

Frequentie-standaarden en elektronische telsystemen

door B. van Dijl

Radiolaboratorium P.T.T.

SUMMARY

Purpose and means of the generation of very constant frequencies are outlined. The ways in which the constantness of the generated frequencies are measured, are taken into consideration. An account is given of the application of electronic counters for these purposes. The obtained results are mentioned.

Inleiding.

Het instrument dat in astronomische en physische kringen aangeduid wordt met „kwartsklok”, noemt men in de radio- en telefoon-wereld „frequentie-standaard”. Door verschillende toepassing zijn beide benamingen ingeburgerd. Het instrument levert een tijdaanwijzing; voor de ijking blijven de door astronomische waarnemingen verkregen tijdmetingen de basis. Het levert een aantal h.f. spanningen; de absolute waarden van de opgewekte frequenties worden uit tijdmetingen afgeleid.

De ontwikkeling van de telecommunicatie-techniek stelt steeds hogere eischen aan de nauwkeurigheid van de toegepaste elementen en aan de metingen. Hierdoor verlangt men van de gebruikte standaarden een steeds grootere precisie, van den frequentie-standaard niet het minst. De ijking van de apparatuur voor frequentiemetingen, zoowel voor laboratoriumgebruik, als voor die van diensten, welke regelmatig de draagfrequenties van zendstations te meten hebben, berust op het bezit van een frequentie-standaard. Voor de ontwikkeling van kristalgeneratoren, waaraan in bijzondere gevallen zeer hoge eischen gesteld kunnen worden — zooals voor die welke de sturing verzorgen van een aantal zenders, die op een gemeenschappelijke draaggolf werken, zonder onderlinge synchronisatie — is een zeer nauwkeurige frequentie-standaard onmisbaar.

Het bezit van een nauwkeurige tijdnormaal is noodzakelijk

voor de geografische lengtemeting en voor de bepaling van onregelmatigheden in de aswenteling van de aarde.

Voor de astronomische tijdmeting is uitsluitend de siderische omwentelingstijd van de aarde van belang. De constantheid van deze aswenteling wordt aangetast door cyclische veranderingen van de positie van de aardas, door storende invloeden van andere planeten van ons stelsel en door de maan. Deze invloeden zijn grootendeels bekend.

In 1695 vergeleek Halley¹⁾ een aantal waarnemingen aan maansverduisteringen van vóór onze jaartelling, met die van zijn tijd en kwam tot de conclusie, dat er een versnelling moest zijn van de gemiddelde lengte-verandering van de maan. Laplace gaf in 1787 een gedeeltelijke verklaring van dit effect; een volledige opheldering werd eerst in de laatste jaren gegeven door Taylor en Jeffreys. Zij bewezen dat er een regelmatige vermindering van de hoeksnelheid van de aarde aanwezig is tengevolge van een frictie-effect van de getijde-stroomen. Hoewel dit effect cumulatief is en tot gevolg zal hebben dat de aarde na miljoenen jaren steeds dezelfde zijde naar de maan zal richten, is de toename van de dagelijksche omwentelingstijd niet groter dan 2 milliseconde (msec.) per eeuw en voor frequentiemeting van geen belang.

De aswenteling van de aarde is echter ook onderhevig aan sterkere variaties, waarvan grootte en oorzaak niet nauwkeurig bekend zijn. Deze uiteten zich in een fluctuatie in de beweging van de maan; de oorzaak hiervan is niet te herleiden tot een bekend gravitatie-effect. Van 1680 tot 1780 was de dag langer dan een gemiddelde waarde en van 1780 tot 1900 korter; in geen van beide perioden bleef de lengte constant. In 1870 was de afwijking het grootst; de lengte van een dag was toen ongeveer $5\frac{1}{2}$ msec. korter dan de gemiddelde waarde. Omstreeks 1900 begonnen de „dagen te lengen” en na 1920 te „korten”. De verandering van 1900-1920 en van 1920 af is van de orde van $4\frac{1}{2}$ msec.

Bovendien schijnen er vrij plotselinge veranderingen over korte perioden op te treden in de rotatie van de aarde. De standaarden van de Engelsche Post Office, het Royal Observatory te Greenwich en de Amerikaansche standaarden vertoonden alle gedurende het midden van September 1945 frequentieverande-

¹⁾ Sir Harold Spencer Jones, Discussion before the radiosection of I. E. E., J. I. E. E., 93, III, 236, 1946.

ringen, alsof de omwentelingstijd van de aarde met ongeveer 3 msec. was toegenomen.

Zoolang wij niet beschikken over een betere tijdnormaal dan de omwenteling van de aarde, moeten we een schijnbare frequentieverandering van de standaarden aannemen op het oogenblik dat de aarde haar snelheid wijzigt, want voor langere perioden is de aarde nog steeds de beste tijdbewaarder.

De frequentie-standaard bestaat uit een generator, waarin een constante frequentie wordt opgewekt, een aantal frequentie-deelers waarin de door den generator opgewekte frequentie zoodanig wordt verlaagd dat er een constant verband bestaat tusschen de phase van de verlaagde- en de generator-frequentie, en een synchroonklok, die door de afgegeven spanning van de frequentiedeelers wordt aangedreven.

Wanneer deze installatie gebruikt wordt als frequentie-standaard, dient de synchroonklok uitsluitend om door vergelijking van den aangewezen tijd met tijdseinen een absolute ijking van de opgewekte frequentie te verkrijgen. De tijdsein waarnemingen vertoonen echter, door meetfouten en fouten van het tijdsein zelf, een dagelijksche onregelmatigheid, die grooter is dan die van de door den frequentie-standaard aangewezen tijd, zoodat vergelijking met de tijdseinen alleen een inzicht geeft over de constantheid van den standaard over langere perioden. Voor de bepaling van de constantheid over korte perioden moet men den standaard vergelijken met een of meer andere standaarden van dezelfde constantheid. Het zal blijken dat dit met zeer groote nauwkeurigheid kan geschieden door vergelijking van de oscillatoren. Het aantal standaarden dat men onderling vergelijkt moet hiertoe minstens 3 zijn, daar alleen dan te bepalen is, welke standaard schuldig is aan een onderlinge onregelmatigheid. Dit aantal wordt derhalve niet alleen beheerscht door de wenschelijkheid van een reserve.

Zooals reeds eerder werd opgemerkt, biedt de frequentie-standaard de gelegenheid verschillende kristalsneden en inklemmingsmethoden onder zeer gunstige omstandigheden te onderzoeken.

Om bovengenoemde redenen werkt het laboratorium van de Post Office in Engeland²⁾, waarvan de frequentie-standaard-installatie waarschijnlijk de beste ter wereld is, met twaalf gene-

²⁾ C. F. Booth and F. M. Laver: A Standard of frequency and its applications, J. I. E. E. **93** III, 223, 1946.

ratoren, die gesplitst zijn in 4 groepen van 3. De generatoren van iedere groep zijn identiek. De 4 groepen werden na elkaar ontwikkeld en bevatten verschillende kristalsneden en inklemmingen van het kristal, generatorschakelingen enz. Van deze 12 generatoren worden de beste gekoppeld aan frequentie-deelers en klokken.

Het radiolaboratorium van de P.T.T. beschikt voorloopig over 3 generatoren en 2 frequentie-deelers met klokken. Het

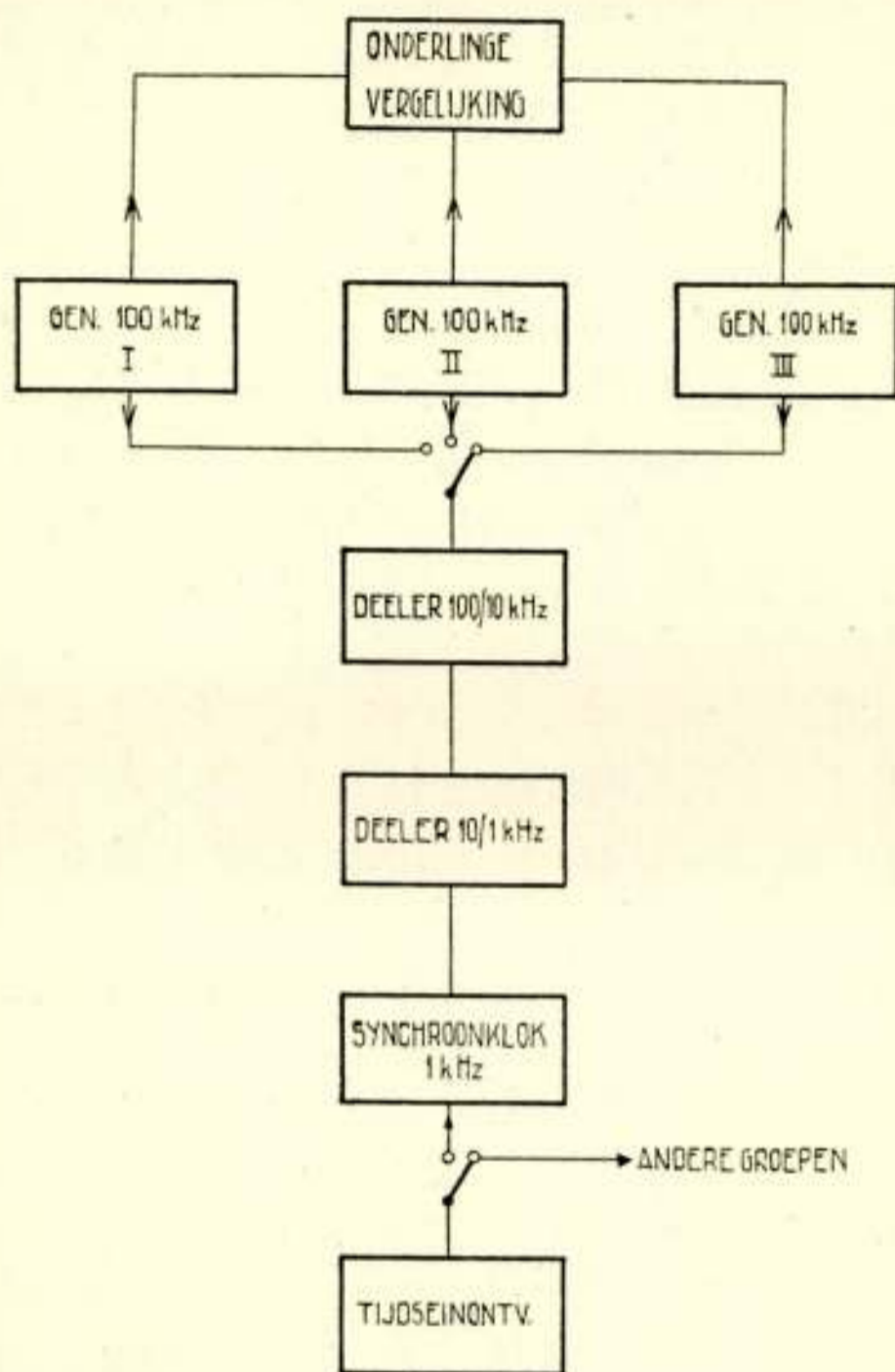


Fig. 1.

Overzicht van 3 standaardgeneratoren met frequentiedeel- en vergelijkingsapparatuur.

aantal generatoren zal in de toekomst nog met 3 uitgebreid worden.

Fig. 1 geeft een schematisch overzicht van de opstelling van 3 generatoren en 1 frequentie-deeler met klok.

In het onderstaande zullen in het bijzonder besproken worden de generatorschakeling en de vergelijkingsapparatuur zoals deze thans in bedrijf zijn of binnenkort in gebruik genomen zullen worden.

De frequentie-deelers zullen hier niet besproken worden, daar onderzoeken ter verdere ontwikkeling van de thans bestaande nog niet afgesloten zijn. Volstaan wordt met op te merken dat deze deelers tot nu toe bestaan uit multivibratoren, waarmee de frequentie van den oscillator in twee trappen van 100 kHz tot 1 kHz verlaagd wordt. De frequentie van 1 kHz drijft een synchroonuurwerk aan. Dit uurwerk bevat een as, welke 10 omwentelingen per sec. maakt en waarop een dynamo is gemonteerd die 50 Hz opwekt, welke, voorloopig nog uitsluitend voor P.T.T. gebruik, door het land gedistribueerd wordt. Doordat de stator van deze dynamo over een willekeurige hoek verstelbaar is, kan de phase van de 50 Hz over iedere gewenschte hoek verschoven worden. De op de 50 Hz bron aangesloten uurwerken kunnen hierdoor bijgesteld worden, wanneer een tijd-verschil van b.v. 50 msec. ontstaan is waardoor die uurwerken ook op den duur den juisten tijd aanwijzen. (Daar de frequentie van de standaarden zelf niet bij geregeld kan worden, wijkt deze met een klein bedrag af van de nominale waarde. Zoolang dit bedrag bekend en constant is, is het voor frequentie-standaardiseering van geen belang. De op het 50 Hz-net aangesloten uurwerken moeten echter regelmatig bijgesteld worden om groote tijdverschillen welke op den duur kunnen ontstaan, te vermijden.)

Verband tusschen opgewekte frequentie en tijd.

De kristalgenerator drijft via een aantal deeltrappen de synchroonklok aan. Tengevolge van de gekozen methode van frequentiedeelen bestaat er een constant verband tusschen de phase van den 100 kHz oscillator en die van de afgeleide 1 kHz spanning; door het toepassen van een synchroonklok, aangedreven door de 1 kHz spanning bestaat er een eenduidig verband tusschen de aanwijzing van het uurwerk en de phase van de 100 kHz oscillator.

In fig. 2 vindt men de door den kristalgenerator opgewekte frequentie als functie van den duur τ weergegeven.

De *nauwkeurigheid* van den standaard wordt bepaald door de nauwkeurigheid waarmee het frequentieverschil Δf , van de opgewekte frequentie f en de nominale frequentie f_0 , die de generator zou moeten leveren, bekend is.

De *graad van onregelmatigheid* wordt bepaald door het frequentieverschil op een aantal tijdstippen: $\delta f_i = f_i - f_{i-1} = \Delta f_i - \Delta f_{i-1}$. Men kan van deze verschillen een middelbare waarde samen

stellen; dit getal kan een maat zijn voor de graad van onregelmatigheid. Noemen we de hoekverdraaiing van de klok t , dan zal dt evenredig zijn met de opgewekte frequentie f en $d\tau$, zoodat:

$$t = a \int_0^{\tau} f d\tau,$$

indien $t = 0$ voor $\tau = 0$. Indien men τ en t in dezelfde eenheid uitdrukt, is $a = \frac{1}{f_0}$ en:

$$t = \frac{1}{f_0} \int_0^{\tau} f d\tau = \frac{\bar{f}_{\tau}}{f_0} \tau,$$

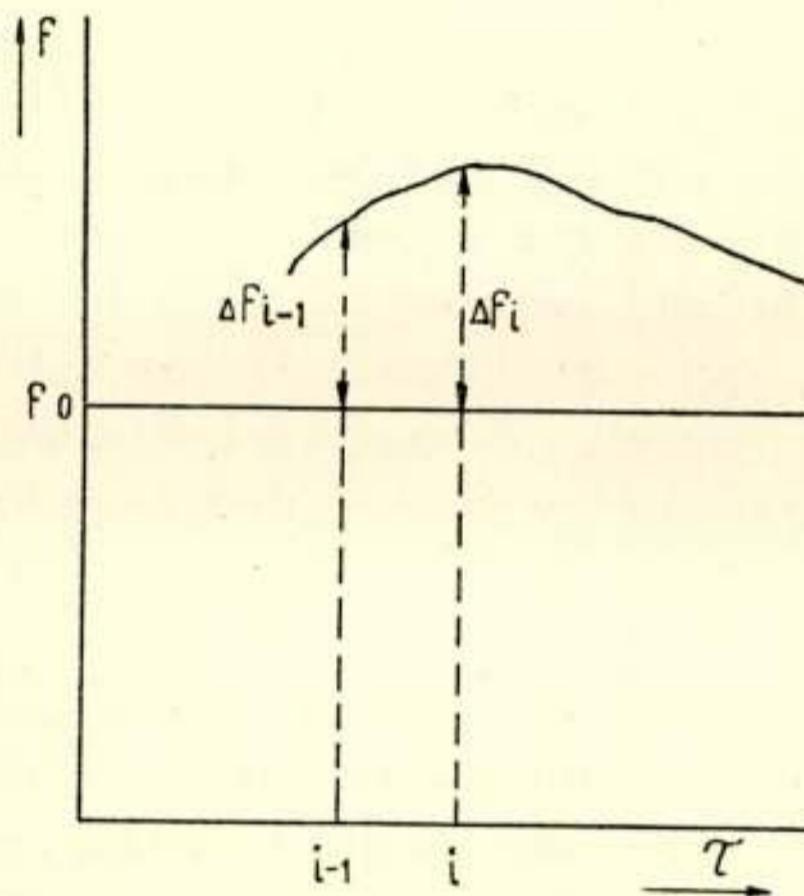


Fig. 2.

Frequentieverloop als functie van den tijd.

waarin \bar{f}_{τ} de gemiddelde waarde van f over het interval τ voorstelt. De afwijking van de tijdaanwijzing van het uurwerk is gelijk aan:

$$\Delta t = t - \tau = \frac{\overline{\Delta f_{\tau}}}{f_0} \tau;$$

hierin is $\overline{\Delta f_{\tau}}$ de gemiddelde frequentie afwijking over τ .

