

Bijdrage tot de theorie van frequentiegemoduleerde signalen in lineaire netwerken

door L. Kosten *)

Voordracht gehouden voor het Nederlands Radiogenootschap op 12 Febr. 1952.

SUMMARY

It is shown that, if negative resistances and inductances are admitted, any linear network can be transformed into another not containing condensers. Hence the latter network's mesh-equations are first order differential-equations. Making use of this transformation and of the theory of matrices, a form is deduced for the (complex) output current of a linear quadripole, the input voltage of which is a purely sinusoidally FM modulated oscillation. Contrary to the Carson-Fry's and Stumpers' series it does not contain derivatives of the transadmittance, but finite differences. Moreover, it is convergent.

1. *Inleiding.*

De uitdrukking

$$e_1 = \hat{e} \cos \{ \omega t + \varphi(t) \}$$

stelt een trilling voor (zie fig. 1, getrokken lijn) met constante

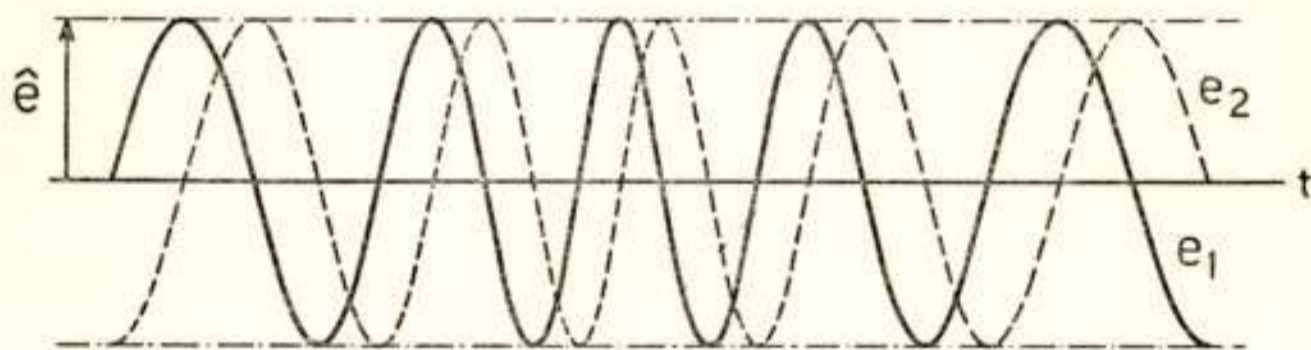


Fig. 1.

amplitude \hat{e} , doch waarvan de faze niet éénparig met de tijd behoeft toe te nemen. Wanneer $\varphi(t)$ evenredig is met de momentele waarde van een gegeven signaal $s(t)$, spreekt men van *zuivere fazemodulatie*. „Zuiver” slaat hier op het constant zijn van \hat{e} .

De *momentele faze* van de trilling is $\omega t + \varphi(t)$. Bij definitie is de *momentele frequentie* $\tilde{\omega}$ de tijdsafgeleide van de momentele faze. Dus is:

*) Hoofdingenieur P.T.T., den Haag.

$$\tilde{\omega} = \omega + \varphi'(t) \quad (2)$$

Wanneer $\varphi'(t)$ evenredig met het gegeven signaal $s(t)$ gekozen wordt, spreekt men van frequentiemodulatie. In dit geval is $\varphi(t)$ evenredig met $\int s dt$. Frequentie- en fazemodulatie zijn dus zéér na verwant. Frequentiemodulatie kan worden verkregen door het gegeven signaal eerst door een integrerend netwerk te voeren (b.v. een RC lid) en daarna fazemodulatie toe te passen. In het algemeen zal $\varphi'(t)$ slechts klein zijn ten opzichte van ω .

Wanneer (1) de ingangsspanning van een lineaire vierpool vormt, kan men vragen naar b.v. de stroom i_1 aan de uitgang. Principieel kan deze vraag b.v. worden beantwoord door (1) in Fouriercomponenten te ontleden, van alle ervan de bijbehorende uitgangsstroomcomponenten te bepalen en deze samen te stellen. Aldus is het b.v. mogelijk het in figuur 2 geschetste

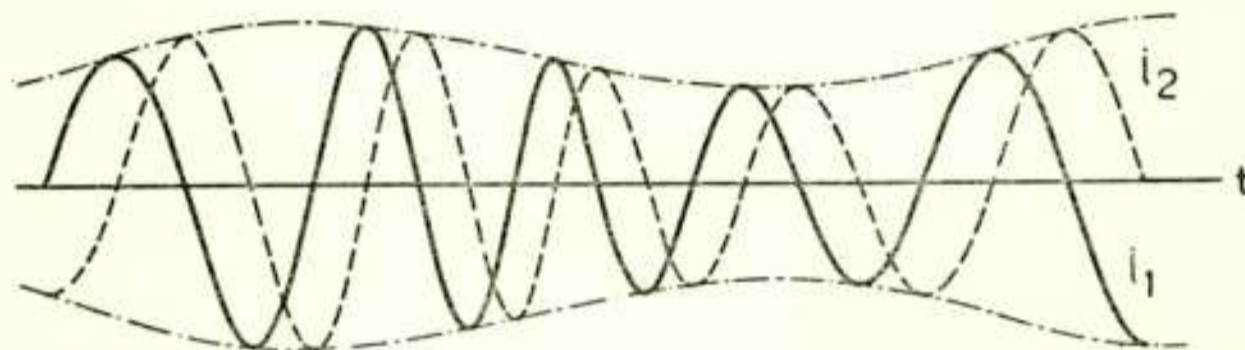


Fig. 2.

stroomverloop (getrokken lijn) te vinden. In het algemeen zal men een trilling vinden, die niet alleen oneenparig in faze is, doch waarvan de amplitude ook nog langzame fluctuaties vertoont (streep-stip lijn).

Hier doet zich nu een typische moeilijkheid voor. De streep-stiplijn, die de *momentele amplitude* aangeeft, is namelijk met het berekenen van de stroom nog niet bepaald. Ook de momentele faze ligt dan niet vast. Deze zouden we b.v. willen bepalen door de definitie dat de cosinus van de momentele faze gelijk is aan de verhouding van stroom tot momentele amplitude. Doch waar de laatste niet vastligt, ligt ook de momentele faze niet vast. Toch moeten hier bruikbare definities van momentele amplitude en momentele faze komen.

Het blijkt nu, dat de algemeen gevolgde wijze van mathematisch aanvatten van *FM* problemen juist een geschikt middel oplevert om hierin te voorzien. Naast de beschouwde spanning e_1 wordt nu ook een spanning e_2 ingevoerd, gedefinieerd door:

$$e_2 = \hat{e} \sin \{ \omega t + \varphi(t) \} \quad (3)$$

Men rekent dan met een spanning¹⁾:

$$e = e_1 + j e_2 = \hat{e} \exp \{ j \omega t + j \varphi(t) \} \quad (4)$$

Heeft men hiermee een complexe stroom i berekend, dan behoort op grond van de veronderstelde lineariteit van de vierpool het reële deel i_1 van de stroom bij de spanning e_1 , het imaginaire deel i_2 bij de spanning e_2 . Door stippellijnen zijn in de figuren 1 en 2 de spanning e_2 resp. de stroom i_2 aangegeven.

Als momentele amplitude definieert men nu:

$$\hat{i} = \sqrt{i_1^2 + i_2^2} \quad (5)$$

en als momentele faze:

$$\varphi(t) = \text{bg } \text{tg } i_2/i_1 = \text{bg } \cos i_1/\hat{i} \quad (6)$$

De uitdrukking (4) kan in het complexe vlak worden geïnterpreteerd als een vector van constante lengte welke in hoofdzaak met een eenparige hoeksnelheid ω roteert, doch tijdens het

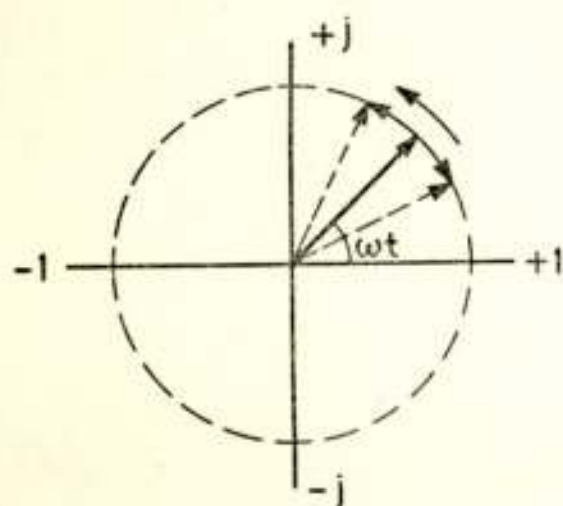


Fig. 3.

draaien om deze middenstand heen slingert ten gevolge van de modulatie (zie figuur 3). Bij de stroom is de vector niet meer constant van lengte, doch deze lengte ondergaat ook fluctuaties. Tijdens het ronddraaien met de vaste hoekfrequentie ω beschrijft de vector kleine (ev. grillige) figuren rond zijn neutrale stand (zie figuur 4). De grootte geeft steeds de momentele amplitude aan, de stand de momentele faze.

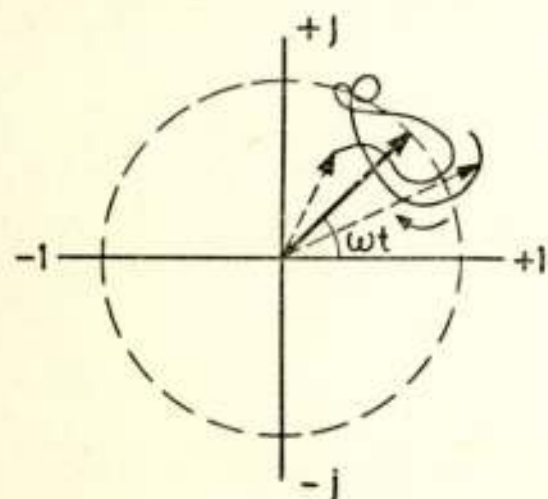


Fig. 4.

Het gestelde probleem is nu, bij een gegeven (b.v. sinusvormige) modulatie van de spanning de frequentiemodulatie van de stroom en zo mogelijk ook de optredende amplitudemodulatie te berekenen.

2. Bestaande methoden.

Wanneer de momentele frequentie $\tilde{\omega}$ slechts geringe afwijkingen van de rust-

¹⁾ Men houde er rekening mede, dat niet explicite is aangegeven, welke grootheden complex zijn.

frequentie ω vertoont en bovendien de transmissie-eigenschappen van het netwerk slechts weinig van de frequentie afhangen, kan men er zich mee vergenoegen de uitgangsstroom i gelijk te stellen aan het ingangssignaal e , vermenigvuldigd met de transmittantie¹⁾ $y(j\omega)$ voor de frequentie ω :

$$i \approx e \cdot y(j\omega) \quad (7)$$

Daar vermenigvuldiging met het constante complexe getal $y(j\omega)$ in het complexe vlak slechts een constante fazedraaiing betekent, heeft i dezelfde frequentiemodulatie als e . Verforming van het signaal valt door deze grove benadering weg.

Door Carson en Fry²⁾ is een asymptotische ontwikkeling gegeven, later verbeterd door Stumpers³⁾, waarbij de eerste term door (7) wordt gegeven. De volgende termen bevatten hogere afgeleiden van y voor de frequentie ω , vermenigvuldigd met grootheden, die het signaal s bevatten. Bij deze ontwikkelingen bestaan tevens schattingen voor de restterm, hetgeen ook eigenlijk een noodzakelijke voorwaarde voor het hanteren van asymptotische ontwikkelingen is.

Een alternatieve opzet kan men verkrijgen door te veronderstellen, dat de momentele frequentie $\tilde{\omega}$ zó langzaam met de tijd varieert, dat het uitgangssignaal die waarde verkrijgt, die het zou hebben als de frequentie reeds oneindig lange tijd de waarde $\tilde{\omega}$ had gehad. Derhalve stelt men dan:

$$i \approx e \cdot y(j\tilde{\omega}) \quad (8)$$

Deze benadering noemt men de *quasi-stationnaire benadering*. Door van der Pol⁴⁾, evenals door Alexander⁵⁾, is nagegaan onder welke omstandigheden met quasistationnariteit gerekend mag worden. Bij van der Pol treedt (8) op als eerste term van een (divergente) asymptotische reeksontwikkeling.

Met behulp van de reeks van van der Pol is door Fromageot en Belgodère⁶⁾ een kennelijk onjuist resultaat verkregen. Zij

¹⁾ De „trans-admittantie” van een vierpool is de factor welke, vermenigvuldigd met de complexe ingangsspanning, de uitgangsstroom geeft.

²⁾ J. R. Carson en T. C. Fry. Bell Syst. Techn. Journ, **16**, 513, 1937.

³⁾ F. L. H. M. Stumpers, proefscript Delft 1946.

⁴⁾ B. van der Pol, JIEE, Mei 1946, p. 153.

⁵⁾ Alexander, J. W., dit tijdschrift **11**, 189, 1937.

⁶⁾ P. Belgodère en A. Fromageot. L'Onde Electrique, **31**, 18, 1951.

vonden nl. als tweede harmonische in de modulatie van de stroom een term, welke evenredig was met de gemiddelde looptijd. Dit nu is onmogelijk. Immers een constante vermeerdering van de gemiddelde looptijd betekent een verschuiving van het signaal over een bepaalde tijd, zodat niet overeenkomstig de formule van Fromageot en Belgodère extra vervorming kan optreden. Dit voorbeeld toont aan, dat men voorzichtig moet zijn met asymptotische ontwikkelingen.

Naast deze methode bestaat nog de reeds genoemde methode van de Fourierontwikkelingen. Wanneer b.v. het signaal sinusvormig is: $\varphi(t) = m_i \sin q t$, kan e worden ontwikkeld in een convergente Fourierreeks met de frequenties ω , $\omega \pm q$, $\omega \pm 2q, \dots$. Ieder van deze componenten wordt in het netwerk getransformeerd met de transadmittantie $y(j\omega)$, $y(j\omega \pm jq), \dots$. In fysische gevallen is de aldus ontstaande Fourierreeks voor de stroom weer convergent. Met de nodige termen kan het verloop van de stroom (zowel reële als imaginaire component) door synthese worden verkregen. Hieruit kan men dan voor verschillende tijden de momentele faze bepalen. Deze methode brengt zeer veel rekenwerk mee en is voor de praktijk vrij ongeschikt. Theoretisch is de Fourier-methode echter hierom van belang, dat zij leert, dat de uitgangsstroom bepaald wordt door de transadmittantie voor de frequenties ω , $\omega \pm q$, enz.

Men past in de praktijk dikwijls *staggertuning* toe. Dit wil zeggen, dat in opeenvolgende trappen van een versterker enkelvoudige afgestemde kringen voorkomen, waarvan de afstemfrequenties steeds iets ten opzichte van elkaar zijn verschoven. Aldus benadert men in een breed frequentiegebied een constante versterking en lineair fazeverloop, hetgeen gunstig is, zoals bekend is. Door deze wijze van afstemming komen er echter „golfjes” in de transmissie-eigenschappen. Wil men de invloed van deze golfjes leren kennen, dan moet men volgens Carson-Fry-Stumpers een groot aantal termen meenemen. Immers zijn $y(j\omega \pm jq)$, enz. dan zeker niet voldoende bepaald door de eerste paar afgeleiden van y voor de frequentie q .

