

# Tijdschrift van het Nederlands Radiogenootschap

DEEL 19 No. 2

MAART 1954

## Signaal- en ruisniveau's bij een radioverbinding over lange afstand

door B. van Dijl \*)

Voordracht gehouden voor het Nederlands Radiogenootschap op 30 Oct. 1953.

### SUMMARY

A review is given of some facts affecting signal and noise levels for frequencies in the range of 3—30 Mc/s. Some attention is paid to the propagation conditions of the signal and the noise; the effect of directive antennae is discussed; different noise sources, affecting signal quality, are considered.

#### 1) *Inleiding.*

In het onderstaande zal een overzicht gegeven worden van enige factoren welke invloed hebben op de verhouding van signaal- en ruisniveau's voor het geval dat de signalen zich over een grote afstand voortplanten. Gedacht wordt aan afstanden van 500-20.000 km en daarbij aan frequenties tussen 3 en 30 Mc/s.

Hierbij zal enige aandacht worden geschonken aan de voortplantingsvoorwaarden van het signaal via de ionosfeer; voorts zal de invloed worden beschreven welke een gerichte antenne op de signaal-ruisverhouding uitoefent, terwijl tenslotte de verschillende ruisbronnen en hun onderlinge verhoudingen een afzonderlijk onderwerp zullen vormen.

Hoewel de kwaliteit van een verbinding uiteraard slechts afhankelijk dient te zijn van fysische en technische factoren, zij reeds nu opgemerkt dat de uitkomsten van een radio-ontvangststation voor een zeer belangrijk deel bepaald worden door factoren, die hun achtergrond blijken te hebben op economisch

---

\*) Radio-ontvangststation NERA, P.T.T.



en internationaal organisatorisch terrein. De bezetting van het frequentiespectrum is thans zo dicht, dat b.v. ruismetingen als vermeld in § 4 zeer grote praktische moeilijkheden met zich brengen, daar het vinden van een vrije plaats, ook al vermindert men de hierbij gebruikte bandbreedte tot 1 kHz of minder, het eerste probleem is waarmee men te doen heeft. Door deze intensieve bezetting van het frequentiespectrum, wordt in zeer vele gevallen de keuze van een frequentie of een antenne niet bepaald door de karakteristieken van de verbinding, doch door de vraag op welke wijze een storing door een ongewenst signaal vermeden kan worden.

De huidige stand van de techniek zou een doelmatiger gebruik van het frequentiespectrum mogelijk maken, ware het niet dat oorzaken van economische aard — er zal apparatuur door meer moderne en kostbare uitrusting moeten worden vervangen — of van organisatorische aard — de toe te passen apparatuur dient genormaliseerd te worden — de onmiddellijke toepassing van nieuwe technieken onmogelijk maken. Hierdoor ligt er voor het „Comité Consultatif International des Radiocommunications” (C.C.I.R.), dat in de afgelopen jaren reeds zulk goed werk tot stand kon brengen, nog een groot terrein braak, een terrein dat slechts moeizaam te ontginnen zal zijn.

## 2. *Voortplanting van het signaal.*

### 2.1. Algemeen.

De voor een radioverbinding bruikbare frequenties worden, wanneer de signalen zich voortplanten door reflectie aan de ionosfeer, begrensd door een bovenste en een onderste grensfrequentie. De bovenste grensfrequentie is afhankelijk van de eigenschappen van ionosfeer op de radioweg tussen zender en ontvanger en van de afstand tussen die punten. De onderste grensfrequentie is van dezelfde factoren afhankelijk, doch bovendien van het gebruikte zendervermogen, van de antennemiddelen en van de atmosferische ruis op de plaats van ontvangst.

Wordt de bovenste grensfrequentie overschreden, dan wordt de radiogolf niet langer door de ionosfeer gereflecteerd en is voor de verbinding verloren. Deze grens heeft een tamelijk scherp karakter. De radiogolf ondervindt in dit frequentiegebied z.g. deviatieve absorptie. De invloed hiervan kenmerkt



zich door een, bij verhoging van de frequentie, snel vermindere veldsterkte. Verhoging van zendervermogen of verbetering van antennemiddelen heeft hier praktisch geen invloed.

De onderste grensfrequentie wordt beheerst door de niet-deviatieve absorptie, welke toeneemt met verlaging van de frequentie, en door de ruis op de plaats van ontvangst. Deze grens is minder scherp en is afhankelijk van zendervermogen en antennemiddelen. Krommen voor de onderste grensfrequentie bevatten dan ook als parameter de „winst” (gain) van de verbinding. De winst van de verbinding is het bedrag in dB, dat de signalen, welke de ontvangantenne van het beschouwde systeem afgeeft, sterker zijn dan die van een vergelijkings-systeem. Het vergelijkings-systeem bestaat uit een zender met 1 kW uitgestraald vermogen en een verticale, verliesvrije halve-golf dipool als zend- en als ontvangantenne.

## 2.2. Mechanisme van de voortplanting.

Enig inzicht in het mechanisme van deze voortplanting verschaffen de volgende overwegingen. Wanneer men de elektrische component  $E$  van een electromagnetische golf beschouwt, welke zich in de richting van de  $z$ -as van een coördinaten-systeem voortplant, dan is deze voor te stellen door:

$$E = E_0 \exp(j\omega t - \gamma z),$$

$$\gamma = \alpha + j\beta = \{j\omega\mu(\sigma + j\omega\varepsilon)\}^{1/2}, \quad (1)$$

waarin  $E_0$  de amplitude van de veldsterkte voor  $z = 0$ ,  $\omega$  de cirkelfrequentie,  $t$  de tijd,  $k$  de voortplantingsconstante,  $\mu$  en  $\varepsilon$  resp. de magnetische en elektrische permeabiliteit,  $\sigma$  het geleidingsvermogen. Voor de intrinsieke impedantie  $Z$  van het medium voor een vlakke golf vindt men:

$$\frac{E}{H} = Z = \left( \frac{j\omega\mu}{\sigma + j\omega\varepsilon} \right)^{1/2}, \quad (2)$$

waarin  $H$  de magnetische veldsterkte voorstelt.

De uitdrukkingen voor  $\gamma$  en  $Z$  zijn analoog aan die welke men vindt voor een lange leiding, wanneer in de uitdrukkingen voor dit laatste geval  $L$ ,  $C$  en  $G$  vervangen worden door respectievelijk  $\mu$ ,  $\varepsilon$  en  $\sigma$ . De met  $R$  corresponderende term ontbreekt, daar voor de hier beschouwde propagatie in een isotroop-



medium,  $E$  geen componente vertoont in 'de richting van de voortplanting.

De reflecterende, respectievelijk absorberende, eigenschappen van het medium komen tot uitdrukking door een nadere beschouwing van het geleidingsvermogen. Door de ioniserende werking van de straling van de zon wordt de aardatmosfeer geïoniseerd. Het effect hiervan zal in de hoogste lagen van de atmosfeer het grootst zijn, daar de ultra-violette straling daar het sterkst is, terwijl de recombinitie in die lagen, tengevolge van de grote vrije weglengte, gering is. Op lagere hoogte kunnen de voorwaarden voor ionisatie minder gunstig zijn — een gedeelte van de ultra violette straling is geabsorbeerd, recombinitie wordt groter — zodat er van een laag gesproken zal kunnen worden. Hierdoor wordt, op ca 300 à 400 km hoogte, de z.g.  $F_2$ -laag gevormd.

Op nog geringere hoogte kunnen er overigens, door een veranderde samenstelling van de atmosfeer, weer gunstiger voorwaarden aanwezig zijn voor ionisatie, zodat zich onder de genoemde laag één of meer andere geïoniseerde lagen kunnen vormen ( $D$ -,  $E$ -,  $E_s$ -,  $F_1$ -laag). Door de kleinere vrije weglengten op geringere hoogten is de recombinitie in deze gebieden intensiever dan op grote hoogten. Hierdoor zullen de  $D$ ,  $E$  en  $F_1$ -laag niet aanwezig zijn gedurende nachturen, terwijl de ionisatiegraad van deze lagen overdag naar de plaats op aarde en naar de locale tijd duidelijk met de beschijning door de zon samenhangen. In het gebied van de  $F_2$ -laag is de recombinitie uiterst gering; deze laag, die wel is waar overdag een maximale ionisatiegraad bereikt, blijft ook 's-nachts aanwezig. Van welke andere factoren deze lagen afhankelijk zijn, wordt thans buiten beschouwing gelaten (zie hiervoor <sup>4</sup>)); in verband met het volgende is slechts van belang, dat het geleidingsvermogen  $\sigma$  afhankelijk is van de hoogte boven het aardoppervlak en van de bestraling door de zon en daarmee van het uur, het seizoen, de plaats op aarde en de 11-jarige cyclus van de zon.

Onderzoekt men op welke wijze deze invloeden zich doen gelden op de voortplanting van het signaal, dan zij opgemerkt dat een electron, onder de invloed van het beschouwde elektrische veld, dat ter plaatse voorgesteld wordt door  $E = E'_0 \exp(j \omega t)$ , een beweging in de  $x$ -richting van een coördinaten systeem uitvoert, welke beschreven wordt door:

$$m \frac{d^2 x}{dt^2} + mg \frac{dx}{dt} = e E = e E'_0 \exp(j \omega t). \quad (3)$$



In deze uitdrukking stellen  $m$  en  $e$  resp. massa en lading van een electron voor, terwijl  $g$  een wrijvingscoëfficiënt is, welke gelijk blijkt te zijn aan de botsingsfrequentie <sup>1)</sup>. Lost men uit

deze uitdrukking  $\frac{dx}{dt}$  op en substitueert deze in de uitdrukking

voor de stroomdichtheid  $I$ , dan vindt men:

$$I = Ne \frac{dx}{dt} = \frac{Ne^2/m}{g + j\omega} E$$

en voor het geleidingsvermogen:

$$\frac{I}{E} = \sigma = \frac{Ne^2/m}{g + j\omega}, \quad (4)$$

waarin  $N$  het aantal vrije electronen per eenheid van volume voorstelt. Is de dichtheid van het gas groot, en daarmee de botsingsfrequentie, dan kan  $g \gg \omega$  zijn en is:

$$\sigma = \frac{Ne^2}{mg},$$

welke uitdrukking een geschikte benadering geeft voor het geleidingsvermogen van metalen. Is daarentegen  $g \ll \omega$ , dan verkrijgt men een goede benadering voor het geleidingsvermogen van zeer verdunde gassen, zoals deze op hoogten van enkele honderden kilometers voorkomen, en wel:

$$\sigma = \frac{Ne^2}{j\omega m}.$$

Voor het geval van gassen, zoals deze op lagere hoogten van de atmosfeer voorkomen, dient de complexe uitdrukking voor het geleidingsvermogen in die voor de voortplantingsconstante gesubstitueerd te worden, waaruit men verkrijgt:

$$\alpha = \frac{g}{2\beta c} \left(\frac{\omega_n}{\omega}\right)^2, \beta = \frac{\omega_n}{c} \sqrt{\left(\frac{\omega}{\omega_n}\right)^2 - 1}; Z = Z_0 \left[ \frac{j\left(\frac{\omega}{\omega_n}\right)^2}{\frac{g}{\omega} + j\left\{\left(\frac{\omega}{\omega_n}\right)^2 - 1\right\}} \right]^{1/2}, \quad (5)$$

waarin  $\omega_n^2 = \frac{Ne^2}{m\epsilon}$ ,  $Z_0$  de impedantie voor  $\sigma = 0$ ,  $c$  de voortplantingssnelheid in vacuum en verondersteld werd  $g^2 \ll \omega^2$ .



Voor de brekingsindex  $n$  verkrijgt men hieruit tenslotte nog:

$$n = \frac{c}{v} = \frac{c\beta}{\omega} = \sqrt{1 - \left(\frac{\omega_n}{\omega}\right)^2}. \quad (6)$$

Voor een golf welke zich in opwaartse richting voortplant, zal de waarde  $\omega_n$  toenemen. Zolang  $\frac{\omega}{\omega_n} > 1$ , is  $Z$  reëel, wanneer

de invloed van  $\frac{g}{\omega}$  gering is. Voor  $\omega_n = \omega$  wordt  $Z$  imaginair, evenals  $\beta$ , waardoor reflectie optreedt. Is  $\omega$  groter dan de hoogste waarde van  $\omega_n$  welke de golf in een laag ontmoet — deze waarde noemt men de kritische frequentie  $\omega_c$  van de laag — dan zal er in 't geheel geen reflectie optreden.

Is voor de kritische frequentie,  $\frac{g}{\omega}$  voldoende klein, dan kan deze bovenste grensfrequentie een zeer scherp karakter hebben.

Een nauwkeuriger analyse van het mechanisme van de reflectie leidt, zoals uit het bovenstaande duidelijk zal zijn geworden, tot aanzienlijk meer gecompliceerde beschouwingen; wanneer men een berekening van de reflectie coëfficiënt zou verlangen dient met de geleidelijke verandering van  $Z$  respectievelijk  $\gamma$  rekening gehouden te worden <sup>2)</sup>, waarbij partiële reflectie optreedt.

### 2.3. De bovenste grensfrequentie.

De bovenste grensfrequentie zal verschillen voor golven welke de ionosfeer onder verschillende hoeken treffen. Komt de straal de laag waarin de reflectie zal optreden binnen onder een hoek  $i$  met de normaal, dan zal de straal door de met de hoogte veranderende brekingsindex geleidelijk afbuigen. Door toepassing van de wet van Snellius, geldt voor een willekeurige laag met brekingsindex  $n$ , waarin de straal een hoek  $u$  met de normaal maakt:

$$n = \frac{\sin i}{\sin u}.$$

Aangezien de voorwaarde voor terugkeer van de straal luidt dat  $u = 90^\circ$  wordt, wordt met behulp van (6) verkregen, dat een straal welke invalt in de ionosfeer onder een hoek  $i$ , horizontaal zal verlopen in een laag waar de ionisatiegraad gegeven wordt door  $\omega_n$  wanneer de frequentie:



$$\omega = \frac{\omega_n}{\cos i} \quad (7)$$

Een signaal, dat door een zender in horizontale richting afgezonden wordt, zal na reflectie op de  $F_2$ -laag de aarde op een afstand van ca 4000 km wederom treffen. Zijn zender en ontvanger op een geringere afstand van elkaar verwijderd, dan zal de straal onder een steilere elevatiehoek afgezonden moeten worden om op de ontvangstplaats aan te komen. De grootte van deze hoek zal tevens afhangen van de hoogte van de ionosfeer en deze laatste is, zoals uit (6) en (7) blijkt bovendien afhankelijk van de frequentie en de hoek waaronder de straal invalt. In het algemeen kan men stellen dat de hoogte  $h$  waarop een straal, welke de ionosfeer treft onder een hoek  $i$  met de normaal, zou moeten worden gereflecteerd om in één sprong de afstand  $D$  te overbruggen, gegeven wordt door  $h = h(D, i)$ . Dit verband is meetkundig af te leiden; de bolvorm van de aarde dient uiteraard in aanmerking genomen te worden. Reeds werd vermeld, dat de hoogte  $h'$  waarop een signaal wordt gereflecteerd afhankelijk is van de frequentie en de hoek  $i$ , ofwel  $h' = h'(\omega, i)$ .

Het verband tussen  $h'$  en  $\omega$  dat ontstaat voor  $i = 0$  duidt men, genormaliseerd, aan door  $h' f = h'(\omega_0, 0)$ . Dit verband levert een ionosfeerpeiler, welke impulssignalen verticaal omhoog zendt en wederom ontvangt. Uit deze peilingen worden  $h' f$ -registraties afgeleid, welke voor verschillende frequenties de virtuele hoogten van de diverse lagen leveren. Opgemerkt zij dat deze virtuele hoogten verschillen van de werkelijke hoogten, daar in de omgeving van het reflectiepunt de phasesnelheid stijgt, de groepsnelheid vermindert; de virtuele hoogte wordt bepaald uit de looptijd en de lichtsnelheid.

Wanneer  $h' f$  uit registraties bekend is, vindt men de hoogte waarop een signaal met frequentie  $\omega_i$  en invalshoek  $i$  gereflecteerd wordt volgens (7) uit:

$$h' = h'(\omega_i \cos i),$$

waarin  $\omega_i = \omega_0 / \cos i$ . Moet de afstand  $D$  met de frequentie  $\omega_i$  overbrugd worden, dan dient:

$$h' = h'(\omega_i \cos i) = h(D, i)$$

te worden, welke uitdrukkingen  $i$  en  $h$  opleveren. De hoogste frequentie waarvoor nog een reële oplossing voor  $i$  en  $h$  ver-



kregen wordt, noemt men de bovenste grensfrequentie van het circuit. Zoals duidelijk geworden moge zijn, is voor de bepaling van deze grensfrequentie noodzakelijk dat  $h'f$  bekend is. Voor frequenties lager dan de grensfrequentie worden veelal 2 reële waarden voor  $i$  en  $h$  gevonden, welke corresponderen met een lagere en een hogere straal waarmede de verbinding gemaakt kan worden; voor de grensfrequenties vallen deze waarden samen.

Wanneer er echter voor het bepalen van de grensfrequentie van een circuit steeds gewerkt zou moeten worden met  $h'f$ -krommen, welke dan voor ieder reflectie punt bekend zouden moeten zijn, zou de bewerking zeer tijdrovend en onpractisch worden. In verband hiermede werden er met behulp van de zeer vele gegevens welke van peilstations over de gehele aarde bekend zijn, omrekenfactoren en nomogrammen uitgewerkt, welke het mogelijk maken de grensfrequentie voor een willekeurige afstand te bepalen wanneer de grensfrequenties voor verticale opstraling en die voor overbrugging van een afstand van, voor de  $F_2$  laag, 4000 km, bekend zijn.

Op grond van de bekende resultaten van een groot aantal ionosfeer-peilstations verspreid over de aarde en op grond van de ten dele voorspelbare invloed van de zon, worden er door diverse instituten maandelijks gegevens voor de gehele aarde verstrekt als boven vermeld, niet alleen voor de  $F_2$ -laag, doch ook voor de  $E$ - en  $E_s$ -laag.

In het bovenstaande was slechts sprake van afstanden tot 4000 km; zijn de afstanden langer, dan zal het circuit in meerdere sprongen afgelegd worden, die ieder korter zijn dan 4000 km. Voor kortere afstanden komt een verbinding veelal tot stand via de  $E$ -laag.

In het bovenstaande werd geen melding gemaakt van de invloed van het aardmagnetisch veld. In feite speelt deze invloed een belangrijke rol; in een minder oppervlakkige beschouwing dient het bovenstaande in practisch alle geledingen gecorrigeerd te worden door invloeden hiervan afkomstig.

Het is voor een belangrijk deel aan het werk van de Amerikaan Newbern Smith te danken, dat het verkregen feiten materiaal van de ionosfeer in zodanige vorm geschikt kon worden, dat dit voor practische toepassing bruikbaar werd en de veldsterkte, met voor vele doeleinden voldoende nauwkeurigheid, berekend en voorspeld kan worden. Voor nadere bijzonderheden moge verwezen worden naar het voortreffelijke werk „Iono-



spheric Radio Propagation" <sup>4)</sup> dat door het „National Bureau of Standards" in de Verenigde Staten uitgegeven werd.

De Maximum Usable Frequency, afgekort MUF, is de mediaanwaarde van de bovenste grensfrequentie. Bereikt de MUF op een bepaald uur voor een zekere maand een bepaalde waarde, dan wil dit zeggen, dat de bovenste grensfrequentie gedurende 50% van het aantal dagen van die maand op het gekozen uur hoger dan de MUF zal zijn, en voor de overige 50% lager.

Aangezien de MUF, door zijn definitie, geen voldoende garantie kan geven voor de mogelijkheid van een goede verbinding, werd de Optimum Working Frequency (FOT, afkorting van „Fréquence Optimale de Traffic") ingevoerd, welke zodanig gekozen is, dat de bovenste grensfrequentie gedurende 90% van de tijd hoger ligt dan de FOT. Indien de FOT juist gegeven is, moet zij dus gedurende 90% van de tijd de garantie van slagen van de verbinding geven.

#### 2.4. De onderste grensfrequentie.

De onderste grensfrequentie wordt bepaald door de signaal-ruisverhouding, noodzakelijk voor een bepaald type van verbinding. Behalve van een aantal technische karakteristieken van de apparatuur, is deze frequentie afhankelijk van de afstand van zender en ontvanger, van de grootte van de dempingsconstante  $\alpha$  over de route, van het ruisniveau op de ontvangplaats en van enige hieronder genoemde invloeden.

De veldsterkte in V/m welke een zender op een afstand  $r$  (m) in de vrije ruimte produceert met een verliesvrije antenne, waarvan de richtwerkingswinst gelijk is aan  $G_r$  (zie 3.3.), bedraagt.

$$E = \frac{173}{r} \sqrt{G_r P};$$

in deze uitdrukking stelt  $P$  het uitgestraalde vermogen in kW voor:

Door reflectie aan ionosfeer en aan aardoppervlak, wordt deze veldsterkte mede beïnvloed door de volgende factoren <sup>3)4)</sup> :

- a) de voortplanting is niet rechtlijnig; de stralen gaan in een of meer sprongen (hops) naar de ontvanger,
- b) focusserend effect van de bolvormige ionosfeer,
- c) fading, welke ontstaat door het samenwerken van stralen welke meerdere wegen doorlopen hebben,
- d) vermogensverlies door reflectie op de bodem, afhankelijk



van de bodemgesteldheid op de plaats waar het reflectiepunt gelegen is.

Voor het in rekening brengen van de absorptie moet de grootte  $a$  bekend zijn over de gehele route welke de straal volgt. De veldsterkte op de ontvangtplaats wordt dan:

$$E = E_0 \exp \left( - \int_z^0 a ds \right).$$

Zoals aangetoond, is de dempingsconstante  $a = a(\omega, \omega_n, g)$  afhankelijk van de gebruikte frequentie  $\omega$ , de ionisatiegraad welke met  $\omega_n$  samenhangt en de botsingsfrequentie.

In de lagere gebieden van de ionosfeer, onder ca 80 km, blijkt  $g$  zodanig grotere waarden aan te nemen dan in de hogere lagen, dat eerstgenoemde gebieden practisch geheel voor de demping verantwoordelijk zijn. De grootte van de demping is nog afhankelijk van de mate van ionisatie van de laag, welke mate direct met de zonnestand en de zonnecyclus samenhangt. De grootte van de verzwakking van een signaal dat zich door een absorberende laag voortplant, is i.v.m. de lengte van de

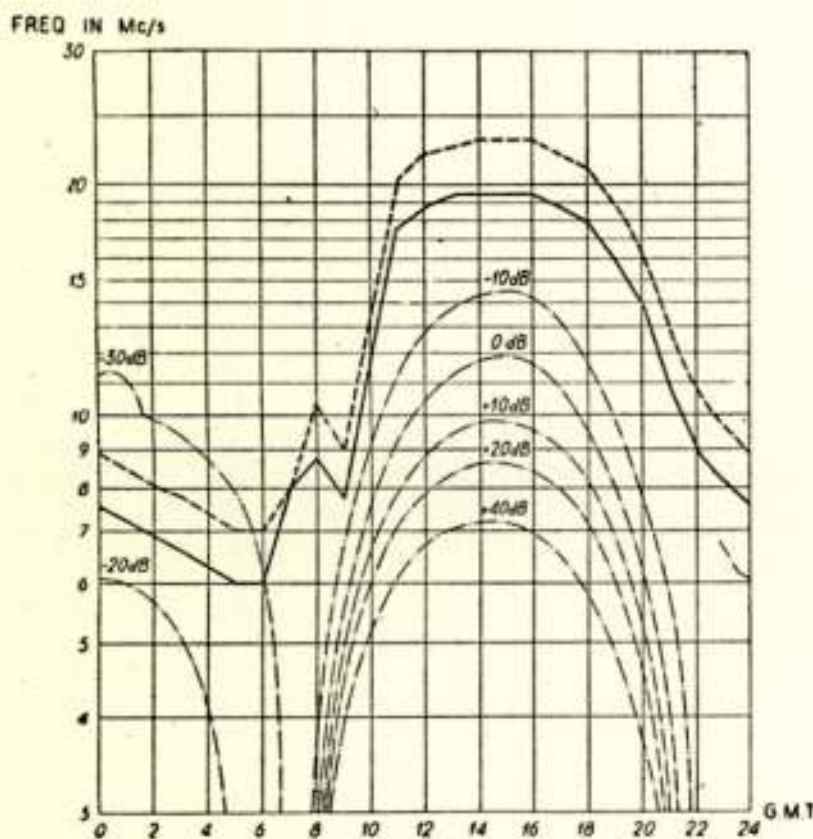


Fig. 1.

Voorspelde grensfrequenties voor het circuit Paramaribo - Amsterdam, voor de maand October 1953, zonnevlekken getal 17, weglengte 7500 km.

..... = Muf, ————— = F<sub>0t</sub>,  
 -.-.-.-. = Luf.

(De gegevens werden afgeleid uit: Central Radio Propagation Laboratory, U.S.A., Basic Radio Propagation Predictions, Series D).

weg, afhankelijk van de richting hiervan door de laag. Zijn zender en ontvanger op geringe afstand van elkaar gelegen, zodat de straal een steile weg volgt, (afstand minder dan 400 km) dan is de verzwakking practisch onafhankelijk van de afstand van zender en ontvanger en kan er een demping onafhankelijk van de afstand van zender en ontvanger in rekening gebracht worden. Voor grotere afstanden is dit niet langer het geval; de afstand van zender en ontvanger gaat mede een rol spelen en er moet bovendien rekening gehouden worden met verschillende condities van de ionosfeer op de verschillende punten van de route.

De mediaanwaarde van de



onderste grensfrequentie wordt vastgelegd door de „lowest useful high frequency”, (LUF). Een LUF-kromme geeft voor een bepaalde winst van de verbinding, het verband aan tussen het tijdstip op de dag en de mediaanwaarde van de frequentie die op de ontvangtplaats een signaalvermogen geeft gelijk aan dat van de ruis, gemeten in een band van 6kc/s, d.w.z. 0 dB signaal-ruisverhouding.

