; daarbij moet de afgegeven energie nagenoeg constant blijven. Bij onder omstandigheden sterk wisselende belasting van den zender mag verder de golflengte niet veranderen, want bijv. bij opname van resonantie- of dempingskrommen zijn veranderingen der HF-frequentie met slechts 100 Hz. ontoelaatbaar. De afgegeven HF-energie moet arm aan hoogere harmonischen zijn; het optreden van hoogere harmonischen is vooral bij brugmetingen uiterst storend. De zender mag ten slotte bij kortgesloten uitgang niet stralen, moet dus zeer goed afgeschermd zijn.

Het prinseschema van een dergelijken meetzender toont ons Fig. 1. De zender bestaat uit een inductief teruggekoppelden trillingskring, waarvan de spoel op drie waarden omgeschakeld kan worden, en een geneutraliseerden eindtrap. Van het gebruik van tusschenkringen ter vermindering der hoogere harmonischen werd ter verkrijging van een eenvoudige bediening van den zender afgezien. In

plaats hiervan wordt bij brugmetingen behalve de zender een stroomfilter, een hoogfrequentspoelenleiding, gebruikt, waarop wij later nader terugkomen. De uitstraling van storende energie wordt door dubbele pantsering en zorgvuldige blokkeering der batterijtoevoerleidingen verhinderd. Een ingebouwde modulatie-inrichting maakt een lineaire modulatie tot 80 % mogelijk. Voor het doel van een meetzender is de hier toegepaste Heising- of anodespanningsmodulatie bijzonder geschikt. Het plaatsspanningsapparaat voor de modulatielamp, dat tevens de anodespanning voor de generator- en eindlamp levert, is mede ingebouwd, terwijl de gloeispanning voor de beide hoogfrequentlampen door batterijen geleverd wordt om het eigen geruisch van den zender zooveel mogelijk te onderdrukken. Fig. 2 toont de uitvoering van den meetzender. Naast de hoofdstemming is links nog een fijnregeling aangebracht, die door verdraaien van den stator van den toegepasten frequentie-lineairen draaicondensator verkregen wordt. Het is daardoor mogelijk, de hoogfrequentie op goed meetbare wijze met enkele honderden Hertz te veranderen, zooals dit bij de opname van resonantie-krommen noodzakelijk is. De regeling der hoogfrequentenergie wordt door wijziging van de anodespanning van de generatorlamp met behulp van een potentiometer verkregen. De zender levert een maximale

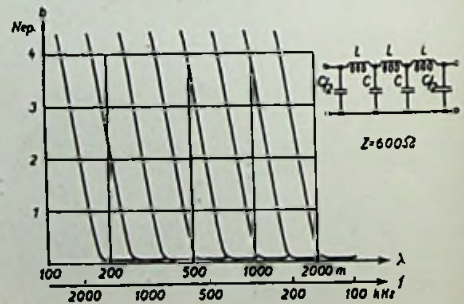


Fig. 6. Schema en demping van het stroomfilter.

energie van 4 Watt en een gemiddelde telefonie-energie van 1 Watt.

Dit vermogen is bij juiste aanpassing voldoende voor het gebruik van alle meetinstrumenten. Wordt nu b.v. in een brugschakeling een spoel met een verliesweerstand van 5 Ohm gemeten, dan wordt ons de eisch gesteld, den uitgang van den zender, waarvan de eindlamp een inwendigen weerstand van ongeveer 2000 Ohm heeft, aan 5 Ohm aan te passen. De oplossing van dit probleem, dat ook in vele andere gevallen van belang is, is ons op eenvoudige en mooie wijze gelukt door de ontwikkeling van hoogfrequentenergie-overdragers, die het geheele frequentiebereik tusschen 100—1500 kHz. gelijkmatig en met groot nuttig effect overdragen. Reeds bij het begin van onze desbetreffende onderzoekingen bleek het ons, dat de vervaardiging van dergelijke overdragers met luchtspoelen niet mogelijk is en dat het gebruik van ijzerkernen noodzakelijk wordt. Als resultaat van uitgebreide proefnemingen werd door ons een kernmateriaal gevonden, dat voor het beoogde doel zeer geschikt bleek. Het bezit in den gebruikten vorm een nuttige

permeabiliteit voor hoogfrequentie van $\mu = 13$, die overigens met de laagfrequente permeabiliteit nauwkeurig overeenstemt. De verliezen der ijzerkernspoelen zijn daarbij ook bij 1500 kHz. slechts weinig hooger, dan die der overeenkomstige luchtspoelen. Opmerkelijk is verder, dat de eigenschappen van dit kernmateriaal niet tevens bij toonfrequentie de beste zijn en dat men hier materialen met gunstiger eigenschappen kent.

Fig. 3 toont de principieele constructie en de uitvoering van een dergelijken hoogfrequent-transformator. In fig. 4 is het verloop van de demping en van de impedantie aangegeven voor een transformator voor een overdragingsbereik van 150—1500 kHz.; zooals hieruit blijkt, blijft de werk-demping in dit overdragingsgebied kleiner dan 0,05 Neper.

Binnen de grenswaarden van ongeveer 4000—3000 Ohm en 6—8 Ohm voor de afsluitweerstand kunnen willekeurige overdragingsverhoudingen met hetzelfde goede nuttige effect vervaardigd worden. De grenzen van deze weerstandswaarden zijn eenerzijds bepaald door de grootte van de lampcapaciteit, indien als genera-

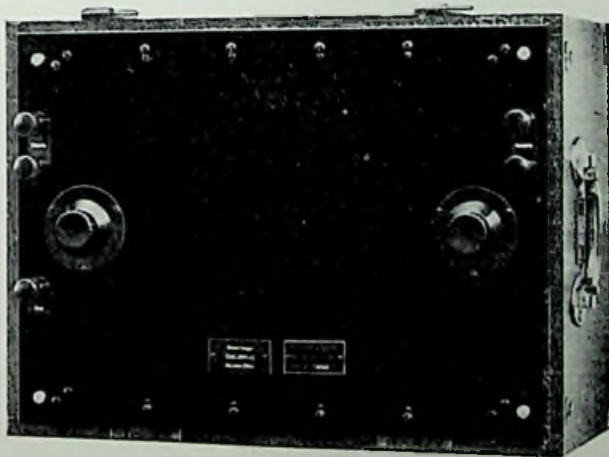


Fig. 7. Hoogfrequentstroomfilter.

tor een lamp wordt gebruikt, anderzijds door de onvermijdelijke inductiviteit der toevoerleidingen. In fig. 5 is b.v. de werking van een hoogfrequenttransformator in een meetschakeling aangegeven. In den uitgang van den meetzender (fig. 1) werd reeds een dergelijke overdrager gebruikt, die den lampweerstand van 2000 Ohm op de doelmatige normaalwaarde van 600 Ohm omlaag transformeert. Aan dezen uitgang kan in het bijzonder voor brugmetingen een stroomfilter aangesloten worden, dat als driedeelige spoelenleiding uitgevoerd werd. Het frequentiegebied van 100... 1500 kHz. wordt daarbij in 8 trappen overbrugd.

Fig. 6 toont het principe-schema en de dempingskromme van het hoogfrequentstroomfilter. Men verkrijgt hiermede in de ongunstigste gevallen nog een demping van de hoogere harmonischen van 4 Neper. Alle spoelenleidingen bezitten een golfweerstand van 600 Ohm.

De praktische uitvoering van het stroomfilter toont ons Fig. 7.

Voor brugmetingen kan aan het stroomfilter een stel hoogfrequenttransformatoren aangesloten worden, die wat den ingang betreft, een golfweerstand van 600 Ohm, wat den uitgang betreft, echter de meest verschillende waarden

steeds een gunstige aanpassing van de brug.

Fig. 8 geeft de schematische opstelling van een dergelijke meettafel.