Ook bij andere technische uitvoeringen treden in het algemeen dergelijke „golfjes” in de transmissie-eigenschappen op, b.v. door fazecompenserende netwerken.

In het volgende zal een methode ontwikkeld worden, die tot een convergente reeks voert en met name voor het geval van staggertuning e.d. goed bruikbaar schijnt.

3. *Iets over netwerktheorie.*

Wanneer men een algemeen lineair netwerk met μ mazen beschouwt, kan men voor iedere maas de maasvergelijking opschrijven. In iedere maas loopt een kringstroom. In een bepaalde maas in een bepaalde richting rondgaand, moet dan de som der emk'en gelijk zijn aan de som der spanningen in de diverse takken van de maas. In het algemeen kan iedere kringstroom hierbij een bijdrage tot een spanning geven, hetzij doordat zij door een tak van de maas loopt, hetzij doordat zij door een wederzijdse inductie gekoppeld is met zo'n tak. Door het optreden van resistieve, inductieve en capacatieve elementen zal voor iedere maas in het algemeen een lineaire differentiaalvergelijking van de tweede orde gelden.

Nu zou het voor ons doel een vereenvoudiging betekenen, indien alle differentiaalvergelijkingen hoogstens van de eerste orde waren. Het is nu mogelijk door het toelaten van negatieve zelfinducties en weerstanden het netwerk zodanig te transformeren, dat er geen condensatoren in voorkomen. De admittantie van een serieschakeling van een condensator c en een weerstand r kan als volgt worden omgevormd:

$$y = \frac{j\omega c}{1 + j\omega cr} = \frac{1}{r} + \frac{1}{(-r) + j\omega \cdot (-cr^2)} \quad (9)$$

Dit is dus de som van twee admittanties, derhalve een parallelschakeling van twee takken. De ene bevat een weerstand r . De andere bestaat uit de serieschakeling van een weerstand $-r$ en een reactief element met de impedantie $j\omega \cdot (-cr^2)$. Dit laatste element is dus een negatieve zelfinductie met de coëfficiënt van zelfinductie $-cr^2$.

Moeten we alleen een condensator c transformeren, dan schrijven we de impedantie als $-r + (r + 1/j\omega c)$, waarin r een willekeurige van nul verschillende waarde heeft. De condensator kan dus vervangen worden door de serieschakeling van $-r$ en

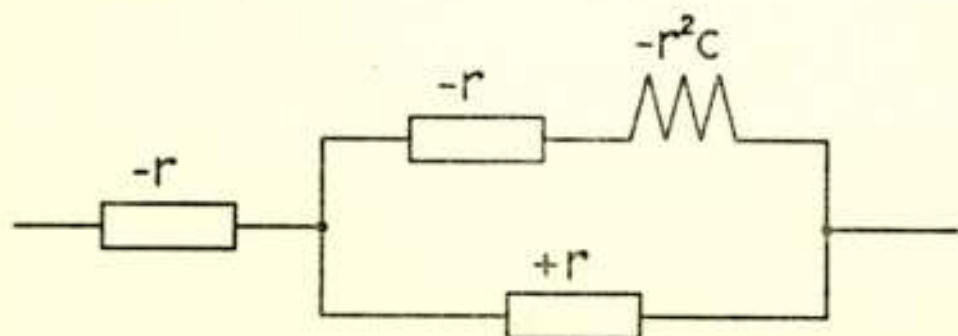


Fig. 5.

de boven ontwikkelde parallelschakeling. In figuur 5 is de volledige vervangingschakeling voor de condensator gegeven. Deze is geldig voor iedere frequentie, der-

halve ook voor niet-sinusvormige spanningen en stromen.

Door bovenstaande transformatie komt er voor iedere tak, die een condensator bevat, een maas bij. Een algemeen lineair netwerk met μ mazen en τ takken kan dus vervangen worden door een netwerk met $\mu' \leq \mu + \tau$ mazen, waarin geen condensatoren voorkomen. Deze transformatie komt overeen met het mathematische procédé tot het transformeren van een stelsel simultane lineaire differentiaalvergelijkingen van de tweede orde, tot een stelsel differentiaalvergelijkingen van de eerste orde, doch groter in aantal.

Thans gaan we over tot het opstellen van de maasvergelijkingen voor het getransformeerde netwerk (dat dus geen condensatoren meer bevat). De kringstromen noemen we i_k ($k = 1, \dots, \mu'$). De l -de kringstroom i_l kan in de k -de maas in de eerste plaats een spanning geven tengevolge van een weerstand r_{kl} in de k -de kring, welke weerstand door i_l wordt doorlopen. Deze component is dus $r_{kl} i_l$. Voorts kan i_l een tot de k -de kring behorende zelfinductie doorlopen, of er door middel van een wederzijdse inductie mee gekoppeld zijn. In beide gevallen treedt een spanning op, die evenredig is met de tijdsafgeleide van i_l . De evenredigheidsfactor noemen we l_{kl} . De door de stroom i_l in de k -de kring veroorzaakte spanning is dus:

$$r_{kl} i_l + l_{kl} \frac{d i_l}{d t} \quad (10)$$

In het bijzonder kan l ook gelijk aan k zijn, in welk geval r_{kk} en l_{kk} de sommen van de bij rondgang ontmoete weerstanden resp. zelfinducties zijn.

Door de uitdrukkingen (10) voor $l = 1, \dots, \mu'$ te sommeren, verkrijgen we de totale spanning in de k -de maas. Dit moet juist gecompenseerd worden door de som der bij rondgang aangetroffen emk'en. In het algemeen zal men geen emk'en aantreffen. Slechts in de ingangsmas treft men er één aan, welke door (4) wordt gegeven. We kunnen dus schrijven:

$$\sum_{l=1}^{\mu'} \left[l_{kl} \frac{d i_l}{d t} + r_{kl} i_l \right] = a_k \cdot e \quad (11)$$

waarin a_k alleen van nul verschilt voor de vergelijking van de ingangsmas, waarbij a_k dan één is. De ingangsmas noemen we voortaan de eerste.

4. De matrixmethode.

We voeren thans in de μ' -dimensionale vectoren \mathbf{i} en \mathbf{a} en

de quadratische matrices¹⁾ \mathbf{L} en \mathbf{R} met de elementen:

$$\mathbf{i} = \begin{pmatrix} i_1 \\ i_2 \\ \cdot \\ \cdot \\ i_{\mu'} \end{pmatrix}; \mathbf{a} = \begin{pmatrix} \mathbf{I} \\ 0 \\ \cdot \\ \cdot \\ 0 \end{pmatrix}; \mathbf{L} = \begin{pmatrix} l_{11} & l_{12} & \dots & l_{1\mu'} \\ l_{21} & l_{22} & \dots & \cdot \\ \cdot & \cdot & \dots & \cdot \\ \cdot & \cdot & \dots & \cdot \\ l_{\mu'1} & l_{\mu'2} & \dots & l_{\mu'\mu'} \end{pmatrix}; \mathbf{R} = \begin{pmatrix} r_{11} & \dots & \cdot \\ \cdot & \dots & \cdot \\ \cdot & \dots & \cdot \\ \cdot & \dots & \cdot \\ \cdot & \dots & r_{\mu'\mu'} \end{pmatrix}$$

Hiermee kan (11) worden geschreven als:

$$\left(\mathbf{L} \frac{d}{dt} + \mathbf{R} \right) \mathbf{i} = \mathbf{a} e \quad (12)$$

We beperken ons voorshands tot het geval van een zuiver sinusvormige modulatie:

$$e = \hat{e} \exp(j\omega t + jm \sin qt) \quad (13)$$

Thans stellen we:

$$\mathbf{i} = \boldsymbol{\eta} e \quad (14)$$

Hieruit volgt door differentiatie (zie (13)):

$$\frac{d\mathbf{i}}{dt} = e \frac{d\boldsymbol{\eta}}{dt} + \boldsymbol{\eta} \frac{de}{dt} = \left\{ (j\omega + jm q \cos qt) \boldsymbol{\eta} + \frac{d\boldsymbol{\eta}}{dt} \right\} e \quad (15)$$

Substitutie van (14) en (15) in (12) en deling door e geeft de volgende matrixvergelijking voor de vector $\boldsymbol{\eta}$:

$$\mathbf{L} \left(\frac{d\boldsymbol{\eta}}{dt} + j\omega \boldsymbol{\eta} \right) + \mathbf{R} \boldsymbol{\eta} = \mathbf{a} - jm q \cos qt \mathbf{L} \boldsymbol{\eta} \quad (16)$$

Definiëren we als impedantiematrix:

$$\mathbf{Z}(j\omega) = j\omega \mathbf{L} + \mathbf{R} \quad (17)$$

dan kan (16) worden geschreven als:

$$\mathbf{Z} \left(j\omega + \frac{d}{dt} \right) \boldsymbol{\eta} = \mathbf{a} - jm q \cos qt \mathbf{L} \boldsymbol{\eta} \quad (18)$$

Nu veronderstellen we dat $\boldsymbol{\eta}$ in een machtreeks in m ontwikkeld kan worden (welke veronderstelling bevestigd wordt door de convergentie van het resultaat):

$$\boldsymbol{\eta} = \sum_{k=0}^{\infty} \mathbf{p}_k m^k \quad (19)$$

¹⁾ Zie de Appendix: „Inleiding tot de matrixrekening”.

Voeren we deze uitdrukking in (18) in en stellen we de gelijke machten van m links en rechts gelijk, dan komt er:

$$\left. \begin{aligned} \mathbf{Z} \left(j\omega + \frac{d}{dt} \right) \mathbf{p}_0 &= \mathbf{a} \\ \mathbf{Z} \left(j\omega + \frac{d}{dt} \right) \mathbf{p}_k &= -j q \cos qt \mathbf{L} \mathbf{p}_{k-1} \quad (k > 0) \end{aligned} \right\} \quad (20)$$

Door middel van Fourierontwikkeling kan bewezen worden dat de \mathbf{p} 's periodieke functies van de tijd zijn.

De eerste vergelijking van (20) is nu de symbolische notatie voor een stelsel van μ' simultane lineaire differentiaalvergelijkingen voor de grootheden $p_{00}, \dots, p_{0\mu'}$ (de componenten van \mathbf{p}_0). De rechterleden zijn constanten $(1, 0, \dots, 0)$. De periodieke oplossing van zo'n stelsel vergelijkingen is een stel constanten. Derhalve kan in de vergelijking d/dt weggelaten worden:

$$\mathbf{Z}(j\omega) \mathbf{p}_0 = \mathbf{a} \quad (21)$$

Thans voeren we in de notaties:

$$\mathbf{Z}(j\omega + jnq) = \mathbf{Z}_n; \quad \mathbf{Z}_n^{-1} = \mathbf{Y}_n$$

Dan is dus:

$$\mathbf{Z}_0 \mathbf{p}_0 = \mathbf{a} \quad (22)$$

of:

$$\mathbf{p}_0 = \mathbf{Y}_0 \mathbf{a} \quad (23)$$

Invoering van deze waarde in de vergelijking (20) voor $k = 1$ geeft (als we tegelijk de cos-functie volgens Euler in e -machten ontleden):

$$\mathbf{Z} \left(j\omega + \frac{d}{dt} \right) \mathbf{p}_1 = -\frac{j q}{2} (e^{jq t} + e^{-jq t}) \mathbf{L} \mathbf{Y}_0 \mathbf{a} \quad (24)$$

Deze matrixvergelijking (= vergelijkingenstelsel) heeft dus twee storingsleden, het éne evenredig met $e^{jq t}$, het andere met $e^{-jq t}$. De periodieke oplossing \mathbf{p}_1 valt dan uiteen in twee stukken: \mathbf{p}'_1 en \mathbf{p}''_1 die evenredig zijn met $e^{jq t}$ resp. $e^{-jq t}$. Bij het opstellen van een vergelijking voor \mathbf{p}'_1 mag derhalve d/dt door jq vervangen worden. Dus is:

$$\mathbf{Z}(j\omega + jq) \mathbf{p}'_1 = \mathbf{Z}_1 \mathbf{p}'_1 = -\frac{j q}{2} e^{jq t} \mathbf{L} \mathbf{Y}_0 \mathbf{a} \quad (25)$$

De oplossing van deze matrixvergelijking wordt verkregen door vermenigvuldiging met de reciproke matrix \mathbf{Y}_1 :

$$p_1' = -\frac{jq}{2} e^{jq t} \mathbf{Y}_1 \mathbf{L} \mathbf{Y}_0 \mathbf{a} \quad (26)$$

Deze uitdrukking kan nu nog aanmerkelijk worden vereenvoudigd. Volgens definitie is n.l.:

$$\left. \begin{aligned} \mathbf{Z}_1 &= (j\omega + jq) \mathbf{L} + \mathbf{R} \\ \mathbf{Z}_0 &= j\omega \mathbf{L} + \mathbf{R} \end{aligned} \right\} \quad (27)$$

Derhalve is:

$$\mathbf{Z}_0 - \mathbf{Z}_1 = -jq \mathbf{L} \quad (28)$$

Invoering hiervan in (26) geeft:

$$\begin{aligned} \mathbf{p}_1' &= \frac{1}{2} e^{jq t} \mathbf{Y}_1 (\mathbf{Z}_0 - \mathbf{Z}_1) \mathbf{Y}_0 \mathbf{a} = \\ &= \frac{1}{2} e^{jq t} [\mathbf{Y}_1 \mathbf{Z}_0 \mathbf{Y}_0 \mathbf{a} - \mathbf{Y}_1 \mathbf{Z}_1 \mathbf{Y}_0 \mathbf{a}] = \\ &= \frac{1}{2} e^{jq t} (\mathbf{Y}_1 \mathbf{a} - \mathbf{Y}_0 \mathbf{a}) \end{aligned} \quad (29)$$

Op overeenkomstige wijze leidt men af dat:

$$\mathbf{p}_1'' = \frac{1}{2} e^{-jq t} (\mathbf{Y}_0 \mathbf{a} - \mathbf{Y}_{-1} \mathbf{a}) \quad (30)$$

De door de som van (29) en (30) bepaalde waarde van \mathbf{p}_1 treedt nu weer op in het storingslid van vergelijking (20) voor $k = 2$, waarmee we dan \mathbf{p}_2 kunnen bepalen. Daar zowel $\cos qt$ als \mathbf{p}_1 termen met $e^{jq t}$ en $e^{-jq t}$ bevatten, bevat hun product termen met $e^{2jq t}$, const. en $e^{-2jq t}$. Elk hiervan bepaalt een component van \mathbf{p}_2 , welke op overeenkomstige manier als de componenten van \mathbf{p}_1 bepaald kunnen worden.