In den regel drukt men de kwaliteit van een uurwerk uit in de *gang* en in de *gangafwijking*. Onder de *gang* verstaat men de afname van de aanwijzing per eenheid van tijd.

$$g = - \frac{d \Delta t}{d \tau} = - \frac{\overline{\Delta f_{\tau}}}{f_0}.$$

Drukt men de gang uit in msec./dag (een dag is 86400 sec.), $\overline{\Delta f_{\tau}}$ in mHz (10^{-3} Hz) en kiest men $f_0 = 10^5$ Hz, dan is:

$$g = - 0.864 \overline{\Delta f_{\tau}} \text{ msec./dag} \quad (1)$$

$$\Delta t = - \int_0^{\tau} g d \tau \text{ msec.} \quad (2)$$

Door de inconstantheid van de ongecorrigeerde tijdseinen is $\overline{\Delta f_{\tau}}$ over een dag niet onmiddellijk nauwkeuriger te bepalen dan op 1 à 2 mHz. Men kan echter door de verschil-frequentie $f_1 - f_2$ van twee standaarden, de gemiddelde en de momenteele onderlinge graad van onregelmatigheid bepalen. Zooals opgemerkt is het echter gewenscht 3 standaarden onderling te vergelijken; vertoont een standaard een sterkere onregelmatigheid, dan zal door de verschillen $f_1 - f_2$, $f_2 - f_3$ en $f_3 - f_1$ de storende standaard aangewezen worden. Aangezien $f_1 - f_2 = \Delta f_1 - \Delta f_2$, enz., kan men door metingen van de verschil-frequentie tot een zeer nauwkeurige meting van het gangverschil van twee uurwerken komen. Volgens (1) is

$$g_1 - g_2 = - 0.864 (\overline{\Delta f_{1\tau}} - \overline{\Delta f_{2\tau}}) \quad (3)$$

Zooals zal blijken stellen eenvoudige meetmethoden ons in staat $\overline{\Delta f_{1\tau}} - \overline{\Delta f_{2\tau}}$ over een tijdinterval van $\tau = 1$ minuut met een nauwkeurigheid van 1 mHz vast te stellen, terwijl een meer gecompliceerde methode deze nauwkeurigheid met een factor 100 kan vergrooten. Hieruit blijkt, dat men dit uit (3) berekende „momenteele gangverschil” (we mogen hier „gemiddeld” door „momenteel” vervangen) door een meting gedurende een minuut kan vaststellen tot op 10^{-3} resp. 10^{-5} sec.; dit is de onderlinge fout die de uurwerken in één etmaal zouden maken, indien het momenteele gangverschil over dat etmaal constant zou zijn.

Het gemiddelde frequentie-verschil over een etmaal kan men bepalen door het aantal zwevingen Z van twee standaarden over dat etmaal met behulp van gesprekkentellers te bepalen:

$$\overline{\Delta f_1} - \overline{\Delta f_2} = \frac{Z}{86.4} \text{ mHz.}$$

Men vindt voor (3): $g_1 - g_2 = \frac{Z}{100} \text{ msec./dag,} \quad (4)$

zoodat men uit een telling van het aantal zwevingen over een etmaal het onderlinge gangverschil tot op 10^{-5} sec. bepaalt.

Uit deze getallen blijkt een van de merites van de kwartsklok t.o.v. het astronomische slingeruurwerk: terwijl men bij het slingeruurwerk slechts de phase van den slinger kan vergelijken met die van een ander uurwerk of met een tijdsein, vergelijkt men bij de kwartsklok elementen met een ongeveer $10^5 \times$ grootere frequentie. Hierdoor is het bij een slingeruurwerk alleen mogelijk den gemiddelden gang met de voor astronomische uurwerken noodzakelijke nauwkeurigheid over langere perioden, bijv. een etmaal, te bepalen.

Kristaloscillator met brugstabiliseering.

De kristaloscillator met brugstabiliseering, afkomstig van Meacham³⁾ (fig. 3), vertoont veel overeenkomst met den brug-

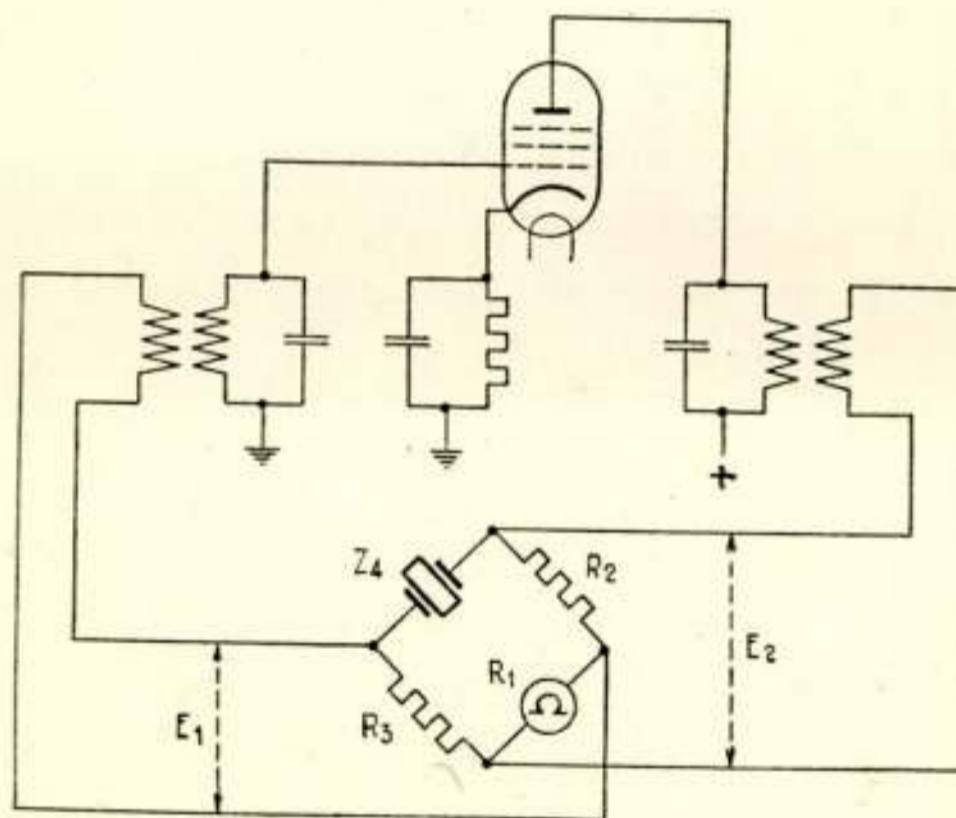


Fig. 3.

Kristaloscillator volgens Meacham.

oscillator van Robinson. In de brug van Robinson komen weerstanden en capaciteiten voor, die te samen de frequentie, waarin de schakeling zal oscilleeren, bepalen, terwijl bij de brug van Meacham 3 takken uit zuivere weerstanden bestaan, en in de vierde tak een kwartskristal opgenomen is. De brug wordt gevoed door een versterker, welke gestuurd wordt door de output van de brug. Het is mogelijk met deze schakeling een één- of

³⁾ L. A. Meacham, The bridge stabilized oscillator, P. I. R. E. 26, 1278, 1938.

meertraps-generator op te bouwen, waarvan de onregelmatigheden in de opgewekte frequentie, bij redelijke eliminatie van temperatuursinvloeden op de versterkerschakeling, practisch bepaald worden door onregelmatigheden in het kwartskristal.

De temperatuur afhankelijke weerstand R_1 bestaat uit een gloeilampje, waarvan de grootte in kouden toestand kleiner is dan die der overige brugelmente. Begint de schakeling te oscilleeren en neemt de amplitude van de trilling toe, dan neemt de output van de brug af door het toenemen van R_1 , totdat deze juist voldoende is om, na versterking, de spanning E_2 op te leveren. Bij deze instelling kan het oscilleeren onderhouden worden; de opgewekte spanning wordt niet vervormd door niet-lineaire begrenzing. Vervorming door de niet-lineaire weerstand R_1 speelt bij de hier toegepaste frequenties geen rol. De amplitude van de spanning E_2 is, evenals bij den Robinson-oscillator, practisch onafhankelijk van de versterking van de schakeling.

Stelt men de versterking van den versterker voor door $\bar{\mu} = \mu \varepsilon^{j\varphi}$

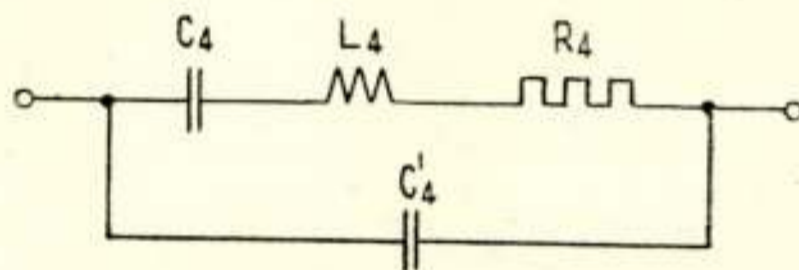


Fig. 4.

Electrisch vervangingsschema van een kwartskristal.

en die van de brug, die uiteraard kleiner dan 1 is, door $\bar{\beta} = \beta \varepsilon^{j\psi}$, dan is de voorwaarde voor genereeren:

$$\bar{\mu}\bar{\beta} = 1 \quad \text{of} \quad \varphi + \psi = 0 \quad \text{en} \quad \mu\beta = 1$$

Treedt er, voor de frequentie waarin de schakeling genereert, geen phasdraaiing op in den versterker, dus $\varphi = 0$, dan moet ook $\psi = 0$ zijn.

Het electrische vervangingsschema van een kwartskristal wordt weergegeven door het in fig. 4 geschetste schema. Indien de phasdraaiing van de brug $\psi = 0$, dan moet het kristal voor de opgewekte frequentie een reële weerstand vertoonen; deze frequentie is als de serie-resonantie-frequentie van het kristal te definiëren. Alle stroomen in de brug zijn in phase met de aan de brug toegevoerde spanning, zoodat een vector-diagram, weergegeven in fig. 5, opgesteld kan worden. (De vectoren voor

de linker- en rechterbrugtakken zijn duidelijkshalve onder elkaar geteekend).

Indien de phasedraaiing φ van den versterker zich door

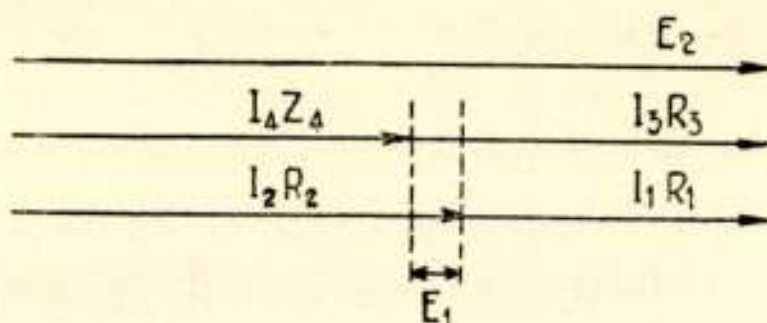


Fig. 5.

Vectordiagram van de spanningen in de brug voor serieresonantie van van het kristal.

storende invloeden wijzigt, zal de phasehoek ψ een gelijke doch tegengestelde wijziging moeten ondergaan, (zie fig. 6). De hierdoor veroorzaakte phasehoek α van de impedantie van het

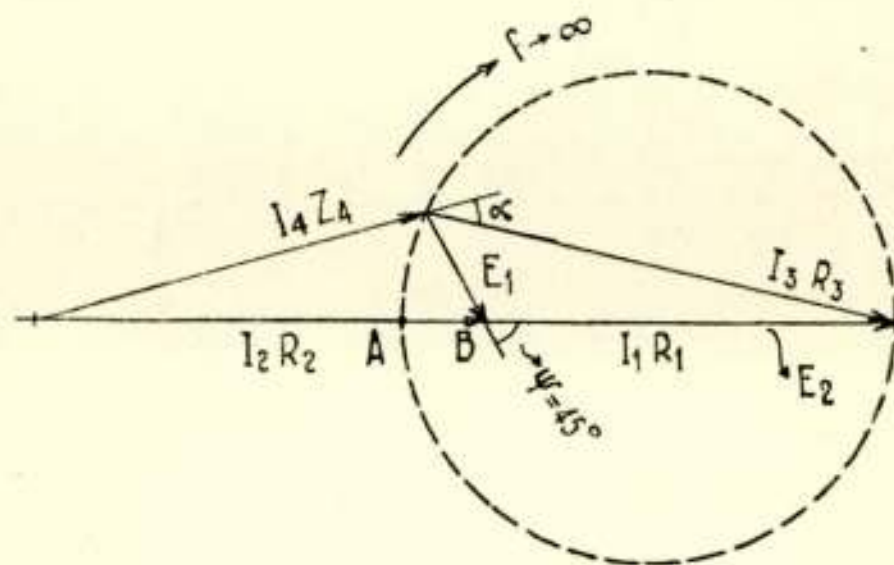


Fig. 6.

Vectordiagram van de spanningen in de brug voor een frequentie die van de serieresonantie afwijkt.

kristal zal, afhankelijk van de grootte van den versterkingsfactor μ , zeer veel kleiner zijn, zoodat verandering van φ een geringen invloed op de opgewekte frequentie heeft. Een en ander is toegelicht in fig. 6 voor het geval $\varphi = 45^\circ$. Men kan aantonen dat de vector $I_4 Z_4$ zich bij benadering over een cirkel beweegt, wanneer de frequentie gewijzigd wordt; de vector $I_3 R_3$ is voor $\varphi = 0$ een middellijn van deze cirkel. Uit de fig. 6 vindt men dat de phasehoek α van Z_4 zeer veel kleiner is dan de optredende phaseverschuiving ψ tusschen E_1 en E_2 (duidelijkheidshalve werd het stuk AB groter geteekend dan in werkelijkheid het geval is).

Meacham toont aan, dat de frequentiestabiliteit van de schakeling wordt weergegeven door:

$$\frac{\Delta f}{f_r} = - \frac{8 \sin \varphi}{Q (\mu + 8 \cos \varphi)^2} \Delta \mu + \frac{8 \cos \varphi}{Q (\mu + 8 \cos \varphi)} \Delta \varphi,$$

waarin Q de kwaliteitsfactor van het kwartskristal voorstelt, $\Delta \mu$ en $\Delta \varphi$ de afwijkingen van μ en φ . De eerste term vervalt indien $\varphi = 0$, zoodat de opgewekte frequentie onafhankelijk is van den versterkingsgraad.

Het in de oscillatorschakeling toegepaste kwartskristal is een z.g. GT-snede. Dit kristal is, ter vermindering van dempende invloeden van den kristalhouder, ingeklemd tusschen afgestemde pennen. Ter vermindering van de demping door acoustische belasting is de houder geëvacueerd. Hierdoor wordt een kwaliteitsfactor Q van ruim 200.000 verkregen. De versterkingsfactor μ van de op het radiolaboratorium PTT ontworpen schakeling bedraagt 500.

Bij aanname van $\varphi = 2 \times 10^{-3} \text{ rad.}$, hetgeen overeenkomt met een frequentieconstantheid van $1 : 10^4$ van de schakeling waarin het kwartskristal door een weerstand vervangen is en waarvan de transformatoren met een $Q = 20$ de frequentie van de opgewekte trilling bepalen, verkrijgt men:

$$\frac{\Delta f}{f_r} = - 3 \times 10^{-13} \Delta \mu + 10^{-7} \Delta \varphi,$$

Nemen we nog aan $\Delta \mu = 50$, $\Delta \varphi = 2 \times 10^{-3} \text{ rad.}$, dan bedragen de invloeden van beide termen resp. $1,5 \times 10^{-11}$ en 2×10^{-10} . Uit een meting aan den oscillator, waarbij de gloeidraad gevoed wordt via een stabilisator-lamp uit een anodespanningsbatterij en de anodespanning niet gestabiliseerd is, bleek $\frac{1}{f_0} \frac{\Delta f}{\Delta V} = 10^{-10}$ te zijn, voor anodespannings-variatiën van 250 tot 180 V.

Zooals uit deze beschouwing volgt, moeten alle toch nog optredende frequentievariatiën, die grooter zijn dan de hier genoemde, afkomstig zijn van het kristal zelve. Hierdoor is het in de eerste plaats noodzakelijk temperatuursinvloeden op de resonantie-frequentie van het kristal zooveel mogelijk te onderdrukken, zoodat men aangewezen is op het gebruik van een kwartskristal met een zeer lage temperatuurs-coëfficiënt. De snede die het meest geschikt is, is de GT-snede met een

temperatuurscoëfficiënt van $2,5 : 10^8$ Hz/°C. De resonantiefrequentie van het kristal bedraagt 100 kHz. Ter verdere vermindering van temperatuursinvloeden werd de geheele schakeling opgesteld in een thermostaat met een temperatuursconstantheid van $0,1$ °C waardoor de schakeling zonder kristal een constantheid van $1 : 10^4$ verkrijgt; het kristal zelve is ondergebracht in een tweede thermostaat, geplaatst binnen de eerste, waarvan de temperatuursconstantheid $0,01$ °C bedraagt. Uit bovenstaande beschouwingen zou men de conclusie kunnen trekken, dat wanneer de anodespanning tot op eenige Volts gestabiliseerd zou zijn en het kristal op een temperatuur, constant tot op 10^{-2} °C gehouden wordt, de oscillator een frequentie met een relatieve onregelmatigheid van eenige perioden per sec. per 10^{10} Hz zou produceeren. Zooals zal blijken, is het voorloopig moeilijk de frequentie-veranderingen per dag onder $1 : 10^8$ te houden.

