Tijdschrift van het
Nederlands Radiogenootschap

DEEL XVIII No. 1 JANUARI 1953

Een onderzoek van het flikkerverschijnsel en een mogelijke verklaring van een naar voren gekomen resonantie-effect

door H. de Lange Dzn. [1])

Voordracht gehouden op 25 April 1952 voor het Nederlands Radiogenootschap.

SUMMARY

For the fovea, the frequency f_c at which flicker just disappears at various brightness versus time functions is investigated.

It is shown that only the „ripple ratio"

$$r = \frac{\text{amplitude of the first Fourier component}}{\text{average brightness}}$$

of the stimulus, the average brightness being constant, is of importance for the critical frequency f_c. Bij plotting r against f_c, at constant average brightness, the points observed fit into one smooth curve which is monotonous at low intensities. At high brightness levels a resonance effect occurs around $f = 9$ c/sec. Under these conditions the ripple ratio r at which flicker disappears has a lower value than 1.35%, the limiting discrimination of sinusoidal foveal brightness variation observed for $f \leqq 1$ c/sec. Using such a set of low-frequency characteristics measured under practical circumstances, it is possible to calculate f_c, with or without stray light, for any given brightness versus time function with the aid of Fourier analysis if $r > 2\%$.

With the aid of an electric analogue containing a low-pass filter, a feedback circuit and a non-linear element, transforming the physical stimulus into a number of impulses, it may be shown that in the light-sensitive organ from retina to centre of consiousness there may be also a feedback mechanism with a time delay $\tau' \approx 1/80$ sec.

[1]) Philips Telecommunicatie Industrie, Hilversum.

1. *Inleiding.*

1.1. Bij de televisie-overdracht is aan de totale communicatieketen, welke met opneembuis en microfoon begint en bij ons zelf eindigt, als laatste schakel, naast het reeds lang in gebruik zijnde gehoororgaan, het oog als tweede bijgevoegd. Het ligt in de bedoeling één eigenschap van het gezichtsorgaan wat nader te onderzoeken nl. het niet in staat zijn om snelle lichtvariaties nog waar te kunnen nemen.

Reageert het gehoororgaan hoofdzakelijk op frequenties en paste hiermede geheel in overeenstemming Helmholtz reeds Fourier analyse op de geluidsstimulus toe, onder invoering van de begrippen grond- en boven tonen, bij het oog ligt de zaak geheel anders. Daaarmede ziet men in het gezichtsveld diverse gebeurtenissen na elkaar plaatsvinden. Het begrip tijd is dus in sterke mate met een visuele waarneming geassocieerd en ligt het voor de hand het verdwijnen van het flikkerverschijnsel, bij hoog tempo van onderbreking van het invallende licht, door een traagheid van het oog te verklaren. Na elke lichtperiode wordt door het z.g. nabeeld de helderheidsindruk nog een tijdje vastgehouden, waardoor de donkere fazen meer en meer worden opgevuld als het tempo van onderbreken wordt opgevoerd. Indien men echter ergens in het systeem netvlies → helderheidsindruk een laagdoorlatende filterwerking aanneemt moet het mogelijk zijn het verdwijnen van de variatie in helderheidsindruk ook zo te verklaren, dat bij het opvoeren van de frequentie, de amplitude van de variatie door dit „filter" zodanig wordt verminderd, dat bij een bepaalde frequentie de variatie beneden de drempelwaarde voor het waarnemen van lichtvariaties is gezakt. De lichtbron geeft dan een stationaire helderheidsindruk in overeenstemming met het tijdgemiddelde van de lichtvariatie.

Met deze verklaring is van een beschouwing naar de tijd, evenals bij het oor, op een beschouwing naar de frequentie overgegaan, waarmede echter het verschijnsel hoogstwaarschijnlijk meer voor berekening toegankelijk zal zijn.

Bepaalt men namelijk van een willekeurig lineair systeem, waarbij zowel een ingangsgrootheid $\mathfrak{J}$ als een uitgangsgrootheid $\mathfrak{U}$ hetzij bijvoorbeeld van chemische, physiologische of electrische aard valt te onderscheiden, de verhouding variatie van $\mathfrak{U}$ tot sinusvormige variatie van $\mathfrak{J}$ als functie van de frequentie, dan kan men de experimenteel gevonden waarden in een grafiek uitzetten, waarmede men de zogenaamde frequentiekarakteristiek

van het systeem heeft bepaald. Door de lineairiteit van het systeem is ook de variatie in $\mathfrak{U}$ sinusvormig en is genoemde verhouding onafhankelijk van de grootte van $\mathfrak{J}$. Het is dan in het algemeen mogelijk om met behulp van deze karakteristiek het gedrag van het systeem bij een willekeurig periodieke variatie van $\mathfrak{J}$ met Fourier-analyse te berekenen, als tevens de fase vs. freq. karakteristiek bekend is. Onder zekere voorwaarden is dit laatste echter niet altijd noodzakelijk.

Voor het bepalen van genoemde karakteristiek bij het gezichtsorgaan kan een variatie in de lichthoeveelheid, die per oppervlakte eenheid op het netvlies valt, als ingangsgrootheid worden opgevat, terwijl als uitgangsgrootheid de variatie van de helderheids*indruk* fungeert. Men zou hiertegen kunnen aanvoeren, dat een helderheidsindruk toch een meta-physische grootheid is, waarvan we hoogstens een gelijkheid kunnen waarnemen. Hiervan zal dan ook gebruik worden gemaakt, door als constante output een drempelwaarde te kiezen.

Het doel van het onderzoek is allereerst de frequentie-karakteristiek van genoemd laagdoorlatend filter te bepalen, welke karakteristiek geacht wordt maatgevend te zijn voor het gehele systeem. Voorts de drempelwaarde van waarneming van een lichtvariatie, dus van het zogenaamde successief contrast te bepalen. Nadat enige eenheden zijn besproken zal eerst de werking en enige eigenschappen van het gezichtsorgaan, als meetobject en tevens bij het onderzoek te gebruiken meetinstrument, wat nader worden beschouwd.

1.2. *Eenheden.*

Allereerst geldt het volgende:

Een puntvormige lichtbron met een *lichtsterkte* van 1 kaars (candle power I) zendt per definitie een *lichtstroom* uit van 4π lumen (Φ), dus 1 lumen per sterradiaal als eenheid van ruimtehoek. Plaatst men op 1 meter afstand een volkomen diffuus reflecterend klein vlakje (magnesium oxyde; reflectie coëff. = 1) loodrecht op de afstandslijn tot de lichtbron, dan valt op dit vlakje een lichtstroom van 1 lumen/m^2. De *verlichtingssterkte* is dan 1 lux (E). Door de volkomen diffuse terugkaatsing heeft het vlakje in alle richtingen een *photometrische helderheid* (luminantie) $B = 1/\pi$ kaars/m^2 en bekijkt men het vlakje vanuit een willekeurige richting en vanaf een willekeurige afstand met een pupil doorsnede van 1 mm^2, dan heeft de plaats waar het

beeld van het vlakje op het netvlies valt per definitie een *retina verlichting* $H = 1/\pi$ photon. Plaatst men het vlakje zodanig dat het licht onder een hoek φ met de normaal invalt dan worden B en H evenredig met de factor cos φ verkleind.

In Amerika en Engeland plaatst men het vlakje op de afstand van 1 foot en noemt dan

verlichtingssterkte:	1 foot-candle	= 10,78 lux
de helderheid :	1 foot-lambert	= $10{,}78/\pi$ cd/m^2

In Frankrijk plaatst men het vlakje op 1 cm (de verlichtingssterkte is dan 10^4 lux) en noemt deze helderheid 1 lambert. Bij 10 lux is de helderheid van het vlakje dus 1 milli lambert $\approx$ 1 foot-lambert. Bij overgang van verlichting naar helderheid is bij laatstgenoemde eenheden de factor $1/\pi$ verdwenen, waarvoor iets valt te zeggen.

Om een indruk te geven van de orde van grootte nog het volgende:

Verlichtingssterkte:	strand bij heldere zonneschijn 30.000 lux, kunstverlichting 1 → 1000 lux, maanlicht 0,03 lux, donkere nacht orde minder,
Helderheid:	Film 30 cd/m^2; televisie 100 → 150 cd/m^2.

Bij het onderzoek zullen we E uitdrukken in lux; B in cd/m^2 en H in photon. De laatste eenheid is het meest universeel. Het aantal is een van kijkrichting en afstand onafhankelijke maat voor de hoeveelheid licht die per oppervlakte-eenheid op de retina valt en waarop het oog zich adapteert. De *helderheidsindruk* die we van een verlicht vlakje op de retina krijgen noemen we P, waarvan vanzelfsprekend geen absolute maat bestaat. Daarom wordt P vergeleken met H of B in de zin van: „komt overeen met".

1.3. *Werking en samenstelling.*

In fig. 1 is zeer schetsmatig een doorsnede van de oogbal afgebeeld. De plaats waar de gezichtszenuw uittreedt is de blinde vlek, terwijl het kuiltje in de retina de gele vlek of fovea wordt genoemd. Dit gedeelte van het netvlies is het dichtst bezet met receptoren, vandaar dat het onderscheidingsvermogen hier het grootst is. Wil men een gedeelte van het gezichtsveld fixeren, dan richt men het oog vanzelf zodanig dat het licht van het betrokken gedeelte in dit kuiltje valt. Het strekt zich on-

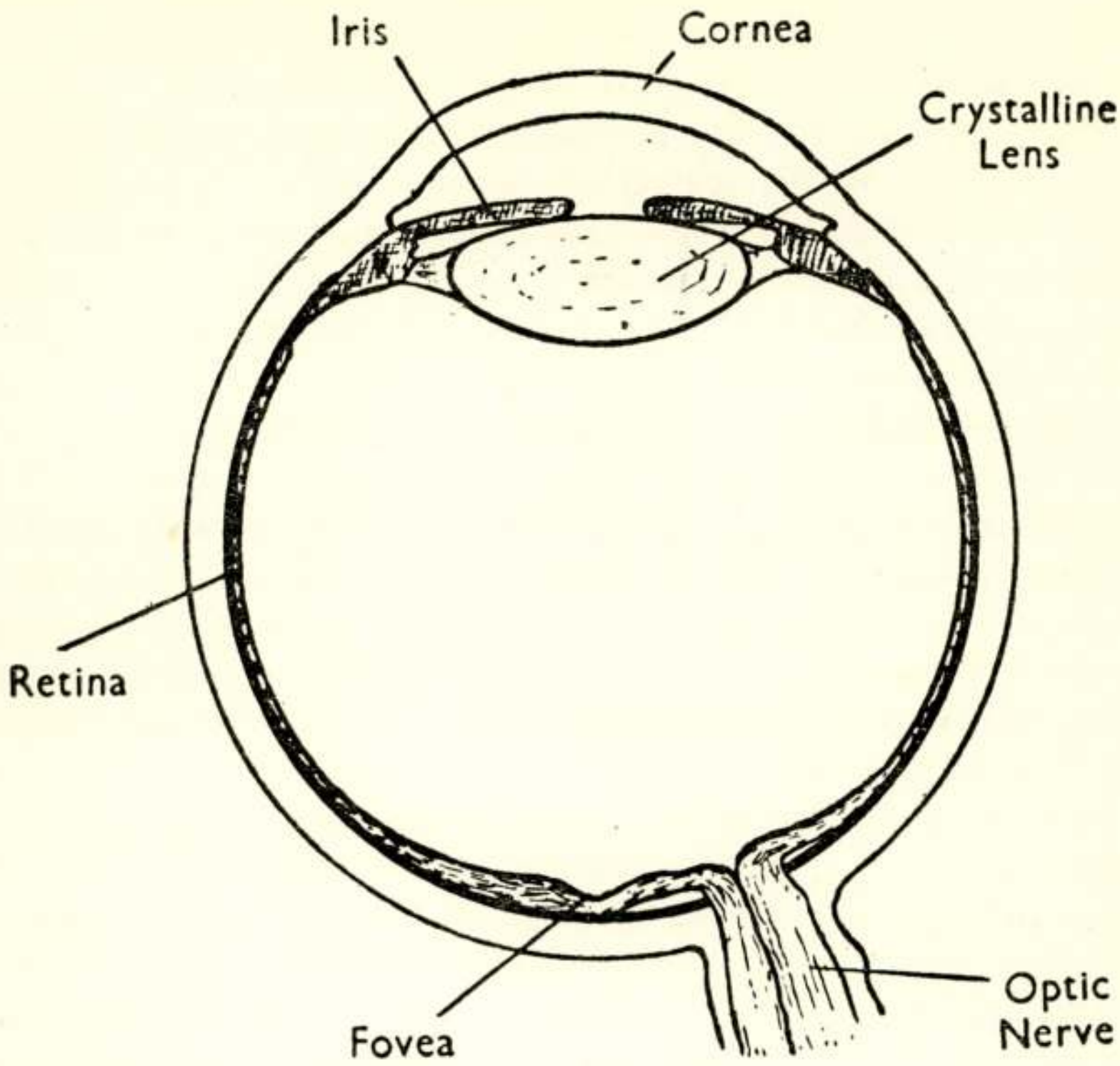


Fig. 1.
Schematische doorsnede van de oogbal.

geveer uit over een gezichtshoek van 2 graden. Hierop zullen we fluctuerend licht laten vallen, de rest van de retina daarbij een constante helderheid geven gelijk aan de gemiddelde helderheid van de fovea. Het onderscheidingsvermogen voor fluctuaties is dan het grootst.

Het oog heeft een helderheidsbereik van 10^{12}, dat is een verhouding van 40 micron tot de omtrek van de aarde en het is duidelijk, dat dit enorme bereik gecomprimeerd moet worden zodanig, dat de seinen die naar de hersenen worden doorgegeven binnen de perken blijven. Men noemt dit adaptatie. In de radiotechniek zouden we spreken van compressie of automatische volume regeling. Hiertoe zijn diverse middelen aanwezig. De variatie in middellijn van de pupil van 7 à 8 mm tot 2 mm is de 1e vorm van adaptatie en regelt in reden van 1 op 10. Om deze oncontroleerbare variatie bij het onderzoek uit te schakelen wordt vóór het oog een gaatje van 2 mm middellijn als uittree-

pupil van de optiek geplaatst. Tussen helderheid B en photons H bestaat dan een bekende constante verhouding.

Een vergroting van het kuiltje wordt weergegeven in fig. 2. De bovenzijde is de achterkant van de oogbal. Hiertegenaan worden, door een geringe overdruk in de oogbal, de receptoren gedrukt. Ervoor lopen de zenuwvezels welke enerzijds in de receptoren eindigen en anderszijds in de oogzenuw worden samengebundeld.

Onder invloed van het invallende licht, wordt het purper in de receptoren door een photo-chemische reactie omgezet. Dit photo-chemisch proces is een evenwichtsreactie en naarmate de helderheid hoger is, wordt nadat het evenwicht zich heeft ingesteld, de concentratie van het gezichts-purper minder en hiermede wordt de reactie, die in de afzonderlijke zenuwvezels teweeg wordt gebracht, geregeld. Dit is dus een tweede vorm van adaptatie.

In de fovea is de doorsnede van één receptor 1 μ, er bevinzich 2000 per 0,1 mm^2. Alleen de bundel zenuwvezels die van de fovea afkomstig zijn verspreiden zich bij de hersenen reeds over een oppervlakte die 10.000 maal groter is. Er vindt dus van het beeld op de fovea als het ware een 100-voudige lineaire vergroting op het hersenschors plaats.

In fig. 3 is links een microscopisch beeld van de doorsnede van de retina 500 x vergroot, terwijl rechts de diverse lagen in het netvlies zijn getekend nl. receptoren, 1e laag zenuwcellen, 2e laag zenuwcellen en 3e laag zenuwcellen. Van de laatste (ganglion cellen) vormen de uitlopers de directe verbinding met de hersenen. In één verbinding naar de hersenen zijn dus drie complete zenuwcellen (neuronen) in serie geschakeld. Er is geen protoplastische verbinding tussen het einde van het ene neuron en de synaps als begin van het volgnde neuron. Er zijn twee soorten receptoren, de kegeltjes voor daglicht zien en de staafjes voor nacht zien. Het helderheidsbereik [1]) is resp. 10^8 en 10^7 met een gemeenschappelijk bereik van 10^3. De overgang van de ene soort receptoren naar de andere is dus een derde vorm van adaptatie.

In de fovea bevinden zich nagenoeg uitsluitend kegeltjes welke elk een afzonderlijke verbinding naar de hersenen hebben.

Het licht moet de totale zenuwlaag passeren. Het is dus geen wonder dat de absorptie coëfficiënt van het gehele optische systeem tot aan de receptoren vrij hoog is. Bij drie proefpersonen hebben v. d. Velde[2]) en daarna Bauman[3]) aangetoond

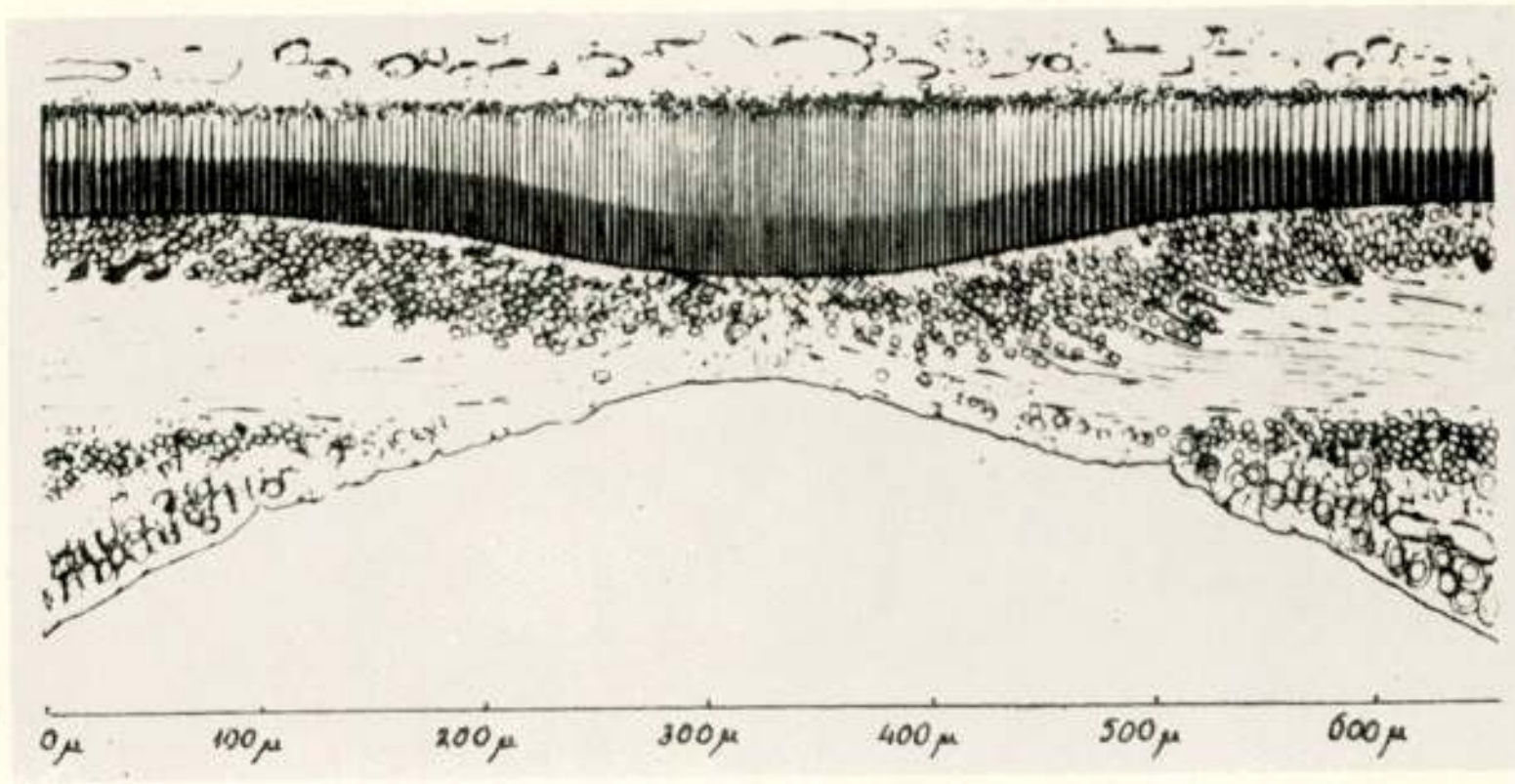


Fig. 2.
Vergroting van de gele vlek (fovea).

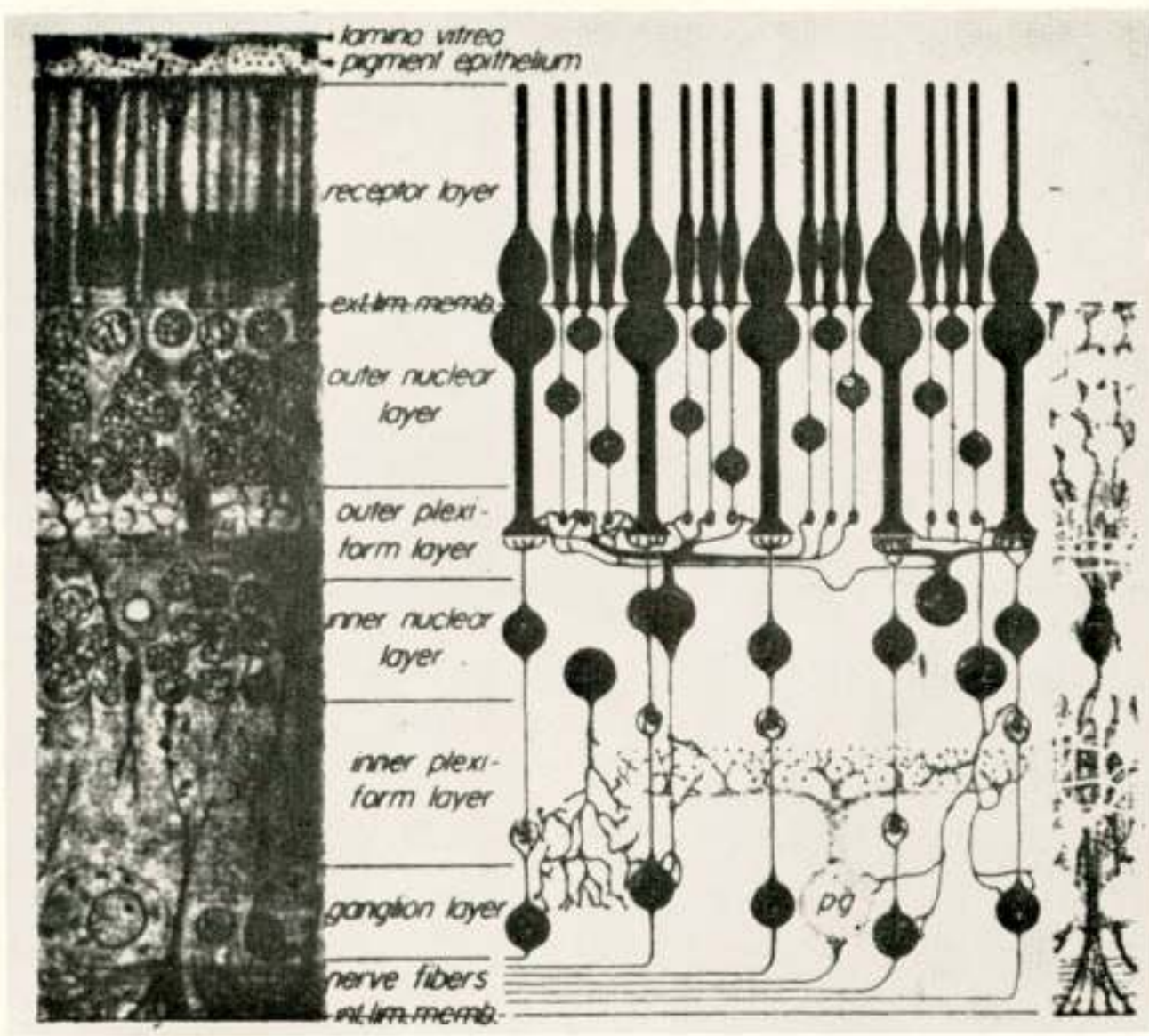


Fig. 3.
Schema van de opbouw van het netvlies met microscopische afbeelding 500 x vergroot.

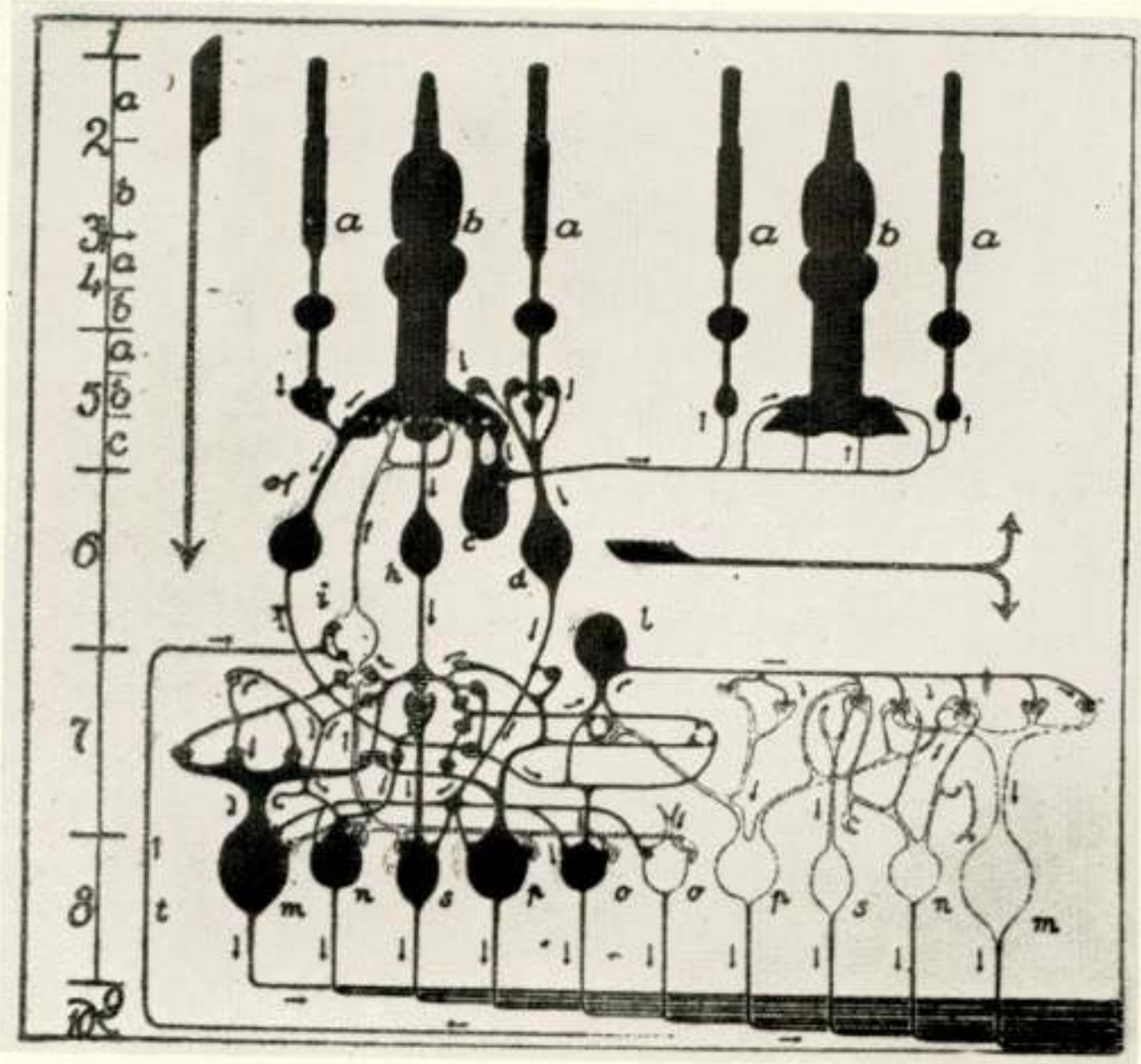


Fig. 4.
Gedetailleerd schema van het netvlies door Fischer. De pijltjes geven de voortplantingsrichting van de zenuwprikkels aan volgens Polyak. Er is een dwars- en langsverkeer, waarbij ook teruggaande verbindingen in cel *i* samenkomen van waar de prikkels worden doorgegeven naar receptor *b* (kegeltje) en *a* (staafje).

dat het aantal werkzame quanta dat de receptoren uiteindelijk bereikt resp. 27%, 9% en 7% bedroeg.