Aldus kan men achtereenvolgens alle \mathbf{p}' 's bepalen. In deze uitdrukkingen komen voor de grootheden $\mathbf{Y}_n \mathbf{a}$. $\mathbf{Y}_n \mathbf{a}$ is de oplossing van de vergelijking in \mathbf{i} :

$$\mathbf{Z} (j\omega + jnq) \mathbf{i} = \mathbf{a} \quad (31)$$

Dit is het stelsel maasvergelijkingen, welke de kringstromen bepaalt wanneer in de ingangsmaas een eenheids-emk werkzaam is (immers $a_1 = 1$, $a_2 = a_3 = \dots = 0$) met frequentie $\omega + nq$. Wanneer we van deze stromen alleen de uitgangsstroom beschouwen, dan is deze dus gelijk aan de trans-admittantie van het netwerk voor de frequentie $\omega + nq$. We zullen deze verder

aangeven met y_n . Men houde er dus rekening mede dat de index n in y_n verder op de frequentie slaat en niet op b.v. de n -de maas.

Overal waar we dus in de componenten van η een uitdrukking $Y_n \mathbf{a}$ tegenkomen vervangen we die naderhand door y_n .

Uiteindelijk verkrijgen we voor de (complexe) uitgangsstroom een uitdrukking, welke door de tabel wordt gegeven. Deze tabel bevat een rekenschema ter bepaling van de grootheid η , waaronder we verstaan de op de uitgangsmaas betrekking hebbende component van η . Deze is dus opgebouwd uit een dubbelsom van termen. Een bepaalde term kan worden gevonden door de in een bepaald vakje geplaatste uitdrukking te vermenigvuldigen zowel met de in de linkerkolom staande factor alsook met de in de bovenste rij geplaatste factor.

In de rij met factor $(m/2)^k \times$ staan alle componenten afkomstig uit de term p^k . De pijltjes wijzen op het feit dat een bepaalde frequentie component in p_k twee componenten in p_{k+1} voortbrengt, welke in frequentie $\pm q$ ervan verschillen.

We zullen thans laten zien, dat deze uitdrukking convergeert. Hiertoe majoreren (vergroten) we de uitdrukking door alle tekens positief te kiezen en alle y_n 's te vervangen door de maximale waarde van de modulus van de in een bepaalde rij voorkomende y_n 's.

De uitdrukkingen tussen haakjes kunnen nu met de binomiaal uitdrukking van Newton gesommeerd worden. Ieder der tussen haakjes geplaatste uitdrukkingen in de k -de rij wordt dus vervangen door $2^k \cdot \text{Max } |y_n| (-k \leq n \leq +k)$. De som van al deze uitdrukkingen in de k -de rij is dan

$$\frac{2^{2k}}{k!} \left(\frac{m}{2}\right)^k \cdot \text{Max } |y_n| (-k \leq n \leq +k) \quad (32)$$

Voor een discreet netwerk met dissipatieve belasting kan de trans-admittantie niet sneller dan volgens een bepaalde eindige macht van ω stijgen. Derhalve kan altijd een eindige waarde a aangegeven worden zodanig dat het in (32) optredende maximum kleiner dan k^a is. Sommeren we de uitdrukkingen (32) voor $k = 0, \dots, \infty$, dan convergeert derhalve deze uitdrukking. Hiermee is bewezen dat het resultaat van de tabel absoluut convergeert, ook als dubbelsom beschouwd. Eventueel mag men de termen dus ook in plaats van rijgewijs eerst kolomsgewijs sommeren.

$$i = \eta \cdot \hat{e} \exp(j\omega t + j m \sin q t)$$

$\eta =$	$e^{-3jq t} \times$	$e^{-2jq t} \times$	$e^{-jq t} \times$	$1 \times$	$e^{jq t} \times$	$e^{2jq t} \times$	$e^{3jq t} \times$
$1 \times$				y_0			
$\frac{m}{2} \times$			$\frac{1}{1/0!} (y_0 - y_{-1})$		$\frac{1}{0/1!} (y_1 - y_0)$		
$\left(\frac{m}{2}\right)^2 \times$		$\frac{1}{2/0!} (y_0 - 2y_{-1} + y_{-2})$		$\frac{1}{1/1!} (y_1 - 2y_0 + y_{-1})$		$\frac{1}{0/2!} (y_2 - 2y_1 + y_0)$	
$\left(\frac{m}{2}\right)^3 \times$	$\frac{1}{3/0!} (y_0 - 3y_{-1} + 3y_{-2} - y_{-3})$		$\frac{1}{2/1!} (y_1 - 3y_0 + 3y_{-1} - y_{-2})$		$\frac{1}{1/2!} (y_2 - 3y_1 + 3y_0 - y_{-1})$		$\frac{1}{0/3!} (y_3 - 3y_2 + 3y_1 - y_0)$

5. *Mogelijkheid van toepassing en uitbreiding.*

In de eerste plaats kan men aantonen dat de door de tabel gegeven uitdrukking gesommeerd kan worden als $y_n = \text{const.} \cdot e^{-j(\omega + nq)\beta}$ d. w. z. als het netwerk een constante demping en een lineair fazeverloop heeft. Het blijkt, dat de stroom dan hetzelfde verloop met de tijd heeft als de spanning, echter met een tijdsvertraging β . Er is dan geen modulatievervorming.

Wanneer het netwerk niet volkomen ideaal is, doch er wel veel op lijkt, kan men y_n splitsen in een product van $e^{-j(\omega + nq)\beta}$ en een gedeelte y'_n dat de golfjes verdisconteert. Het netwerk is dan vervangen door een serieschakeling van een ideale niet-vervormende doch alleen vertragende vierpool en een (fysisch niet verwezenlijkbaar) netwerk dat alleen de afwijkingen bevat. Op de trans-admittantie van dit laatste netwerk wordt dan de berekening volgens de tabel toegepast. Men kan dan bereiken dat $y' = 1$, terwijl de overige y'_n kleine grootheden zijn. De tabel levert dan één hoofdterm die 1 is en bijkomende kleine termen. Is de som van deze laatste termen $a + jb$, dan is $\eta = 1 + a + jb$. De in η aanwezige bijdrage tot de momentele faze is dan:

$$\text{bg tg } \frac{b}{1 + a} \approx b \quad (33)$$

In het bovenstaande is alleen sinusvormige modulatie besproken. Heeft men te maken met b.v. twee componenten in de modulatie, dan kan een soortgelijke afleiding worden toegepast. In (18) treedt dan echter i.p.v. $m \cos qt$ op: $m_1 \cos q_1 t + m_2 \cos q_2 t$. Bij de verdere berekening blijkt dan, dat iedere component van \mathbf{p}_{k-1} niet twee doch vier componenten in \mathbf{p}_k oplevert. Dit kan ook voor meer modulatiecomponenten worden vervolgd. De verwachting bestaat, dat voor een zéér groot aantal modulatiecomponenten (waarbij met een ruisachtig spectrum gerekend kan worden) de berekening weer iets overzichtelijker wordt, doordat met gemiddelden en schattingen gewerkt kan worden.

Tenslotte kan nog worden opgemerkt, dat met de matrixmethode ook een reeks van van der Pol's type verkregen kan worden. Hierop zullen we thans echter niet ingaan.

Discussie

Dr. H. Bremmer: Kan Uw methode waarbij met differenties gewerkt wordt, geconfronteerd worden met anderen methoden waarin differentiaalquotiënten optreden?

K.: Inderdaad is dit mogelijk. Bij ontwikkeling der differenties in reeksen van differentiaalquotiënten wordt een reeks verkregen analoog aan die van Carson-Fry resp. Stumpers. De termen zijn iets anders gegroepeerd, waardoor het resultaat convergent is.

F. L. Stumpers: Men kan ook direct de Fourier-methode toepassen, en ev. de Besselfuncties naar m ontwikkelen. Men krijgt dan een ontwikkeling van i , waarbij $e^{j(\omega t + m \sin q t)}$ niet buiten haakjes staat. Heeft deze ontwikkeling voor- of nadelen?

K.: De methode, waarbij de e -macht reeds is afgesplitst, geeft een betere convergentie dan volgens de directe Fourier-methode.

S.: De asymptotische methode gaat goed voor grote waarden van m . Dan wordt deze methode toch nogal bezwaarlijk? Men wenst tenslotte toch de frequentie te vinden. Dan is de berekening hier toch pas aan het begin. Is het mogelijk een overzichtelijk resultaat te krijgen voor de distorsie, zoals de asymptotische methode voor b.v. bandfilters geeft?

K.: Inderdaad moet de uitdrukking voor de complexe stroom nog de momentele faze worden bepaald op dezelfde manier als dit bij andere reeksontwikkelingen het geval is. De convergentie is voor grote waarden van m inderdaad slechter. ¹⁾

Dr Ir A. v. Weel: De meting van F. M. fazedistorsie is in de praktijk zéér moeilijk, daar zeer vervormings-arme modulators en detectoren niet zijn te verwezelijken. Bovendien levert een gemeten distorsie nog niet direct de mogelijkheid tot localiseren van foutoorzaken op. De praktijk zou dus zeer gebaat zijn bij een theorie welke op eenvoudige wijze aangeeft, welke afwijkingen van dempings- en fazekarakteristiek bij voorgeschreven maximale distorsie toelaatbaar zijn. Bestaat er mogelijkheid, dat de door U ontwikkelde theorie hierin zal voorzien?

K.: Deze vraag is op het ogenblik nog niet met ja of neen te beantwoorden. Hiervoor zou deze theorie verder ontwikkeld moeten worden. Het is mogelijk, dat het z.g. „onverstaanbare overspreken” bij F.M. overdracht van een A.M. draaggolfsysteem wel is te benaderen.

¹⁾ Wanneer, zoals voor de hand ligt, m groter wordt genomen bij constanthouden van de frequentiezwaai mq , wordt de convergentie niet slechter.

Appendix.

Iets over matrixrekening.

Wanneer we een stelsel lineaire vergelijkingen hebben, b.v.

$$\left. \begin{aligned} a_{11} x_1 + a_{12} x_2 + a_{13} x_3 &= u_1 \\ a_{21} x_1 + a_{22} x_2 + a_{23} x_3 &= u_2 \\ a_{31} x_1 + a_{32} x_2 + a_{33} x_3 &= u_3 \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

kunnen we dit formeel op de volgende wijze omschrijven. De onbekenden x_1 , x_2 en x_3 worden beschouwd als 3 kengetallen van een vector \mathbf{x} . Evenzo bepalen u_1 , u_2 en u_3 tezamen een vector \mathbf{u} . De 3×3 grootheden a_{ij} worden tezamen beschouwd als de kengetallen van een quadratische „matrix” \mathbf{A} . We schrijven dit als

$$\mathbf{x} = \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{pmatrix}; \quad \mathbf{u} = \begin{pmatrix} u_1 \\ u_2 \\ u_3 \end{pmatrix}; \quad \mathbf{A} = \begin{pmatrix} a_{11} & a_{12} & a_{13} \\ a_{21} & a_{22} & a_{23} \\ a_{31} & a_{32} & a_{33} \end{pmatrix} \quad (2)$$

Een matrix moet wel onderscheiden worden van een determinant. De laatste is een bepaald getal, dat volgens het bekende rekenschema uit de elementen van de matrix gevormd kan worden.

De linkerleden van het vergelijkingstelsel (1) interpreteren we nu als te zijn het resultaat van een „vermenigvuldiging” van de matrix \mathbf{A} met de vector \mathbf{u} . Kennelijk is het resultaat van deze vermenigvuldiging weer een vector (de drie kengetallen zijn n.l. de drie linkerleden). Volgens (1) is nu deze vector gelijk aan de vector \mathbf{u} . We schrijven dus:

$$\mathbf{Ax} = \mathbf{u} \quad (3)$$

hetgeen als stenografie voor het vergelijkingstelsel (1) kan worden opgevat.

Het bovenstaande behoeft zich niet tot 3 resp. 3^2 elementen van vectoren resp. matrices te beperken. In het algemeen kunnen de vectoren n kengetallen en de matrices n^2 elementen hebben.

Daar het resultaat van de bovenstaande „vermenigvuldiging” weer een vector oplevert, kan hierop wéér matrixvermenigvuldiging worden toegepast. De vector \mathbf{BAx} heeft dus tot kengetallen:

$$\text{eerste: } b_{11}(a_{11}x_1 + a_{12}x_2 + a_{13}x_3) + b_{12}(a_{21}x_1 + a_{22}x_2 + a_{23}x_3) + b_{13}(a_{31}x_1 + a_{32}x_2 + a_{33}x_3)$$

$$\text{tweede: } b_{21}(\dots) + b_{22}(\dots) + b_{23}(\dots)$$

$$\text{derde: } b_{31}(\dots) + b_{32}(\dots) + b_{33}(\dots)$$

Deze uitdrukkingen zijn niet symmetrisch in de a_{ij} en b_{ij} . Derhalve is \mathbf{BAx} in het algemeen *niet* gelijk aan \mathbf{ABx} . In matrixvermenigvuldigingen mogen in het algemeen matrices *niet* verwisseld worden!

De gegeven definities van vectoren, matrices en vermenigvuldigingen zouden betrekkelijk inhoudsloos zijn, indien ze niet met definities van optelling e.d. en met hanteerbare rekenregels aangevuld konden worden.

Onder de som (of het verschil) van twee matrices \mathbf{A} en \mathbf{B} wordt verstaan de matrix, welker elementen gelijk zijn aan de som (het verschil) van de overeenkomstige elementen van \mathbf{A} en \mathbf{B} zijn. Dus:

$$\mathbf{A} \pm \mathbf{B} = \begin{pmatrix} a_{11} \pm b_{11} & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & a_{nn} \pm b_{nn} \end{pmatrix} \quad (4)$$

Vermenigvuldiging van een matrix met een getal k geschiedt door alle elementen k maal groter te maken. Een getalfactor mag in een product iedere plaats innemen, daar het er niet toe doet van welke matrix of vector in dit product de elementen met deze factor vermenigvuldigd worden. Zo is dus:

$$k(\mathbf{ABx}) = (k\mathbf{A})\mathbf{Bx} = \mathbf{A}(k\mathbf{B})\mathbf{x} = \mathbf{AB}(k\mathbf{x}) \quad \text{enz.}$$

Het is gemakkelijk in te zien dat de verschillende rekenkundige hoofdregels ten aanzien van de optelling en vermenigvuldiging alle geldig zijn, behalve de commuteerbaarheid van factoren in producten. Zo is dus b.v.:

$$\mathbf{A} + \mathbf{B} = \mathbf{B} + \mathbf{A}; \quad \mathbf{A} + (\mathbf{B} + \mathbf{C}) = (\mathbf{A} + \mathbf{B}) + \mathbf{C};$$

$$\mathbf{A}(\mathbf{B} + \mathbf{C})\mathbf{x} = \mathbf{ABx} + \mathbf{ACx}; \quad \text{enz.}$$

Ook aan het differentiëren van een matrix naar een parameter kan nu een zin worden toegekend, omdat het de limiet is van een verschil, gedeeld door een getallenfactor. Men krijgt eenvoudig:

$$\left(\begin{array}{cccc} & \frac{da_{11}}{dt} & \cdot & \cdot & \cdot \\ \frac{d\mathbf{A}}{dt} = & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ & \cdot & \cdot & \cdot & \frac{da_{nn}}{dt} \end{array} \right) \quad (5)$$