Het aangewezen middel om de schakeling in nog hogere mate onafhankelijk te maken van veranderingen in de versterkerschakeling schijnt het verder opvoeren van den versterkingsgraad μ te zijn, hetgeen bereikt kan worden door het toepassen van zeer steile buizen, of door gebruik te maken van een meertrapsversterker. Het blijkt dat men dit niet ongestraft kan doen, daar de schakeling dan behalve in de gewenschte frequentie, ook in een andere frequentie blijkt te genereeren, waardoor eventueel twee frequenties tegelijk opgewekt kunnen worden. Immers, bij de beschouwing van het vectordiagram van het brugcircuit, bleek de afgegeven spanning bij verstemming in phase gedraaid te zijn t.o.v. de aan de brug toegevoegde spanning. Tengevolge van de hooge kwaliteitsfactor van het kwartskristal, bedraagt deze phasedraaiing bij geringe verstemmingen t.o.v. de frequentie van het kristal reeds ongeveer 180° . Aan de voorwaarde voor genereeren is weer voldaan indien de versterker zelf ook een phasedraaiing van 180° veroorzaakt.

Iedere transformator veroorzaakt voor frequenties $0 < \omega < \infty$, phasedraaiingen van $-\frac{\pi}{2} < \varphi < \pi$, zoodat voor een eindige

frequentie een phasedraaiing van $\frac{\pi}{2}$ per transformator, of van

π voor den geheelen versterker op kan treden. Om het genereeren van de schakeling in deze ongewenschte frequentie te voorkomen, dient men de schakeling zoodanig te ontwerpen, dat de versterkingsgraad $\mu \beta$, van den versterker en de brug samen, voor de frequentie waarbij wederom een phasedraaiing van 2π

optreedt, kleiner dan 1 is. Het blijkt dat hiertoe de versterkingsgraad μ , voor de gewenschte frequentie en bij gebruik van twee gelijke transformatoren, moet voldoen aan de voorwaarde:

$$\mu < 8 Q^2 \frac{k^4}{1 - k^4} .$$

Q is de verhouding van de reactantie en verliesweerstand van de kringzelfinductie, bij onbelaste koppelwikkeling, en k de koppelfactor van de twee windingen.

Wenscht men de schakeling met een grooteren versterkingsfactor, dan de uit bovenstaande uitdrukking volgende, stabiel te doen genereeren, dan dient een phasecorrigeerende sectie aangebracht te worden.

Tijdmeting en bepaling van het frequentieverschil tusschen standaarden.

a. Tijdmeting.

Van de diverse methoden die in den loop der jaren ontwikkeld werden, om den door het uurwerk aangewezen tijd met tijdseinen te vergelijken, zal alleen de door General Radio ontwikkelde methode kort besproken worden, daar deze vrij algemeen in gebruik is. Deze, doch ook andere, soms nauwkeuriger methoden, moeten als verouderd beschouwd worden door de ontwikkeling van de elektronische tellers.

Men neme aan, dat een zender tijdsignalen uitzendt, door iedere seconde een impuls te geven, waarvan het begin samenvalt met het begin van een seconde. In het uurwerk van den standaard bevindt zich een as, welke één maal per seconde rondwentelt en welke bij elke omwenteling een contact sluit. Dit contact is opgesloten in een concentrisch met de as aangebrachte stilstaande schijf. Deze schijf kan om de as gedraaid worden, waardoor men het oogenblik van sluiten van het contact kan verplaatsen en doen samenvallen met het begin van de impuls van het tijdsein. Indien het contact de uitgangsspanning van den tijdseinontvanger kortsluit, zal men in dit geval de geheele impuls van het tijdsein onderdrukken; door de schijf een weinig te verstellen, zal men juist het begin van de impuls, als een korte klik hoorbaar kunnen maken. Afhankelijk van de routine van den waarnemer blijkt men hiermede het contact tot op 5 msec. nauwkeurig in te kunnen stellen. De dagelijksche tijdafwijking van het uurwerk kan men hierdoor vaststellen met een

nauwkeurigheid van ongeveer 5×10^{-3} op de 86400 sec. van een etmaal, hetgeen overeenkomt met een nauwkeurigheid van ongeveer $5 : 10^8$. Deze dagelijksche nauwkeurigheid is onvoldoende, hoewel het beste thans beschikbare tijdsein, van Greenwich, uitgezonden door GBR, een dagelijksche fout van ongeveer 2 msec. bevat. Een grootere nauwkeurigheid kan verkregen worden door de waarnemingen over een aantal dagen uit te strekken en aan te nemen dat de gang over die periode constant bleef.

Deze methode is echter geheel onvoldoende wanneer men de dagelijksche afwijkingen van het *tijdsein* t.o.v. den frequentie-standaard wenscht te bepalen.

b. *Bepaling van het momenteele frequentieverschil.*

Tot nu toe werd het momenteele frequentieverschil van de 100 kHz generatoren van twee standaarden bepaald door dit zichtbaar te maken als een met de verschil-frequentie rondwentelende halve cirkel op een kathodestraal oscillograaf en het meten met een stopwatch van den tijd waarin de phase met een bepaald bedrag toeneemt.

Schrijft men voor het frequentieverschil van twee standaarden $\Delta f_{12} = \Delta f_1 - \Delta f_2$, stelt men het aantal zwevingen, dat in den tijd t plaats vindt Z , dan is $\Delta f_{12} = \frac{Z}{t}$. Zijn in Z kleine veranderingen δZ en in t kleine veranderingen δt aanwezig, dan zijn de veranderingen $\delta \Delta f_{12}$ gelijk aan

$$\delta \Delta f_{12} = \Delta f_{12} \left(\frac{\delta Z}{Z} - \frac{\delta t}{t} \right) = \frac{\delta Z}{t} - \Delta f_{12} \frac{\delta t}{t}. \quad (5)$$

Stelt men $\Delta f_{12} = 100$ mHz, dan is $t = 10$ sec. Identificeert men δZ en δt resp. met de waarnemingsfouten in Z en t , welke op resp. 0,01 en 0,1 te stellen zijn, dan geven beide termen aanleiding tot meetfouten van 1 mHz of wel van $1 : 10^8$.

Een andere methode werd door het Bureau of Standards ontwikkeld, welke methode weliswaar zeer veel ingewikkelder is, doch het voordeel oplevert, dat de verschilfrequentie geregistreerd wordt. Hiertoe wordt de verschilfrequentie met een factor 1000 vermenigvuldigd, terwijl deze verhoogde frequentie toegevoerd wordt aan een registreerenden frequentiemeter. De in dit instrument gebruikte voedingsspanningen moeten in zeer

hooge mate gestabiliseerd worden, om een meetnauwkeurigheid van $1 : 10^8$ te bereiken.

Zoals uit het bovenstaande gebleken is, zijn deze methoden voor de onderlinge vergelijking van standaarden en voor de meting van tijdseinen niet meer voldoende. De onderzoeken van de in de laatste jaren ontwikkelde standaarden en tijdseinen, vereischen een meetnauwkeurigheid van $1 : 10^9$ voor metingen van de tijdseinen en van $1 : 10^{10}$ voor momenteele onderlinge vergelijkingen van de standaarden.

Electronische telsystemen.

a. Trekker-schakelingen.

De multivibrator laat zich door een wijziging van de schakeling

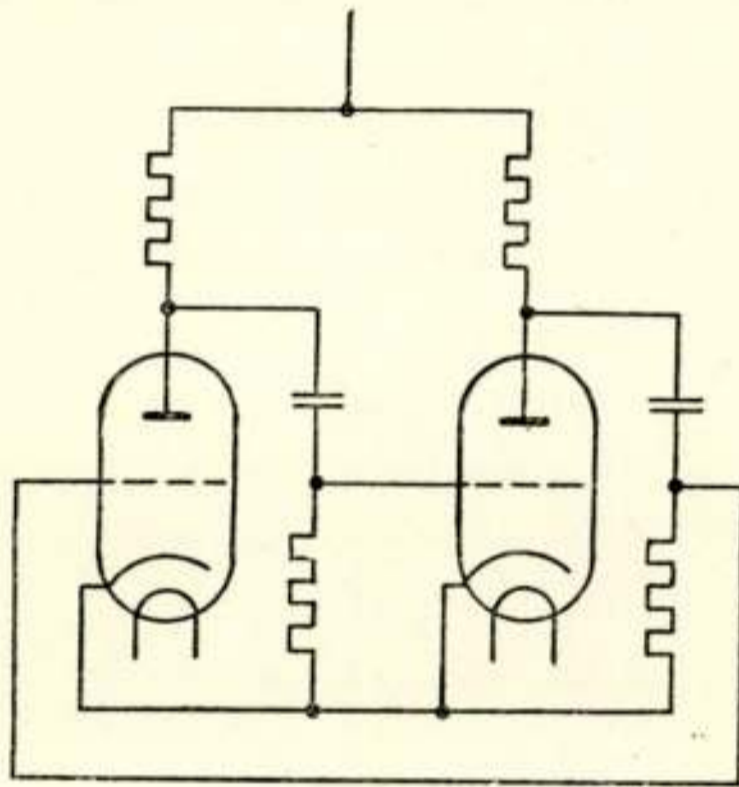


Fig. 7.

Multivibratorschakeling.

voor een andere dan zijn oorspronkelijke toepassing geschikt maken. De multivibrator (fig. 7) is een tweetraps, weerstandgekoppelde versterker met een positieve spannings-terugkoppeling. De schakeling is bij een rondgaande versterking groter dan 1, instabiel. Een verstoring zal aangroeien, waardoor één van de roosters een sterke spanningsdaling ondergaat en de bijbehorende buis afgeknepen wordt, terwijl het andere rooster tengevolge van den roosterstroom, een kleinere spannings-stijging verkrijgt (fig. 8). De rondgaande versterking is thans kleiner dan 1; de schakeling is stabiel totdat de negatieve spanning — door het weglekken der lading van de koppelcondensator —

zoover verminderd is, dat het afknijppunt van de bijbehorende buis gepasseerd wordt. De schakeling is weer labiel en de anodestroom verandert plotseling, doch in omgekeerde richting. De schakeling wekt dus een periodieke wisselspanning op, waarvan de frequentie bepaald wordt door de tijdconstanten van de koppel-elementen. De spanningen op beide roosters zijn 180° t.o.v. elkaar verschoven.

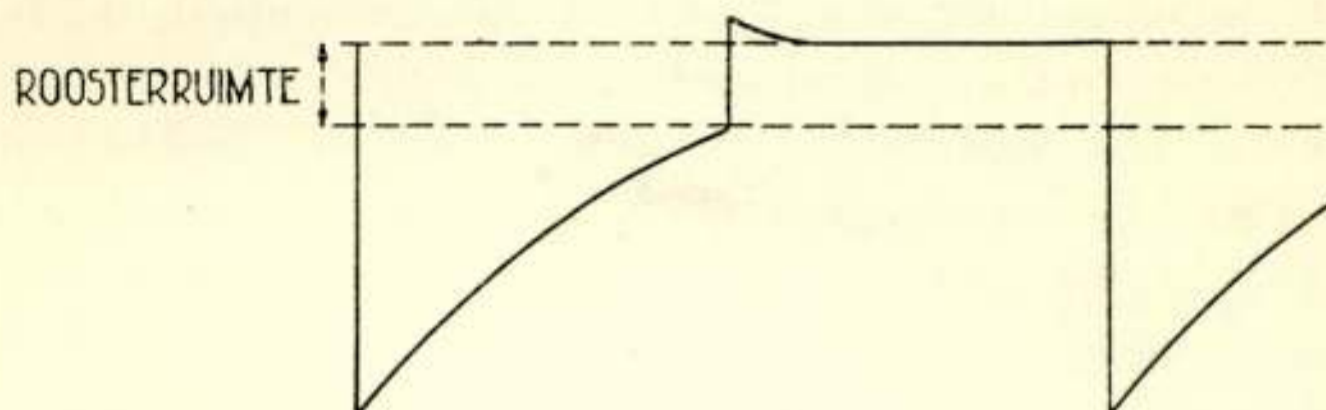


Fig. 8.

Spanningsverloop op een van de roosters van den multivibrator.

Bovengenoemde wijziging van den multivibrator bestaat uit het invoeren van een aantal gelijkspanningen, waardoor de schakeling stabiel blijft totdat een uitwendige verstoring de instelling labiel maakt, en deze in een tweede stabiele toestand

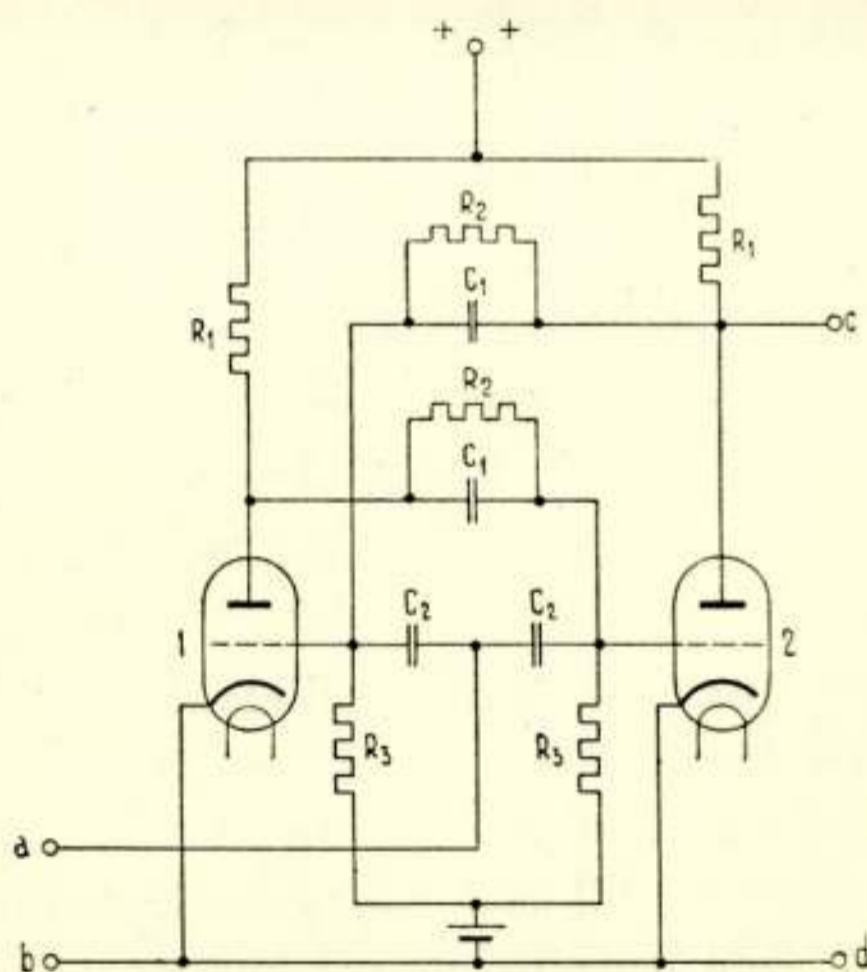


Fig. 9.

Trekkerschakeling met spannings-terugkoppeling.

doet overgaan. In de eerste plaats kan men hiertoe een negatieve roosterspanning aanbrenge, die grooter is dan de afknijp-

spanning van de buizen. Door het introduceeren van deze spanning alleen is deze schakeling echter nog niet stabiel; hoewel het rooster met de negatieve spanning het afknijppunt niet meer passeeren kan, zal het rooster dat in de positieve phase verkeert, zich nu ontladen totdat het de aangebrachte negatieve potentiaal heeft. Hiertoe zal de spanning op dit rooster de roosterruimte moeten doorloopen, met een spanningsstijging op het andere rooster als gevolg. De schakeling blijft labiel. Om de schakeling stabiel te maken, moet men er tevens voor zorgen dat het rooster dat positief is, dit ook blijft. Dit wordt bereikt door de koppelcondensatoren door weerstanden te overbruggen (fig. 9). De schakeling is, zoolang er geen uitwendige

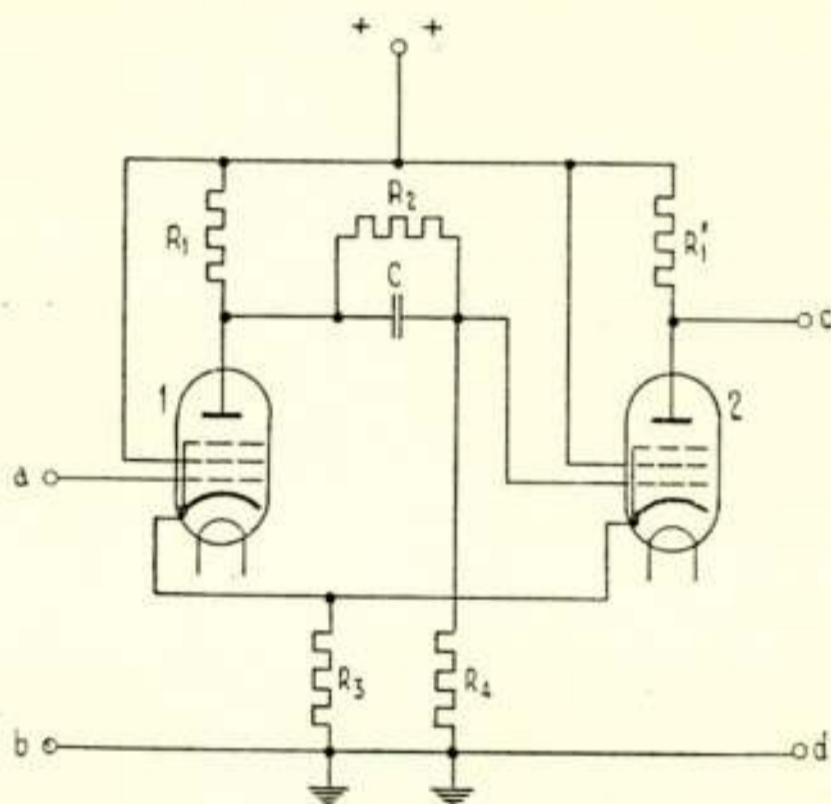


Fig. 10.