In fig. 4 zijn door Fischer[4]) de resultaten verwerkt van het uitvoerige onderzoek dat Polyak[5]) op de retina heeft verricht. Het blijkt een vrij ingewikkeld stel van verbindingen en zenuwprikkelverkeer te zijn, waarin een langs en dwars verkeer valt te onderscheiden. De synapsen zijn de schakelelementen in het systeem. Hier wordt bepaald of een prikkel afkomstig van het voorafgaande neuron (neuronen) al dan niet zal worden doorgegeven. Per neuron vindt het verkeer maar in één richting plaats. De dwarsverbindingen zullen ongetwijfeld mede een rol spelen bij de verhoging van de simultaan contrastindruk waardoor o.a. het bekende randeffect als optische illusie ontstaat. Dit artikel houdt zich uitsluitend bezig met een eigenschap van het langsverkeer, waarbij wordt opgemerkt, dat er ook een teruggaande verbinding is nl. in de lijn *t* en van *m*, *n*, *s*, *o* en *p* terug naar cel *i* en van hieruit terug naar de receptoren. Hierop komen we straks nog terug.

Fig. 5a is een oscillogram van de zenuwprikkels door Hartline[6]) opgenomen bij een molukkenkrab aan één zenuwvezel! Het zijn electrische impulsen van gelijke hoogte, waarvan wordt verondersteld dat het aantal per sec. N een maat is voor de helderheidsindruk P. Uit opmetingen van het oscillogram blijkt, dat een helderheidsvariatie van 10^4 wordt teruggebracht tot een variatie in N van 1 op 12. Hiermede treedt de aanwezigheid van volumeregeling of compressie duidelijk naar voren.

Na het inschakelen van het licht is er een aanlooptijd afhankelijk van de helderheid en vergelijkt men de dichtheid van de impulsen vlak na de start, dan vindt er in het systeem een flinke „overshoot" plaats. Vergelijkt men de maximum dichtheid van het volgende oscillogram met de stationaire dichtheid van het met een 100 maal grotere helderheid opgenomen voorafgaande oscillogram, dan wil deze verdichting zeggen, dat direct na het inschakelen momenteel de helderheidsindruk minstens 100 maal groter moet zijn geweest dan de stationaire helderheidsindruk daarna. Indien men althans mag aannemen dat een gelijk aantal impulsen per sec. een gelijke helderheidsindruk geeft. In ieder geval is het verband tussen N en H of B niet lineair en Willmer[6]) neemt voor het menselijk oog aan dat in een zeker helderheids bereik, zowel voor staafjes als kegeltjes, dit verband logarithmisch is. Bij intermitterende belichting vindt

er dus een frequentiemodulatie van de zenuwimpulsen plaats.

In fig. 6 wordt de invloed van de adaptatie op het aantal zenuwimpulsen, opgewekt door één enkele lichtimpuls, aangetoond. Door steeds langer verblijf in het donker wordt de concentratie van het purper in de receptoren tot de hoogste graad opgevoerd en wordt in het menselijk oog tevens overgegaan van kegeltjes op staafjes. Na ca drie kwartier duisternis is de hoogste lichtgevoeligheid van het oog bereikt.

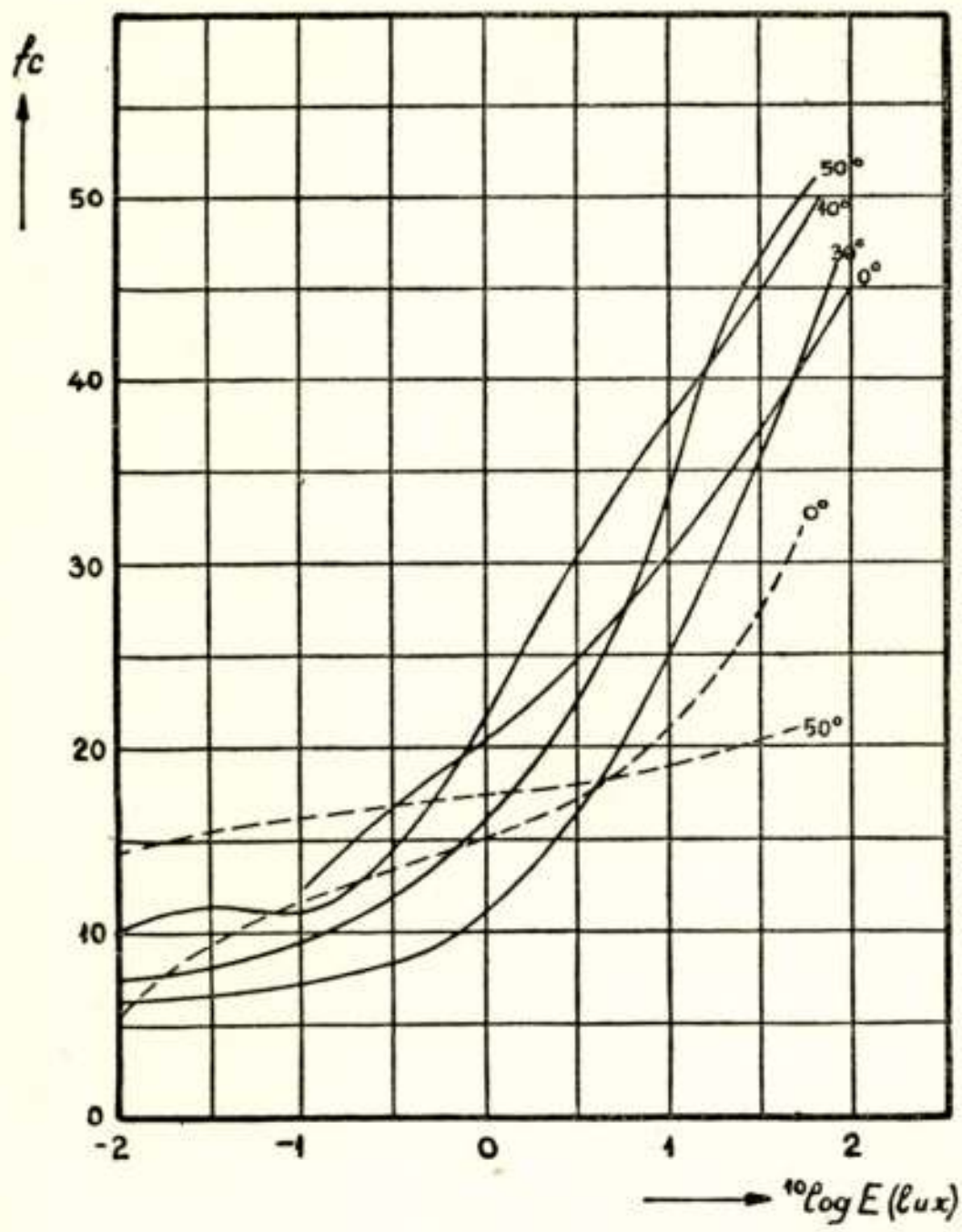


Fig. 7.

Flikkerwaarnemingen van Lythgoe en Tansley.

f_c = frequentie waarbij het flikkeren juist verdwijnt. Constante verlichting van de omgeving gelijk aan die van het 2° testveldje waarvan de plaats op het netvlies in graden is aangegeven, fovea centrum = 0°. Gestreepte lijnen voor donker-geadapteerd oog. Getrokken lijnen voor licht-geadapteerd oog. In de laatste toestand geldt bij benadering

bij 0° : $f_c = 10{,}8.{}^{10}\log E + 21{,}6$ } tussen 0,1 en
bij 10° : $f_c = 15{,}8.{}^{10}\log E + 22{,}5$ } 100 lux.

1.4. *Invloed van waarnemingsomstandigheden op f_c.*

De peripherie van het netvlies reageert geheel anders op intermitterend licht dan de fovea. Dit hebben o.a. Lythgoe en Tansley[7]) in 1929 uitvoerig onderzocht. In het algemeen stijgt de critische frequentie bij hogere helderheid maar de wijze waarop wordt sterk beïnvloed door de graad van adaptatie, al of niet verlichting van de omgeving, de plaats waar het onderzoekingsveldje op het netvlies valt, enz. De karakteristieken in fig. 7 tonen dit aan. Zo blijkt o.a. dat boven 50 lux de peripherie van het netvlies meer flikkergevoelig is dan het centrum, dat wil zeggen, dat we ook het successieve contrast van een bewegend

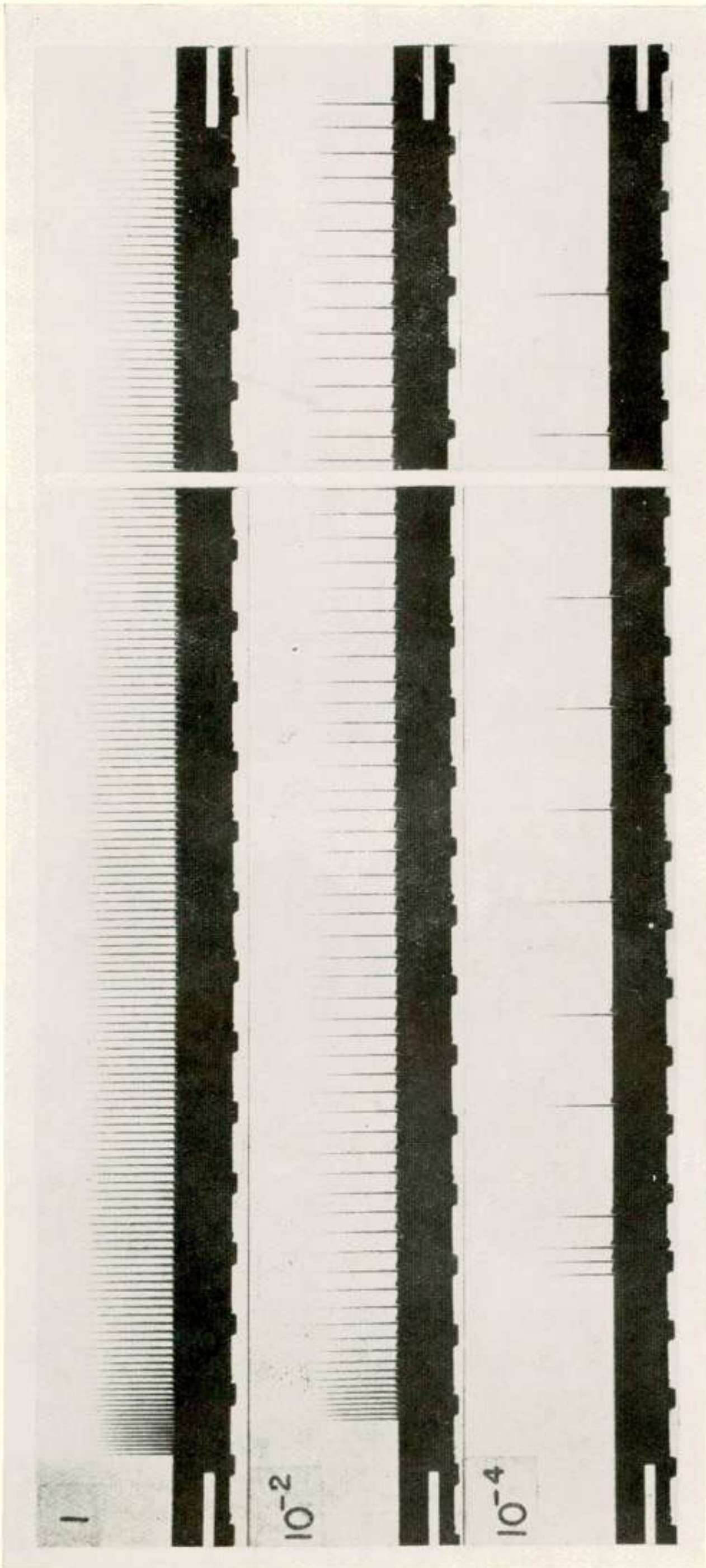


Fig. 5.

Door Hartline in 1940 oscillografisch opgenomen aantal zenuw-impulsen, afhankelijk van de lichtintensiteit bij een oog-zenuw van een molukken krab. Expositietijd aangegeven door onderbreking van witte lijn. Afstand van blokjes aan de onderzijde 1/5 sec.

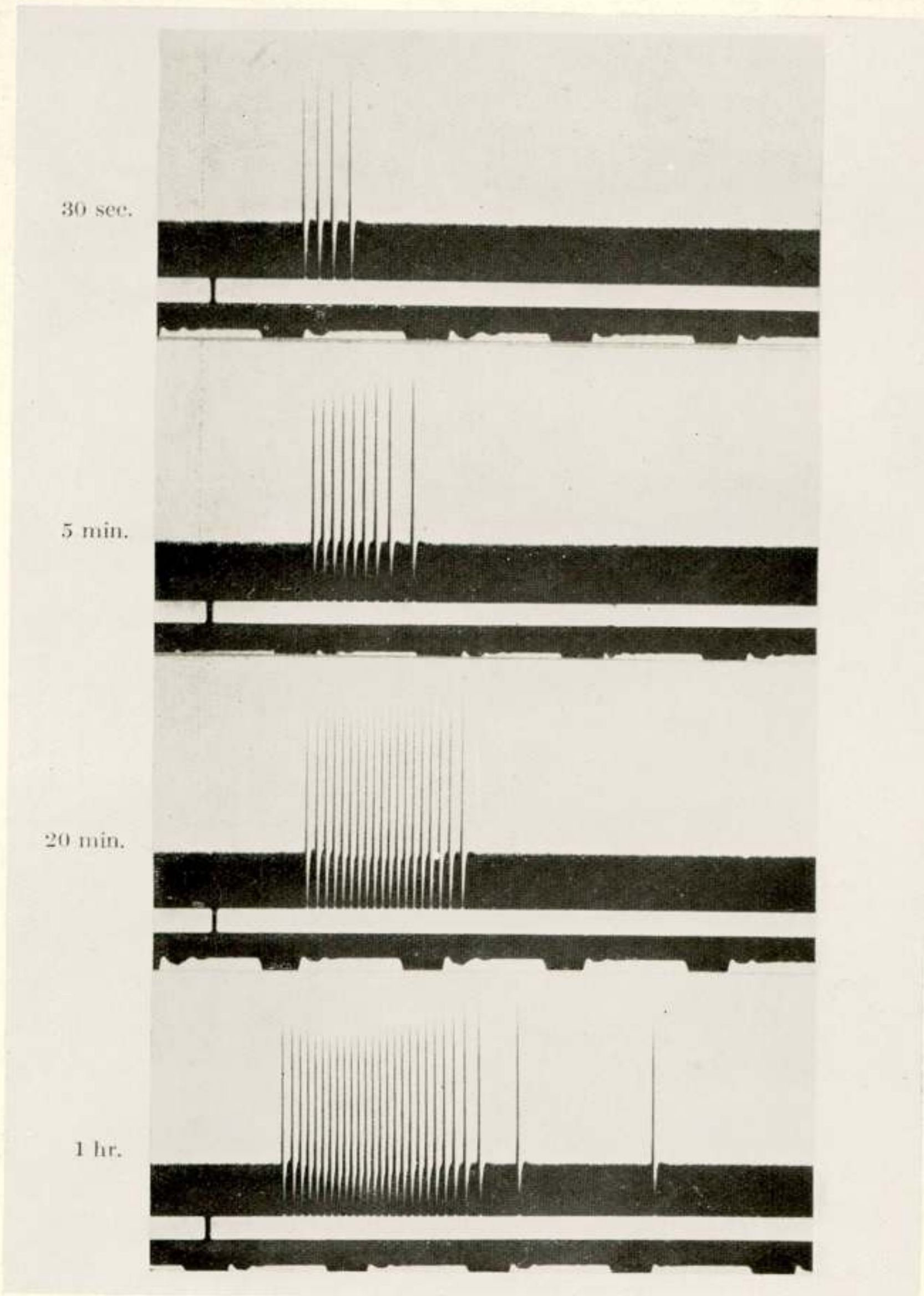


Fig. 6.
Invloed van de donker adaptatie bij hetzelfde dier op de duur en de dichtheid van de zenuw-impulsen bij eenzelfde lichtimpuls door het zwarte streepje links aangegeven. Tijdmarkering 1/5 sec. Hartline 1940.

voorwerp goed kunnen onderkennen, ondanks het feit, dat de bezetting met receptoren aan de peripherie veel geringer is. In de praktijk van het dagelijks leven is dit een zeer gelukkige eigenschap. Onze aandacht op het centrum van het gezichtsveld geconcentreerd houdende, worden we toch gewaarschuwd als er zich een bewegend object in de peripherie van het gezichtsveld bevindt. Bij toepassing van intermitterende verlichting, zoals bij film of televisie, brengt echter juist deze dagelijkse ervaring met zich mede, dat onze aandacht wordt getrokken naar de flikkerende rand van het beeld als, naar het midden kijkende, op deze plaats de flikkergrens reeds is gepasseerd. Fixeert men daarna de rand dan is daar het flikkeren verdwenen, terwijl het in het midden opkomt. Wordt het flikkeren van een beeld op zichzelf reeds als iets onaangenaams ondervonden, deze laatste eigenschap geeft aan het beeld nog iets onrustigs en het is daarom bij praktische toepassingen van belang, dat zodanige maatregelen worden getroffen dat voor het gehele gezichtsveld de flikkergrens is gepasseerd.

Naast de door genoemde auteurs onderzochte factoren speelt ook de wijze van onderbreking nog een belangrijke rol. Liggen bij praktische toepassingen de omstandigheden zoals gezichtshoek, omgevingsverlichting enz. eenmaal vast, dan kan een juiste keuze van de wijze van onderbreking nog een hulpmiddel zijn, om de flikkergrens te passeren bij de laagste frequentie, of bij constante frequentie bij de hoogste helderheid. Het is met het oog hierop verder ons doel ook de invloed van het verloop van de helderheid als functie van de tijd op f_c in het onderzoek te betrekken. Daarom zal het flikkeren volgens diverse tijdfuncties worden onderzocht.

2. *Lineariteit van het systeem.*

2.1. Als de in § 1.1 genoemde laagfrequent karakteristiek van het gezichtsorgaan bekend is moet het dus mogelijk zijn, met behulp van Fourier analyse van de functie $H = f(t)$, de reactie van het oog op een willekeurige periodieke tijdfunctie te berekenen, mits het systeem lineair is en het verloop van deze karakteristiek aan zekere voorwaarden voldoet. Tot na het element dat verantwoordelijk is voor het opwekken van de zenuwimpulsen o.a. wordt in ieder geval niet aan genoemde lineariteit voldaan. Uitsluitend als een voorbeeld van niet lineariteit is in fig. 8 in willekeurige eenheden N tegen H uitgezet daarbij

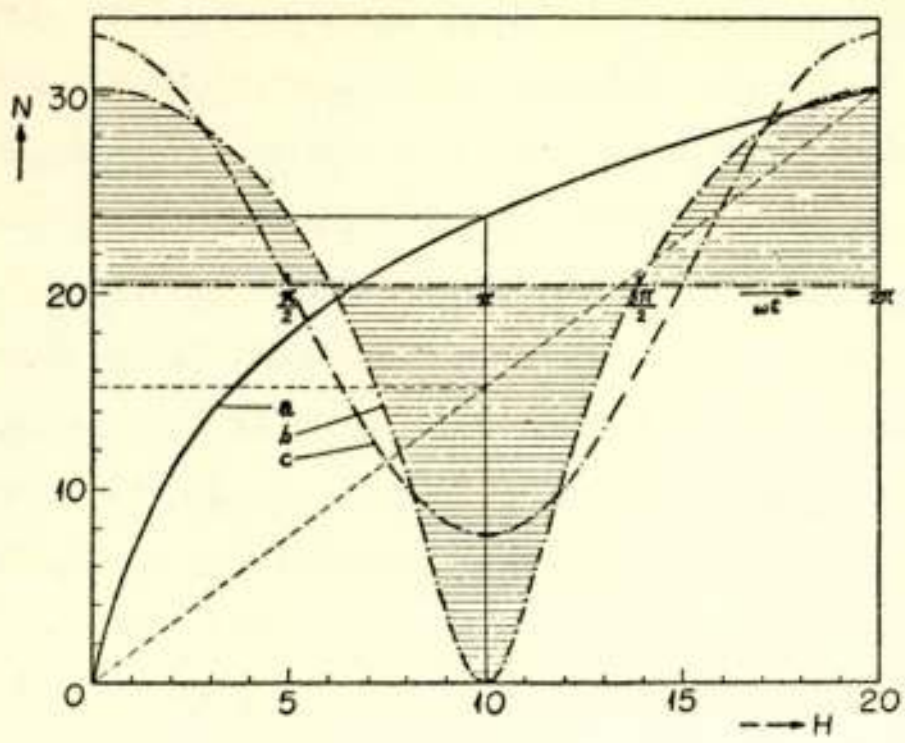


Fig. 8.

Logarithmisch-verband.

Lijn a: aantal zenuw-impulsen per sec. $N = A \log \left(1 + \frac{H}{H_0}\right)$ beide in willekeurige eenheden. H_0 is het z.g. retinagrys.

Lijn b: modulatie van N bij sinusvormige variatie van H tussen 0 en 20; N gemiddeld = 20,4.

Lijn c: grondtrilling van b.

met Willmer[6]) aannemende, dat dit verband logarithmisch is. Veronderstel dat *H rechthoekig* variëert tussen 0 en 20 met gelijk interval tussen licht en donker. Zou nu het in het oog aanwezig gedachte afvlakfilter zich achter het element met een logarithmisch verband tussen in- en uitgangsgrootheid bevinden, dan zou boven de flikkergrens de helderheidsindruk P overeenkomen met $N = 15{,}2$ als gemiddelde tussen 0 en 30,4. Teruggebracht op de uitwendige stimulus zou P dus overeenkomen met $H_a = 3{,}6$. Volgens Talbot en Plateau komt echter de stationaire helderheidsindruk voor $f \geqq f_c$ overeen met het tijdgemiddelde van $H(t)$ dus in ons geval met $H_a = 10$. Dit is alleen mogelijk als eerst een afvlakking door het filter plaatsvindt alvorens het element met logarithmische karakteristiek wordt gepasseerd.

Hieruit volgt algemeen:

1e Elk niet lineair element in het systeem retina → lichtindruk moet zich achter het filter bevinden.

2e Over het scccesief contrast gebied, waarvoor de wet van Talbot-Plateau geldig is, moet het filter en elk element dat zich ervoor mocht bevinden lineair werken voor de variatie in de grootheid die dit element passeert.

3e Hoewel niet essentiëel ligt het voor de hand de traagheid van het chemisch proces als eerste in de keten en voorts in verband met de wijze waarop de met H overeenkomende concentratie van het gezichts-purper tot stand komt, n.l. o.a. door diffusie van vitamine A uit het bloed, voor de laagfrequent filterwerking verantwoordelijk te stellen.

Veronderstellen we vervolgens dat H *sinusvormig* wordt gevariëerd tussen 0 en 20 ($H \sim = 10$) dan is de *rimpelverhouding* $r = H \sim / H_a$ dus 100%. Bij een lage frequentie worden de zenuw-impulsen dus in laag tempo frequentiegemoduleerd, maar er vindt een vervorming plaats volgens kromme *b*. Na ontwikkeling in Fourier componenten wordt als amplitude van de grondfrequentie 12,8 gevonden volgens kromme *c*. Het minimum plaatselijke contrast, dat het oog bij stationaire verlichting nog kan waarnemen, is over een groot helderheidsbereik voor wit licht $\triangle H/H \approx 0{,}01$. We veronderstellen dat het min. waarneembare sinusvormig contrast van dezelfde orde van grootte is — in de literatuur heb ik daaromtrent geen gegevens kunnen vinden —. In dat geval wordt, bij het bereiken van de flikkergrens, onder invloed van het filter de amplitude van kromme *b* dermate klein, dat het gedeelte van de logarithmische karakteristiek dat nog wordt bestreken als volkomen recht kan worden beschouwd. Bij het naderen van de critische frequentie is de resterende frequentie-modulatie van de zenuw-impulsen dus sinusvormig overeenkomende met $\triangle H \approx 0{,}01\ H_a$ met een gemiddelde waarde $N_a = 23{,}9$ overeenkomende met $H_a = 10$.

Hieruit volgt nog

4e Elk niet lineair element achter het filter kan geacht worden lineair te zijn voor de variatie die dit element passeert als $f \geqq f_c$.

2.2. *Meetmethode.*

Wanneer men een rechthoekige helderheidsvariatie waarneemt, bijvoorbeeld een draaiende schijf voor de helft zwart en wit, dan ziet men bij laag toerental het passeren van de sectoren afzonderlijk plaats vinden, met andere woorden, er wordt nog geen enkele harmonische weggefilterd, omdat blijkbaar nog op het horizontale gedeelte van de frequentie karakteristiek wordt gewerkt. Verhoogt men echter het toerental in langzaam tempo, dan verdwijnen vrij plotseling de plotselinge overgangen van licht naar donker en omgekeerd als zodanig en wordt het passeren van de sectoren als iets geleidelijk plaatsvindend waargenomen. Dit is een bewijs dat bij een kleine frequentieverandering de hogere harmonische reeds sterk worden afgevlakt, dat wil zeggen, de frequentie-karakteristiek ter plaatse een steil verloop moet hebben. Dit steile verloop zal waarschijnlijk des te meer het geval zijn als de attenuatie door het filter van alle Fourier componenten zo sterk is toegenomen, dat de

flikkergrens wordt gepasseerd. Men kan aannemen dat op dit punt dan alle hogere harmonische dermate meer worden verzwakt dan de grondfrequentie, dat de amplitude van de grondtrilling, als laatst overgebleven variatie in P overeenkomende met $H \sim \approx 0{,}01\, H_a$, beneden de grens van waarneming zakt. Hieruit zou algemeen volgen, dat het bereiken van de critische frequentie van een willekeurige tijdfunctie, bij constante H_a en overige waarnemingscondities, uitsluitend wordt bepaald door de rimpelverhouding:

$$r = \frac{\text{amplitude van de grondtrilling } H \sim}{\text{gemiddelde helderheid } H_a}$$

In dat geval zou dus voor het berekenen van f_c voor een willekeurige periodieke tijdsfunctie een fase vs freq. karakteristiek niet nodig zijn. Hierbij is verondersteld dat de grondfrequentie de grootste amplitude heeft, hetgeen bij alle practisch bruikbare helderheidsvariaties het geval is.

De metingen worden zo ingericht, dat door middel van in zwart en wit verdeelde schijven drie soorten modulaties van H_a worden verkregen als weergegeven in fig. 9. Na berekening van de rimpelverhouding van elke functie door middel van Fourier analyse, wordt van elk de grensfrequentie empirisch bepaald en met H_a als parameter r als functie van f_c uitgezet.