3. Meting van hoogfrequentspanningen.

Wij willen nu de meting van hoogfrequentspanningen en -stromen behandelen. Voor het geval, dat het meetinstrument een vermogen van eenige honderdsten Watt mag opnemen, kunnen dergelijke metingen op eenvoudige en nauwkeurige wijze met behulp van hittedraadinstrumenten of thermogalvanometers worden uitgevoerd; hierover zullen wij het hier echter niet hebben. Ons interesseert veel meer de meting van zeer kleine hoogfrequentenergieën en hiervoor is alleen een lampvoltmeter met hoogen ingangswaerstand te gebruiken. Bij de ontwikkeling van een dergelijk instrument dient men het eerst met zich zelf eens te worden, of men slechts zuiver sinusvormige hoogfrequentspanningen wil meten, dan wel spanningen van een willekeurige kromme. In het laatste geval, dat voor ons van belang was, omdat wij in het bijzonder ook aan de meting van stoorspanningen van elektrische apparaten dachten, is het noodzakelijk, dat de karakteristiek van het instrument zoo mogelijk quadra-

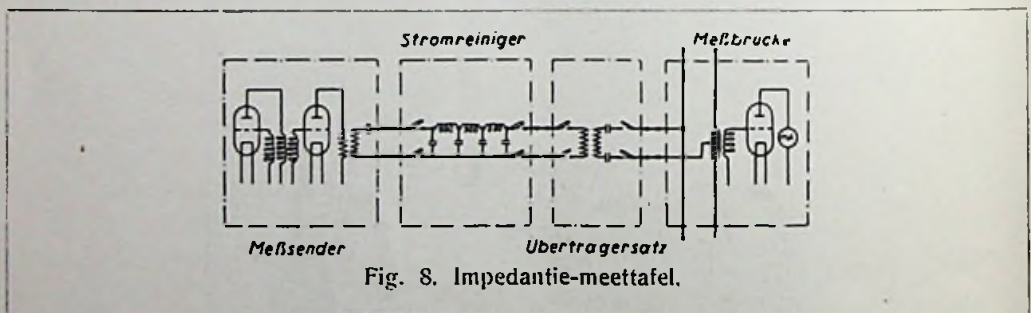


Fig. 8. Impedantie-meettafel.

tusschen 12 tot 3200 Ohm, op geometrische wijze gerangschikt, bezitten. Op deze wijze verkrijgt men bij de meting van ver uiteenlopende impedanties

tisch verloopt. Slechts in dit geval meet men de werkelijke effectieve waarde van de spanning, terwijl men bij een willekeurige karakteristiek een niet-gewenschte

integraalwaarde verkrijgt. Het quadratische verloop van de ijk-kromme bij de meting met zuivere sinusspanningen is namelijk tevens het bewijs, dat men op een nauwkeurig rechtlijnig gedeelte van de lampkarakteristiek werkt. Aan deze voorwaarde kan slechts door doelmatige keuze van de lampen en de omstandigheden, waaronder zij werken, voldaan worden.

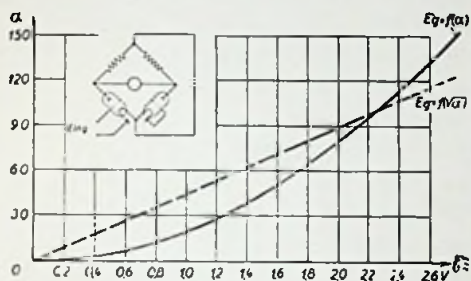


Fig. 9. Principeschema en karakteristiek van den lampvoltmeter.

Fig. 9 geeft het principe-schema en de karakteristiek van een dergelijken lampvoltmeter. Hierbij werd gebruik gemaakt van een compensatieschakeling in den vorm van een brug. Men bereikt daardoor een rustige nulpunt-instelling van het apparaat, zonder afhankelijk te zijn van gloeistroom- en anodespanningsvariaties.

Fig. 10 toont de praktische uitvoering van het instrument. De ingang van den lampvoltmeter is zoo capaciteitsarm mogelijk uitgevoerd en is daarbij voor gelijk-

spanningen door een condensator geblokkeerd. Dit heeft weliswaar een zekere verhooging van de ingangscapaciteit ten gevolge, die $11 \mu\mu\text{F}$ bedraagt, maar bleek noodzakelijk met het oog op de veelvuldig voorkomende gevallen, waarbij men slechts de wisselstroomcomponent van een gelijkspanning wil meten. Het nulpunt van het instrument kan met behulp van een potentiometer nauwkeurig ingesteld worden.

Zoals de in fig. 9 geteekende karakteristiek aangeeft, strekt zich het meetbereik van het instrument uit van 0,4 tot 2,8 Volt. Hoogere spanningen kunnen gemakkelijk met behulp van een hoogohmigen spanningsdeeler gemeten worden. Ons interesseert hier echter voor alles de meting van zeer kleine hoogfrequentspanningen tot ca. 10^{-5} V, die dikwijls, bijv. bij veldsterktemetingen, bij de meting der overblijvende stoorspanningen van storingsvrij gemaakte machines of bij dempingsmetingen een rol spelen. Voor dit doel wordt het gebruik van een hoogfrequent-versterker noodzakelijk.

Een afgestemde selectieve versterker volgens het principe van een radio-ontvangtoestel schijnt voor deze metingen minder geschikt, want enerzijds is in het geheele frequentiegebied van 100.... 1500 kHz. tengevolge van het veranderlijk decrement der spoelen een constante versterking nauwelijks te bereiken, anderzijds heeft de eisch van eenknopsbe-



Fig. 10. Hoogfrequent-lampvoltmeter.

diening, die alleen een gedefinieerden versterkingsgraad van het instrument garandeeren kan, een kostbare constructie tengevolge; ook zijn de toepassingsmogelijkheden van een dergelijken versterker in zooverre beperkt, dat men van breede hoogfrequentiebanden de resulterende spanning niet kan meten. Als meetversterker is slechts een aperiodische hoogfrequentieversterker met constante versterking tusschen 100... 1500 kHz. geschikt, zooals reeds door *M. von Ardenne* vastgesteld en toegepast werd. Principieel staan voor den bouw van een dergelijken meertrapsversterker twee wegen open, de weerstands- en de transformatorkoppeling der lampen. De eerste weg is door *M. v. Ardenne* ingeslagen. De meervoudige Löwe-hoogfrequentlamp bezit twee door weerstandselementen gekoppelde systemen. Zooals uit talrijke publicaties over deze materie moge blijken¹⁾ bezaten deze lampen echter een niet onbelangrijke frequentie-afhankelijkheid van den versterkingsfactor in het golfgebied beneden 1000 m., die zich bij cascadeschakeling van meer lampen nog verhoogt.

Wij trachtten derhalve eerst den tweeden weg in te slaan, namelijk de transformatorenkoppeling der lampen, en ge-

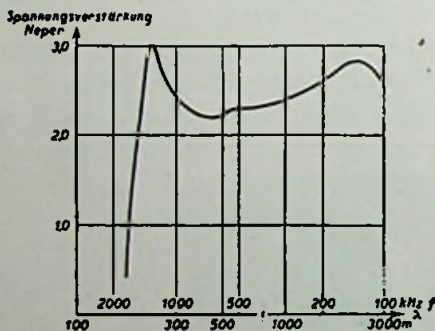


Fig. 11. H.F.-versterker met transformatorkoppeling (luchtspoelen).

¹⁾ *M. v. Ardenne*, ETZ 1929, blz. 1617; El. Nachr. Techn. dl. 7, blz. 434 (1930) e.a.

bruikten hierbij de voor dit doel meest geschikte Telefunkenlamp RE 904. Deze weg leidde echter niet tot het doel. Op de redenen van dit mislukken kunnen wij hier niet nader ingaan, wij geven echter toch twee karakteristieke krommen van dergelijke versterkers, die natuurlijk allesbehalve ideaal zijn (fig. 11 en 12);

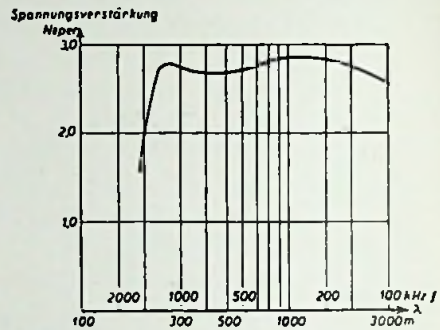


Fig. 12. H.F.-versterker met transformatorkoppeling (ijzerkernspoelen).

steeds treden vèrùitstekende resonantie pieken van de overdragingsschakeling op.

Op grond van uitgebreide onderzoeken vonden wij een koppelingsschakeling, die zeer geschikt bleek te zijn.