Trekkerschakeling met stroomterugkoppeling.

verstoringen zijn, stabiel. Brengt men echter op het negatieve (positieve) rooster een positieven (negatieven) impuls aan, dan zal deze de schakeling labiel maken, waardoor de instelling in de andere stabiele toestand overgaat. Een dergelijke schakeling wordt in de Engelsch en Nederlandsch sprekende landen een „trigger“-schakeling genoemd. Hoewel het woord „trigger“ misschien iets gemakkelijker in de mond ligt dan „trekker“ kan het toch nuttig zijn, een lans te breken voor het Nederlandsche woord, dat volkomen gelijkwaardig is aan het Engelsche.

De associatie is duidelijk: de verstoring van den stabielen toestand wordt ingeleid door een uitwendigen impuls, doch staat verder niet met dezen in een functioneel verband.

Een andere trekker-schakeling*), welke in fig. 10 schematisch

*) Br. pat. 552.301, Cinema and Television Ltd, London.

is voorgesteld, wordt verkregen, indien men de spanningsterugkoppeling vervangt door een stroomterugkoppeling, welke ontstaat wanneer men twee buizen een gemeenschappelijke kathodeweerstand geeft. De instelling van deze schakeling wordt labiel indien de gemeenschappelijke kathodeweerstand R_3 groter is dan een kritische waarde, welke afhankelijk is van de steilheid van de beide buizen en van de koppel-elementen.

Neemt men aan dat buis 2 stroom neemt, terwijl de stroom van buis 1 afgeknepen is, dan heeft de kathode van buis 1 een positieve spanning tegen aarde, tengevolge van de stroom door buis 2. Neemt de potentiaal van a tegen b b.v. sinusoidaal toe, dan zal buis 1 op een zeker tijdstip stroom gaan trekken. Hierdoor zal de anodestroom van buis 2, tengevolge van de

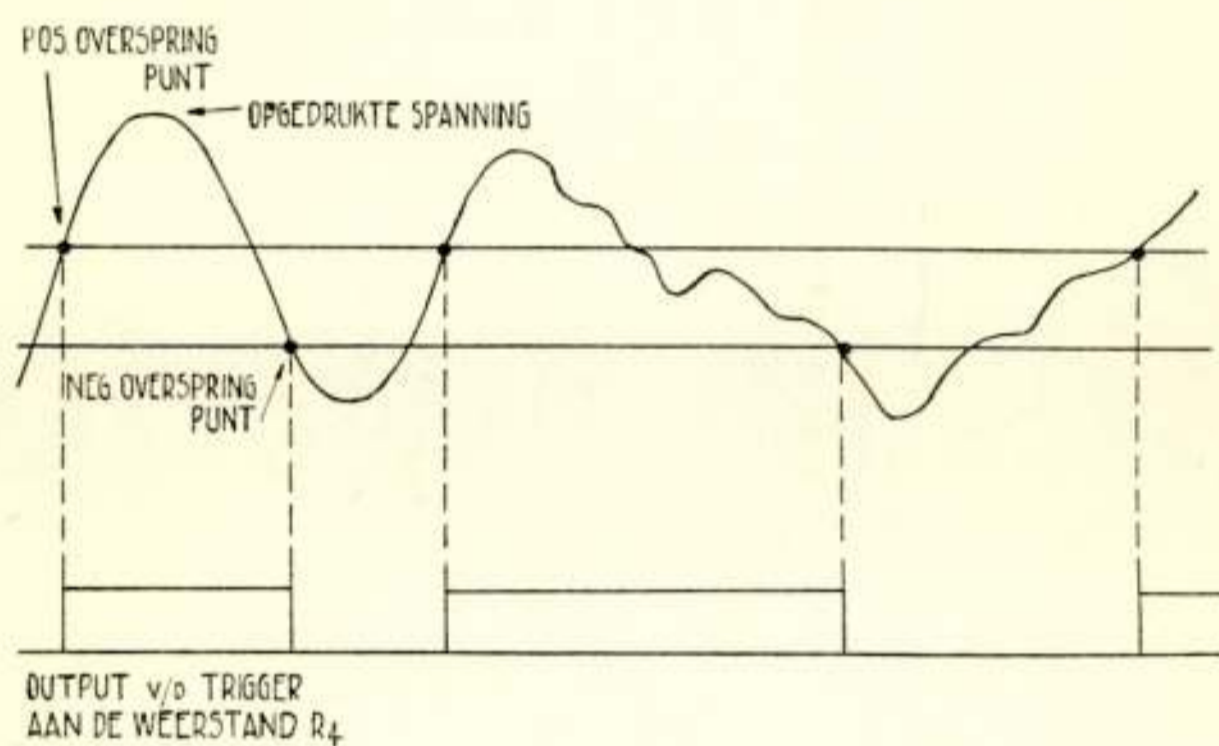


Fig. 11.

Spanning op rooster van „wavershaper”. De doode gang voorkomt het schakelen op een rimpel.

spanningsversterking in de eerste buis, sterk afnemen, de potentiaal van de kathode zakt, en de stroom in de eerste buis neemt nog meer toe, enz. De instelling gaat in den stabielen toestand over waarbij buis 1 stroom trekt en buis 2 dicht is. De potentiaal van de kathode zal nu beheerscht worden door het potentiaalverschil tusschen a en b ; buis 1 heeft een normale stroomtegenkoppeling. Daalt vervolgens de spanning van a tegen aarde, dan hangt het van de versterkingsgraad van de eerste buis af, wanneer buis 2 open gaat en de instelling weer overspringt in den eersten stabielen toestand. In den regel kiest men de elementen zoodanig, dat dit voor een eenigszins lagere spanning van a tegen b geschiedt, dan waarbij de eerste stabiele toestand in den tweeden overgaat. Hierdoor verkrijgt men, dat

de trekker niet schakelt door een rimpel op de opgedrukte spanning, (zie fig. 11).

Schakelingen als later te bespreken, vereischen impulsen van dezelfde lengte, welke ook de impuls frequentie is. De in fig. 10 weergegeven schakeling stelt ons in staat, van elke willekeurige krommevorm van de aan het trekkersysteem toe te voeren spanning, gelijkvormige impulsen te maken. Een dergelijke schakeling wordt in de Engelsche literatuur een „wvaveshaper”

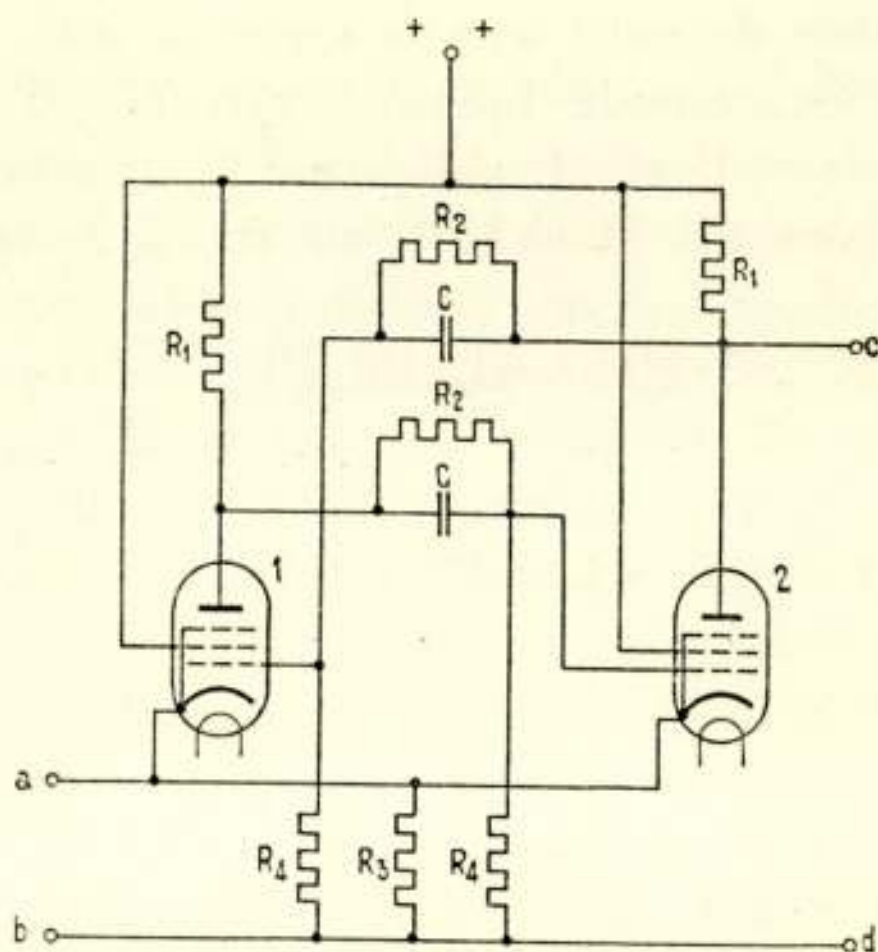


Fig. 12.

Trekkerschakeling met stroom- en spanningskoppeling.

genoemd. Voert men de spanning van het punt *c* toe aan een *RC*-circuit, dan ontstaan positieve en negatieve impulsen, waarvan men zoo noodig, door gelijkrichting, de positieve of negatieve kan onderdrukken.

De in fig. 9 weergegeven vergrendelde multivibrator kan thans nog enigszins effectiever gemaakt worden door de negatieve roosterspanningsbatterij te vervangen door een voor beide buizen gemeenschappelijke kathodeweerstand, waardoor de schakeling een positieve spanning- en stroomterugkoppeling verkrijgt (fig. 12).

b. Telsystemen.

Het meest eenvoudige telsysteem ontstaat wanneer men een aantal trekkers als weergegeven in fig. 12 op een zoodanige

wijze in serie schakelt, dat aan de gemeenschappelijke kathodeketen van één trekker de, b.v. positieve impulsen, afkomstig van een vorigen trekker, worden toegevoerd. De eerste trekker van de keten ontvangt positieve impulsen van een „wavershaper”.

Elke trekker springt bij elken impuls heen of terug; de output, afgenomen aan het punt c (fig. 12) die via een RC -circuit en een gelijkrichter aan den volgenden trekker wordt toegevoerd, bevat echter alleen een positieven impuls, welke ontstaat wanneer buis 2 afgeknepen wordt, zoodat de frequentie van elken volgenden trekker de helft van een vorige is.

Indien dit zoogenaamde binaire systeem uit n in serie geschakelde trekkers bestaat, zullen na 2^n aan het systeem toegevoerde impulsen alle trekkers minstens 2 impulsen of een veelvoud daarvan ontvangen hebben, zoodat het systeem in de begintoestand is teruggekeerd. Bij elk aantal impulsen kleiner dan 2^n behoort één toestand van het trekkersysteem, waarbij een gedeelte van de trekkers zich in instelling A (buis 1 geleidend) en de overige in instelling B (buis 2 geleidend) bevindt, uit welken toestand het aantal impulsen op eenduidige wijze af te leiden is. De hoogste impulsfrequentie, welke dergelijke systemen kunnen verwerken, ligt bij ongeveer 1000 kHz.

In het algemeen zal het lastig zijn met een dergelijk telsysteem te werken, daar het uitkomsten verschaft in een tweetallig stelsel, zoodat men de uitkomsten met behulp van tabellen in het tientallige moet omrekenen. Toch kan dit systeem in sommige gevallen aanleiding geven tot eenvoudiger schakelingen dan de later te bespreken decimale systemen.

Het trekkersysteem, zooals boven besproken, werd uitsluitend beschouwd als teller van impulsen. Schakelt men echter het systeem met behulp van trekkerschakelingen in en uit, terwijl men in de tusschenliggende periode impulsen afkomstig van een 1 kHz bron aan de telschakeling toevoert, dan vindt men uit het aantal impulsen den verstreken tijd in milliseconden. Zijn de impulsen afkomstig van een 100 kHz bron, dan vindt men den tijd in 10^{-5} sec. Is echter de tijdsduur verstreken tusschen in- en uitschakeling bekend, dan vindt men de frequentie uit $f = \frac{n}{t}$, waarin n het aantal impulsen en t de verstreken tijd voorstelt.

Thans zullen de mogelijkheden globaal nagegaan worden, welke een dergelijk systeem biedt om de frequentie afwijkingen van twee standaarden te onderzoeken. Wij laten het systeem

inschakelen wanneer de vectoren van de 100 kHz spanningen van twee generatoren samen vallen en schakelen het systeem weer uit wanneer de vectoren, na het volbrengen van een geheele zweving wederom samen vallen. Zien we af van eventuele fouten δZ , dus van het op het juiste oogenblik inschakelen, dan verkrijgen we uit verg. 5:

$$\delta \Delta f_{12} = - \Delta f_{12} \frac{\delta t}{t}.$$

Voert men aan het systeem impulsen toe van 1 kHz en is $\Delta f_{12} = 100 \text{ mHz}$, dus $t = 10 \text{ sec.}$, dan is de meetnauwkeurigheid $\delta \Delta f_{12} = 10^{-2} \text{ mHz}$ of wel $1 : 10^{10}$ van de opgewekte frequentie. Deze meetnauwkeurigheid zou eventueel nog met een factor 10 te verhoogen zijn; de fout in δZ blijkt deze grens te stellen.

Wenscht men het tijdsverloop van één zweving te registreeren, dan kan men, door een aantal mechanische relais met het trekkersysteem te verbinden, het tijdsverloop uitdrukken in een stroomsterkte door een registreerend meetinstrument. Door het toepassen van een serieschakeling van 7 trekkers, ieder verbonden met een mechanisch relais, dat opkomt wanneer de bijbehorende trekker zich in toestand *B* bevindt en afvalt wanneer deze zich in toestand *A* bevindt, kan men $2^7 = 128$ verschillende stroomsterkten inschakelen. Onderstaand zijn de 7 relais *a, b, c, ... g*, met de door ieder relais in te schakelen stroomsterkte, weergegeven.

a	b	c	d	e	f	g
1	2	4	8	16	32	64

Zijn b.v. de relais *a* en *c* tegelijk op, dan bedraagt de stroomsterkte $1 + 4$. In de tabel zijn de toestanden van de relais na iederen impuls door min en plus teekens aangegeven. Men bedenke hierbij, dat een volgend relais steeds opkomt bij het afvallen van een vorig relais, doordat de trekkers alleen reageeren op positieve impulsen. Alle stroomsterkten tusschen 0 en 128, welke òf nul òf een geheel veelvoud van 1 zijn, kunnen door de relais ingesteld worden.

<i>Impuls</i>	a	b	c	d	e	f	g
0	-	-	-	-	-	-	-
1	+	-	-	-	-	-	-
2	-	+	-	-	-	-	-
3	+	+	-	-	-	-	-
4	-	-	+	-	-	-	-
5	+	-	+	-	-	-	-
6	-	+	+	-	-	-	-
7	+	+	+	-	-	-	-
8	-	-	-	+	-	-	-
				enz.			

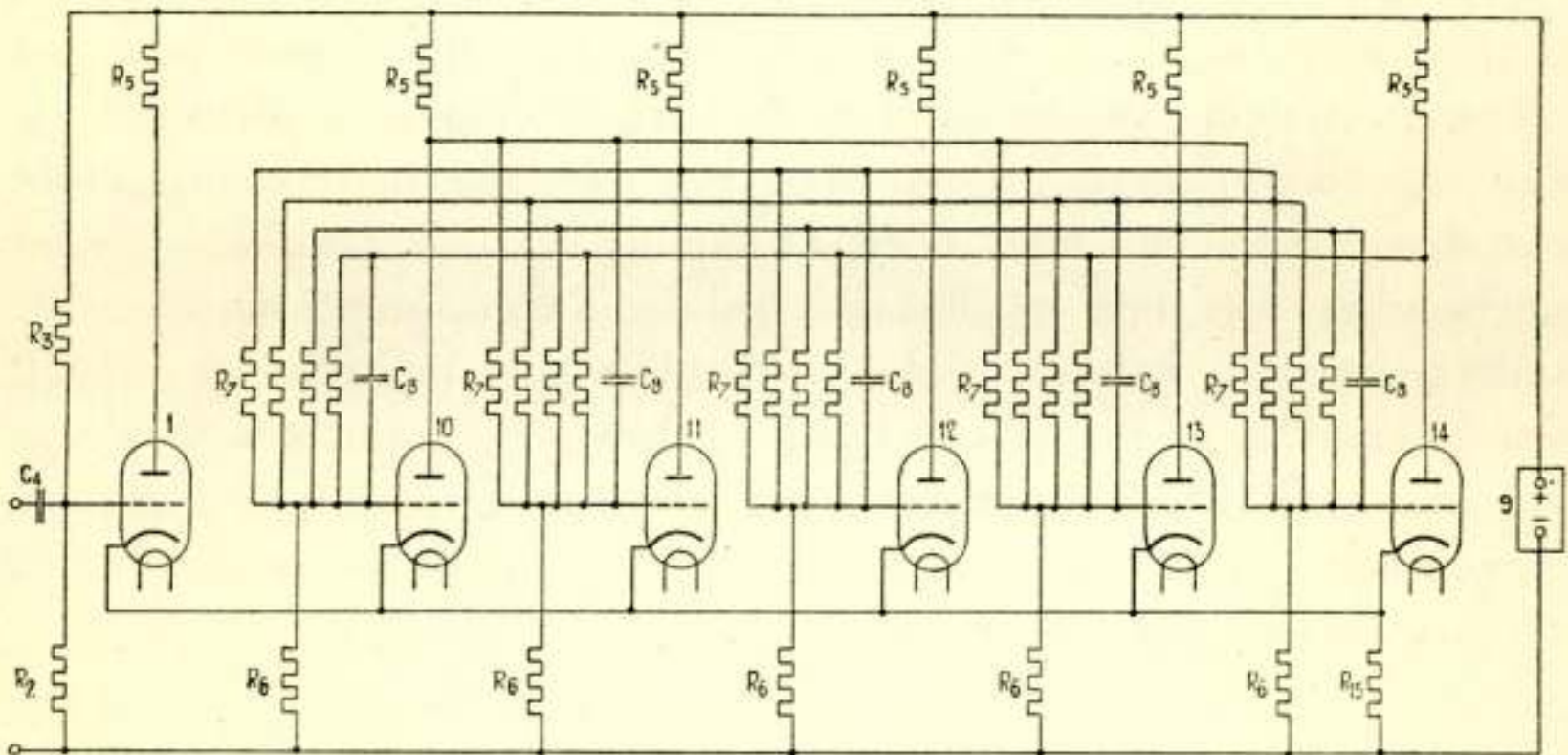


Fig. 13.