Is de gevolgde gedachtengang juist, dan moeten alle bij een constante H_a behorende meetpunten op een vloeiende kromme liggen, voorstellende de gezochte frequentie karakteristiek opgemeten bij constante output nl. de drempelwaarde van successieve contrast-*indruk* behorende bij de gekozen gemiddelde retina verlichting.

3. *Meetopstelling en resultaten.*

3.1. De schijven waarin de tijdfuncties volgens fig. 9 zijn verwerkt, worden onder 45° verlicht door drie 75 Watt lampen, L_1, L_2, L_3, elk aangesloten op één faze van het draaistroomnet. Hierdoor zijn de variaties in gloeidraadtemperatuur onderling 120° in faze verschoven, waardoor de amplitude van de rimpel in de totale verlichting tenminste met een factor 1/12 wordt verkleind, terwijl de rimpelfrequentie van 100 op 300 Hz wordt gebracht. Het resultaat is dat een stroboscopisch effect volkomen wordt vermeden. De diverse zones van de schijven, telkens met een andere waarde voor m resp. φ, (zie fig. 9), worden

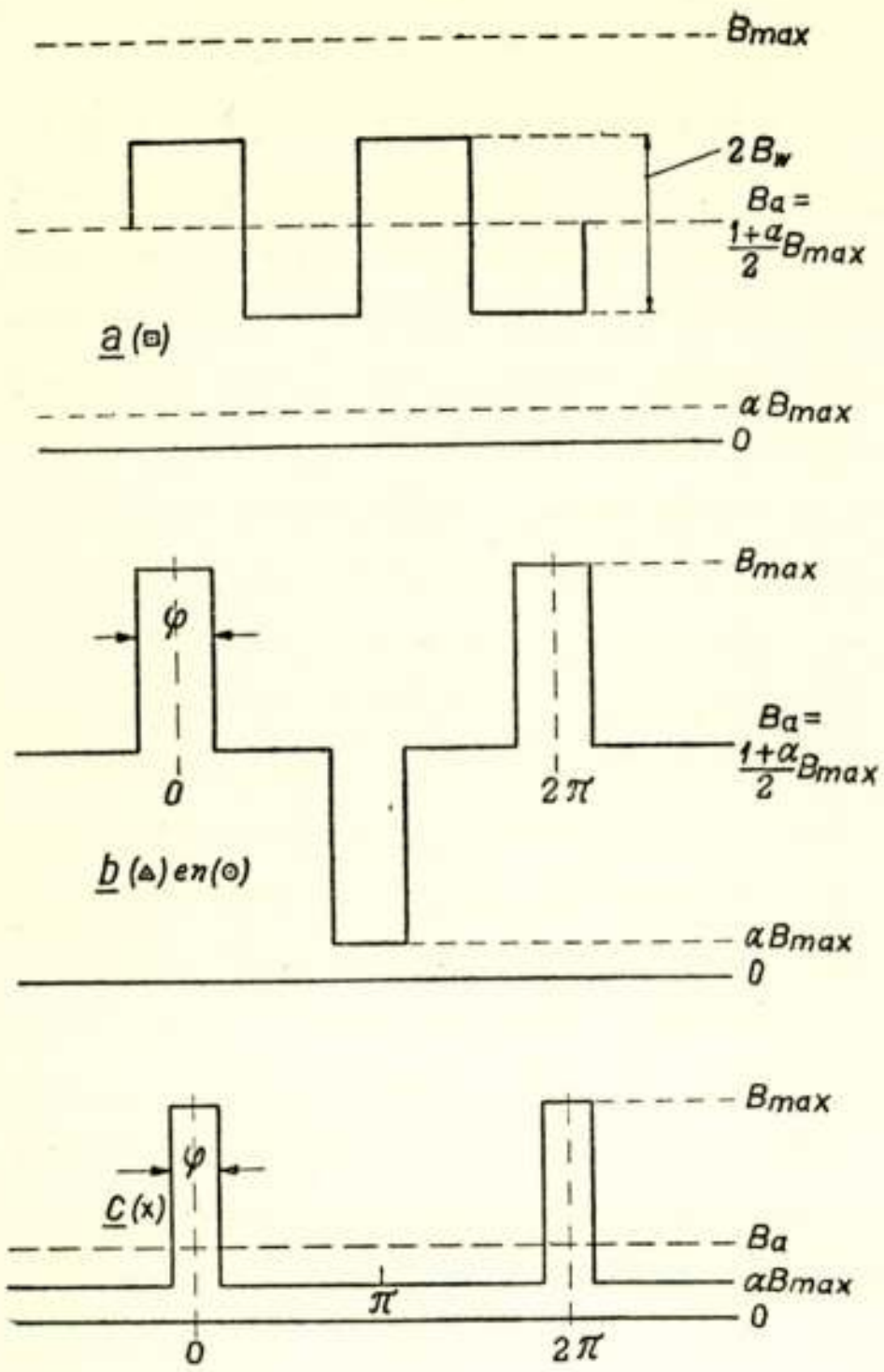


Fig. 9.

Tijdfuncties.

a) Met B_a als parameter wordt bij verschillende modulatiediepten $m = \frac{2B_w}{(1+\alpha)B_{max}}$ de critische frequentie bepaald.

b) idem bij verschillende waarden van φ.

c) idem als b, echter bij constante impulsinhoud, zodat B_a dezelfde waarde heeft als bij a en b.

Teken voor de waarnemingen in fig. 10 als aangegeven bij a, b en c.

achtereenvolgens met een positief lensje bekeken, waarvan het brandpunt zich ongeveer op de schijf bevindt en er een beeld wordt geworpen op een uittreepupil $\varnothing = 5$ mm^2. Tussen lens en uittreepupil bevindt zich een diafragma met een opening zodanig, dat de gezichtshoek van het lensje 2° is. Door deze opstelling vinden de helderheidsovergangen voor het gehele gezichtsveldje gelijktijdig en plotseling plaats. Het aantal lux ter plaatse van de schijf wordt in de kijkrichting gemeten en de naar het oog gekeerde zijde van het diafragma wordt met een tweede lichtbron zodanig verlicht, dat de rest van het gezichtsveld op helderheid wordt gebracht, gelijk aan de helderheid van het testveldje voor $f > f_c$.

Het resultaat van de metingen wordt voor $r > 2\%$ weergegeven in fig. 10. De critische frequenties werden bepaald bij een verlichting der schijven volgens *a* en *b* in fig. 9 resp. 10, 100 en 1000 lux, overeenkomende met de bij de betrokken karakteristiek geplaatste retina-verlichting. Bij de onsymmetrische licht-impulsen volgens *c*, werd door wijziging van de afstand van $L_1 L_2 L_3$, bij elke $\varphi/2\pi$ verhouding op gelijke gemiddelde helderheid ingesteld. Is $\varphi/2\pi < 0{,}1$ dan nadert r tot 200% voor $B_{min} = 0$, zoals de getrokken kromme in fig. 11 dit aangeeft. Bij de waarnemingen was echter $B_{min} = \alpha B_{max}$. Bij praktische toepassingen van intermitterende

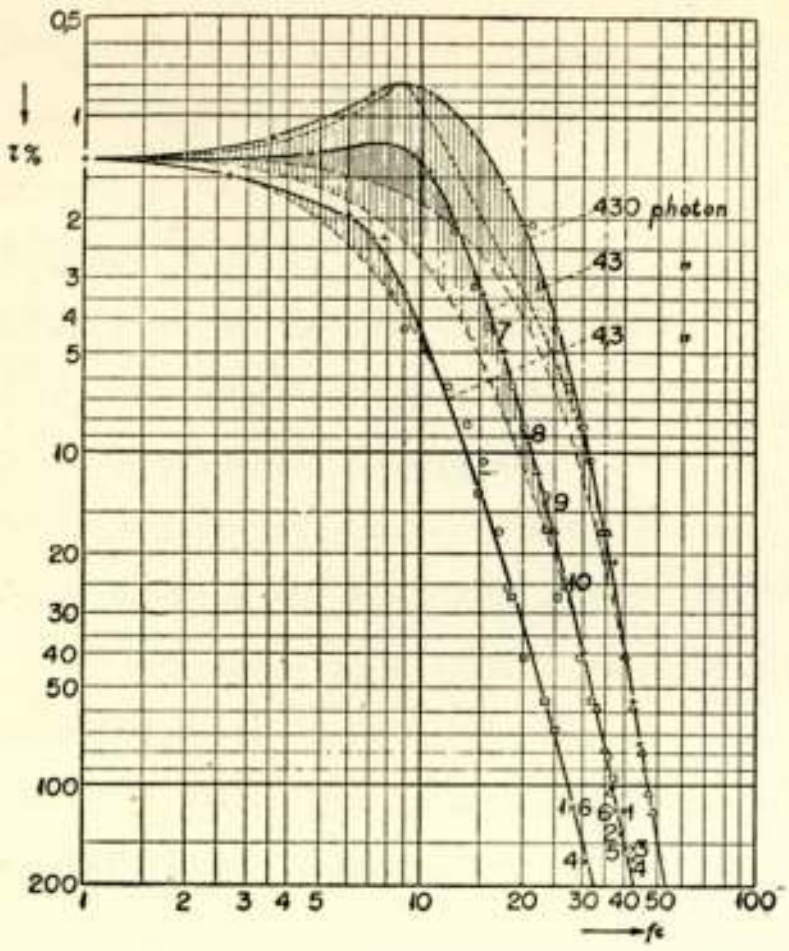


Fig. 10.

Laagfrequentkarakteristieken van het systeem fovea receptor → lichtindruk.

r = grondtrilling / gemiddelde van stimulus, uitgezet tegen critische flikkerfrequentie. De tekens verwijzen naar de tijdfuncties volgens fig. 9. Teken (+) voor bij benadering sinusvormige lichtmodulatie. Gestreepte lijnen zijn electrische filterkarakteristieken, overgenomen uit fig. 15. Het verschil tussen elk lijnenpaar duidt op een resonantieverschijnsel.
Gestippelde lijn berekend uit een electrisch analogon. De drempelwaarde van een sinusvormige successieve contrast-indruk komt overeen met $r = 1{,}35\ \%$. De cijfers duiden op impulsbreedteverhoudingen volgens fig. 11.

belichting is o.a. door strooilicht eveneens $B_{min} \neq 0$. De invloed van $a = 1/50$ op het verloop van r als functie van φ is door gestippelde lijnen in fig. 11a weergeven. Hierdoor gaat bij zeer zeer korte impulsen de rimpelverhouding naar nul en kan slechts een max. $r = 170\ \%$ worden gehaald als $\varphi/2\pi = 0{,}2$, aangegeven door punt 4 in fig. 11. Vooral het feit dat voor deze licht-donker verhouding de hoogste grensfrequentie van functie c werd gevonden, terwijl de verdeling volgens punt 1 en 6 in fig. 11 inderdaad dezelfde grensfrequentie opleverde, kan als een nadere bevestiging van de juistheid van de gevolgde gedachtengang in par. 2 worden beschouwd.

Omtrent het bepalen van de grensfrequentie nog het volgende. Het is een waarneming van het verdwijnen van iets tot niets met een min of meer geleidelijke overgang. Daarom bestaat er altijd enige twijfel of men het nulpunt heeft bereikt en men moet een paar keer met de frequentie heen en weer gaan. Voorts is het meetinstrument een levend orgaan waarvan de eigenschappen mede door de physische en psychische toestand van de waarnemer wordt bepaald. Dit is ook duidelijk bij het experiment gebleken. Met het oog hierop werd tot een volgende serie waarnemingen slechts overgegaan als de op elke schijf aangebrachte zwart-wit verdeling 1 op 1 bij dezelfde verlichting een gelijke grensfrequentie opleverde.

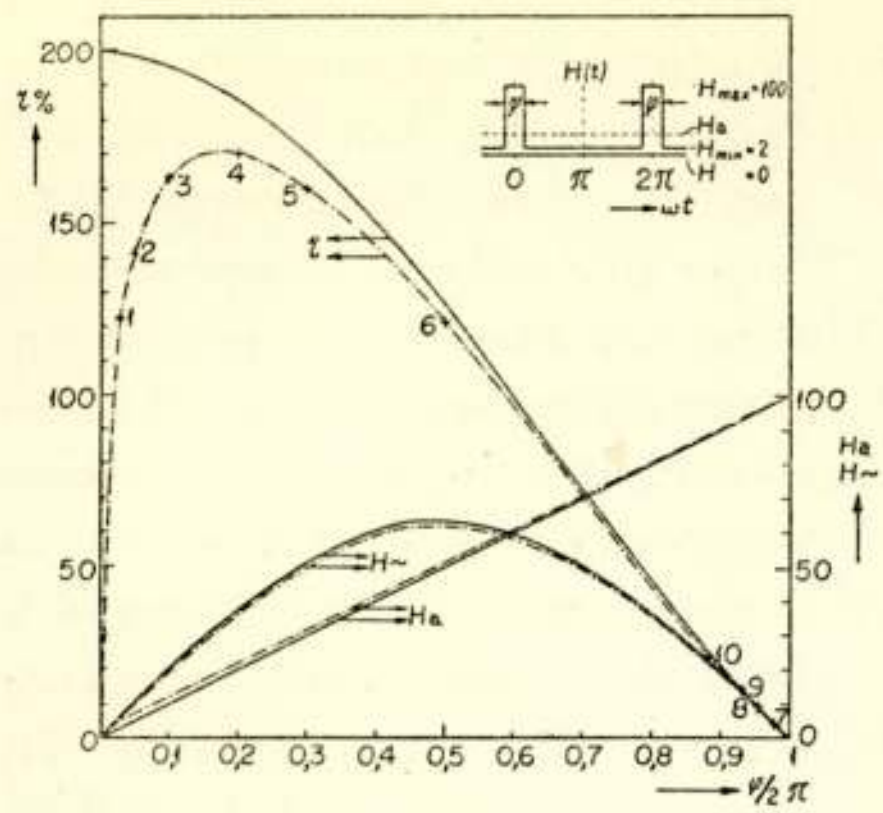


Fig. 11.

Rechthoekige lichtimpulsen $H(t)$. H_a = gemiddelde retina helderheid, $H \sim$ = amplitude grondtrilling van $H(t)$ beide in willekeurige eenheden. r = verhouding tussen beide grootheden. $\varphi/2\pi$ = impulsbreedteverhouding.
Getrokken lijnen: Eerstgenoemde grootheden tegen de laatste uitgezet voor $H_{min} = 0$.
Streeplijnen: idem voor $H_{min} = 0{,}02\ H_{max}$ zoals tijdens het experiment.
De cijfers geven de $\varphi/2\pi$ verdeling aan bij meetpunten in fig. 10.

3.2. *Drempelwaarde van successief contrast.*

Uit de waarnemingen met de schijven blijkt reeds dat deze beneden $r = 2\%$ moet liggen. Het zal die waarde zijn waar de drie lijnen een lijn van zeer lage frequentie bijv. $f = 1$ Hz zullen snijden. Deze punten zijn te vinden door de motor, waarop de schijven bevestigd zijn, uit te laten lopen en waar te nemen bij welke r-verhouding het flikkeren tot nagenoeg stilstand al dan niet zichtbaar blijft. Met de schijf volgens functie a in fig. 9 kon geen r-verhouding kleiner dan 2% nauwkeurig worden aangebracht, terwijl bij langzaam toerental de functies volgens b en c in hun volle contrastwaarde zichtbaar zijn. Het gebied $r < 2\%$ kan dus het best met een sinusvormige helderheidsvariatie worden doorgemeten. Als benadering kan een trapeziumvormig verloop worden gekozen met de wel bekende verhouding vol licht en volle duisternis gedurende $1/6\ T$. De amplitude van de grondtrilling is dan 105% van de gemiddelde waarde, terwijl van de harmonischen eerst de 5e ongelijk nul wordt en slechts $1/25$ van de grondtrilling bedraagt. Dit werd in een andere opstelling bereikt waarmede r willekeurig klein kon worden ingesteld en $a \approx 0$ was. De resultaten worden in fig. 10 aangegeven door + tekens. Voor $r > 2\%$ liggen de meetpunten op de met de schijven reeds gevonden gedeelten, maar voor $r < 2\%$ treedt er een merkwaardig verschijnsel op. Voor H = 430 photon, $r = 1{,}15\%$ en $f = 10$ treedt flikkeren op. Het flikkeren verdwijnt als $f = 14{,}5$ Hz, *maar het flikkeren verdwijnt ook als f wordt verminderd tot* 3,6 *Hz*. Hetzelfde verschijnsel wordt bij $r = 0{,}85\%$ waargenomen, maar in dit geval over een veel smaller

frequentiegebied. Het minimum zichtbare contrast $r = 0{,}8\%$ wordt waargenomen bij $f_c = 9$ Hz. Voor elk van de 3 karakteristieken blijkt het snijpunt met $f = 1$ Hz op $r = 1{,}35\%$ te liggen. De waarde van $\triangle N$ en de hiermede overeenkomende variatie $\triangle P \sim$ is dus de minimum waarneembare periodieke zenuw-impuls-variatie, resp. de minimum waarneembare successieve contrast-indruk. Voor een willekeurige tijdfunctie moet het filter de amplitude van de grondtrilling door frequentieverhoging dus tot deze waarde reduceren om de flikkergrens te passeren. Is $a < 0{,}01$ dan geldt voor zeer korte impulsen $r = 200\%$. In dat geval reduceert het filter de ampltiude van de grondtrilling bij de critische frequentie met een factor 1/150. Voor gelijk interval tussen donker en licht is $r = 127\%$ en is een reductie van 1/94 nodig, terwijl voor een sinusvormige helderheidsvariatie met $r = 100\%$ de reductie 1/74 moet bedragen.

Het verloop van de oogkarakteristieken voor $r < 10\%$ duidt op een resonantieverschijnsel, meer geprononceerd naarmate de helderheid groter wordt. Zonder dit effect zou een rimpelverhouding van $0{,}8\%$ niet zichtbaar kunnen zijn. Echter nemen we als voorbeeld $H_a = 430$ photon. Beginnende bij $f = 1$ Hz is voor $r = 0{,}85\%$ de variatie in helderheidsindruk beneden de drempelwaarde, maar door het resonantie-effect wordt tussen 7,2 Hz en 10,8 Hz de variatie in P boven de drempelwaarde gebracht en is flikkeren zichtbaar.

4. *Practische consequenties.*

Het verkregen inzicht heeft voor de toepassing van intermitterend licht tot resultaat dat men met behulp van een stel l.f. oogkarakteristieken, gemiddeld naar de verkregen resultaten met een aantal proefpersonen, de invloed van de maatregelen die men ter bestrijding van het flikkereffect denkt te nemen van tevoren kan berekenen. Bij vastliggende frequentie kan men de invloed van de keuze van de tijdfunctie, nadat men de r-verhouding via Fourier analyse heeft berekend, op de karakteristieken worden afgelezen. De invloed van het *interval* tussen licht en donker op r bij rechthoekige impulsen werd reeds in fig. 11 aangegeven.

De invloed van het *verloop* van het successief contrast op r voor $a \approx 0$ is als volgt

Korte impuls willekeurig verloop mits sin $\varphi = \varphi$	$r = 200\%$
Enkelvoudig gelijkgerichte sinus	$r = 157\%$
Rechthoekig verloop bij gelijk interval	$r = 127\%$
Trapezium met $1/6\ T$ vol licht resp. volle duisternis	$r = 105\%$
Sinus	$r = 100\%$
Driehoek	$r = 81\%$
Zaagtand	$r = 64\%$

De invloed van een exponentiëelverloop als functie van de nalichttijd δ (tijd waarin de helderheid tot $1/e$ is gezakt) wordt in fig. 12 weergegeven. Voorts kan de invloed op r van een

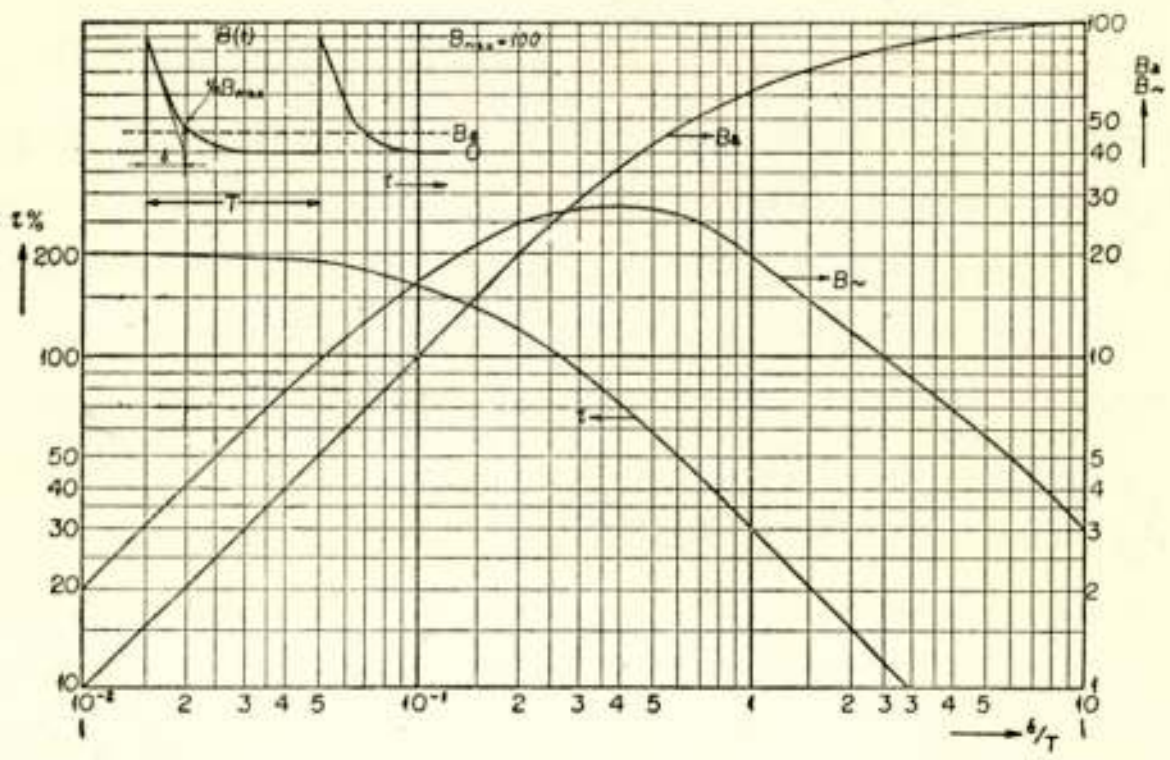


Fig. 12.

Exponentieel verloop $B(t)$.

Gemiddelde helderheid van het object B_a, amplitude grondtrilling $B\sim$ en de verhouding van beide r uitgezet tegen de impulsbreedteverhouding δ/T. δ sec. is de tijd waarin de momentele waarde van $B(t)$ zakt tot B_{max}/e, waarin e het grondgetal van de natuurlijke logarithme.

op het object vallend strooilicht bij een willekeurige tijdfunctie worden berekend overeenkomstig dit in fig. 11 voor $a = 1/50$ en rechthoekige impulsen reeds is geschied en vervolgens de invloed op f_c met behulp van de karakteristieken worden bepaald. Bij de film worden 24 beelden per sec. geprojecteerd, echter wordt met het oog op flikkeren het licht tijdens elke projectie nog eenmaal zodanig onderbroken, dat men nagenoeg rechthoekige lichtimpulsen verkrijgt met gelijk interval tussen licht en donker bij een impulsherhalingsfrequentie van 48 Hz. Om de andere donkere periode wordt een volgend beeld voor de lens geschoven. Uit fig. 11 volgt bij $\varphi/2\pi = 0{,}5$ dat de invloed van strooilicht

op het flikkeren gering zal zijn, tenzij men zover gaat dat het contrast in het beeld merkbaar wordt verkleind.

Bij televisie, waar de afmetingen van de lichtvlek zeer klein en de snelheid over het scherm zeer groot is, zouden zonder nalichtend scherm de betrokken receptoren in de retina achtereenvolgens slechts zeer korte lichtimpulsen ontvangen. Door het nalichten wordt de impulsduur echter vergroot en is, bij 25 geïnterliniërde beelden per sec., de impulsherhalingsfrequentie per receptor 50 Hz, mits men zich maar op zodanige afstand van het scherm bevindt dat twee opeenvolgende beeldlijnen op één receptor vallen. De invloed van r en van strooilicht op de max. toelaatbare helderheid bij 50 Hz kan met behulp van een stel oogkarakteristieken echter eerst worden nagegaan als deze ook voor een grotere gezichtshoek zijn opgenomen. Uit het onderzoek dat Haantjes en de Vrijer[8]) met verschillende nalichttijden van televisieschermen hebben verricht, konden twee waarnemingen worden gelicht bij nagenoeg gelijke helderheid en bij resp. 50 en 60 Hz. In fig. 13 is het onderste gedeelte van de foveakarakteristieken nogmaals weergegeven en zijn beide waarnemingspunten van genoemde auteurs met een stippellijn verbonden. Hieruit blijkt reeds dat de helling ongeveer hetzelfde is en de lijn iets meer naar rechts ligt, wat volgens fig. 7 overeenstemt met een grotere gevoeligheid voor flikkeren bij een grotere gezichtshoek dan bij onze waarnemingen. Reeds valt hieruit op te merken dat, door de grote steilheid van de oogkarak-

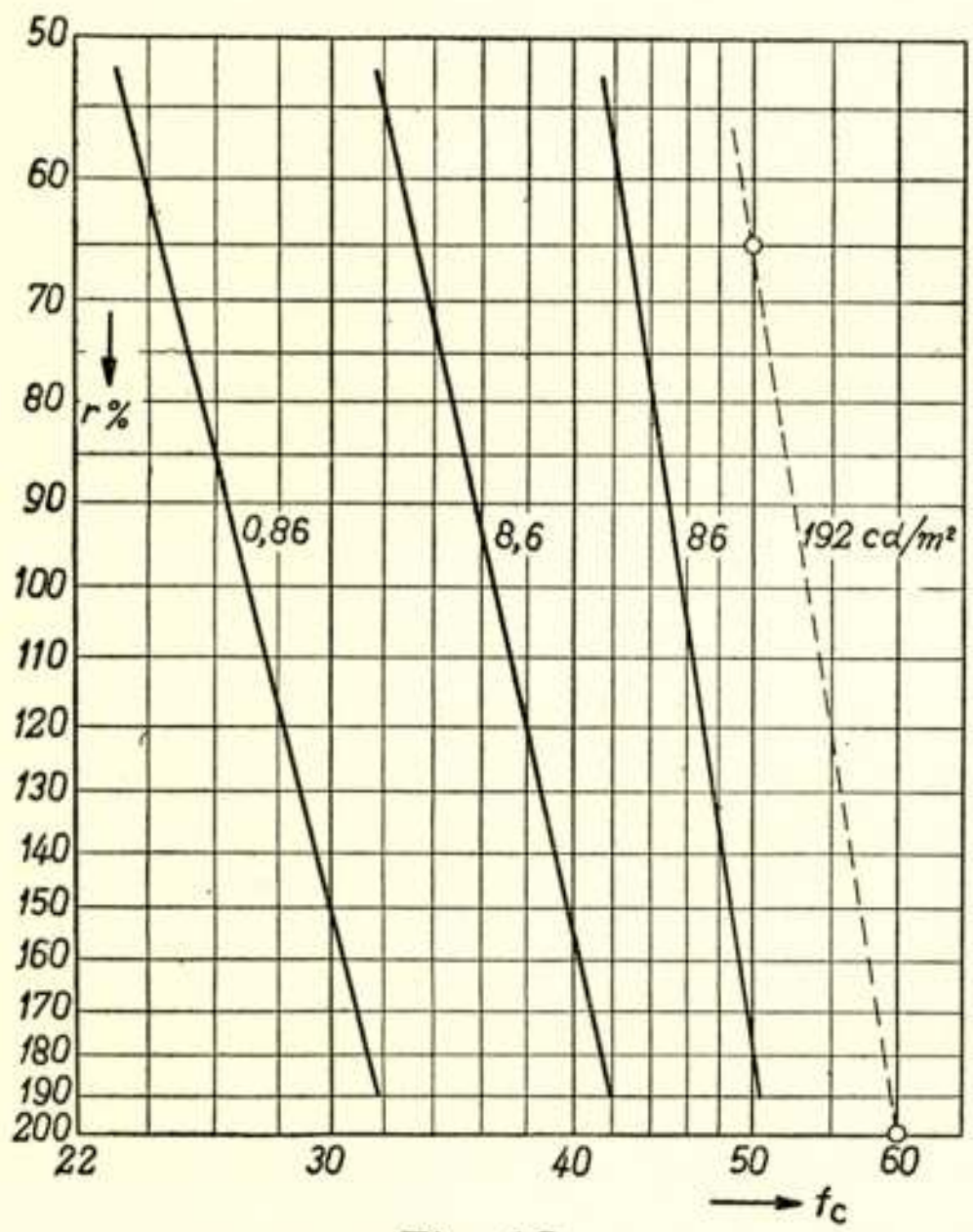


Fig. 13.