Over het algemeen worden de LUF-krommen door P.T.T. berekend voor een aantal waarden van de winst. Werkt men op een zeker tijdstip met een bepaalde frequentie, dan kan men door interpolatie, c.q. extrapolatie, vinden hoe groot de winst zou moeten zijn om op de ontvangtplaats een signaal-ruisverhouding van 0 dB te verkrijgen. Door dit bedrag af te trekken van de werkelijke winst, vindt men de signaal-ruisverhouding op de ontvangtplaats.

In fig. 1 is voor het circuit Paramaribo-Amsterdam een voorbeeld van een voorspelde bovenste en onderste grensfrequentie gegeven.

## 2.5. Abnormale verschijnselen.

Het bovenstaande heeft uitsluitend betrekking op de voorspelbare en dus normale verschijnselen. Van de abnormale verschijnselen zij vermeld dat deze samenhangen met processen op de zon waarbij 1) plotselinge uitstralingen van ultraviolet licht uit de omgeving van zonnevlekken een sterke ionisatie van de lagere lagen van de ionosfeer geven en daarmee een sterke absorptie veroorzaken (Dellinger-effect) of waarbij 2) corpusculaire stralingen eveneens afkomstig uit de omgeving van zonnevlekken aanleiding kunnen geven tot magnetische stormen en tot daarmee samenhangende vergrote absorptie.

Het eerste effect treedt slechts aan de dagzijde van de aarde op, en uit zich doordat de getroffen signalen een half uur of korter volledig verdwijnen of zeer veel zwakker worden.

Het tweede effect, de magnetische storm, veroorzaakt dat bepaalde verbindingen gedurende langere tijd meer of minder ernstig gestoord zijn; vnl. verbindingen welke in de omgeving van een magnetische pool komen, kunnen hiervan veel hinder ondervinden. (In verband hiermede vestigde de Nederlandse P.T.T. een relaisstation in Paramaribo ten behoeve van de verbinding met New-York).

Magnetische stormen zijn over een periode van één maand



met redelijke kans voorspelbaar tengevolge van een terugkerend tendens welke samenhangt met de omwentelingstijd van de zon.

De magnetische activiteit vertoont een periodiciteit van ongeveer een half jaar, waarbij deze het grootst is tegen het voor- en najaar, wanneer de zon de actiefste gebieden naar de aarde keert. Op langere termijn vertoont de magnetische activiteit, evenals het aantal zonnevlekken, een 11-jarige cyclus, waarbij het eerstgenoemde verschijnsel ca 1 à 2 jaar in phase achter is bij het zonnevlekkenverloop. In het bijzonder wanneer de magnetische activiteit nog groot is, terwijl het aantal zonnevlekken, en daarmee samenhangend de voor transmissie beschikbare frequentie-band, reeds gering is, is het aantal storingen in de ontvangst groter dan normaal.

### 3. *Antenne eigenschappen.*

Bij een radioverbinding over lange afstand behoren gerichte zend- en ontvangantennes tot de essentiële elementen van de hiervoor noodzakelijke apparatuur. Zonder de richtwerking van antennes zullen, bij toepassing van praktische zendervermogens, de mogelijkheden voor het tot stand brengen van een radioverbinding sterk verminderen. In verband hiermede is het van belang de richtwerking van een antenne te onderzoeken. De mate van richtwerking komt tot uitdrukking door het begrip „antennewinst”.

In de afgelopen 30 jaar hebben verschillende antenne constructies de aandacht getrokken, waarbij men door een bepaalde configuratie van de stralende elementen bereikte, dat het effect in de gewenste richting sterker was dan in andere richtingen. Aanvankelijk speelden de z.g. „Beam-antennes” welke opgebouwd waren uit een of twee gordijnen van horizontale of verticale dipolen, een belangrijke rol. Het bezwaar van deze antennes was, dat zij sterk frequentie-afhankelijk waren. Dit bezwaar werd in belangrijke mate ondervangen door verschillende antenneconstructies waarin een lopende golf opgewekt werd. Voorbeelden hiervan zijn de visgraat-antenne <sup>19)</sup> en in het bijzonder de ruit-antenne <sup>6) 7) 9) 10)</sup>. Dit laatste type heeft een grote plaats verworven door de betrekkelijk geringe kosten en grote richtwerking voor een aanmerkelijk frequentiegebied. Zoals zal blijken zijn de dikwijls grote nevenlussen in het antenne-diagram een bezwaar dat aan de ruitantenne kleeft. De tamelijk kostbare visgraat-antenne vertoont dit verschijnsel



in geringer mate; hierdoor trekt vooral in Engeland thans de z.g. „Horizontal-array of dipoles”, afgekort H.A.D., nogal de aandacht, welke antenne te beschouwen is als een vereenvoudigde visgraat-antenne. In het onderhavige artikel zal er van afgezien worden het verband tussen het richtingsdiagram en de karakteristieke grootheden van diverse antenneconstructies nader te onderzoeken; hiervoor moge verwezen worden naar de opgegeven literatuur.

In het onderstaande zal het begrip antennewinst gedefinieerd en gedifferentieerd worden in de begrippen „signaalwinst” en „richtwerkingswinst”; het hangt van de omstandigheden af of het effect van de gerichte antenne door de signaal-winst dan wel door de richtwerkingswinst bepaald wordt.

Uiteraard zal blijken dat de winst afhankelijk is van de hoek welke de voortplantingsrichting van het signaal maakt met een door de antenne aangenomen richting. In verband hiermede is het gewenst dat de antenne-afmetingen zodanig gekozen worden, dat de antenne een maximale winst vertoont voor de richting van het signaal. Waar, in het geval van een ontvangantenne, de elevatiehoek van een e.m.-golf vrij sterk variabel is, dient, naast een bepaling van de winst, nagegaan te worden voor welk percentage van de tijd het signaal uit de richting komt waarvoor de winst optimaal is.

### 3.1. Antennewinst (Gain).

Met het begrip „winst” van een antenne drukt men uit in welke mate een antenne, waarvan men de richtwerking wenst te onderzoeken, in een bepaalde richting meer effect heeft dan een vergelijkingsantenne, van uiteraard bekende eigenschappen.

De onder 3.2 en 3.3 te geven definities sluiten aan bij die welke door de „International Telecommunication Union” in de Radio Regulations van Atlantic City gegeven werden, wanneer men de vergelijkingsantenne in de vrije ruimte kiest en men de signaalwinst betreft op het effect dat een verliesvrije halve golf dipool in het mediane vlak heeft, de richtwerkingswinst op het effect van een omnidirectionele antenne.

Het doel van het kiezen van de vergelijkingsantenne in de vrije ruimte beoogt in de winst mede te betrekken het effect van de bodem.



### 3.2. Signaalwinst.

Het begrip signaalwinst, dat in de Engelse literatuur aangeduid wordt „Signal-gain” en in de Radio Regulations met „Gain of an antenna”, kan gedefinieerd worden voor een zendantenne en een ontvangantenne. Gebruikt men identieke antennes als zend- en ontvangantenne, dan leveren deze in beide gevallen dezelfde signaalwinst op.

3.2.1. *Zendantenne*: De signaalwinst,  $G_{s,z}$ , in een bepaalde richting, van een zendantenne t.o.v. een vergelijkingsantenne, is de verhouding van de aan de antenneklemmen toegevoerde vermogens, bij aanpassing van antenne en generator, wanneer beide antennes in de bepaalde richting dezelfde vermogens flux stralen.

Indien de toegevoerde vermogens aan beide antennes onder deze omstandigheden, respectievelijk gelijk zijn aan  $P_{a,i}^z$  en  $P_{v,i}^z$  dan is (in dB):

$$G_{s,z} = 10 \log \frac{P_{v,i}^z}{P_{a,i}^z}, \quad (8)$$

waarin het symbool  $z$  voor zender,  $a$  voor de te onderzoeken antenne,  $v$  voor de vergelijkingantenne en  $i$  voor de ingang.

3.2.2. *Ontvangantenne*: De signaalwinst  $G_{s,o}$  in een bepaalde richting voor een ontvangantenne t.o.v. een vergelijkingsantenne, is de verhouding van de maximale vermogens welke men aan beide antennes kan onttrekken, wanneer beide antennes zich in hetzelfde veld bevinden, dat zich voortplant uit de te onderzoeken richting.

Zij het onttrokken vermogen aan beide antennes resp.  $P_{a,u}^o$  en  $P_{v,u}^o$ , waarbij deze vermogens geproduceerd worden door een veld afkomstig uit de richting waarvoor men de winst wenst te bepalen, dan is (in dB):

$$G_{s,o} = 10 \log \frac{P_{a,u}^o}{P_{v,u}^o}, \quad (9)$$

waarin het symbool  $o$  voor ontvanger,  $u$  voor uitgang.



3.2.3. Zend- en Ontvangantenne: Volgens het reciprociteits-theorema is:

$$\frac{P_{a,u}^o}{P_{v,u}^o} = \frac{P_{v,i}^z}{P_{a,i}^z} \quad (10)$$

$$\text{of } G_{s,z} = G_{s,o} = G_s$$

### 3.3. Richtwerkingswinst.

Het begrip richtwerkingswinst wordt in de Engelse literatuur aangeduid met „Directivity-gain”, in de Radio Regulations met „Coefficient of directivity of an antenna”. Ook dit begrip kan voor een zend- zowel als voor een ontvangantenne gedefinieerd worden, waarbij weer blijkt, dat identieke antennes dezelfde richtwerkingswinst als zend- en als ontvangantenne opleveren.

3.3.1. Zendantenne: De richtwerkingswinst in een bepaalde richting,  $G_{r,z}$ , van een zendantenne t.o.v. een vergelijkingsantenne, is de verhouding van de totale *uitgestraalde vermogens* wanneer beide antennes in de bepaalde richting, dezelfde vermogens flux stralen. Zij het totale uitgestraalde vermogen van de te onderzoeken antenne  $P_{a,u}^z$  en van de vergelijkingsantenne  $P_{v,u}^z$ , terwijl de veldsterkten in de richting waarin men de winst wil bepalen gelijk zijn, dan is (in dB):

$$G_{rz} = 10 \log \frac{P_{v,u}^z}{P_{a,u}^z} \quad (11)$$

3.3.2. Ontvangantenne: De richtwerkingswinst van een ontvangantenne wordt gedefinieerd door de verhouding van de ontvangen vermogens, dus de antenne input van beide antennes, wanneer de veldsterkten in beide gevallen gelijk zijn, dus:

$$G_{r,o} = 10 \log \frac{P_{a,i}^o}{P_{v,i}^o} \quad (12)$$

3.3.3. Zend- en ontvangantenne: Brengt men de verliezen van de antennes in rekening door een verliesfactor  $L'$ :

$$P_u^z = P_i^z/L' , P_u^o = P_i^o/L' , \quad (13)$$

welke verliesfactoren gelijk zijn voor zend- en ontvangantenne, dan blijkt op grond van (10) en (13):

$$G_{r,o} = G_{r,z} = G_r .$$



### 3.4. Verband tussen signaal- en richtwerkingswinst.

Stelt men tenslotte  $L = 10 \log L'$ , dan vindt men voor het verband tussen signaal- en richtwerkingswinst (de vergelijkingsantenne is verliesvrij verondersteld):

$$G_s = G_r - L_a - 2.15 . \quad (14)$$

Een correctie van 2.15 dB werd toegepast, daar de vergelijkingsantenne in het geval van de signaalwinst een dipool is, van de richtwerkingswinst een rondstraler (zie 3.1). In 3.5 zal blijken dat de richtwerkingswinst van een dipool 2.15 dB bedraagt.

### 3.5. Verband tussen winst en antenne-diagram.

De effectieve hoogte van een ontvangantenne wordt gegeven door:

$$h(\varphi, \delta, \alpha) = \frac{e}{E}, \quad (15)$$

waarin  $\varphi$  en  $\delta$  respectievelijk het azimuth en de elevatie van de invallende straal voorstellen,  $\alpha$  de hoek tussen polarisatie vlak en de verticaal,  $e$  de e.m.k. en  $E$  de elektrische veldsterkte.

Indien dezelfde antenne als zendantenne wordt gebruikt, is:

$$E_r = \frac{60 \pi I}{\lambda r} h(\varphi, \delta, \alpha), \quad (15a)$$

waarin  $E_r$  de componente van de veldsterkte voorstelt in een vlak dat een hoek  $\alpha$  met de verticaal maakt, gemeten in een punt met coördinaten  $r$ ,  $\varphi$ ,  $\delta$ , en  $I$  de stroomsterkte aan de klemmen.

Bij toepassing van de complexe rekenwijze, is  $h$  een complexe grootte waarvan niet slechts de modulus, doch ook het argument, afhankelijk is van  $\alpha$ . Hierdoor zal het veld over het algemeen elliptisch gepolariseerd zijn. Indien  $h_1$  en  $h_2$  resp. de effectieve hoogten voorstellen voor  $\alpha = 0$  en  $\alpha = \frac{\pi}{2}$ ,  $E_1$  en  $E_2$  resp. de veldsterkten welke met deze hoogten overeenkomen, dan is, indien (verg. ook <sup>5</sup>))

$$h_0^2 = h_1^2 + h_2^2,$$



het uitgestraalde vermogen gelijk aan:

$$P_u^z = \int \frac{E_1^2 + E_2^2}{120 \pi} r^2 d\Omega = \frac{30 \pi}{\lambda^2} I^2 \int h_o^2 d\Omega .$$

Hierdoor verkrijgt men voor de stralingsweerstand

$$R_r = \frac{P_u^z}{I^2} = \frac{30 \pi}{\lambda^2} \int h_o^2 d\Omega . \quad (16)$$

Bij een verliesvrij antennesysteem, waarvan dus de ingangswestand gelijk is aan de stralingsweerstand, is het beschikbare vermogen, wanneer het in een veld  $E$  geplaatst wordt, gelijk aan:

$$P_i^o = \frac{E^2 h^2}{4 R_r} = \frac{F \lambda^2 h^2}{\int h_o^2 d\Omega} \quad (17) \quad , \quad F = \frac{E^2}{120 \pi} .$$

Vergelijkt men de te onderzoeken antenne  $a$  met een vergelijkingsantenne  $v$ , dan is op grond van de onder 3.3 gegeven definitie, de richtwerkingswinst (factor) in een willekeurige richting:

$$G_r' = \frac{P_{a,i}^o}{P_{v,i}^o} = \frac{h_a^2}{\int h_{o,a}^2 d\Omega} : \frac{h_v^2}{\int h_{o,v}^2 d\Omega} = \frac{h_a^2}{h_v^2} \cdot \frac{R_{r,v}}{R_{r,a}} = \frac{h_a^2}{h_a^2} : \frac{h_v^2}{h_v^2} \quad (18)$$

$$(G_r = 10 \log G_r') .$$

Volgens de in Atlantic City in de Radio Regulations gegeven definities wordt de richtwerkingswinst betrokken op een omnidirectionele antenne of  $h_v = h_{o,v}$ , zodat ook geldt:

$$G_r' = \frac{h_a^2}{\frac{1}{4 \pi} \int h_{o,a}^2 d\Omega} \quad (19)$$

en

$$P_i^o = \frac{F \lambda^2 G_r'}{4 \pi} . \quad (20)$$

Kiest men als basis een korte dipool of een halve golf dipool, dan is de correctie gelijk aan de richtwerkingswinst van deze antennes. Deze bedraagt:

$$G_r = 1.76 \text{ dB voor korte dipool}$$

$$G_r = 2.15 \text{ ,, ,, } 1/2 \lambda\text{-dipool}$$



### 3.6 Ontvangst van een electromagnetisch ruisveld.

Men denke zich de antenne geplaatst in een electromagnetisch ruisveld, waarvan de polarisatie over alle richtingen willekeurig verdeeld is. De bijdrage tot het gemiddelde van het kwadraat van de elektrische veldsterkte, geleverd door een ruimtehoek  $d\Omega$  en gemeten in een willekeurige polarisatierichting, voor een frequentieband  $\Delta f$ , worde  $d\bar{E}^2$  gesteld. Is het gemiddelde van het kwadraat van de totale uit alle richtingen ontvangen, veldsterkte, wederom gemeten in een willekeurige richting en in een frequentieband  $\Delta f$ , gelijk aan  $\bar{E}^2$  en is  $f(\Omega)$  een verdelingsfunctie van de bijdragen uit verschillende richtingen, dan is:

$$\overline{dE^2} = \bar{E}^2 f(\Omega) \frac{d\Omega}{4\pi}.$$

Volgens (20) is dan het aan de antenneklemmen beschikbare vermogen, tengevolge van de bijdrage door de ruimtehoek  $d\Omega$ , wanneer de verliesfactor van de antenne  $L'_a$  bedraagt en de veldsterkte gemeten wordt voor de polarisatierichting  $\alpha = 0$ :

$$dN_{a,u}^{\circ} = \frac{\overline{dE^2} G_r' \lambda^2}{480 \pi^2 L'_a} = \frac{\bar{E}^2 \lambda^2 f(\Omega)}{480 \pi^2 L'_a} \frac{h_1^2 d\Omega}{\int h_0^2 d\Omega},$$

waarin  $h_1$  wederom de effectieve hoogte voor  $\alpha = 0$ . Telt men bij dit vermogen op de bijdrage tengevolge van de componenten van het veld loodrecht op eerstgenoemde en stelt men  $f(\Omega) = 1$ , dan wordt het totale afgegeven ruisvermogen

$$N_{a,u}^{\circ} = \frac{\bar{E}^2 \lambda^2}{480 \pi^2 L'_a}. \quad (21)$$

In dit geval, waarin de ruis uit alle richtingen even sterk ontvangen wordt en de polarisatie willekeurig over alle richtingen verdeeld is, wordt het afgegeven vermogen onafhankelijk van het antenne diagram.

### 3.7. Verbetering van de signaal-ruisverhouding.

Door het toepassen van gerichte zend- en ontvangantennes, verkrijgt men een verbetering van de signaalruisverhouding aan de klemmen van de ontvanger. Het aandeel in deze verbetering van de zendantenne is uiteraard gelijk aan de signaalwinst.



Het aandeel van de ontvangantenne is ervan afhankelijk of de atmosferische ruis dan wel de apparatuurruiis de begrenzende factor vormt; in het eerste geval is de richtwerkingswinst een maat voor de verbetering, in het tweede geval de signaalwinst. Immers, de signaal-ruisverhoudingswinst van een ontvangantenne kan men voorstellen door:

$$G_{S/N} = 10 \log \frac{P_{a,u}^{\circ}}{N_a} - 10 \log \frac{P_{v,u}^{\circ}}{N_v} = G_s - 10 \log \frac{N_a}{N_v}, \quad (22)$$

waarin  $N_a$  en  $N_v$  de vermogens van de ruis voorstellen, gereduceerd op de ingangsklemmen van de ontvanger, resp. voor het geval van de te onderzoeken antenne en voor de vergelijkingsantenne. Zijn  $N_a$  en  $N_v$  beide uit de ontvanger afkomstig, dan zijn deze vermogens gelijk en is:

$$G_{S/N} = G_s .$$

Zijn deze vermogens afkomstig van electromagnetische straling welke uit alle richtingen even sterk ontvangen wordt, dan is volgens (21)  $\frac{N_{a,u}^{\circ}}{N_{v,u}^{\circ}} = \frac{1}{L_a}$  (de vergelijkingsantenne is verliesvrij

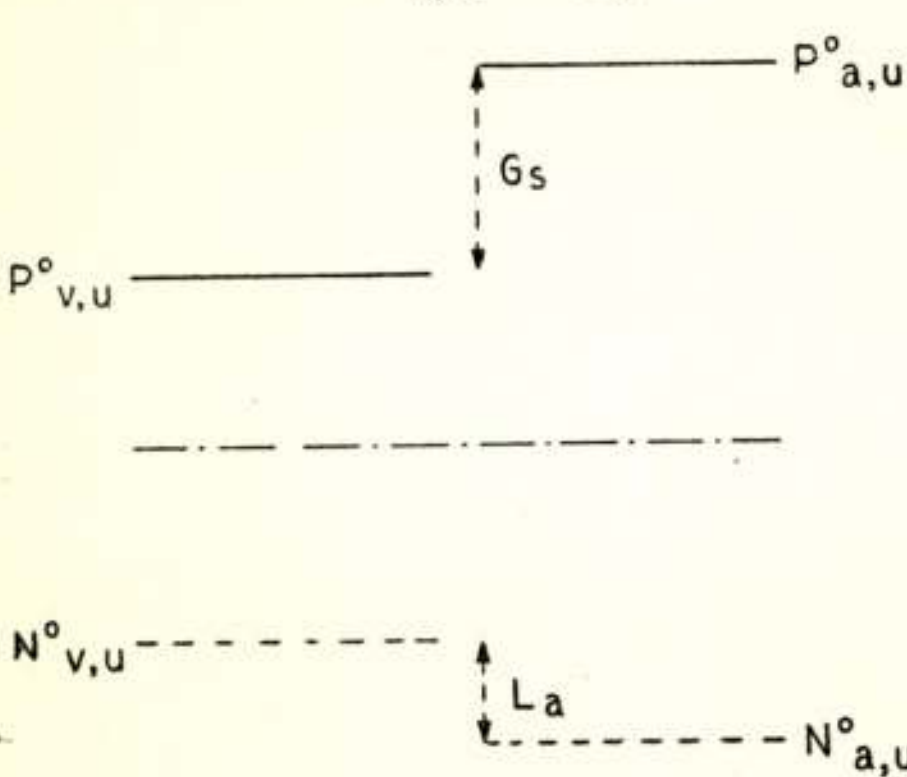


Fig. 2.

Signaal- en ruisniveau's voor te onderzoeken antenne en vergelijkingsantenne.

rische ruis en -.-.-. voor het geval dat apparatuur ruis de begrenzende factor is.

### 3.8. Nader onderzoek van antennewinst en de betekenis hiervan voor een lange afstand verbinding.

Het is thans interessant na te gaan hoe groot de winst van een gerichte antenne theoretisch kan zijn en in hoeverre deze

verondersteld) en de signaal-ruisverhoudingswinst, vergeleken met een  $\frac{1}{2} \lambda$ -dipool bedraagt (indien weer  $10 \log L'_a = L_a$ ):

$$G_{S/N} = G_s + L_a = G_r - 2.15.$$

Figuur 2 licht een en ander nog toe. De afstanden in verticale richting van de horizontale lijnen tot een willekeurig te kiezen grondniveau stellen de signaal- en ruisniveau's voor van beide antennes, - - - - voor het geval dat de atmosfe-

rische ruis en -.-.-. voor het geval dat apparatuur ruis de be-



winst in de praktijk gerealiseerd blijkt te worden. Tevens kan dan nog onderzocht worden in hoeverre de bereikte resultaten van belang zijn voor een praktische verbinding.

De winst van een „Beam-antenne” kan, onder aannahme dat de diverse elementen dezelfde stroom voeren, voor de hoofdrichting bepaald worden door het effect van de afzonderlijke elementen op te tellen. Afhankelijk van de grootte van de antenne zijn er, mede door de geringe verliezen, praktische signaalwinsten te bereiken tot 25 dB; dergelijke winsten gelden echter slechts voor een smal frequentiegebied.

Voor een ruitantenne, waaraan enige hieronder te vermelden metingen verricht werden, is het verband tussen winst en karakteristieke grootheden van de antenne gecompliceerder. Dit antenne type bestaat, zoals bekend moge worden verondersteld, uit een stelsel draden in ruitvorm horizontaal boven de aarde uitgespannen. Iedere zijde heeft een lengte van ca 3 tot 6  $\lambda$ . Het vermogen wordt aan twee, in een lange diagonaal samenkomende draden toegevoerd resp. afgenomen, terwijl het naar de correspondent gerichte uiteinde van de lange diagonaal met de karakteristieke weerstand van het systeem afgesloten wordt. Het richtingsdiagram van deze antenne <sup>6)</sup> <sup>7)</sup> <sup>9)</sup> wordt bepaald door de karakteristieke grootheden van de antenne, t.w. de lengte van de zijde  $l$ , de hoogte boven aarde  $H$  en de hoek tussen de zijden (de stompe hoek wordt veelal aangegeven met  $2\theta$ ) en door de elektrische eigenschappen van de bodem. Door verg. 19 grafisch te integreren <sup>10)</sup> blijkt dat een ruitantenne in de vrije ruimte, waarvan de hoek  $\theta$  gekozen werd voor optimaal effect, een richtwerkingswinst van ca. 15 à 18 dB oplevert voor  $l = 3$  à  $6 \lambda$ . Tengevolge van de vrij hoge interne verliezen van een ruitantenne, zal de signaalwinst 3 à 5 dB lager blijken te liggen. Brengt men de ruitantenne aan op een geschikte hoogte boven een reflecterende aarde, dan komt men tot een signaalwinst van 17 à 20 dB, welke winst voor een aanmerkelijk groter frequentiegebied bereikbaar is, dan in het geval van een „Beam-antenne”.

Thans zal nog nagegaan worden in hoeverre deze winsten op een lange afstand verbinding effect hebben. Bekend is, dat een meting van het richtingsdiagram van een ruitantenne op korte afstand van de antenne (ca 5 km of wel ca 250  $\lambda$ ) vrij nauwkeurig het berekende diagram weergeeft (fig. 3). Dergelijke metingen werden door de P.T.T. in 1947 uitgevoerd; hierbij vloog een vliegtuig, waarin een meetzender opgesteld was,



in cirkels met een straal van 5 km om de te onderzoeken antenne. Afwijkingen van het berekende diagram zijn in hoofd-

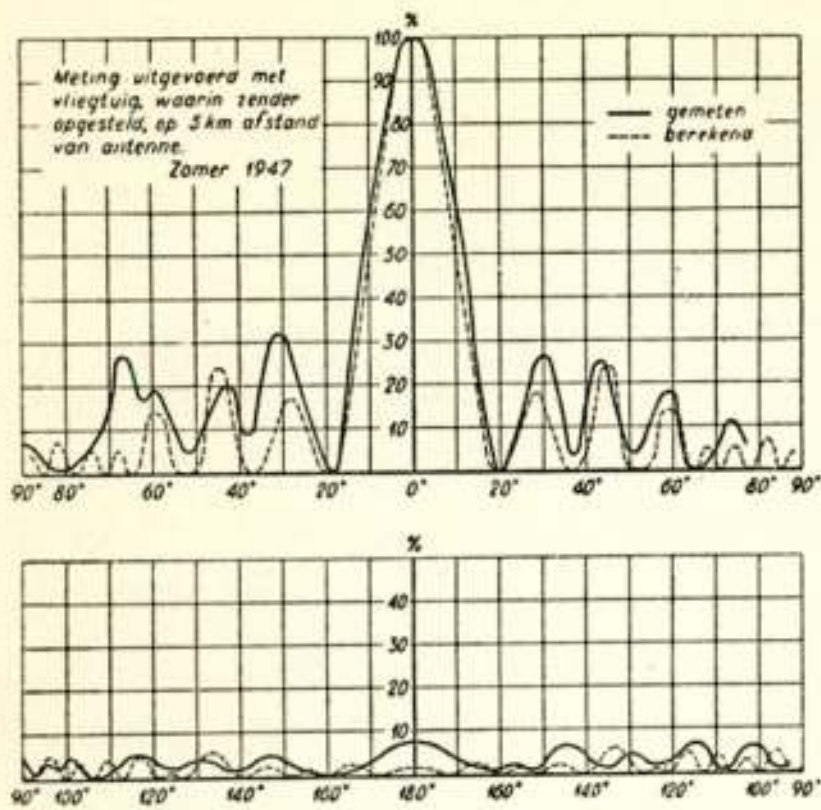


Fig. 3.