Vijftrapstrekker.

Door een kunstgreep*) kan men het bovenbeschreven binaire telsysteem wijzigen in een decimaal systeem. Men gebruikt dan voor één decade 4 trekkers, die $2^4 = 16$ verschillende toestanden opleveren, waarvan men er door het toepassen van terugkoppelingen 6 overslaat, zodat deze eenheid na 10 impulsen weer in den begintoestand komt; een volgende decade wordt dan één stap verder gezet door een impuls van den laatsten trekker van de in den nulstand terugkeerende decade.

Schakeltechnisch interessanter is het volgende systeem, dat

*) I. E. Grosdoff, *Electronic Counters*, RCA-review, 7, 438, 1946.

in Engeland ontwikkeld werd*) en dat ook in decaden telt. Hierbij bestaat iedere decade uit één trekker als weergegeven in fig. 12 en uit één trekkersysteem bestaande uit 5 buizen (fig. 13). Deze 5 buizen zijn onderling zoodanig geschakeld, dat steeds een der buizen stroom voert. Elke volgende buis is door een condensator in de rooster keten verbonden met het anode circuit van de vorige buis, terwijl de anodeketen van de laatste buis capaciteef met de roosterketen van de eerste buis verbonden is. Door gelijkstroomkoppelingen zijn de rooster en anodeketens zoodanig verbonden, dat de vier vergrendelde buizen de 5e buis open houden en de open buis de 4 anderen vergrendelt.

Nemen we aan dat de eerste buis open is, dan zal een positieve impuls in de kathode, de tweede buis openen, terwijl de eerste vergrendeld wordt door de koppeling, die tusschen deze buizen bestaat. Bij elken volgenden impuls gaat een volgende buis open zoodat na 5 impulsen de eerste buis weer geopend zal worden. Aangezien echter de trekker, die aan dit systeem voorafgaat, de impuls frequentie door 2 deelt, zal het geheele systeem na 10 impulsen in den beginstand terugkeeren. Door een aantal van dergelijke eenheden in serie te schakelen, waarbij de volgende eenheid een impuls krijgt wanneer de vorige een tiental volgeteld heeft (dus door te koppelen met de 5e buis van het 5-tal) verkrijgt men een decimale teller, welke in zooveel decimalen telt, als het systeem eenheden bevat.

Door aan elke decade een gelijkstroom mA.-meter toe te voegen, waarvan de shunt aftakkingen bevat, die op geschikte wijze met de anode-ketens van de buizen van elke eenheid zijn verbonden, kan men op iedere mA. de stand van een decade aflezen. Men vindt den eindstand van het geheele apparaat onmiddellijk aangewezen, wanneer een telling volbracht is.

Ter verduidelijking moge nog opgemerkt worden, dat wanneer de impuls-frequentie 100 kHz bedraagt, de meter die de eenheden aanwijst, tijdens de telling, door een h.f. wisselstroom van 10 kHz doorloopen wordt, die van de 10-tallen door een van 1 kHz, de 100-tallen van 0.1 kHz enz. De meters zullen tijdens de telling in den stand van „geen stroom” blijven staan, om onmiddellijk na afloop der telling den eindstand in te nemen.

Al naar mate de aan het telsysteem toegevoerde frequentie of het tijdsverloop tusschen in- en uitschakelen bekend is, kan

*) Br. Pat. 572.884 Cinema and Television Ltd, London.

men ook dit systeem hetzij als stopwatch, hetzij als frequentiemeter of impulsteller gebruiken.

Bereikte resultaten.

De tot dusverre met de installatie van de P.T.T. behaalde resultaten geven nog geen beeld van de met deze apparatuur te verkrijgen uitkomsten, daar de oscillatoren te kort in dienst zijn geweest om een frequentieconstantheid te mogen verwachten, die eerst op den duur bereikt zal worden. Een oscillator is sinds Januari 1946 in dienst, een tweede sinds Augustus 1946. Beide oscillatoren vertoonen nu nog een relatieve frequentie toename van resp. $0.15 : 10^8$ en $0.40 : 10^8$ per dag en namen gedurende het eerste halfjaar in totaal ongeveer $130 : 10^8$ Hz toe. Deze frequentie veranderingen moeten als normale verouderingsverschijnselen van de kristallen beschouwd worden. Deze toename is niet constant, doch vertoont een onregelmatigheid, waarvan de relatieve middelbare waarde van de orde van $1 : 10^8$ is. Dit verschijnsel wordt toegeschreven aan de niet voldoende trillingsvrije opstelling van de oscillatoren en aan de niet voldoende stabiele inklemming van de kristallen. Het eerste euvel zal in de komende maanden opgelost worden, daar de overplaatsing van de oscillatoren naar een kelder in voorbereiding is. Ter ondervanging van het tweede euvel wordt thans een andere kristalhouder ontwikkeld.

Opgemerkt kan nog worden, dat de momenteele frequentieveranderingen van de standaarden op het radiolaboratorium, gemeten gedurende 3 uur, $\pm 2 : 10^9$ bedroegen, waarbij een meetnauwkeurigheid van $0,5 : 10^9$ werd verkregen door elke waarneming over ongeveer 200 seconden uit te strekken.

Interessant zijn in dit verband de resultaten van de Engelse G.P.O., welke thans beschikt over 12 standaarden, opgesteld in een schokvrije en isothermische kelder. De oscillatoren komen in groote lijnen met die van de P.T.T. overeen. De oudste oscillator met GT-sneden is daar in dienst sinds 1941 en vertoonde gedurende de eerste 8 maanden een relatieve frequentie toename van $350 : 10^8$, terwijl gedurende de 3 volgende jaren een regelmatige frequentie-afname van $100 : 10^8$ werd waargenomen. Van twee andere oscillatoren van hetzelfde type bedroegen deze beide getallen resp. $140 : 10^8$ en $30 : 10^8$. De maandelijksche constantheid bedraagt ongeveer $1 : 10^8$, de dagelijksche $1 : 10^9$.

Sinds 1944 heeft de G.P.O. een 3-tal standaarden in bedrijf gesteld, waarbij de toevoerleidingen naar het kwarts gesoldeerd zijn aan de op het kristal neergeslagen elektroden. Deze oscillatoren vertoonnen, althans voor de eerste periode, kleinere variaties dan de eerste.

Discussie

Ir J. Piket: Gaat niet bij het meten van tijden met moderne trigger-schakelingen de nauwkeurigheid van in- en uitschakeling spoedig een belangrijker rol spelen dan de frequentieconstantheid?

Ir B. van Dijl: Het in- en uitschakelen geschiedt ook met trigger-schakelingen, waarvan de vertraging tot 1μ sec. beperkt kan blijven. De te bereiken nauwkeurigheid van in- en uitschakelen hangt dan ook grootendeels af van de aard van de verschijnselen die moeten schakelen. Inderdaad zijn er gevallen waarbij het moment van de in- en uitschakelimpuls moeilijk nauwkeurig af te leiden is uit een verschijnsel dat op zich zelf duidelijk gedefinieerd is.

Ir G. J. Siezen: Over welke tijdsduur kan een meting van het verschil tusschen twee standaardfrequenties worden uitgestrekt i.v.m. de snelheid waarmede de frequentieschommelingen optreden?

Hoe lang neemt het verouderingsproces van kwartsoscillatoren in beslag en wat zijn de factoren die dit proces beïnvloeden?

Ir v. D.: De frequentieveranderingen vertoonen behalve een grillig verloop, ook nog een min of meer periodiek karakter. Bij een meting, in het laatste gedeelte van de voordracht besproken, werd een frequentieverandering geconstateerd van $\pm 2:10^9$, waarvan de periode ongeveer $1\frac{1}{2}$ uur bedroeg. Om met een meetnauwkeurigheid van $0.5:10^9$ te werken was bij het toenmalige frequentieverschil de meettijd 200 sec. Uit verg. 5 blijkt dat het met de huidige meetapparatuur niet mogelijk is frequentieveranderingen van de orde van $1:10^{10}$ vast te stellen, daar de periode van dergelijke veranderingen enkele minuten bedraagt en korter is dan de benodigde meettijd.

Als termijn voor het verouderingsverschijnsel kan één jaar worden aangenomen, hoewel het van de smaak en van de meetnauwkeurigheid afhangt wanneer men dit proces als beëindigd wenscht te beschouwen. De veroudering is sterk afhankelijk van de kristalsnede, de methode van inklemming, de nabewerking van het kristal (door etsen wordt het verschijnsel bekort) en van de verhouding volume en oppervlak van het kristal*). Het blijkt dat kristallen met een groote verhouding volume/oppervlak in het algemeen minder en sneller verouderen. Hierbij komt nog dat het verouderingsverschijnsel tevens door onbekende factoren beïnvloed wordt, aangezien overigens gelijkwaardige kristallen verschillend verouderen.

*) Elisabeth J. Armstrong, X-Ray studies of surface layers of crystals, B.S.T.J. 25, 136, 1946.

Ir F. H. Stieltjes: Het is interessant te vermelden dat de oscillator met brug en kwartskristal ook ontwikkeld werd in het laboratorium Telefoon en Telegraaf van de P.T.T. onder leiding van ir G. H. Bast en gereed kwam kort voor de publicatie van Meacham.

Ir H. N. Hansen: Is het effect, dat de eigen frequentie van het kwartskristal afhankelijk is van de amplitude bij de ontwikkeling van frequentiestandaarden van belang? Kunt U daarvan cijfers geven?

Ir v. D.: De grootte van dit effect, voor de bij de schakeling van Meacham in het kristal optredende veldsterkten, is niet gescheiden gemeten van andere amplitude effecten. Bekend is, dat het effect sterk amplitude afhankelijk is. De kleine spanningen op het kristal in de schakeling van Meacham zijn dan ook gunstig. Bovendien brengt de wijze van amplitude-begrenzen mee, dat de spanningen op het kristal in hooge mate constant zijn (10% versterkingsverandering geeft ongeveer 0.2% spanningsverandering op het kristal).

Drs D. de Jong: Men kan het vergelijken van een kwartsklok met een standaard splitsen in 2 problemen. Bij onderlinge vergelijking heeft groote nauwkeurigheid zin. Vergelijking met astronomische standaarden behoeft niet nauwkeuriger te zijn dan de astronomische standaard zelf en die is betrekkelijk zeer onnauwkeurig. Tijdseinen worden evenwel gegeven met behulp van kwartsklokken.

Vergelijking met tijdseinen is dus niet anders dan vergelijking van 2 klokken onderling. IJking van een zeer goede kwartstandaard van U zelf met radiotijdseinen heeft dus maar betrekkelijke waarde.

Ir v. D.: Bij elke meting dient de fout van het meetinstrument klein te zijn t.o.v. de fout van de te meten grootte. Bij een verbetering van de te meten grootte, kan het zijn dat het meetinstrument en de te meten grootte hun functie verwisselen en de te meten grootte meetinstrument wordt.

Dit is het geval bij de dagelijksche tijdseinbepalingen met kwartsklokken. Men bepaalt met de kwartsklokken de dagelijksche afwijkingen van de tijdseinen en verstrekt deze evt. aan het tijdinstituut. De tijdseinen zijn voor korte perioden geen meetinstrument meer. Voor metingen over langere perioden zijn ze dit echter nog wel (zie inleiding).

Inderdaad worden de tijdseinen afgeleid van kwartsklokken en gecorrigeerd met behulp van astronomische waarnemingen. De dagelijksche fouten van de tijdseinen zijn echter voor een groot deel niet afkomstig van de kwartsklokken doch van veranderingen in de looptijden van kabels tusschen klokken en zender en van veranderingen van den inslingertijd van de antennes. Deze fouten suggereeren dagelijksche frequentieveranderingen van de standaard aan ontvang- c.q. zendzijde.

Voorts bevatten de tijdseinen afwijkingen door fouten in de berekende geëxtrapoleerde gang van de uurwerken. Deze afwijkingen kunnen plotseling een ernstige waarde aannemen aangezien de tijdaanwijzing een geïntegreerde grootte is (zie verg. 2) en dus alle voorafgaande fouten meedoen.

Bovendien is de meetnauwkeurigheid van sterredoorgangen tot nu toe*) zeer gering, waardoor een verschil tusschen berekende en werkelijke gang eerst laat ontdekt wordt.

*) Sir H. Spencer Jones, Developments in time service, Horlogical Journal 421, 1945.

Het meten van impedanties bij hoge frequenties en toepassingen van de staandegolf-indicator

door H. J. Lindenhovius

Natuurkundig Laboratorium der N.V. Philips Gloeilampenfabrieken, Eindhoven

SUMMARY

In this article a survey is given of the different methods used in measuring impedances.

For frequencies below about 300 Mc/s the most frequently used method is that which employs a tuned circuit and in which the impedance is determined from its damping and detuning influence on the circuit.

For higher frequencies the lumped circuit can be replaced by a tuned transmission line but in that case some difficulties arise and it is preferable to use an untuned transmissionline and to determine the impedance from the voltage distribution along the line.

The voltage distribution is characterised by the standing wave ratio and the position of the voltage minimum.

A new diagram was designed, that enables us to determine the impedance graphically and in a most surveyable way even for very large values of the standing wave ratio.

In connection with the measurement of the voltage distribution the standing-wave-indicator is described.

Finally a number of other applications of the standing-wave-indicator is treated such as the measurement of characteristic impedance and attenuation-constant of a transmission line and the measurement of net power flow along a transmission line.

Inleiding.

Het doel van dit artikel is een overzicht te geven over de verschillende methodes die toegepast worden voor het meten van impedanties. Speciaal wordt aandacht geschonken aan de methodes voor zeer hoge frequenties, waarin de staandegolf-indicator een belangrijke rol vervult. Uitvoerig wordt ingegaan op de vele andere mogelijkheden die de staandegolf-indicator biedt.

Een en ander dient tevens als voorlooper van een algemeen

artikel over de ontwikkeling der meettechniek bij zeer hoge frequenties.

Veel van hetgeen hier wordt vermeld is ontleend aan twee artikelen van Van Hofweegen¹⁾ en een artikel van Feiker²⁾, die hierbij in de aandacht van de belangstellende lezers worden aanbevolen.

Metingen met afgestemde systemen.

In de hoogfrequentie-techniek wordt een impedantie voor een gegeven frequentie veelal gekarakteriseerd door een aequivalente parallel- of serieschakeling van een zuivere weerstand en een zuivere reactantie.

Het meten van de impedantie wordt dan ook gewoonlijk teruggebracht tot het meten van ieder dezer elementen; bij niet zeer hoge frequenties wordt daartoe meestal nagegaan welke invloed de impedantie heeft op een trillingskring, die op de gegeven frequentie is afgestemd. Uit de dempende werking is dan het weerstandsgedeelte, uit de verstemmende werking het reactieve gedeelte te bepalen.

Willen we b.v. een hoge impedantie meten, dan plaatsen we deze parallel aan een resoneerende trillingskring, die gevoed wordt vanuit een generator en waarvan de spanning te meten is met een voltmeter.

De aequivalente parallelcapaciteit volgt dan uit de verandering, die de afstemcapaciteit, na het aanbrengen van de impedantie, moet ondergaan om weer resonantie te bereiken :

$$C_x = - \Delta C_k$$

De aequivalente parallelweerstand volgt uit de verandering van de resonantiespanning na het aanbrengen van de impedantie

$$R_x = \frac{E'}{E - E'} R_k \quad (1)$$

waarin E en E' zijn de resonantiespanningen voor en na het aanbrengen van de impedantie.

¹⁾ J. M. van Hofweegen, Het meten van impedanties, speciaal bij decimeter golven, Philips Technisch Tijdschrift, 8, 16, 1946.