Foveakarakteristieken voor $r > 50\,\%$

Stippellijn verbindt twee waarnemingen van Haantjes en de Vrijer met nalichtend televisiescherm en 10° gezichtsveld. Gemiddelde helderheden van schijven (bekeken met de waarnemingsoptiek) en televisiescherm als aangegeven.

teristieken, ook voor een 10° gezichtsveld een winst in helderheid door een gunstig gekozen r-verhouding eveneens kan worden bereikt met een slechts geringe frequentieverhoging.

5. *Electrisch analogon.*

Uit de oogkarakteristieken blijkt, dat de door H_a bepaalde graad van adaptatie de eigenschappen van het filter in hoge mate beïnvloed. Ten eerste wordt bij toenemende H_a de karakteristiek naar rechts verschoven, ten tweede wordt daarbij de steilheid groter en ten derde treedt het resonantieverschijnsel meer naar voren. Het systeem is dus voor H_a niet lineair. Samenstelling en eigenschappen veranderen volgens een niet nader te omschrijven verband met H_a. Echter bij constante H_a blijkt het

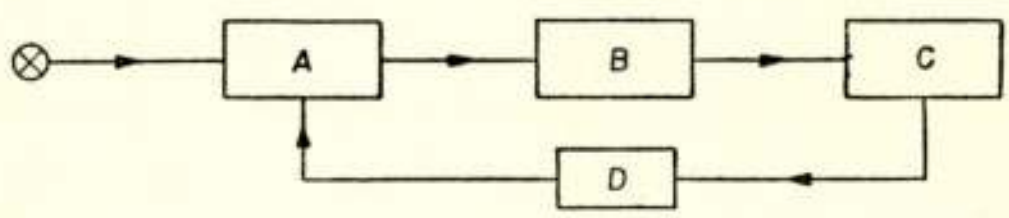


Fig. 14.

Zeer vereenvoudigd blokschema van het systeem receptor → lichtindruk.

	A	*B*	*C*	*D*
oog:	fotochemisch proces	opwekking zenuw-impulsen	bewust zijn centrum	cel in terug-gaande leiding
electrisch-analogon:	fotocel + filternetwerk	impuls-generator	x	omvormer in terugkoppel-leiding

Bij het oog regelt de electrische spanning, welke onder invloed van het fotochemisch proces in de retina (receptor) in kastje A ontstaat, de in kastje B (synaps 2e neuron) opgewekte zenuwimpulsen.

filter voor de wisselstroom-componenten van $H(t)$ inderdaad lineair te zijn, anders zouden de met de diverse tijdfuncties verkregen waarnemingspunten niet op eenzelfde kromme liggen.

Teneinde enig inzicht te verkrijgen in de wijze waarop de adaptatietoestand de werking van het gehele systeem beïnvloedt, zal één en ander worden vergeleken met een electrisch analogon. In fig. 14 is de samenstelling van het gezichtsorgaan op zeer geïdealiseerde wijze voorgesteld door 4 kastjes; *A*, *B*, *C* en *D* waarbij de verbinding van *C* terug naar *A* over *D* voorlopig buiten beschouwing wordt gelaten. Kastje *A* stelt het chemisch proces in een receptor voor. Hoogstwaarschijnlijk onder invloed van de electrische spanning die hierbij in de receptor ontstaat

wordt door de synaps van het 2e neuron zenuw-impulsen opgewekt. Dit laatste proces wordt voorgesteld door kastje B.

Deze codering van de op het netvlies vallende informatie wordt aangeboden aan kastje C voorstellende de hersenen. In het analogon is in kastje A een fotocel geplaatst met daarachter een electrisch filter, terwijl de aan B afgegeven spanning de frequentie N van de in B geplaatste relaxatie-trillings-generator zodanig regelt, dat tussen N en H eenzelfde functioneel verband bestaat als bij het oog. Wat ons nu interesseert is de samenstelling van het electrische filter in kastje A.

Nu is het bereiken van het concentratie-evenwicht, zoals hoogstwaarschijnlijk elk physiologische reactie, een proces waarbij het uitsluitend gaat om een opeenhoping van deeltjes en een weerstand die de betrokken deeltjes door botsing tijdens het bewegen van en naar de plaats van opeenhoping ondervinden. Het electrisch analogon is een weerstand R in serie met een capaciteit C of een combinatie van meerdere leden hiervan. Evenals bijv. bij het analogon van de warmtegeleiding komt een zelfinductie hier niet aan te pas. Zo is ook in het analogon van de werking van het hart door v. d. Pol en v. d. Mark [9]) geen zelfinductie geplaatst, hoewel daarbij toch telkens spiermassa's plotseling in beweging komen. Met een eenvoudig ladderetwerk kan bij een verzwakking van 1/100 de steilheid van de oog-karakteristieken niet worden bereikt, tenzij men de RC-leden scheidt door een buis, waardoor terugwerking van het volgende op het voorafgaande lid wordt vermeden.

In fig. 15 is voor $m = 1$ tot 12 leden de attenuatie $1/\eta$ op logarithmische schaal als functie van $x = \omega RC$ uitgezet. Aanvangende bij de rechte $\eta = 1$ gaat voor $x >> 1$ de karakteristiek over in een tweede rechte getrokken uit het punt $\eta = 1$; $x = 1$ onder een hoek $tg\,\psi = m$. Door verschuiving van fig. 15 over fig. 10 kan uit de voorwaarde: gelijke helling aan de onderzijde en gaande door $r = 1{,}35\ \%$, het aantal leden worden bepaald, voorts uit de ligging op de frequentieschaal de tijdconstante $\tau = RC$ per lid. De met de foveakarakteristieken het meest overeenkomende filter-karakteristieken zijn in fig. 10 in streeplijnen aangegeven, voorzover deze er niet mee samenvallen. De afwijking, aangegeven door verticale arcering, is bij 4,3 photon zeer gering, maar wordt bij grotere helderheid door het steeds meer op de voorgrond tredende resonantieverschijnsel groter.

Een dergelijk RC-filter kan echter zonder meer geen resonantieverschijnsel vertonen en dus evenmin het proces waarvan de

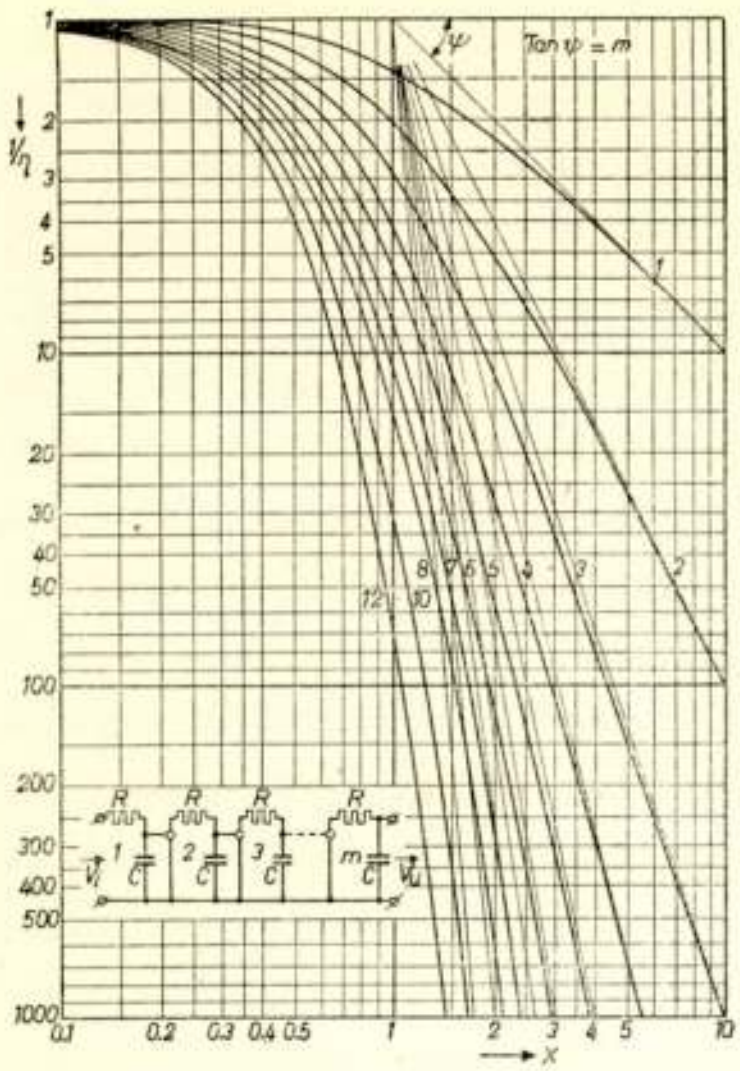


Fig. 15.

Attenuatie-karakteristieken. Frequentie-karakteristieken van een laddernetwerk bestaande uit m ontkoppelde RC-leden. De lijnen voor $m = 5$, 6 en 12 zijn, voor zover ze niet samenvallen, als streeplijnen in fig. 10 overgenomen.

combinatie het analogon is. Hiervoor is een terugkoppeling nodig. Het terugkomen van zenuwimpulsen van de hersenen naar de receptor in fig. 4 suggereert sterk de aanwezigheid van een dergelijke koppeling, terwijl voorts het gedrag naar de tijd van het systeem nl. de bij fig. 5 reeds naar voren gebrachte overshoot — bij het menselijk oog vindt direct na het inschakelen van een lichtbron eveneens een grotere helderheidsindruk plaats — in dezelfde richting zou kunnen wijzen. Bovendien zou ook de aangetoonde variatie in de resonantie-frequentie in dezelfde richting kunnen wijzen, terwijl we tenslotte te maken hebben met een geregeld systeem waarin een tegenkoppeling geheel op zijn plaats is. Al met al lijkt een tegenkoppeling niet onwaarschijnlijk. Bij lage frequenties werken input en terugkoppeling dan in tegenfaze. Bij de resonantie-frequentie treedt er ca. 180° fazedraaiing in het filter op, waardoor de tegenkoppeling in een meekoppeling wordt omgezet, bij nog hogere frequenties treedt weer een tegenkoppeling op enz., maar dan is de attenuatie in het filter reeds zodanig, dat de terugkoppeling op het verloop geen invloed meer uitoefent en de oorspronkelijke filterkarakteristiek verder wordt gevolgd.

Uit de minimum waarde van r door resonantie is de benodigde terugkoppelingsfactor K berekend, daarbij aannemende dat een gedeelte K van de uitgang van het filter direct teruggevoerd wordt naar de ingang, waarmede de weg over C en D is kortgesloten. Deze kortsluiting is voor de berekening geoorloofd, omdat volgens § 2 in C en D slechts lineaire transformaties plaats vinden voor $f = f_c$. Wil in het analogon de resonantiefrequentie gelijk zijn aan die van de foveakarakteristieken bij 180° fazeverschuiving dan blijkt, dat in het gesloten circuit een looptijd τ' moet worden aangenomen. De electrische zenuw-

impulsen echter hebben ook een eindige looptijd. In het algemeen kan de voortplantingssnelheid variëren tussen 100 m/sec en 3 cm/sec wat o.a. afhangt van de dikte van de zenuwvezel [10]). Of de in het analogon benodigde looptijd enigermate overeenstemt met de looptijd van de impulsen in de oogzenuw naar de hersenen en terug, wordt gaarne ter beoordeling aan de physiologen overgelaten*). Belangrijk is slechts, dat uit het verloop van de foveakarakteristieken valt op te maken, *dat er voor betrekkelijk snelle variaties in P hoogstwaarschijnlijk een terugkoppeling met eindige looptijd aanwezig moet zijn.*

De invloed van H_g komt tot uiting in tabel I. Het geval ligt dus zo, dat door de kleinere τ per lid, de frequentiekarakteristiek naar rechts wordt verschoven (grotere bandbreedte). Hierdoor is bij grotere H_a ook een hogere frequentie nodig om het flikkeren te doen verdwijnen. Door de toeneming van het aantal leden wordt de steilheid groter, terwijl door vergroting van de terugkoppelverhouding het resonantieverschijnsel meer naar voren komt en de resonantiefrequentie een weinig oploopt. De looptijd τ' is practisch onafhankelijk van H_a.

Dat door het flikkeren bij grote helderheid het systeem in heftige trilling komt, kan men inderdaad constateren bij het kijken naar een fel verlichte half wit — half zwart gemaakte schijf, als daarbij het toerental in de buurt van 8 à 10 omw./sec. komt. Vooral in de peripherie van het gezichtsveld ziet men dan tevens een netwerk van lijnen en het geheel doet buitengewoon onaangenaam aan en veroorzaakt na enige tijd oogpijn.

Tenslotte werd de frequentie-karakteristiek bij $H_a = 430$ photon uit de in tabel I aangegeven grootheden nog berekend. Het resultaat is als stippellijn in fig. 10 aangegeven. Het blijkt dat ook deze kromme nog niet geheel met de opgemeten karakteristiek samenvalt, maar door een kleine wijziging, bijvoorbeeld in τ van enkele der 12 leden of door een kleine terugwerking van het volgende op het voorafgaande lid toe te laten, moet, indien men dit persé zou willen, het meer volledig samenvallen van beide karakteristieken ook te bereiken zijn.

---

*) Volgens Starling [13]) is de voortplantingsnelheid voor grote sensorische zenuwen 30m/sec. De lengte van de optische baan van retina tot hersenschors is ca 15 cm. In het gesloten cirquit zou dan $\tau' \approx \frac{2 \times 0{,}15}{30} = 1/100$ sec. zijn.

We achten dit echter verder overbodig omdat het analogon in de eerste plaats slechts bedoeld is om een indruk te verkrijgen van de invloed van H_a op het geheel en dat in principe een resonantie effect door tegenkoppeling kan worden verklaard. Overshoot van de zenuwimpulsen, variatie van de resonantiefrequentie als functie van H_a — met blauw licht van veel geringer intensiteit lag bij de proeven van Ives [12]), hoewel niet als zodanig onderkend, de resonantiefrequentie zelfs op 4 Hz — voorts de in de samenvatting onder punt 8 nog genoemde snelle adaptatie

Tabel I.

E (voor symmetrische impulsen)	10	100	1000	lux
B^*_a (na herinstelling van E voor onsymmetrische impulsen)	0,86	8,6	86	cd/m²
H_a (idem), ø uittreepupil 5 mm²	4,3	43	430	photon
Aantal RC-leden m	5	6	12	
Tijdconstante per lid $\tau = RC$	12,7	7,7	3,5	milli sec.
Totale relaxatietijd $m.\ \tau$	63,5	46,2	42	milli sec.
Het gedeelte K dat van de uitgang van het filter met een looptijd τ' weer teruggevoerd wordt	16	34	38,5	%
Het stelsel wordt instabiel voor K =	207	152	126	%
Looptijd τ'	1/84	1/72	1/90	sec.
Resonantiefrequentie	7	8	9	Hz
Attenuatie voor $r < 40\%$	22,4	26,2	52,4	dB/octaaf

* Achter de waarnemingsoptiek geldt voor de symmetrische lichtimpulsen
$B_a = \frac{1}{2}(1 + \alpha) \,.\, \sigma \,.\, \gamma \,.\, E/\pi \ cd/m^2$
σ = reflexciecoëf. van het wit = 0,8
$\alpha\sigma$ = reflexciecoëf. van het zwart = 0,8/50
γ = absorbtiecoëf. van de optiek = 0,66

en tenslotte het zenuwprikkelverkeer volgens Polyak zouden er op kunnen wijzen dat de tegenkoppeling op of nabij de ingang van het systeem moet plaats vinden.*)

Samenvatting.

Resumerende komen we tot de volgende conclusies (1 → 5) en veronderstellingen (6 → 9).

1e De critische flikkerfrequentie hangt in het algemeen af van de rimpelverhouding $r = \frac{\text{amplitude grondtrilling}}{\text{gemiddelde helderheid}}$ van de periodieke helderheidsvariatie mits $r > 2\,^0/_0$.
Deze eigenschap houdt in dat voor $f = f_c$, bij een constante gemiddelde helderheid, het gezichtsorgaan op elke periodieke helderheidsvariatie reageert als een lineair systeem. Deze lineariteit is voor $f \geqq f_c$ ook nodig voor de wet van Talbot, waarvoor algemeen wordt aangenomen dat deze over een groot successief contrast-gebied geldig is.

2e Om de flikkergrens te passeren moet de variatie in helderheids*indruk*, althans voor de fovea, door het element dat voor de laagdoorlaat filterwerking verantwoordelijk is, worden teruggebracht tot een waarde overeenkomende met $r = 1{,}35\,^0/_0$ in het helderheidsgebied tussen 1 en 500 photon.

3e Men kan een stel laagfrequent-karakteristieken opmeten onder practische omstandigheden zoals gezichtshoek, donkere of lichte rand, enz.
Met gebruikmaking van dit stel karakteristieken is het met behulp van Fourier analyse mogelijk, f_c te berekenen voor elke periodische tijdfunctie waarvan $r > 2\,^0/_0$ is onder het al of niet aanwezig zijn van strooilicht, mits van de

---

*) Zeeman en Brouwer [14]) hebben aangetoond, dat er bij apen zenuwbanen lopen van het hersenschors, waar de optische projectie plaats vindt, terug naar het 1e schakelstation (corpus geniculatum externum = plaats waar de retina vezels de hersenen binnentreden). Hierin zien de auteurs een „regelende" invloed van de „aandacht" op de achterwaartse geleidingen.

Biemond[15]) heeft bij apen aangetoond, dat de localisatie op hersenschors en in het corpus geniculatum externum voor de heengaande en terugkomende verbindingen geheel analoog is.

gekozen tijdfuncties de grondtrilling de grootste amplitude heeft, hetgeen voor alle practische bruikbare functies het geval is.

4e Uit de waarnemingen van Haantjes en de Vrijer blijkt dat ook voor een grotere gezichtshoek (10°) de helling van de karakteristiek van dezelfde orde van grootte is als bij de fovea-waarnemingen. Dus, is ook in het practische geval de attenuatie per octaaf dermate groot, dat een verkregen verbetering door een gunstig gekozen tijdfunctie eveneens en veel gemakkelijker door een kleine frequentieverhoging (indien althans mogelijk) kan worden bereikt.

5e Het element in het systeem receptor → lichtindruk dat de oorzaak is van het min of meer logarithmisch verband tussen de helderheidsindruk P en de helderheid B moet zich achter het element met filterwerking bevinden. Dit geldt voor elk niet lineair element in het systeem.

6e De oorzaak van genoemd logarithmisch verband is waarschijnlijk de bijzondere zenuwcel (synaps 2e neuron) die de van de retina ontvangen informatie omzet in electrische impulsen door middel van een relaxatie-trilling. Het is mogelijk dat deze wijze van codering de feitelijke oorzaak is dat we met onze zintuigen slechts min of meer logarythmisch kunnen waarnemen.

7e Voor hoge retina helderheden (400 photon en meer) is er voor wit licht een maximum verhoging van gevoeligheid voor helderheidsvariaties bij ca. 9 Hz. In dat geval valt er een hogere en een lagere critische frequentie te onderscheiden voor een sinusvormige helderheidsvariatie. Indien we de physiologische reacties die in het gezichtsorgaan optreden als het resultaat van opeenhoping van deeltjes en van bewegingsweerstand dezer deeltjes mogen opvatten, kan dit resonantieverschijnsel alleen met tegenkoppeling worden verklaard.
De histologische onderzoekingen van de retina tonen aan dat inderdaad terugkomende zenuw-impulsen aanwezig zijn.

8e De looptijd in het circuit fovea — hersenen — fovea is berekend door middel van een electrisch analogon, zomede de mate van „wisselstroom" tegenkoppeling nodig om het resonantie-effect te verkrijgen. Wanneer het oog op de hoogste helderheden is geadapteerd treedt er binnen 1 sec. donker adaptatie een 1000-voudige lichtgevoeligheidsver-

groting op [11]). Men noemt dit de snelle adaptatie. Het is mogelijk dat deze snelle adaptatie als traagheidsloze „gelijkstroomregeling" via het tegenkoppelcircuit plaats vindt, althans meer waarschijnlijk dan dat de concentratie van de lichtgevoelige stof bij het chemisch-proces zo snel zou kunnen toenemen.

9e Beneden de flikkergrens schijnt een flikkerend object helderder dan overeenkomt met het Talbot gemiddelde. Dit wordt in de literatuur wel eens als het gevolg van een resonantie-effect verklaard. De enige conclusie die men echter kan trekken is, dat of er is een niet lineair element in de achterwaartse richting met een zodanige gebogen amplitude-karakteristiek, dat de daling van het gemiddelde van de helderheidsindruk P door het logarithmisch verband niet alleen teniet wordt gedaan maar zelfs wordt overtroffen, zodat het gemiddelde van P stijgt. Of er bevindt zich in de terugkomende verbinding een niet lineair element, dat evenals een log. karakteristiek een verzadigingskarakter vertoont. In dit laatste geval veroorzaakt dit element, zolang het filter in het circuit de variatie nog niet voldoende heeft afgevlakt, een vermindering van de „gelijkstroomtegenkoppeling" en zijn de receptoren waarop flikkerlicht valt meer lichtgevoelig.

Het in Augustus '51 beëindigde onderzoek moge aantonen, dat toepassing van de in de communicatie- en regeltechniek gebruikelijke meet- en rekenmethoden op een zo ingewikkeld samengesteld en gevoelig physiologisch orgaan als het oog niet alleen practische resultaten oplevert, maar mogelijkerwijs ook tot een dieper inzicht in de werking kan leiden.

Literatuur

1) W. D. Wright: The perception of light, London 1938.
2) H. A. v. d. Velden: De essentiële gevoeligheid van Stralingsinstrumenten. Enkele fundamentele eigenschappen van het oog. Proefschrift, Utrecht 1947.
3) M. A. Bauman: On the quanta explanation of vision. Proefschrift, Utrecht 1949.
4) F. P. Fischer: De anatomisch-psysiologische grondslagen van het zien. Ned. Natuurkundig Tijdschrift 15 Mei 1949.

5) Polyak: The retina Univ. of Chicago press. 1941.
6) E. N. Willmer: Retinal Structure and Colour Vision. Hoofdstuk 2 en 5. Cambridge University press. 1946.
7) Lythgoe and Tansley: Med. Council spec. Rep. Sr. No. 134, 1929.
8) J. Haantjes en F. W. de Vrijer: Het flikkeren van televisiebeelden. Phil. Techn. Tijdschrift **13**, 7-12, Jan. 1951.
9) Balth. v. d. Pol en M. J. v. d. Mark: Le Battement du Coeur, L'Onde Electrique 7, 315, 1928.
10) H. C. Burger en G. C. E. Burger: Medische physica 1949.
11) M. C. Colenbrander: Verslag van de tweede Nederlandsche Kleurendag 1950.
12) H. E. Ives: Critical frequency relations in Scotopic vision, J. Opt. Soc. Am. **6**, 254-258, 1924.
13) Starling: Principles of Human Physiology.
14) B. Brouwer en W. P. C. Zeeman: The projection of the retina in the primary optic neuron in monkeys. Brain, vol. 49, 1926.
15) A. Biemond: Experimenteel-Anatomisch onderzoek omtrent de corticofugale optische verbindingen bij aap en konijn. Dissertatie, Amsterdam 1929.

Discussie

Dr F. W. de Vrijer: Bij zeer korte flitsen is r practisch 200%. Toch zijn er aanwijzingen, althans bij een groot veld, dat f_c nog vrijveel varieert met de impulsbreedte.
Heeft U hierover gegevens?

Ir H. de Lange Dzn: Bij zeer korte lichtimpulsen en gelijke gemiddelde helderheid wordt de plotselinge overgang van licht naar donker en omgekeerd bijzonder groot en neemt evenredig toe naar mate de impulsbreedte afneemt. Zou inderdaad dit contrast mede bepalend zijn voor de critische frequentie, dan zou dit op een differentieerende werking van de ex-fovea systemen kunnen wijzen, welke eerst bij grote en snelle overgangen merkbaar wordt. Een volledig inzicht van het gedrag van de ex-fovea systemen kan echter eerst worden verkregen als een onderzoek, zoals Lythgoe en Tansley met rechthoekig verloop en gelijk interval hebben verricht, thans echter met verschillende tijdfuncties heeft plaats gevonden. Neemt men hiervoor een ringvormig flikkerend veld met veranderlijke straal, dan lijkt me het passeren van de flikkergrens, op het centrum van het gezichtsveld gefixeerd zijnde, scherper en minder vermoeiend waar te nemen dan bij een volledig flikkerend veld.

Ir C. Dorsman: Volgt uit waarnemingen en/of berekeningen van spreker kwantitatief de invloed van de omgevingsverlichting op flikkerverschijnselen?

De L.: Kwantitatief neen. Kwalitatief bleek, dat de flikkergrens bij

donkere omgeving merkbaar lager lag dan bij ongeveer gelijke helderheid. De instelling op gelijke helderheid was echter niet critisch. Dit stemt overeen met een algemeen geldende eigenschap van het oog, dat en de gezichtsscherpte en de simultane en successieve contrast-indruk, dus in het algemeen het discriminerend vermogen, het grootst is als een groot gedeelte van de retina op ongeveer gelijke helderheid is geadapteerd. Ongetwijfeld speelt hierbij de onderlinge beïnvloeding der receptoren hetzij chemisch, hetzij neuronisch, of langs beide wegen samen een belangrijke rol.

Ir W. L. v. d. Poel: Is het mogelijk dat spontane lichtindrukken door te grote terugkoppeling mogelijk zijn?

De L.: Het zien van sterretjes bijv. bij een stomp tegen de neus is waarschijnlijk een kwestie van „overspraak" van de pijnprikkels op de oogzenuwen.

Spontane fluctuaties van invallend licht treedt weleens op na het verrichten van lichamelijk werk in gebukte houding. In het gezichtsveld ziet men dan kleine flikkerende vlekjes, welke verdwijnen als men de ogen sluit en na heropening weer te voorschijn komen om allengs geheel te verdwijnen. Men zou dit verschijnsel zo kunnen verklaren, dat door verhoging van de bloeddruk in het hoofd, voor sommige receptoren de terugkoppeling te groot wordt en het invallende licht spontaan moduleren, totdat de bloeddruk weer normaal is geworden. (zie waarde van K voor instabiliteit in Tabel I van par. 5).

Naar aanleiding van de excursie naar IJmuiden plaatsen wij hierbij een foto van de
SEINZAAL VAN HET KUSTSTATION „SCHEVENINGEN RADIO" TE IJMUIDEN

Fundamental Results and Outstanding Problems of Network Synthesis

by Vitold Belevitch *)

Lecture delivered on the 17th October 1952
before the Nederlands Radiogenootschap.