Wanneer het stelsel vergelijkingen (1) niet afhankelijk of strijdig is, hetgeen in fysische problemen nooit het geval is, bestaat er een oplossing van de gedaante:

$$\left. \begin{aligned} x_1 &= \frac{\Delta_{11}}{\Delta} u_1 + \frac{\Delta_{21}}{\Delta} u_2 + \frac{\Delta_{31}}{\Delta} u_3 \\ x_2 &= \frac{\Delta_{12}}{\Delta} u_1 + \frac{\Delta_{22}}{\Delta} u_2 + \frac{\Delta_{32}}{\Delta} u_3 \\ x_3 &= \frac{\Delta_{13}}{\Delta} u_1 + \frac{\Delta_{23}}{\Delta} u_2 + \frac{\Delta_{33}}{\Delta} u_3 \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

waarin Δ de determinant der a_{ij} en Δ_{ij} de minor behorend bij a_{ij} is. De grootheden Δ_{ji}/Δ vormen weer een quadratisch schema, dus een matrix. Deze matrix noemen we de *inverse matrix* van \mathbf{A} ; ze wordt aangeduid met \mathbf{A}^{-1} . (6) kan dus verkort geschreven worden als:

$$\mathbf{x} = \mathbf{A}^{-1} \mathbf{u} \quad (7)$$

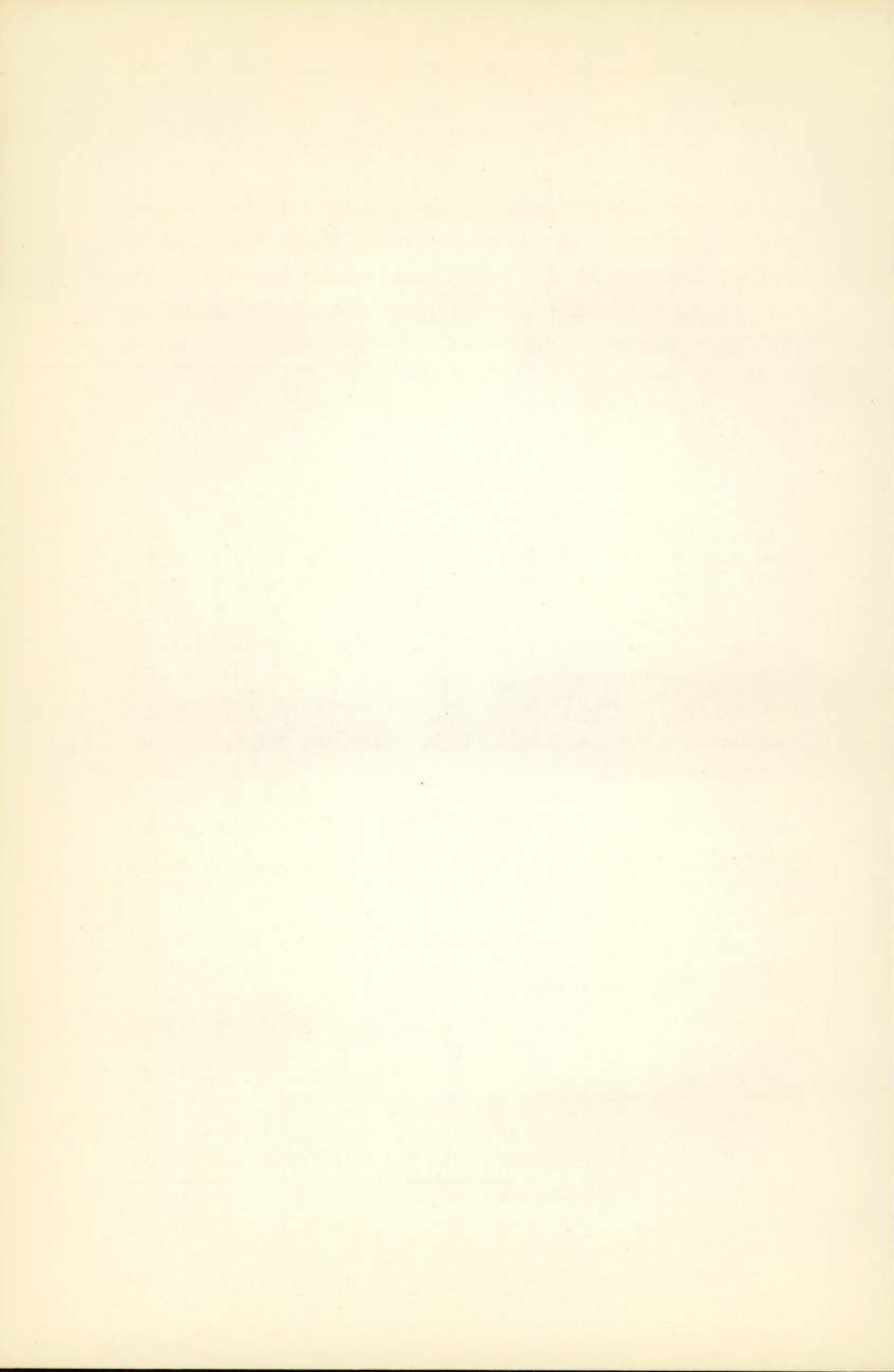
Wanneer we de beide leden van deze vergelijking met de matrix \mathbf{A} vermenigvuldigen:

$$\mathbf{A} \mathbf{x} = \mathbf{A} \mathbf{A}^{-1} \mathbf{u} \quad (8)$$

zien we door vergelijking met (3) dat:

$$\mathbf{A} \mathbf{A}^{-1} \mathbf{u} = \mathbf{u} \quad (9)$$

Wanneer in een product een matrix en haar inverse vlak na elkaar voorkomen mogen ze dus tegen elkaar weggestreept worden.



Some aspects of the average monthly radio propagation conditions of the circuit New York-Amsterdam during the last three years, and their relation with the average monthly geomagnetic activity and the maximum usable frequency.

by B. van Dijl ¹⁾ and D. van Sabben ²⁾

SUMMARY

The rapid increase of the number of unworkable hours on the circuit New York-Amsterdam during the last years is brought into relation with the average monthly geomagnetic activity and the maximum usable frequency for this circuit.

During the last three years, a period of declining sunspot activity, long distance radiocircuits have shown a rapid increase of the number of unworkable hours. In order to be able to foresee the conditions for some months, the monthly number of unworkable hours for the most affected telegraph circuit³⁾ handled by PTT for the fixed service, i.e. New York-Amsterdam, is brought into relation with the monthly average geomagnetic activity and with the predicted maximum usable frequency (muf) for this circuit.

As shown in the figure (graph 1), the number of disturbed hours, expressed as a percentage of the total of 24 daily working hours, shows one or two maxima during spring and during autumn and is rising from a few percentages during spring 1950 to about 35 % during spring 1952.

There appears to be, as might be expected, a correlation with the magnetic activity, represented by graph 2. As a measure for this activity was taken the percentage of the monthly number of hours, during which the K-index (Witteveen) of the

¹⁾ Radioreceiving station PTT, Nederhorst den Berg.

²⁾ Royal Meteorological Institute, Magnetic Observatory, Witteveen.

³⁾ Type of modulation: frequency shift keying; type of service: telex on multiplex; type of reception dual space diversity.

geomagnetic activity showed a value of 4 or higher¹⁾. Though the severity, of the magnetic storms is not expressed in this way, the correspondence with the number of lost hours is better, than when the severity of the storms is taken into account. A value of $K=4$ can be considered as to correspond with an appreciable activity.

Comparing the graphs 1 and 2, it appears that in some periods the number of lost hours is higher, while in other periods it is lower than might be concluded from dependence of magnetic activity only.

It is known that the effects of electromagnetic storms are, besides an increase of absorption, a lowering of the maximum usable frequencies; so a further correlation between the number of lost hours and the muf might be expected. Whereas the possibility for workable frequencies is smallest when the momentary muf is small, it was attempted to correlate the graphs mentioned with the minimum value of the daily mufs. These values are represented by graph 3.

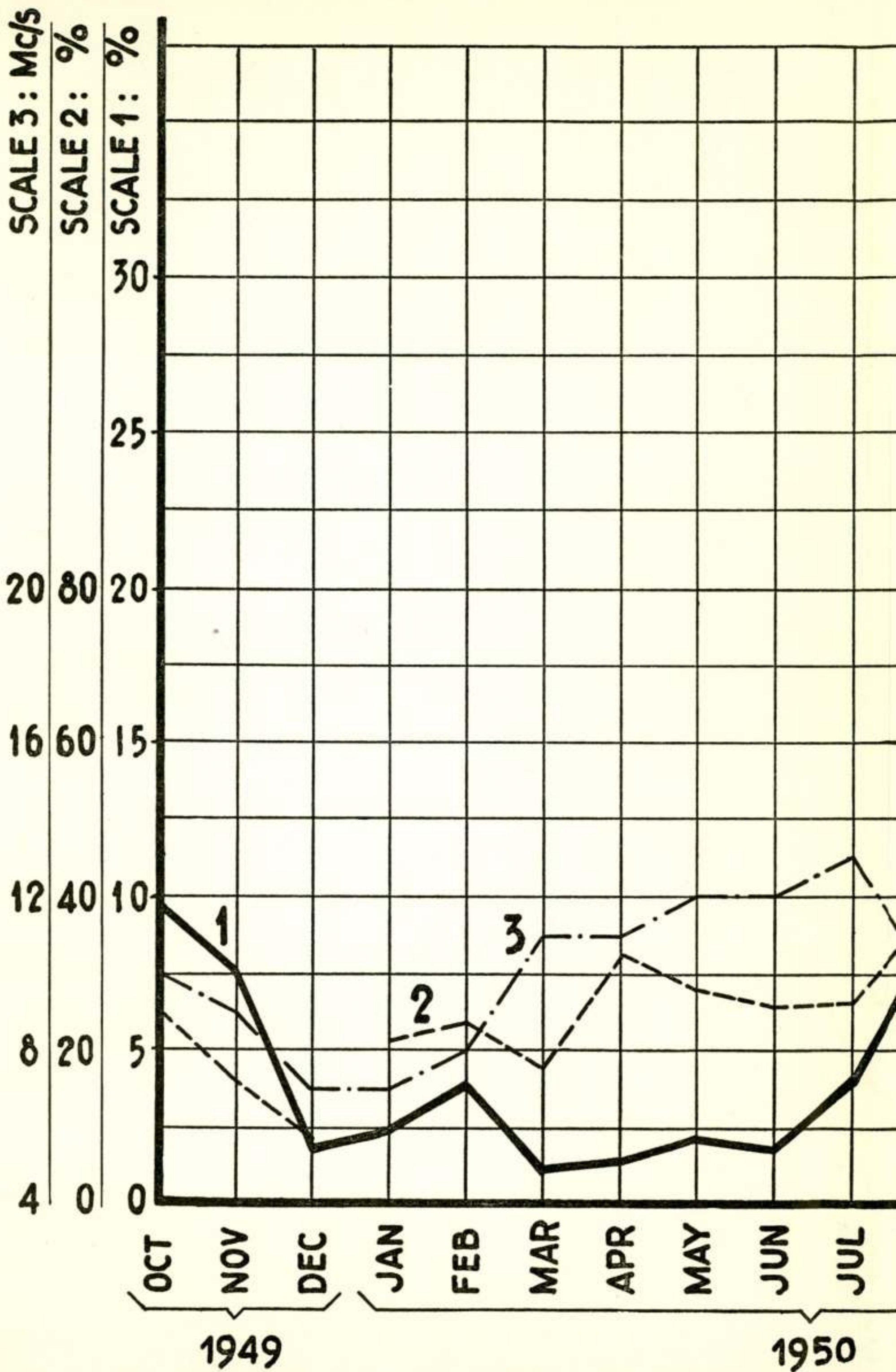
Correlating the three graphs, it is found that the number of lost hours is generally higher than may be expected from geomagnetic activity only, when the minimum of the daily muf is small, and that it is lower when this minimum value is high. This is in accordance with the fact, that the greater part of lost hours falls in that part of the day, when the muf attains a low value.

The magnetic activity, showing itself a half yearly fluctuation, has a tendency to increase further (though this tendency is decreasing during last months); the minimum value of the daily mufs will decrease to its half-yearly minimum in autumn, which latter minimum, due to the declining sunspot activity, will be lower than the preceding minima. By this, a percentage of lost time up to 50 % is possible on the direct circuit to New York²⁾ for the months August, September and October 1952.

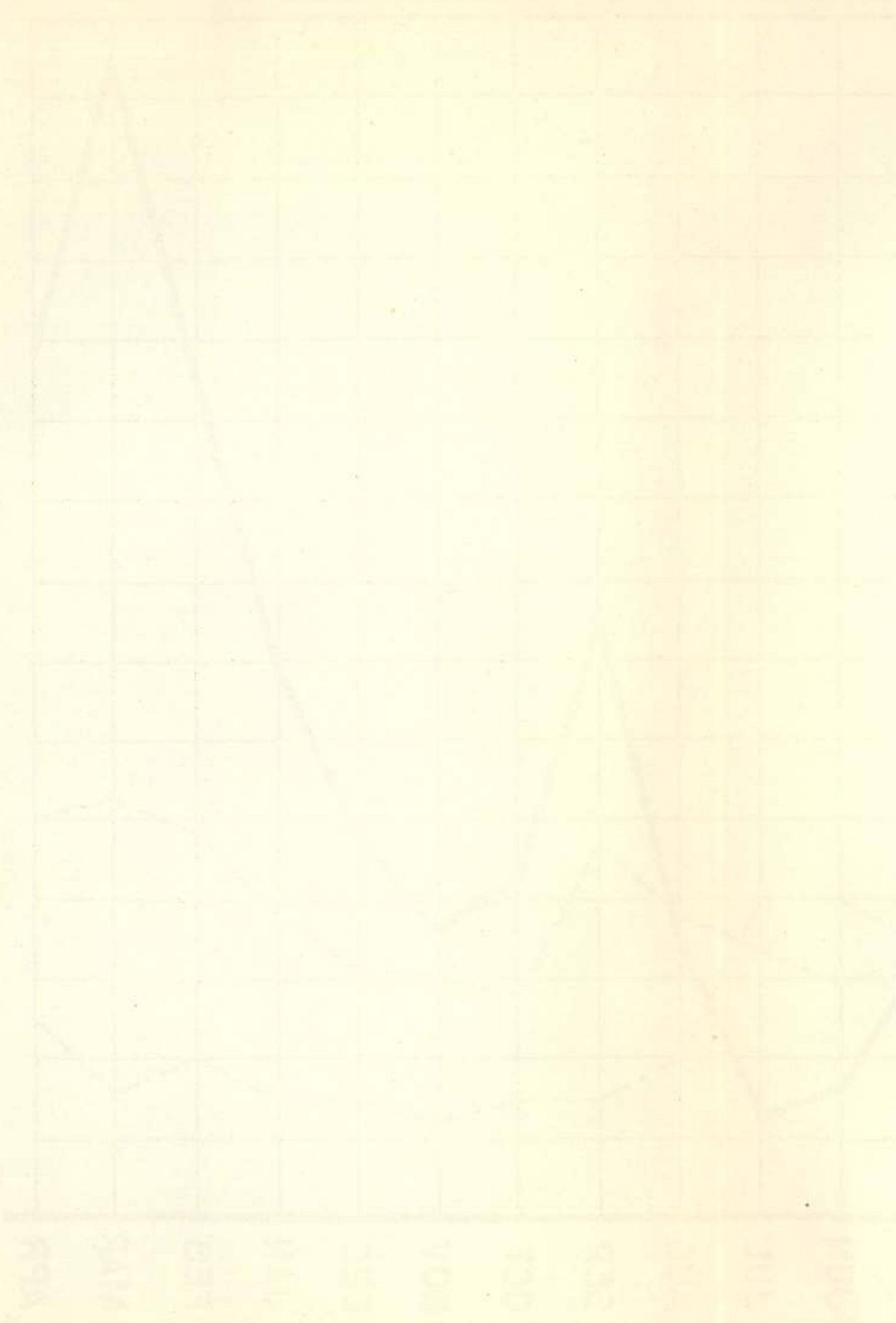
A remarkable fact is that magnetic activity is still rising in this period, 4 or 5 years after the sunspot maximum has been reached. Generally the phase of the magnetic activity cycle is retarded by only one or two years on the sunspot cycle.