J. M. van Hofweegen, Impedantiemetingen met een niet-afgestemd Lecher-systeem, Philips Technisch Tijdschrift, 8, 280, 1946.

²⁾ G. E. Feiker, Standing Wave Indicator, General Electric Review, 49, 43, 1946.

R_k is de resonantieweerstand van de parallelschakeling van kring, generator en volmeter; deze wordt gemeten door, zonder de impedantie, na te gaan welke capaciteitstoename respectievelijk afname van de kringcapaciteit noodig is om de spanning een factor $\sqrt{2}$ te doen dalen.

Is de som van deze beide ΔC , dan is

$$R_k = \frac{2}{\omega \Delta C} \quad (2)$$

Dit levert dus tevens nog een tweede methode om R_x te bepalen: we herhalen deze meting met de onbekende impedantie; is nu een capaciteits variatie $\Delta' C$ noodig dan is:

$$R_x = \frac{2}{\omega (\Delta' C - \Delta C)} \quad (3)$$

Terwijl we impedanties, die groot zijn ten opzichte van de spoelimpedantie, parallel aan de trillingskring meten, schakelen we impedanties, die klein zijn vergeleken met de spoel impedantie, in serie met de kringspoel of -condensator. De formules worden in dat geval iets minder eenvoudig. De beschreven methode kan, indien de noodige voorzorgsmaatregelen worden genomen, worden toegepast tot frequenties van ca. 300 Mc/s.

Boven deze frequentie is het ten gevolge van de aanwezigheid van parasitaire capaciteiten en zelfinducties niet langer mogelijk de trillingskring opgebouwd te denken uit een geconcentreerde zelfinductie en een geconcentreerde capaciteit. Inplaats van een afgestemde trillingskring nemen we dan een afgestemd Lechersysteem, aan één kant kortgesloten en een kwart golf-lengte lang. Aan de top van het Lechersysteem kunnen we dan ook weer een variabele condensator aanbrengen en de metingen geheel uitvoeren als hierboven beschreven. In eerste benadering gelden ook dezelfde betrekkingen. Om constructieve redenen vervangt men echter vaak deze methode door een andere, waarbij de afstemming, na het aanbrengen van de te meten impedantie, teweeg gebracht wordt door het verschuiven van de kortsluitbrug.

Een bezwaar is echter, dat de verliezen van een Lechersysteem afhankelijk zijn van de lengte dus van de positie van de kortsluitbrug. Dit levert voor de weerstandsmeting een zeer belangrijke complicatie, waaraan slechts het hoofd te bieden is door het aanbrengen van een of meer variabele Lechersystemen parallel aan de te meten impedantie.

Hier komt nog bij dat op deze wijze slechts impedanties gemeten kunnen worden die of groot of klein zijn ten opzichte van de karakteristieke impedantie van het systeem. Een en ander is aanleiding geweest uit te zien naar een andere methode die deze bezwaren niet heeft.

Melingen met niet-afgestemde systemen.

Sluiten we een transmissielijn af met zijn karakteristieke impedantie dan wordt een loopende golf niet gereflecteerd en alle in de golf aanwezige electromagnetische energie wordt in de afsluitimpedantie gedissipieerd.

Wijkt echter de afsluitimpedantie af van de karakteristieke waarde, dan treedt reflectie op en ontstaan staande golven door interferentie van de heengaande en de gereflecteerde golf (zie fig. 1).

Heeft de oorspronkelijke golf een spanningsamplitude V_l en wordt een gedeelte $r V_l$ teruggekaatst, dan is zonder meer duidelijk, dat de waarden van de spanningsmaxima respectievelijk minima zijn $(1 + r) V_l$ en $(1 - r) V_l$. Het is ook zonder meer in te zien, dat de phase van de gereflecteerde golf geen invloed heeft op de waarde van maxima en minima, echter wel op hun plaats.

En zoo is het duidelijk dat wij uit de waarde van maxima en minima de absolute waarde van de reflectiefactor r kunnen bepalen en uit hun plaats de phasehoek; uit deze beide grootheden is dan ook de afsluitimpedantie af te leiden.

Om een en ander nu nader te onderzoeken willen we eenige formule's in de herinnering terugroepen.

De meest doelmatige wijze om de spanningen en stroomten te karakteriseeren is door de betrekkingen:

$$V = V_l (e^{j\beta x} + r e^{j\varphi} e^{-j\beta x}) \quad (4)$$

$$I = \frac{V_l}{Z_k} (e^{j\beta x} - r e^{j\varphi} e^{-j\beta x}) \quad (5)$$

Hierin is V_l de amplitude van de oorspronkelijke loopende golf, β is de phaseconstante, x is de afstand tot de afsluitimpedantie, r en φ zijn modulus en phasehoek van de reflectiefactor en Z_k is de karakteristieke impedantie, de demping van de lijn wordt verwaarloosd.

De spanningsverdeeling langs de lijn is weer te geven door de vergelijking

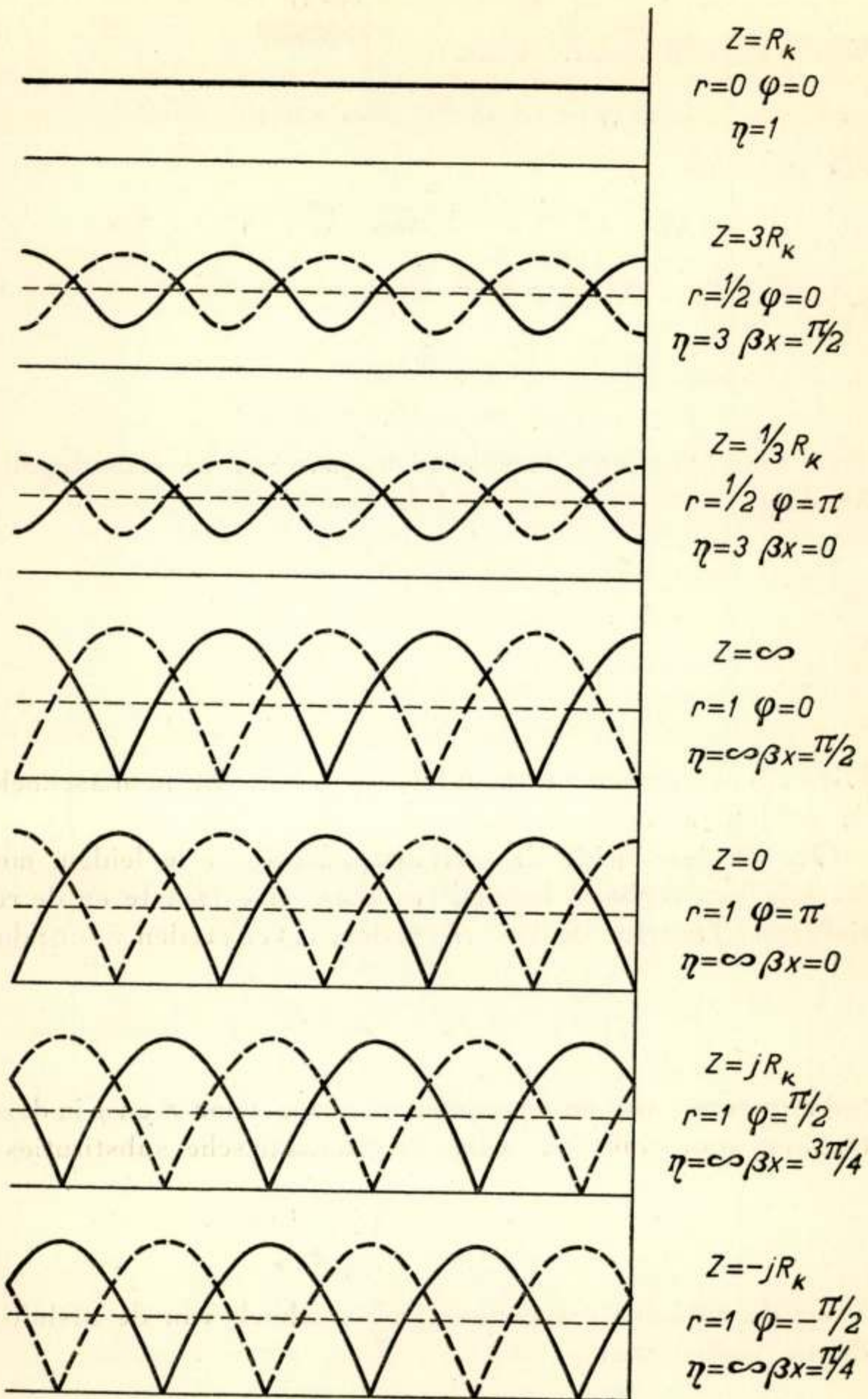


Fig.1

λ

Spannings- en stroomverdeling langs transmissielijn

— Spanning
- - - Stroom

$$V^2 = V_l^2 (1 + r^2 + 2r \cos (\varphi - 2 \beta x)) \quad (6)$$

Een maximum treedt op als:

$$\cos (\varphi - 2 \beta x) = 1, \text{ dus als } \varphi = 2 \beta x \quad (7)$$

een minimum als:

$$\cos (\varphi - 2 \beta x) = -1, \text{ dus als } \varphi = 2 \beta x \pm \pi \quad (8)$$

De waarden van maximum en minimum zijn, zooals we reeds boven zagen

$$V_{max} = V_l (1 + r) \quad (9)$$

$$V_{min} = V_l (1 - r) \quad (10)$$

De verhouding van deze twee noemen we de staandegolf-verhouding η :

$$\eta = \frac{1 + r}{1 - r} \quad (11)$$

of

$$r = \frac{\eta - 1}{\eta + 1} \quad (12)$$

Uit (12) weten we de modulus, uit (7) of (8) de phasehoek van de reflectiefactor.

Om uit deze beide de afsluitimpedantie af te leiden, moeten we nog het verband kennen tusschen deze laatste en de reflectiefactor. Daartoe deelen wij (4) door (5) en stellen $x = 0$; dan is:

$$\left(\frac{V}{I}\right)_{x=0} = Z_u = Z_k \frac{1 + r e^{j\varphi}}{1 - r e^{j\varphi}} \quad (13)$$

Substitueeren wij de gevonden waarden voor r en φ in deze betrekking dan blijkt na eenige trigonometrische substituties:

$$\frac{Z_u}{Z_k} = \frac{1 - j \eta \operatorname{tg} \beta x_{min}}{\eta - j \operatorname{tg} \beta x_{min}} \quad (14)$$

Voor de modulus respectievelijk phasehoek van de afsluitimpedantie vinden we:

$$\left|\frac{Z_u}{Z_k}\right|^2 = \frac{1 + \eta^2 \operatorname{tg}^2 \beta x_{min}}{\eta^2 + \operatorname{tg}^2 \beta x_{min}} \quad (15)$$

$$\operatorname{tg} \psi = \frac{1 - \eta^2}{2 \eta} \sin 2 \beta x_{min} \quad (16)$$

We kunnen de impedantie ook karakteriseeren door de serieschakeling van een weerstand en een reactantie:

$$\frac{R}{Z_k} = \eta \frac{1 + \operatorname{tg}^2 \beta x_{\min}}{\eta^2 + \operatorname{tg}^2 \beta x_{\min}} \quad (17)$$

$$\frac{X}{Z_k} = \operatorname{tg} \beta x_{\min} \frac{1 - \eta^2}{\eta^2 + \operatorname{tg}^2 \beta x_{\min}} \quad (18)$$

De betrekking (14) vertoont veel gelijkenis met de formule die geldt voor de ingangsimpedantie Z_i van een verliesvrije transmissielijn met lengte y , afgesloten met een impedantie Z .

$$\frac{Z_i}{Z_k} = \frac{Z + jZ_k \operatorname{tg} \beta y}{Z_k + jZ \operatorname{tg} \beta y} \quad (19)$$

Is Z een zuivere weerstand dan is $\frac{Z}{Z_k} = n$ een reële grootheid

en kunnen we schrijven

$$\frac{Z_i}{Z_k} = \frac{n + j \operatorname{tg} \beta y}{1 + jn \operatorname{tg} \beta y} \quad (20)$$

$$\frac{Z_i}{Z_k} = \frac{1 - jn \operatorname{tg} \left(\frac{\pi}{2} - \beta y \right)}{n - j \operatorname{tg} \left(\frac{\pi}{2} - \beta y \right)} \quad (21)$$

Indien we Z_i vervangen door Z_u , n door η , $\frac{\pi}{2} - \beta y$ door βx_{\min} ,

dan kunnen we alle conclusies, gebaseerd op betrekking (21), zonder meer overdragen op (14).

Nu is betrekking (21) in beeld gebracht in het zogenaamde impedantiecirceldiagram,¹⁾ dat ons in staat stelt $\frac{Z_i}{Z_k}$, zoowel in

modulus als in phase snel af te lezen voor iedere waarde van n en βy . Door in dit diagram Z_i te vervangen door Z_u , n

door η , en $\frac{\pi}{2} - \beta y$ door βx_{\min} , krijgen we dus direct een dia-

gram voor betrekking (14), als afgebeeld in fig. 2.

¹⁾ Zie bijvoorbeeld: P. H. Smith, Transmission Line Calculator, Electronics, Vol. 12, No. 1 '39.

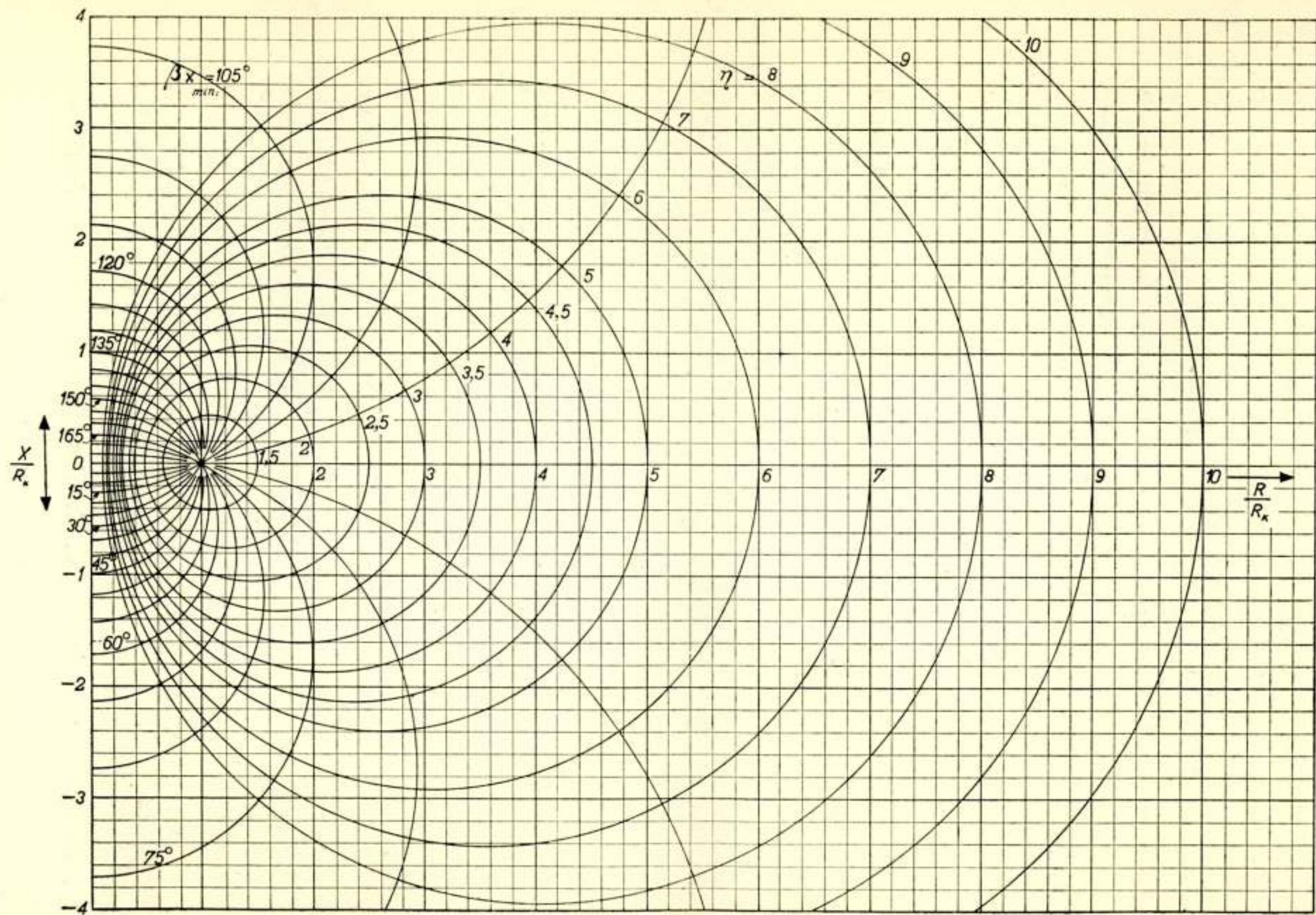


Fig. 2.

Diagram voor het bepalen van een impedantie, aangesloten aan het einde van een transmissielijn met karakteristieke impedanties R_k , uit de staandegolfverhouding (η) en de plaats van het spanningsminimum ($\beta x_{min.}$ vanaf het einde). Bruikbaar voor staandegolfverhoudingen tot 5 à 10.