Gemeten en berekend horizontaal richtingsdiagram van ruitantenne met elevatiehoek van  $13^\circ$ .

zaak te verklaren door reflecterende objecten, welke zich in de omgeving van de antenne bevonden.

Bevindt de zender zich echter op grote afstand van de ontvangtplaats, 500 km of meer, dan kan het effect van de richtwerking in sterke mate beïnvloed worden door de eigenschappen van de ionosfeer. Deze eigenschappen zijn er in de eerste plaats oorzaak van dat de elevatiehoek zich vrij sterk kan wijzigen. Zoals reeds eerder werd vermeld doorloopt het signaal de weg tussen zender en ontvanger in een aantal „sprongen” met reflectie aan de ionosfeer en het aardoppervlak. Hierbij zal de weg tegelijkertijd met b.v. 2, 3, 4, en 5 of nog meer sprongen doorlopen kunnen worden, waarbij de verschillende componenten onder verschillende elevatiehoeken ontvangen worden. Het zal hierbij van de sterkteverhouding van de componenten afhangen welke elevatiehoek van het antennediagram de meest gunstige is. Waar behalve deze sterkteverhouding ook de hoogte van de ionosfeer variabel is, kunnen er aanzienlijke wijzigingen op lange en op korte termijn van de invalshoek vastgesteld worden. Hierdoor wordt een grens aan de richtwerking gesteld, daar er bij een te sterke bundeling grote afwijkingen van de maximaal te behalen winst op zullen treden en wordt een antenne met een variabele opstraalhoek aantrekkelijk. Een dergelijke antenne werd o.a. in de V.S. en in Engeland gerealiseerd met het z.g. Musa-systeem (Multiple unit steerable antenna), waarbij van een 16-tal ruitantennes, in elkaars verlengde (totale lengte 3.2 km!) opgesteld, de uitgangsspanning via variabele phasedraaiers zodanig gecombineerd werd, dat de elevatiehoek door regeling van de phasedraaiers ingesteld kon worden. De hoge kosten van dit systeem zijn een belemmering voor meer algemene toepassing.

In horizontale richting kunnen er, voornamelijk gedurende



magnetische stormen, afwijkingen van de voortplanting volgens een grootcirkel ontstaan. In verband hiermede werden er reeds meerdere malen experimenten georganiseerd op internationale basis, waarbij gebruik gemaakt werd van draaibare zendantennes. Dergelijke proeven vergen veel voorbereiding en veel tijd voor de uitvoering van de proef zelve, tengevolge van de fading waaraan de signalen onderhevig zijn en waardoor de resultaten statistisch verkregen moeten worden.

Wanneer het mogelijk is in korte tijd voldoende informatie van het signaal te verkrijgen, b.v. door het toepassen van „niveaustellers”, waarbij de statistische verdeling van het signaal over de verschillende amplitude niveaus vastgesteld wordt, bereikt men het voordeel dat wijzigingen op langere termijn van het voortplantingsmedium geen rol spelen. Heeft men bovengenoemd hulpmiddel niet ter beschikking, dan moet de meting over aanzienlijk langere tijd uitgestrekt worden; de trend welke ontstaat door veranderingen van de ionosfeer, moet in dit geval echter geëlimineerd worden.

Bij metingen als hierboven slechts in het kort geschetst, blijkt het diagram van de zendantenne aan de ontvangzijde, bij niet ernstig gestoorde propagatie condities, practisch weer teruggevonden te worden.

Een methode om de richtwerking op grote afstand te controleren, welke geen internationale samenwerking verlangt, vindt men door de ontvangst van een groot aantal, binnen een bepaald frequentiegebied en in verschillende richtingen liggende stations op een te onderzoeken antenne te vergelijken met die op een  $\frac{1}{2}\lambda$ -dipool. In verband met de definitie van de signaalwinst, dienen de invloeden van het richtingsdiagram van de dipool en van de verliezen geëlimineerd te worden, ofwel de winst dient betrokken te worden op een voor iedere richting optimale verliesvrije dipool.

Een dergelijke meting werd uitgevoerd aan een op Paramaribo gerichte ruitantenne (afmetingen  $l = 120\text{ m}$ ,  $\varnothing = 71^\circ$ ,  $H = 33\text{ m}$ , elevatiehoek  $9^\circ$ ) voor een frequentie van  $13.6\text{ MHz}$ . De horizontale vergelijkingsdipool werd op dezelfde hoogte boven aarde aangebracht als de ruitantenne; hierdoor heeft de bodem voor beide antennes practisch dezelfde invloed. Het verticale diagram van deze antenne vindt men in fig. 4, het horizontale in fig. 5 b, beide berekend voor een volkomen reflecterend aardoppervlak. Aangetekend zij, dat deze beide karakteristieken slechts twee doorsneden van het ruimtelijk diagram geven en als zodanig te



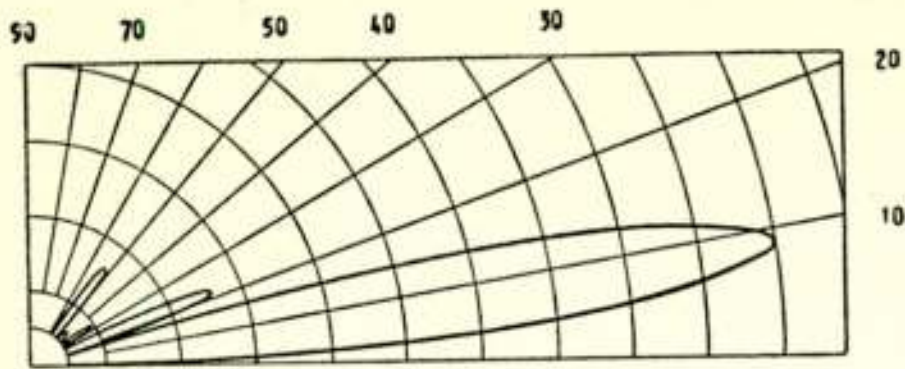


Fig. 4.

Berekend verticaal richtingsdiagram van ruitantenne met gegevens zoals vermeld in 3.8.

weinig steun bieden voor een numerieke beschouwing van de meetgegevens voor richtingen buiten de hoofdlus. (Hiertoe is een ruimtelijk diagram noodzakelijk voor bodemconstanten waarbij de proef plaats vond).

Beschouwen wij de voor de hoofdrichting vastgestelde winst; dit bedrag werd

afgeleid uit een groot aantal waarnemingen, waarvan een ge-

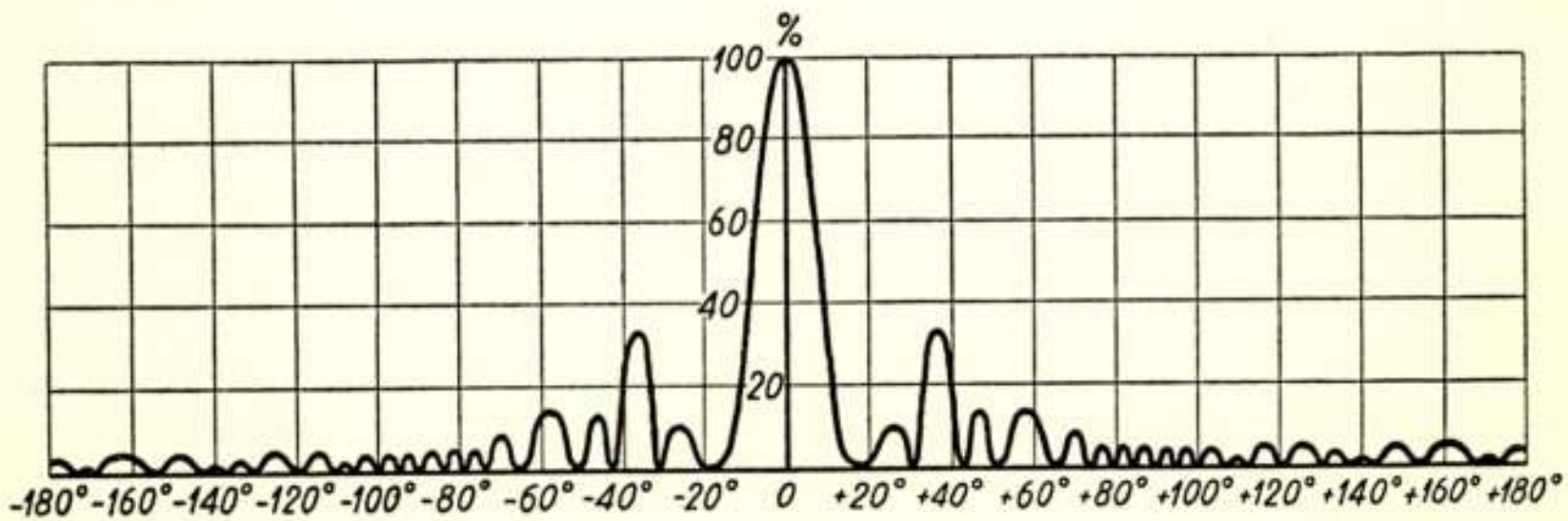
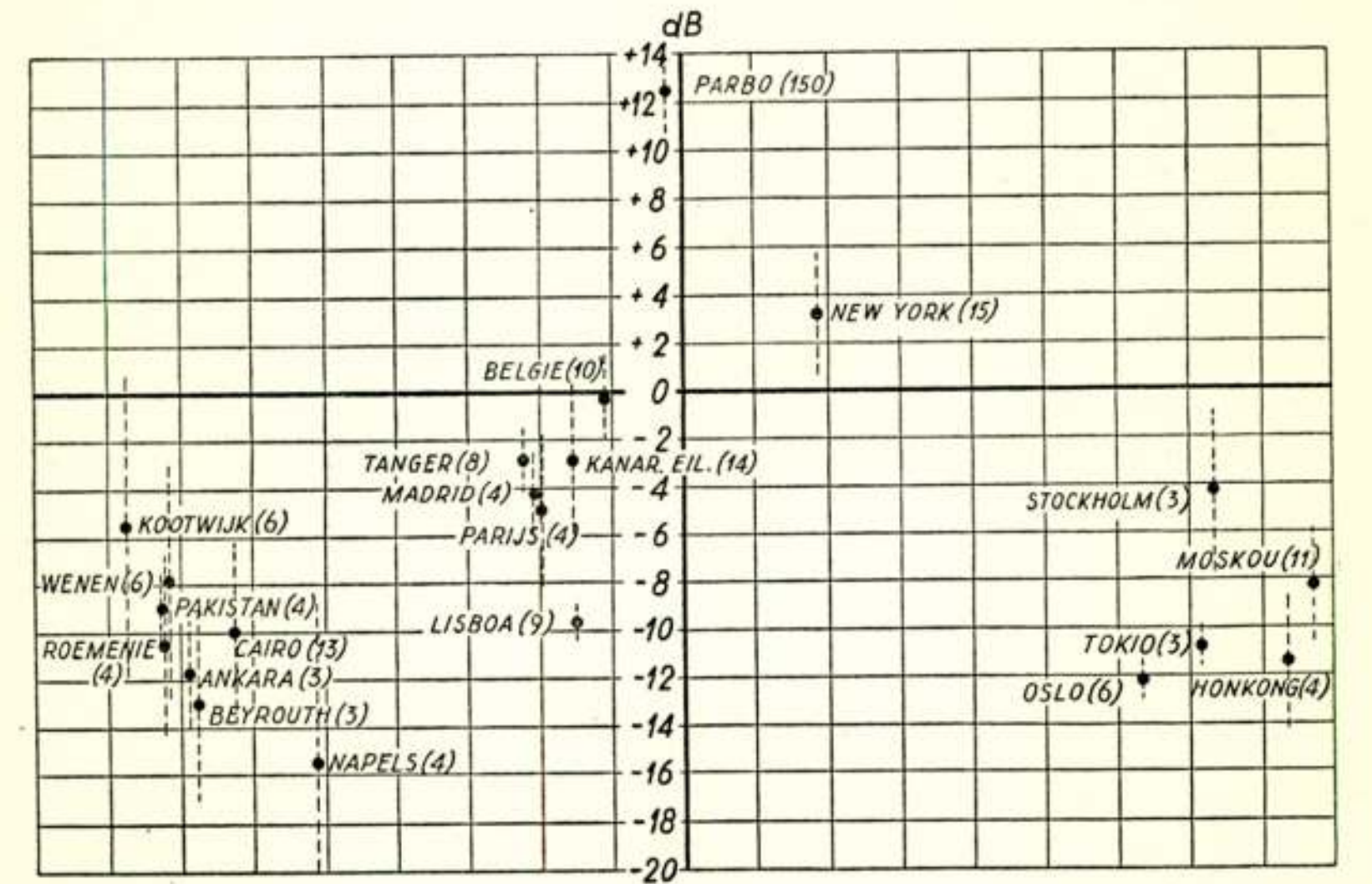


Fig. 5.

- a) Gemeten signaalwinst en
- b) berekend horizontaal diagram voor ruitantenne met gegevens als vermeld in 3.8.



deelte met behulp van registrerende meters verkregen werd. Hierbij bleek de *hoogste* waarde van de winst (signaal uit hoofd-richting) een bedrag van ca 12 dB te bereiken. Uit een reeks metingen van het atmosferische ruisniveau bleek de verliesfactor van de antenne ca 3.5 dB te bedragen. De beschreven antenne is niet geheel gericht op de correspondent in Paramaribo, aangezien dezelfde antenne tevens gebruikt wordt voor het station Lima; de richtingsafwijking bedraagt ca  $3^{\circ} 30'$ , waardoor een extra verlies van 1 dB ontstaat. Met behulp van verg. 14 verkrijgt men hierdoor voor de maximale richtwerkingswinst een bedrag van ca 18.5 dB; volgens Harper bedraagt de berekende richtwerkingswinst van de beschouwde antenne 18 dB, welk verschil binnen de meetfouten ligt.

Doordat de elevatiehoek van het binnenkomende signaal aan wijzigingen onderhevig is, is de gemiddelde winst van de antenne geringer. Gemiddeld, uit geregistreerde waarnemingen over een periode van 15 uur op 3 achtereenvolgende dagen, bedroeg de signaalwinst 10.7 dB. Voor het trekken van definitieve conclusies is de meetperiode te kort, daar gegevens voor andere perioden van het jaar en van de zonnecyclus noodzakelijk zijn.

Tengevolge van het verschil tussen de maximale en de gemiddelde waarde van de winst wordt, als richtgetal voor de maximale waarde van de richtwerkingswinst, welke in verband met de scherpte van de bundel wenselijk is, wel een getal van 23 dB genoemd.

Voor andere waarden van het azimuth werden enige gemiddelde signaalwinsten uitgezet, gemeten aan zenders in de corresponderende richtingen; de stippellijnen geven de grenzen van de middelbare afwijkingen van deze gemiddelden aan, de cijfers het aantal waarnemingen waarop deze gemiddelden berusten; een aantal zenders was gedurende de meetperiode van 3 dagen slechts enkele malen in de lucht, waardoor er aan die zenders slechts enkele metingen verricht konden worden.

Uit de waarnemingen valt nog vast te stellen dat een van de grote zijlussen gericht is op New-York, waardoor de onderdrukking in dit geval minder gunstig is, terwijl enige andere zendcentra zich juist in minima van het diagram bevinden, in welke gevallen de onderdrukking gunstiger uitvalt.

In verband met het besprokene in 3.7 kan vastgesteld worden dat, wanneer de toestelruis de signaalkwaliteit begrenst, de winst ca 12 dB bedraagt, terwijl, wanneer de atmosferische ruis overheerst, de winst ca 16 dB bedraagt.



Van welke waarde deze bedragen voor een radioverbinding zijn, kan aan de hand van de volgende cijfers geïllustreerd worden. Een telefoongesprek met een signaal-ruisverhouding van 0 dB (in een 3 kHz band) is onverstaanbaar, 3 dB wordt aangenomen met moeite verstaanbaar te zijn door geroutineerde operateurs, 13 dB is bruikbaar voor geroutineerde abonné's, 23 dB is van bruikbare kwaliteit, 33 dB en hoger is van goede kwaliteit. (De niveau's werden gelijkgesteld aan een veelvoud van  $10 + 3$  dB in verband met normalisatie door het C.C.I.R.). Een radiotelefoonverbinding van gemiddelde kwaliteit, uitgerust met normale antennemiddelen (dus b.v. ruitantennes) en zender, moet het voor een belangrijk percentage van de werktijd stellen met signaal-ruisverhoudingen van 20 à 40 dB, zodat er dus slechts gewerkt kan worden dank zij de winst van de antennes.

Het ontwerp van een antenne voor een bepaald circuit is bijna steeds een compromis, waarbij de antenne aangepast wordt aan de laagste elevatiehoek waarvoor de antenne economisch verantwoord is. Is nl. de elevatiehoek waaronder een signaal binnenkomt gelijk aan  $\Delta$ , dan wordt de hoogte van de ruitantenne, waarbij maximaal effect verkregen wordt, gegeven door  $H = \lambda / (4 \sin \Delta)$ . De opstraalhoeken zijn in de regel van de orde van 8 à 20°, waarmede, tevens afhankelijk van de golflengte, antennehoogten corresponderen van 35 à 20 m. In vele gevallen is er echter een component in het signaal aanwezig met een elevatiehoek van 4 à 5°, welke componente soms aanzienlijk sterker is dan de hogere componenten. Waar bovendien de antennewinst toeneemt met verlaging van de elevatiehoek, bestaat er de laatste tijd een streven aanzienlijk hogere en daarmede ook grotere ruitantennes te bouwen dan in het algemeen gebruikelijk. De winst welke men met behulp van geperfectioneerde gerichte antennes kan boeken, wordt bijna steeds goedkoper en ten voordele van alle andere gebruikers van het zeer overbelaste frequentie-spectrum verkregen, dan wanneer men deze winst — en dan is nog slechts een klein gedeelte daarvan mogelijk — in een vergroting van het zendvermogen zou willen zoeken.

#### 4. Ruis

De ruis, welke de onderste bruikbaarheidsgrens van een radiosignaal bepaalt, kan veroorzaakt worden door de ontvang-



apparatuur, kan van atmosferische of buitenaardse oorsprong zijn, of kan tot de rubriek behoren welke men wel aanduidt met „man made static” en waarvoor de naam „Urbanisatieruis” voorgesteld moge worden. Welke ruisbron in een bepaald geval overheerst, is afhankelijk van het plaatselijke ruisniveau en van de gevoeligheid van de ontvangapparatuur.

#### 4.1. Toestelruis.

De ruisspanning, welke men aan de uitgangsklemmen van een ontvangapparatuur kan waarnemen, is bij doelmatige inrichting hiervan, practisch geheel afkomstig van die gedeelten van de ontvanger waarop de grootste versterking volgt, dus van de h.f. buizen en van de ingangsimpedantie. In vrijwel elk geval zal men meer dan één enkele bron voor de aan de uitgang geproduceerde ruis aansprakelijk moeten stellen, waarbij het effect van de bron afhankelijk is van het signaalniveau ter plaatse in de ontvanger. De mate waarin de ontvanger ruis produceert, legt men vast door de (gemiddelde) ruisfactor\*)  $F_o$ , welke factor gedefinieerd <sup>17)</sup> wordt door de verhouding van (1) het totale ruisvermogen welke door het systeem afgeleverd wordt aan de belasting, wanneer de ruistemperatuur van de afsluiting over de ingangsklemmen voor alle frequenties een standaardwaarde ( $290^\circ K$ ) heeft en van (2) het gedeelte hiervan veroorzaakt door de afsluiting over de ingangsklemmen (dus b.v. de generatorimpedantie).

Indien de ingangsimpedantie van de ontvanger aangepast is aan genoemde afsluiting over de ingangsklemmen, dan levert deze laatste aan de ontvanger een ruisvermogen  $k T_o B$  en wordt de (gemiddelde) ruisfactor gelijk aan:

$$F_o = \frac{k T_o B + N_{eq}}{k T_o B} ,$$

\*) Het begrip gemiddelde ruisfactor (average noise factor) werd door het „Standards committee”, Institute of Radio Engineers, ingevoerd ter onderscheiding van „plaatselijke” ruisfactor (spot noise factor). Deze laatste grootheid wordt voor een zeer smalle band (in principe oneindig smal) gemeten en is een functie van de frequentie. Wanneer het signaalvermogen over een band verdeeld is, in welke de tijdgemiddelden van signaal en ruis frequentie afhankelijk zijn, ontstaat behoefte aan de gemiddelde ruisfactor, welke equivalent is aan het tot nu toe gebruikelijke begrip van de ruisfactor en welke gemeten wordt met behulp van het totale ruisvermogen dat aan de uitgangsklemmen afgegeven wordt.



waarin  $N_{eq}$  het equivalente, door de ontvanger geproduceerde ruisvermogen voorstelt, gereduceerd op de ingangsklemmen,  $k$  de constante van Boltzmann,  $T_0$  de absolute standaardtemperatuur (290°K) en  $B$  de ruisbandbreedte in Hz.

Voor dit geval, waarbij aan de voorwaarde van aanpassing is voldaan, wordt indien de ontvangbuizen verondersteld worden geen ruis te produceren,  $N_{eq} = kTB$ , d.i. de ruis welke de ingangsimpedantie zelf produceert, zodat in dit geval  $F_0 = 2$  (indien  $T = T_0$ ).

De oplossingen waarbij men, door het vermijden van aanpassing <sup>18)</sup>, een verbetering van de ruisfactor kan verkrijgen tot lagere waarden dan 2, worden hier buiten beschouwing gelaten, daar thans slechts de wijze waarop het ruisniveau vastgelegd wordt, van belang is.

#### 4.2. Atmosferische ruis en urbanisatie-ruis.

Afhankelijk van de frequentie en daarmee van de voortplantingsvoorwaarden vindt de atmosferische ruis, welke in onze luchtstreken waargenomen wordt, haar oorsprong overwegend in tropische onweders. Volgens sommige waarnemers <sup>11)</sup> kunnen echter ook bepaalde wolkenformaties, welke niet gepaard gaan met onweders, een bron van ruis vormen.

Volgens Brooks <sup>12)</sup> woeden er tegelijk op aarde 2000 gescheiden onweders, terwijl er per seconde gemiddeld 100 bliksem-slagen plaats vinden; het is waarschijnlijk dat dit laatste getal veel te laag is. De onweders heersen overwegend in de tropische gordel, waarbij sommige centra bijzonder opvallen: Java, Centraal Afrika en Centraal Amerika.

De electro-magnetische storingen tengevolge van onweders, planten zich op normale wijze voort door reflectie aan de ionosfeer en reflectie aan het aardoppervlak. Hierdoor zal, wanneer de afstand tot de storingsbron voldoende groot is, één bliksemslag waargenomen worden als een multipel-slag, aangezien de verschillende componenten, welke de ontvangpost na 1, 2 of meer sprongen („hops”) bereiken, na elkaar ontvangen worden.

Ditzelfde verschijnsel kan gedemonstreerd worden, wanneer een zendantenne een korte impuls uitzendt; deze wordt door dezelfde oorzaak, ontvangen als enige signalen, welke na elkaar binnenkomen.

De ruis welke in de gematigde luchtstreken voor frequenties



tussen ca 10 en 15 Mc/s ontvangen wordt, is practisch geheel van tropische oorsprong. Afhankelijk van het uur op de dag en het seizoen, is er een hoogste frequentie aan te wijzen waarboven practisch geen atmosferische ruis ontvangen wordt, (een lokaal onweder wordt buiten beschouwing gelaten), daar de ruis welke de ontvangstplaats van een ver verwijderd punt af zou moeten bereiken, niet door de ionosfeer gereflecteerd wordt. Voor deze frequenties zal echter de ruis welke buiten onze aardse atmosfeer geproduceerd wordt, doorgelaten worden en veelal de grens bepalen van de laagst bruikbare signaalsterkte.

Het zal duidelijk zijn, dat het karakter van de atmosferische ruis sterk afhankelijk is van de afstand van de bron en van de omvang daarvan. Er zijn momenten dat atmosferische ruis niet te onderscheiden valt van thermische ruis, terwijl op andere momenten het impuls karakter zich meer of minder sterk kan vertonen.

In vele gevallen heeft men ook rekening te houden met Urbanisatie-ruis. Het is bekend dat de ruisbronnen in de onmiddellijke nabijheid van een ge-urbaniseerde omgeving hinderlijk kunnen zijn; in deze gevallen zijn de afzonderlijke stoorbronnen echter veelal te herkennen. Minder bekend is dat deze bronnen tot op grote afstand van bebouwde centra werkzaam kunnen zijn. Gardner<sup>11)</sup> deelt mede, dat voor een frequentie van 2 Mc/s en voor bepaalde uren van de dag, het ruisniveau geheel bepaald werd door een stad op 50 km afstand. De werkingssfeer van dergelijke centra zal voor hogere frequenties afnemen; aangetekend zij, dat het karakter van deze ruis, in vele gevallen practisch niet van thermische ruis te onderscheiden is.

#### 4.3. Meting van het niveau van antenneruis.

Ware het zo dat, ook wanneer afgezien wordt van de invloed van fading, de verhouding van één enkele karakteristiek van signaal en ruis het effect van de ruis op verschillende typen van signalen zou bepalen, dan zou men van de ruis slechts die enkele karakteristieken behoeven vast te leggen, om de situatie te definiëren. In feite echter heeft naast de signaal-ruisverhouding het karakter van de ruis een niet te verwaarlozen invloed, welke laatste kwaliteit door een of meer afzonderlijke parameters vastgelegd dient te worden<sup>16)</sup>.