¹⁾ K-Witteveen shows a discontinuity in January 1950 by a change of the procedure for obtaining the figure,

²⁾ Traffic for the U.S. can be routed via Paramaribo, which circuit is affected for less than one tenth of the time of the New York circuit.



Graph 1 (scale 1): per cent
 Graph 2 (scale 2): per cent



100
 90
 80
 70
 60
 50
 40
 30
 20
 10
 0

JAN
 FEB
 MAR
 APR
 MAY
 JUN
 JUL
 AUG
 SEP
 OCT
 NOV
 DEC

Enige moderne ontwikkelingen ten aanzien van radar apparatuur voor gebruik aan boord van schepen

door C. B. Broersma *)

Voordracht gehouden voor het Nederlands Radiogenootschap op 30 Maart 1952.

SUMMARY

A synopsis is given regarding postwar development of commercial ship-born radar equipment. This development can be divided into three different phases. The design of radar equipment in the last and present phase is explained more extensively. A modern and simple equipment is described in some detail.

De radar apparatuur welke aan boord van koopvaardij-schepen wordt gebruikt als hulpmiddel bij de navigatie is voortgekomen uit een in de laatste oorlog gebruikt radartype, de „surface search radar”. Hierbij wordt de informatie gegeven op een panoramascherm (P.P.I.-plan position indicator).

Deze in de oorlog gebruikte toestellen hadden speciaal voor de navigatie het bezwaar dat zij een betrekkelijk slecht minimum bereik hadden (circa 250 meter). Voorts waren de toestellen betrekkelijk gecompliceerd en hadden bediening en onderhoud van deskundigen nodig; speciaal opgeleide „radar operators” en „radar technicians” waren dan ook aan boord aanwezig.

Het meevaren van dergelijke specialisten — uitsluitend ten behoeve van een radar apparaat — is in normale tijden niet verantwoord, zodat in de eerste plaats gestreefd diende te worden naar een zo eenvoudig mogelijk en bedrijfszeker apparaat.

Bij de na-oorlogse ontwikkeling tot de huidige „koopvaardij-radar” kunnen we in hoofdzaak drie ontwikkelingsfasen onderscheiden:

- a) 1945—medio 1947: de eerste phase waarin we een aantal apparaten zien verschijnen — meest in kleine series — waarin primair gestreefd werd naar een zo goed mogelijk waarnemingsvermogen op korten afstand. Deze apparaten

*) Radio Holland N.V., Amsterdam.

waren niet steeds even gelukkig geconstrueerd vanuit het gezichtpunt van eenvoudige bediening en onderhoud.

Terzijde zij hier opgemerkt dat zeer belangrijke punten voor een koopvaardij-radar zijn, eenvoud ten aanzien van het geven van onderhoud, goede bereikbaarheid van zoveel mogelijk onderdelen, mogelijkheid tot het snel kunnen localiseren van fouten.

Met deze punten werd zoveel mogelijk rekening gehouden in

- b) de tweede phase van ontwikkeling welke loopt van circa medio 1947 tot eind 1949.

Bij de apparaten die in deze periode verschenen, zien we veelvuldig een uitvoerig meetsysteem, waarbij op eenvoudige wijze kathodestromen van alle buizen kunnen worden gemeten. Vaak wordt ook een eenvoudige „A-scope” in het toestel ingebouwd voor fouten-localisering, terwijl speciale aandacht is gegeven aan goede bereikbaarheid van alle vitale onderdelen.

Voortbouwende op de grote ervaring, verkregen in deze tweede phase, zien we in

- c): de ontwikkelingsphase waarin we ons thans bevinden, een ontwikkeling naar twee zijden.

Enerzijds werd de behoefte gevoeld een zo eenvoudig mogelijk apparaat te construeren, ook al om hiermede kleinere schepen uit te rusten die geen „groot” apparaat kunnen betalen. In de tweede plaats is een eenvoudig apparaat gewenst om redenen van bedrijfszekerheid.

De ervaring, verkregen gedurende de twee eerste fasen van ontwikkeling, heeft geleerd dat het aantal defecten dat optreedt ongeveer evenredig is met het aantal buizen dat in een radar installatie wordt gebruikt.

De vereenvoudiging wordt mede verkregen door het toepassen van een kleiner impulsvermogen (7 K.W.), terwijl tot dusverre 30 à 40 K.W. impulsvermogen min of meer standaard was.

Anderzijds zien we een ontwikkeling met toepassing van kathodestraalbuizen met een zo groot mogelijke schermdiameter. Dit laatste vooral in Amerika en wellicht min of meer veroorzaakt door de ontwikkeling ten aanzien van de televisie ontvangers, welke streeft naar direct-zicht buizen met een zo groot mogelijke schermdiameter. Bij de koopvaardij radar heeft thans de 16 inch buis haar intrede gedaan.



Fig. 1.

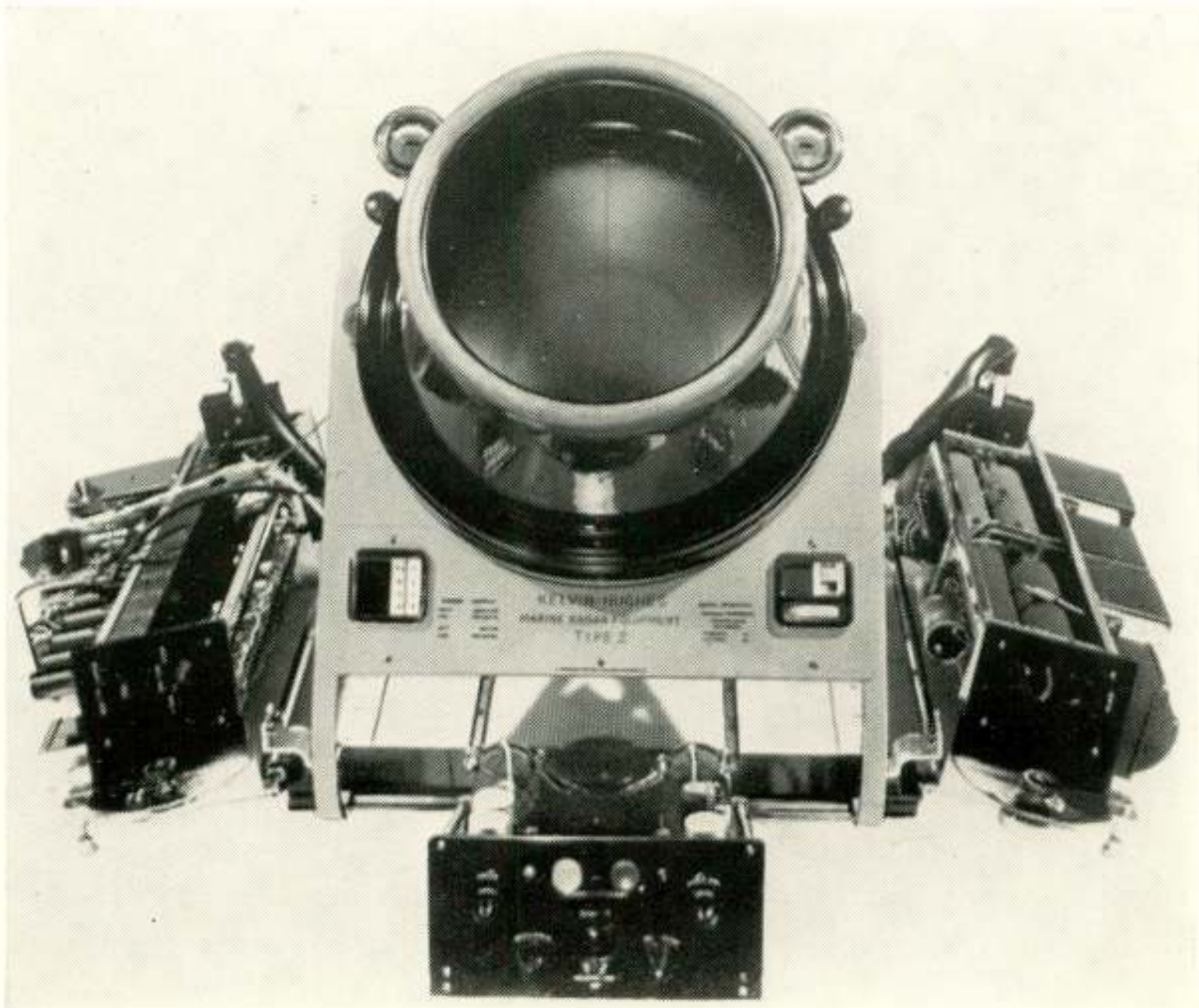


Fig. 2.

Dit maakt het apparaat niet eenvoudiger, daar verschillende problemen (o.m. lineariteit, focussing) bij deze buizen hun speciale eisen stellen. Het feit of de grote buis, met 16 inch scherm, gemotiveerd is voor een koopvaardij radar is voor tweeërlei uitleg vatbaar.

Enerzijds bedenke men dat de ervaring t.a.v. de televisie hier niet op de voet gevolgd kan worden, daar een televisiescherm bedoeld is vaak door meerdere personen gelijktijdig te worden beschouwd. Een radar-apparaat is ontworpen voor waarneming door 1 persoon, welke het beeld bekijkt op een afstand van circa 30 cm. Uitsluitend voor waarneming van het beeld is het derhalve niet van groot voordeel een schermdiameter toe te passen van groter dan 12".

Anderzijds komt het voordeel van een buis met grote diameter naar voren indien men overgaat tot het uitvoeren van een „plot" op het radarscherm.

Teneinde een goede definitie op de kleinere afstanden te verkrijgen met een grote schermdiameter dient de impulsduur zo klein mogelijk te zijn, terwijl voor een zo groot mogelijk waarnemingsvermogen van het apparaat op de grotere afstanden deze impulsduur bij voorkeur groot dient te zijn.

Dit impliceert het toepassen van impulsduur-omschakeling, welke thans veelvuldig wordt toegepast. De gebruikelijke waarden voor koopvaardijradars zijn: 0.2—0.25 microseconde voor de bereiken tot circa 5 mijl en 0.7—1.0 microseconde voor de bereiken boven 5 mijl.

Figuur 1 geeft een beeld van de indicator van een moderne navigatie radar met 16 inch buis, terwijl figuur 2 de indicator van een apparaat toont dat in totaal van 38 radiobuizen gebruik maakt.

Figuur 3 geeft het blokschema van dit apparaat.

Ter toelichting van dit blokschema zij het volgende vermeld: Voor de voeding van het apparaat wordt wisselstroom met een frequentie van 2000 per./sec. gebruikt. Veelvuldig wordt in de moderne ontwerpen gebruik gemaakt van wisselstroom met betrekkelijk hoge frequenties, hoofdzakelijk om redenen van gewichtsbesparing der transformatoren en bijbehorende afvlakfilters.

De 2000 per./sec. wisselstroom wordt tevens gebruikt voor de sturing van de modulator. In het betreffende apparaat geschiedt dit door de spanningskromme te vervormen via een transformator met verzadigde kern, welke vervolgens wordt gebracht op het rooster van een penthode. Deze penthode acti-

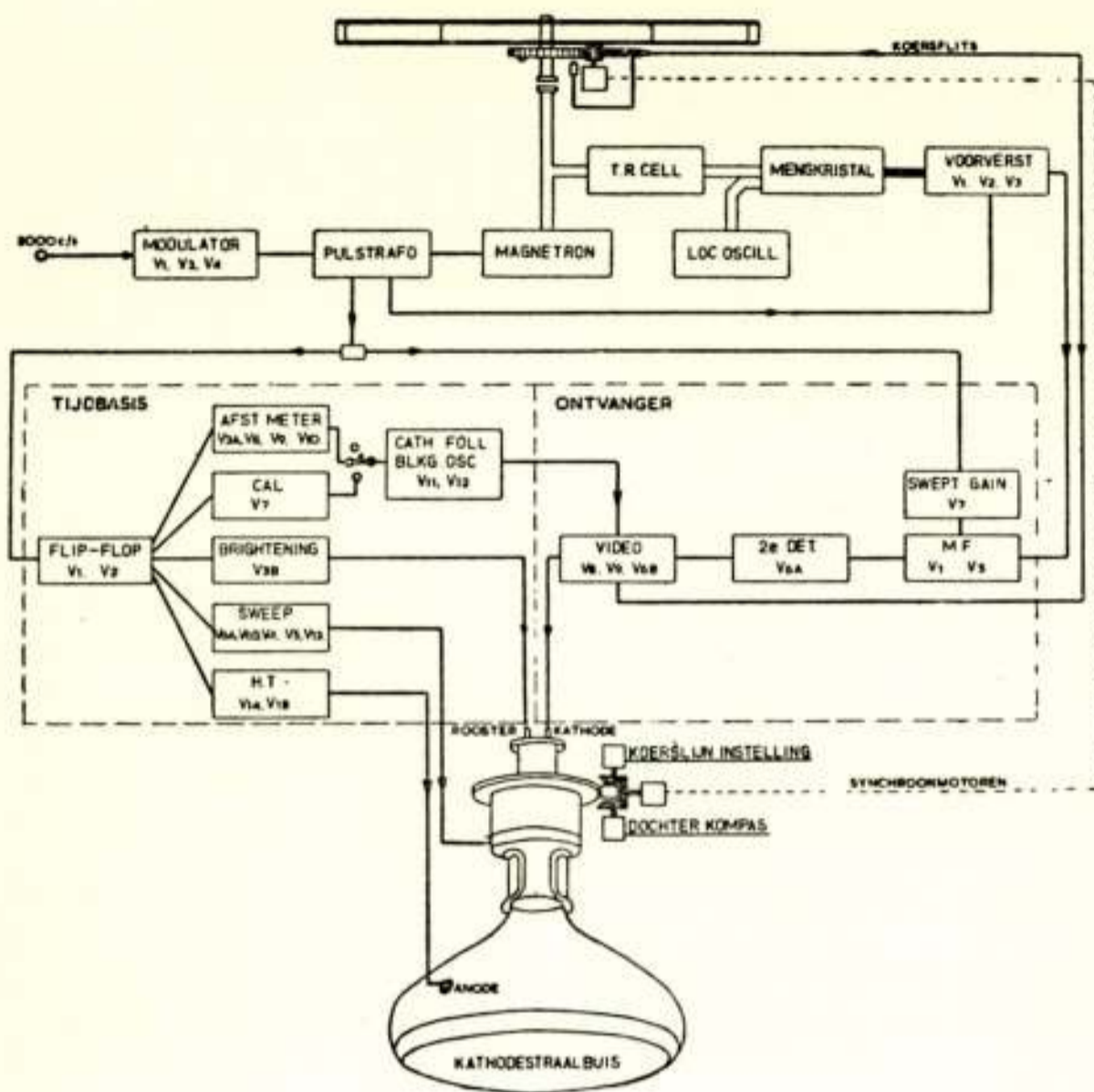


Fig. 3.

veert de „trigger” - electrode van een trigatron.