Het principe van deze schakeling, een combinatie van zuivere weerstands- en transformatorkoppeling, toont ons fig. 13. Met deze schakeling, die alle elemen-

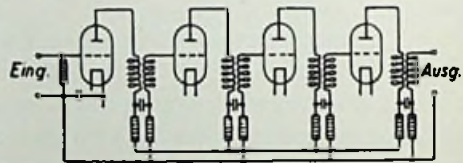


Fig. 13.

ten van de beide koppelingssystemen omvat, kan over het geheele frequentiegebied een nagenoeg constante versterking verkregen worden. Fig. 14 geeft de versterkingscurven van het instrument bij één- en viertrapsversterking. Hierbij wordt een versterking van maximaal 9,7 Neper (16.000-voudig) verkregen bij afwijkingen, die kleiner zijn dan 0,1 Neper.

Een groot voordeel der schakeling is ook daarin gelegen, dat door de toepassing van weerstandselementen de gilneiging zeer gering is en een neutraliseering

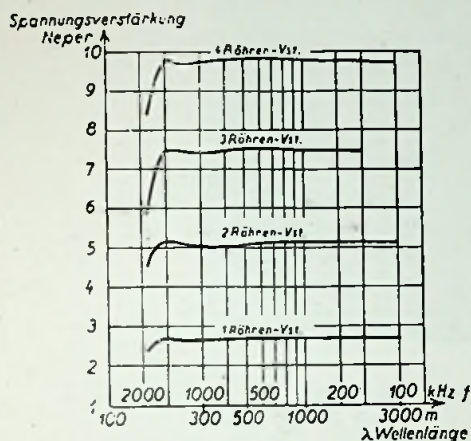


Fig. 14. Versterkingscurven van een aperiodischen H.F.-versterker.

overbodig wordt. De hier aangegeven krommen zijn in geen geval als het maximum te beschouwen, dat deze schakeling kan opleveren, doch zij geven aan, welke rechtheid van de versterkingskromme zonder bijzondere moeite bij juiste instelling der schakelementen verkregen kan worden. Geschiedt de afstemming van het koppelingsnetwerk met groote zorgvuldigheid, dan wordt een practisch ideale rechthoekigheid verkregen. Natuurlijk is het dan noodzakelijk, uitgezochte en op de karakteristieke punten nauwkeurig met elkaar overeenstemmende lampen te gebruiken.

De constructieve uitvoering van den hoogfrequentversterker toont Fig. 15; het apparaat is zoo ingericht, dat het zonder meer als vóórtrap bij den lampvoltmeter gebruikt kan worden. De versterkingsregeling geschiedt door afschakelen der verschillende versterkertrappen en bovendien met behulp van een omschakelbaren spanningsdeeler 1:3,5. Men is daardoor instaat, hoogfrequentspannin-

gen van 2,8 V tot 20 μ V absoluut, te meten. Voor doeleinden, waarbij de selectieve meting van een smallen frequentieband noodig is, is de combinatie van den versterker met een bandfilter doelmatig, waarop wij echter nog nader terugkomen.

In aansluiting aan dit absolute meetstelsel willen wij hier in het kort nog het probleem van de verkrijging van uiterst kleine gedefinieerde HF-spanningen, dus het spanningsdeeler-probleem, aanstippen. In vele gevallen, b.v. bij de opname der dempingskromme van een bandfilter, is het doelmatig om de absolute meting van de spanning te vervangen door een vergelijking van de onbekende met een even groote bekende HF-spanning. Een dergelijke werkwijze heeft het voordeel, dat aan de gelijkmatigheid van den versterkingsfactor van het aanwijsinstrument niet zulke hoge eischen gesteld behoeven te worden. Het spanningsdeeler-probleem is echter ook bij de ijking van HF-versterkers van belang.

Gegevens over dergelijke HF-spanningsdeeler, die eerst bij verhoudingen boven ca. 1:1000 van belang worden, zijn in de literatuur veelvuldig te vinden. In een publicatie van Schlesinger²⁾ wordt b.v. een capacatieve spanningsdeeler met veranderlijke deelverhouding tot 1:15000 beschreven; ook in een publicatie van Troeltsch³⁾ wordt een inductieve spanningsdeeler met een variatie-bereik van 1:500.000 als onderdeel van een meetinrichting voor radio-toestellen behandeld.

Al deze spanningsdeeler bezitten echter, behalve een zekere afhankelijkheid van de belasting, die men echter door zeer losse koppeling willekeurig klein kan

²⁾ K. Schlesinger, Z. Hochfrequenztechnik, dl. 36, blz. 190 (1930).

³⁾ F. Troeltsch, El. Nachr. Techn. dl. 8, blz. 137 (1931).

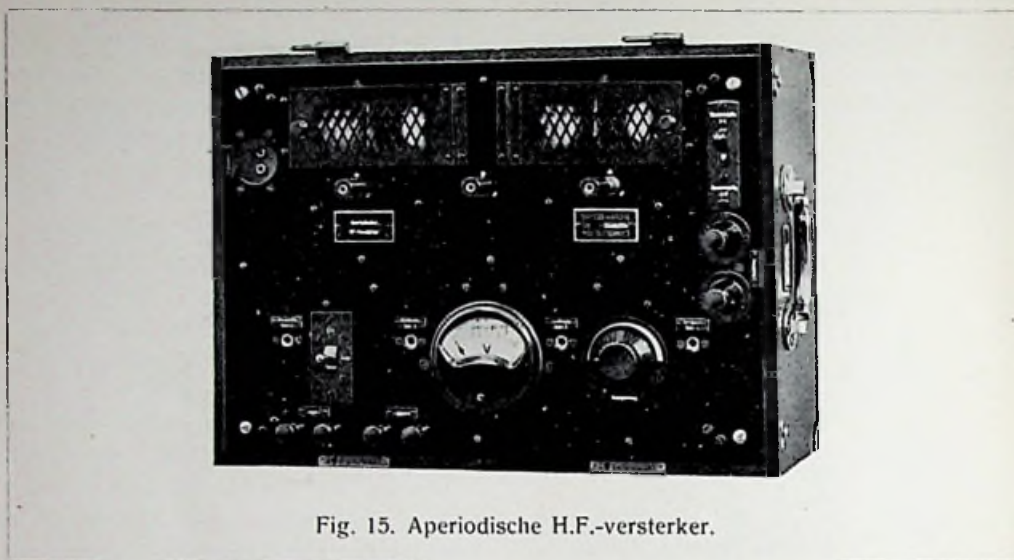


Fig. 15. Aperiodische H.F.-versterker.

houden, het nadeel, dat of geen nauwkeurige aflezing mogelijk is, wanneer het geheele bereik op één schaal verschijnt, of de aflezing aan de hand van ijkkrummen bij toepassing van meervoudige onderverdeeling van het bereik onhandig wordt.

Deze nadeelen worden vermeden, indien de spanningsdeeler op de wijze der laagfrequent-ijklijnen als T-schakeling opgebouwd wordt. Men heeft hierbij de mogelijkheid in de hand, een aantal T-geledingen in serie te schakelen, zonder dat de dempingswaarde van het eene lid door de instelling van de anderen beïnvloed wordt; men kan hierbij b.v. in heele, tienden, of honderdsten nepers onderverdeelen. Bij hoogfrequentie is het doelmatig in plaats van weerstanden condensatoren te gebruiken. Het T-lid bezit dan een constante golfcapaciteit, wanneer deze uitdrukking hier in analogie tot golfweerstand toegestaan is.

De schakeling van een dergelijke hoogfrequentijklijn toont ons fig. 16. Men ziet hieruit, dat de trappen der heele Nepers als spanningsdeeler in den vorm van een vaste ijklijn uitgevoerd werden, terwijl de

tienden en honderdsten nepers door omschakelbare T-geledingen gevormd worden.

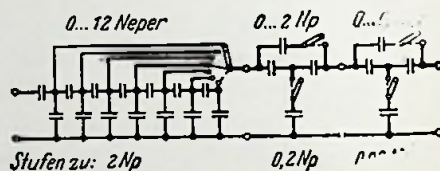


Fig. 16. Principeschema van de H.F.-ijklijn.

Hierdoor is het mogelijk, dempingen van 0... 14 Neper (dit komt overeen met een verhouding van 1 : 10¹⁴) in trappen van 0,02 neper direct af te lezen. Bovendien blijft de „schijnbare capaciteit” van den spanningsdeeler aan de zijde van den verbruiker voor alle dempingsinstellingen nauwkeurig constant.