SUMMARY

A review is made of the fundamental results in the synthesis of linear passive $2n$-terminal networks with prescribed steady-state charateristics. Only very simple theorems are proved in detail and it is referred to the litterature for proofs of more advanced results, but the basic ideas are explained in some detail and the history of the problems is sketched. Some extensions to the synthesis of networks violating the principle of reciprocity and to active networks are indicated; various new results are proved and a number of new problems are suggested. Full references are only given for recent litterature since older references may be found in textbooks (Lit. 1, 2, 3,). Applications to the design of special networks, approximation problems and synthesis in the time domain are not considered.

1. *Response of linear systems.*

In the study of electrical circuits, for instance of the series $L\,R\,C$ circuit governed by the equation

$$R\,i + L\,di/dt + \int i\,dt/C = e\,(t)$$

it is customary to distinguish three cases of increasing difficulty:

(a) the linear equation with constant coefficients, where L, R and C are constants,

(b) the linear equation with variable coefficients, where the parameters may depend on the time but not on the current,

(c) the non-linear equation, where the parameters may vary with the current.

It is then proved that in case (a) and (b) the superposition principle holds true, so that steady-state and transient phenomena can be separated. Furthermore, in case (a), purely har-

*) Bell Telephone Mfg. Cy, Antwerpen.

monic steady-states are conveniently treated by means of the usual complex symbolism. Although systems of case (b) are linear, they are often explicitly called *linear variable* systems, it being tacitly assumed that the term *linear systems* is used for case (a) as an abbreviation for *linear permanent systems.*

In the modern approach from the synthesis point of view, the internal constitution of the network is not known ab initio and its differential equations cannot be used as a basis of classification; the data are the overall external performances of the network, i. e. its responses to various excitations. The classification must therefore be based on the abstract mathematical properties of the network performance. It may even occur, as in the case of the ideal filter, that the performance cannot be obtained from a network described in terms of differential equations.

The following definitions are natural:

(a) a *linear network* (in the wider sense) is a network satisfying the principle of superposition: calling $g_1(t)$ and $g_2(t)$ the respective responses to $f_1(t)$ and $f_2(t)$, the response to $a f_1(t) + b f_2(t)$ will be $a g_1(t) + b g_2(t)$.

(*b*) *a permanent network* is defined as having a performance invariant with respect to a shift of the time origin: it will respond by $g(t - t_0)$ to $f(t - t_0)$ if $g(t)$ is the response to $f(t)$.

The adequacy of the complex symbolism for dealing with *linear permanent networks* (hereafter simply called *linear networks* in the narrow meaning) results from the following theorem: the response of the network to an excitation of the form $A e^{pt}$ will be of the same form, thus $B e^{pt}$, where B is proportional to A and may depend on p but not t. This is easily proved: by definition (b) the response to $A e^{p(t-t_0)}$ is $g(t - t_0)$, but the signal differs from $A e^{pt}$ only by the constant multiplier e^{-pt_0}, and, by linearity, the response is $e^{-pt_0} g(t)$, thus

$$g(t - t_0) = e^{-pt_0} g(t)$$

and the only solution of this functional equation (under rather mild mathematical restrictions) is of the form

$$g(t) = A s(p) e^{pt} \tag{1}$$

defining the *response function* $s(p)$. So far no complex variables have been introduced and $s(p)$ is a real function, *f. i.* a polynomial or a rational function of p with real coefficients.

2. *Stability.*

Steady-state behaviour is studied by giving to p the purely imaginary value $j\omega$ and linearity permits to work with complex functions, taking real parts only once at the end. But the method is valid for any real or complex value of $p = a + j\omega$; thus for instance the current in a RL series circuit, in response to an e.m.f. $E e^{pt}$ is

$$\frac{E e^{pt}}{R + Lp} = \frac{E}{R + L(a + j\omega)} e^{at} e^{j\omega t} \tag{2}$$

For negative values of a, this current will decrease exponentially with time and, if this decrement is larger than the natural time constant R/L of the circuit, the steady-state given by (2) will ultimately be concealed by the transient and therefore have no physical meaning as a steady-state. In stable systems, transients are, by definition, decreasing with time, and the situation just described cannot occur if the real part of p is positive. For a stable network, the response function has therefore the physical meaning of a steady-state in the right-half-plane of the complex variable p, including the imaginary axis.

Stable systems are those which yield a vanishingly small steady-state response amplitude to a vanishingly small signal amplitude A. This is ensured by the proportionality expressed in (1) except at the poles of $s(p)$. Since steady-states have only meaning in the right half-plane, response functions of stable systems are analytic functions in the right half-plane, including the boundary.

It is well-known that transient behaviour can be deduced from steady-state behaviour, and any problem of network synthesis can therefore be reduced to the construction of networks having prescribed response functions. Usual networks components have impedances of the form R, Lp, $1/Cp$, all rational functions of p, and no combination by means of Kirchhoff rules can destroy this character. Realizable stable network functions are thus necessarily rational functions with real coefficients, without poles in the right half-plane including the imaginary axis. Such functions will be called *strictly Hurwitzian*, the term *Hurwitzian* being used later when poles are tolerated on the imaginary axis.

The sum, difference or product of two Hurwitzian functions

$(H.f)$ is *a H.f.* but their quotient need not be *a H.f.* because of possible zeros, in the right half-plane, of the divider. Let $f(p)$ be *a H.f.* with zeros p_i in the right half-plane; the function

$$Q(p) = f(p) \prod_i \frac{p+p_i}{p-p_i} \tag{3}$$

differs from $f(p)$ at real frequencies only by a phase shift, and the minimum-phase function $Q(p)$ is not only Hurwitzian but has a Hurwitzian reciprocal. Thus the algebra of *H.* fuctions is a *ring* while the algebra of minimum phase-shift *H.* functions is a *field.*

3. *Immittances and transfer functions.*

Depending on whether the voltage across a two-terminal network or the current flowing through the network is considered as the primary variable, the response function will be the admittance $Y(p)$ or its reciprocal, the impedance $Z(p)$. The term immitance introduced by Bode covers both functions. As a purely reactive 2-terminal network is unstable (can oscillate freely) on open- or short-circuit, an immittance is a Hurwitzian, but not strictly Hurwitzian function; in addition, its reciprocal is also Hurwitzian. Thus an immittance has neither zeros nor poles in the right half-plane.

Mutual immittances and transfer functions relating currents or voltages at different points of a network or in different directions of propagation are *H.* functions (possibly not strictly in the reactive case) but their reciprocals have no physical meaning and therefore nothing can be said on the location of their zeros. Consider for instance the voltage ratio from output to input in a potentiometric network (fig. I); if V_1 is given V_2 is calculated by

$$V_2 = \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} V_1 \tag{4}$$

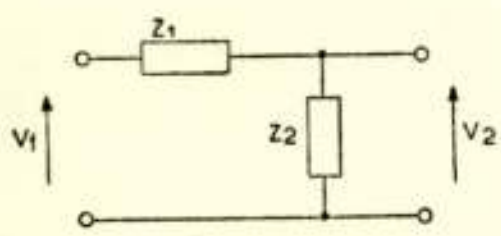


Fig. 1.

but this equation cannot be used to calculate the input voltage produced by an e.m.f. applied at the output. In other words, transfer responses lead to equations of the type $B = s(p)\ A$, which are true in one direction only and if the equation is turned into $A = B/s(p)$, the transfer ratio $1/s(p)$ so obtained does not generally represent the response of a physical system. This should not be confused with the reciprocity theorem for bila-

teral networks which relates two response functions corresponding to two different external connections of source and receiver.

4. *Immittances and immittance matrices of passive networks.*

So far we have only examined the requirements resulting from stability; for passive networks additional restrictions appear. First, the real part of a passive immittance is non-negative in steady-state, i.e. on the imaginary axis. From a well-known theorem in the theory of analytic functions it then results that this real part is also positive in the whole right half-plane, unless it is identically zero. A Hurwitzian function (not necessarily strictly) with positive real part in the r. h. plane has been called by Brune *positive-real* but it is more convenient to call it a *Brune-function*. The inverse of a Brune-function is a B. f. but the difference, product or quotient of two B.f. is generally not a B.f. The realizability of any B.f. as the immittance of a 2-terminal network composed of the usual passive elements $R, L, M, C,$ has been proved by Brune and will be discussed later.

Until now, only isolated response functions have been considered, but the responses at various terminals of a passive network are not completely independent, since the network as a whole cannot deliver more power than it receives from the sources. Additional restrictions are thus imposed on the set of self- and transfer-immittances of a passive network. This will be first made clear on the case of a 4-pole with frequency independent parameters.

With the usual sign convention the input and output currents and voltages of a purely resistive 4-pole are related by the equations

$$\begin{aligned} V_1 &= R_{11} I_1 + R_{12} I_2 \\ V_2 &= R_{21} I_1 + R_{22} I_2 \end{aligned} \tag{5}$$

where the reciprocity relation $R_{12} = R_{21}$ is assumed to hold. For a passive network the quadratic form

$$W = V_1 I_1 + V_2 I_2 = R_{11} I_1^2 + 2 R_{12} I_1 I_2 + R_{22} I_2^2 \tag{6}$$

representing the power consumed must be positive or zero for any real values of I_1 and I_2. By means of a linear transformation, this form is reduced into a sum of two squares

$$W = (R_{22} I_2 + R_{12} I_1)^2 / R_{22} + (R_{11} - R_{12}^2 / R_{22}) I_1^2 \tag{7}$$

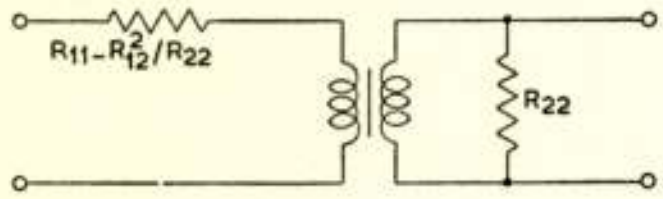
which is positive only if the two coefficients R_{22} and $R_{11} - R_{12}^2/R_{22}$ are positive. By decomposing the impedance matrix

$$\begin{Vmatrix} R_{11} & R_{12} \\ R_{12} & R_{22} \end{Vmatrix} \tag{8}$$

into two parts

$$\begin{Vmatrix} R_{11} - R_{12}^2/R_{22} & 0 \\ 0 & 0 \end{Vmatrix} + \begin{Vmatrix} R_{12}^2/R_{22} & R_{12} \\ R_{12} & R_{22} \end{Vmatrix} \tag{9}$$

one obtains the canonic representation of the 4-pole as a series connection of two 4-poles, the first reduced to a pure resistance, the second of zero determinant, thus reduced to an ideal transformer shunted by a resistance (fig. 2).



$R_{12} : R_{22}$
(turns ratio)
Fig. 2.

This is similar to the canonic equivalent circuit of a transformer in terms of its mutual inductance and leakage inductance; the positive definition of the magnetic energy yields the condition

$$L_{11} - L_{12}^2/L_{22} \geqslant 0 \tag{10}$$

which is equivalent to the more familiar coupling condition

$$\left| \frac{L_{12}}{\sqrt{L_{11} L_{22}}} \right| \leq 1 \tag{11}$$

In a similar way a $2n$-pole of prescribed resistance matrix is realised by n positive resistances and a number of ideal transformers. The synthesis is still equivalent to the reduction of the quadratic form representing the dissipation into a sum of squares, i.e. of the resistance matrix into a diagonal matrix. This reduction is made through a linear transformation on the currents, which is realised by a set of ideal transformers.

For frequency-dependent $2n$-poles the condition of passivity similarly requires the positive definition of the quadratic form associated with the real part of the impedance matrix. Such a matrix, if it is Hurwitzian, will be called a *Brune-matrix*, and its inverse, if it exists, is also a Brune-matrix. The realizability of any Brune-matrix as the immittance matrix of a passive $2N$-pole has recently been proved by various authors and will be discussed later. It should be made clear that the process of reducing a quadratic form explained hereabove does not normally succeed when the matrix elements are functions of p, since it

would not lead to constant numerical values for the transformer ratios. The process only succeeds when all matrix elements are proportional to the same function of p and an important step in the synthesis of general matrices is their decomposition in simple matrices for which the process succeeds.

5. *Reactance theorems.*

The realizability of a prescribed Brune-function or Brune-matrix has first been proved in the non-dissipative case by R. M. Foster (1924) and W. Cauer (1931) respectively. In this case the real parts discussed above are zero on the imaginary axis and the functions (reactances or susceptances) are odd rational functions of p. Poles can therefore only occur on the imaginary axis. For the sake of abbreviation non-dissipative Brune-functions (-matrices) will be called *Foster-functions* (*-matrices*).

Assume a pole of order n at the point $j\omega_i$; in the neighbourhood of the pole, the function is of the form of a constant divided by $(p - j\omega_i)^n$; on the imaginary axis $(p - j\omega_i)^n$ is real or imaginary as j^n and since the function must have no real part the constant in the numerator is of the form Kj^{n-1}. Writing $p - j\omega_i = re^{j\Theta}$, the function becomes

$$K r^{n-1} e^{j[(n-1)\frac{\pi}{2} - n\Theta]}$$

Its real part is

$$K r^{n-1} \cos\left((n-1)\frac{\pi}{2} - n\Theta\right) = K r^{n-1} \sin n\left(\Theta - \frac{\pi}{2}\right)$$

and is positive in the right half-plane $(-\pi/2 < \Theta < \pi/2)$ only if $n = 1$ and if the residue K is positive. Combining the terms corresponding to poles at $\pm j\omega_i$ one obtains the reactance

$$\frac{K}{p - j\omega_i} + \frac{K}{p + j\omega_i} = \frac{2Kp}{p^2 + \omega_i^2} \tag{12}$$

of an antiresonant circuit. Removing a non-dissipative reactance from an immittance does not alter the real part of the remainder so that the remainder is still a Brune- or Foster-function as the primitive immittance. For a Foster-function the process can thus be continued until no remainder is left and such a function is the reactance of a series combination of antiresonant

circuits, or of a parallel combination of resonant circuits.

The process of expanding a rational function into simple partial simple fractions can also be applied to Foster-matrices, after having first reduced all elements to a common denominator. Each simple Foster-matrix of the form

$$\frac{2p}{p^2 + \omega_i^2} \left\| K \right\| \tag{13}$$

yields a positive-definite residue matrix K and the reduction of K into a diagonal form permits to realize each partial matrix by means of a transformer network and n antiresonant circuits. Finally the partial networks are combined in series. The dual realization is obvious.

6. *Brune's process and its extensions.*

In the early days of network theory it was thought that the Foster canonic realization of a reactance as a series combination of parallel tuned circuits might be extended to general impedances, the dissipation being obtained by a resistance in each tuned circuit. A Foster-type canonic circuit exists for networks composed of two kinds of elements, such as LC, LR, or CR because two matrices can be simultaneously be brought to diagonal form; this is generally impossible for three matrices.

The first canonic realization of a general impedance was found by O. Brune (1931) and will now be explained. By extracting successively series or shunt reactances from a passive impedance its degree can be reduced until an impedance is reached having no poles nor zeros on the imaginary axis. The real part is minimum on this axis and this minimum can be extracted in shunt or in series still leaving a Brune-function. Such successive extractions will generally terminate at a certain stage on a function having zero real part on some point of the imaginary axis but no poles on this axis, the same conditions holding for the reciprocal. At this stage a new method of extraction has to be found and Brune has shown that a section of type C (fig. 3) is always successful. As a conclusion, any passive 2-pole is a tandem combination of sections of types A, B and C, where A and B are pure reactances or pure resistances. Separating the resistive and reactive cases of A and B, a total of five types of operations is involved.

S. Darlington (Lit. 4) has shown later (1939) that pure

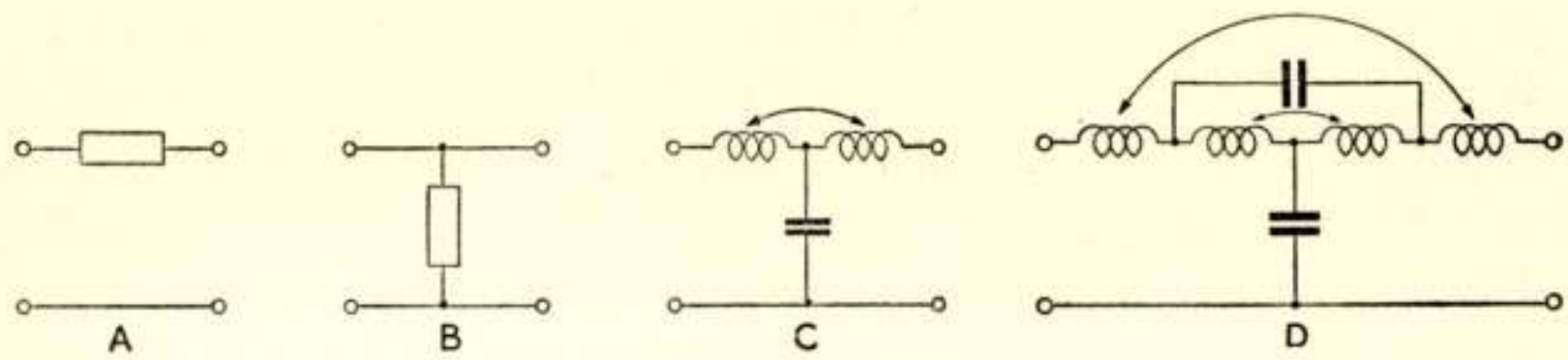


Fig. 3.

resistances can be excluded, except one at the end, if reactive sections of a more complicated type (D) are admitted. In other words, any passive impedance can be realized as a purely reactive 4-pole closed on one resistance. Darlington's method gives thus the minimum number of resistances while it has been shown by Y. Oono (1946) that Brune's original method gives the minimum number of reactive elements.

Darlington's method is of particular interest in connection with filter design since it determines a reactive 4-pole from its input impedance and gives a canonic structure for reactive 4-poles which is as near as possible to the usual ladder structure. It is clear that the ladder structure without mutual inductances is not canonic since it cannot yield all-pass networks; the necessity of sections C and D appears therefore natural since they are slightly generalized all-pass sections of the first and second degree respectively. That the pure ladder structure is not canonic even for minimum phase-shift reactive 4-poles is not so obvious and indeed sections C and D are often, but not always, unnecessary in that case: a ladder 4-pole has always minimum phase-shift, but the reciprocal is not always true.

An extension of Brune's process was first made by C. M. Gewertz (1933) for 4-poles and later by Y. Oono (1946) and M. Bayard (1949) for $2N$-poles but the process has been systematized by B. Macmillan (1948 and 1952 — see Lit. 5) who showed that a canonic synthesis leading to the minimum number of reactances was possible by performing successively a number of extractions chosen from a set of eight standard types. The first five types are generalizations of those of Brune's process, a sixth type is the dual of the extraction of a generalized section of type C and the last two operations correspond to the reduction of a $2n$-terminal network to a $2(n-1)$-terminal network by extracting ideal transformers in two dual ways.

Realizations of $2n$-poles yielding the minimum number of resistances (which turns out to be precisely n) have been obtained

in different ways by Y. Oono (1948), M. Bayard and R. Leroy (1950), V. Belevitch (1951) and Z. Kiyasu and N. Ikeno (1952, see Lit. 6) and are explained in the easiest way by introducing the notion of scattering matrix, as will be done in further paragraphs. The synthesis is equivalent to finding a purely reactive $4n$-pole which, terminated on n resistances, will yield the prescribed impedance matrix; the reactive network can then be realized by known methods; it is however not yet clear how sections of type D can be generalized so that the extension of the canonic quasi-ladder structure is not known. The history of the problem is discussed in the last quoted paper by Macmillan and in a report read by Bayard in April 1952 at the Brooklyn Symposium (to be published shortly).

7. *Reflection coefficient and scattering matrix.*

Instead of specifying a 2-pole by its impedance or admittance, it is equivalent to prescribe the complex reflection coefficient

$$s(p) = \frac{1 - z(p)}{1 + z(p)} \tag{14}$$

relatively to a unit-resistance (in arbitrary units). This coefficient may be considered as a response function of the network, namely the ratio of the reflected to the incident wave amplitudes. As a consequence $s(p)$ is strictly Hurwitzian. For passive networks there can be no reflection gain and the modulus of $s(p)$ is smaller than 1 on the imaginary axis; by a theorem of function theory, it results again that

$$1 - s(p)\, s(p^*) > 0 \tag{15}$$

everywhere in the right half-plane, unless $s(p) = 1$ identically. (The asterisk denotes the complex conjugate). These properties of $s(p)$ result from corresponding properties of $z(p)$, since from (14),

$$1 - ss^* = \frac{2(z + z^*)}{(1 + z)(1 + z^*)} \tag{16}$$

but they can be proved independently without reference to $z(p)$.

In a similar way, the scattering matrix of a $2n$-pole of impedance matrix Z can be defined by

$$S = (1_n - Z)(1_n + Z)^{-1} \tag{17}$$

where I_n is the unit matrix of order n. It is easily seen that the diagonal elements of S are the reflection coefficients and the non-diagonal elements are the transmission coefficients of the network operating between unit terminations at all outputs. For a stable network the S matrix is strictly Hurwitzian and for a bilateral passive network S is symmetrical and such that $I_n - S^* S$ is positive definite in the right half-plane. These properties can again be taken as definitions of a passive network without any reference to the Z or Y matrix and such a definition is more general since some degenerate networks have neither Z nor Y matrix; this occurs f.i. if some terminal pairs are short-circuited and some other pairs open-circuited inside the network. A nondissipative network is defined by the condition $S(p)\,S(p^*) = 1_n$ on the imaginary axis, thus $S(p)\,S(-p) = 1_n$ identically. For dissipative networks, the rank of the matrix $1_n - S(p)\,S(-p)$ gives the minimum number of internal resistances. (see Lit. 7).

8. *The scattering matrix of a reactance 4-pole.*

Reducing all elements to their smallest common denominator s, the scattering matrix takes the form

$$S = \frac{1}{s} \begin{Vmatrix} s_{11} & s_{12} \\ s_{12} & s_{22} \end{Vmatrix} \tag{18}$$

where all s_{ij} are polynomials. Introducing the notation $f_*(p)$ for $f(-p)$, the conditions discussed in the previous paragraph give

$$s_{11_*}\, s_{12} + s_{12_*}\, s_{22} = 0 \tag{19}$$

$$\frac{s_{11}\, s_{11_*} + s_{12}\, s_{12_*}}{s\, s_*} = 1 \tag{20}$$

thus

$$s_{22} = -\, s_{11_*}\, s_{12}/s_{12_*} \tag{21}$$

If s_{12} and s_{12_*} have a common factor f_o (necessarily odd or even polynomial in p) it is cancelled and the remaining factor of s_{12_*} which will be called φ_* must divide s_{11_*}; thus

$$s_{12} = f_o\, \varphi\,, \quad s_{11} = h_o\, \varphi$$

$$s_{22} = \mp\, h_{o_*}\, \varphi \begin{cases} -\, f_o \text{ even} \\ +\, f_o \text{ odd} \end{cases} \tag{22}$$

and φ is a common factor of all numerators of (18) so that (20) requires ss_* to be divisible by $\varphi\varphi_*$. Put $\varphi = \varphi_1 \varphi_{2*}$ where φ_1 is the Hurwitzian part; φ_2 is then also Hurwitzian since φ, like s, can have no imaginary zeros. Finally the Hurwitzian part of $\varphi\,\varphi_*$ is $\varphi_1 \varphi_2$ and must divide s, thus $s = g_0 \varphi_1 \varphi_2$. The resulting S matrix takes the form

$$\frac{\varphi_{2*}}{g_0 \varphi_2} \left\| \begin{matrix} h_0 & f_0 \\ f_0 & \mp h_{0*} \end{matrix} \right\| = \frac{1}{g_0 \varphi_2^2} \left\| \begin{matrix} h_0 \varphi_2 \varphi_{2*} & f_0 \varphi_2 \varphi_{2*} \\ f_0 \varphi_2 \varphi_{2*} & \mp h_{0*} \varphi_2 \varphi_{2*} \end{matrix} \right\|$$

or, introducing new notations,

$$S = \frac{1}{g} \left\| \begin{matrix} h & f \\ f & \mp h_* \end{matrix} \right\| \tag{23}$$

In this last form g is a Hurwitz polynomial, like g_0, and f is odd or even like f_0. In addition (20) requires

$$h\,h_* \pm f^2 = g g_* \tag{24}$$

The resulting impedance matrix is easily calculated by inverting (17):

$$Z = \frac{1}{g - h \mp (g_* - h_*)} \left\| \begin{matrix} g + h \pm (g_* + h_*) & 2f \\ 2f & g - h \pm (g_* - h_*) \end{matrix} \right\| \tag{25}$$

where the top signs always correspond to f even and the bottom signs to f odd.

The following remarks are important.

(a) The network is completely determined by an arbitrary polynomial h and an even or odd polynomial f because (24) then determines a unique Hurwitz polynomial g.

(b) If the input reflection coefficient s_{11} is given, h and g are determined within an arbitrary common Hurwitz polynomial ψ; this must be chosen so that $h\,h_* - g g_*$ is the square of an odd or even polynomial; calling ψ_0 the polynomial of smallest degree resulting from this condition, one still can chose $\psi = \psi_0 \psi_1$; the solution with ψ will differ from the one with ψ_0 by the addition of an all-pass 4-pole of transfer function ψ_{1*} / ψ_1 at the output. Thus the input impedance determines the reactance 4-pole within an arbitary all-pass. This gives all realizations of a prescribed 2-terminal impedance when solutions containing more than one resistance are excluded.

(c) In filter design the datum is generally the insertion loss, thus $s_{12*}\, s_{12}$, which may be any even rational function of modulus

smaller than I; s_{12} is determined without ambiguity because the denominator is a Hurwitz polynomial and the numerator is even or odd; but h is not unique since it is deduced from (24) and need not be Hurwitzian.

9. *Synthesis of passive 2n-poles by the scattering matrix.*

The principle of the method is to find a reactive network which, terminated by a number of resistances, will give the prescribed network. This is equivalent to border the prescribed scattering matrix by a suitable number of rows and columns in order to construct an imbedding scattering matrix satisfying the relation

$$SS_* = I_n \tag{26}$$

If the imbedding matrix is not degenerate, (17) can be solved in Z or Y and will yield a Foster-matrix realizable by Cauer's method. In the degenerate case an extraction of ideal transformers reduces the problem to the synthesis of a non-degenerate network of lower order. The bordering of the prescribed matrix S_{11} by sub-matrices S_{12}, S_{21}, S_{22} in order to satisfy (26) is the extension of the similar bordering discussed above for the reactance 4-pole and is reduced to the latter by transforming certain matrices to diagonal form. Here also a number of solutions are obtained by inserting before the terminal resistances a *transparent network* generalizing the all-pass of the 4-pole case. But the proof that this gives all possible solutions given in Lit. 7 has later been found erroneous, although the result might still be right. The problem of finding all $2n$-poles equivalent to a given one is thus yet unsolved in the general case; in the purely reactive case, Cauer (1929) has shown that all solutions are deduced from each other by a linear transformation, but this does not hold in the general case since comparison of Brune's and Darlington's processes shows that reactance can be traded for resistance.