De hiermede verband houdende problemen staan thans in het middelpunt van de belangstelling. Nog niet te zeggen valt



welke karakteristieken als bruikbare indices te gebruiken zijn om het effect van de ruis op verschillende soorten van verkeer vast te leggen. Hierdoor zal men dan ook in 't algemeen nog twee methoden voor het vastleggen van het niveau van de atmosferische ruis naast elkaar aantreffen, t.w. de objectieve en de subjectieve methode. Bij de subjectieve methode gaat men er van uit, dat een enkele (objectieve) parameter, b.v. een effectieve waarde (bij gegeven bandbreedte), een mediaanwaarde of een topwaarde, het ruisniveau niet voldoende karakteriseert, aangezien de ruis van verschillend karakter kan zijn en een aantal parameters nodig zijn om het effect van de ruis op verschillende systemen te karakteriseren. Volgens de subjectieve methode legt men het ruisniveau vast door de veldsterkte van een op een voorgeschreven wijze gemoduleerd signaal, waarbij de ruis de verstaanbaarheid een bepaald percentage aantast. Deze methode wordt door Engelse en Amerikaanse waarnemers gevolgd, waarbij de Engelsen uitgaan van een morse-signaal<sup>13)</sup><sup>14)</sup> de Amerikanen<sup>4)</sup> van een telefonie-signaal. Ook hier echter blijkt dat er, wanneer men de gegevens wil toepassen voor andere systemen dan waarvoor zij verstrekt worden, omrekenfactoren gehanteerd moeten worden waarvan de grootte afhangt van het onbekende type van de ruis.

In verband hiermede wordt de objectieve meetmethode aantrekkelijker en hoewel sommige onderzoekers<sup>20)</sup> tot voor kort de topwaarden de belangrijke karakteristiek van de ruis achtten, beveelt het C.C.I.R. thans (Londen 1953) de middelbare waarde als zodanig aan en kan de ruis dus uitgedrukt worden in (1) de effectieve waarde van de veldsterkte (in een bepaalde band) of (2) het vermogen (in een bepaalde band) dat aan de ingangskring van de ontvanger afgeleverd wordt, wanneer deze laatste aan een verliesvrije antenne aangepast is.

Wanneer men zich niet interesseert voor de ruimtelijke verdeling van de ruisbronnen, dient gemeten te worden met een antenne met een cirkelvormig horizontaal diagram, i.c. een verticale staafantenne. De winst van een dergelijke antenne is echter wel afhankelijk van de elevatiehoek waaronder het signaal ontvangen wordt. Onder aanname echter dat de ruis over alle hoeken in het verticale vlak gelijkmatig verdeeld is, wordt de gemiddelde signaalwinst van de antenne over die hoeken gelijk aan de verliesfactor. Zoals in (3.6) aangetoond werd, is het verband tussen de invallende veldsterkte en het aan de



ontvangerringang, bij aanpassing, toegevoerde vermogen, gegeven door:

$$N_{a,u}^{\circ} = \frac{\bar{E}^2 \lambda^2}{480 \pi^2 L_a'} \quad (21)$$

Baseert men de omrekening van veldsterkte op vermogen, afgeleverd aan eerste kring, op een verliesvrije antenne, dan bevat deze omrekening slechts de golflengte als parameter. Het wordt dan echter aantrekkelijk de in dit geval afgegeven ruis  $N^{\circ}$  uit te drukken in de verhouding\*):

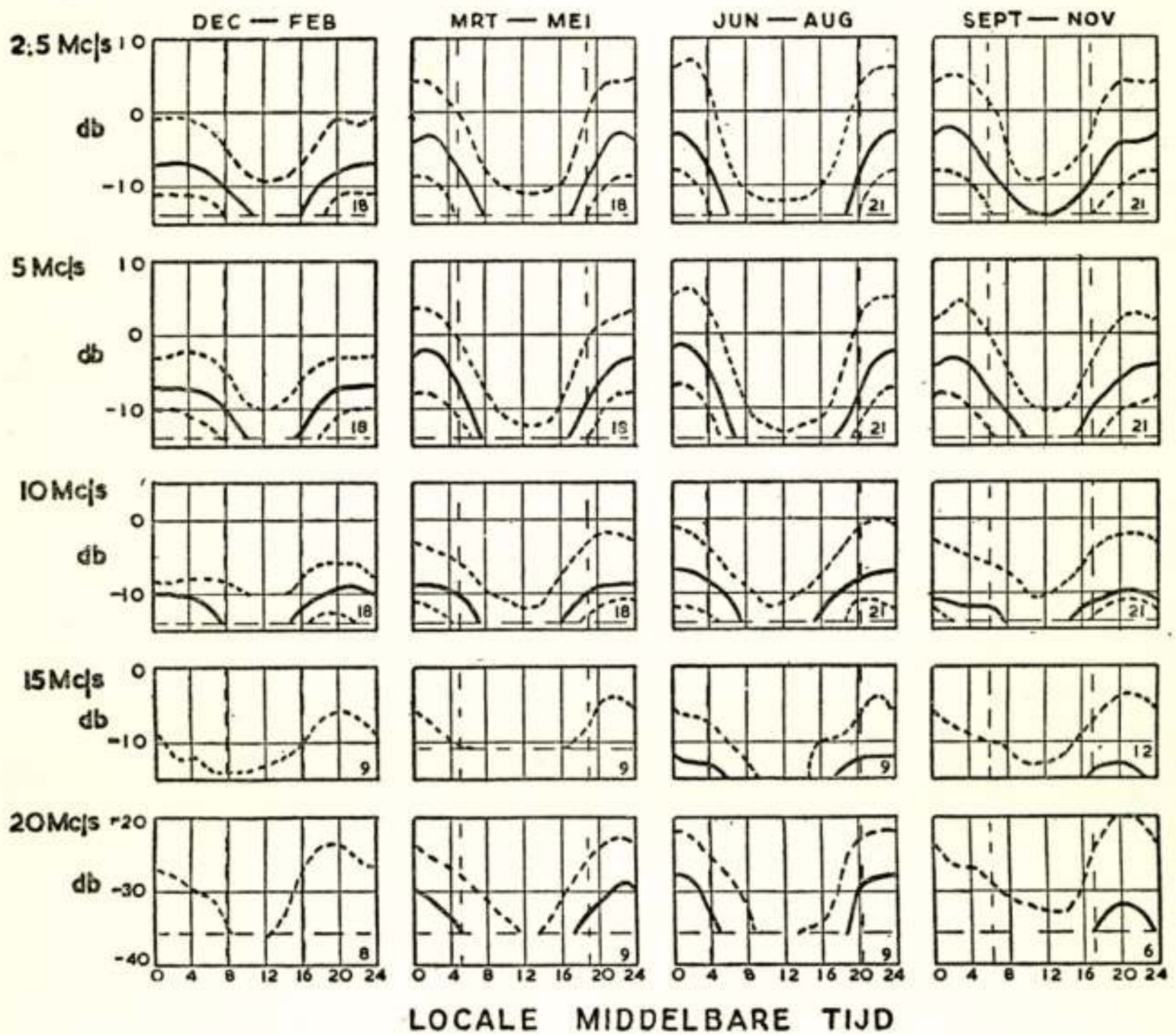


Fig. 6.

Laagste bruikbare veldsterkte in dB t.o.v.  $1 \mu\text{V/m}$ , tengevolge van het effect van atmosferische ruis, van een met 10 woorden per minuut gesleuteld morsesignaal voor 95% verstaanbaarheid en 10 kHz bandbreedte. (de getrokken krommen stellen de mediaanwaarden voor, de gestippelden de decielwaarden).

\* ) Een meer fysische wijze van vastleggen is  $N^{\circ} = kT' B$  te stellen en de temperatuur  $T'$ , de stralingstemperatuur van de antenne, als maat voor het ruisniveau te beschouwen<sup>5)</sup>.



$$F_a = \frac{N^\circ}{k T_o B} \text{ of in dB door:}$$

$$10 \log F_a = 10 \log \frac{N^\circ}{k T_o B}.$$

Door deze wijze van uitdrukken kan het door de antenne aan de ontvanger geleverde ruisvermogen vergeleken worden met het vermogen dat door de ontvanger zelf geproduceerd wordt en dat blijkens (4.1) in dB t.o.v.  $k T_o B$  bedraagt:

$$10 \log (F_o - 1).$$

In fig. 6 vindt men het atmosferische ruisniveau, zoals dat door het Department of Scientific and Industrial Research\*) 15) te Tatsfield in Engeland gedurende de jaren 1945-1951 voor verschillende frequenties gemeten werd, uitgedrukt in de minimale veldsterkte van een met 10 woorden per minuut gesleuteld morse telegrafie signaal voor 95% verstaanbaarheid en bij een bandbreedte van 10 kHz. De 3 krommen in iedere grafiek stellen voor resp. de bovenste decielwaarde, de mediaanwaarde en de onderste decielwaarde\*\*), waarden dus welke voor resp. 10, 50 en 90% van de tijd overschreden worden en welke op een onderlinge afstand van ongeveer 6 dB verlopen. Het bleek, dat de niveau's in verschillende jaren ongeveer op dezelfde hoogten liggen.

Met een verstaanbaarheid van 95%, als boven genoemd komt, wanneer locale onweersactiviteit verwaarloosd kan worden, overeen een signaal-ruisverhouding van ongeveer -6 dB voor een bandbreedte van 10 kc/s, of van ca -4 dB voor een band van 6 kc/s, wanneer de ruis uitgedrukt wordt in effectieve waarden.

In een nomogram voor de uitdrukking (21) voor  $L' = 1$  (fig. 7), vindt men een vergelijking van atmosferische ruisniveau's en de door de ontvangapparatuur veroorzaakte ruis. Langs de linkerschaal vindt men de uit fig. 6 afgeleide hoogste en laagste mediaanwaarde van de effectieve waarde van de ruisveldsterkte in een 6 kHz band in dB t.o.v.  $1 \mu \text{ V/m}$  uitgezet. Langs de rechter schaal vindt men de hiermede corresponderende waarden van  $10 \log F_a$  en het toestelruisniveau  $10 \log (F_o - 1)$  voor ver-

\*) Overgenomen met toestemming van de Controller of Her Britannic Majesty's Stationery Office.

\*\*\*) In de Engelse literatuur vindt men deze waarden aangeduid als „upper and lower decile values”.







Opgemerkt zij nog dat in feite niet de ruis aan de ingangsklemmen van de ontvanger direct gemeten wordt, doch de ruis die de ontvanger aan de uitgangsklemmen afgeeft. Om dit vermogen te herleiden op de ingangsklemmen, dient de ontvang-apparatuur geïjkt te worden, hetgeen geschiedt met een verzadigde ruisdiode, waarvan de ruisproductie als functie van de diodegelijkstroom nauwkeurig bekend is.

Tenslotte moge op deze plaats nog het werk van de technisch ambtenaar H. M. J. Bucx en de technicus C. J. Dinant vermeld worden, die de in dit verslag genoemde, over het algemeen tijdrovende, metingen zeer kundig voorbereidden en uitvoerden.

#### Literatuur

- 1) R. Jouaust, L'ionosphère. Paris 1946, pag. 15 e.v.
- 2) H. Bremmer, Terrestrial radiowaves. Amsterdam 1949.
- 3) H. Bremmer, De uitbreiding van radiogolven in verband met de inhomogeniteit van de aardatmosfeer. Tijdschrift N.R.G. 1947, **12**, 7.
- 4) Ionospheric Radiopropagation, Nat. Bureau of Standards, U.S.A. circ. 462.
- 5) Solar and Galactic radio noise. U.R.S.I. special report nr. 1.
- 6) E. Beck, A. C. Bruce and L. R. Lowry, Horizontal rhombic antennas. Proc. Inst. Radio Eng. 1935, **23**, 24.
- 7) R. H. Barker, Rhombic aerial design chart. Wireless Eng. 1948, **25**, 361.
- 8) D. A. Bell, Gain of aerial systems. Wireless Eng. 1949, **26**, 306.
- 9) E. A. Laport, Design data for horizontal Rhombic antennas. R.C.A. Rev. 1952, **13**, 71.
- 10) A. E. Harper, Rhombic antenna design. New York, 1941.
- 11) R. L. Smith Rose, Verslag U.R.S.I. congres, Sydney, 1952. Nature, 1953, **171**, 630.
- 12) C. E. P. Brooks, Distribution of thunderstorms over the globe. Meteor. Office, Geophys. Mem. and Prof. notes, 1925 nr. 24.
- 13) H. A. Thomas, A subjective method of measuring Radio noise. Proc. Inst. Electr. Eng., 1950, **97** (III), 329.
- 14) Department of scientific and industrial research, — Survey of existing information and data on radio noise over the frequency range 1-30 Mc/s. Special report nr. 15.
- 15) Department of scientific and industrial research, — Measurements of atmospheric noise at high frequencies. Special report nr. 26.
- 16) R. S. Hoff and R. C. Johnson, A statistical approach to the measurement of atmospheric noise, Proc. Inst. Radio Eng. 1952, **40**, 185.
- 17) Standards on Electron Devices. Methods of measuring noise. Proc. Inst. Radio Eng. 1953, **41**, 890.
- 18) G. E. Valley and H. Wallmann, Vacuum Tube Amplifiers, New York 1948, pag. 615 e.v.



- 19) F. E. Terman, Radio Engineers Handbook. New York 1953, pag. 804 e.v.
  - 20) H. E. Dinger and H. G. Paine, Factors affecting the accuracy of radio noise meters. Proc. Inst. Radio Eng. 1947, 35, 75.
-



## Magnetische versterkers<sup>1)</sup>

door S. Duinker <sup>2)</sup>

Voordracht gehouden voor het Nederlands Radiogenootschap op 26 Juni 1953 te 's-Gravenhage.

### SUMMARY

A simplified graphical analysis of the principle of operation of magnetic amplifiers, based on an idealized B-H characteristic of the core material, under no-load conditions, is given. Two fundamental types: the series-connected and the parallel-connected magnetic amplifier are considered.

The factors determining the power-amplification, feedback, supply frequency, core-construction and bias are discussed.

A survey is given of the properties of magnetic amplifiers and the applications in various fields, which can be broadly separated in: measuring, regulation, switching and a.c. amplification.

### *Inleiding.*

Dit artikel geeft een overzicht van de werking, schakeling en toepassingsmogelijkheden van de voornaamste typen van magnetische versterkers, „transductors”, „saturable reactors” etc.

Vooraf in de laatste jaren zijn in steeds toenemende mate publicaties over deze onderwerpen in de vakliteratuur te vinden, waarbij men zich evenwel meestal beperkt tot de bespreking van slechts enkele der vele bestaande variëteiten in verband met speciale toepassingen.

In het volgende zal getracht worden aan de hand van de bespreking van enkele grondtypen inzicht in de werking en eigenschappen van magnetische versterkers etc. te verschaffen. Vele van de meer speciale uitvoeringsvormen, die uit de praktijk bekend zijn, kunnen op een van deze grondtypen worden teruggevoerd.

Aan de hand van de eigenschappen die uit deze bespreking

---

<sup>1)</sup> De bij deze voordracht terloops ter sprake gebrachte diëlectrische versterkers zijn in dit artikel niet behandeld.

<sup>2)</sup> Natuurkundig Laboratorium N.V. Philips' Gloeilampenfabrieken Eindhoven-Nederland.



naar voren zullen komen, zullen de voornaamste toepassingsgebieden worden aangeduid.

Ondanks de grote verscheidenheid waarin magnetische versterkerschakelingen voorkomen, zijn toch enige punten van overeenkomst aan te geven, te weten:

1. De essentiële componenten van al deze schakelingen zijn ferromagnetische kernen voorzien van een of meer wikkelingen,
2. er wordt, door een simultane gelijk- en wisselstroommagnetisatie een doelbewust gebruik gemaakt van de niet-lineariteit van de  $B-H$ -karakteristiek van het gebruikte kernmateriaal.

In verband met de niet-lineariteit zijn de problemen voor een streng-mathematische analyse ontoegankelijk. Het blijkt evenwel op betrekkelijk eenvoudige wijze mogelijk te zijn om langs grafo-analytische weg inzicht in de werking van magnetische versterkers te verkrijgen. Deze weg zal in dit artikel worden gevolgd, waarbij uitgegaan zal worden van de wetenschap dat de meest preferente  $B-H$ -karakteristiek eenwaardig is na een gebied met oneindige permeabiliteit, discontinu overgaat in een verzadigingsgebied met lage permeabiliteit. In de laatste tijd zijn magnetische materialen ontwikkeld, waarvan de karakteristiek de gewenste gedaante zeer dicht benadert, zoals Deltamax; H.C.R.; Permenorm 5000-Z en in mindere mate Mumetaal en Permalloy.

Behalve dat wordt uitgegaan van geïdealiseerde karakteristieken, zal eenvoudigheidshalve op vele plaatsen ook van de invloed van de belasting op de responsie worden afgezien, aangezien deze invloed in het algemeen zeer gecompliceerd is en feitelijk voor iedere speciale toepassing apart dient te worden bekeken.

Voor een meer diepgaande behandeling van de onderwerpen, die hier zullen worden aangestipt, wordt in de tekst verwezen naar de literatuurlijst aan het eind van dit artikel.

### § 1. *Niet-lineaire transformator met simultane gelijk- en wisselstroommagnetisatie.*

Alvorens over te gaan tot de bespreking van enkele meer praktische vormen van magnetische versterkers, zullen eerst de eigenschappen van een enkele niet-lineaire transformator worden nagegaan. Hierbij zal blijken waarom het wenselijk is magne-



tische versterkers op te bouwen uit een combinatie van niet-lineaire transformatoren.

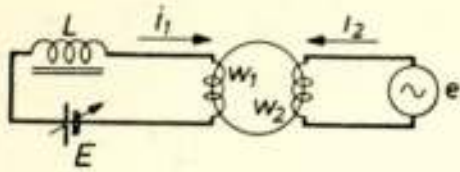


Fig. 1.

Niet-lineaire transformator met primaire gelijkstroombevoorraking en secundaire wisselstroombevoorraking.

In fig. 1 is de secundaire wikkeling van een transformator aangesloten op een wisselspanningsgenerator  $e$  (inwendige weerstand nul), terwijl de primaire wikkeling via een smoorspoel  $L$ , die het optreden van wisselstromen, die door transformatorwerking zouden ontstaan belet, is verbonden met een gelijkstroombron  $E$ , die een magnetomotorische kracht in de kernen veroorzaakt, de zgn. polarisatie  $i_1 w_1$ .

Het kernmateriaal wordt ondersteld een karakteristiek te bezitten als in fig. 2b is aangegeven. Hierin is nog een eindige permeabiliteit aangenomen in het onverzadigde

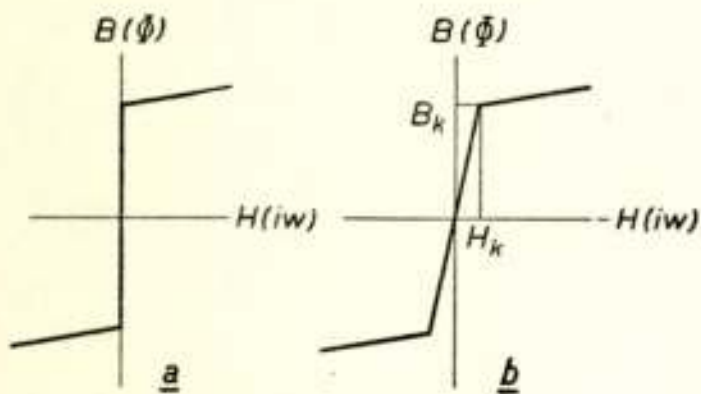


Fig. 2.

Geïdealiseerde B.H.-karakteristieken van magnetische materialen:

- preferente gedaante voor toepassing in magnetische versterkers,
- betere benadering van werkelijke gedaante.

deel, hetgeen meer in overeenstemming is met de realiteit. Later zal worden uitgegaan van fig. 2a, zijnde de voor de toepassing in magnetische versterkers ideale karakteristiek. De karakteristieken geven het verband tussen de inductie  $B$  en de magnetische veldsterkte  $H$ , of, op andere schaalwaarde, het verband tussen de flux  $\Phi$  en de totale magneto-motorische kracht

$$i\omega = i_1 w_1 + i_2 w_2.$$

De spanning  $e$  en derhalve ook de wisselinductie wordt enkelvoudig harmonisch ondersteld. De stroom  $i_2$  zal vervormingscomponenten

gaan bevatten, zodra de knie in de karakteristiek gedurende een gedeelte van de periode wordt overschreden. Voor een constant gehouden amplitudo van de spanning  $e$  en dus ook van de wisselflux  $\hat{\Phi}$ , zijn voor verschillende waarden van de polarisatie  $i_1 w_1$  in fig. 3  $i\omega$ -krommen geschetst, als functie van de tijd. Hieruit ziet men dat bij de gegeven amplitudo  $\hat{\Phi}$  van de wisselflux onder invloed van de medeaanwezigheid van de polarisaties van de waarde  $0 < a < a_2$  sinusöïdale stroomkrommen 1 en 2 ontstaan. Daar het gehele verschijnsel zich afspeelt op de onverzadigde tak stemt het gemiddelde niveau van de  $i\omega$ -kromme overeen met de polarisatie  $i_1 w_1$ . De wisselstroom-



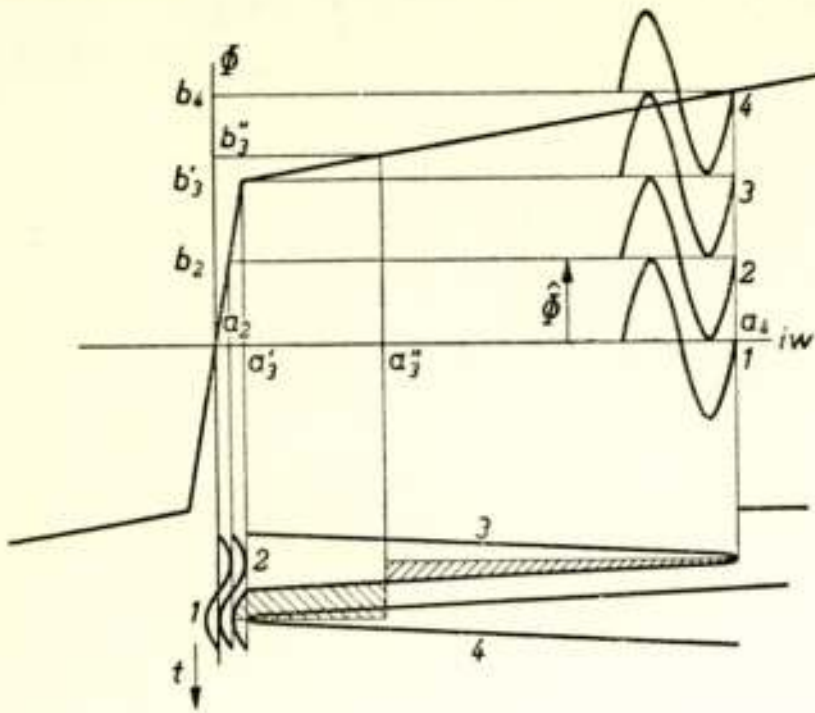


Fig. 3.

Wisselstroomkrommen  $i_2 w_2(t)$  bij een epaalde amplitudo van de wisselflux  $\hat{\Phi}$  voor verschillende waarden van de polarisatie  $i_1 w_1$  in de schakeling van fig. 1 met een karakteristiek volgens fig. 2b. In de figuren zijn flux- en stroomkrommen horizontaal resp. verticaal als functie van de tijd weergegeven.

onder invloed van de flux-kromme 3, waarvan de gemiddelde waarde  $b'_3$  is (toevallig overeenkomende met de fluxwaarde waarbij de verzadiging begint). De gemiddelde waarde van de  $i_2 w_2$ -kromme is echter niet de daarmee overeenkomende waarde  $a'_3$  maar de waarde  $a''_3$  (gearceerde oppervlakken gelijk). Dus  $a''_3$  is de waarde van de polarisatie  $i_2 w_2$ , waarmee een flux-waarde  $b'_3$  correspondeert, die groter is dan de gemiddelde waarde  $b'_3$  van de wisselflux, die de wisselstroom doet ontstaan. Door de medeaanwezigheid van de wisselstroommagnetisatie heeft dus een verlaging van het gemiddelde fluxniveau plaats. Dit verschijnsel wordt veelal aangeduid met *magnetische gelijkrichting*. Was de karakteristiek convex naar de horizontale as, dan zou een verhoging van het gemiddelde flux-niveau gevonden worden bij medeaanwezigheid van een wisselstroommagnetisatie.

Voor polarisaties  $\geq a_4$  speelt het verschijnsel zich volledig af op de lineaire verzadigingstak en verkrijgt men dus stroomkrommen met grote amplitudines waarvan de vorm dezelfde blijft en waarvan het gemiddelde niveau gegeven is door de polariserende  $i_2 w_2$  en weer overeenstemt met de gemiddelde waarde van de inductie.

Indien uit de wisselstroom  $i_2$  door dubbelfasige gelijkrichting

componenten veranderen niet. De gemiddelde niveaus van  $i_2 w_2$ - en fluxkrommen corresponderen met hetzelfde punt van de karakteristiek aangezien het gehele verschijnsel nog lineair verloopt.

Voor polarisaties  $a_2 < a < a_4$  wordt gedurende een gedeelte van de periode de knie van de karakteristiek overschreden. De resulterende  $i_2 w_2$ -kromme (bv. 3) is thans sterk vervormd. De effectieve waarde zal sterk veranderen met de polarisatie  $a$ . Het verschijnsel is nu essentieel niet-lineair zodat ook geen lineaire superpositie meer zal gelden. Dit komt als volgt tot uiting.