De praktische uitvoering van een dergelijken spanningsdeeler toont ons fig. 17. Een demping van 14 neper is natuurlijk slechts door een uiterst zorgvuldige afscherming, vooral van de schakelaars, nauwkeurig te verkrijgen.

4. Impedantie-metingen bij hoogfrequentie.

Een van de belangrijkste voorwaarden voor den bouw van hoogfrequentieschake-



Fig. 17. Hoogfrequent-ijklijn.

lingen is de nauwkeurige kennis der eigenschappen van de toegepaste schakelementen, dus vooral van de spoelen en condensatoren. De ook voor hoogfrequentie geldige capaciteitswaarde van condensatoren kan met groote nauwkeurigheid met behulp van een laagfrequentmeetbrug vastgesteld worden, want condensatoren zijn schakelementen, die het theoretische ideaal zeer nabij komen; hun verliezen en vooral hun inwendige zelfinductie spelen ook bij hoogfrequentie een ondergeschikte rol. In het algemeen bestaat er dus geen behoefte aan capaciteitsmetingen met hoogfrequentie.

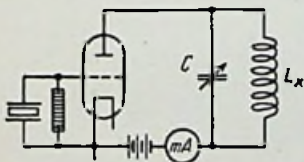


Fig. 18. Schema van de zelfinductiemet-inrichting.

Geheel anders is het echter met de zelfinducties; op de eigen capaciteit hiervan moet meestal, wanneer het niet zeer kleine waarden beneden $10 \mu\text{H}$ betreft, bij hoogfrequenties acht geslagen wor-

den. Dikwijls stelt men zich ook hier met een meting bij laagfrequentie tevreden. Wij willen hier echter een toestel bespreken, dat inductiemetingen bij hoogfrequentie mogelijk maakt en daarbij buitengewoon eenvoudig geconstrueerd is. Fig. 18 geeft het principe van dit toestel. Het

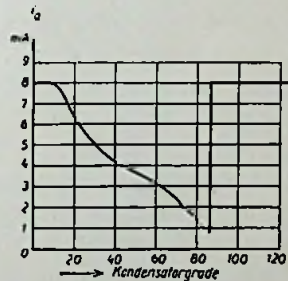


Fig. 19. Anodestroom van de generatorlamp als functie van den draaiingshoek van den condensator.

betreft hier een kristal-gestuurden zender, in welks anodekring de te meten spoel en een geijkte condensator opgenomen worden. Zoolang de eigenfrequentie van dezen kring beneden die van het kristal ligt, kan geen oscillatie optreden; wordt de capaciteit nu geleidelijk verkleind, dan treedt plotseling oscillatie in, zoodra de kristal-frequentie bereikt wordt (zie fig.

19). Uit de waarde van de capaciteit bij het inzetten van de oscillatie en uit de golflengte van het kristal kan men de grootte der zelfinductie gemakkelijk berekenen. Bij gebruik van verschillende kristallen kan de meting voor twee of meer frequenties uitgevoerd worden. Men is dan in staat ook de eigen capaciteit van de spoel te bepalen. De methode is bruikbaar voor zelfinducties van ongeveer 3 mH... 0,5 μ H, dus in het bijzonder voor kortegolfspoelen, die langs laagfrequenten weg slechts onnauwkeurig gemeten kunnen worden.

Fig. 20 toont de constructie van een dergelijk apparaat voor grotere zelfin-

ducties bij hoogfrequentie leent zich in het bijzonder een toestel, dat op de volgende eenvoudige substitutiemethode berust (Fig. 21). Een trillingskring, waarin de te meten condensator C_x als capaciteit is opgenomen, wordt eerst met behulp van een dynatronschakeling in oscillatie gebracht. Door langzaam verminderen van den gloeistroom van de dynatronlamp stelt men het punt van uitvallen van de trilling in. Nu wordt de condensator C_x tegen een verliesvrijen condensator C_n van gelijke grootte met barnsteenisolatie uitgewisseld. Daardoor zet de trilling eerst weer in. Schakelt men nu in serie

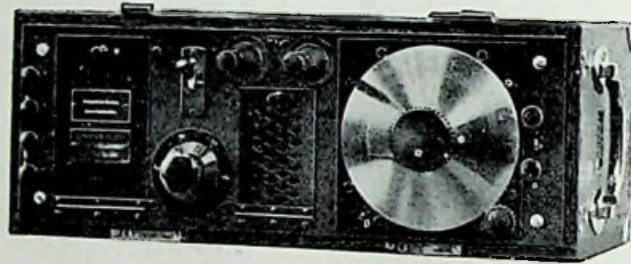


Fig. 20. H.F. zelfinductiemeetinrichting.

ducties, ongeveer in het gebied van 30 μ H tot 3 mH; hierbij zijn in totaal 5 kristallen met verschillende golflengte toegepast, die naar keuze ingeschakeld kunnen worden. Vooral bij langere golflengten moet de schakeling iets gewijzigd worden om een zekere oscillatie-intreiding te verkrijgen en om foutieve metingen tengevolge van het optreden van nevengolflengten van de kristallen te vermijden. Een zelfde apparaat wordt voor kleinere inducties tot 0,5 μ H gefabriceerd. De nauwkeurigheid van deze methode bedraagt al naar de verliezen der spoelen c.a. één tot twee procent bij directe metingen; bij vergelijkingsmetingen is de nauwkeurigheid daarentegen belangrijk grooter.

met den condensator C_n een regelbaren weerstand en vergroot men dezen totdat de trilling weer uitvalt, dan geeft de bereikte waarde de grootte van den verliesweerstand van C_x . Het inzetten en uitvallen van de trilling wordt met behulp van een geijkten detector vastgesteld, waarmee ook de instelling van den condensator C_n op gelijke grootte als C_x geschiedt. Door uitwisseling van de spoel kan de meting bij verschillende frequenties uitgevoerd worden. De methode maakt metingen van verliesweerstand met een nauwkeurigheid van ± 0.1 Ohm mogelijk. Fig. 22 toont ons de constructie van het apparaat.

De hierboven behandelde toestellen zijn speciale inrichtingen, die vóór alles door

den eenvoud van het toegepaste meet-principe bestaansrecht verworven hebben en die zich in het bijzonder voor serieme-

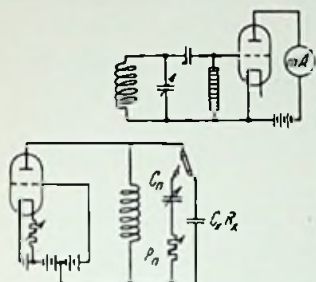


Fig. 21. Schema van den condensatorverliesmeter.

tingen leenen. De brugtoestellen, die wij nu zullen beschrijven, zijn daarentegen universeele instrumenten, die meer algemeene impedantiemetingen binnen een uitgebreid frequentie- en meetbereik mogelijk maken; het zijn de differentiaalbrug en de Küpfmüllerbrug.

densatoren en weerstanden, die in een bereik van 1... 10.000 Ohm gemeten kunnen worden. Het principe van de brug toont ons fig. 23⁴⁾). Het meetobject R_x en de vergelijkingsnormaalweerstand R_n liggen in de brugtakken enerzijds direct, anderzijds over een differentiaaltransformator parallel aan de stroombron. Bij gelijkheid van R_x en R_n naar grootte en phase heffen de werkingen van de stromen in den differentiaal-transformator elkaar op en verkrijgt men een spanningsminimum. Het minimum is des te kleiner, naar mate de spreiding en de ohmsche weerstand van de differentiaalwikkeling kleiner zijn.

Ook bij den bouw van dezen differentiaaltransformator voldeed de toepassing van een ijzerkern uitstekend; het gelukte hiermede de totale spreiding van den transformator tot 4 ‰ terug te brengen, zoodat een hooge gevoeligheid van de brug verkregen werd. Men bereikte te-



Fig. 22. H.F.-condensatorverliesmeter.

De *differentiaalbrug* leent zich voor de meting van de reële en imaginaire componenten van impedanties bij frequenties van 100.. 1500 kHz.; zij is vooral geschikt voor metingen aan spoelen, con-

vens een exacte overeenstemming tusschen de zelfinductie-waarden der beide wikkelingen tot op 0,5 ‰, zoodat ook

⁴⁾ Zie b.v. A. Hund, Jahrb. drahtl. Telegr. deel 10, blz. 305 (1916).

een groote nauwkeurigheid verkregen werd.