In the particular case of non-reactive networks the synthesis by means of the scattering matrix is equivalent to find an imbedding matrix corresponding to a network composed of ideal transformers, thus real, symmetrical and orthogonal. The scattering matrix of an ideal transformer of ratio n is

$$\left\| \begin{matrix} \dfrac{n^2 - 1}{n^2 + 1} & \dfrac{2n}{n^2 + 1} \\[2ex] \dfrac{2n}{n^2 + 1} & \dfrac{1 - n^2}{n^2 + 1} \end{matrix} \right\| \tag{27}$$

and similarly an ideal transformer $2n$-pole made of p transformers is characterized by a ratio matrix N of p rows and $t = n - p$ columns leading to a scattering matrix

$$\left\| \begin{matrix} (NN' - 1_t)(1_t + N'N)^{-1} & 2(1_t + NN)^{-1} N' \\ 2(1_p + NN')^{-1} N & (1_p - NN')(1_p + NN')^{-1} \end{matrix} \right\| \tag{28}$$

Conversely, if S is given, the number of transformers is calculated from the *trace theorem* stating that the sum of the diagonal elements of S (total reflection coefficient) is an integer equal to $2p$-n; N is then obtained by comparison of S_{11} and S_{12}. The detailed theory has been made by V. Belevitch (Lit. 8) and various applications indicated. In particular, the design of matched networks having equal losses between all couples of terminal pairs raises interesting problems of matrix arithmetic. As a new mathematical result, (28) gives a complete parametrization of all orthogonal symmetrical matrices similar to Cayley's.

We will close this paragraph by a short historical note on the scattering matrix. The introduction of this notion from atomic physics into the theory of microwave structures is generally attributed to Schwinger but the first publications seem to be due to S. Tomonaga (1947) and to C. G. Montgomery et al. (1948). See Lit. 9 and 10. In the field of lumped networks this concept, under the name of efficiency matrix, was introduced independently by V. Belevitch in a doctoral thesis (University of Louvain, 1945, unpublished) and used in a publication dated 1948 (Lit. 11). It is there acknowledged that equations equivalent to the orthogonality of the scattering matrix of a differential transformer were given by G. A. Campbell and R. M. Foster in 1920.

The theory of the reactance 4-pole given in the preceding section and the synthesis of an impedance by means of a network containing only one resistance were developed simultaneously and independently by S. Darlington, W. Cauer, H. Piloty, G. Cocci, and Z. Kiyasu in the years 1938-1940 in connection with the insertion loss design of filters; this method of design was itself initiated by an early paper of

E. L. Norton (1937) on constant-impedance directional filters; this case is somewhat easier because the constant impedance condition is $S_{11} = 0$ and the design is based on S_{12} alone.

10. *Passive networks violating the principle of reciprocity.*

Well-known examples of conservative mechanical systems violating the principle of reciprocity are systems with gyroscopic coupling. A similar coupling has been introduced in network theory by B. D. H. Tellegen (1948); his *ideal gyrator* of ratio s (Lit. 12) is a non-dissipative 4-pole having the impedance matrix

$$\begin{Vmatrix} 0 & -s \\ -s & 0 \end{Vmatrix} \tag{29}$$

Practical realizations approximating the gyrator have been discussed by Tellegen and more recently by C. L. Hogan (Lit. 13); the physical background of the principle of reciprocity is studied in an excellent paper by M. Prache (Lit. 14).

The question arises whether the ideal gyrator is the only additional component needed to secure the synthesis of passive networks violating the reciprocity. Such networks are defined by their immittance matrix which is still a Brune matrix (but generally dissymetrical) or better by their scattering matrix which must be strictly Hurwitzian and such that $I_n - S'^* S$ (where the prime denotes transposition) is positive definite on the imaginary axis. An affirmative answer to this question will be given in a paper under preparation and the essential results will be outlined herebelow.

First for frequency independent networks the resistance matrix is split into symmetrical and antisymmetrical parts by

$$R = (R + R')/2 + (R - R')/2 \tag{30}$$

and each part is realized separately. The dissipation is concentrated in the symmetrical part which is therefore positive definite and the only new problem is the synthesis of the antisymmetrical part. By a linear transformation an antisymmetrical matrix can be reduced to a canonic form which is a direct sum of diagonal blocks of type (29), so that the corresponding network is a set of ideal transformers connected to number of gyrators equal to half the rank (necessarily even) of the matrix $S - S'$ or $R - R'$.

The second part of the theory is the extension of reactance theorems. This will be explained on the case of a 4-pole.[1]) For non-dissipative networks the impedance matrix satisfies identically the relation

$$Z + Z'_* = 0 \tag{31}$$

As a result $Z + Z'^*$ has positive definite real part in the right halfplane and all poles of Z are simple and situated on the imaginary axis. The combined residues at poles $\pm j\,\omega_i$ are of the form

$$\frac{1}{p^2 + \omega_i^2} \begin{Vmatrix} K_{11}\,p & K_{12}\,p + K_a \\ K_{12}\,p - K_a & K_{22}\,p \end{Vmatrix} \tag{32}$$

where all the K's are real constants. The positive definition of the real part of $Z + Z'^*$ in the right half plane quite near to the boundary requires

$$K_{22} > 0\,, \quad K_{11}\,K_{22} - (K_{12}^2 + K_a^2/\omega_i^2) >, 0 \tag{33}$$

Defining $K'_{11} < K_{11}$ such that

$$K'_{11}\,K_{22} = K_{12}^2 + K_a^2/\omega_i^2 \tag{34}$$

(32) is decomposed into

$$\frac{1}{p^2 + \omega_i^2} \begin{Vmatrix} (K_{11} - K'_{11}) & 0 \\ 0 & 0 \end{Vmatrix} + \frac{1}{p^2 + \omega_i^2} \begin{Vmatrix} K'_{11}\,p & K_{12}\,p + K_a \\ K_{12}\,p - K_a & K_{22}\,p \end{Vmatrix} \tag{35}$$

The first matrix is an antiresonant circuit and the determinant of the second matrix contains a factor $(p^2 + \omega_1^2)^{-1}$ which disappears by taking the reciprocal. The reciprocal admittance matrix is then separated in symmetrical and antisymmetrical parts by

$$\frac{\omega_i^2}{K_a^2}\,p \begin{Vmatrix} K_{22} & -K_{12} \\ -K_{12} & K'_{11} \end{Vmatrix} + \frac{\omega_i^2}{K_a} \begin{Vmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{Vmatrix} \tag{36}$$

and is realized by a purely capacitive 4-pole in parallel with an ideal gyrator.

The last part of the theory is the synthesis of general $2n$-poles of prescribed S matrix by calculating an imbedding S matrix corresponding to a non-dissipative network. This is treated in the same way as the similar step in the theory of bilateral networks although there are differences in the detail, which will not be discussed here.

---

[1]) Another realisation has been indicated by Tellegen (Lit. 15).

II. *Synthesis of active networks.*

Synthesis of active networks is of great practical importance for the design of feedback amplifiers and the use of the scattering matrix seems particularly indicated to define return differences of the valves in the various feedback loops. Here again a new network component is required to secure the realizability, and although the ideal pentode seems the obvious component to introduce, it is theoretically less convenient since it mixes two properties: a valve acting as a buffer merely violates the principle of reciprocity and this has already been covered by the ideal gyrator; on the other hand, violation of the passive character is already encountered in a negative resistance. It is also well-known that negative inductances or capacitances can be realized by means of positive components suitably combined with negative resistances. It seems therefore that the only additional component required in order to synthesise all active $2n$-poles is the negative resistance, but we have not succeeded to prove this statement. Anyway, it is easily shown that a pentode is a combination of a positive and a negative resistance with an ideal gyrator.

The only result we have obtained is the synthesis of active, frequency independent $2n$-poles defined by a numerical R or S matrix. The number of negative resistances is the number of negative elements in the diagonal transform of $R + R'$ or of $I_n - SS'$, which, by Sylvester's law of inertia, is indeed invariant under all linear transformations. As an application, it is easily proved that a 2-wire repeater matched at both terminal pairs cannot be realized with less than two negative resistances, thus two independent amplifying valves: it is well-known that all single valve 2-wire repeaters introduce important reflections.

Discussion

B. D. H. Tellegen: From superposition and permanency you derived the concept of network function without talking about initial conditions. Can these be left out of consideration?

V. Belevitch: The signal $f(t)$ and the response $g(t)$ are functions which must be defined in the whole range from $t = -\infty$ to $+\infty$. By setting $f(t) = 0$ for $t < t_0$ and introducing at t_0 a suitable combination of impulse functions Dirac functions and impulses of higher order, one can bring. instantaneously all network elements into their proper initial conditions

Remark: You mentioned that to cover active systems, the only new element to consider is the negative resistance. While I quite agree with this, in other respects it is useful to define a network element as a system characterised by one parameter. So in the case of passive networks it is sufficient to deal only with gyrators, resistances and inductances, but it is useful also to consider transformers and capacitances. In the field of active systems it is useful to consider, besides negative resistances, also ideal valves of various kinds.

J. P. Schouten: Is the well-known two-wire repeater with only one valve covered by your last theorem concerning active networks?

B.: Yes, the so-called 21 type repeater has a return gain equal to its amplification in the useful direction.

Dr Ir A. E. Pannenborg: Does the proof of reducing the scattering matrix to the form (23) not amount to the statement, that for a lossless network this form can always be achieved by a shift of the phase of the terminals?

B.: In addition the proof establishes that it can be done rationally and without destroying the strictly hurwitzian character of the scattering matrix.

P.: Can you give a general proof for the number of terminal pairs needed for a matched equal-power divider?

B.: By the trace theorem, frequency-independent matched nondissipative networks are impossible for an odd number of terminal pairs. It is shown in my paper (Lit. 8) that equality of power further excludes numbers of terminal pairs multiples of 4. The smallest remaining integer is then 6, and the networks are known for 10, 14, 18, 26... but the case $n = 22$ has not been solved. Under the natural but unproved supplementary assumption that the networks must exhibit certain symmetry properties, it has been shown that the law is $n = a^2 + b^2 + 1$, where a is an odd and b an even integer, and 22 is then excluded. That this law is at least a step in the right direction is confirmed by the two essentially distinct networks obtained from the two expansions $26 = 3^2 + 4^2 + 1$ and $26 = 5^2 + 0^2 + 1$.

If the requirement *of* frequency independent performance is abandoned, *i e* if reactive networks are considered, the case $n = 5$ is the first where equal power distribution is possible; this is shown implicitly in Lit. 10.

Additional note

Mr. B. D. A. Tellegen was kind enough to mention that he has prepared a paper, to appear in the Journ. of Math. and Phys., on the syntheses of $2n$-poles using the minimum number of reactances. On the other hand Mr. Y. Oono has written to me that he obtained recently new results in the method of synthesis using the scattering matrix. Mr. Oono is sending a note on the subject to the Wireless Engineer.

The report of N. Bayard mentioned in § 6 has appeared in Ann. Télécomm. *7*, 12, (Dec. 1952).

Litterature

1) E. A. Guillemin: „Communication Networks" vol. II, J. Wiley, New York, 1935.
2) W. Cauer: „Theorie der linearen Wechselstromschaltungen". Becker & Erler. Leipzig 1941.
3) H. W. Bode: „Network Analysis and Feedback Amplifier Design". Van Nostrand, New-York, 1945.
4) S. Darlington: Journ. Math. Phys. MIT. 18, p. 257 (1939).
5) B. Macmillan: Bell Syst. Tech. Journ. vol. 31, no. 2, p. 217 (March 1952) and p. 541 (May 1952).
6) Z. Kiyasu & N. Ikeno: Journ. Phys. Soc. Japan. 7, p. 114 (1952).
7) V. Belevitch: Ann. Télécomm. 6, II, p. 302 (nov. 1951).
8) V. Belevitch: Electr. Comm. 27, 3, p. 231 (sept. 1950).
9) S. Tomonaga: Journ. Phys. Soc. Japan, 2, p. 158 (1947).
10) C. G. Montgomery, R. D. Dicke & E. M. Purcell: „Principles of Microwave Circuits". McGraw Hill, New-York, 1948.
11) V. Belevitch: Journ. Appl. Phys. 19, 7, p. 636 (July 1948).
12) B. D. H. Tellegen: Phil. Res. Rep. 3, p. 81 (1948).
13) C. L. Hogan: Bell Syst. Techn. Journ. 31, I, p. I (jan. 1952).
14) P. M. Prache: Bull. Soc. Franç. Electr. 79 série, tome 2 (août 1952).
15) B. D. H. Tellegen: Phil. Res. Rep. 3, p. 321 (1948).

25 JAAR PHYSISCH LABORATORIUM WAALSDORP

Op 1 December 1952 werd op eenvoudige wijze het feit herdacht, dat vóór 25 jaar het laboratorium te Waalsdorp als onderdeel van het Departement van Defensie werd gesticht en Ir J. L. van Soest daar in gezelschap van één instrumentmaker zijn werkzaamheden aanving.

Thans maakt het laboratorium deel uit van de Rijksverdedigingsorganisatie van T.N.O. en verricht het onderzoek ten behoeve van de drie weermachtsonderdelen; een belangrijk deel daarvan valt op electrotechnisch gebied.

Tijdens een ontvangst op het Laboratorium werden door de staatssecretarissen van Oorlog en Marine en door de voorzitter der Rijksverdedigingsorganisatie T.N.O. zeer waarderende woorden gesproken over de resultaten van het onderzoek.

Het N.R.G. maakt gaarne melding van dit jubileum, niet alleen omdat onze oud-voorzitter, thans ere-lid, Prof. van Soest, en onze bijzonder actieve secretaris, Ir Piket, aan dit laboratorium verbonden zijn, maar tevens omdat er vele banden bestaan tussen dit laboratorium en onze leden. Deze banden zijn van verschillende aard: een aantal van onze leden heeft daar gewerkt als afsluiting van hun studie, een tweede groep ter vervulling van hun militaire dienstplicht, terwijl soms ook het contact nog weer op andere wijze tot stand kwam. Zeker is echter, dat allen, die in deze contacten betrokken zijn geweest, hieraan bijzonder prettige herinneringen behouden.

J. J. V.

Uit het Nederlands Radiogenootschap

109e ZITTING

te houden op *Woensdag 4 Februari a.s.* in het gebouw van het *Kon. Instituut van Ingenieurs,* Prinsessegracht 23, Den Haag.

AGENDA: 11.00 uur

1. Opening; eventuele bestuursmededelingen.
2. Voordracht, te houden door *Ir A. A. T. M. van Trier,* ingenieur op het Physisch Laboratorium van de Rijksverdedigingsorganisatie T.N.O. over het onderwerp: *Vierpoolmetingen aan een gyrator bij cm-golven* met theoretische inleiding en demonstratie.
3. Discussie.

Hierna lunchpauze.

ca. 14.00 uur:

4. Voordracht, te houden door *Ir P. L. M. van Berkel,* ingenieur op het Centraal Laboratorium der P.T.T., over het onderwerp: *Moderne ionosfeer-peiltoestellen der Ned. P.T.T.*
5. Discussie.
6. Sluiting.

Aansluitend kan in het Hoofdbestuur der P.T.T., Kortenaerkade 12 (te bereiken van de Prinsessegracht met lijn 5) een modern peiltoestel in werking worden bezichtigd.

NIEUWE LEDEN

G. Emmerik, Arabislaan 90, Den Haag (L.).
H. W. F. van 't Groenewout, Delft.
dipl. Ir J. Hekner, Joh. Geradtsweg 185, Hilversum.
Ir J. E. Philips, Stieltjeslaan 45, Hilversum.
O. J. Selis, Ananasstraat 38, Den Haag.

VOORGESTELDE LEDEN

Ir J. F. Brouwer, Berlagelaan 125, Hilversum (P.T.I., Hilversum).
F. Doornbos, Kootwijk Radio 5, post Apeldoorn (P.T.I., Kootwijk).
J. A. G. van Everdingen, Mesdagstraat 45, Den Haag. (v. d. Heem, Den Haag).
Ir H. van Lambalgen, Berlagelaan 123, Hilversum. (P.T.I., Hilversum).
L. J. W. van Loon, Tweemolentjesvaart 26, Delft. (B.P.M.)
Ir C. C. M. van Oerle, Bosscheweg 38, Boxtel. (ass. T.H., Delft).
M. C. Schol, Insulindeweg 11, Delft. (v. d. Heem, Den Haag).
Ir J. W. Scholten, Torenlaan 26, Hilversum (P.T.I., Hilversum).

NIEUWE ADRESSEN VAN LEDEN

Ir E. J. Post, Van Manenstraat 27D, Rotterdam.

LEDEN WAARVAN HET NIEUWE ADRES AAN DE REDACTIE NIET BEKEND IS:

Ir W. K. Hofker, Oude Amersfoortseweg 118, Hilversum.
Ir J. M. Madsen, Weesperzijde 105², Amsterdam (Z).
Ir J. M. Staal, oud-adres: Woolder-esweg 29, Hengelo.

Indien aan een van onze lezers het nieuwe adres van bovenstaande leden bekend is verzoeken wij U dit aan de redactie te willen opgeven. Bij voorbaat dank.

DE NIEUWE LEDENLIJST

Bij dit nummer kunt U wederom een ledenlijst aantreffen. Indien Uw naam, adres of titel hierin niet juist voorkomt verzoeken wij U dit aan de redactie te willen melden.

HET VOLGENDE NUMMER

In het volgend nummer worden o.m. de voordrachten van Dr van Weel, Ir Ludi en de Heer Selis opgenomen.

Als bijlage verschijnt bij dit nummer de inhoudsopgave van de jaargang 1952.

EXAMENS

Verslag van het examen radiotechnicus en monteur, gehouden in Oct., Nov. en Dec. 1952.

Het schriftelijk examen radiotechnicus en radiomonteur werd gehouden op 13 en 14 Oct. 1952. Aangemeld hadden zich 187 candidaten voor technicus en 207 voor monteur, waarvan 6 candidaten zich terugtrokken (3 tech. en 3 monteur). Wegens onvoldoend schriftelijk examen werden afgewezen 76 candidaten technicus en 50 candidaten monteur. Voor het mondelinge gedeelte werden opgeroepen 108 candidaten technicus (1 candidaat wegens ziekte verhinderd) en 158 candidaten monteur (6 niet opgekomen), welke mondelinge examens werden gehouden op 18, 19, 25 en 26 November en 1, 2, 8, 9, 16, 17 en 22 December.

Afgewezen werden 47 candidaten technicus en 63 candidaten monteur.

Geslaagd zijn in totaal 58 candidaten technicus en 77 candidaten monteur. 2 candidaten technicus en 12 candidaten monteur werden voor een herexamen in aanmerking gebracht. De 5 candidaten die een herexamen moesten afleggen slaagden allen.

VOORDRACHTEN BETREFFENDE TRANSISTORS

De Nederlandse Natuurkundige Vereniging heeft tezamen met de afdeling voor Technisch Wetenschappelijk Onderzoek van het Koninklijk Instituut van Ingenieurs op *21 Maart a.s. in het laboratorium voor Technische Physica te Delft* een middagvergadering geprojecteerd over de *physische beginselen* die ten grondslag liggen aan de werking van *transistors*. In deze vergadering — die om 14.— uur aanvangt — zal eerst een inleidende voordracht gehouden worden door *Dr H. J. Vink* over de eigenschappen van halfgeleiders in het algemeen, en daarna zal *Ir F. H. Stieltjes* spreken over de transistor.

Leden van het N.R.G. zijn op deze vergadering welkom.

„TRANSISTOR ISSUE" — PROCEEDINGS INSTITUTE OF RADIO ENGINEERS (U.S.A.)

Naar aanleiding van bovenstaande aankondiging vestigen wij de aandacht op het Novembernummer van de „Proceedings of the Institute of Radio Engineers".

In dit nummer, dat geheel gewijd is aan de transistor worden in 48 artikelen de volgende onderwerpen behandeld:

Theorie van de transistor.
Transistor materialen.
Constructie van transistors.
Karakteristieken.
Toepassingen.
Schakelingen.

De „Transistor", die ruim vier jaar geleden voor het eerst in het laboratorium werd gevonden, beloofde een principiële vooruitgang te brengen in de ontwikkeling van de electronica. Dit was echter in de eerste plaats afhankelijk van de oplossing van het probleem hoe men de transistor van een „laboratorium merkwaardigheid" zou kunnen omvormen tot een praktisch hulpmiddel, dat, gelijkmatig en in-massa, kon worden geproduceerd.

Dit punt is thans bereikt.

In dit stadium is het niet mogelijk te zien welke verdere vindingen en principes nog uit de transistor zullen voortkomen.

In het hierboven vermelde nummer van de „Proceedings" bezitten we echter een uiterst belangrijke bijdrage met betrekking tot de kennis en de ontwikkeling van dit nieuwe hulpmiddel.

Nieuwe Uitgaven

De redactie ontving de volgende nieuwe uitgaven:
Zo werkt de Televisie, E. Aisberg. *
Die Ionosphäre, H. Rawer.
Electronenbuizen voor laagfrequentversterking, E. Rodenhuis. *
Radiografische afstandsbediening, A. H. Bruinsma. *

Boekbesprekingen

„Radio interference suppression" bij G. L. Stephens A.M.I.E.E.
Published for Wireless World by Iliffe.

Dit boekje is een practische handleiding voor het opheffen van radiostoringen, waarbij de schrijver zich m.i. terecht op het standpunt stelt, dat deze materie zich bezwaarlijk voor een theoretische beschouwing leent.

In de eerste hoofdstukken worden de oorsprong der verschillende storingen en het principe, waarop de onderdrukking berust, besproken. In de volgende hoofdstukken wordt een groot aantal practische gevallen uitvoerig behandeld, waarbij vooral aandacht aan de televisieband wordt geschonken.

Vooral vanwege het grote aantal practische gegevens zal dit boekje in vele gevallen een nuttige handleiding blijken te zijn.

Voor degenen, die aan de beknopte behandeling van de stof niet genoeg hebben, is een literatuurlijst achter in het boekje opgenomen, evenals een lijst met „British Standards relating to Radio Interference".

H. d. B.

---

* De recensies van deze boeken verschijnen in een volgend nummer.

K. Rawer: *Die Ionosphäre*, 178 blz. tekst. P. Noordhoff, Groningen. 1953. Prijs geb. *f* 14.50.

Van de hand van K. Rawer, een bekend onderzoeker op ionospherisch gebied, verscheen een werk, gewijd aan dit, zowel uit een algemeen physisch als uit een practisch oogpunt, belangrijke onderwerp.

De inhoudsopgave toont reeds de overzichtelijke indeling van de stof. In Hoofdstuk I behandelt de schrijver de waarnemingsmethoden, welke ons de kennis omtrent de ionosfeer verschaffen: naast de bekende impulsmetingen met e.m. golven, de spectroscopische en aardmagnetische waarnemingen; Hoofdstuk II bevat een overzicht van de resultaten dezer observaties.

Algemene theoretische beschouwingen over het ontstaan van een geïoniseerde laag en aansluitend de formatie van meerdere lagen met name de voor de overdracht van radiosignalen belangrijke D, E en F lagen vindt de lezer in Hoofdstuk III en IV; in het laatste hoofdstuk wordt zowel de „normale" als de „gestoorde" toestand dezer lagen in het licht van de oorzaken, welke tot storingen aanleiding geven, besproken.

Hoofdstuk V is gewijd aan de invloed van de ionospheer op de uitbreiding der golven en de voor de praktijk uitermate belangrijke voorspellingen, welke op grond van onze kennis van de ionospheer met een zekere mate van waarschijnlijkheid kunnen worden gedaan.

De auteur, van wiens hand verscheidene publicaties op dit terrein het licht zagen, kan stellig als een deskundige in deze materie worden beschouwd; in de verwachtingen, welke op grond hiervan worden gekoesterd, wordt men geenszins teleurgesteld. De behandeling en de verwerking van een omvangrijke stof, welke in het algemeen verspreid in de litteratuur is te vinden en hier bijeen is vergaard, geschiedt op een critische en analyserende wijze, terwijl desondanks een duidelijke totaalvoorstelling bij de lezer achterblijft.

Belangrijk en leerzaam voor hen, voor wie in het bijzonder het radiogebied vertrouwd is en de ionospheer het medium betekent belangrijk bij de berichtenoverdraging op afstand, is de nadruk, welke op de andere physische aspecten en phenomena in de ionospheer wordt gelegd.

De heldere betoogtrant maakt deze verhandeling tot een boeiend relaas; onze stellige indruk is, dat dit werk bepaald in een leemte voorziet en een brede schare van lezers kan bereiken, zowel physici en ingenieurs als de ontwikkelde en belangstellende radiomonteur.

Indien we dan enige opmerkingen maken, zo geldt dit b.v. t.a.v. Hoofdstuk V, waar de beschrijving der predictiemethoden, in de diverse landen ontwikkeld en in gebruik, enigszins summier is. Een meer uitgebreide behandeling door de schrijver, thans verbonden aan de Franse „Service de Prévision Ionosphérique Militaire", zou welkom zijn.

Verder valt op, dat bij de afleiding van de formule ener geïoniseerde laag in Hoofdstuk III aan de gevonden uitdrukking (de z.g. „dubbele e-functie") uitsluitend de naam Chapman wordt verbonden zonder dat het baanbrekend werk van Elias, hetwelk 8 jaar eerder (1923) in feite tot dezelfde uitdrukking leidde, wordt genoemd.

Dit, in de buitenlandse litteratuur bijna klassiek geworden, verzuim treft temeer, omdat Rawer het z.g. Dellingereffect, volkomen terecht, koppelt aan Mögel en steeds van het Mögel-Dellingereffect spreekt.

De uitgave van Noordhoff is, zoals steeds, uitstekend verzorgd.

C. T. F. v. d. W.

Octrooien

Openbaar gemaakt 15 Juli 1952.

O.A. 142.536. kl. 95k2. N.V. Philips. R.-C.-generator, waarbij parasitaire capaciteiten een geringe invloed uitoefenen.

O.A. 132.231. kl. 21e27a. Bell Telephone. Inrichting voor het aanduiden van de verandering van een gelijkspanning naar grootte en teken. De spanning wordt vastgelegd in de vorm van een condensatorlading

en na verloop van een bepaalde tijd vergeleken met de nieuwe waarde van de te meten spanning.

Openbaar gemaakt 15 Sept. 1952.

O.A. 125.969. kl. 95m4. Ferranti. Superregeneratief radio-ontvangtoestel. Onderdrukken van het geruis indien geen signaal ontvangen wordt.
O.A. 149.171. kl. 21a²33c. Amroh. Meeluisterapparaat voor telefoontoestellen. Een platte doos, bevattende een spoel, die magnetisch gekoppeld wordt met de laagfrequenttransformator uit het telefoontoestel, dat op de doos geplaatst wordt.

Openbaar gemaakt 15 October 1952.

O.A. 131.366. kl. 95n3c. Western Electric. Antennestelsel met lens. Het transformeren van golven met gekromd golfoppervlak in golven met vlak golfoppervlak.
O.A. 143.873. kl. 95g7. Société Alsacienne de Constructions Mécaniques. Inrichting, welke twee onderling over 90° verschoven spanningen levert met over een breed frequentiegebied constante amplitudeverhouding.
O.A. 129.641. kl. 95g5b. Hasler. Electro-mechanisch bandfilter.
O.A. 135.894. kl. 95b1h1. Cossor. Modulatorschakeling voor amplitudemodulatie.
O.A. 131.560. kl. 21a²33b3. Andries Hurslage. Schakeling voor een telefoontoestel met een microfoon-luidsprekerinrichting in de aansluitposten en een gemeenschappelijke versterker.

Openbaar gemaakt 15 November 1952.

O.A. 132.572. kl. 95b25b1. N.V. Philips. Telegrafiezender met amplitudemodulatie. Indien zendbuis overbelast wordt, doordat per tijdseenheid te veel langdurig tekens uitgezonden worden, dan worden de tekens telkens kortstondig onderbroken. De onderbreking is klein vergeleken bij kortste teken.
O.A. 133.060. kl. 95h5a1a. Western Electric. Constructieve uitvoering van een piëzo-electrische inrichting, waarbij demping van de kristaltrilling ten gevolge van het inklemmen tot een minimum teruggebracht is.
O.A. 136.038. kl. 96b2. Bell Telephone. Draaggolfcommunicatiestelsel bestaande uit een hoofdstation en een onderstation.