De  $i_2 w_2$ -kromme 3 ontstaat



ting en afvlakking de gelijkstroom  $\bar{i}_2$  ontstaat, verkrijgt men voor het verband tussen  $\bar{i}_2 w_2$  en  $i_1 w_1$  kwalitatief een kromme  $a$  als in fig. 4 is aangegeven. Daar de waarde van  $\bar{i}_2$  niet van het teken van  $i_1$  afhangt, vertoont de kromme spiegelbeeldsymmetrie t.o.v. de verticale as. Voor polarisaties  $|i_1 w_1| \leq a_2$  is de kromme horizontaal en correspondeert ze met de waarde van de magnetiseringsstroom die uit de generator wordt opgenomen. Voor  $a_2 < |i_1 w_1| < a_4$  verandert  $\bar{i}_2 w_2$  sterk, terwijl voor  $|i_1 w_1| \geq a_4$  weer een horizontaal verloop plaats vindt, corresponderende met de magnetiseringsstroom van de spoel met de constante lage permeabiliteitswaarde van de verzadigingstak.

De kromme  $a$  geldt voor een bepaalde amplitudo van de wisselflux  $\hat{\Phi}$ , dus ook van de emk.  $e$ . Bij grotere waarde van  $\hat{\Phi}$  wordt de knie bij een lagere polarisatie dan  $a_2$  reeds bereikt en begint het verschijnsel zich voor polarisaties groter dan  $a_4$  pas geheel op de verzadigingstak af te spelen. De magnetiseringsstroom voor  $i_1 w_1 = 0$  heeft uiteraard ook een grotere waarde (zie kromme  $b$ ). Voor een lagere waarde van  $\hat{\Phi}$  wordt het verloop aangegeven door kromme  $c$ .

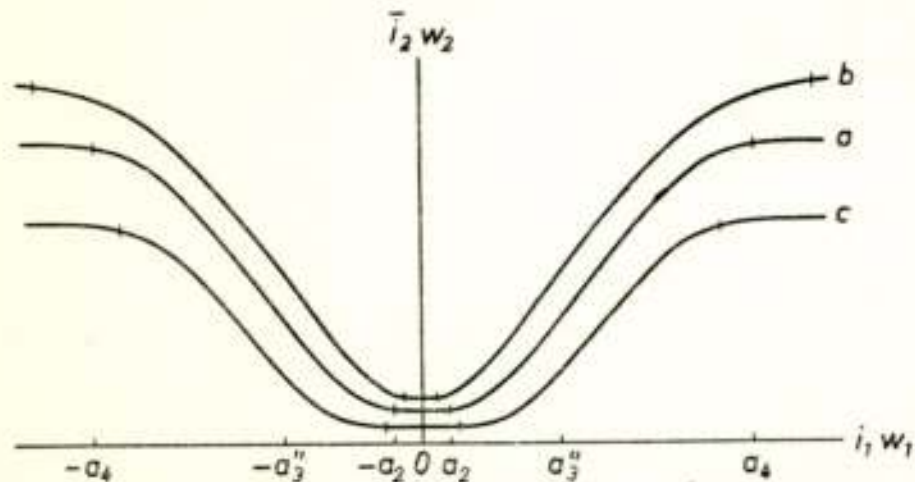


Fig. 4.

Verschiede amplitudes van de wisselflux.

met gelijkstroom te beïnvloeden. Wordt in dit wisselstroomcircuit een belasting  $R_L$  in serie opgenomen, dan kan dus ook door een variatie in de polarisatie  $i_1 w_1$ , de stroom door  $R_L$  of wel het in  $R_L$  opgenomen vermogen worden beïnvloed. Van de invloed van de vervorming van de klemspanning van de spoel onder invloed van de belasting zien we hier verder af. Deze invloed is hoofdzakelijk van kwantitatieve aard.

Voor sommige toepassingen is de effectieve waarde van  $i_2$

Uit de krommen van fig. 4 blijkt, dat door middel van variatie van de gelijkstroompolarisatie  $i_1 w_1$ , de waarde  $\bar{i}_2$  van de gelijkgerichte stroom zal veranderen. Uiteraard zal ook de effectieve waarde van  $i_2$  veranderen door variatie van  $i_1 w_1$ . Men kan ook zeggen, dat men de wisselstroom in een wisselstroomcircuit stuurt of regelt door de „effectieve zelfinductie”



van belang, bv. voor het geval dat  $R_L$  de verwarmingswikkeling van een elektrische oven is; voor andere toepassing is een gelijkstroom door  $R_L$  nodig en wordt  $R_L$  via een Graetz-schakeling aangesloten, in welk geval ons de waarde  $\bar{i}_2$  interesseert.

Daar de wikkeling  $w_1$  in principe altijd behept is met weerstand ( $R_1$ ), is voor de sturing een ingangsvermogen nodig:  $i_1^2 R_1$ . Indien dit vermogen kleiner is dan het vermogen dat in de belasting  $R_L$  wordt gedissipeerd, kan men spreken van een *magnetische versterker*. Het afgegeven vermogen wordt geleverd door de wisselspanningsgenerator  $e$ , de z.g. voedingsgenerator.

De magnetische versterker is een vermogensversterker en zet een gelijkstroomvermogen om in een groter wisselstroomvermogen of eventueel na gelijkrichting in een groter gelijkstroomvermogen.

Ofschoon de schakeling van fig. 1 is te beschouwen als het fundamentele type van magnetische versterker, is deze uitvoering in de praktijk niet gebruikelijk en wel om de volgende redenen:

1. Door transformatorwerking treden aan de stuurwikkeling klemspanningscomponenten op van de frequentie van de voedingsgenerator en zijn harmonischen. Om stromen van die frequenties in het stuurcircuit te onderdrukken moet een sper-impedantie worden aangebracht ( $L$  in fig. 1).
2. Het door de schakeling uit de voedingsgenerator opgenomen vermogen heeft een slechte arbeidsfactor door de aanwezigheid van harmonischen in de stroom, hetgeen vooral in sterkstroomapplicaties bezwaarlijk is.
3. De stuur- of regelkarakteristiek (fig. 4) is zelfs voor materialen met de karakteristiek volgens fig. 2b of 2a niet lineair in het regelgebied.

Door combinaties van twee niet-lineaire transformatoren kan aan deze bezwaren voor een deel worden tegemoet gekomen

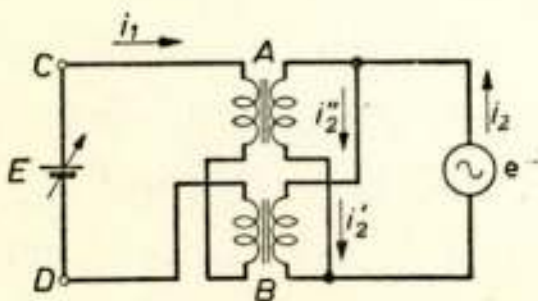


Fig. 5a.

Parallelgeschakelde magnetische versterker.

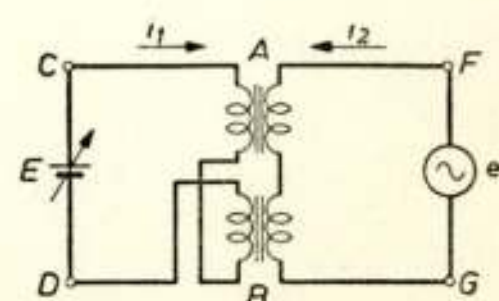


Fig. 5b.

Serie geschakelde magnetische versterker.



zoals in het volgende zal worden besproken. De voornaamste combinaties zijn:

a) Primaire wikkelingen in serie-oppositie; secundaire wikkelingen parallel (zg. parallel geschakelde magnetische versterker of parallel-transductor") zie fig. 5a.

b) Primaire wikkelingen in serie-oppositie; secundaire wikkelingen in serie (zg. serie geschakelde magnetische versterker of „serie-transductor"), zie fig. 5b.

### § 2. Parallel geschakelde magnetische versterker.

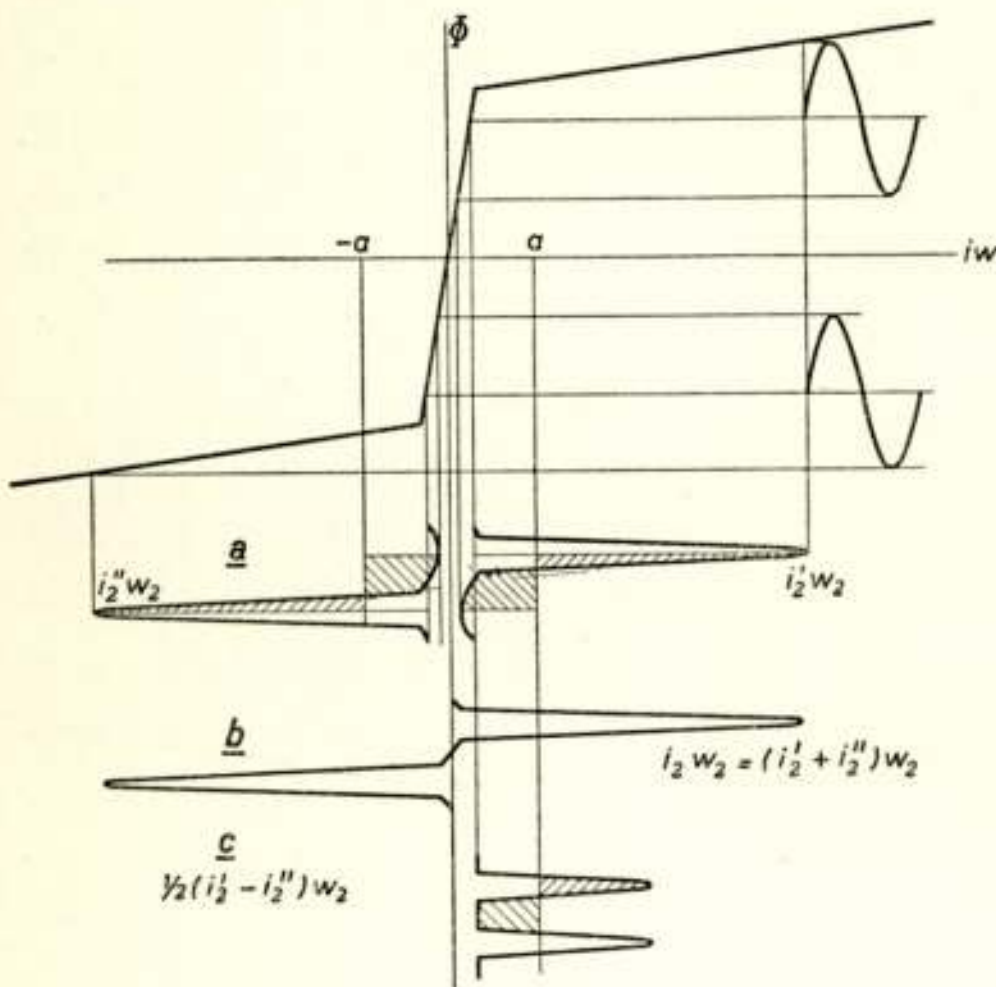


Fig. 6.

Constructie van de wisselstroom-ampère-windingen kromme  $i_2 w_2$  bij een bepaalde amplitude van de wisselflux en een polarisatie  $a$  voor een parallel geschakelde magnetische versterker, indien het kernmateriaal een karakteristiek heeft volgens fig. 2b.

- individuele ampère-windingen krommen  $i_2' w_2$  en  $i_2'' w_2$  van de parallel geschakelde secundaire takken als functie van de tijd,
- ampère-windingen kromme  $i_2 w_2$  corresponderende met de totale door de generator geleverde stroom,
- ampère-windingen kromme corresponderende met de in de parallele takken circulerende stroom; de gemiddelde waarde komt overeen met de polarisatie  $a$ .

De versterker is opgebouwd uit twee identieke transformatoren  $A$  en  $B$  en geschakeld als aangegeven in fig. 5a. Primair aantal windingen van  $A$  en  $B$ :  $w_1$ , secundair  $w_2$ .

Voor ieder der kernen afzonderlijk gelden dezelfde overwegingen als voor een enkele transformator is uiteengezet in § 1. Secundair zijn beide transformatoren aangesloten op dezelfde wisselspanning  $e$ , dus hun wisselinducties en -fluxen zullen eveneens gelijk zijn.

Daar de polarisaties  $i_1 w_1 = a$  voor  $A$  en  $B$  echter gelijk en tegengesteld is zullen zowel het gemiddelde fluxniveau als het gemiddelde  $i w$ -niveau in beide kernen eveneens tegengesteld gelijk zijn (fig. 6a). Aangezien de primaire wikkelingen tegen elkaar in zijn geschakeld, zullen



aan de klemmen  $CD$  geen wisselspanningscomponenten ontstaan, zodat geen sperimpedantie in de stuurketen nodig is.

Daar  $i_2 = i_2' + i_2''$  verkrijgt men het met de stroom door de voedingsgenerator [corresponderende aantal als  $i_1 w_1$  algebraïsche som-kromme der beide deel- $i_1 w_1$ -krommen (fig. 6b). Aangezien  $i_2''(\omega t) = -i_2'(\omega t + \pi)$ , bevat de  $i_2 w_2$ -kromme uitsluitend oneven harmonischen, waardoor een betere arbeidsfactor ontstaat.

Uit  $(i_2' - i_2'')/2$  verkrijgt men de even-harmonische stroom die circuleert door de beide parallele takken. Het gemiddelde niveau van deze  $i_1 w_1$ -kromme correspondeert met de polarisatie  $a$  door de primaire wikkelingen (fig. 6c). Het stroomcircuit van de primaire wikkelingen staat dus magnetisch parallel met, (d.w.z. omvat dezelfde flux als) het kortsluitcircuit voor de evenharmonischen, gevormd door de parallele takken. Het optreden van de evenharmonische kortsluitstroom wordt in de literatuur vaak aangeduid met de benaming: *vrije* of *natuurlijke magnetisatie*.

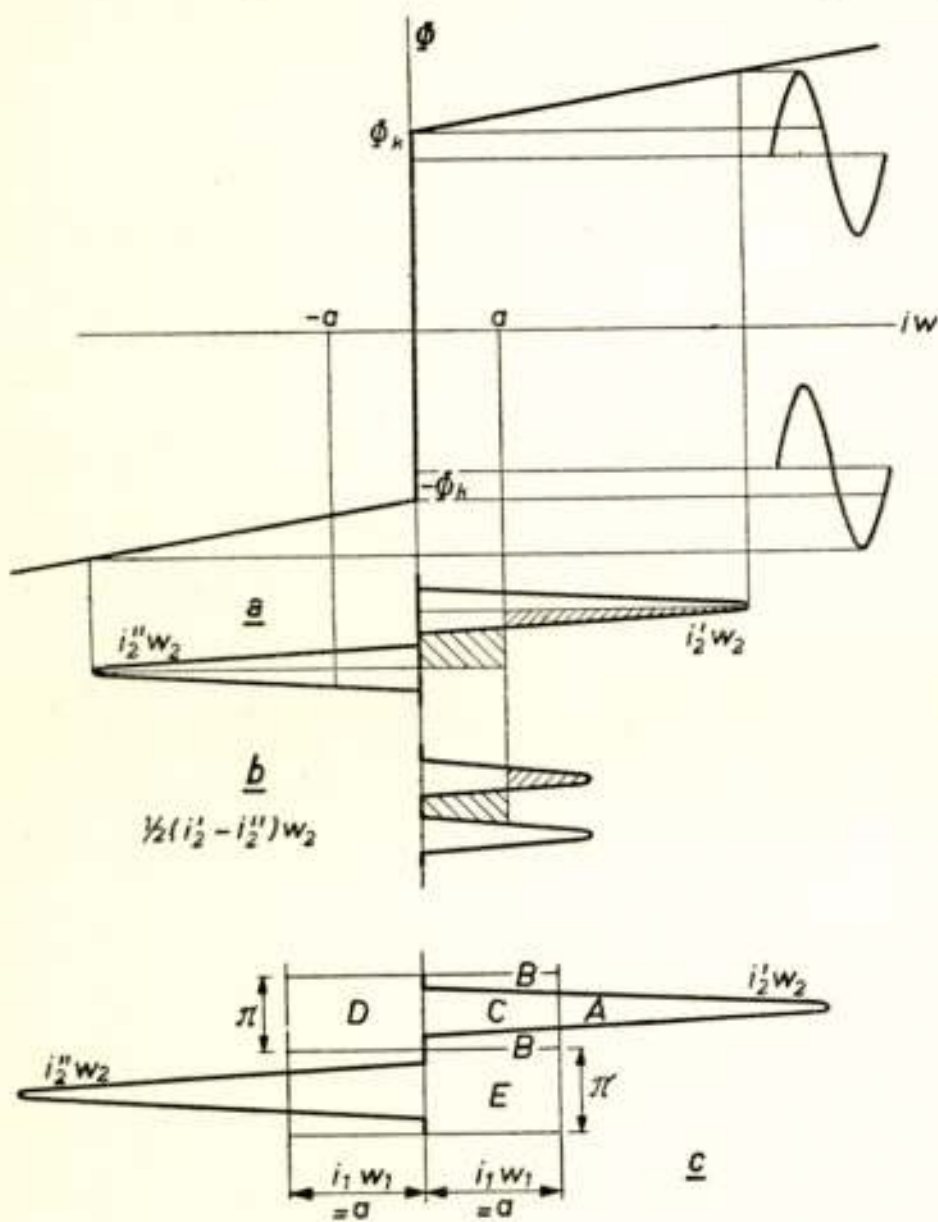


Fig. 7.

Analoge constructie als in fig. 6 doch thans indien het kernmateriaal een karakteristiek heeft als in fig. 2a.

- belastingsstroom-ampère-windingen
- circulatiestroom-ampère-windingen
- grafische bepaling van het verband tussen  $\bar{i}_2 w_2$  en  $i_1 w_1$ .

(1, 2, 3).

In het voorgaande is nog uitgegaan van de karakteristiek volgens fig. 2b. Onderstelt men een karakteristiek volgens fig. 2a, dan wijzigen zich de  $i_1 w_1$ -krommen tot de vormen van fig. 7.

De gemiddelde waarde  $\bar{i}_2$  die wordt gemeten na gelijkrichting van  $i_2$  kan op eenvoudige wijze uit deze krommen worden afgeleid. Deze is nl. gelijk aan de gemiddelde waarde over een halve periode van de  $i_2 w_2$  kromme. Uit fig. 7c, waarin fig. 7a op grotere schaal is overgetekend, ziet men dat de gemiddelde waarde over een halve periode wordt gegeven door  $\frac{A+C}{\pi}$ .



Daar echter  $A = E + 2B$  verkrijgt men:

$$\bar{i}_2 \omega_2 = \frac{E + 2B + C}{\pi} = \frac{2\pi}{\pi} i_1 \omega_1 = 2 i_1 \omega_1 \quad (1)$$

Bij een gegeven spanning  $e_1$ , verloopt de nullastregel-karakteristiek van de parallel-transductor lineair en onder een hoek van  $45^\circ$ , indien  $\bar{i}_2 \omega_2$  en  $2 i_1 \omega_1$  op dezelfde schaal worden uitgezet (kromme  $e_1$ , fig. 8). Afwijkingen van deze lineariteit zullen optreden naar gelang de karakteristiek van het kernmateriaal

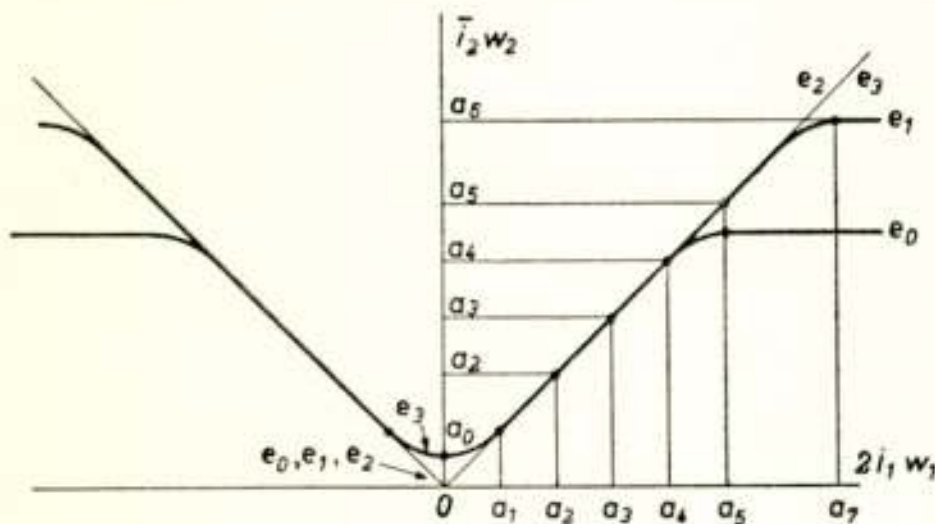


Fig. 8.

Regelkarakteristiek van een magnetische versterker voor verschillende waarden van de voedingsspanning  $e$ .

van de onderstelde ideale vorm van fig. 2a gaat afwijken. Voor polarisaties  $> a_7$  verloopt de karakteristiek weer horizontaal, daar het verschijnsel zich dan geheel afspeelt op de verzadigingstak (4).

Voor polarisaties  $a_5 < 2 i_1 \omega_1 < a_7$  bij de spanning  $e_1$  heeft een geleidelijke overgang plaats. Dit wordt veroorzaakt door het feit, dat bij  $2 i_1 \omega_1 = a_5$ , het gemiddelde inductie-niveau juist overeenstemt met de waarde  $B_k$

waarbij de verzadiging begint, zodat een zuiver sinusoïdale  $i_2$ -kromme resulteert. Bij grotere polarisaties treden in de individuele stroomkrommen  $i_2'$  en  $i_2''$  pieken op gedurende een langere tijd dan een halve periode, zodat ze elkaar in de  $i_2$ -kromme gedeeltelijk overlappen. Hierdoor wordt niet langer voldaan aan de relatie (1). Bij grotere spanning wordt de onverzadigde tak later verlaten ( $e_2$  en  $e_3$ ); bij lagere spanning eerder ( $e_0$ ).

Het maximale regelgebied wordt verkregen indien de amplitudo van  $e$  zo groot wordt gekozen, dat voor  $i_1 \omega_1 = 0$  de fluxtoppen juist de waarden  $|\Phi_k|$  bereiken. Laat dit het geval zijn voor kromme  $e_2$ . Bij verdere vergroting van  $e$  wordt reeds voor  $i_1 \omega_1 = 0$  gedurende een gedeelte van de periode de verzadigingstak beschreden, zodat dan  $\bar{i}_2 \omega_2 = a_0 \neq 0$  (kromme  $e_3$ ). Voor toenemende  $i_1 \omega_1$  zal  $\bar{i}_2 \omega_2$  nu niet lineair toenemen, totdat nog slechts twee takken van de individuele karakteristieken worden doorlopen. Vanaf deze polarisatie (bv.  $a_1$  voor kromme  $e_3$ ) volgt weer een lineair verloop.



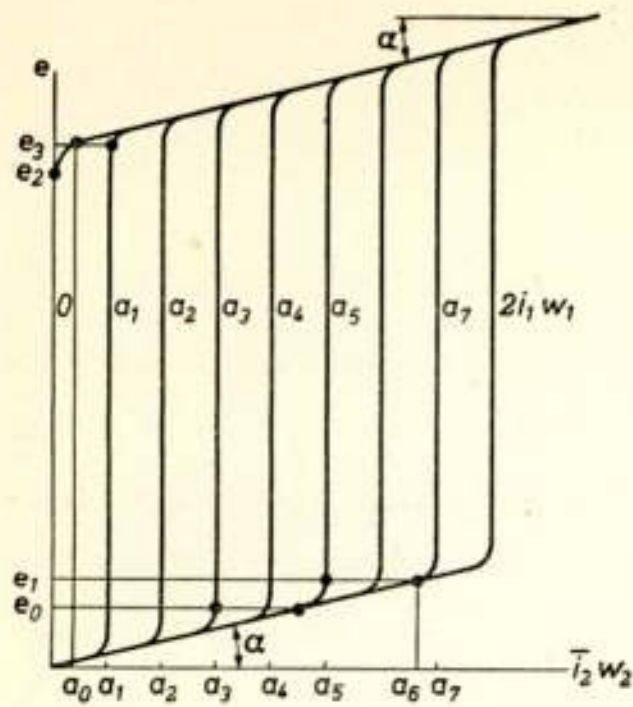


Fig. 9.

Verband tussen voedingsspanning  $e$  en gemiddelde wisselstroom-ampère-windingen  $\bar{i}_2 w_2$  met polarisatie  $i_1 w_1$  als parameter. Deze karakteristiekenschaar kan worden afgeleid uit fig. 8.

fig. 5b. Thans worden de secundaire wikkelingen door dezelfde stroom doorvloed, terwijl de som van de secundaire spanningen evenwicht moet maken met de voedingspanning en derhalve sinusöidaal is. De individuele spoelspanningen mogen evenwel vervormd zijn.

Voor het verkrijgen van stroom- en inductie-krommen moet op een andere wijze te werk worden gegaan dan in het voorgaande. (1, 3, 5, 9, 18)

De gemiddelde waarde van  $i w$  na dubbelfasige gelijkrichting wordt weergegeven door de polarisatie  $i_1 w_1 = a$ . Deze is echter voor beide transformatoren  $A$  en

Vaak worden uit de karakteristiekenschaar van fig. 8 met de voedingspanning als parameter, karakteristieken afgeleid met de stuur- $i w$  als parameter. Deze krommen zijn geschetst in fig. 9. De hellingshoeken  $\alpha$  worden bepaald door de constante zelfinductie van het verzadigingsgebied. (7,8).

§ 3. Serie geschakelde magnetische versterker.