Een voordeel van de bovenbeschreven inrichting is, dat de geheele wikkeling van den differentiaaltransformator bij uitbalancering van de brug aardpotentiaal bezit, waardoor de afscherming van de brug aanzienlijk vereenvoudigd wordt. Als aanwijsinstrument doet een lampvoltmeter in brugschakeling met een aperiodeschen vóórtrap dienst, die geheel met de brug samengebouwd is. De meting van spoelen vindt het beste plaats door de spoelen in serie te schakelen met een verliesvrijen condensator en af te stemmen op de meetfrequentie. De vergelijkingsnormaal wordt dan gevormd door een phase-armen weerstand, waarvan wij de praktische uitvoering later bij de Küpfmüller-brug zullen behandelen. De definitieve vorm van deze laatste brug, die zich momenteel nog in fabricatie bevindt, kan echter nog niet afgebeeld worden.

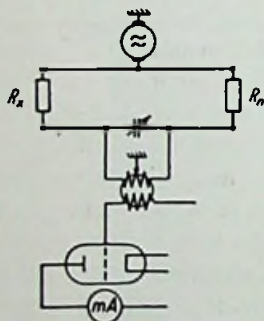


Fig. 23. Schema van de differentiaalbrug.

Terwijl de meetobjecten bij de metingen met de differentiaalbrug eenpolig geaard werden, kunnen met de Küpfmüllerbrug impedanties, die t.o.v. aarde symmetrisch zijn, bij hoogfrequenties (100... 1500 kHz.) gemeten worden, dus vooral lijnweerstand. Het principe van dit apparaat berust op een voor het eerst door *Thomas en Küpfmüller*⁵⁾ aangegeven

⁵⁾ K. Küpfmüller en P. Thomas, ETZ 1922, blz. 461.

schakeling, waarbij de brugtak met het meetobject door een hulpweerstand, in ons geval door een condensator ten opzichte van aarde wordt gesymmetreerd. De juiste uitvoering van dit principe wordt echter bemoeilijkt door de omstandigheid, dat bij symmetrie t.o.v. aarde van het meetobject de brugtak onder hoogfrequentpotentiaal komt te staan.

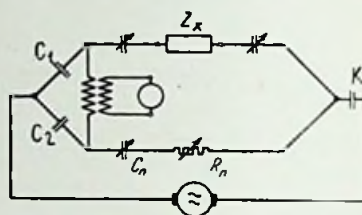


Fig. 24. Schema van de Küpfmüllerbrug.

Het schema van de brug is in fig. 24 weergegeven. De brugarmen worden door de condensatoren C_1 en C_2 gevormd, terwijl de symmetreering van het meetobject met behulp van den condensator K geschiedt. De storende invloed der aardcapaciteiten van de brugdeelen werd door het aanbrengen van meervoudige electrostatische schermen opgeheven. De werking van deze schermen berust daarop, dat de niet te vermijden capaciteiten der brugdeelen ten opzichte van elkander en tegen aarde deels parallel aan den generator, deels parallel aan de capaciteiten der brugarmen geschakeld worden. De afscherming van de brug is in fig. 25 aangegeven.

Op de bijzonderheden over de werkingwijze kunnen wij hier niet nader in-

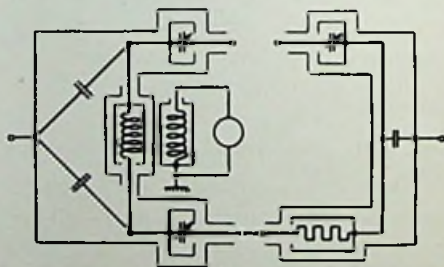


Fig. 25. Afscherming van de Küpfmüllerbrug.

gaan en verwijzen in dit verband naar een publicatie van Prof. Küpfmüller⁹⁾.

De praktische uitvoering van de brug toont ons fig. 26. Men ziet in het midden

zullen tot slot nog nader op de samenstelling hiervan tot meettafels of meetplaatsen ingaan. Een dergelijk voorbeeld van de impedantie-meettafel, bestaande

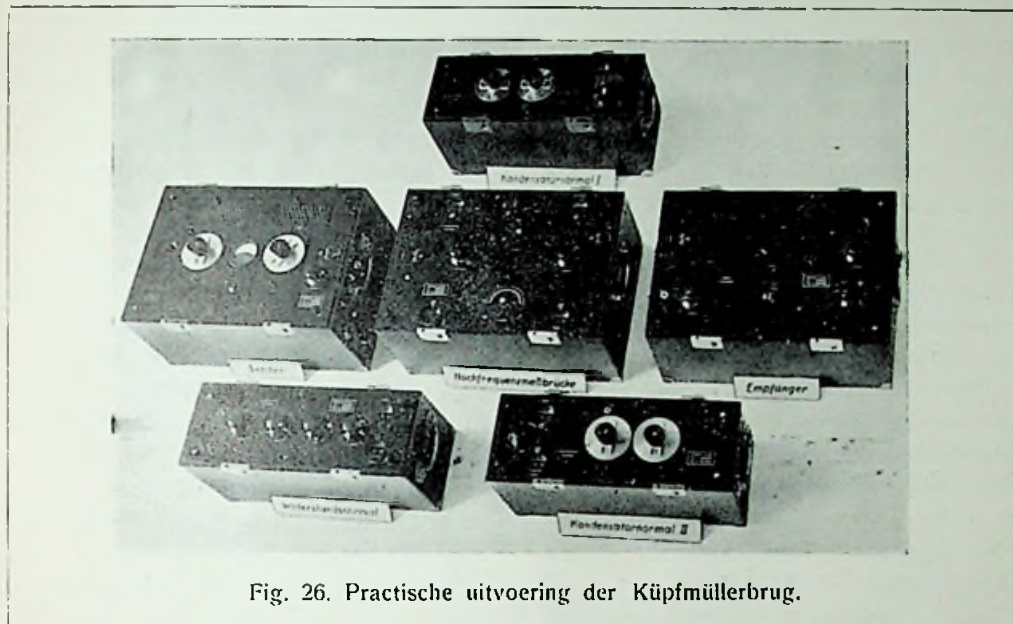


Fig. 26. Practische uitvoering der Küpfmüllerbrug.

de eigenlijke brug met den afgeschermden en uitwisselbaren brugtransformator, aan weerszijden de normaalcondensatoren en den normaalweerstand, die als phase-arme draadweerstand volgens *Hahnemann* uitgevoerd is, en rechts den ontvanger. De ontvanger bestaat uit twee afgestemde hoogfrequenttrappen en een teruggekoppelde detector; de ongemoduleerde meetfrequentie wordt hierbij door een hierop gesuperponeerde andere frequentie hoorbaar gemaakt. Het samenschakelen der afzonderlijke deelen van de brug geschiedt met afgeschermden tusschenstekers, waarvan de capaciteit bekend is.

5. Hoogfrequentmeettafels.

Wij hebben tot hertoe een groot aantal afzonderlijke apparaten leeren kennen en

uit meetzender, stroomfilter, aanpassings-transformatoren en brug hebben wij reeds in den aanvang vermeld. Een andere toepassing van verschillende der beschreven apparaten vinden wij in de veldsterkte- en stoorspanningsmeettafel. Deze bestaat uit den aperiodischen hoogfrequentversterker met lampvoltmeter en een geschikt selectiviteitsmiddel, daar men in het algemeen de antenne- of stoorspanningen selectief wil meten. Het ideale selectiviteitsmiddel voor dit doel is ongetwijfeld het verstelbare bandfilter. De naam hoogfrequentbandfilter is in den laatsten tijd veelvuldig misbruikt; slechts weinige der in den handel zijnde z.g. bandfilters verdienen dezen naam werkelijk. Wij verstaan onder een bandfilter een vierpool met eindig begrensd doorlatingsbereik, waarbij de golfweerstand over het grootste gedeelte van dit bereik reëel en bij benadering constant is.

⁹⁾ K. Küpfmüller, *El. Nachr. Techn. dl. 2*, blz. 263 (1925).