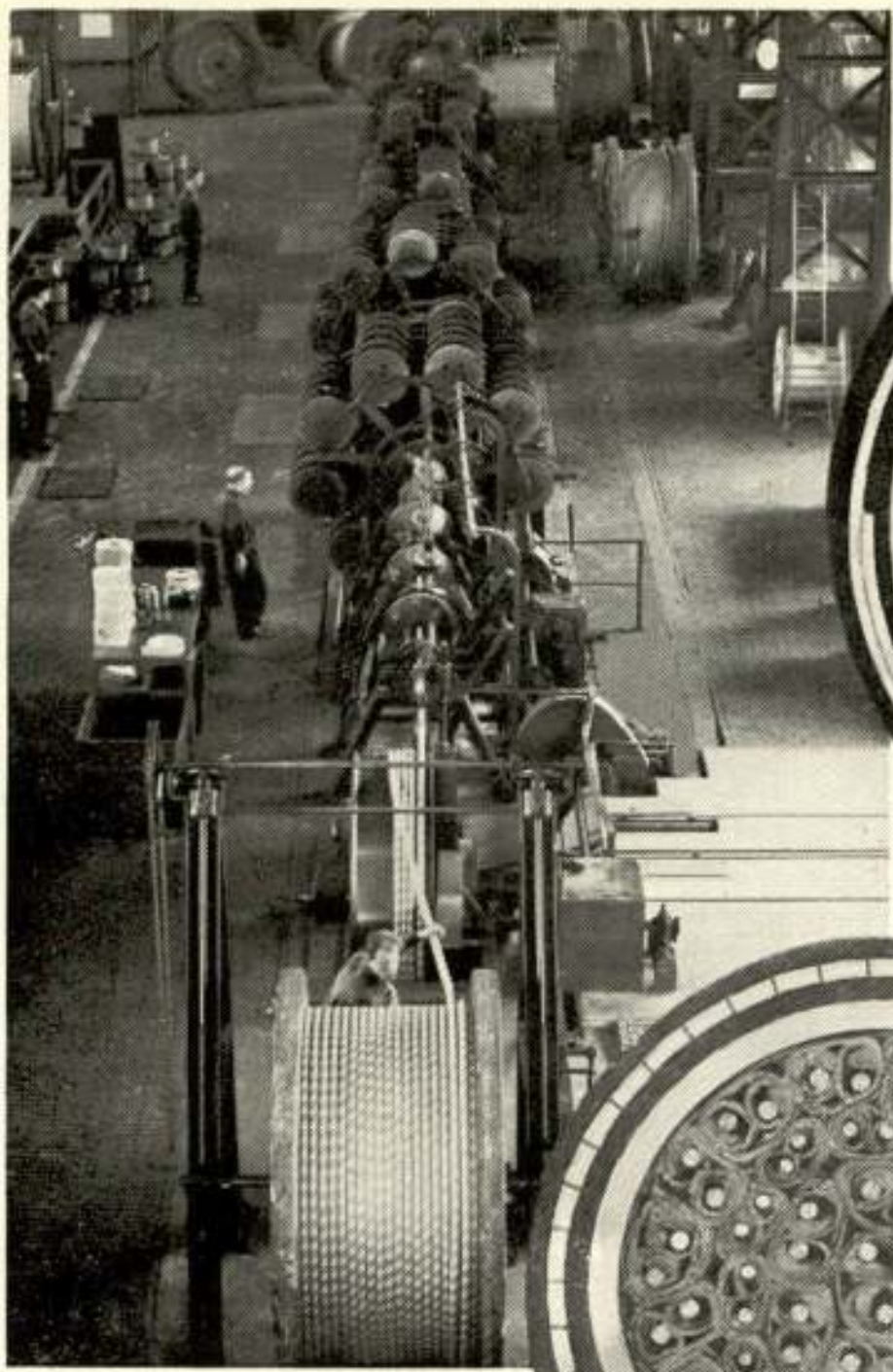
Openbaar gemaakt 15 Deccember 1952.

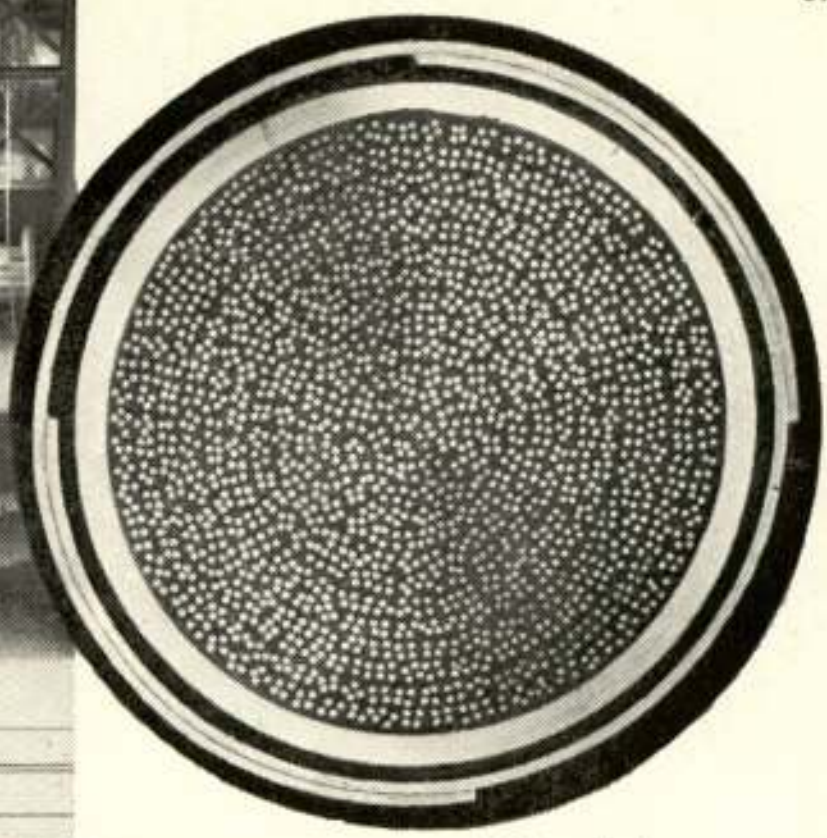
O.A. 146.507. kl. 21a²33b3. Electrofact N.V. Luidsprekend telefoonstelsel met schakelaar voor „spreken" resp. „luisteren".

Front en centrale bedieningslessenaar 50 kW zender te Lima (Peru).

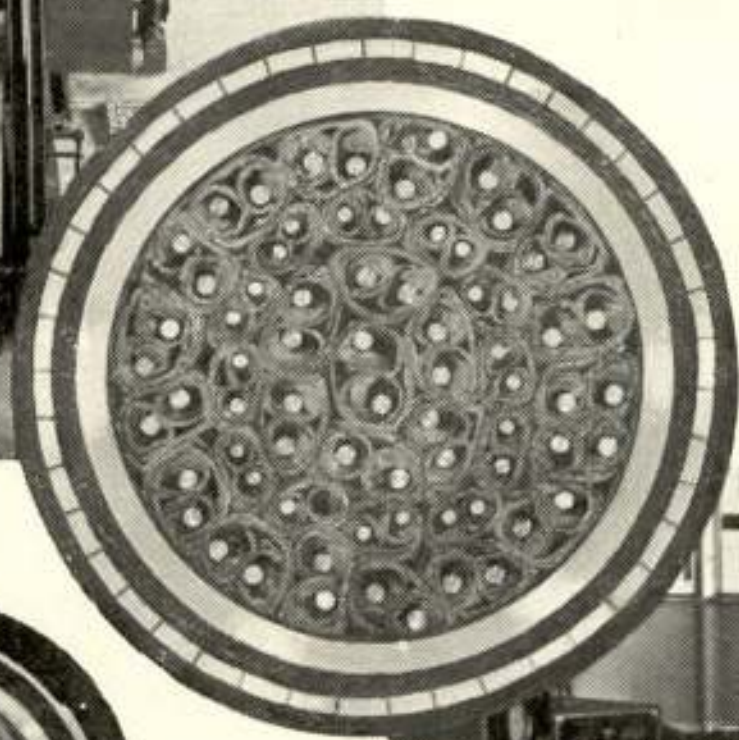
Bovenstaand afgebeelde kortegolfomroepzender van 50 kW antennevermogen werd door de N.V. Philips' Telecommunicatie Industrie v/h N.S.F. geleverd aan Radio Nacional del Perú en in de loop van 1950/51 te Lima geïnstalleerd. De installatie is gelijksoortig met de bestaande Nederlandse Wereldomroepzender te Lopik. De afstemming en omschakeling op de gekozen golflengten in het gebied 5.95—22 MHz geschiedt automatisch door middel van Instantuner-mechanismen.

STAPEL

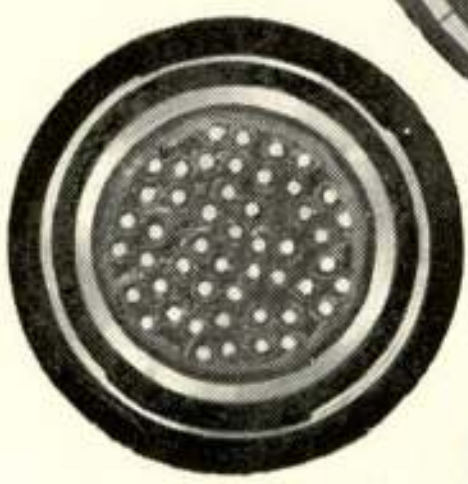




2000 aderige
telefoonkabel



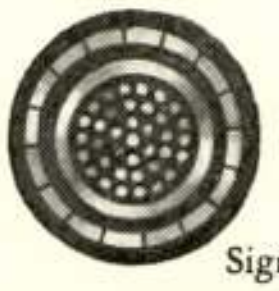
Radio- distributiekabel



300 kHz draaggolfkabel

30 MHz coax-kabel

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



Signaalkabel

N.V. NEDERLANDSCHE KABELFABRIEK, DELFT

Tijdschrift van het
Nederlands Radiogenootschap

DEEL XVIII No. 2 MAART 1953

Radionavigatie en Luchtverkeersbeveiliging

door O. J. Selis *)

Voordracht gehouden voor het Nederlands Radiogenootschap op 19 Dec. 1952.

SUMMARY

In this paper a general survey is given of the present use of electronic aids to air navigation and its trends of development as well for en route navigation as for approach and landing under conditions of bad visibility.

It is shown especially how the development for en route navigation over short and medium distances is marked in a general way by the following points:

a) Use of radiobeacons instead of radio direction finding on the ground.
b) Use of airways with special radiotrackguidance and -distance indication instead of flight paths which are not pre-selected and not specially marked.
c) Automatic VHF ground direction finders for special purposes.
d) Use of Very High Frequences (VHF) instead of Medium and Low Frequences (MF and LF).
e) Radiotelephony instead of radiotelegraphy.
f) Use of Radar alongside of radio.
g) Increasing world standardisation in apparatus and procedures mainly due to activity of the International Civil Aviation Organization (I. C. A. O.).

Inleiding.

In het hier volgende overzicht wordt een beeld gegeven van het samenstel van electronische navigatiemiddelen, waarvan het luchtverkeer op dit ogenblik gebruik maakt voor een veilige en regelmatige uitvoering van de dienst. Hierbij wordt de praktijk in de eerste plaats behandeld. In het bijzonder wordt daarbij aandacht besteed aan de luchtverkeersbeveiliging in Nederland.

We moeten tegenwoordig spreken van electronische middelen, omdat de laatste jaren naast de radionavigatiemiddelen in steeds

*) Hoofd van de Afdeling Luchtverkeersbeveiliging van de Rijksluchtvaartdienst.

toenemende mate gebruik wordt gemaakt van radar bij de routenavigatie en landing van vliegtuigen.

Verder wordt de nadruk gelegd op navigatiemiddelen, welke op dit ogenblik worden gebruikt. Immers, speciaal bij de luchtverkeersbeveiliging bestaat er een grote evolutie in vele van de technische hulpmiddelen en procedures. Hetgeen enige jaren geleden nog modern was, is thans nog wel bruikbaar, doch zal binnen enkele jaren verouderd zijn. Deze evolutie wordt enerzijds gestimuleerd door het vanzelfsprekende streven om met het oog op het verkrijgen van de hoogste veiligheid en regelmaat voor het luchtverkeer de hulpmiddelen steeds meer te perfectionneren. Anderzijds moeten door nieuwe ontwikkelingen in de luchtvaart soms geheel nieuwe systemen worden ontwikkeld bij bepaalde onderdelen van de luchtverkeersbeveiliging.

Zo heeft b.v. alleen al de zeer sterke toeneming van het luchtverkeer na de oorlog het karakter van de luchtverkeersbeveiliging en de luchtvaartradionavigatie in Europa sterk doen veranderen. De capaciteit en snelheid van het vóór de oorlog bestaande systeem van navigatiehulp aan vliegtuigen door grondradiopeilstations bleek voor dit drukke verkeer onvoldoende en moest worden vervangen door een beter aan de nieuwe eisen aangepast systeem, waarbij de vliegtuigen in het algemeen zelf hun positie bepalen. Daarbij blijft toch een doeltreffende verkeersregeling op de grond mogelijk, doordat het verkeer langs vastgestelde banen — luchtwegen geheten — plaats vindt.

Voor goed begrip zij opgemerkt dat elk land niet op zijn eigen houtje uitmaakt welk routenavigatiestelsel of welk landingssysteem als het beste en meest doelmatige moet worden beschouwd. Dan zou al heel vlug gelden „zoveel hoofden zoveel zinnen", wat er toe zou leiden, dat vooral de continentale en intercontinentale lijnvliegtuigen een soort vliegend laboratorium zouden worden met een zeer heterogene collectie van allerlei navigatieapparaten aan boord, die successievelijk boven de verschillende delen van de wereld ingeschakeld zouden moeten worden.

In dit verband wordt bijzonder goed werk verricht door de *I.C.A.O.* (International Civil Aviation Organization) van welke organisatie de meeste regeringen lid zijn (het is een z.g. specialized agency van de United Nations).

In geregeld terugkerende I.C.A.O. samenkomsten worden o.a. standaardapparatuur en standaardprocedures voor de luchtverkeersbeveiliging over de gehele wereld vastgesteld.

En het verheugende is dat wat in de I.C.A.O. — dikwijls bij meerderheidsbesluit — wordt bepaald, in zeer bevredigende mate door de verschillende landen van de wereld wordt uitgevoerd.

Hoewel er vanzelfsprekend vele wijzen van groepering van electronische navigatiehulpmiddelen mogelijk zijn, is hier voor een overzichtelijke behandeling de materie als volgt onderverdeeld:

A. Radionavigatiemiddelen voor lange afstanden.
B. Electronische navigatiemiddelen voor korte en middelbare afstanden.
C. Electronische landingssystemen.

A. *Radionavigatiemiddelen voor lange afstanden.*

In dit overzicht wordt het accent gelegd op de navigatiemiddelen welke in Nederland gebruikt worden voor de luchtverkeersbeveiliging.

Derhalve wordt niet verder ingegaan op LORAN (Long Range Navigation) en CONSOL. Slechts ter wille van de systematiek zijn deze het eerste genoemd.

Volstaan wordt te vermelden dat LORAN een hyperbolisch impulssysteem is dat werkt op frequenties van circa 2 mc/s, terwijl CONSOL een radiaal systeem is dat werkt met ongedempte midden en lange golven. Beiden worden voor lange afstandsnavigatie (b.v. boven de Atlantische Oceaan) gebruikt.

De Loranstations, waarvan een aantal aan de Westkust en in het Noorden van de Atlantische Oceaan zijn gelegen, worden naast het sextant betrekkelijk veel gebruikt bij de navigatie tijdens oceaanvluchten. Ook vele op de oceaan gestationneerde weerschepen (Nederland neemt deel aan de bezetting van 3 van de 10 stations) maken gebruik van Loran en Consol bij het innemen van de positie, die hun is aangewezen.

Consol kan alleen aan de Oostzijde van de Oceaan worden gebruikt, omdat alleen daar stations zijn opgericht n.l. te Stavanger, Bushmills (N. Ierland), Ploneis (bij Brest) en Lugo en Sevilla (Spanje).

Voor de ontvangst van Loran is een speciale ontvanger nodig; Consol kan worden ontvangen met de gewone communicatie ontvanger en/of het radiokompas. De richtingsnauwkeurigheid van Consol kan des nachts door de tegen de geioniseerde lagen gereflecteerde straling ongunstig worden beïnvloed.

Bij Loran worden geen richting-, doch afstand-verschillen op de afleeskathodestraalbuis gemeten. Bij aanwezigheid van grondgolven en ruimtegolven kan men op de kathodestraalbuis het onderscheid tussen de directe en de indirecte straling waarnemen. De indirecte ontvangst wordt bij Loran nuttig gebruikt om grotere afstanden te overbruggen.

Een interessante en vrij ontstuimige ontwikkeling zoals we op het ogenblik bij de electronische navigatiemiddelen voor korte- en middelbare afstanden en bij de electronische landingshulpmiddelen zien, is hier niet te bespeuren.

Er wordt gewerkt aan systemen welke op zeer lage frequenties uitzenden om een zeer grote reikwijdte te verkrijgen, doch over nieuwe Amerikaanse ontwikkelingen zoals Navaglobe en LF Loran wordt nog maar heel weinig bekend gemaakt, mede waarschijnlijk om redenen van militair belang.

B. *Electronische navigatiemiddelen voor korte en middelbare afstanden.*

In deze categorie valt een zeer uitgebreide verzameling van allerlei soort, doch dank zij de I.C.A.O. begint zich een zekere standaardisatie af te tekenen.

Een schematische indeling van de voornaamste soorten volgt hieronder:

1. GRONDPEILERS

2. BAKENS
   - ONGERICHT (MF)
   - GERICHT
     - (Radiorange) (MF)
     - Visual-Aural Range (VAR) (VHF)
     - VHF Omnidirectional Radiorange (VOR*) (VHF)

3. HYPERB. SYSTEMEN
   - DECCA (Phase vergelijking) (LF)
   - GEE (Impuls) (VHF)

4. MERKBAKENS (VHF)

5. RONDZOEKRADAR (10 cm)
   (met gekoppelde automatische VHF richtingzoeker voor identificatiedoeleinden

*) Gecombineerd met Distance Measuring Equipment (DME)-UHF.

Radiopeilinstallaties op de grond.

Vóór de oorlog en kort daarna waren dit in hoofdzaak de installaties, die althans in Europa, de vlieger hielpen bij het vaststellen van positie en koers.

Hoeveel radiotelegrafisten waren niet meesters in de kunst om op de beroemde 900 meter golf met behulp van het 8 vormige ontvangdiagram van het peilraam haarscherpe minima van de peiltekens te bepalen, om daarna door middel van het hartvormige diagram van de combinatie peilraam/ongerichte antenne de juiste keuze te doen uit de twee 180° tegenover elkaar liggende minima.

Sommige telegrafisten zagen kans het proces van een enkelvoudige radiopeiling binnen 20 à 30 seconden af te wikkelen als er tenminste niet te veel storende stations waren, de luchtstoringen niet te hevig waren en er geen nachteffect optrad.

Om dit laatste te bestrijden beschikte Schiphol over een omvangrijke en vrij kostbare nachteffectvrije of z.g. Adcock radiopeilinstallatie die zoals bekend, alleen op de verticale component van het electromagnetische veld reageert.

Hoe is dit alles veranderd in betrekkelijk korte tijd.

Het gebruik van de 900 meter golf sterft meer en meer uit; de Adcockpeiler wordt afgebroken; de communicatie over korte afstanden is grotendeels radiotelefonisch geworden en ook voor langere afstanden neemt het gebruik van radiotelefonie toe.

Inplaats van middengolven met luchtstoringen, storingen van vreemde stations, nachteffect, lange sleepantennes of andere omvangrijke vliegtuigantennes zijn de zeer korte golven gekomen (118—132 mc/s), aangevuld met korte golven tussen 3 en 30 kc/s.

Deze laatste zijn dikwijls grillig van karakter omdat hun voortplanting over lange afstanden tot stand komt door reflecties tegen de *E* en *F* lagen in de ionosfeer. Zij zijn derhalve niet zo constant en betrouwbaar als de zeer korte golven. Zij blijven echter nodig voor lange afstand verbindingen o.a. over water in verband met de bekende beperkte reikwijdte van de zeer korte golven.

Ook de peilinstallaties op de grond, die ten opzichte van de navigatie niet meer de primaire functie van vroeger vervullen, werken nu op deze zeer korte golven. Zij zijn geheel automatisch geworden. Zodra een vliegtuigbestuurder begint te spreken of eigenlijk reeds zodra hij zijn zender inschakelt, geeft een wijzer op het peilapparaat op de grond de juiste peiling van

het vliegtuig aan, of wordt die peiling op een kathodestraalbuis zichtbaar.

Bij de Rijksluchtvaartdienst in Nederland wordt het eerste type, dus met wijzeraanduiding, gebruikt (fabrikaat Marconi). Bij dit type kan men het aflees instrument op grote afstand van de peilantennes opstellen, indien men slechts de beschikking heeft over een behoorlijke telefoonlijn tussen beide punten.

Bij dit apparaat wordt de radiopeiling bepaald door het faseverschil tussen twee wisselstromen van 25 perioden te meten. (Zie fig. 1).

De ene wisselstroom wordt locaal opgewekt in de peilinstallatie en deze heeft een vastliggende fase (z.g. referentiefase).

De tweede wisselstroom van 25 perioden wordt veroorzaakt door de vliegtuiguitzending, die wordt ontvangen door een antenne systeem, waarvan het hartvormige diagram met een snelheid van 25 omwentelingen per seconde ronddraait.

Het punt waar deze opgewekte stroom nul is, is uiteraard afhankelijk van de richting, waarin de zender in het vliegtuig zich ten opzichte van de peiler bevindt.

Het is dus duidelijk dat de fase van deze tweede wisselstroom ten opzichte van de referentiefase verandert wanneer de richting van het vliegtuig t.o.v. de peiler verandert.

Door te zorgen dat bij een vliegtuig, dat zich ten noorden van de peiler bevindt, de beide wisselstromen in fase zijn, is steeds het gemeten faseverschil een maat voor de richting, waarin het vliegtuig zich bevindt.

Beide 25 per. wisselstromen van de automatische peiler worden op twee toontjes van 1600 en 3000 perioden gemoduleerd. Deze kan men over telefoonlijnen overbrengen waarna op grote afstand, de 25 perioden weer vrijgemaakt worden van de draagfrequentie. Het nog steeds aanwezige faseverschil kan daarna benut worden voor het aangeven van de peiling van het ontvangen vliegtuigsignaal.

Te Schiphol is op deze wijze reeds een peiler, die is opgesteld in Vlissingen, afleesbaar gemaakt.

Binnen korte tijd zullen er meer volgen, die zullen worden opgesteld te Eelde, Eindhoven en Spijkerboor, het centrale punt van het Nederlandse luchtwegenstelsel.

Wat het gebruik van de automatische VHF peilers betreft,

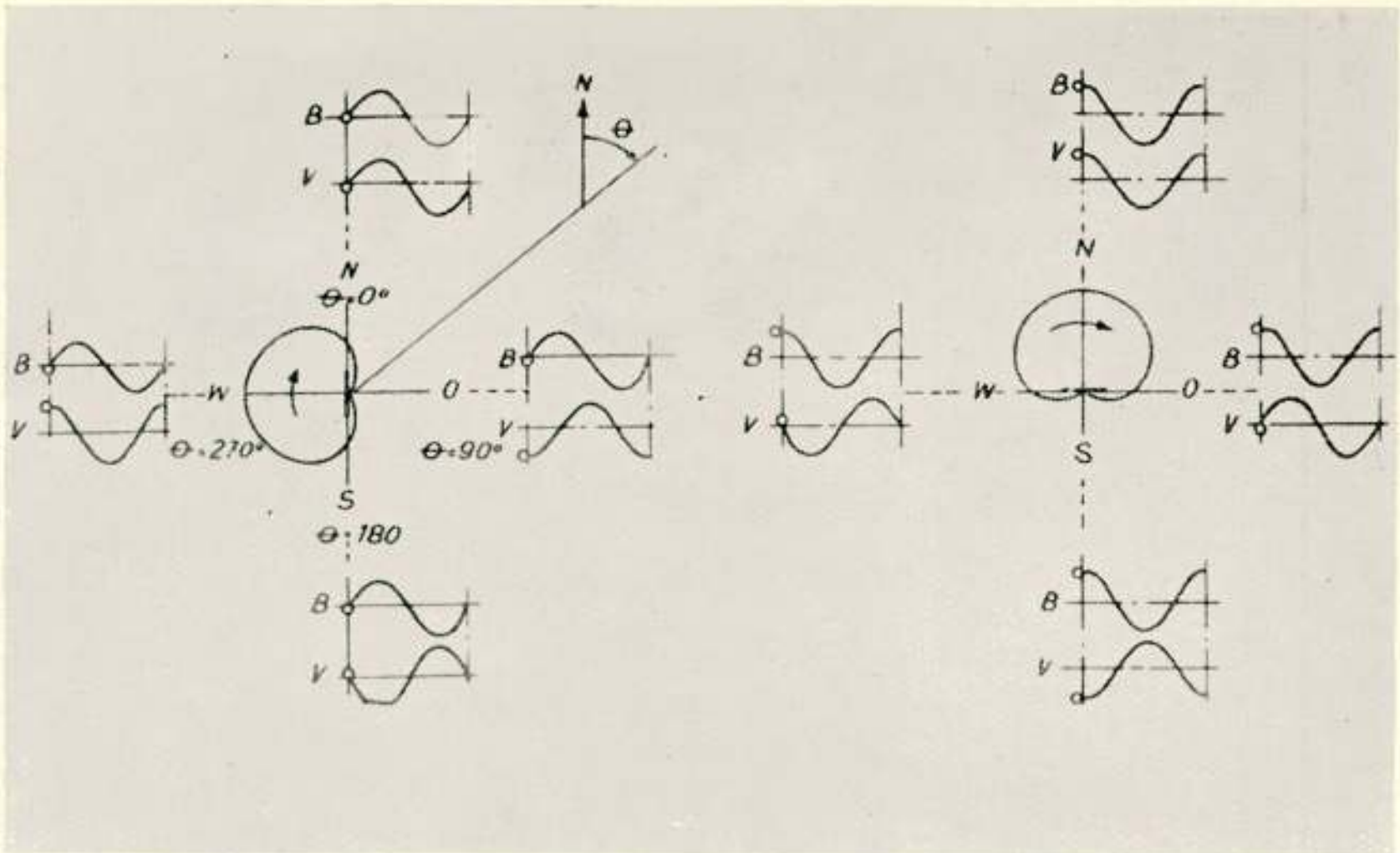


Fig. 1.
Principe Marconi Aut. VHF richtingzoeker en Vor baken.