Hiervoor geldt de schakeling van

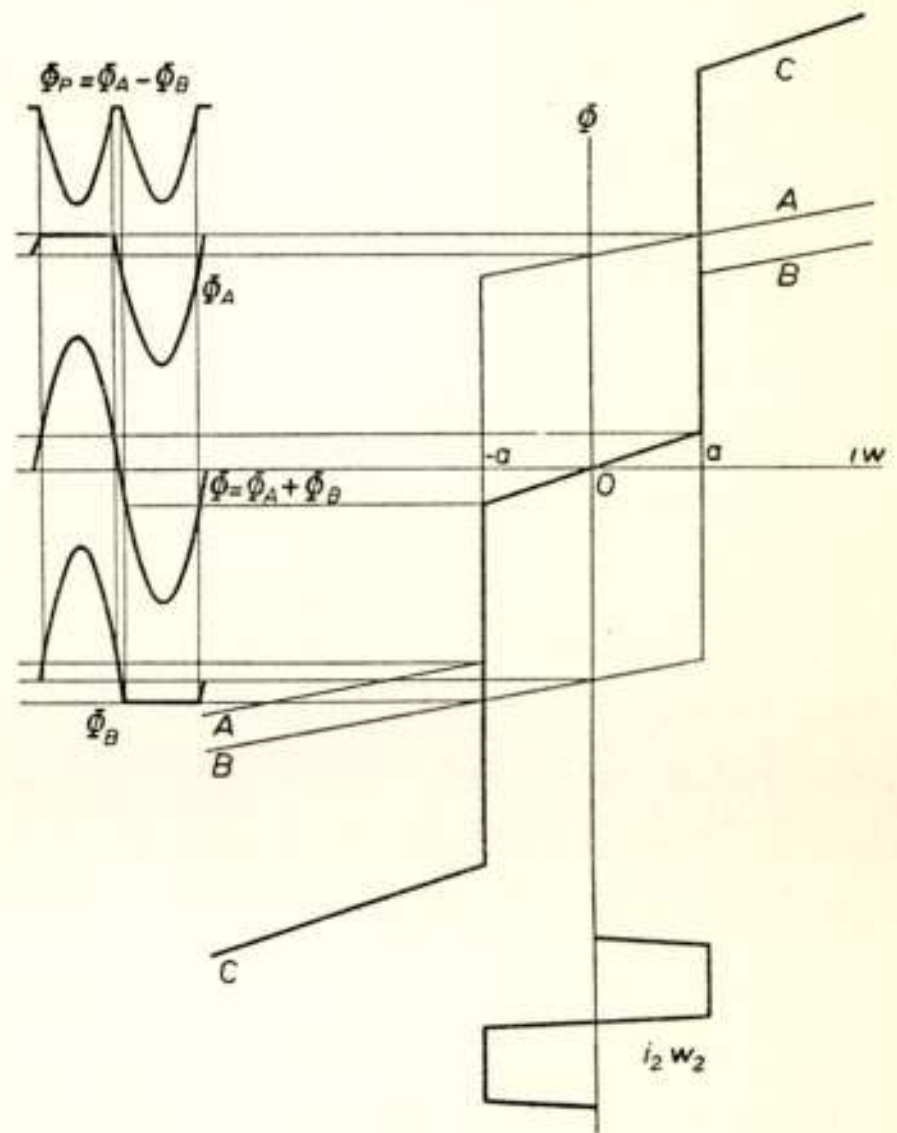


Fig. 10.

Verband tussen flux- en stroomkrommen bij een serie-geschakelde magnetische versterker indien het kernmateriaal een karakteristiek heeft als in fig. 2a. De individuele karakteristieken  $A$  en  $B$  leveren samen de sominductie-karakteristiek  $C$ . De totale secundaire flux verdeelt zich over beide spoelen:  $\Phi_A$  en  $\Phi_B$ ; tussen de primaire klemmen manifesteert zich de flux  $\Phi_p = \Phi_A - \Phi_B$ .



$B$  gelijk en tegengesteld. De karakteristieken  $A$  en  $B$  zijn dus t.o.v. de as  $i_2 w_2 = 0$  over een afstand  $a$  naar links resp. rechts verschoven. (fig. 10).

Zowel de gemiddelde fluxniveaux, als het tijdelijk verloop van de individuele inducties  $\Phi_A$  en  $\Phi_B$  zijn niet direct bekend. De som echter wel; deze is sinusöidaal en heeft de gemiddelde waarde nul. Door nu de ordinaten van beide karakteristieken op te tellen verkrijgt men de karakteristiek van de serieschakeling van de twee smoorspoelen als geheel bezien vanaf de klemmen  $FG$  (fig. 5b.) Voor materiaalkarakteristieken volgens fig. 2a is in fig. 10 deze „som-inductiekarakteristiek”  $C$  getekend. Hieruit is weer eenvoudig de  $i_2 w_2$ -kromme te verkrijgen. Zodra de  $i_2 w_2$ -kromme bekend is, zijn de  $\Phi_A$ - en  $\Phi_B$ -krommen te vinden via de karakteristieken  $A$  en  $B$ .

De  $i_2 w_2$ -kromme heeft een blokvormige gedaante, althans zolang de amplitudo van  $\Phi$  niet te groot is. Men ziet, dat de gemiddelde waarde  $\bar{i}_2 w_2$  over een halve periode vrijwel gelijk is aan  $i_1 w_1$ . De afwijking wordt veroorzaakt door het feit, dat de zelfinductie van de verzadigingstakken ongelijk is aan nul.

Met grote benadering kan dus hier worden gesteld:  $\bar{i}_2 w_2 = i_1 w_1$ , zodat analoge regelkarakteristieken als voor de parallel-transductor kunnen worden verwacht (thans zou in fig. 8 en 9  $i_1 w_1$  i.p.v.  $2 i_1 w_1$  moeten worden uitgezet). Ook de afwijkingen bij zeer grote spanningen en het afbuigen van de lineaire karakteristiek naar het horizontale verzadigingsgebied in fig. 8 komen hier op analoge wijze tot uitdrukking, hetgeen zich eenvoudig laat verifiëren aan de hand van fig. 10.

De individuele fluxkrommen  $\Phi_A$  en  $\Phi_B$  bevatten o.a. even harmonischen die gelijk en tegengesteld zijn, daar  $\Phi_A(\omega t) = -\Phi_B(\omega t + \pi)$ . In de som-flux  $\Phi$  vallen deze tegen elkaar weg. Door de serie-oppositieschakeling van de primaire wikkelingen ziet men aan de klemmen  $CD$  (fig. 5b) echter juist deze evenharmonische flux-componenten terwijl hier juist de oneven harmonischen elkaar opheffen. In fig. 10 is deze evenharmonische flux-kromme  $\Phi_p = \Phi_A - \Phi_B$  eveneens getekend. Er ontstaan dus aan de primaire klemmen evenharmonische klemspanningscomponenten. Indien de impedantie in de primaire keten hoog genoeg is om stromen van deze frequenties te beletten op te treden, dan spreekt men van *gedwongen* of *verplichte magnetisatie*. In het andere uiterste geval, nl. dat de klemspanningscomponenten  $CD$  worden kortgesloten verkrijgt men de voor de parallel-transductor beschreven toestand terug, daar de



individuele flux-krommen dan weer zuiver sinusoidaal worden.

De evenharmonische stromen bij vrije magnetisatie, zowel als de evenharmonische spanningen bij gedwongen magnetisatie hebben kwalitatief een afhankelijkheid van de polarisatie als is weergegeven in fig. 11.

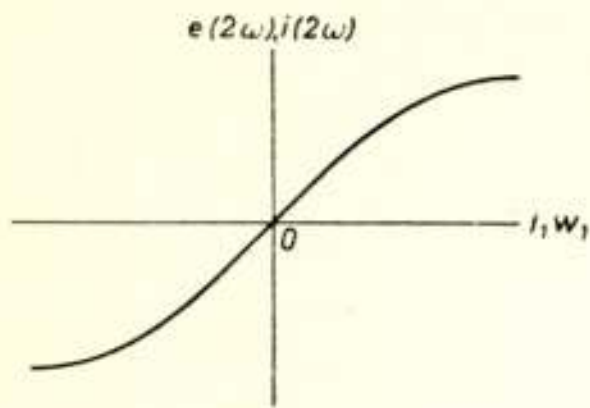


Fig. 11.

Verband tussen de primaire evenharmonische klemspanning  $e(2\omega)$  bij serie geschakelde, resp. secundaire evenharmonische circulerende kortsluitstroom  $i(2\omega)$  bij parallel geschakelde magnetische versterker en de polarisatie  $i_1 \omega_1$ .

Van de polariteitsgevoeligheid welke blijkt uit de radiale symmetrie zullen naderhand enige toepassingen worden genoemd, ze openbaart zich als een fasedraaiing van  $\pi$  rad. van alle evenharmonischen indien de polarisatie van teken omkeert.

#### § 4. Enige algemene opmerkingen.

##### I. Versterking (10, 11, 12, 13, 14)

In de voorgaande paragrafen zijn de nullastkarakteristieken voor parallel- en serietransductor behandeld. In

de praktijk zal uiteraard in serie met de voedingsgenerator, een belastingsimpedantie worden aangebracht. Hierdoor zullen de wisselinducties vervormd zijn, zodat de grafische analyses van de stroomkrommen als in het voorgaande niet langer van kracht schijnen.

Beziet men echter de karakteristiekenschaar van fig. 9, dan ziet men dat binnen een bepaald spanningsinterval de amplitudo van de voedingsspanning niet essentieel is voor het verkrijgen van een lineair regelgebied. (bv. voor  $e_1 < e < e_2$  geldt steeds  $\bar{i}_2 \omega_2 = k |i_1 \omega_1|$ , als  $k |i_1 \omega_1| < a_5$ ;  $k = 2$  voor parallel- en  $= 1$  voor serie-schakeling).

Experimenteel is komen vast te staan, dat ook de krommevorm van de klemspanning aan de klemmen van de transductor in zulk een gebied van weinig belang is. Men kan derhalve fig. 8 en 9 ook representatief achten voor belaste magnetische versterkers.

Voor ideale magnetische versterkers kan dus worden gesteld:

$$\bar{i}_2 \omega_2 = k i_1 \omega_1 \quad (3)$$

( $k = 2$  voor een parallel- en  $k = 1$  voor een serietransductor). In het algemeen definieert men als de *stroomgevoeligheid* van de versterker:



$$\frac{\bar{i}_2}{i_1} = k \frac{w_1}{w_2} = \mu \quad (4)$$

Bedraagt de weerstand van de ingangswikkeling  $R_1$  en van de belasting  $R_L$ , dan is de *vermogensversterking*:

$$A = \frac{R_L \bar{i}_2^2}{R_1 i_1^2} = \frac{R_L}{R_1} \cdot \frac{w_1^2}{w_2^2} \cdot k^2. \quad (5)$$

Om enigszins een indruk te krijgen van de orde van grootte die voor de vermogensversterking kan worden verwacht geven we de volgende globale redenering:

Stel dat de kern een beschikbare wikkelruimte met oppervlak  $o = o_1 + o_2$  bezit, waarbij de (primaire) ingangswikkeling een oppervlak  $o_1$  beslaat en de (secundaire) uitgangswikkeling een oppervlak  $o_2$ .

Bij een primaire draaddikte  $d_1$  kunnen we dan  $w_1 = o_1/d_1^2$  windingen worden ondergebracht, zodat  $R_1 :: w_1/d_1^2 :: w_1^2/o_1$ . Evenzo zal de weerstand  $R_2$  van de uitgangswikkeling evenredig zijn met  $w_2^2/o_2$ .

Indien de weerstand van de uitgangswikkeling als inwendige weerstand van de voedingsgenerator wordt opgevat, is in te zien, dat op grond van aanpassingsvoorwaarden ten naaste bij voldaan moet worden aan  $R_L = R_2$ . In verband hiermee, kan voor (5) geschreven worden:  $A :: o_1/o_2$ .

## II. Terugkoppeling (1, 2, 6, 7, 8, 14)

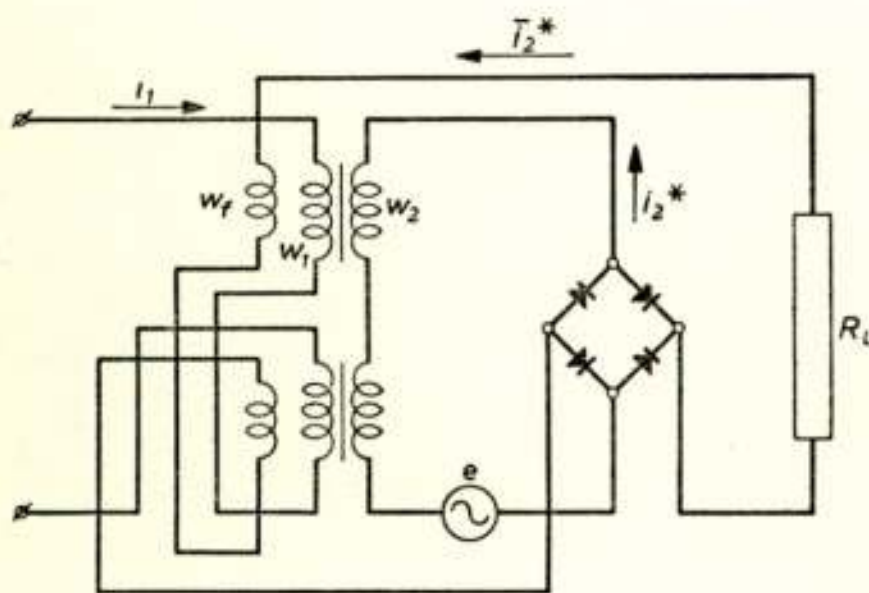


Fig. 12.

Terugkoppeling bij seriegeschakelde magnetische versterker van de gelijkgerichte belastingsstroom  $i_2^*$  door de magnetische parallel aan de polarisatie wikkeling gelegen, wikkeling  $w_f$ .

Het is duidelijk dat op praktische gronden al gauw een grens voor de vermogensversterking wordt bereikt (in de praktijk  $A = 10 \div 200$ ). De versterking kan door *terugkoppeling* worden opgevoerd. Men voert de gelijkgerichte stroom  $i_2^*$  daartoe door de belasting  $R_L$  en een magnetische parallel met de ingangswikkeling staande, terugkoppelwikkeling, met  $w_f$  windingen. In fig. 12 is



dit geschetst voor de serietransductor<sup>1)</sup>. Naar gelang de wikkelzin van  $w_f$  t.o.v.  $w_1$  verkrijgt men mee- of tegenkoppeling.

Zonder terugkoppeling geldt (4). Met terugkoppeling wordt de uitgangsstroom  $\bar{i}_2^*$  en zijn de magnetiserende ingangs- $i w$ :  $i_1 w_1 \pm \bar{i}_2^* w_f$ , zodat thans geldt:

$$\bar{i}_2^* w_2 = k (i_1 w_1 \pm \bar{i}_2^* w_f) \quad (6)$$

$$\bar{i}_2^* = \frac{k i_1 w_1 / w_2}{1 \mp k w_f / w_2} = \frac{\bar{i}_2}{1 \mp k w_f / w_2}$$

Vergeleken met het niet teruggekoppelde geval is de stroomgevoeligheid dus een factor  $1/(1 \mp k w_f / w_2)$  groter geworden. Het minteken geldt voor meekoppeling, het plusteken voor tegenkoppeling. Met de verhouding  $w_f / w_2$  heeft men de mate van terugkoppeling in de hand. Voor  $k w_f / w_2 \rightarrow 1$  wordt voor meekoppeling  $\bar{i}_2^*$  zeer groot. Voor het verkrijgen hiervan is betrekkelijk weinig wikkelruimte vereist, daar als regel  $w_2 \ll w_1$ , zodat ook de vermogensversterking zeer groot gemaakt kan worden.

Daar de  $\bar{i}_2^*$  in verband met de gelijkrichtschakeling steeds dezelfde richting heeft, zal voor een bepaalde richting van de in-

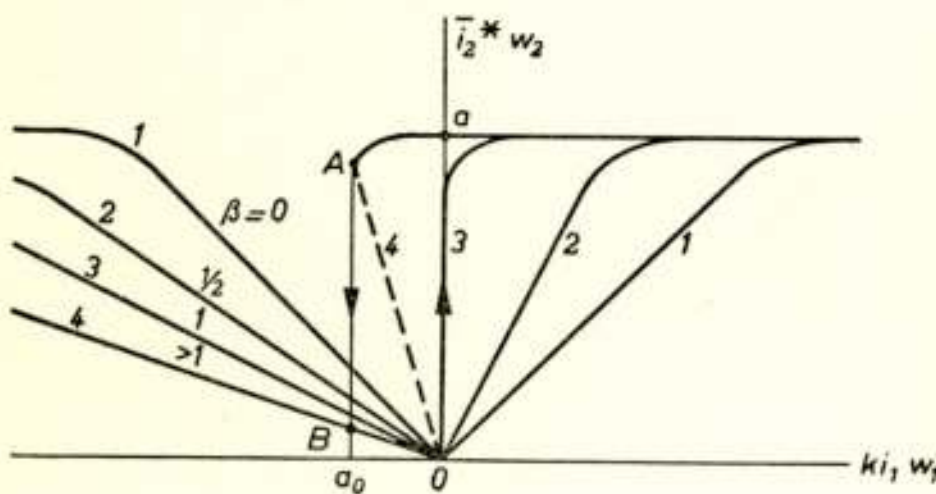


Fig. 13.

Regelkarakteristieken voor de schakeling van fig. 12 voor verschillende waarden van de terugkoppelfactor  $\beta$ .

negatieve helling (gestippeld). Dit gebied representeert geen stabiele toestand. Komende van grote negatieve polarisatie springt  $\bar{i}_2^* w_2$  van de waarde 0 naar  $a$ . Laat men  $i_1 w_1$  nu weer afnemen dan zal bij de  $k i_1 w_1 = a_0$  weer een discontinue over-

gangsstroom meekoppeling, voor een tegengestelde ingangsstroom echter tegenkoppeling ontstaan. Door de terugkoppeling wijzigen zich de karakteristieken van fig. 8 tot die van fig. 13. Hierin is de tegenkoppelfactor  $\beta = k w_f / w_2$  voor verschillende krommen aangegeven.

Voor  $\beta > 1$  heeft de karakteristiek gedeeltelijk een

<sup>1)</sup> Deze wijze van terugkoppeling wordt in Amerika vaak aangeduid met „external excitation” (22, 23, 24) in Scandinavië met „self-excitation” (15,17).



gang van  $A$  naar  $B$  plaats hebben. Van deze eigenschap wordt in relais- en flip-flop-schakelingen gebruik gemaakt.

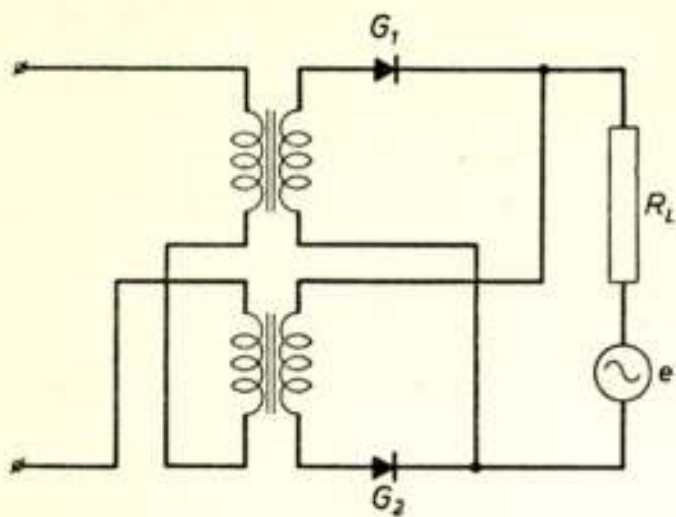


Fig. 14.

Seriegeschakelde magnetische versterker met interne terugkoppeling.

Een andere, veel toegepaste wijze van terugkoppeling, bekend staande onder de naam „*auto-excitation*” (Scandinavië) of „*self-excitation*” (U.S.A.) is getekend in fig. 14 (15, 16, 17, 20, 22, 23, 24). Zonder de aanwezigheid van de gelijkrichtelementen  $G_1$  en  $G_2$  komt de schakeling overeen met de paralleltransductor van fig. 5a. Door het aanbrengen van de gelijkrichters kunnen alleen evenharmonische stromen van een bepaalde polariteit door de

parallele takken vloeien. Voor de tegengestelde polariteit lopen de evenharmonischen door de hieraan magnetisch parallel gelegen ingangswikkelingen en wel met een zodanige richting, dat de polarisatie-stroom wordt ondersteund. Uitgaande van het ideale verband van fig. 2a, en aannemende, dat de gelijkrichters in de voorwaartsrichting een weerstand nul en in de sperrichting een weerstand oneindig bezitten, wordt een regelkarakteristiek 3 van fig. 13 verkregen. Tengevolge van praktische onvolkomenheden zal de helling van de karakteristiek uiteraard niet geheel verticaal zijn. Men heeft hier een gefixeerde mate van terugkoppeling. Indien de ingangswikkelingen in een circuit met hoge impedantie zijn opgenomen, geldt een enigszins andere redenering, waarvoor naar bovengenoemde literatuur wordt verwezen.

### III. Voedingsfrequenties (10, 11)

In het voorgaande is steeds gedacht aan een bepaalde voedingsfrequentie. Voor tal van regelprocessen kan hiervoor gebruikt worden het vrijwel steeds beschikbare 50 Hz-net. Indien de te versterken stromen echter het karakter krijgen van wisselstromen i.p.v. langzaam veranderende gelijkstromen, is het duidelijk dat ook de voedingsfrequentie zal moeten worden verhoogd tot een waarde die bv. een factor 10 hoger is dan de hoogste signaalfrequentie die nog moet worden versterkt. Enigszins parallel hiermee lopen de eisen die kunnen worden gesteld ten aanzien van de vertragingstijd (*delay-time*), die gepaard gaat met de responsie van een sprongsgewijs veranderende ingangsstroom. Hier wordt naderhand op ingegaan.



De keuze van de waarde van de voedingsfrequentie  $\omega$  is van grote invloed op de dimensies van de versterker. Onderstelt men een materiaal met de karakteristiek volgens fig. 2b, die bovendien onafhankelijk van de frequentie wordt ondersteld, dan is de voedingsspanning  $e$ , die nodig is om juist tot aan de knie ( $B_k, H_k$ ) te magnetiseren:  $e :: \omega \cdot w_2 \cdot A \cdot B_k$ , waarbij een stroom zal optreden bepaald door:  $i_2 :: H_k \cdot l / w_2$ . Hierin is  $A$  de (uniforme) kerndoorsnede;  $l$  de gemiddelde krachtlijnweg en  $w_2$  het aantal windingen.

Het schijnbare vermogen  $e i_2$  dat hiermee gepaard gaat voldoet dus aan de evenredigheid:  $e i_2 :: \omega \cdot (A \cdot l) \cdot (BH)_k = \omega P (BH)_k$ , daar het kernvolume  $P = A \cdot l$ .

Bij een constant af te geven schijnbaar voedingsgeneratorvermogen en handhaving van dezelfde magnetisatietoestand is het benodigde kernvolume  $P$  omgekeerd evenredig met de voedingsfrequentie  $\omega$ .

Onder handhaving van onze onderstelling omtrent frequentie-onafhankelijke en ideale karakteristiek, is de karakteristiekenschaar van fig. 9 te tekenen als  $e / w_2 \omega A = f(\bar{i}_2 w_2 / l)$  met  $k i_1 w_1 / l$  als parameter (fig. 15).

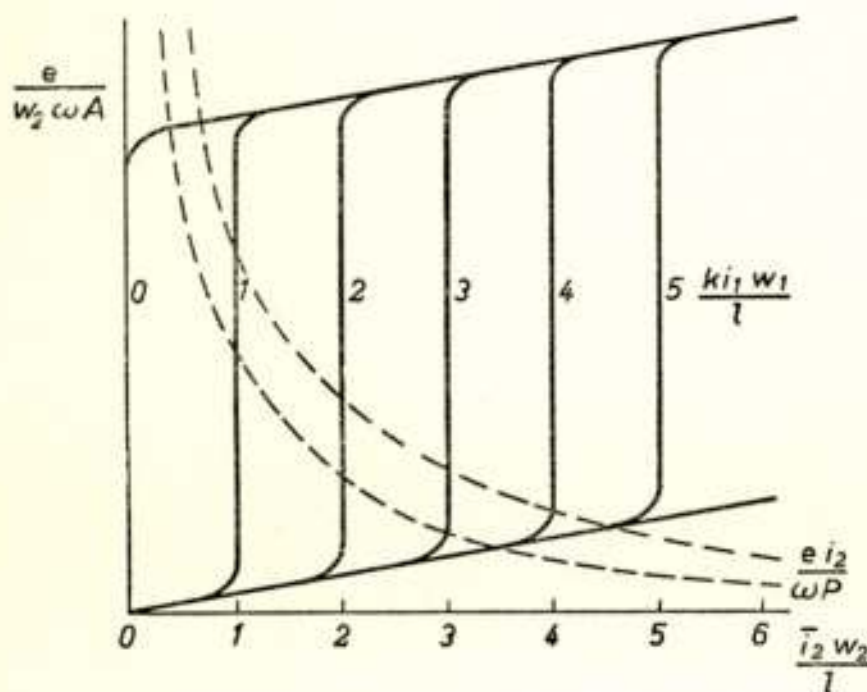


Fig. 15.

Genormeerde karakteristiekenschaar. Gestippeld zijn lijnen voor gelijke schijnbare vermogens aangegeven.

Op deze wijze is op eenvoudige wijze de invloed van de frequentie na te gaan. Lijnen voor gelijke, uit de voedingsoscillator opgenomen en schijnbare vermogens, zijn de gestippelde gelijkzijdige hyperbolen. De helling van de vlakke stukken:  $tg a = \text{const. } \mu$ , waarbij  $\mu$  de permeabiliteit in het verzadigingsgebied is.

#### IV. Vertragingstijd (Delay-time) (10, 11, 15, 17, 19, 21, 25, 26, 27)

Hieronder verstaat men de responsietijd van een sprongsgevijs veranderende ingangsstroom. Een bepaalde stationnaire trillingstoestand wordt gekenmerkt door een bepaald gemiddeld inductieniveau. Voor een andere trillingstoestand moet het gemiddelde inductie-niveau veranderen. De met deze verandering



gepaard gaande fluxverandering heeft een overgangsverschijnsel ten gevolge. In geval van vrije magnetisatie zullen kortsluitstromen optreden die de verandering tegenwerken. Deze systemen zijn dus van nature traag, wat hun toepassingsmogelijkheden beperkt. Systemen met gedwongen magnetisatie reageren veel sneller op veranderingen.

Door positieve terugkoppeling neemt de delay-time  $\tau$  toe. De versterking kan men echter zeer groot maken. Vaak wordt dan weer een gedeelte van de op een dergelijke wijze vergrote versterking opgeofferd (door vergroting van de weerstand in het ingangscircuit) om tot een redelijke  $\tau$  te komen. Met behoud van dezelfde  $\tau$  verkrijgt men dan bijv. een 1000 maal grotere vermogensversterking.

Bij verhoging van de voedingsfrequentie neemt de  $\tau$  eveneens af. Ten naaste bij blijkt de volgende relatie van kracht te zijn:  $\tau \cdot \omega :: A(9, 11)$ .