(Opgemerkt zij dat naast trigatrons - welke in de practijk hun bezwaren hebben doordat zij vaak slecht de-ioniseren - thyratrons worden toegepast, terwijl kort geleden ook de magnetische modulator haar intrede heeft gedaan.)

Een tot hoge spanning opgeladen kunstlijn wordt via het trigatron ontladen over de primaire van de pulstransformator. De secundaire spanning dezer transformator wordt als negatieve spanning aangelegd aan de kathode van het magnetron, dat hoogfrequent impulzen opwekt met een tijdsduur van circa 0.2 microseconde bij een piekvermogen van 7 K.W.

Het hoogfrequentsysteem is conventioneel uitgevoerd met dien verstande echter dat een zend-blokkeer schakelaar (anti T-R cell) niet wordt toegepast.

(Opmerking: De zend-blokkeer schakelaar wordt meestal bij de scheeps-navigatie radars nog wel toegepast; uitsluitend bij het ontwerp dat hier besproken wordt is deze — door het kiezen van passende lengten der delen van het hoogfrequent-systeem — met slechts een gering verlies van rendement weggelaten kunnen worden.)

Door het toepassen van een moderne stabiele locale oscillator voor het frequentiegebied van 9320—9500 m.c./s. heeft men geen automatische frequentieregeling toegepast. Een schakeling met 4 à 6 radiobuizen heeft men hierdoor kunnen besparen. Hierdoor is het echter noodzakelijk op de indicator een potentiometer aan te brengen teneinde de spanning op de reflector-electrode binnen kleine grenzen te kunnen instellen; als indicatie

voor juiste instelling wordt een m.A. meter (eveneens op de indicator aangebracht) gebruikt die in combinatie met een lamp-voltmeter schakeling, gekoppeld met de middenfrequent versterker, een „dip“-indicatie geeft.

(Opmerking: Meestal worden nog automatische frequentieregelingen toegepast bij navigatie radars. De praktijk heeft echter bewezen dat dit een der zwakste schakels in het radar-systeem is.)

Als „mengbuis“ wordt een reeds „klassiek“ geworden mengkristal toegepast. In de nabijheid van dit mengkristal bevindt zich een drie-traps versterker (voorversterker) welke via een co-axiale kabel is verbonden met een 5 traps hoofdversterker.

Een impuls, afgenomen van een derde wikkeling van de puls-transformator, drukt de voorversterker dicht gedurende de tijd dat de zendimpuls optreedt. De versterkingsgraad van de hoofdversterker wordt automatisch geregeld via een „swept-gain“ systeem (oplopende versterking) dat geactiveerd wordt via de impuls transformator.

Het resultaat van de werking van dit systeem is dat de versterker korte tijd nadat iedere zendimpuls is uitgegaan een lage versterkingsgraad heeft, welke - instelbaar middels een op de indicator aangebrachte potentiometer - oploopt tot de maximale waarde. Deze waarde wordt bepaald door de stand van de versterkings - regel - potentiometer (gain control).

De bedoeling is met het „swept-gain“ systeem een onderdrukking te krijgen van de echo's welke veroorzaakt worden door golfslag.

De tweede detector en video-trappen zijn conventioneel uitgevoerd en behoeven geen nadere bespreking.

De van impulstransformator afkomstige impuls welke het „swept-gain“ systeem activeert wordt mede gebruikt voor het starten van een multivibrator (flip-flop).

De blokgolven welke door deze multivibrator worden opgewekt worden gebruikt voor:

- a) Het in werking stellen van het variabele afstandsmerk.
- b) Het geven van de calibratie-impulsen.
- a) en b) kunnen naar keuze worden geschakeld op een „blocking oscillator“ welke de gevormde impulsen verscherpen en vervolgens brengen in de video-versterker.
- c) De verhelderings impuls, welke de kathodestraalbuis „opent“ uitsluitend gedurende de heenslag.
- d) De deflectieversterker.

e) Het hoogspannings p.s.a. voor de kathodestraalbuis. Het hoogspannings p.s.a. werkt in impulsvorm en wel zodanig dat dit uitsluitend gedurende de terugslag geactiveerd wordt. H.F. storingen welke door dit p.s.a. kunnen worden opgewekt hebben dan geen storend effect, daar gedurende de terugslag de kathodestraalbuis „dicht is”.

(Opmerking: Naast deze met impulsen werkende p.s.a.'s zien we bij navigatie radars veelvuldig ook conventionele 6000 - 10000 Volt gelijkrichters in enkel- of dubbel phasige uitvoering.)

In andere ontwerpen ziet men toepassing van een laagfrequent of hoogfrequent oscillator welke een wisselspanning met een frequentie van circa 3000 per/sec., c.q. circa 200 k.p./s. opgewekt welke na transformatie en gelijkrichting aan de kathodestraalbuis wordt aangelegd.

Discussie

Ir. P. Zijlstra: Welke golflengte band is het meest wenselijk in verband met „sea clutter” enz.?

Ir. C. B. Broersma: In verband met „sea clutter” heeft de 10 cm. band ongetwijfeld voordelen. Deze wordt echter in Engeland niet toegelaten voor navigatie radar-apparaten. Ten einde in het 10 cm. gebied een goed azimuth-onderscheidingsvermogen te krijgen is een der Amerikaanse fabrikanten thans op de markt gekomen met antennesysteem dat een reflector gebruikt met een diameter van 12 voet.

Z.: Welk vermogen is het meest wenselijk gebleken?

B.: Voor 3 cm. radar circa 30 kW.

Z.: Is het niet wenselijk gebleken een mogelijkheid te hebben tot frequentie bijregeling in verband met mogelijke drift van het magnetron?

B.: Zeer zeker, de apparaten welke geen automatische frequentie regeling hebben, dienen een potentiometer te hebben op de indicator welke binnen betrekkelijk nauwe grenzen de spanning op de reflectie - electrode van het klijstron kan variëren.

Z.: Bij de door spreker genoemde installaties is er een waarbij de ATR cell wordt weggelaten en waarbij dit kan doordat de afstand tussen het magnetron en de TR.-cell een zeer bepaalde waarde heeft. Worden hierdoor niet extra zware eisen gesteld aan het magnetron wat betreft onderlinge gelijkheid?

B.: Zeker, de magnetron fabricage zal nauwkeuriger dienen te zijn en aanvankelijk werden hiermede ook moeilijkheden ondervonden.

Ir. H. de Lange: Blijft bij het binnenloodsen van een schip door middel van havenradar de verantwoording voor de gevolgen van het navigeren bij het schip?

B.: De verantwoording blijft steeds bij de gezagvoerder van het schip.

Dr. Ir. A. van Weel: In hoeverre voldoet de huidige technische uitvoering van radar apparaten aan betrouwbaarheids eisen?

B.: De betrouwbaarheid is uiteraard die, welke men kan verwachten van gecompliceerde elektronische apparatuur; hierbij worden meer dan 50% van de storingen veroorzaakt door defecte zekeringen en buizen. Gemiddeld kan men rekenen op één storing - hetzij groot, hetzij klein - per 20 - 25 bedrijfsuren.

Ir. B. G. Hooghoudt: In hoeverre wordt een analogie met „Teleran” overwogen? Is de apparatuur die hiervoor aan boord nodig is, niet minder kritisch?

B.: Voor massaal gebruik aan boord van schepen wordt nog niet aan „Teleran” gedacht. De scheepsradar heeft het grote voordeel onafhankelijk te zijn van informatie, afkomstig van de wal.

C. M. Verhagen: Is de oorzaak van defecten ten gevolge van storingen door radiobuizen een gevolg van critische instelling of belasting?

B.: In een aantal gevallen (deflectie-eind-versterker) zijn de buizen inderdaad tot enkele de maximaal toelaatbare grens belast; in enkele schakelingen (a.f.c. systemen) is de instelling zeer zeker kritisch te noemen.

V.: Zijn er al ervaringen opgedaan met buizen met „lange levensduur”?

B.: De z.g. „red-top” radiobuizen worden nog niet in navigatieradars toegepast.

Ir. S. J. Hellings: Hoe ziet U de toekomstige ontwikkeling van de navigatieradar.

B.: Enerzijds in de richting van zo eenvoudig mogelijke toestellen, waarbij b.v. het variabele afstandsmerk, de gyrokoppeling, en andere niet strikt noodzakelijke hulpmiddelen worden weggelaten. Het vermogen van het magnetron kan hierbij wellicht nog worden vermindert, met een overeenkomstige vereenvoudiging van de modulator. Anderzijds in de richting van de grootste perfectie ten aanzien van de beeldvorming en meetmogelijkheden op het scherm. Enigszins is men deze weg reeds in het laatste jaar ingegaan.

Uit het Nederlands Radiogenootschap

JAARVERSLAG OVER 1951

De reeks bijeenkomsten werd geopend met de *98e zitting* op 19 Januari te Utrecht. Sprekers waren ir J. L. Bordewijk en ir M. L. Toppinga. De belangstelling was goed.

De *99e zitting*, die gehouden werd op 21 Maart te Eindhoven, was gewijd aan recente ontwikkelingen in beeld-opneembuizen.

Sprekers waren dr H. Bruining, dr P. Schagen en ir J. C. Francken. De deelname was hier groot.

De *100e zitting*, tevens Algemene Jaarvergadering, werd in Den Haag gehouden op 30 Maart. Het wetenschappelijk deel van deze bijeenkomst werd verzorgd door dr C. E. Mulders, als inleider van de buitenlandse gast prof. Willis Jackson, die des namiddags sprak voor een combinatie van drie verenigingen over ultra-sonen metingen in vloeistoffen. Ook hier was de belangstelling groot.

Daarna volgde een gecombineerde vergadering met de Geluidstichting op 9 Mei te Delft, waarbij als sprekers optraden de Heer G. J. van Os, dr ir H. Mol en dr J. H. van Santen.

Ook dit werd een goed-bezochte bijeenkomst.

Het voornemen om hierna in Juni een excursie te houden naar Kootwijk moest worden opgegeven, toen bij sluiting van de inschrijvingstermijn bleek, dat zich een te gering aantal deelnemers had opgegeven.

De *101e zitting* werd gehouden op 11 September in Den Haag; sprekers waren ir W. L. van der Poel en ir C. A. Muller. In het programma was ook een bezichtiging op het Hoofdbestuur der P.T.T. opgenomen. De opkomst was hier zo groot, dat er plaatsgebrek was in de voor 100 personen geschikte zaal.

Op 31 October volgde de *102e zitting*, eveneens in Den Haag, waar dr ir J. G. W. Mulder en jhr ir W. Six spraken over gasgevulde buizen. De belangstelling was goed.

Tezamen met de sectie Telecomm. Techniek (K. I. v. I.) werd in Den Haag een goed-bezochte bijeenkomst gehouden, gewijd aan golfvoortplanting in de ionosfeer, waar ir B. van Dijl, ir A. H. de Voogt en dr H. J. Groenewold als sprekers optraden.

De Zweedse hoogleraar Norinder hield op 29 November, tijdens een bezoek aan ons land, een voordracht te Delft, onder auspiciën van het Genootschap. Er was een ruime belangstelling van studenten; die van de leden was gering.

Tenslotte werd op 3 December als *103e zitting*, eveneens te Delft, een symposium gehouden over zeer-korte-golf antennes en antennemetingen, waarvoor 5 sprekers optraden: dr C. J. Bouwkamp, ir A. T. de Hoop, ir J. M. G. Seppen, ir S. Gratama en de Heer W. Metzelaar. De opkomst was hier zeer groot.

Het bestuur vergaderde in dit jaar twee maal. Van de reglementair aftredende bestuursleden stelden de heren Tellegen en Huydts zich niet herkiesbaar. Conform het bestuursvoorstel werden op de Algem. Jaarvergadering in hun plaats benoemd de heren Jonker en J. P. Schouten. Er vond een taakverschuiving plaats, waarbij de voorzitterstaak werd toevertrouwd aan de heer Vormer.

Het Nederlands Nationaal Comité van de U.R.S.I. vergaderde twee maal, onder voorzitterschap van de heer Tellegen. Er was enige activiteit in de groep

van troposferische voortplanting, terwijl voor het eerstvolgend congres weer afspraken werden gemaakt wat betreft inzending van rapporten en mededelingen.

De examens vertonen ongeveer hetzelfde beeld als het vorig jaar, zowel wat het aantal kandidaten als de bereikte resultaten betreft. Van de in totaal 619 kandidaten slaagden er 100 (36%) voor radiotechnicus en 120 (35%) voor radiomonteur. Aan één der geslaagde radiotechnici kon dit jaar de geldprijs van f 50.— worden uitgereikt, die is beschikbaar gesteld uit het Veder-fonds voor buitengewone resultaten bereikt op onze examens. De organisatie en het verloop der examens had ook nu de volle goedkeuring van de Commissie van Toezicht en het Bestuur.

Aan een derde cursus voor radiotechnicus werd dit jaar een erkenning namens het N.R.G. verstrekt, zodat nu drie cursussen in Den Haag, Amsterdam en Hilversum deze erkenning bezitten.

Met de V.E.V. (Vereniging tot bevordering van Electrotechnisch Vakonderwijs) werd het overleg voortgezet over onderlinge aanpassing van de radiomonteurs examens der beide verenigingen, met de bedoeling te geraken tot geëördineerde examens op dit niveau. Dit in een aangename sfeer gevoerde overleg is vruchtdragend; verwacht wordt, dat binnen niet te lange tijd het gestelde doel kan worden bereikt.

Het genootschap had dit jaar het verlies te betreuren van zijn oudste ere-lid en mede-oprichter, prof. G. J. Elias.

Het Tijdschrift verscheen regelmatig en bevatte, behalve verslagen van gehouden bijeenkomsten, bijdragen van Elias, S. Duinker en Tan Soen Hong en van Vos de Wael. Om enig tegenwicht te verkrijgen tegen de nog steeds stijgende drukkosten werd dit jaar weer de gelegenheid geopend op passende wijze te adverteren; de belangstelling hiervoor bleek bemoedigend. Niettemin acht het bestuur thans het tijdstip aangebroken om een beter gefundeerde compensatie te verlangen door verhoging van de bijdrage der leden.