Impedanties worden hier weergegeven in het complexe vlak. Iedere cirkel met middelpunt op de horizontale as is de meetkundige plaats van alle impedanties die aanleiding geven tot dezelfde, bij de cirkel behorende η . Iedere cirkel met middelpunt op de verticale as is de meetkundige plaats van alle impedanties die een spanningsminimum vertoonen op dezelfde, bij deze cirkel behorende plaats.

Metten we η en βx_{min} , dan is dus de onbekende impedantie weergegeven door een punt in het complexe vlak; de abscis is het reële, de ordinaat het imaginaire gedeelte.

Een nadere beschouwing van het cirkeldiagram leert ons dat het zich goed leent voor het bepalen van impedanties bij niet te groote waarden van η .

Voor waarden van η grooter dan 10 wordt de bepaling echter zeer onnauwkeurig.

Teneinde aan dit bezwaar tegemoet te komen en het mogelijk te maken impedantiebepalingen nauwkeurig uit te voeren zoowel voor kleine als voor zeer groote waarden van η , tot 100 toe, construeerden wij een nieuw diagram, gebaseerd op de betrekkingen (17) en (18) en afgebeeld in fig. 3.

Op de horizontale as is uitgezet de grootheid βx_{min} , op de vertikale as, op logaritmische schaal, η .

De getrokken lijnen zijn de meetkundige plaatsen van alle impedanties waarvan het reële gedeelte een bepaalde, bij de lijn aangegeven, waarde bezit. De onderbroken lijnen hebben dezelfde beteekenis voor het imaginaire gedeelte.

Uit het cirkeldiagram (fig. 2) is duidelijk te zien, dat capacatieve impedanties met modulus kleiner dan Z_k , een spanningsminimum geven in het eerste „kwadrant” en die met modulus grooter dan Z_k in het tweede kwadrant; terwijl inductieve impedanties grooter dan Z_k in het derde en kleiner dan Z_k in het vierde kwadrant een spanningsminimum geven.

Het blijkt dan om verschillende redenen voordeelen te hebben in het nieuwe diagram de impedanties in het eerste en het vierde kwadrant door een serieschakeling van een weerstand en een reactantie te karakteriseeren, daarentegen in het tweede en het derde kwadrant door een parallelschakeling; een en ander is boven het diagram duidelijk aangegeven.

Het is van belang hier nog even te wijzen op de eenvoudige betrekkingen die ontstaan als de afsluitimpedantie een zuivere weerstand is.

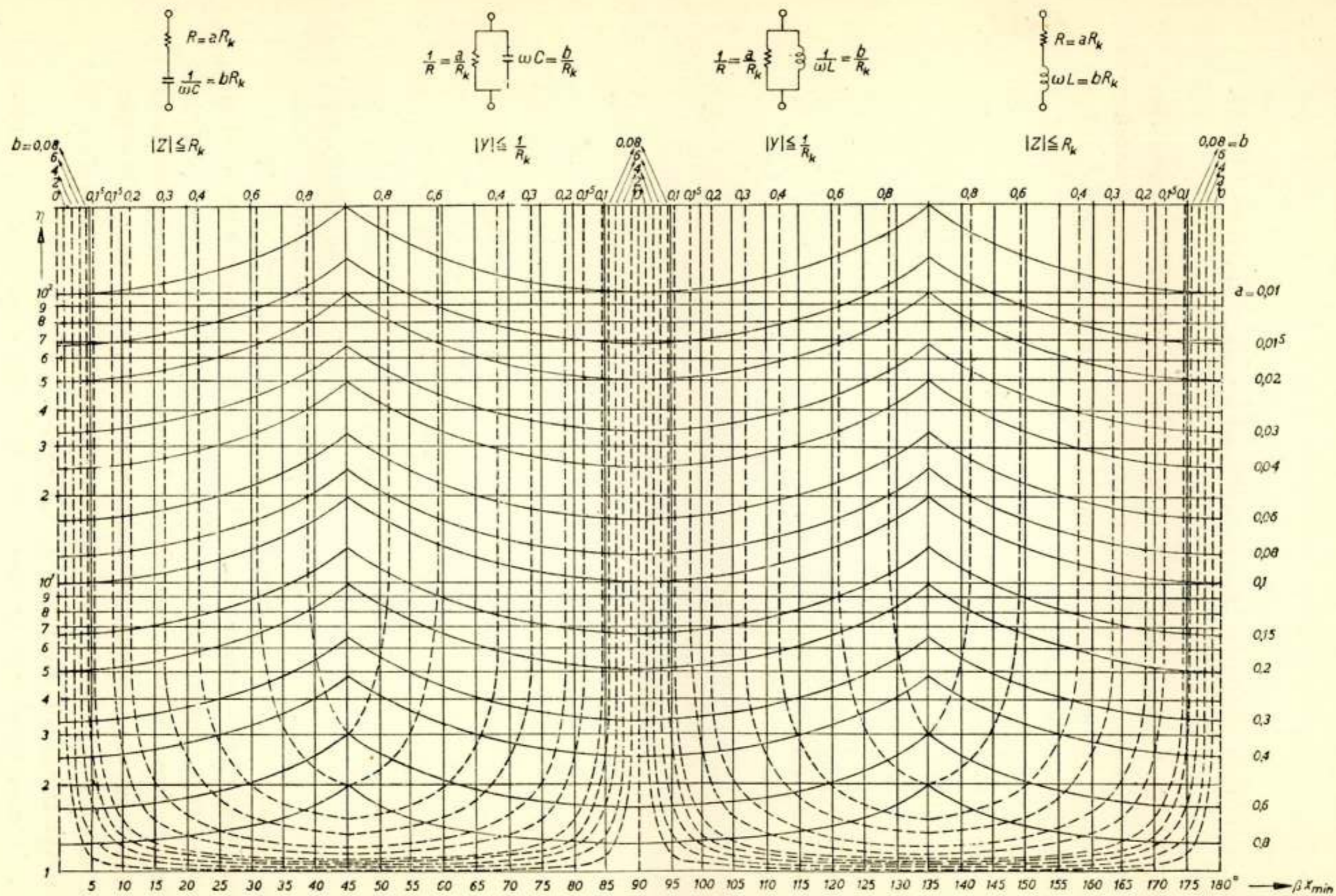


Fig. 3.

Diagram voor het bepalen van een impedantie, aangesloten aan het einde van een transmissielijn met karakteristieke impedantie R_k , uit de staandegolfverhouding (η) en de plaats van het spanningsminimum (βx_{min} vanaf het einde). Bruikbaar voor staandegolfverhoudingen tot 100 à 200.

Uit (13) volgt

$$re^{j\varphi} = \frac{Z_u - Z_k}{Z_u + Z_k} \quad (22)$$

$$r = \left| \frac{Z_u - Z_k}{Z_u + Z_k} \right| \quad \varphi = \arg \frac{Z_u - Z_k}{Z_u + Z_k} \quad (23 \text{ en } (23))$$

Indien de lijn voldoende verliesvrij is, is de karakteristieke impedantie als een zuivere weerstand R_k te beschouwen; sluiten wij ook met een zuivere weerstand R_u af, dan kunnen we dus schrijven

$$r = \frac{R_u - R_k}{R_u + R_k} \quad \text{en } \varphi = 0 \quad \text{als } R_u > R_k$$

$$r = \frac{R_k - R_u}{R_k + R_u} \quad \text{en } \varphi = \pi \quad \text{als } R_u < R_k$$

Uit (11) en (8) volgt voor de staandegolf-verhouding en de plaats van het spanningsminimum

$$\eta = \frac{R_u}{R_k}, \quad \beta x_{min} = \frac{\pi}{2} \quad \text{als } R_u > R_k \quad (25)$$

$$\eta = \frac{R_k}{R_u}, \quad \beta x_{min} = 0 \quad \text{als } R_u < R_k \quad (26)$$

Is de afsluitweerstand kleiner dan de karakteristieke weerstand dan vertoont het einde van de lijn dus een spanningsminimum, is daarentegen de afsluitweerstand groter dan de karakteristieke weerstand, dan vertoont het einde een maximum en ligt het minimum juist een kwartgolflengte verder.

Het meten van de spanningsverdeling; de staandegolf-indicator.

Het meten van de spanningsverdeling langs een transmissielijn geschiedt doorgaans door het spanningsmeetelement langs het systeem te bewegen.

Vaak wordt hiertoe gebruik gemaakt van de diode; deze vertoont echter een aantal bezwaren die zich steeds heviger doen voelen naarmate de frequentie hoger wordt en de te meten spanning kleiner.

We wijzen slechts op het feit dat een diode gloeispanning vereischt, hetgeen gloeistroomleidingen met zich meebrengt en aanzienlijke warmteontwikkeling; verder is ook bij afwezigheid

van wisselspanning een gelijkspanning aanwezig, die zeer moeilijk constant is te houden en zich ook moeilijk laat compenseeren; de afmetingen zijn ook voor de kleinste dioden veelal nog te groot voor de bij hoge frequenties zoo noodzakelijke compacte constructies; zelfinductie van toevoerdraden en eigen capaciteit hebben groote invloed bij hoge frequenties evenals de looptijd der electronen.

Aan deze moeilijkheden wordt in belangrijke mate het hoofd geboden door een kristaldetector toe te passen; gelijkrichting vindt hier plaats op het punt waar een zeer dun wolframdraadje contact maakt met een klein siliciumplaatje. Beide electroden zijn gemonteerd in een zeer klein houdertje; via zeer korte draadjes die aan de electroden zijn verbonden kunnen we spanning op de detector zetten.

Voor spanningen kleiner dan 0,1 volt, is de gelijkgerichte stroom nagenoeg evenredig met het kwadraat van de wisselspanning.

Als meettransmissielijn gebruiken we tot frequenties van circa 3000 Mc/s bij voorkeur coaxiale lijnen. Voor het meten van de spanningsverdeling op de transmissielijn brengen we in de buitengeleider in de lengterichting een smalle spleet aan, ruim een halve golflengte lang; langs deze spleet kunnen we nu de „staandegolf-indicator” bewegen, dat is een slede, waarop de detector is gemonteerd; deze laatste is van een kort draadje voorzien, dat door de spleet in het electromagnetisch veld wordt gebracht. Daar dit draadje als antenne fungeert ontstaat op de detector een spanning die evenredig is met de spanning die ter plaatse bestaat tusschen binnen- en buitengeleider.

Zooals steeds bij spanningsmetingen dient ervoor gezorgd te worden dat het spanningsmetende element zelf een zoo gering mogelijke verstoring teweeg brengt. Het is dan ook zaak, het deel van de draad dat zich in het veld bevindt zoo klein mogelijk te houden.

Daar de op de detector gebrachte spanning in eerste benadering evenredig is met de lengte van het deel van de draad dat zich in het veld bevindt, dienen we ervoor te zorgen, dat bij het verplaatsen van de detector langs het systeem deze lengte nauwkeurig dezelfde blijft. Dit stelt aan de geheele constructie zeer hoge mechanische eischen.

Een ander gevolg van de kleine draadlengte is de vereischte groote gevoeligheid van de detector. Het is dan ook vaak niet meer mogelijk een gewone micro-ampèremeter als meetinstrument te gebruiken.

Om deze moeilijkheid het hoofd te bieden gaan we in zoo'n geval de generator in amplitude moduleeren; teneinde de bij hoge frequenties zoo spoedig optredende storende frequentie-modulatie te voorkomen nemen we als moduleerende spanning doorgaans een „vierkante sinus“-spanning met 100% modulatie diepte; de frequentie is 1000 à 2000 c/s.

Het uitgangssignaal van de detector is dan eveneens een „vierkante sinus“-spanning met dezelfde frequentie en een amplitude die evenredig is met het kwadraat van de hoogfrequente spanning. Deze spanning wordt in een selectieve laagfrequent versterker versterkt.

Een andere methode om de gevoeligheid te vergrooten is het afstemmen en aanpassen van het detectorcircuit met behulp van een Lechersysteem; een bezwaar is nu natuurlijk dat de schakeling frequentiegevoelig is geworden.

Het bepalen van de relatieve ijking van de detector.

Een gebruikelijke methode om de relatieve ijkkromme van een detector te meten is die waarbij we het einde van de transmissielijn kortsluiten. We krijgen dan zuivere staande golven en de spanningsverdeeling is dus bekend; door gelijktijdig de uitslag van de voltmeter waar te nemen, kunnen we dus het verband aangeven tusschen wisselspanning en gelijkstroom.

Zooals gezegd zal voor spanningen kleiner dan 0,1 volt de karakteristiek nagenoeg kwadratisch blijken te zijn.

Het meten van groote staandegolf-verhoudingen.

Na het ijken van de voltmeter kunnen we dus de staandegolf-verhouding opmeten; het is echter zeer moeilijk staandegolf-verhoudingen groter dan 3,5 op deze wijze nauwkeurig te meten. In dat geval is het beter de spanningsverdeeling in de buurt van het spanningsminimum te onderzoeken. Uit vergelijking (6) volgt namelijk, dat de afstand Δ tusschen twee punten, ter weerszijden van het minimum, waar de spanning $\sqrt{2}$ maal groter is dan in het minimum, gegeven is door de betrekking:

$$\cos^2 \beta \frac{\Delta}{2} + \eta^2 \sin^2 \beta \frac{\Delta}{2} = 2 \quad (27)$$

waaruit volgt:

$$\eta = \frac{\sqrt{2 - \cos^2 \beta \frac{\Delta}{2}}}{\sin \beta \frac{\Delta}{2}} \quad (28)$$

Voor groote waarden van η geldt:

$$\eta = \frac{1}{\beta \frac{\Delta}{2}} = \frac{\lambda}{\pi \Delta} \quad (29)$$

In dit geval moeten we dus de verplaatsing Δ van de detector zeer nauwkeurig kunnen meten; het is handig daartoe op de slede een mechanisme aan te brengen, waarmede we op de stilstaande slede de detector over een kleine, zeer nauwkeurig afleesbare afstand kunnen verplaatsen.

Het meten van de dempingsconstante met de staandegolf-indicator.

Willen we de demping van een transmissielijn bepalen, dan sluiten we daartoe het begin van deze lijn aan op het einde van de meettransmissielijn met de staandegolf-indicator.

Is de karakteristieke impedantie van de te onderzoeken transmissielijn gelijk aan die van de meet-transmissielijn, dan is zooals heel eenvoudig is in te zien, de staandegolf-verhouding direct een maat voor de demping.

Een loopende golf, die aan het begin van de te meten lijn een spanningsamplitude V_l heeft, heeft aan het einde nog slechts de amplitude $V_l e^{-a l}$; is de kabel daar open of kortgesloten, dan treedt volledige reflectie op: de golf loopt terug naar de ingang en komt daar aan met de amplitude $V_l e^{-2 a l}$.

In de meet-transmissielijn treden dan staande golven op en het is duidelijk dat de staandegolf-verhouding wordt:

$$\eta = \frac{1 + e^{-2 a l}}{1 - e^{-2 a l}} \quad (30)$$

Voor $a l \ll 1$ wordt dit: $\eta = \frac{1}{a l}$ dus:

$$a l = \frac{1}{\eta} \quad (31)$$

Daar dus $\eta \gg 1$, passen we de „ $\sqrt{2}$ meetmethode” toe; uit (29) volgt dan

$$a l = \pi \frac{\Delta}{\lambda} \quad (32)$$

Zooals gezegd is de voorwaarde dat de karakteristieke impedanties van de te meten transmissielijn en de meet-transmissielijn onderling gelijk zijn.

Dit zal in het algemeen niet het geval zijn; we kunnen dan echter toch de voorgaande beschouwing volhouden indien we tusschen de beide transmissielijnen een $\frac{\lambda}{4}$ – transformator opnemen, dat is een lijn van een kwart golf lang en met een karakteristieke impedantie die middenevenredig is tusschen die van de beide andere lijnen.

Inplaats van deze transformator kunnen we ook een zoogenaamde aanpassingssectie toepassen dat is een lijn van eenige golflengten lang waarvan de afmetingen over de volle lengte zeer geleidelijk veranderen en wel zoodanig dat de karakteristieke impedantie aan het begin gelijk is aan die van de meetlijn, en aan het eind gelijk is aan die van de te meten lijn.

Het meten van de karakteristieke impedantie met de staandegolf-indicator.

De ingangsimpedantie van een transmissielijn met een lengte l en afgesloten met een impedantie Z_u is,

$$Z_i = Z_k' \frac{Z_u + Z_k' \operatorname{tgh} \gamma l}{Z_k' + Z_u \operatorname{tgh} \gamma l} \quad (33)$$

waarin Z_k' de karakteristieke impedantie, $\gamma = a + j\beta$, a de dempingsconstante en $\beta = \frac{2\pi}{\lambda}$, de phaseconstante voorstellen.