De laatste voorwaarde is daarom belangrijk, omdat, zooals bekend is, praktisch alleen bij zooveel mogelijk benaderde aanpassing van generator en verbruiker aan den golfweerstand een eindig overdragsbereik optreedt. Op een dergelijke aanpassing is bij de tot nu toe bestaande hoogfrequentfilterschakelingen meestal heelemaal geen acht geslagen. Reeds de uitvoering van een vastgesteld bandfilter biedt tengevolge van de uiterst geringe relatieve bandbreedten, zooals die meestal in het hoogfrequentiegebied gewenscht zijn (b.v. bandbreedte $\Delta f = 10$ kHz. bij een hoogfrequentie $f = 1500$ kHz. dus $\Delta f/f = 1/150$), eenige moeilijkheden. Daarenboven werden wij hier voor de opgave gesteld een continu verstelbaar bandfilter te bouwen. Hierbij treden nog de volgende eischen naar voren, dat

1e. de absolute breedte van het doorlatingsbereik,

2e. de grootte van den golfweerstand over het geheele frequentiebereik constant moeten blijven. Aan al deze bepalingen kan slechts door het meervoudige brugfilter, waarvan fig. 27 het schema

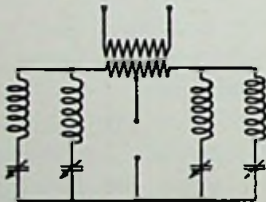


Fig. 27. Brugfilter.

geeft, voldaan worden. Hierbij zijn 4 trillingskringen via een differentiaaloverdrager gekoppeld. Het principe van dit bandfilter berust daarop, dat binnen een eindig doorlatingsbereik de stroomen in beide takken groot en van nagenoeg tegengestelde phase zijn, zoodat het verschil tusschen de stroomen, die aan den verbruiker toegevoegd worden, groot is. Buiten

dit bereik worden de stroomen niet alleen gering, doch ook van gelijke phase, waardoor een snel aanstijgen van de demping optreedt.

Op de theorie van dit filter kunnen wij binnen dit verband niet ingaan en verwijzen naar de desbetr. publicatie, die spoedig het licht zal zien; van belang is hier echter het feit, dat bij verschuiving van het doorlatingsbereik slechts de capacatieve waarden gewijzigd behoeven te worden, terwijl de spoelen onveranderd blijven, en dat daarbij voor het geval van constante absolute bandbreedte van het bandfilter ook de golfweerstand in het geheele frequentiegebied constant blijft. De constante, absolute bandbreedte verkrijgt men eenvoudig door gebruikmaking van z.g. frequentielineaire draaicondensatoren, die een zoodanigen platenvorm bezitten, dat de frequentiewijziging van een aangesloten trillingskring evenredig is met den draaiingshoek.

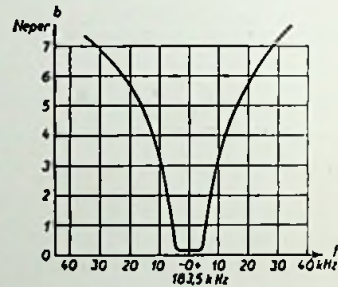


Fig. 28. Demping van een H.F.-bandfilter.

Door koppeling van vier dergelijke draaicondensatoren op een gemeenschappelijke as en door geringe verdraaiing der rotorpakketten ten opzichte van elkaar, kan aan de voorwaarde van constante, absolute bandbreedte van het filter geheel voldaan worden.

De eischen, welke aan de nauwkeurigheid van dergelijke condensatoren worden gesteld, zijn uit den aard der zaak zeer hoog. Wij merken hierbij op, dat b.v. bij een capaciteitsinstelling van 50

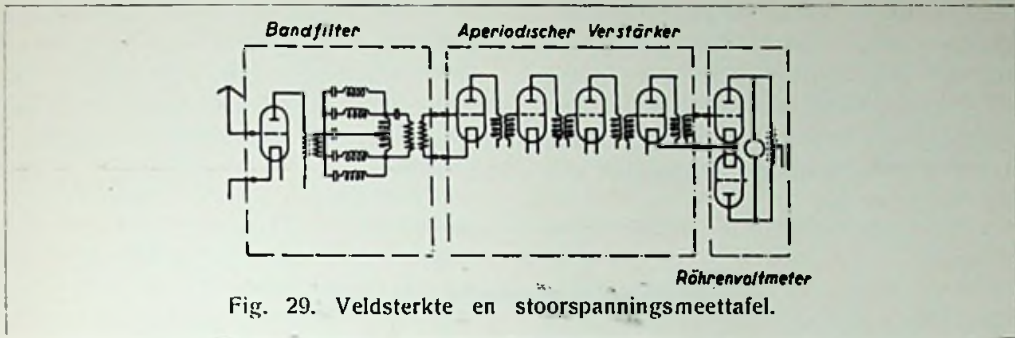


Fig. 29. Veldsterkte en stoorspanningsmeettafel.

$\mu\mu\text{F}$ een nauwkeurigheid van overeenstemming der condensatoren van minstens $0,05 \mu\mu\text{F}$ dus van 1‰ moet worden geeischt. In fig. 28 is de dempingskromme van een vast bandfilter aangegeven, dat op de golflengte van Königswusterhausen ($\lambda = 1635 \text{ m}$) afgestemd werd; de theoretische bandbreedte is

Een dergelijke veldsterkte- en stoorspanningsmeettafel toont ons fig. 29.

Tenslotte willen wij nog even de aandacht vestigen op een meettafel, die voor de meting van hoogfrequent- en totale versterking van radio toestellen als functie van de frequentie voor de opname van versterkings- en selectiviteitskrommen en

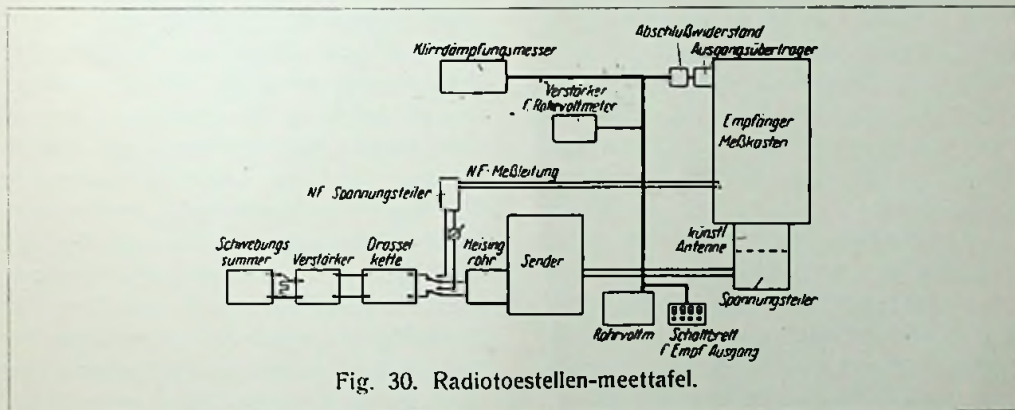


Fig. 30. Radiotoestellen-meettafel.

$\Delta f = 10 \text{ kHz}$. De golfweerstand van het bandfilter bedraagt door de geringe relatieve bandbreedte slechts weinige ohms. Daarom is het doelmatig voor selectieve metingen aan hoge impedanties vóór het filter een lamp te schakelen, die door een hoogfrequent-transformator aan het filter wordt aangepast. Evenzoo wordt de spanning achter het filter in de verhouding $1:15$ opgetransformeerd, voordat men den aperiodischen versterker erop aansluit.

voor de meting van den totalen z.g. „Klirrfactor” der apparaten dient. (Fig. 30). Zij bestaat uit den in den aanvang beschreven meetzender, het eigenlijke meetapparaat, waarvan het voornaamste deel een inductieve spanningsdeeler met veelvoudige afscherming is voor de meetbare variatie der antennespanning van het apparaat binnen de grenzen $0,5 \text{ V} \dots 1 \mu\text{V}$., en een laagfrequentlampvoltmeter voor het meten van de uitgangsspanning. In plaats hiervan kan voor de vaststelling

van den „Klirr“-factor van radiotoestellen ook de „Klirr“-factormeter geschakeld worden. Een nauwkeurige beschrijving van deze meettafel, die eerst slechts voor intern gebruik bestemd was, is te vinden in de reeds genoemde publicatie van

Troeltsch, waaraan ook de bovenstaande afbeelding ontleend is.

Hoofdingenieur *Clausing* heeft in October 1930 over de zeer interessante metingen met deze meettafel een voordracht gehouden.