## V. Kernconstructies:

In het voorgaande werd uitgegaan van magnetische versterkers opgebouwd uit twee niet-lineaire transformatoren. Door een speciale wijze van schakelen werd bereikt, dat althans de oneven harmonischen (bij de parallel-schakeling alleen de grondharmonische) van de voedingsfrequentie aan de primaire zijde gelijk en tegengesteld van grootte optreden zodat geen resultante hiervan op de ingangsklemmen staat. In de individuele spoel-

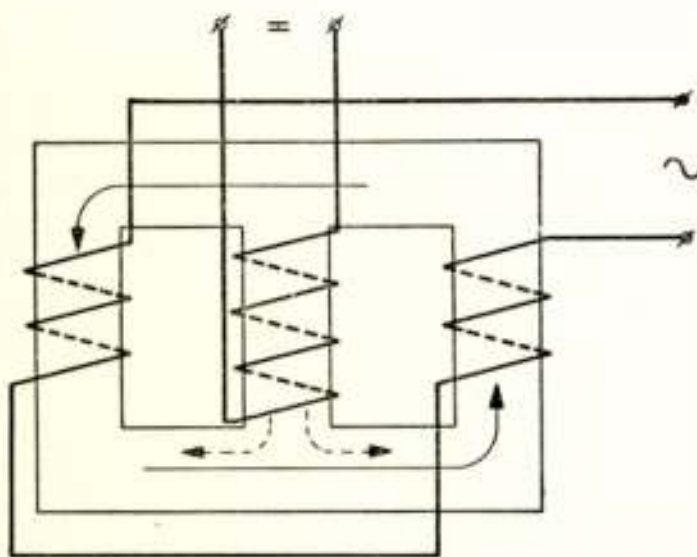


Fig. 16.

Kernconstructie voor magnetische balancering. De wisselstroomwikkelingen zijn om de buitenbenen aangebracht; de polarisatiewikkeling om het middenbeen.

spanningen blijven deze componenten echter bestaan. Veelal is  $\omega_1 \gg \omega_2$ , dus zullen deze spanningen zeer groot zijn, hetgeen isolatiemoeilijkheden kan opleveren. I.p.v. de *electrische balancering* van oneven harmonischen door gebruik van twee identieke kernen, wordt daarom vaak toegepast de één-kernconstructie van fig. 16.

Hierbij zijn de voedingswikkelingen om de buitenste benen zodanig aangebracht, dat ze een rondlopend veld door de kern tengevolge hebben. Het gelijkstroomveld uit het middenbeen deelt zich over



beide buitenbenen en polariseert beide spoelen aldaar in tegengestelde zin. Aan de middelste spoel kunnen nu hoogstens evenharmonische klemspanningscomponenten ontstaan (in geval van gedwongen magnetisatie). Men noemt deze wijze van schakelen *magnetische balancering*.

Daar in het laatste geval de magnetiseringstoestand van het materiaal niet overal dezelfde is zijn beide wijzen van schakelen principiëel verschillend. Ook de spreidingstoestanden zullen totaal verschillen. Practisch verkrijgt men echter kwalitatief analoge resultaten.

## VI. Polarisation.

Blijkens de karakteristiek van fig. 8 ontstaat een stroom door de belasting die niet afhangt van de polariteit van de stroom. Wil men toch een afhankelijkheid van de polariteit verkrijgen, dan kan men het ingangssignaal superponeren op een constant instelniveau (bv.  $a_2$ ) in het lineaire gebied.

Door terugkoppeling ontstaat wel polariteitsgevoeligheid (fig. 13). Om de steile gedeelten van de karakteristiek te kunnen gebruiken zal men [echter eveneens vaak moeten uitgaan van een voormagnetisatie.

Behalve met een stroom, dus een *electrische*-polarisatie kan men in principe ook met behulp van permanente magneten, dus een *magnetische* polarisatie, voormagnetiseren. Dit leidt evenwel vaak tot ingewikkelde kernconstructies.

Voor verschillende toepassingen, vooral in de regeltechniek, is het nodig om bij een ingangsstroom nul, ook een belastings-

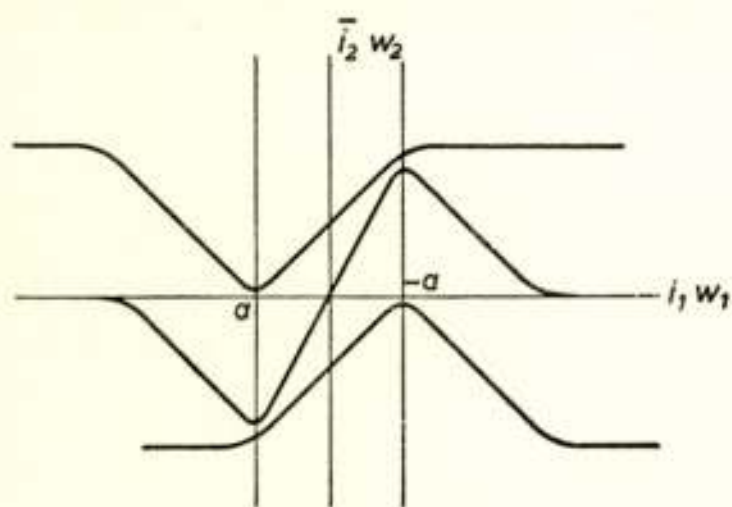


Fig. 17.

Resulterende, radiaal symmetrische regelkarakteristiek van een combinatie van twee identieke, tegengesteld gepolariseerde magnetische versterkers.

stroom nul te verkrijgen, terwijl overigens de belastingsstroom van teken omkeert met de input. Om dit te realiseren kan op zeer veel verschillende wijzen te werk worden gegaan, bv. door de belastingsstroom, van twee identieke versterkers in tegengestelde zin door de belasting te laten vloeien, waarbij de versterkers met een gelijk bedrag  $a$  tegengesteld zijn gepolariseerd, terwijl het ingangssignaal in gelijke zin in serie door de ingangs-



wikkelingen wordt gestuurd. De resulterende regelkarakteristiek is radiaal-symmetrisch t.o.v. de oorsprong (fig. 17). (7, 8)

### § 5. *Eigenschappen van magnetische versterkers*

1. Zetten gelijkstroom om in wisselstroom of, na gelijkrichting, in gelijkstroom van een hoger vermogensniveau (gelijkstroomversterker).
2. Worden gevoed uit een meestal reeds aanwezige wisselspanningsbron; dus geen afzonderlijk voedingsapparaat nodig.
3. Grootte is enigszins groter dan een transformator voor hetzelfde vermogen, ruimte en gewicht ongeveer gelijk aan aequivalente elektronische versterker met p.s.a.
4. „Delay-time” ca. 1-100 perioden van de voedingsfrequentie, afhankelijk van de gebruikte schakeling.
5. Vermogensversterking per trap zonder terugkoppeling max. 200; met terugkoppeling is mogelijk  $10^6 - 10^8$  maar niet gebruikelijk i.v.m. delay-time. In de praktijk  $10^3 - 10^4$  voor een delay-time van 5-1000msec. bij een voedingsfrequentie van 50-60 Hz.
6. Nulstabiliteit afhankelijk van constructie aequivalent met een ingangsvermogen van  $10^{-9} \div 10^{-12}$  watt.
7. Door verhoging van de voedingsfrequentie nemen kernvolume en „delay-time” evenredig af.
8. Te versterken ingangsvermogens voor de gevoeligste typen vanaf ca.  $10^{-15}$  W.
9. Ingangsweerstand geschikt te maken voor aanpassing aan  $0,1 \div 5000 \Omega$  (sperlaagfotocellen, rekstrookjes, inductieve opnemers etc.).
10. Uitgangsimpedantie bij 50 Hz:  $10-2000 \Omega$  (geschikte belastingen bv. bekrachtigingswikkelingen van motoren; generatoren; gloeidraden; recorders; aanwijzingsinstrumenten etc.
11. Robuste constructie, weinig kwetsbare delen, betrouwbaar, weinig onderhoud.
12. Levensduur vrijwel onbeperkt, geen veroudering.
13. Geen opwarmtijd door het ontbreken van gloeidraden.
14. Geen vermogenslimitatie als bij buizen. (Beperkende factor: eventuele gelijkrichters.)
15. Geen bewegende delen.



16. Complete isolatie van in- en uitgangscircuit; willekeurige potentiaalniveaux mogelijk.
17. Menging of superpositie van verschillende signalen op willekeurige niveaux in afzonderlijke ingangswikkelingen mogelijk.
18. Reactief element, dus weinig dissipatie; wel ijzerverliezen, vooral bij hoge voedingsfrequenties.
19. Als wisselstroomversterker ontstaat conversie-versterking. (zie § 6 IV)

### § 6. Toepassingen van magnetische versterkers

Het toepassingsgebied van magnetische versterkers is zeer uitgebreid en kan moeilijk in een kort bestek volledig worden behandeld. In de literatuur (28, 29, 30, 31) zijn enkele min of meer uitvoerige overzichtsartikelen te vinden.

Globaal kunnen de toepassingsgebieden als volgt worden ingedeeld:

- I Meettechniek
- II Regeltechniek
- III Schakeltechniek
- IV Wisselstroomversterking.

In het volgende zullen deze gebieden in het kort worden besproken, terwijl voor details weer naar de aangegeven literatuur wordt verwezen.

#### I. Meettechniek

Magnetische versterkers lenen zich bij uitstek voor het meten van kleine stroomsterkten, in de orde van  $\mu A$ , of zelfs kleiner, vooral indien het kernmateriaal een karakteristiek volgens fig. 2 bezit, zodat het verband tussen de te meten stroom en de uitgangsstroom met grote benadering lineair is. Het meten van langzaam veranderende gelijkstromen afkomstig van bronnen met lage inwendige weerstand gaat langs electronische weg soms zeer bezwaarlijk.

De ingangswikkeling van een magnetische versterker kan geschikt worden aangepast op sperlaag- fotocellen, bolometers, thermokoppels, thermokruisen, stralingspyrometers, rekstrookjes, inductieve opnemers etc. (7, 32, 33).

Afhankelijk van het doel, als directe meting, compensatiemeting, verreaanwijzing, registratie etc., zijn tal van schakelingen



in gebruik. Het met het ingangsvermogen evenredige uitgangsvermogen kan worden afgegeven aan aanwijsinstrumenten, registreerapparaten, telwerkmotoren, relais-wikkelingen etc.

Ook voor de meting van zeer grote gelijkstromen of hoge gelijkspanningen worden magnetische versterkers veel toegepast (34, 35, 36).

Een bijzondere plaats neemt nog in de meting van magnetische velden in magnetometers. De te meten grootte is hier dus geen stroom door een input-wikkeling, maar een reeds ter plaatse aanwezig magnetisch veld dat tengevolge van een open kernconstructie een polariserende werking uitoefent op de magnetische versterker. Veelal gebruikt men hierbij in seriegeschakelde voedingswikkelingen. Door het ontbreken van een stroomvoerende ingangswikkeling heeft men te maken met gedwongen magnetisering, zodat aan de ingangswikkeling evenharmonische klemspanningscomponenten ontstaan waarvan de grootte een maat is voor de sterkte van het te meten veld (fig. 11). Dit veld kan het aardmagnetisch veld zijn (geophysisch onderzoek). Ook kunnen afwijkingen van het aardmagnetisch veld als gevolg van aanwezige ferromagnetica worden geconstateerd (duikboot- en mijnopsporing) (37, 38, 39, 40, 41).

## II. Regeltechniek

De regel- en servo-techniek vormt momenteel het meest belangrijke toepassingsgebied van magnetische versterkers. We geven hier een korte opsomming van enkele van de voornaamste toepassingen:

Regeling van theaterverlichting zowel voor gloeilampen als voor gasontladingsbuizen (42),

Versterkers voor gebruik met gelijkstroom „split-field” en wisselstroom „split-phase” motoren,

Regeling van het veld van metadyne en amplidyne generatoren, spannings- en frequentie-regeling van generatoren (43, 44, 45),

Automatische batterij-laadinrichting (17, 30, 46),

Automatische constante-stroomregeling (47),

Roosterbesturing van mutatoren (15, 17, 48, 49),

Koppel-toeren regeling van motoren (28).

Voor de regeltechniek en vooral voor de servo-techniek is de „delay-time” van de magnetische versterker van doorslaggevende betekenis. Voor toepassingen in de luchtvaart wordt



daarom vaak gebruik gemaakt van een hogere voedingsfrequentie (verg. § 4, III).

De aantrekkelijkheid van magnetische versterkers in dit toepassingsgebied is vooral gelegen in de robuustheid en het feit dat vrijwel geen onderhoud is vereist. Verder kan men bv. een veldwikkeling van een motor of generator of de gloeidraad van een electronenbuis direct als belasting op een magnetische versterker worden aangesloten daar men veel minder beperkt is in het afgegeven vermogen dan bv. bij buizen het geval is.

### III. *Schakeltechniek*

Van de instabiliteiten die het gevolg zijn van een overcritische terugkoppeling (verg. § 4, II) wordt gebruik gemaakt in de schakeltechniek. Door combinatie met een thermische traagheid kan een laagfrequent relaxatie-oscillator worden verkregen, die kan worden toegepast bv. in flikkerlicht-installaties (50).

Door voorschakeling van een magnetische versterker kan de gevoeligheid van relais sterk worden opgevoerd, bv. een relais dat normaal bekrachtigd wordt door 80  $mW$  is met één trap magnetische versterking gevoelig te maken voor 4  $\mu W$ .

Uit de sterkstroomtechniek zijn nog toepassingen bekend als overstroomrelais (28).

Door gebruik te maken van een zeer hoge voedingsfrequentie (1,5 mc/s) en toepassing van zeer kleine kerntjes is met behulp van een overcritisch-teruggekoppelde magnetische versterker een flip-flop gerealiseerd (51). Hiermee kunnen „progressive” en „gated-carry counters” worden gemaakt, die repetitie-frequenties tot 400 kc/s kunnen verwerken. Deze elementen zullen wellicht in de toekomst nog belangrijk worden in rekenmachines, momenteel zijn nog geen gegevens bekend van toepassing in praktische schakelingen.

### IV. *Wisselstroomversterking*

Door toepassing van een voedingsfrequentie die voldoende boven de hoogste te versterken signaalfrequentie ligt, kan met behulp van een magnetische versterker een signaalband worden versterkt. Deze hoge voedingsfrequentie is voor vele toepassingen een complicatie; indien echter een aantal versterkers uit dezelfde voedingsbron kunnen worden gevoed is het minder bezwaarlijk. Men dient thans te onderscheiden de magnetische



modulatie van de voedingsstromen door het laagfrequente signaal en de daarop volgende demodulatie voor het terugverkrijgen van het versterkte signaal (56).

De magnetische modulatie gaat met een conversie-versterking gepaard, de detectie geeft enig verlies. De resulterende vermogensversterking van de schakeling bedraagt voor praktische schakelingen 10-30 *db*.

Ofschoon uit de patentliteratuur verschillende schakelingen bekend zijn voor de versterking van telegrafie- en telefonie-signalen (52, 53, 54), schijnen deze tot dusver weinig of niet te zijn toegepast. Verwacht mag worden dat de toepassing van ferrieten als kernmateriaal nieuwe perspectieven zal verschaffen. (57).

In het algemeen kan men bij de magnetische modulators, evenals bij de gelijkstroomversterkers, onderscheiden: oneven- en even-harmonische modulatie. Voor telegrafiesignaalversterkers met tekens van positieve en negatieve polariteit zal men bij voorkeur de evenharmonische modulatie toepassen in verband met de richtingsgevoeligheid (verg. fig. 11).

Behalve amplitude-modulatie is ook de impulstijd-modulatie mogelijk (55).

## Literatuur

1. T. Buchhold: Arch. f. Elektrot. **36** (1942), 221—238.
2. T. Buchhold: Arch. f. Elektrot. **37** (1943), 197—221.
3. H. G. Nolen c.s.: Electrotechniek **24** (1946), 121—129; 133—140; 148—152.
4. R. Feinberg: Wir. Engr. **27** (1950), 118—124.
5. R. Feinberg: Wir. Engr. **28** (1951), 281—286.
6. R. Feinberg: Wir. Engr. **28** (1951), 151—155.
7. W. Geyger: Wiss. Veröff. Siemens W. **19** (1940), 226—269.
8. W. Geyger: Wiss. Veröff. Siemens W. **20** (1941), 253—267.
9. A. G. Milnes: Proc. I.E.E. **96** I (1949), 89—98; **96** II (1949), 329—338.
10. H. N. Gale c.s.: Proc. I.E.E. **96** I (1949), 99—114; **96** II (1949), 339—354.
11. E. H. Frost Smith: Jl. Brit. I.R.E. **9** (1949), 358—373.
12. A. S. Fitzgerald: Jl. Franklin Inst. **244** II (1947), 249—265.
13. A. S. Fitzgerald: Jl. Franklin Inst. **244** II (1947), 415—440.
14. A. S. Fitzgerald: Jl. Franklin Inst. **247** (1949), 223—234; 457—472.
15. U. A. Lamm: Acta Polytechnica **17**, El. Enging Series **1** No. 5 (1948), 213 pp.
16. U. A. Lamm: Trans A.I.E.E. **66** (1947), 1078—1085.
17. U. Krabbe: ed. Munksgaard, Copenhagen, 1948.

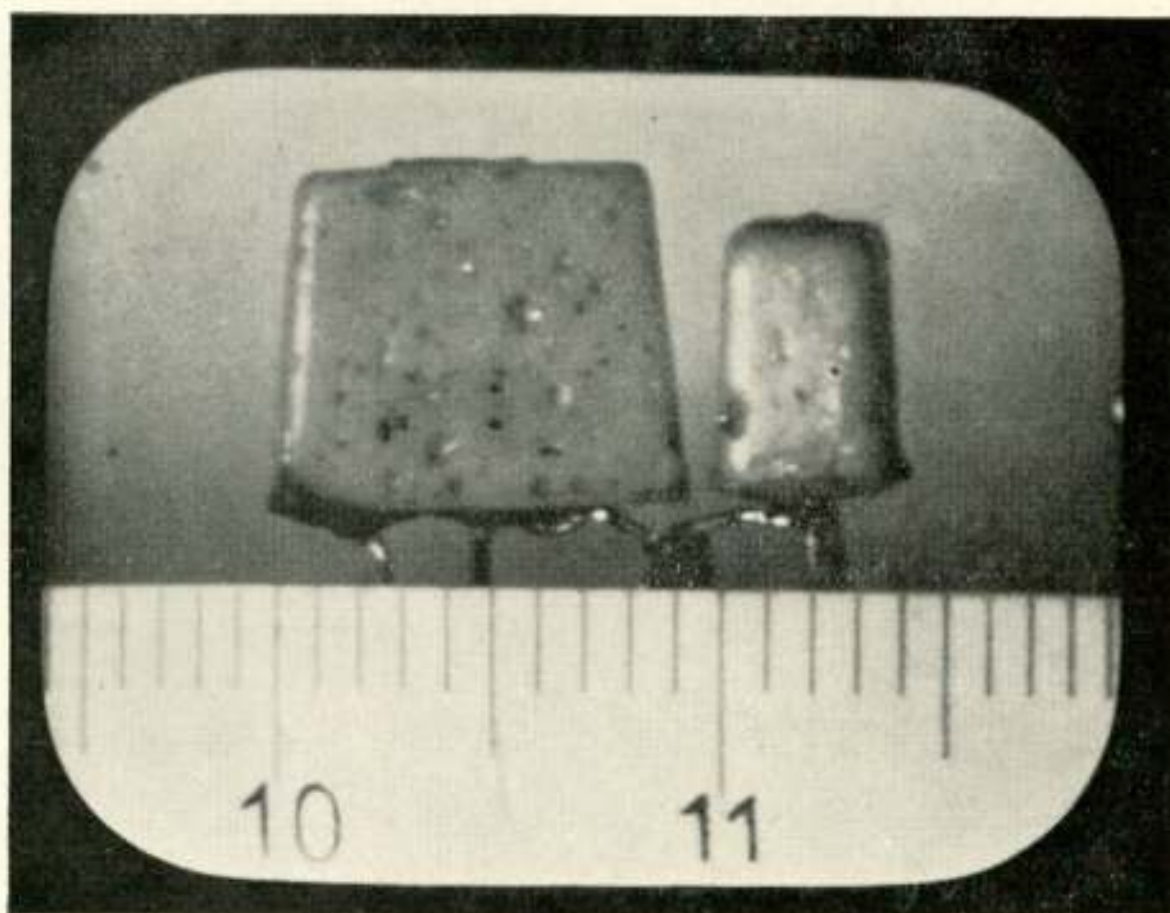


18. C. S. Hudson: Proc. I.E.E. **97** II (1950), 751—755.
19. L. J. Johnson c.s.: El. Enging **69** (1950), 353—359.
20. D. W. Verplanck c.s.: Proc. I.R.E. **37** II (1949), 862—866.
21. D. W. Verplanck c.s.: Trans. A.I.E.E. **69** I (1950), 498—503.
22. D. W. Verplanck c.s.: Trans. A.I.E.E. **68** I (1949), 565—570.
23. H. F. Storm: Trans. A.I.E.E. **69** II (1950), 756—765.
24. H. F. Storm: Trans. A.I.E.E. **69** II (1950), 1299—1309.
25. H. F. Storm: Trans. A.I.E.E. **70** (1951), 95—102.
26. E. L. Harder c.s.: Trans. A.I.E.E. **69** II (1950), 1130—1138.
27. L. A. Finzi c.s.: Trans. A.I.E.E. **70** (1951), 934—942.
28. R. Feinberg: Proc. I.E.E. **97** II (1950), 628—644.
29. M. Alixant: Mesures **15** (1950), 199—203; 299—305; 447—452; 491—496. Idem **16** (1951), 7—10; 57—61.
30. F. N. McClure: El. Enging. **69** (1950), 538—543.
31. U. A. Lamm: A.S.E.A. JI. **16** (1939), 66—80.
32. W. Geyger: E.T.Z. **62** (1941), 849—853; 891—898.
33. W. Geyger: Wiss. Veröff. Siemens W. **21** (1942), 187—197.
34. S. E. Hedström: A.S.E.A., Pamphlet No. 7126 E.
35. W. Krämer: E.T.Z. **58**, (1937), 1309—1313.
36. W. Krämer: E.T.Z. **59**, (1938), 1295—1298.
37. V. Vacquier: Rev. Sci. Instr. **18** (1947), 483—487.
38. D. C. Rose: Can. JI. Res. **A28** (1950), 153—163.
39. A. Hine: Proc. I.E.E. **98** II (1951), 485—498.
40. E. P. Felch: El. Enging. **66** (1947), 680—685.
41. W. E. Tolles: Proc. Nat. Electron. Conf. **3** (1947), 504—513.
42. A. Arvidsson: Tidskr. Ljuskultur, **22** (1950), 17—25.
43. L. J. Johnson c.s.: Trans. A.I.E.E. **69** I (1950), 613—615.
44. C. P. West c.s.: El. JI. **33** (1936), 181—183.
45. J. L. Wolff: Proc. Nat. Electron. Conf. **6** (1950), 45—51.
46. G. B. Madella: Poste e Telecomunicazioni **3** (1950), 477—480.
47. H. S. Double: Proc. I.E.E. **98** II (1951), 35—45.
48. W. Blankenberg: Elektrot. **3** (1949), 11—15.
49. W. Schilling: E.u.M. **61** (1943), 424—428.
50. S. E. Hedström: U.K. Pat. 634. 210 (15/3/1950).
51. J. G. Miles: Bur. of Ships, Navy Dept.: Rep. 98367 (17/6/1949), 63 pp.
52. E. T. Burton: U.K. Pat. 460.807 (4/2/1937).
53. E. M. Boardman: U.K. Pat. 481.255 (8/3/1938).
54. E. T. Burton: U.S. Pat. 2.147.688 (21/2/1939).
55. L. R. Wrathall: Bell Lab. Rec. **24** (1946), 102—105.
56. J. M. Manley: Proc. I.R.E. **39** (1951), 242—251.
57. V. D. Landon: R.C.A. Rev. **10** (1949), 387—396.



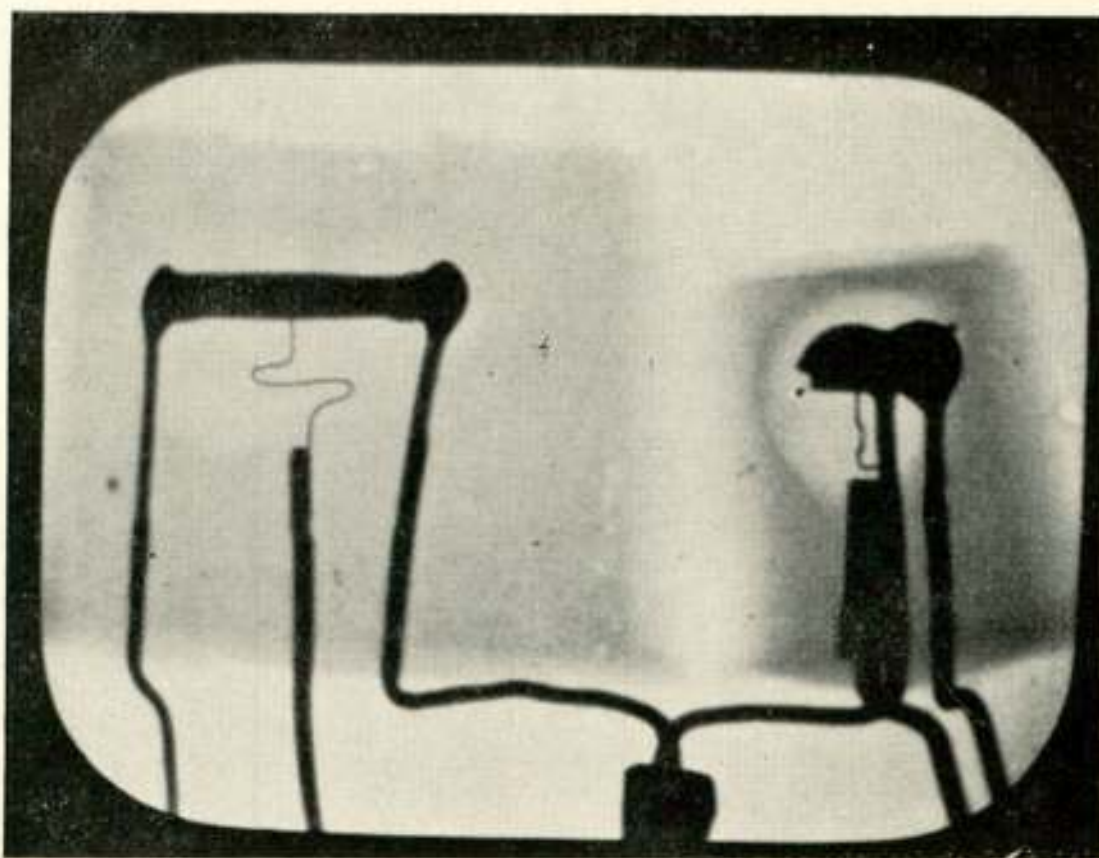
Nieuwe ontwikkelingen

**EEN NIEUWE TELEVISIECAMERABUIS**



*Foto 1.*

*Beeld van een tweetal transistors door een televisiecamera opgenomen met behulp van een lens.*



*Foto 2.*

*De transistors voor dezelfde televisiecamerabuis bestraald door röntgenstralen, zodat een röntgenschaduwbeeld is ontstaan.*

Van deze twee televisiebeelden is het ene een gewoon beeld, terwijl het andere een röntgen(schaduw)beeld is van hetzelfde object, een tweetal transistoren. Zij zijn opgenomen met behulp van een nieuw type televisiecamerabuis. Deze is niet alleen gevoelig voor gewoon licht, maar ook voor röntgenstralen, zodat



men met deze buis zowel een lichtbeeld als een röntgenbeeld in een electricch beeld kan omzetten.