Indien $a l \ll 1$, kunnen we schrijven

$$\operatorname{tgh} \gamma l = \frac{a l + j \operatorname{tg} \beta l}{1 + j a l \operatorname{tg} \beta l} \quad (34)$$

Is de lijn nauwkeurig een geheel aantal halve golflengten lang, dus: $l = n \frac{\lambda}{2}$, dan is $\operatorname{tg} \beta l = 0$ dus $\operatorname{tgh} \gamma l = a l$.

$$Z_i = Z_k' \frac{Z_u + Z_k' a l}{Z_k' + Z_u a l} \quad (35)$$

Wordt de lijn aan het einde kortgesloten dan is $Z_u = 0$ dus:

$$Z_i = Z_k' \alpha l \quad (36)$$

Is echter de lijn open, dan is $Z_u = \infty$ dus:

$$Z_i = \frac{Z_k'}{\alpha l} \quad (37)$$

Is de lijn voldoende verliesvrij, dan is Z_k' een zuivere weerstand en mogen we de betrekkingen (25) en (26) toepassen: Hieruit volgt direct voor de staandegolf-verhouding die in de meet-transmissielijn ontstaat, indien we de te meten lijn aan het eind daarvan aansluiten:

$$Z_u = 0, \quad \eta_1 = \frac{Z_k}{Z_k'} \frac{1}{\alpha l} \quad (38)$$

$$Z_u = \infty, \quad \eta_2 = \frac{Z_k'}{Z_k} \frac{1}{\alpha l} \quad (39)$$

Hieruit volgt:

$$Z_k' = Z_k \sqrt{\frac{\eta_2}{\eta_1}} \quad (40)$$

Bovendien blijkt

$$\alpha l = \frac{1}{\sqrt{\eta_1 \eta_2}} \quad (41)$$

Deze methode is dus ook geschikt om de dempingsconstante te bepalen; zij heeft het voordeel dat geen aanpassingssectie of kwartgolflengte-transformator noodig is; het bezwaar is daarentegen, dat de lengte van de lijn, nauwkeurig een geheel aantal halve golflengten moet zijn. Daar men echter zelden de voortplantingssnelheid en dus de golflengte in de te meten lijn nauwkeurig kent, verlengt men deze meestal met een kortgesloten, verliesvrij stuk transmissielijn, waarvan de lengte door verschuiven van de kortsluiting gevarieerd kan worden; deze lengte wordt nu zoodanig gekozen dat de staandegolf-verhouding maximaal (indien $Z_k' > Z_k$) of minimaal ($Z_k' < Z_k$) is. De berekening leert namelijk dat dit het geval is indien de totale lengte een geheel aantal halve golflengten is.

Het meten van een energiestroom met de staandegolf-indicator.

De staandegolf-indicator stelt ons ook in staat de energie-

stroom te meten in een transmissielijn, die aan het einde van de meet-transmissielijn is aangesloten, en die is afgesloten met een willekeurige impedantie. Zijn de stroom en de spanning ter plaatse van deze impedantie V_o en I_o dan geldt voor de geabsorbeerde energie:

$$W = \operatorname{Re} \left[\frac{1}{2} V_o I_o^* \right] \quad (42)$$

waarin I_o^* toegevoegd complex is t.o.v. I_o .

V_o en I_o vinden we uit de betrekkingen (4) en (5); we krijgen dan

$$W = (1 - r^2) \frac{V_l^2}{2 Z_k} \quad (43)$$

Door toepassing van de vergelijkingen (10) en (11) vinden we tenslotte:

$$W = \left(\frac{V_{min}^2}{2 Z_k} \right) \eta \quad (44)$$

Behalve de staandegolf-verhouding η moeten we dus nog de waarde kennen van $\left(\frac{V_{min}^2}{2 Z_k} \right)$, hetgeen niet mogelijk is zolang de detector nog slechts relatief is geïjkt.

We moeten daarom eenmaal een werkelijke energiemeting uitvoeren met behulp van een energiemetend instrument.

Hiervoor wordt voor kleine vermogens doorgaans een thermokoppel of een zogenaamde „thermistor” gebruikt, d.i. een sterk temperatuurafhankelijke weerstand; voor groote vermogens bedient men zich meestal van een calorimetrische methode.

Daar zooals gezegd de detectorstroom voor kleine spanningen evenredig is met het kwadraat van de spanningsamplitude, is de karakteristiek juist lineair als functie van de energie.

Eenige slotopmerkingen.

Uit het voorgaande is gebleken, dat impedanties in zooverre te meten zijn, dat ze kunnen worden uitgedrukt in de karakteristieke impedantie van de meet-transmissielijn.

Reeds werd opgemerkt dat tot frequenties van 3000 Mc/s bij voorkeur coaxiale lijnen met lucht als diëlectricum worden gebruikt. In dat geval is de karakteristieke impedantie

$$Z_k = 60 \ln \frac{D_u}{D_i} \text{ ohm} \quad (45)$$

waarin D_u de binnendiameter van de buitengeleider en D_i de diameter van de binnengeleider is.

Voor frequentie's hooger dan 3000 Mc/s maakt men veelal gebruik van golfpijpen. Hier kunnen we echter niet langer spreken over „de” karakteristieke weerstand, daar deze bij golfpijpen niet een eenduidige beteekenis heeft. Een impedantie die bij de golfpijpen van veel meer belang is, maar op welker beteekenis we in dit bestek niet nader willen ingaan, is de zoogenaamde „specifieke golfimpedantie”. We drukken daarom bij golfpijpen de gemeten impedanties uit in deze specifieke golfimpedantie en spreken dan van genormaliseerde impedantie.

Alles wat tot nu toe werd afgeleid voor $\frac{Z}{Z_k}$ geldt bij golfpijpen voor de genormaliseerde impedantie.

Iets wat verder terdege in het oog dient te worden gehouden is, dat waar sprake is van golflengte λ of phaseconstante $\beta = \frac{2\pi}{\lambda}$, de waarden moeten genomen worden, die gelden voor de betreffende lijn; in lijnen waar de verliezen gering zijn en waarin geen electrica of magnetica aanwezig zijn, kunnen we de golflengte gelijk nemen aan die in vacuum. In kabels zal dit echter in het algemeen niet het geval zijn en hier zal de golflengte kleiner zijn. In golfpijpen daarentegen is de golflengte afhankelijk van de afmetingen van de pijp en steeds grooter dan in vacuum.

Octrooien

Openbaar gemaakt 15 October 1946.

- O. A. 97420. kl. 21f 39a. N.V. Philips'. Electrisch toestel met vacuumdichte wand, waarvan een deel, waarin invoergeleiders zijn ingesmolten, wordt gevormd uit glaspoeder, dat versmelt tot glas met fijnverdeelde holten, dat echter toch vacuumdicht is.
- O. A. 98762. kl. 21c47a. N.V. Philips'. Constanthouden van een klemmenspanning aan een electrisch toestel dat uit een gelijkstroombron met veranderlijke spanning wordt gevoed (b.v. een plaatstroomapparaat). Tevens compensatie van spanningsverlies in de voedingschakeling bij variaties van den verbruikerstroom.
- O. A. 96431. kl. 21a⁵4a5. Radio Corporation. Schakeling met electronenstraalbuis, waarbij tijdens de terugloop-beweging van de electronenstraalbundel, deze laatste verzwakt of uitgedoofd wordt.
- O. A. 93765. kl. 21a⁴46a. Radio Corporation. Antennesysteem voor gerichtzenden of ontvangen en gevoelig voor zoowel horizontaal als verticaal gepolariseerde golven.
- O. A. 88386. kl. 21a⁴18. Marconi Co. Zender voor in amplitude gemoduleerde hoogfrequente trillingen met hoog rendement.
- O. A. 97618. kl. 21a²41c. Fides. Schakeling voor het meer lineair maken van de karakteristiek van een buis met een stuurrooster en een aantal hulproosters.

Openbaar gemaakt 15 November 1946.

- O. A. 106193. kl. 48b9. N.V. Philips'. Werkwijze voor het opdampen van stoffen op een onderlaag in een afgesloten verdampingsruimte, waarbij de afstand van de vloeistofspiegel tot de continu voortbewogen onderlaag constant wordt gehouden.
- O. A. 108569 kl. 21g3l. N.V. Philips'. Electriche draadgewonden weerstand, aangebracht op staafvormige isoleerende drager en middelen om de lengte van de weerstanddraad af te regelen op iedere gewenschte lengte.
- O. A. 97338. kl. 21a⁵20a. Hazeltine Corp. Schakeling voor het scheiden van twee reeksen impulsen van verschillende frequentie.

- O. A. 92423. kl. 21a⁵⁸. Hazeltine Corp. Afleiden van een regelgrootheid, b.v. voor automatische sterkteregeling van een televisiesignaal.
- O. A. 109858 kl. 21a^{69d}. Telefunken. Inrichting voor het opwekken van een ultrahoogfrequent draaiveld, tevens geschikt als faseregelaar.
- O. A. 98412. kl. 21a^{46d}. N.V. Philips'. Antennesysteem met een aantal naast en evenwijdig aan elkaar opgestelde stralers, waarvan de onderlinge afstand klein is ten opzichte van de totale lengte der stralers en waarvan de uiteinden onderling verbonden zijn.
- O. A. 104289. kl. 21a¹⁸. N.V. Philips'. Inrichting voor het versterken van gemoduleerde hoogfrequente trillingen met hoog rendement.
- O. A. 96775. kl. 21a^{241c1}. N.V. Philips'. Hoogfrequent versterker met tegenkoppeling waarbij de ruischroom ten opzichte van het gewenschte signaal wordt verminderd.

Openbaar gemaakt 16 December 1946:

- O. A. 110785 kl. 21g 11a1b, N.V. Philips'. Wisselstroom electrolytcondensator.
- O. A. 95984 kl. 21a⁵⁵ Gesellschaft zur Förderung der Forschung auf dem Gebiete der technische Physik an der Eidgenössischen technischen Hochschule, Zürich. Inrichting voor het weergeven van een televisiebeeld met een electronenstraalbuis en een afzonderlijken lichtbron.
- O. A. 96986 kl. 21a^{49a}. N.V. Philips'. Meervoudig telefoniesysteem met tijlverdeeling, waarbij elk der gesprekken wordt overgedragen in de vorm van periodieke impulsen met middelen om overspreken tegen te gaan.
- O. A. 91712 kl. 21a^{46d}. Radio Corporation. Antenne, bestaande uit twee kegelvormige stralers, met aanpassing van de impedantie van de antenne aan die van de transmissieleiding voor een breeden frequentieband.
- O. A. 103707 kl. 21a^{435e}. Telefunken. Inrichting voor het tegelijkertijd verminderen van de variaties van een lage wissel- of gelijkspanning en van hieruit door middel van een omzetter verkregen hoge gelijkspanning.
- O. A. 68293 kl. 21a^{424d}. Radio Corporation. Ontvanginrichting met een pentagrid mengbuis.

Openbaar gemaakt 15 Januari 1947.

- O. A. 75292 kl. 21a^{54a1}. Electrical and Musical Industries. Spoel voor het opwekken van een homogeen electromagnetisch veld in een cylinder- of afgeknot kegelvormige ruimte b.v. een electronenstraalbuis.

O. A. 105799 kl. 95c2. Telefunken. Ontvanger voor F.M., voorzien van een amplitudebegrenzer en middelen voor het tegengaan van bij afwezigheid van ontvangst optredend geruisch, doordat een met het geruisch corresponderende laagfrequente spanning wordt gelijkgericht en de verkregen gelijkspanning voor het blokkeeren van een volgende buis van de ontvanger dient.

O. A. 106492 kl. 21a⁴78. Fides. Schakeling voor het op afstand omschakelen van de gevoeligheid van een trap van een meertraps buisversterker tot een waarde, die tenminste een orde van grootte lager is.

Openbaar gemaakt 15 Februari 1947.

O. A. 98592 kl. 21a⁴8b1. Telefunken. Inrichting voor het bepalen van de richtingszin bij een peilstelsel met een aperiodische gerichte raamantenne en een niet gerichte, aperiodische hulpantenne.

O. A. 98742 kl. 21a⁴6g. Telefunken. Inrichting voor het aangepast aansluiten van een aardonsymmetrische verbruiksweerstand, resp. spanningsbron op een aardsymmetrische spanningsbron, resp. verbruiksweerstand met behulp van een halve-golflengte-omwegleiding, zoodanig dat de ohmsche weerstand van de geheele inrichting over een groot golfgebied practisch constant blijft.

H. H. HEEROMA.

Ontvangen boeken en tijdschriften

Bulletin Mensuel U.R.S.I. Februari 1947.

Proceedings of the Cambridge Philosophical Society. Vol. 36 tot en met 42.

Journal of the Franklin Institute. December 1946. Januari 1947, Februari 1947.

Electrical Communication. Sept. 1946. Vol. 23. No. 3.

Wireless Engineer, Februari 1947, Maart 1947.

De Radio Revue, Februari 1947, Maart 1947.

De Ingenieur, Jaargang 59. Nrs 5-14.

Radio Expres, Jaargang 24. Nrs 2-3.

Boekbespreking

W. T. Cocking, *Televisie Receiving Equipment Published for "Wireless World"* by Iliffe & Sons, Ltd. London. Tweede herziene uitgave. 380 pag. 12/6 d.

De eerste editie van dit boek verscheen in 1940, nadat de televisieuitzendingen in Engeland reeds bijna een jaar waren stopgezet. Toch waren gedurende den oorlog nog vijf herdrukken noodig, voornamelijk omdat het boek de belangstelling trok van hen, die zich met radar bezighielden.

Thans is een herziene uitgave verschenen, waarin de auteur verscheidene hoofdstukken heeft omgewerkt en waarbij hij van de gelegenheid gebruik heeft gemaakt om nieuwere inzichten tot uitdrukking te brengen. Dit komt bijvoorbeeld tot uiting in het hoofdstuk over videofrequentversterking, waarin hij de merites van de verschillende schakelingen bestudeert aan de hand van hun sprongkarakteristiek.

Na een hoofdstuk over de algemeene grondslagen van de televisie volgen hoofdstukken over het televisiesignaal, de kathodestraalbuis, de hierbij benodigde hoogspanningsbron, electrostatische deflectie, electromagnetische deflectie, zaag-tandoscillatoren, videofrequentversterking, middenfrequentversterking en hoogfrequentversterking. Daarna worden in een afzonderlijk hoofdstuk de moeilijkheden behandeld, die optreden bij een superheterodyne ontvanger tengevolge van de groote bandbreedte der te ontvangen signalen. Dan volgen hoofdstukken over de detector, het scheiden der synchronisatiesignalen, geluidsontvangst, speciale televisieschakelingen, de antenne en de complete ontvanger. Het boek wordt besloten met een hoofdstuk waarin bepaalde fouten, die in televisieontvangers veel voorkomen, worden beschreven en een hoofdstuk over de „service” van televisieontvangers.

Uit deze opsomming blijkt, dat vrijwel alle problemen, die bij de bouw van een televisieontvanger optreden, worden aangesneden. Daarbij wordt wel niet altijd even diep op deze problemen ingegaan, doch dit is in een werk van deze omvang ook niet mogelijk.

Het boek is tamelijk sterk op de practijk gericht. Het geeft veel nuttige wenken en bevat een compleet schema van een televisieontvanger.

Het is jammer, dat de auteur, die vele jaren aan het tijdschrift „Wireless World” was verbonden, zich in de toch al spaarzame literatuur-aanhalingen vrijwel alleen tot artikelen uit dit tijdschrift beperkt. Niettemin zouden we dit boek dringend willen aanbevelen bij hen, die geïnteresseerd zijn in de bouw van televisieontvangers.

J. H.

Uitzendingen van standaardfrequenties Radiostation WWV

De uitzendingen van standaardfrequenties door het station WWV, verzorgd door het „National Bureau of Standards, Central Radio Propagation Laboratory, zijn uitgebreid met vier nieuwe draagfrequenties, t.w. 20, 25, 30 en 35 MHz.

Er worden thans 8 radio-frequenties uitgezonden n.l. 2,5 — 5 — 10 — 15 — 20 — 25 — 30 en 35 MHz. Zeven zenders zijn dag en nacht in de lucht.

De nauwkeurigheid van deze frequenties is vijf maal grooter dan die van de vroegere uitzendingen en bedraagt $2 : 10^8$.

De uitzendingen omvatten: (1) standaard-radio-frequenties; (2) tijdaankondigingen; (3) standaard-tijd-intervallen; (4) een standaard-audio-frequentie van 4000 Hz; (5) een toon van 440 Hz, overeenkomend met A' van muziekinstrumenten; (6) waarschuwingen omtrent de verstoring van de voortplanting van radiogolven.

De roepletters van het station zijn WWV; gesproken aankondigingen worden ieder geheel en half uur gegeven.

Het bureau ziet rapporten omtrent ontvangst, methoden van gebruik of speciale toepassingen, in het bijzonder wat betreft de hogere frequenties, gaarne tegemoet. Voor correspondentie en uitvoeriger inlichtingen wende men zich tot: Central Radio Propagation Laboratory, National Bureau of Standards, Washington D.C., U.S.A.

Stichting Radiofonds Veder

Het Radiofonds Veder zal een prijs uitreiken aan Prof. Jhr Ir J. L. W. C. von Weiler, terzake van zijn pionierswerk op het gebied van de radar hier te lande en aan Ir S. Gratama en Ir J. Piket, die hieraan hun medewerking verleenden. Voorts werden beloningen toegekend voor den wetenschappelijken arbeid van de heeren Jhr Ir C. Th. F. van der Wyck, Dr H. Bremmer en Dr Ir J. J. Geluk.

Nederlandsch Radiogenootschap

Op de jaarlijksche algemeene vergadering van 28 Maart 1947 zijn als bestuursleden herkozen Ir B. D. H. Tellegen en H. Wesselius Oncken, resp. als Voorzitter en Hoofdredacteur, terwijl als Secretaris gekozen werd Ir J. Piket.

De aftredende secretaris Ir J. L. van Soest, die zich niet meer herkiesbaar stelde, werd benoemd tot eereid van het Genootschap.

Personalia

C. E. Mulders, phys. docts. is overgeplaatst van het Physisch Laboratorium (Min. v. Oorlog) naar het Natuurkundig Laboratorium der P.T.T., alwaar hij als chef optreedt sinds 1 Februari 1947.