Het contact met zuster-verenigingen was dit jaar door toevallige omstandigheden groter dan normaal. Er werd gemeenschappelijk vergaderd met de Ned. Natuurkundige Vereniging, de Geluidstichting, de afd. T.W.O. en de sectie Telecommunicatie-techniek van het K.I.v.I. Wat betreft deze laatste sectie, die dit jaar werd opgericht, heeft grondig overleg plaats gehad om te vermijden, dat op de duur twee groepen van ten naaste bij gelijk geïnteresseerden in ons land zullen ontstaan, die zich ongeëördineerd met dezelfde onderwerpen bezig houden. Enige garantie op dit punt biedt het feit, dat in het bestuur van de nieuwe sectie ook een plaats is ingeruimd voor de voorzitter van het N.R.G., terwijl in beginsel werd overeengekomen bij voorkomende gelegenheden gemeenschappelijke vergaderingen te houden.

Het ledental steeg in de loop van het jaar van 254 tot 295.

De secretaris,
J. PIKET

PERSONALIA

Ir E. J. van Barneveld.

Ons lid E. J. van Barneveld heeft de ingenieurstitel behaald.

NIEUWE LEDEN

- H. Blok, Frankrijkstraat 37, Eindhoven.
 Ir J. W. Braicks, Anthoniusstraat 12, Eindhoven.
 Ir C. Dullemond, Koningsplein 87, Delft.
 Ir J. H. van Gelderen, Ministerpark 25, Hilversum.
 S. G. A. Heilbron, Laan van Altena 57, Delft. (junior lid)
 Ir F. W. Höld, de Perponcherstraat 100, Den Haag.
 Ir J. D. Hoepelman, Berlagelaan 17, Hilversum.
 Prof. Ir G. J. Levenbach, Saxen Weimarlaan 32¹, Amsterdam (Z).
 D. Pasma, Pasteurlaan 67, Eindhoven.
 Ir E. E. P. Poelman, Kon. Wilhelminalaan 321, Voorburg.
 Dr J. F. Schouten, 's Gravelandseweg 78, Hilversum.
 N. S. Schimmel, Quarles v. Uffordstraat 24, Noordwijk aan Zee.

VOORGESTELDE LEDEN

- Ir R. L. Bosch, Duyvelsgat 28, Delft.
 Ir H. Drost, Jacob van Ruysdaalstraat 6, Utrecht. (P.T.I., Hilversum).
 Jhr. A. van Foreest, Nieuwe Weteringseweg 140, Maartensdijk/Groenekan.
 (P.T.I., Hilversum).
 J. Koning, Hugo de Vrieslaan 78, Utrecht. (junior lid)
 Jos. Smout, Statiesteeweg 94a, Rotselaar (Brab), België. (N.I.R., Brussel).
 Dr F. W. de Vrijer, Merellaan 1, Valkenswaard (Nat. Lab., Philips, Eindhoven.)
 Ir A. Wieberdink, Anna van Engelandstraat 11, Eindhoven. (Nat. Lab., Philips, Eindhoven).

LEDEN WAARVAN HET NIEUWE ADRES AAN DE REDACTIE NIET BEKEND IS

- Ir J. M. Staal, oud adres: Woolder-esweg 29, Hengelo.
 Ir F. W. P. Jansen, Sennalaan 6, Medan.
 Ir J. M. Madsen, Weesperzijde 105², Amsterdam (Z).

ADRESWIJZIGINGEN VAN LEDEN

- Ir A. J. W. Duyvestein, T.O.K.M., Marineetablissement, Amsterdam.
 Ltz. E. Ferwerda, p/a Ministerie van Marine, Lange Voorhout 20, Den Haag.
 Dr H. J. Jongepier, Laan van Nieuw Oost Einde 259, Voorburg.
 Ir E. W. Gröneveld, Molenweg 14, Haaksbergen.
 Ir H. Miedema, 390 Aberdeen Ave Hamilton (Ont.) Canada.
 Ir L. J. van der Pauw, M.O.C., Voorschoten.
 G. Prins, Oranjeweg 8, Noordwijk aan Zee.
 Ir J. J. Schreuders, Fred. Hendriklaan 19, Oegstgeest.
 Ir J. Schmidt, Gunter Steinweg 459, Den Haag.

RECTIFICATIE LEDENLIJST

Inplaats van G. Vries te lezen: Ir G. Vries.

DE ENQUETE

Op de oproep aan de leden die door de redactie in het Maart-nummer werd geplaatst is door een aantal leden gevolg gegeven. Het tempo van binnenkomst van de formulieren laat helaas te wensen over. Gemiddeld komt er 1 formulier per dag binnen. Gaan we zo door, dan zal het definitieve resultaat van de enquête niet vóór Maart 1952 bekend zijn! Daarom mogen wij aan degenen die dit nog niet gedaan hebben nogmaals dringend verzoeken het enquêteformulier zo spoedig mogelijk in te willen vullen en aan de Hoofdredacteur terug te zenden.

TOELATINGSEIS VOOR N.R.G.-EXAMENS

Voor de examens voor radiotechnicus en radiomonteur zijn tot nu toe geen toelatingseisen gesteld; ieder is gerechtigd zich voor deze examens op te geven en er aan deel te nemen.

De resultaten van de examens stemmen niet tot tevredenheid; in de verslagen der examens is herhaaldelijk gewezen op onvoldoende voorbereiding der candidaten. Een der voornaamste oorzaken hiervan is gelegen in de gebrekkige vooropleiding; in vele gevallen ontbreekt zelfs de normale lagere-school-kennis. Reeds eerder is overwogen, in deze situatie verbetering te brengen door voor toelating tot de examens een zekere vooropleiding te eisen. Aan andere maatregelen werd toen echter de voorkeur gegeven. Tot dusver is de verbetering in het gemiddelde peil der candidaten evenwel onvoldoende gebleken.

Een goede opleiding voor radiotechnicus en radiomonteur is niet mogelijk zonder dat een behoorlijke basis aanwezig is. Het bestuur van het N.R.G. heeft nu het besluit genomen, in de toekomst voor deelneming aan de examens, zowel voor radiomonteur als voor radiotechnicus, het bezit van een passend diploma als eis te stellen. Daar het niet op de weg ligt van het N.R.G. hiervoor een afzonderlijk diploma in te stellen, werd gekozen het diploma assistent-VEV-cursist B, of een diploma, waaraan voor VEV-examens in dit vakgebied gelijke rechten zijn toegekend. Door deze keuze wordt bovendien bereikt, dat de wegen naar de diverse vakdiploma's, zowel die, welke door het N.R.G. worden verleend (radiotechnicus en radiomonteur) als die door de VEV (vereniging voor electrotechnisch vakonderwijs) worden uitgereikt (radioreparateur en radiomonteur) alle leiden langs een gemeenschappelijk basisdiploma, hetgeen voordelen biedt in verband met coördinatie der verschillende diploma's.

Daar het standpunt is ingenomen, dat de candidaten reeds bij de aanvang van hun opleidingscursus met deze gewijzigde toekomstige situatie bekend behoren te zijn, is in verband met de gebruikelijke duur van de opleidingen, vastgesteld, de nieuwe regeling te doen ingaan:

voor de examens radiomonteur: najaar 1954;

voor de examens radiotechnicus: najaar 1955.

HET BESTUUR

Diploma's en getuigschriften, welke voor toelating tot de examens voor radiotechnicus en radiomonteur als bewijs van voldoende vooropleiding gelden.

1. Het diploma radiomonteur, uitgereikt door het N.R.G.
2. Het diploma radiomonteur, uitgereikt door de Ned. Vereniging voor radiotelegrafie.
3. Het diploma adspirant-VEV-cursist B.
4. Het diploma adspirant-VEV-cursist A (voor deelneming aan het examen voor dit diploma, dat eenvoudiger is dan het diploma-B, is een leeftijd van minstens 21 jaar vereist).
5. Het getuigschrift adspirant-VEV-cursist.
6. Het diploma gymnasium.
7. Het diploma H.B.S. 5-jarige cursus.
8. Het diploma H.B.S. 3-jarige cursus.
9. Het diploma ULO-B.
10. De N.O. akte N V.
11. De N.O. akte M h.
12. De N.O. akte N XVIa.
13. Het eindgetuigschrift van de vervolgcursus voor de Electrotechniek van de Bijzondere Avondnijverheidsschool Mathesis Scientiarium Genitrix te Leiden.
14. Het Middenstandsdiploma „Algemene Handelskennis”, echter uitsluitend voor hen, die in het jaar, waarin aan het examen wordt deelgenomen, de 21-jarige leeftijd bereiken of hebben bereikt.
15. Het bewijs van het met goed gevolg afgelegd hebben van het toelatingsexamen van een van Rijkswegen gesubsidieerde Middelbare Technische School.
16. Het diploma van de Examencommissie voor Landmachinisten.
17. Het getuigschrift A.S., respectievelijk A.M. van de opleiding voor stuurmansleerling, respectievelijk leerling scheepswerktuigkundige.
18. Het bewijs van deelneming gedurende ten minste één jaar aan de Electrotechnische School te Amsterdam, mits met voldoende cijfers voor de vakken, welke het examen voor het B-diploma van de VEV omvat.
19. Het diploma van het gesubsidieerde leerlingstelsel, uitgereikt door de VEV ingevolge art. 56 van de Nijverheidsonderwijswet, gedateerd 1948 of vroeger.
20. Het diploma van de Bovengrondse Vakschool (B.V.S.) van de Staatsmijnen in Limburg.
21. Een diploma of getuigschrift, dat volgens wettelijke bepalingen dezelfde rechten verleent als een der bovengenoemde.

JULI/AUGUSTUS NUMMER 1952

Dit zal o.m. de voordrachten bevatten van Ir Goldbohm, Ir Grosjean en Ir Verstraten, alle handelende over de havenradar van IJmuiden. De redactie verwacht dat vooral voor dit nummer ook buiten de kringen van het Genootschap ruime belangstelling zal bestaan. In verband met de oplage wordt een ieder die extra exemplaren wenst verzocht hiervan mededeling te willen doen aan de redactie.

LEZING Ir STIELTJES

De onlangs door Ir F. H. Stieltjes voor ons Genootschap gehouden voordracht over transistors zal t.z.t. in „Electrotechniek” verschijnen. Degenen die belang stellen in een overdruk hiervan worden verzocht hiervan aan de redactie kennis te geven.

ONTVANGEN TIJDSCHRIFTEN

Journal of the Franklin Institute, Maart, April 1952.

Communic. Kamerlingh Onnes Lab. No. 282, 283, 284.

Wireless Engineer, April-Mei 1952.

Nat. Bureau of Standards, Technical News Bulletin, Jan., Febr., Maart 1952.

Annales des Télécommunications, Maart 1952.

De Ingenieur, No. 14 t/m 19, 1952.

Radio Revue, April en Mei 1952.

Octrooien

Openbaar gemaakt 15 Maart 1952.

O.A. 102.862 kl. 95c2. Radio Corporation of America. Schakeling voor het omzetten van frequentiegemoduleerde trillingen in amplitude gemoduleerde trillingen.

O.A. 120.505 kl. 95d2b2a. N.V. Philips. Quasi-balansversterker, d.w.z. één der twee buizen wordt rechtstreeks geëxiteerd, terwijl de andere buis met behulp van de gemeenschappelijke kathodeweerstand geëxiteerd wordt. De uitvinding heeft ten doel om ondanks de uitgangscapaciteiten bij hoge frequenties toch de frequentiekaracteristiek vlak te houden en de balanswerking te handhaven.

O.A. 136.638 kl. 95h3b2. Pye Limited. Werkwijze voor het vervaardigen van een spoeldrager, waarbij de spoel zich aan de binnenzijde van de drager bevindt. De constructie is geschikt voor permeabiliteitsafstemming.

O.A. 136.915 kl. 95n4. Pye Limited. Antenne met cirkelvormig diagram. De dipolen worden gedragen door zijwaartse steunen, die uit een centrale mast steken.

O.A. 127.242 kl. 97f5b. Decca Record Company. Stelsel voor hyperbolische radionavigatie.

Openbaar gemaakt 15 April 1952.

O.A. 136.065 kl. 21a³67b. Bell Telephone. Ontvanginrichting voor elektrische signalen, die in het spraakfrequente gebied liggen. Met behulp van weerstanden, die van de temperatuur afhankelijk zijn, wordt een generator in werking gebracht indien signalen van de voorgeschreven frequentie binnen komen.

- O.A. 136.222. kl. 21a³47. Bell Telephone. Radiocommunicatiestelsel, waarbij, om uit een groep één bepaalde ontvanger te kunnen kiezen, gebruik gemaakt wordt van trillende tongen („tuned reeds”).
- O.A. 136.234. kl. 97cd7. Bell Telephone. Telegraafstelsel, waarbij de ontvangen tekens op een electronenstraalbuis, in de vorm van letters e.d. zichtbaar gemaakt worden. Evenals bij de telegraaf van Hell, wordt het teken een aantal malen afgebeeld.
- O.A. 133.180. kl. 97f17b3. Bell Telephone. Inrichting voor afstandsbepaling, waarbij de frequentie van de uitgezonden hoogfrequente golf in frequentie gemoduleerd wordt met een ongeveer symmetrisch zaagtandvormige spanning.
- O.A. 121.531. kl. 97f17c. Comp. Gen. de Télégraphie saus Fil. Inrichting voor het bepalen van afstand en richting van reflecterende voorwerpen met behulp van radiogolven. Inplaats van een roterende hoorn wordt gebruik gemaakt van een krans, bestaande uit een groot aantal aaneensluitende kleine hoorns, die om de beurt door het roterende uiteinde naar de golfpijp gevoed worden.

Nieuwe uitgaven

Television explained by W. E. Miller (editor of „The Wireless & Electrical Trader) — Fourth Edition 1951. 104 pags. — formaat 14 x 22 cm. prijs 5 sh. Uitgever: Iliffe.

Dit boek behandelt op summiere wijze de televisie ontvanger, uitsluitend volgens de Engelse standaard. Een mathematische behandeling is geheel vermeden. In tien korte hoofdstukken wordt achtereenvolgens behandeld: De meest gebruikelijke eenvoudige ontvang-antenne systemen, het Engelse televisie-signaal, diverse elementaire schakelingen, de kathodestraalbuis, deflectie-versterkers, voedingsapparaten en installatie voorschriften.

Het werkje kan worden aanbevolen aan gevorderde amateurs, aan service personeel en installateurs, doch lijkt voor Nederland van minder belang, daar het geheel is afgestemd op de Engelse televisie standaard.

C. B. B.

Reunie C.C.I.R., den Haag, 1 - 10 April 1952

Studiegroepen I (zenders) en III (complete radiosystemen bij de verschillende diensten in gebruik).

C.C.I.R.: Directeur: Prof. Dr B. van der Pol; vice-directeur: L. W. Hayes; J. van der Mark.

Nederlandse delegatie: Dr Ir H. C. A. van Duuren (voorz. s.g. III), Ir B. van Dijn, Dr Ir L. Kosten, Ir B.J. Stöver, Ir J. J. Vormer.

Expert: Ir J. W. Alexander. Waarnemer C.I.R.M.: Ir C. B. Broersma.