Een en ander is op Zaterdag 13 Febr. j.l. door Dr H. Bruining, hoofd-physicus in het Philips Natuurkundig Laboratorium op een vergadering van de Nederlandse Natuurkundige Vereniging te Amsterdam gedemonstreerd. De buis, die nog geheel in het laboratoriumstadium verkeert, bevat een laag van speciaal geactiveerd loodoxyde, die bij belichting electricch geleidend wordt. Deze laag wordt regelmatig door een bundel electronen van zeer geringe snelheid afgestast, waarbij het televisiesignaal ontstaat. De gevoeligheid van de buis is een zodanige dat zij veelbelovend lijkt voor industriële toepassingen en wellicht ook voor televisieuitzendingen.

### NOTES ON A CAUSE OF FREQUENCY INSTABILITY OF PARTIALLY PLATED PIEZOELECTRIC CRYSTALS (PROXIMITY EFFECT)

(Communication from the Radio Laboratory of the Netherlands Postal and Telecommunication Services).

Partially plated crystals are sometimes in use for different reasons. For thickness resonators the argument is usually that the vibration should be located in the centre of the resonator, in order to enable a mounting with a minimum of mechanical losses. For contour resonators, partial plating is a means to adjust the impedance properties of the crystal. For instance GT crystals are often partially plated, in order to improve the impedance match in Meacham bridge oscillators.

For considerably reduced electrode areas, external field conditions can have a marked influence on the frequency of resonance. This is due to the fact that the unplated area of the crystal is still subjected to strains and stresses of the vibrational movement.

In other words: for thickness resonators, partial plating is no absolute remedy to concentrate the vibrational movement in the centre of the crystal.

According to the piezoelectric relations, the elastic constants depend on the electrical field conditions in the material. For partially plated crystals it is possible that these field conditions are influenced by the surroundings of the resonator.

In actual practice it will be observed that moving obstacles in the immediate neighbourhood of the crystal may cause a shift in frequency of the order  $10^{-6}$ , and even  $10^{-5}$  if the obstacle comes very close to the resonator.

This can be regarded as a "handeffect", similar to that encountered when using LC oscillators. The only difference is the order of magnitude. A qualitative explanation of this phenomenon can be based on the theory of equivalent

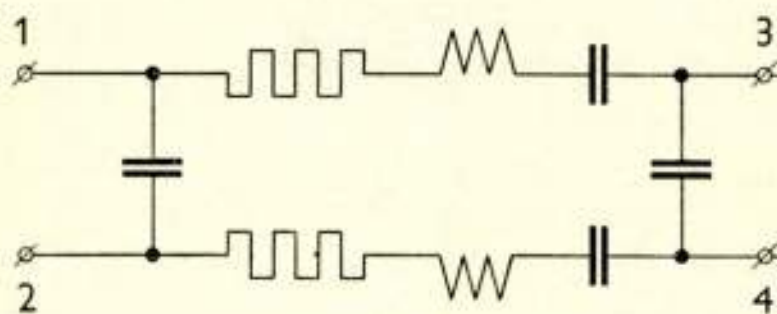


Fig. 1.

*Simplified equivalent circuit of a double plated crystal which is used to explain qualitatively the behaviour of crystals with reduced electrode area.*

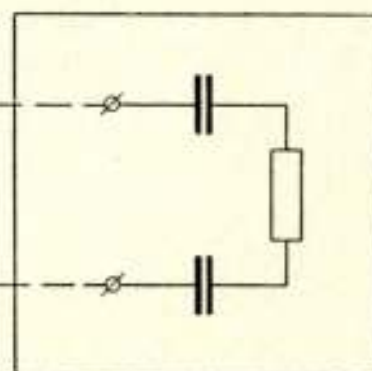


Fig. 2.

*Impedance meant to represent the electrical influence of an obstacle in the neighbourhood of the crystal.*



circuits, if we consider conducting obstacles situated as close to the resonator as the electrodes. This suggests an examination of the equivalent circuit of a crystal with a double pair of electrodes. It is a well-known fact that the resonance properties observed at one pair of terminals depend on the impedance connected to the other set of terminals.

The simplified equivalent circuit of a crystal with a double set of electrodes is shown in fig. 1.<sup>1)</sup>

For general information it is useful to consider that the fourterminal of fig. 1 is reduced to the conventional twoterminal equivalent circuit of a crystal, for a short or open circuit at 3 and 4. If the electrical parameters of the circuit are known, the resonance frequencies observed at the terminals (1) and (2) can be calculated for any known impedance connected to (3) and (4).

In actual practice for partially plated crystals the impedance connected to (3) and (4), will have the nature of an RC network as represented in fig. 2. Hence qualitatively the shift in frequency due to an obstacle moving close to the resonator will be a negative one. If it concerns a badly conducting object (handeffect) an increase in damping will even be observed, due to the prevalence of the resistive member in fig. 2.

The preceding considerations suggest that the expected frequency shift is a fraction of the frequency difference between series- and parallelresonance. As an extreme example: a 1 Mc/s AT cut with considerably reduced electrode area (crystal diameter 29 mm, electrodes diameter 9 mm), made in the laboratory, exhibited a frequency deviation by handeffect of approximately 10 cycles, as well as an increase in the equivalent resistance of 10% (the crystal having a Q of  $10^6$ ).

Screening and rigid mounting appears to be a remedy to keep the deviation within reasonable tolerances. For fully plated crystals the "handeffect" mentioned in the present notes is usually much smaller than  $10^{-6}$ .

W. J. 't Hart.

---

<sup>1)</sup> Mason W. P., *Electro Mechanical Transducers*, New York 1946, p. 253.

## HET XIe CONGRES VAN DE U.R.S.I.

Zoals op de laatste Algemene Vergadering van de U.R.S.I. werd overeengekomen (Australië, 1952), zal het Congres 1954 in Nederland worden gehouden.

De data zijn vastgesteld (23 Augustus tot 2 September a.s.), terwijl de plaats van samenkomst zal zijn in het voormalige Koninklijke Paleis aan het Noordeinde te Den Haag.

Aangezien de voorbereidingen van een Algemene Vergadering steeds veel werkzaamheden vergen, zowel van de Organisatie van de U.R.S.I. zelve, alsook van het organiserende Nationale Comité, worden in verband hiermede een aantal punten onder de aandacht van eventuele belangstellenden gebracht.

### a) *Het indienen van Wetenschappelijke bijdragen.*

Teneinde de opzet van de U.R.S.I.-Organisatie zo goed mogelijk aan de doelstelling te doen beantwoorden, t.w. het onderhavige vakgebied fundamenteel te stimuleren en bovendien daarbuiten slechts die punten aan de orde te stellen, die internationale samenwerking vereisen, wordt uiteraard reeds een grote beperking opgelegd aan de aard van de persoonlijke bijdragen. De werkwijze om dit te bereiken is nu a.v.: Ieder Nationaal Comité beziet de in „summary“-vorm aangeboden bijdragen — tot 1500 woorden en 3 tekeningen, in Engels of Frans gesteld — en maakt een voorselectie. Deze geselecteerde samenvattingen worden vervolgens door dit Comité aangeboden aan de Internationale Commissie voorzitters, die nogmaals selecteren. Bij gunstig selectie-resultaat circuleert het document in volledige tekst onder de deelnemers van het Congres.



Teneinde e.e.a. tijdig gereed te hebben, moet ondergetekende vóór 15 Mei a.s. deze „summaries” in 4-voud in het Engels of Frans gesteld, hebben ontvangen.

Het bestreken wetenschappelijke terrein vindt men sub c) met de Engelse terminologie aangeduid.

b) *Deelname aan het Congres.*

Gezien de beperkte plaatsruimte, die op dit druk bezochte Congres voor Nederlanders beschikbaar zal zijn, is het wenselijk tijdig een overzicht te hebben van die Nederlanders, die belangstelling hebben zittingen van bepaalde Commissies bij te wonen (voor Commissie overzicht: sub c).

Belangstellenden worden dan ook verzocht vóór 1 Mei aan ondergetekende op te willen geven naar welke Commissie Vergaderingen hun speciale belangstelling uitgaat.

Het Nederlandse Nationale U.R.S.I. Comité zal, na een verkregen overzicht, over de bijwoning van bepaalde Commissievergaderingen definitief beslissen.

c) *De Commissie indeling van de U.R.S.I.-organisatie en het bijbehorende werkterrein (Engelse terminologie).*

Commission I: Measurement methods and Standards.  
 Commission II: Tropospheric Propagation.  
 Commission III: Ionospheric Propagation.  
 Commission IV: Terrestrial Atmospherics.  
 Commission V: Radio Astronomy.  
 Commission VI: Waves and circuits.  
 Commission VII: Electronics.

Namens het Ned. Comité van de U.R.S.I.

Ir M. L. TOPPINGA  
 Secretaris.

---

## ONTVANGEN BOEKEN

De redactie ontving de volgende nieuwe uitgaven:

*Handboek der Radiotechniek deel 1*, samengesteld door Rens & Rens.

*Radio-ontvangst in theorie en practijk, deel 1*, 10e druk, door R. Swierstra.

*Technische vakkennis voor de Radioreparateur*, door H. Blok en T. A. Spoor.

*Television Receiver design, deel 2*, Philips Techn. Bibliotheek.

*Television Receiver Servicing, deel 1*, Time base circuits door E. A. W. Spreadburg.

---

## Boekbespreking

*Radio-Ontvangst in Theorie en Practijk*, door R. Swierstra. Deel I. Tiende druk, geheel herzien, met medewerking van N. S. Markus. Uitgeverij Jacob van Campen, Amsterdam. 304 blz., 190 fig., 16 x 24. Ingenaaid f 11.—, gebonden f 13.—.

Het boek van Swierstra is een oude bekende in de Nederlandse radiowereld, de eerste druk verscheen in 1925. De opzet van het boek is steeds geweest de lezer, ook al is zijn wiskundige grondslag maar matig, toch solide kennis der radiotechniek bij te brengen. Dat Swierstra in deze opzet is geslaagd, bewijzen wel de talrijke nieuwe drukken die sinds 1925 van dit werk zijn verschenen. En doordat telkens elke nieuwe druk werd aangevuld en gemoderniseerd, is het boek steeds op de hoogte van de tijd gebleven.



Ook deze tiende druk van Deel I is in verschillende opzichten herzien. In het eerste gedeelte, dat de grondbeginselen van de radio behandelt, wordt o.a. bij de bespreking van de eenheden het Giorgi-stelsel ingevoerd, in het hoofdstuk over trillingen en geluidsgolven wordt een duidelijke uiteenzetting van de begrippen decibel en phoon gegeven enz.

Aan de herziening van de tweede helft van deel I, waarin de eerste ontwikkeling van de radio-ontvanger — tot ca 1930 — wordt behandeld, heeft N. S. Markus zijn medewerking verleend; naar het Voorbericht vermeldt, is het de bedoeling dat deze in de toekomst de arbeid van Swierstra — die op dit boek zijn cachet drukte en door zijn heldere betoogtrant veel radiomensen, zowel vaklieden als amateurs aan zich verplichtte — volledig zal overnemen.

E. O.

### **BRIT. I.R.E. 1954 CONVENTION**

Deze „Convention”, die van 8 tot 12 Juli 1954 in Oxford gehouden zal worden, zal geheel gewijd zijn aan „Industrial Electronics”. In de zes zittingen, die zullen plaats vinden, zullen de volgende onderwerpen in voordrachten en discussies behandeld worden:

Industrial Applications of Electronic Computers,

Electronic Methods of Testing (X-rays, ultrasonics, radioactive devices etc.).

Electronic Control (transducers, actuators, motor control, magnetic amplifiers, welding, etc.).

De slotzitting zal gewijd zijn aan een discussie over het onderwerp: „How electronics can increase production”, ingeleid door Sir Walter Puckey, President of the Institution of Production Engineers.

Voor het verkrijgen van nadere inlichtingen kan men zich wenden tot: The Secretary of The British Institution of Radio Engineers, 8 Bedford Square, London, W.C. 1.

### **SECRETARIAAT NEDERLANDSE NATUURKUNDIGE VERENIGING**

Het secretariaat van de Nederlandse Natuurkundige Vereniging is verplaatst naar: Bijlhouwerstraat 6, Utrecht.

## **Uit het Nederlands Radiogenootschap**

### **JAARVERSLAG OVER 1953**

Hieronder volgt allereerst een overzicht van de gehouden bijeenkomsten.

4 Februari — 109e zitting te Den Haag.

Sprekers: *Ir A. A. T. M. van Trier* met: *Vierpoolmetingen aan een gyrator bij cm-golven.*

*Ir P. L. M. van Berkel* met: *Moderne Ionosfeer-peiltoestellen der Nederlandse P.T.T.*

Het aantal toehoorders bedroeg ca 50.

27 Maart — 110e zitting, tevens Algemene Jaarvergadering te Utrecht.

Sprekers: *Ir E. J. Post* en de heer *J. W. A. van der Scheer* over: *De constantheid en nauwkeurigheid van de frequentie, opgewekt met een kristal-oscillator.*

Aantal toehoorders: ruim 60.

29 April — 111e zitting, een magnetron-dag te Delft.



Sprekers: *Ir P. H. J. A. Kleynen met: Het magnetron; theorie en uitvoeringsvorm.*

*Ir H. G. Bruijning over: Impulsvorming en voeding van het magnetron.*

*Ir M. L. Toppinga over: Problemen van de koppeling van het magnetron aan een golfpijp.*

Aantal toehoorders: ca 80.

26 Juni — 112e zitting te Den Haag.

Sprekers: *Ir S. Duinker over: Magnetische en diëlectrische versterkers.*

*Ir F. van Tongerlo over: Magnetische en diëlectrische rekenmachine-elementen.*

Aantal toehoorders ca 90.

30 October — 113e zitting te Den Haag.

Sprekers: *Ir B. van Dijl over: Enige proeven met de lange-afstand radioverbindingen.*

*Dr Ir L. Kosten en Ir W. L. van der Poel over: Principiële werkwijze en schakelingen van de P.T.E.R.A., de electronische rekenmachine van de P.T.T.*

Aantal toehoorders: ongeveer 70.

19 November. Gemeenschappelijke vergadering met de Sectie Telecommunicatie-techniek van het K.I.v.I. en het Genootschap van P.T.T.-ingenieurs.

Onderwerp: *De techniek van uitwisseling van televisie-programma's.*

Sprekers: *Ir J. D. H. van der Toorn (P.T.T.), Mr K. G. Hodgson (Standard Tel. & Cables), Ir H. C. Bennebroek-Evertsz (P.T.I. Hilversum), Drs T. G. Schut (natuurk. Lab. Philips' — Eindhoven).*

21 December — 114e zitting te Delft.

Sprekers: *Dr Ir A. A. T. M. van Trier met: Enkele beschouwingen over de Faraday-rotatie van geleide golven in ferrieten.*

*Dr Ir A. E. Pannenburg over: Enige toepassingen van symmetrie-beschouwingen op golfpijpcircuits.*

De opkomst bleef beperkt tot ruim 30 leden en introducés.

Het bestuur vergaderde dit jaar twee maal; in de samenstelling van het bestuur kwam geen verandering.

Het werk van het Nationaal U.R.S.I.-comité stond dit jaar in het teken van het in 1954 in Nederland te houden congres. Een comité van voorbereiding werd gevormd, het nodige werk verzet door de voorzitter prof. Tellegen en secretaris dr v. d. Wyck; in samenwerking met de heer H. van Amstel van de P.T.T.

De examencommissie en het genootschap namen in het voorjaar afscheid van de voorzitter, Ir Weyers, die met de heer Slikkerveer van de aanvang af deze examens heeft geleid. Zijn opvolger werd met ingang van 1 Januari Ir Boukema. De organisatie vertoont het beeld van vorige jaren, daar de aantallen kandidaten ongeveer gelijk blijven.

Dit jaar slaagden van de 843 kandidaten er 112 (32%) voor radiotechnicus en 169 (34%) voor radiomonteur. De prijs voor buitengewone prestaties op de examens kon dit jaar niet worden uitgereikt.

Het tijdschrift vraagt nog de nodige zorgen. Er is nog behoefte aan spontaan aangeboden kopij, terwijl ook de rubriek korte mededelingen nog niet goed tot leven kwam. Behalve verslagen van gehouden voordrachten verschenen er dit jaar in artikelen van de hand van Dr F. W. de Vrijer, Ir A. P. Bolle, Prof. Dr Balth. v. d. Pol en Dr N. Schimmel.

Met de V.E.V. was regelmatig overleg in goede verstandhouding, voornamelijk handelend over de aanpassing der beide monteursexamens. De toestand is thans bereikt, dat geheel gelijkwaardige radio-monteursexamens worden afgenomen door V.E.V. en N.R.G., met als gevolg dat in de toekomst aan beide gelijke rechten kunnen worden toegekend.

Het contact met zusterverenigingen beperkte zich tot de reeds genoemde gemeenschappelijke bijeenkomst.

Het ledental steeg van 321 tot 342.

De secretaris,

J. PIKET



## UIT HET VERSLAG VAN DE PENNINGMEESTER OVER 1953

### ONTVANGSTEN EN UITGAVEN

#### Ontvangsten.

Contributies . . . . .	f 4837,50
Donaties . . . . .	f 1780,—
Opbr. Coupons . . . . .	f 142,—
A'damsche Bank . . . . .	f 81,45
Afdr. Symposium . . . . .	f 110,—
Bijdragen lunch . . . . .	f 88,40
Diversen . . . . .	f 200,70

#### Uitgaven.

Tijdschrift . . . . .	f 2898,06
Onk. Bestuur . . . . .	f 319,92
Onk. Sprekers . . . . .	f 33,71
Onk. Red. Comm. . . . .	f 63,98
Zaalhuur . . . . .	f 125,15
Adm. Kosten . . . . .	f 159,35
Drukwerk . . . . .	f 202,15
Opl. N.R.G. . . . .	f 304,25
Bankkosten . . . . .	f 5,31
Safe-huur . . . . .	f 6,—
Kosten lunch . . . . .	f 68,25
Diversen . . . . .	f 624,90

#### Nog te betalen:

Rek. tijdschrift . . . . .	f 2032,58
Rek. lunch . . . . .	f 72,—
Kosten verg. URSI . . . . .	f 43,07

---

 f 2147,65

---

 f 6958,68

Voordelig saldo . . . . . f 281,37

---

 f 7240,05

---

 f 7240,05

### BALANS PER 31 DECEMBER 1953

#### Debet

Saldo girorekening . . . . .	f 4477,83
Effecten (koers 31-12-'53) . . . . .	f 5201,31
Saldo A'damsche Bank . . . . .	f —,—
P.M. Instrumenten . . . . .	f —,—
P.M. oude tijdschriften . . . . .	f —,—

---

 f 9679,14

#### Credit

Kapitaal N.R.G. . . . .	f 4133,49
Kapitaal U.R.S.I. . . . .	f 3398,—

#### Nog te betalen rek.:

Tijdschriften . . . . .	f 2032,58
Lunch . . . . .	f 72,—
Kosten verg. URSI . . . . .	f 43,07

---

 f 2147,65

---

 f 9679,14

### BEGROTING VOOR 1954

#### Inkomsten

Contributies . . . . .	f 4400,—
Donaties . . . . .	f 1800,—
Opbrengst coupons . . . . .	f 150,—

---

 f 6350,—

#### Uitgaven

Tijdschrift . . . . .	f 4800,—
Onk. Bestuur . . . . .	f 400,—
Onk. Sprekers . . . . .	f 75,—
Onk. Buitenl. sprekers . . . . .	f 250,—
Onk. Red. Comm. . . . .	f 150,—
Zaalhuur . . . . .	f 100,—
Administratie . . . . .	f 175,—
Klein drukwerk . . . . .	f 300,—
Kosten Opl. V.E.V. . . . .	f 25,—
Diversen . . . . .	f 75,—

---

 f 6350,—



**BESTUURSWISSELING**

Inplaats van Ir J. W. Alexander, die zich dit jaar niet herkiesbaar stelde, nam in het bestuur zitting Ir K. Posthumus, directeur van de Philips Telecommunicatie Industrie, v.h. N.S.F., te Hilversum.

---

**DE NIEUWE OMSLAG**

Met ingang van het Januarinumnummer komt het tijdschrift uit in een nieuwe omslag. De redactie is van mening dat het uiterlijk veel in aanzien heeft gewonnen, doch dat dit nog verbeterd kan worden door een passend N.R.G. *embleem*. Pogingen om een aanvaardbaar embleem te ontwerpen hebben tot nu toe geen succes gehad. Wie van onze leden wil helpen? Uw inzendingen worden gaarne door de redactie ingewacht. Als Uw embleem geaccepteerd wordt behoeft U 1 jaar lang geen contributie te betalen!

---

**NIEUWE LEDEN**

Ir H. G. Beljers, St. Leonardusstraat 2, Eindhoven.  
 Ir J. A. Bijvoet, Rembrandtweg 3, Noordwijk.  
 Ir J. Deketh, Djalan Tjipaganti 105, Bandoeng.  
 L. Ensing, Van Hallstraat 9, Delft.  
 Ir J. A. Hammer, Oranjeweg 8, Noordwijk.  
 Ir M. Martin, Julianastraat 18, Haarlem.  
 Ir P. A. Wegelin, Spotvogellaan 68a, Den Haag.

---

**VOORGESTELDE LEDEN**

Ir J. Davidse, SROV-033, Knoopkazerne, Utrecht.  
 R. H. van Minnen, Kamerlingh Onnesweg 173, Hilversum (P.T.I.).  
 Ir S. J. Noteboom, Rozenboomstraat 140, Voorburg (v. d. Heem).  
 Ir F. de Jager, Valklaan 6, Eindhoven (Nat. Lab. N.V. Philips).

---

**NIEUWE ADRESSEN VAN LEDEN**

Ir G. Franken, Valkenboschkade 415, Den Haag.  
 Ir J. H. van Gelderen, Burg. Lambooylaan 31, Hilversum.  
 L. F. Liera, Tafelbergweg 17, Laren (N.H.).  
 Ir A. Moerman, Schiedamsedijk 65c, Rotterdam-C.  
 Ir E. J. Post, Schiebroekse Singel 13, Rotterdam.  
 Ir M. Steffelaar, Rodenbachlaan 28, Eindhoven.  
 P. C. Tolk, Lindenheuvel 14, Hilversum.  
 Drs H. J. A. Vesseur, Joseph Haydnlaan 14, Utrecht.  
 Ir P. Zijlstra, Pasteurlaan 78, Eindhoven.

---

**CORRECTIE OP LEDENLIJST**

Men leze:

Ir W. J. Verhoeff, Gooiergracht 147, Laren (N.H.).  
 Ir J. A. Verhoef, Jacob Oppenheimstraat 30, Eindhoven.



## DE BIBLIOTHEEK VAN HET NEDERLANDS RADIOGENOOTSCHAP

De redactie ontvangt enkele binnen- en buitenlandse publicaties in ruil voor toegezonden nummers van het Tijdschrift.

Deze worden desgewenst gratis aan leden ter inzage toegezonden.

Aanvragen te richten aan de secretaris: Ir J. Piket, Jongeneelstraat 11, Scheveningen. Tel. K 1700-553931, overdag K 1700-777940.

Het betreft hier de volgende publicaties:

Annales des Telecommunication. (uitgegeven door de ITU).

Basic Radio Propagation Predictions (Amerikaans).

Chalmers Tekniska Högskolas (Zweeds, diverse publicaties).

Communications from the Kamerlingh Onnes Laboratory of the University of Leiden (diverse publicaties).

De Ingenieur.

Electrical Communication (Engels).

Het P.T.T. bedrijf.

Haute Fréquence (Belgisch).

Journal of the Franklin Institute (Amerikaans).

L'Onde Electrique (Frans).

Nederlandse Technisch-Wetenschappelijke literatuur (bibliografie van in Nederland verschenen publicaties, uitgegeven door het Nederlands Instituut voor Documentatie en Registratuur).

Technical News Bulletin National Bureau of Standards (Amerikaans).

Telefunken Zeitung (Duits).

Radio en Televisie Revue (Belgisch).

Wireless Engineer (Engels).

---



**H**et werkterrein van de N.V. Philips' Telecommunicatie Industrie te Hilversum omvat alle takken van de tegenwoordige telecommunicatietechniek: radio communicatie, lijntelefonie, automatische telefonie, telegrafie, televisie en radar. Zij ontwikkelt en bouwt haar installaties in nauwe samenwerking met de deskundigen van de P.T.T., van leger, vloot en luchtmacht en van andere grote opdrachtgevers in binnen- en buitenland. Daardoor kenmerken deze installaties zich door volkomen aanpassing aan de eisen, die de praktijk stelt.

N. V. PHILIPS' TELECOMMUNICATIE INDUSTRIE  
HILVERSUM