Balansversterking.

door H. J. J. BOUMAN, Ass. I. R. E.

Ingenieur N. V. Transformer Works.
Amsterdam.

In het Januari-nummer van Radio-Nieuws komt op de pagina's 28—31 een artikel voor, waarvan de titel de vraag stelt: „Waarom Balansversterking?“. In dit artikel worden de voortreffelijke eigenschappen van een balansversterker in het kort uiteengezet, terwijl daarnaast erop wordt gewezen door den schrijver, dat het voor een volkomen balans noodzakelijk is, dat men beschikt over twee gelijke lampen.

Ik kan dit geheel onderschrijven.

Uit den aard van mijn werkzaamheden heb ik een speciale studie gemaakt van de versterkertechniek, en daarbij kreeg ik in den loop der tijden een groote voorliefde voor balansversterking. En wel in de eerste plaats omdat in verband met de grootere roosterruimte van den balanstrap meer geluidsvolume aan de roosters kan worden toegevoerd, zonder gevaar voor overbelasting of vervorming. Ten tweede omdat men met behulp van kleine lampen een grooter nuttig effect kan bereiken dan met één lamp van dubbel vermogen in een enkelvoudigen eindtrap, waarbij dan in den regel die grootere lamp meer kost dan de twee kleinere tezamen. Tenslotte is de uitgangstransformator wegens afwezigheid van gelijk-

stroommagnetisatie bij een balansversterker uit te voeren in kleinere dimensies.

Ten dienste van radio-centrales werden enkele jaren geleden veelal balansversterkers gebruikt, uitgerust met twee of meer lampen TB 04/10 (Philips). Met deze lampen was heel wat bereikbaar. Zonder bezwaar kon men deze lampen vereenigen tot een zes- of achtal, waarbij dan aan weerszijden van de balans drie of vier lampen parallel werden geplaatst. Grote radio-centrales, o.a. in de Zaanstreek, functioneeren thans nog met dergelijke versterkers. Voor de benodigde negatieve roosterspanning maakte men oorspronkelijk gebruik van een batterij, welke in den loop der tijden, behoudens enkele uitzonderingen, werd vervangen door automatische roosterspanning.

In 1928 kwam Philips uit met de lamp E 408, waarvan de elektrische data, met uitzondering van de gloeispanning, vrij wel overeenkwamen met die van de TB 04/10. In de praktijk bleek helaas, dat aan de kwaliteit van de nieuwe lamp wel het een en ander ontbrak. In een enkelvoudigen 10-Watt versterker voldeed de lamp best; de geluidskwaliteit van den versterker scheen iets beter te zijn, dan

van een versterker met lamp TB 04/10, doch daarnaast bleek, dat de levensduur korter was. Wilde men echter de E 408 gebruiken in een balansversterker, of in een parallelschakeling, dan stond de nieuwe lamp toch wel belangrijk achter bij de TB 04/10, zoodat deze laatste zich niet liet verdringen. De ondervinding leerde, dat bij gebruik van twee lampen E 408 een van de lampen al gauw een roode anode kreeg, en wanneer men niet tijdig den versterker uitschakelde, dan volgde ionisatie van de gasvulling, en de lamp werd onbruikbaar.

In 1929 werd een nieuwe lamp geboren, thans van het 25-Watt type, n.l. de F 704. Deze lamp bleek de bovengeschetste onhebbelijkheid in versterkte mate te bezitten. Zocht men voor een balansversterker twee lampen uit met een gelijke karakteristiek, dan was deze gelijkheid toch maar van betrekkelijk korten duur. De bedrijfszekerheid was zoek, en meermalen is in die dagen de verzuchting geslaakt; „zoolang Philips geen betere lampen maakt, geen F 704 in balansversterkers”.

Op zekeren dag kreeg ik de opdracht een versterker te ontwerpen ten behoeve van een brandalarminstallatie. Een der eischen welke werden gesteld, was, dat een defecte lamp geen bedrijfsstoornis mocht veroorzaken. Verder mocht geen batterij worden gebruikt, zoodat ik was aangewezen op automatische negatieve roosterspanning. Aangenomen werd, dat een lamp bijv. in den aanvang van den nacht kon defect geraken, en dit defect dan eerst den volgenden morgen door den controleur kon worden bemerkt.

Het was zeer de vraag of zelfs de sterke TB 04/10 het een geheelen nacht zou uithouden, indien haar tweelingzuster in het begin van den nacht den geest gaf, met het gevolg dat voor de overlevende lamp de roosterspanning veel te laag zou zijn, met al den aanleve van dien.

Toepassing van een normale parallelschakeling moest derhalve van de hand worden gewezen. Aanvankelijk wilde ik door middel van een afzonderlijk gelijkrichtertje de benoodigde roosterspanning aanleggen, doch dat verhoogde weer de kans van een lampdefect, daar ook dit gelijkrichtlampje het eeuwige leven niet heeft.

Ten slotte kwam ik op de gedachte iedere lamp een afzonderlijke gloeistroomvoeding te geven, en de beide gloeistroommiddens ieder afzonderlijk via een weerstand, berekend voor de roosterspanning van één lamp, te verbinden met de min van de plaatspanningsbron.

De versterker werd bij wijze van proef aldus gebouwd, en het bleek inderdaad mogelijk één lamp uit den versterker weg te nemen, zonder dat de andere lamp afwijkingen vertoonde, of geluidsvervorming optrad.

Het spreekt vanzelf, dat onmiddellijk beproefd werd of deze oplossing ook kon worden toegepast in een balansversterker uitgerust met de zoo teere lamp F 704. Inderdaad was het geluk met ons. Na beproeving op langen termijn bleek de bedrijfszekerheid volkomen gehandhaafd te zijn. Zelfs een 100-Watt versterker, waarbij de lampen F 704 twee aan twee parallel geschakeld werden, ieder met een aparte gloeistroomvoeding en roosterspanningsweerstand, bleef volkomen betrouwbaar.

Inmiddels trachtte de N.V. Transformer Works te Amsterdam op deze schakeling octrooi te verkrijgen. Een aanvraag hiertoe werd ingediend onder Nr. 52109, in het voorjaar 1930.

Zooals het meestal met octrooiaanvragen gaat: we hoorden een jaar lang niets; doch in April 1931 kwam zoowaar een anticipatie opduiken, in den vorm van een Amerikaansch octrooischrift ten name van den bekenden G. D. Robinson, die deze schakeling op 1 Juni 1926 vastlegde.

een capaciteit van 1000 $\mu\mu\text{F}$. aanne-
mende, bij een golflengte van 600 m
slechts 320 Ohm bedraagt. Wij vinden
dan ook practisch voor de grootte van i_a :

$$i_a = \frac{S v_g}{R_1} = S v_g \dots \dots \dots (1)$$

Bovendien is i_a vrijwel in phase met v_g .

De spanning v_a aan de klemmen van
den condensator C is gelijk aan:

$$v_a = \frac{i_a}{\omega C} = \frac{S v_g}{\omega C} \dots \dots \dots (2)$$

en deze spanning v_a ijlt 90° na bij i_a en
dus ook bij v_g , omdat i_a en v_g practisch
gesproken in phase zijn. Stilzwijgend is
de invloed van i_g op de spanning aan den
condensator C verwaarloosd, doch dit is
zeker toelaatbaar, omdat i_g zeer veel
kleiner is dan i_a . Dit volgt reeds daaruit
dat C_{ag} zeer klein is ten opzichte van C.

Het schema van fig. 2 kan nu vervan-
gen worden door dat van fig. 3, waaruit
blijkt, dat de stroom i_g door den conden-
sator C_{ag} veroorzaakt wordt door 2 wis-
selspanningen, nl. v_g en v_a , waarbij v_a
 90° najlt ten opzichte van v_g . Deze toe-
stand is in fig. 4 nader aangegeven.