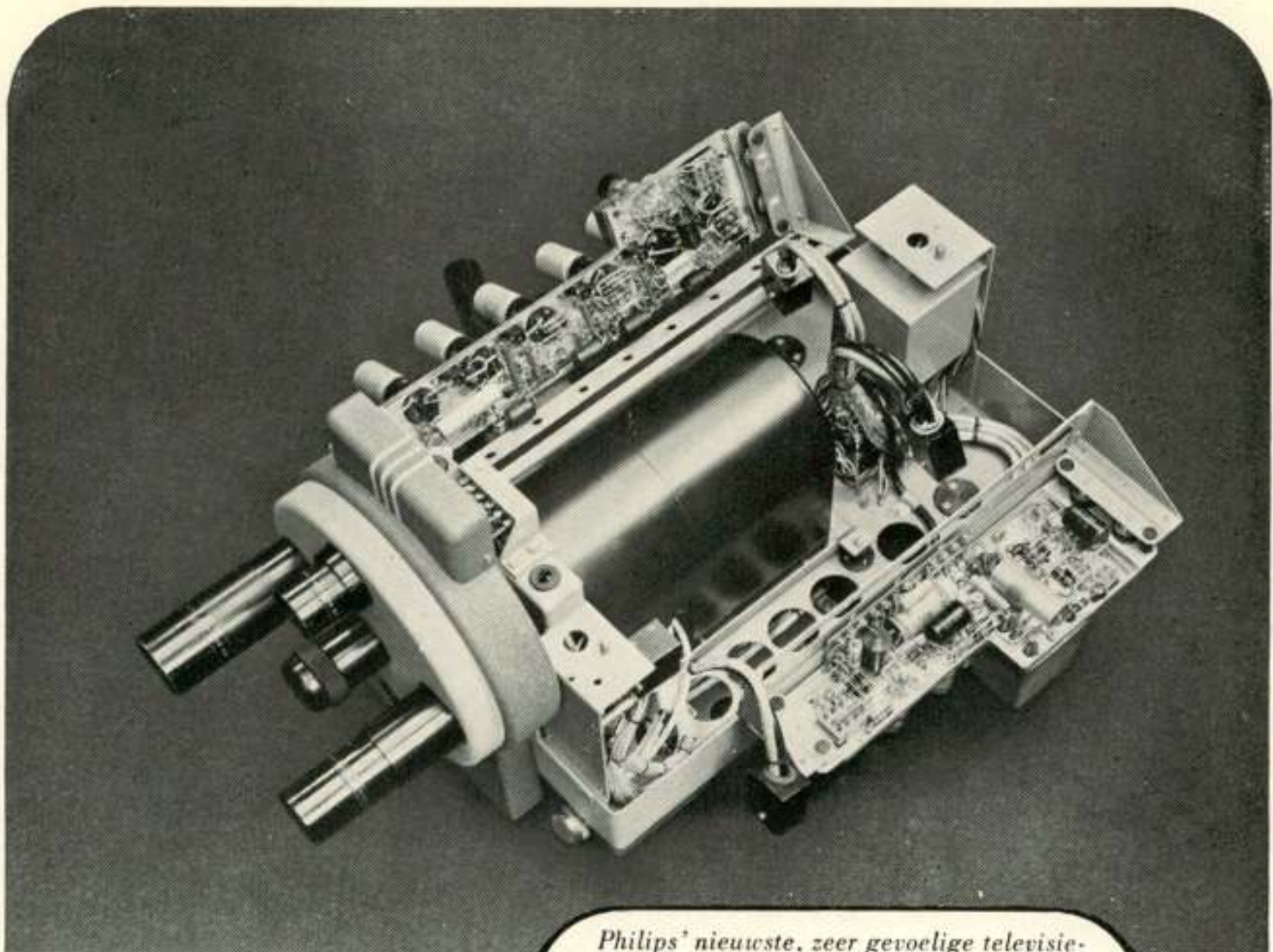
Op verzoek van de Buitengewone Administratieve Radioconferentie, Genève najaar 1951, vergaderden de studiegroepen I en III van het C.C.I.R., teneinde de administraties en de International Frequency Registration Board adviezen te verstrekken om tot economischer gebruik van het frequentie spectrum te komen.

Als urgente punten kwamen op de agenda voor: Bandbreedte van uitzendingen; harmonische en parasitaire stralingen; frequentie stabilisatie van zenders; frequentie gemoduleerde telegrafie; bandbreedte en signaal-ruisverhouding in complete systemen; theorie van de communicatie.

Als belangrijkste resultaten van de discussies kunnen de volgende aanbevelingen vermeld worden:

- a) Het is gewenst de zendtrappen van telegrafiezenders na de sleuteling, in verband met het uitgezonden spectrum, lineair in te stellen.
- b) De frequentie stabiliteit van zenders, met inachtnaam van economische eisen, zo ver op te voeren, dat het werkelijk in beslag genomen frequentiespectrum nadert tot het noodzakelijke spectrum (hetgeen aanzienlijk verder gaat dan de in Atlantic City gestelde tolerantie).
- c) Voor frequentie gemoduleerde telegrafie de totale frequentie verschuiving niet hoger dan 500 Hz te kiezen.
- d) Aangenomen kan worden, dat tweevoudige ontvangst voor telegrafie verbindingen een verbetering in signaal-ruisverhouding geeft van minstens 6 db.
- e) In verband met de vervorming van telegrafie signalen, is het gewenst dat de richtingskarakteristieken van de antennes voor meervoudige ontvangsystemen, aan elkaar gelijk zijn.
- f) De bovenste grensfrequentie van een radiotelefoniekanaal kan beperkt worden tot 2600 Hz.
- g) De audiosignaal-ruisverhouding voor een telefoniekanaal kan op 33 db of hoger gesteld worden voor zeer goede kwaliteit, terwijl een signaal-ruisverhouding van 13 db als een nog juist bruikbare kwaliteit beschouwd kan worden.

B. v. D.



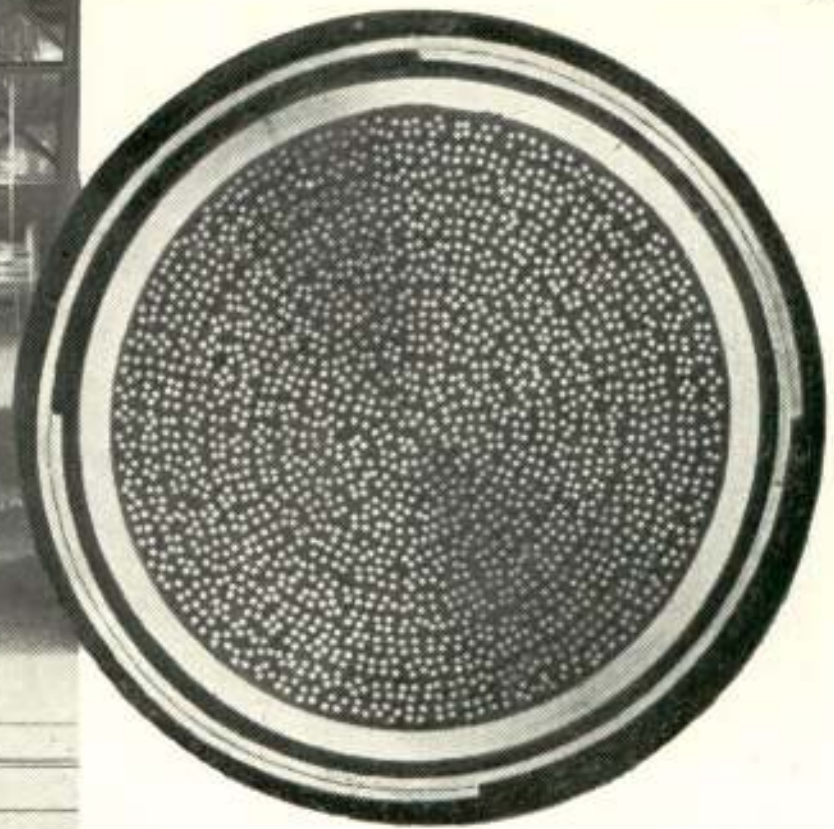
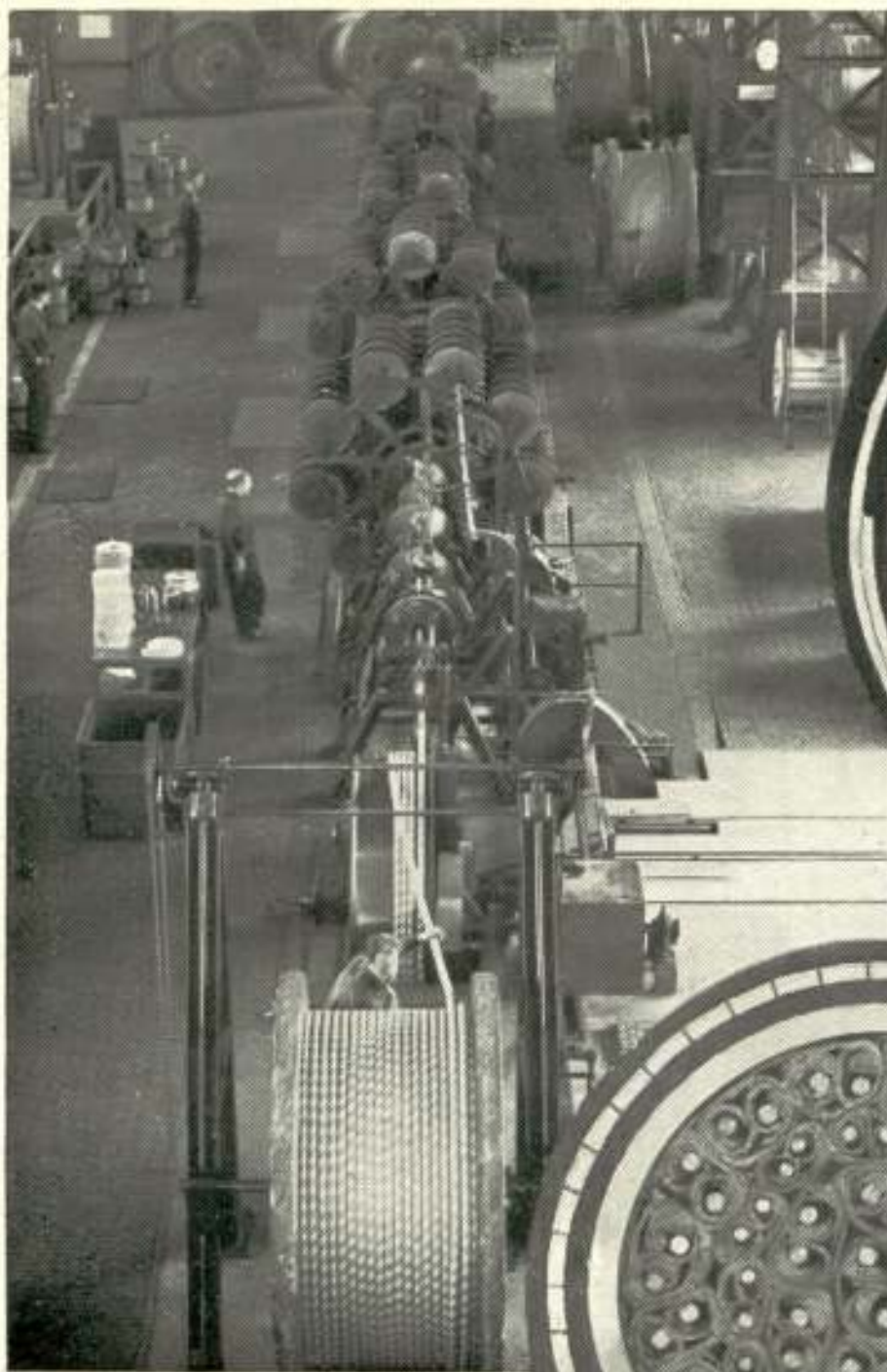
Philips' nieuwste, zeer gevoelige televisie-camera type SBE 521, voorzien van een revolverkop met 4 lenzen van verschillende brandpuntafstanden.

Philips' Telecommunicatie Industrie v/h N.S.F. fabriceert en levert alle apparatuur, benodigd voor de opname en uitzending van televisieprogramma's: camera's, contrôle-lessenaars, regie-tafels, beeld- en geluidsenders en straalzenders bestemd voor relais-verbindingen.

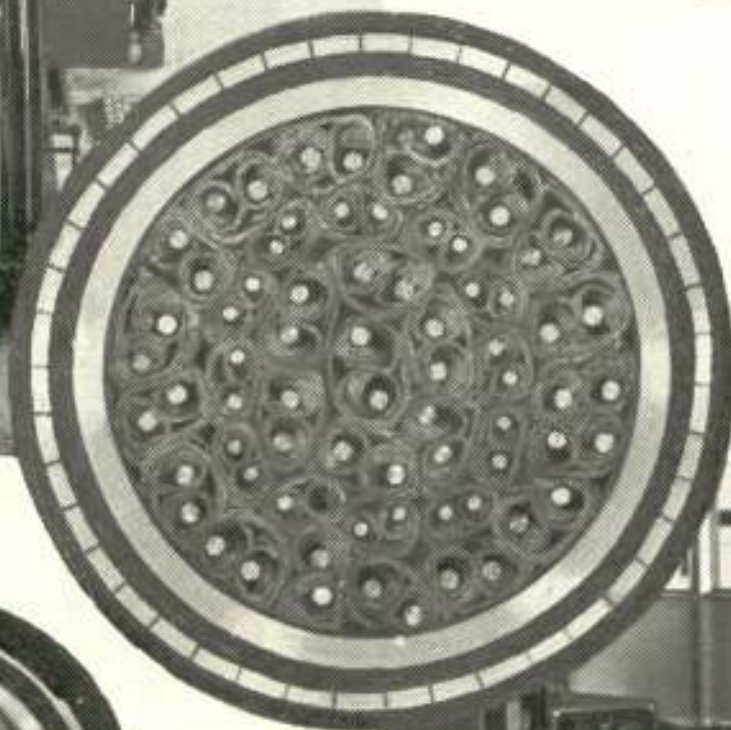
De foto toont het inwendige van de nieuwste televisie-camera. De verschillende onderdelen zijn gemakkelijk toegankelijk doordat de beide zijwanden naar buiten kunnen worden opengeklapt. Bovenaan is de videoversterker zichtbaar, rechts-onderaan de tijdbasiseenheid.



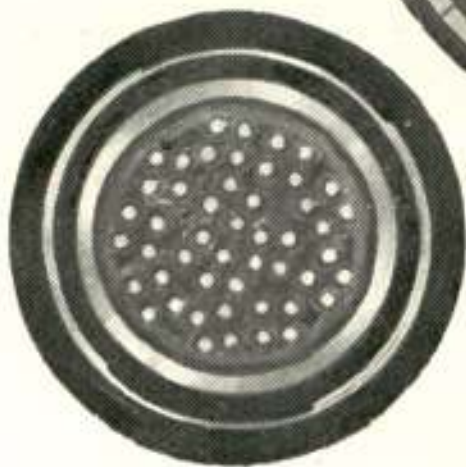
N.V. PHILIPS' TELECOMMUNICATIE INDUSTRIE
v/h N.V. NEDERLANDSCHE SEINTOESTELLEN FABRIEK — HILVERSUM



2000 aderige
telefoonkabel



Radio- distributiekabel



300 kHz draaggolfkabel



30 MHz coax-kabel



Signaalkabel



N.K.F. kabels voor telecommunicatie-
doeleinden zijn het resultaat van
diepgaand onderzoek en
een zeer zorgvuldige fabricatie.

N.V. NEDERLANDSCHE KABELFABRIEK, DELFT