De spanning v_a veroorzaakt een stroom
door den condensator C_{ag} die 90° bij v_a
voorijlt en die dus in phase is met v_g .
(Zie figuur 4). De grootte van dezen
stroom i_{gr} is gelijk aan:

$$i_{gr} = v_a \omega C_{ag} = \frac{S v_g}{\omega C} \omega C_{ag} = S v_g \frac{C_{ag}}{C} (3)$$

De spanning v_g veroorzaakt een stroom
 i_{gc} , die 90° voorijlt bij v_g , en die gelijk is
aan:

$$i_{gc} = v_g \omega C_{ag}$$

De stroom i_g blijkt dus uit een ohmsch
gedeelte i_{gr} en een capaciteef gedeelte i_{gc}
te bestaan en wij kunnen de impedantie
tusschen de punten a en b dan ook voor-
stellen door een parallelschakeling van
een weerstand r_g en een capaciteit C_g (zie
fig. 5) zoodanig dat:

$$r_g = \frac{v_g}{i_{gr}} = \frac{C}{C_{ag}} \times \frac{1}{S} \dots \dots \dots (4) \text{ en}$$

$$C_g = C_{ag} \dots \dots \dots (5)$$

De parallel capaciteit C_g veroorzaakt
een verstemming van den afstemkring die
gecompenseerd moet worden en dan ver-
der onschadelijk is.

De weerstand r_g , die parallel aan den
afstemkring staat, heeft daarentegen een
belangrijke demping van dien kring ten-
gevolge. Is b.v. $C = 1000 \mu\mu\text{F}$, $C_{ag} =$
 $4 \mu\mu\text{F}$ en $S = 3,5 \text{ mA/V}$, dan vindt
men voor r_g een waarde van ca. 70.000
Ohm, dus een zeer belangrijke demping.
Hoe kleiner C_{ag} is des te groter wordt
de weerstand r_g en des te geringer de
demping.

Vergelijken wij een dergelijke lamp met
de Philips E424, waarvan de C_{ag} nu 1.7
 $\mu\mu\text{F}$ bedraagt, dan wordt in dit geval
de waarde van den parallel weerstand
onder de boven gegeven voorwaarden ca.
175.000 Ohm. Dit beteekent een belang-
rijk kleinere demping en daardoor een
grootere hoogfrequentversterking in den
roosterkring van de detectorlamp, zoowel
als een grootere selectiviteit.

Vereenigingsnieuws.

BIBLIOTHEEK.

Ranonkelstraat 23, Den Haag.

Leestijd 14 dagen.

Het gecombineerde 1e en 2e supplement 1932 op den catalogus 1929 is verschenen en wordt op aanvraag aan het Secretariaat, Obrechtstr. 106, den Haag, aan leden der N.V.V.R. toegezonden.

In de bibliotheek zijn opgenomen:

R. Stranger, The outline of wireless for the man in the street, 1932, 816 blz.

M. W. H. de Gorter, Hoe maak ik zelf een televisie-ontvanger? 1932, 64 blz.

P. H. Brans, Storingen bij de radio-ontvangst, 2e dr. 1931, 104 blz.

— Energiebronnen voor radio-apparaten, 1e deel, Droge cellen en accu's, 1928, 143 blz.

— Idem, 2e deel, Filters voor anode en gloeistroom, 1929, 155 blz.

— Hoe bouw ik de beste antenne? 1931, 83 blz.

— Pract. storingsbestrijding aan het Ontvangstoestel, 1931, 21 blz.

J. Luyckx, Superheterodynes, 1930, 35 blz.

J. G. R. van Dyck, Praktische televisie, 1932, 46 blz.

FINANCIEEL VERSLAG OVER 1931.

De rekening over 1931 wijst een nadeelig saldo aan van f 340.93.

De inkomsten hebben bedragen:

aan contributie van donateurs en leden	f 24.096.78
aan gekweekte rente	- 654.87
winst verkoop insignes, handleidingen, enz. . . .	- 27.25

f 24.778.90

De uitgaven hebben bedragen:

tijdschrift	f 17.694.79
bibliotheek	- 576.26
drukwerken enz.	- 217.56
Tegemoetk. administratiek.	
Secr.-Penningm.	- 1.400.—
honorarium redacteur	- 720.—
Instrumentarium	- 297.86
Subsidies afdelingen	- 1.527.25
Onkosten propaganda-dienst	- 302.58
Bureaubehoefden	- 86.27
Porti, telegrammen, telefoon-	
abonnement en gesprekken,	
zaalhuur, onkosten vergadering	- 1.020.36
Lezingen, demonstraties . . .	- 632.15
Onvoorziene uitgaven	- 644.75

f 25.119.83

zoodat het nadeelig saldo

bedraagt - 340.93

Het effectenbezit bestaat uit:

f 1500.— Nederland 1917, 4½ %,

f 4000.— Ned.-Indië 1929, 4½ %,

f 5000.— Nederland 1911, 3½ %,

f 500.— Ned.-Indië 1916, 5 %,

f 500.— Ned.-Indië 1926, 4½ %

en paraisseert op de debetzijde der balans met een waarde ad f 10.796.07.

Gaan wij de debetzijde der balans na, dan zien wij daarop als verdere bezittingen der Vereeniging vermeld een saldo bij A. van Hoboken & Co's Bank ad f 349.98 alsmede een kas-saldo ad f 2868.83, zoodat het kapitaal van de Vereeniging bedraagt f 15.014.88.

BEGROOTING 1932.

Inkomsten.	
2700 leden à f 8.—	f 21.600.—
100 leden à f 4.—	400.—
60 leden à f 2.—	120.—
donateurs	100.—
interest	600.—
Totaal	f 22.820.—
Uitgaven.	
Bibliotheek	f 600.—
Instrumentarium	300.—
Tijdschrift	16.000.—
Subsidies afdelingen, tijdschriften	1.000.—

Voordrachten	400.—
Tegemoetk. administratiek. Secr.-Peningm.	1.400.—
Honorarium Redacteur	720.—
Porti, zaalhuur, telefoon, telegrammen, onkosten vergaderingen, enz.	800.—
Drukwerken enz.	200.—
Onvoorzienne uitgaven	800.—
Propaganda en Inlichtingen- dienst	300.—
Onkosten Commissies enz.	300.—
Totaal	f 22.820.—

De Secr.-Peningm.

EEN STANDAARD-WERK

voor iederen radio-amateur en voor iederen radio-technicus is

**HET DRAADLOOS
AMATEURSTATION**

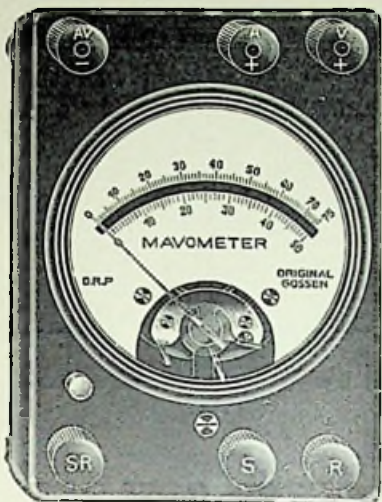
DOOR J. CORVER

TWEDE DEEL, ACHTSTE DRUK

Prijs per deel ingenaaid f 2,50, in prachtband f 3,50

Verkrijgbaar door tusschenkomst van den boekhandel of rechtstreeks van den uitgever tegen inzending van het bedrag plus 20 cent voor porto

Uitgave van de N.V. Uitgevers-Mij voorh. N. Veenstra
Den Haag, Laan van Meerdervoort 30



Fa. Ch. VELTHUISEN

OPGERICHT 1891

TELEFOON 116227

**OUDE MOLSTRAAT 18
DEN HAAG.**

De **MAVOMETER** een kunstwerk der meettechniek. Prijs f 22.75 (zonder toebehooren).

Met shunts en weerstanden zijn **59** metingen mogelijk.

**LEVERING VAN
LOSSE ONDERDEELLEN.**

GECO LAMPEN

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

De Heer CORVER schreef in Radio-Expres:

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

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

VRAAGT UITVOERIGE PROSPECTUS MET KARAKTERISTIEKEN BIJ:



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

Nassau-Ouwerkerkstraat 3
DEN HAAG.

NIEUWE geheel herziene derde druk

KORTEGOLF-ONTVANGST

door **Ir. J. J. NUMANS**

PRIJS INGENAAID f 4.-, GEB. 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

LORENZ

RADIO ZEND- EN

ONTVANGINSTALLATIES

VOOR ALLE VOORKOMENDE DOELEINDEN.

— ■ —
HYDRA

BLOKCONDENSATOREN

VOOR ALLE VOORKOMENDE DOELEINDEN.

LAAN
VAN
MEERDER-
VOORT 30

C.E.B.

DEN HAAG

TELEF.
335277
TELEGR.
„CEB HAAG”