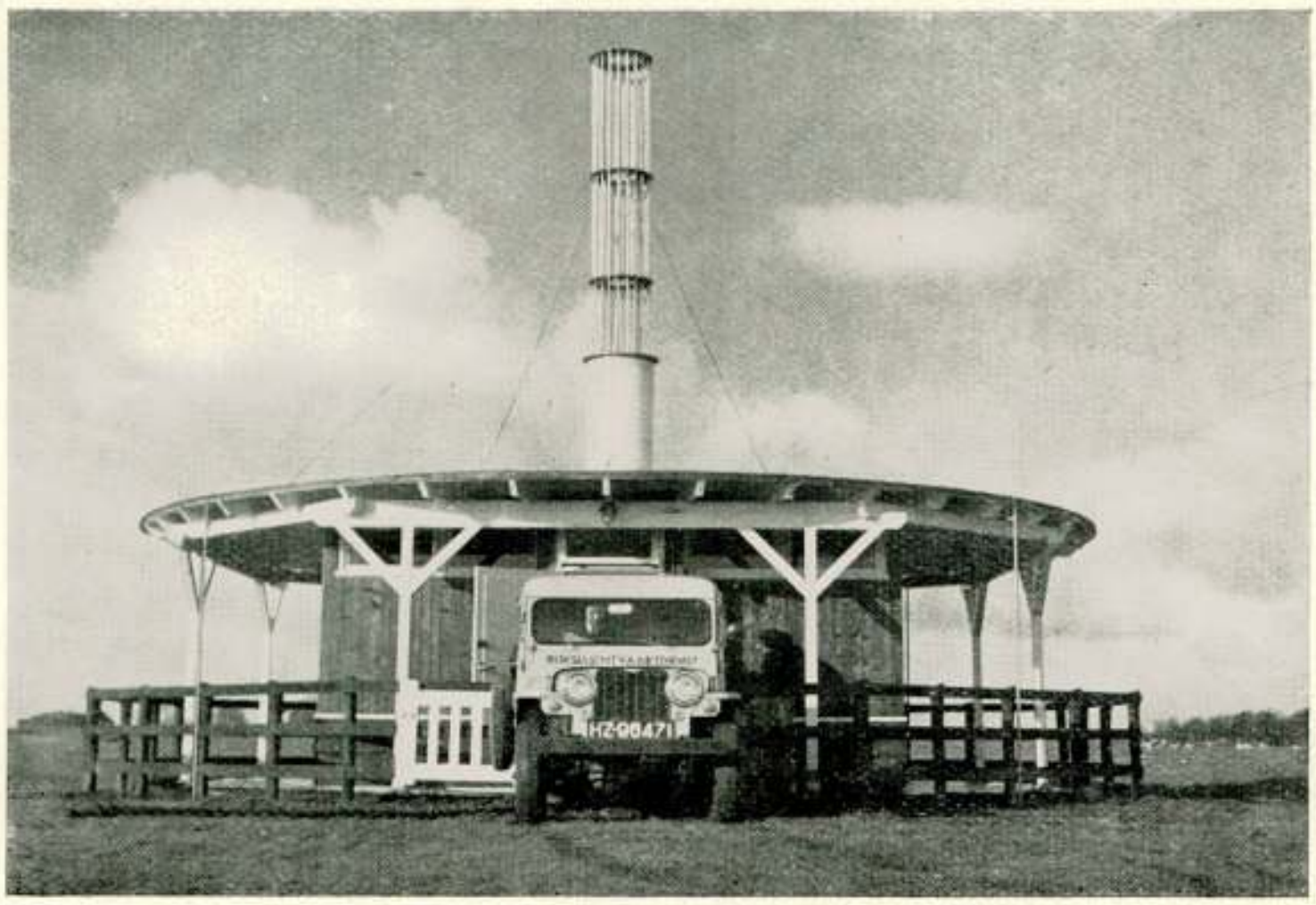


Fig. 2.
Vor baken Spijkerboor.

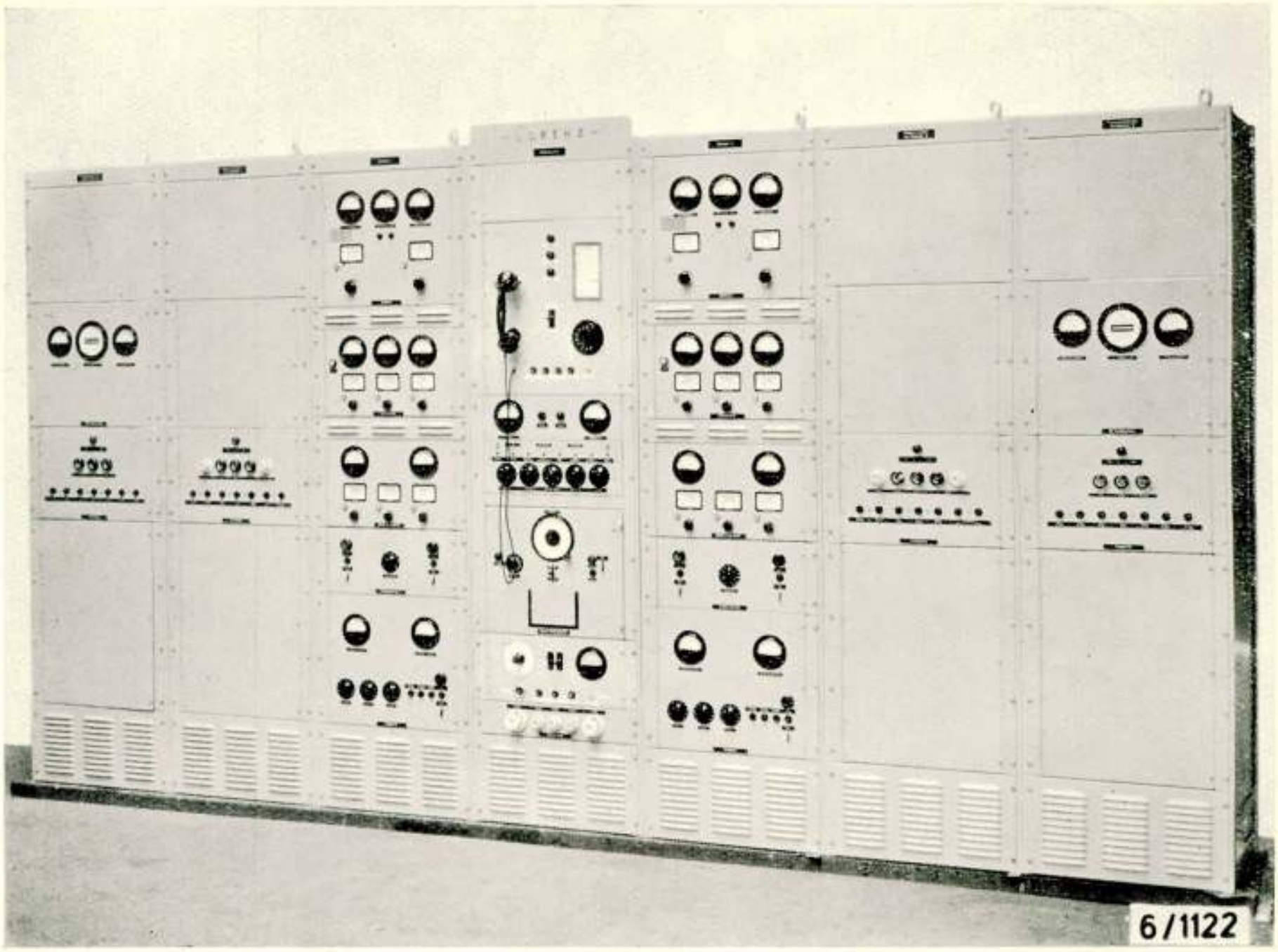


Fig. 3.
Vor zendinstallatie Spijkerboor.

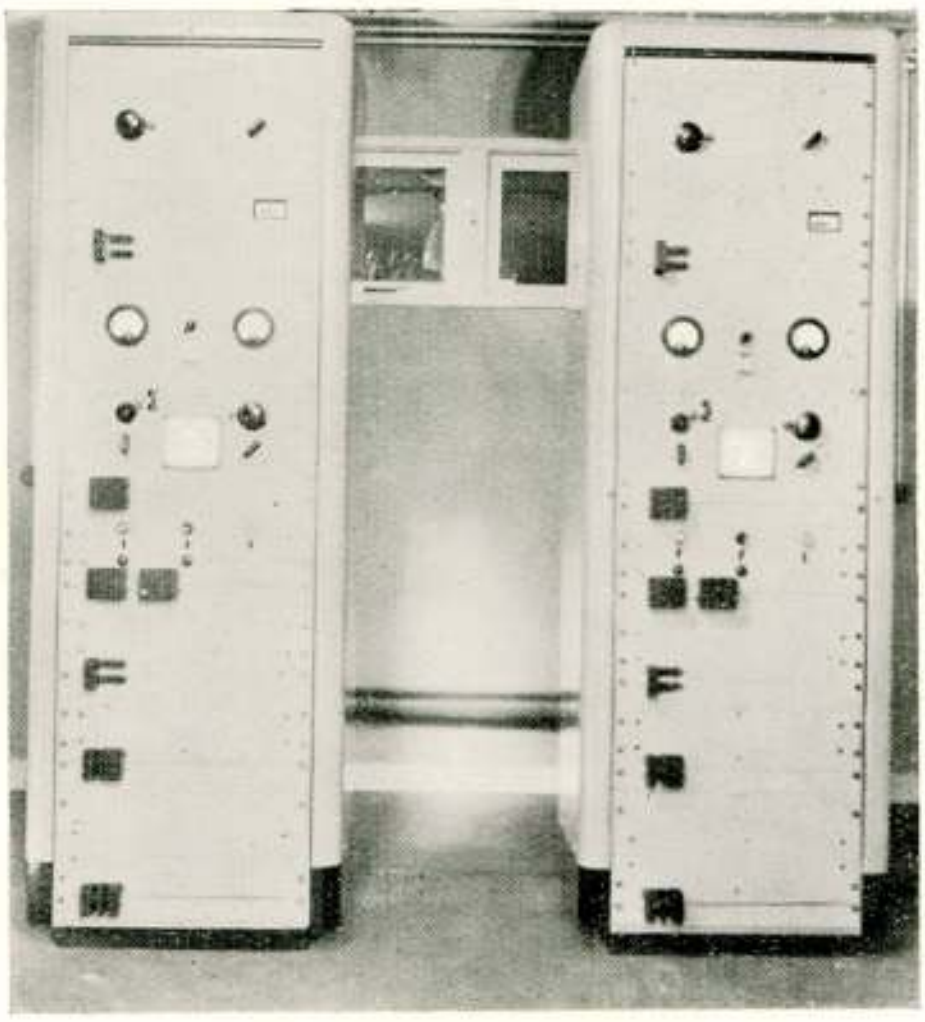


Fig. 5.
Luchtweg baken Harderwijk.

is zoals gezegd, de situatie geheel anders geworden dan in de dagen van de 900 meter golf.

Het aantal vliegtuigen en de snelheid is zo toegenomen, dat het niet meer mogelijk is de vliegtuigen van de grond af van de nodige navigatiegegevens te voorzien, hoe snel werkend de peilers ook zijn.

De vliegtuigen ontvangen daarom thans voortdurend navigatiegegevens van radiobakens op de grond en daardoor is de functie van grondradiopeilers thans gewijzigd.

Zij voorzien in:

1e. hulp aan vliegtuigen, waarvan de radionavigatiemiddelen defect zijn geraakt.
2e. identificatie van vliegtuigen, die op de radarschermen in de vorm van gelijkvormige lichtvlekjes verschijnen.
3e. hulp voor de luchtverkeersleiding.

Radiobakens.

De basisnavigatie wordt dus nu geheel aan boord uitgevoerd en wel zoals gezegd met behulp van radiobakens. En hiermede komen wij aan de behandeling van de al eerder opgesomde soorten n.l. ongerichte bakens, vierkoersenbakens op middengolven (radio range) VAR en VOR.

Er kan hier al direct worden gezegd dat voor gebruik over korte en middelbare afstanden, zowel de ongerichte bakens als de vierkoersenbakens (de radio range) grotendeels ten dode zijn opgeschreven omdat de luchtvaart — waar mogelijk — overgaat, — zowel voor communicatie als navigatie — naar het gebied der zeer korte golven. Zodoende wordt aan het euvel der atmosferische storingen, nachteffect en onderlinge storing tussen stations te ontkomen en wordt voldoende bandbreedte voor radiotelefonie verkregen.

Het standaard I.C.A.O. navigatiemiddel voor korte afstanden is dan ook de VOR, werkende op frequenties van 112—118 mc/s, te combineren met DME voor afstandsbepaling werkende op ± 1000 mc/s.

Het invoeren daarvan over de gehele wereld is echter een proces dat tijd neemt.

Nederland heeft sinds October j.l. een dergelijk VOR baken in proefbedrijf in het centrum van de luchtwegen te Spijkerboor (zie fig. 2 en 3).

Er zijn thans ongeveer 15 van deze bakens in Europa ge-

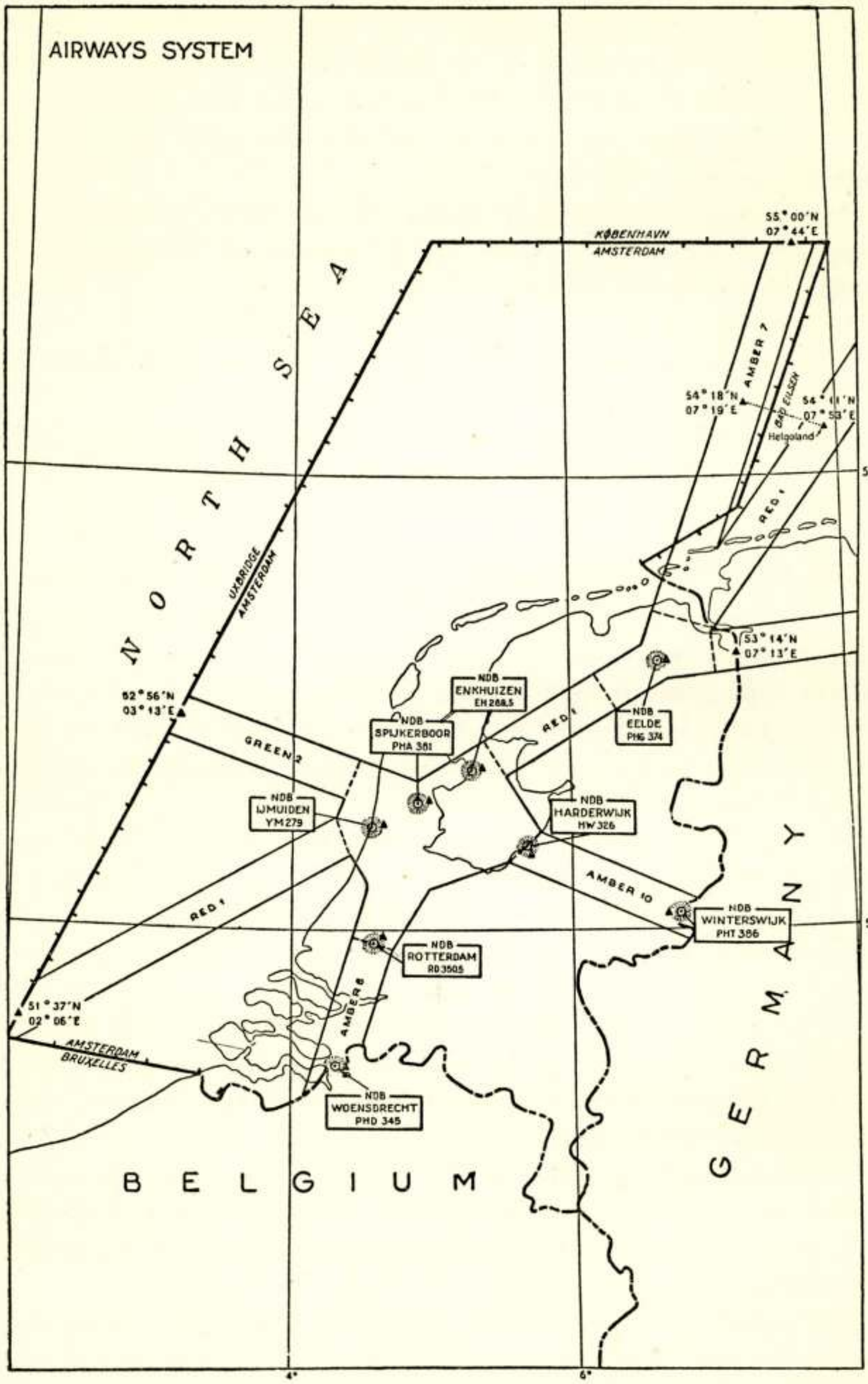


Fig. 4.
Nederlandse luchtwegenstelsel.

reed, doch in Amerika zijn er reeds meer dan 300 in bedrijf. Doch zelfs daar moet men nog tijdelijk de oude radio range op middengolven handhaven, omdat nog niet alle vliegtuigen van VOR ontvangers zijn voorzien.

Ook in Europa is een dergelijke overgangsperiode te voorzien, waarbij op de grond twee soorten route-navigatiemiddelen aanwezig zullen zijn. De luchtvaartmaatschappijen, waaronder de K.L.M., zijn thans bezig hun vliegtuigen van VOR ontvangers te voorzien; reeds enkele typen b.v. de Douglas DC 6 B's beschikken over deze nieuwe installatie. Ook de Afdeling Rijksluchtvaartschool van de Rijksluchtvaartdienst heeft reeds een VOR ontvanger in een Beechcraftvliegtuig ingebouwd.

Het zal echter nog wel enige tijd duren voordat alle boven Nederland vliegende luchtvaartuigen van VOR en DME apparatuur zijn voorzien en daarom kunnen de Nederlandse bakens op middengolven voorlopig zeker nog niet worden gemist.

Een blik op het Nederlandse luchtwegenstelsel (zie fig. 4) laat zien waar dergelijke ongerichte bakens op middengolven zijn opgesteld n.l. te

Spijkerboor (Centrum)
Enkhuizen
Eelde
Harderwijk
Winterswijk
Rotterdam
Woensdrecht
IJmuiden

Ongerichte Luchtwegenbakens.

Deze bakens zijn 200 watt zenders met een zeer stabiele stuurkring, (fig. 5) zodat ze aan de vereiste frequentiestabiliteit voldoen (het centrale baken opgesteld te Spijkerboor heeft een grotere energie.)

Ze zijn dubbel uitgevoerd op zodanige wijze, dat als één zender uitvalt, de ander automatisch de taak overneemt.

De voornaamste zijn tevens voorzien van een dieselaggregaat dat automatisch aanloopt en de stroom levert ingeval het electrische net zou uitvallen.

Ze werken zonder toezicht ter plaatse. Wel worden ze op afstand gemonitord. Er is n.l. een zeer klein verschil in het uitgezonden identificatieteken van de (A) en de (B) zender,

zodat het automatisch overschakelen van de hoofdzender op de reservezender, dadelijk wordt gemerkt.

Deze ongerichte bakens worden aan boord van vliegtuigen ontvangen met een z.g. radiokompas (zie fig. 6, nr 9), d.i. een automatische radiopeiler, waarvan de lijnvliegtuigen er meestal twee aan boord hebben. Een wijzer, die loopt over een schaalverdeling van 0—360° (zie fig. 6, nr 6), wijst, doordat een raamantenne steeds automatisch de positie van minimum ontvangst opzoekt, de richting van het baken aan. De 0—180° richting van de schaalverdeling komt daarbij overeen met de lengteas van het vliegtuig. Door de wijzer op nul te houden, is de lengteas van het vliegtuig dus steeds gericht op het baken. Bij het overvliegen van het baken slaat de wijzer 180° om. Bij zijwind bereikt de piloot het baken niet in een rechte lijn, doch volgens een kromme lijn waarvan de holle kant naar de wind gekeerd is. Door voor zijwind te corrigeren, d.w.z. door de wijzer niet op 0 te houden, maar voor de grootte van de opstuurhoek naar de „downwind" zijde, kan echter de rechte lijn goed worden benaderd.

Ook kan de vliegtuigbestuurder het ene radiokompas op een baken recht vooruit en het andere baken recht achteruit afstemmen. Door zo te sturen, dat de ene wijzer op nul en de andere op 180° blijft staan, vliegt hij een werkelijk rechte lijn, Overigens is de afstand tussen de Nederlandse luchtwegenbakens niet groot, zodat de afwijking van de hartlijn van de luchtwegen nooit belangrijke vormen aan kan nemen.

V.O.R./D.M.E.

Bij de VOR ligt de zaak geheel anders; deze markeert geheel vastliggende richtlijnen t.o.v. de grondinstallatie. De koers van het vliegtuig speelt daarbij in het geheel geen rol. De richtingskarakteristiek ligt hier vast in de grondapparatuur; de boordapparatuur meet slechts de ten opzichte van de grond vastliggende waarden en is in tegenstelling tot het radiokompas zelf niet richtinggevoelig.

De werking van het VOR-baken is in het kort als volgt:

Er zijn twee antennes:

(A) Een vaste ongerichte antenne, die een draaggolf uitzendt, welke amplitudegemoduleerd is met een 10 kc/s sub-draaggolf. Deze laatste is frequentie gemoduleerd met 30 p/s.

Deze uitzending heeft geen richtingsvoorkeur en de fase

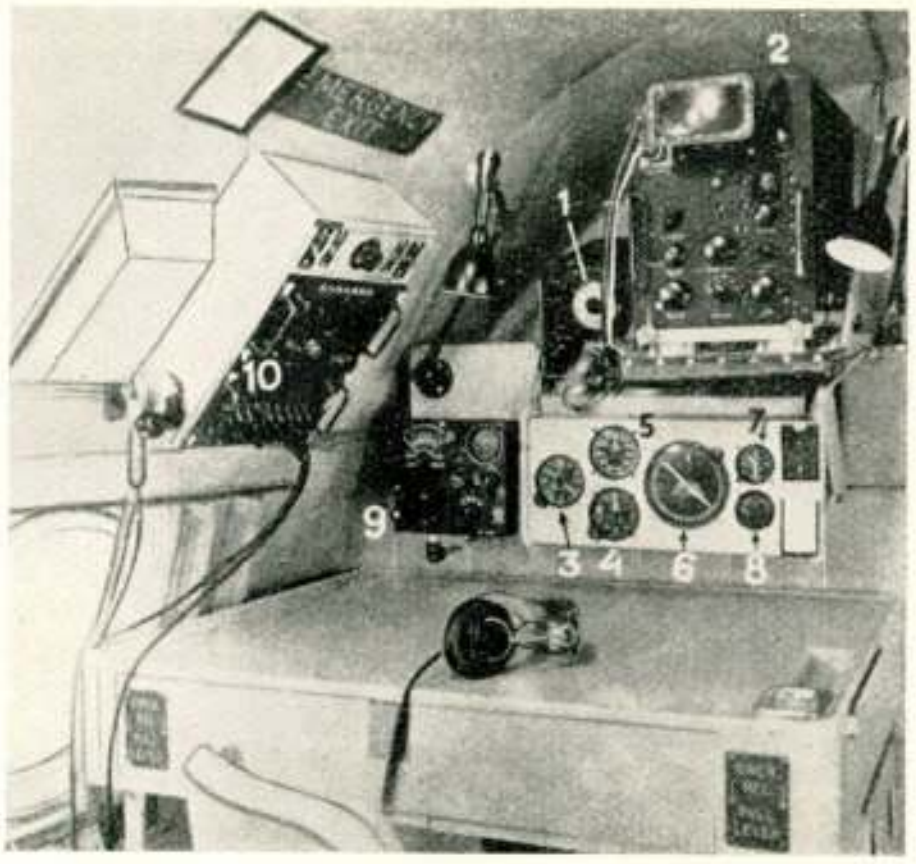


Fig. 6.
Navigatietafel Constellation.

Fig. 8.
Antenne van rondzoekradar (SRE)
te Schiphol.

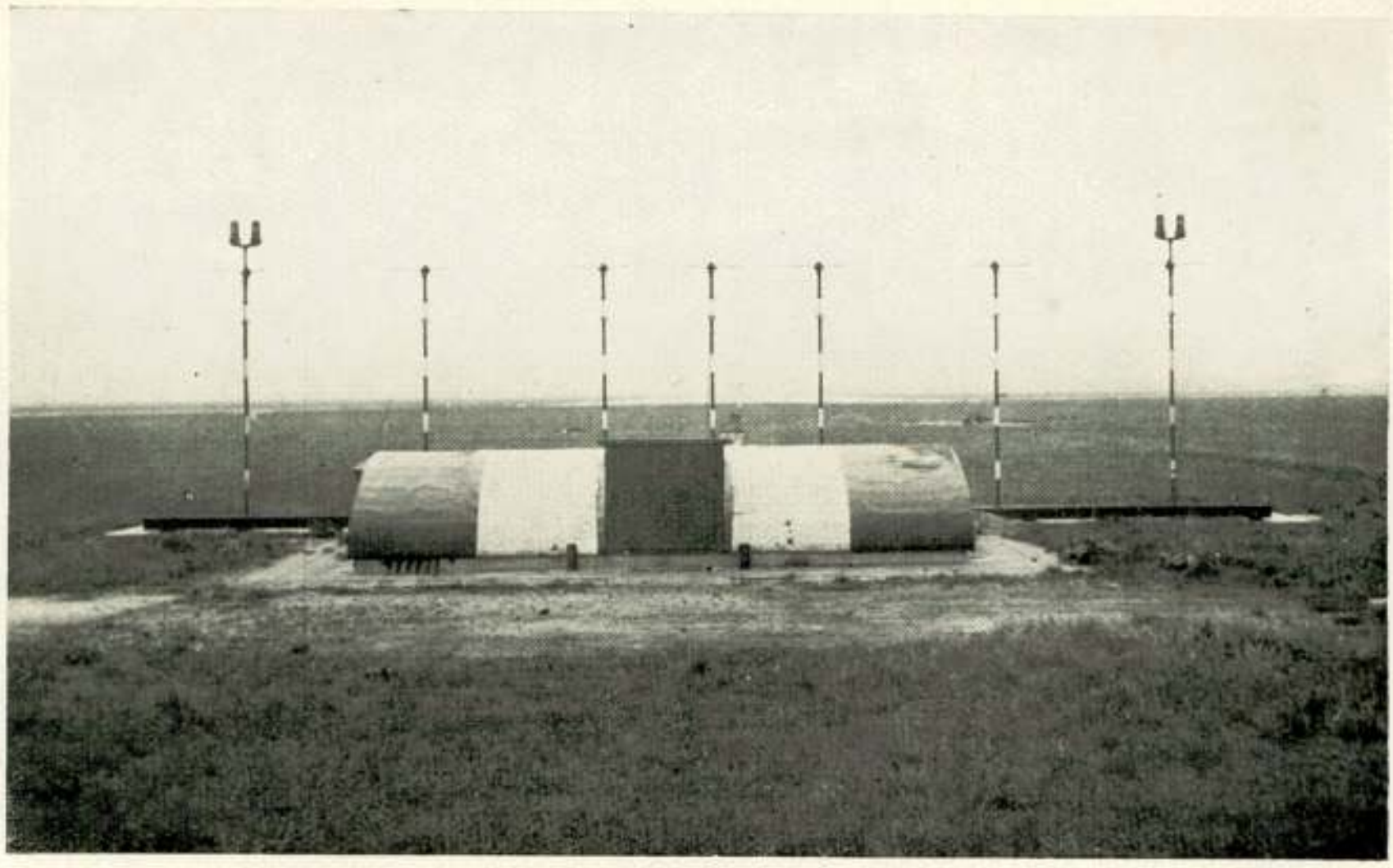


Fig. 9.
ILS koersbaken Schiphol.

Fig. 11.
I.L.S. glijpadbaken Schiphol.

van de 30 per. wisselstroom is in alle richtingen gelijk. Deze geeft in de ontvanger de z.g. „referentie fase".

(B) Een met 30 omw. per seconde ronddraaiende dipool, die in combinatie met de ongerichte uitstraling van de vaste antenne een hartvormig uitzenddiagram produceert. Dit draait dus 30 maal per sec. rond. Daardoor wordt in de ontvanger een tweede wisselstroom van 30 perioden veroorzaakt, echter nu met een fase die afhankelijk is van de richting, waarin het vliegtuig zich van het baken bevindt. Immers de stroom is nul op het moment, dat de nul van het hartvormige uitzenddiagram naar het vliegtuig wijst en dit moment is voor alle richtingen uiteraard verschillend.

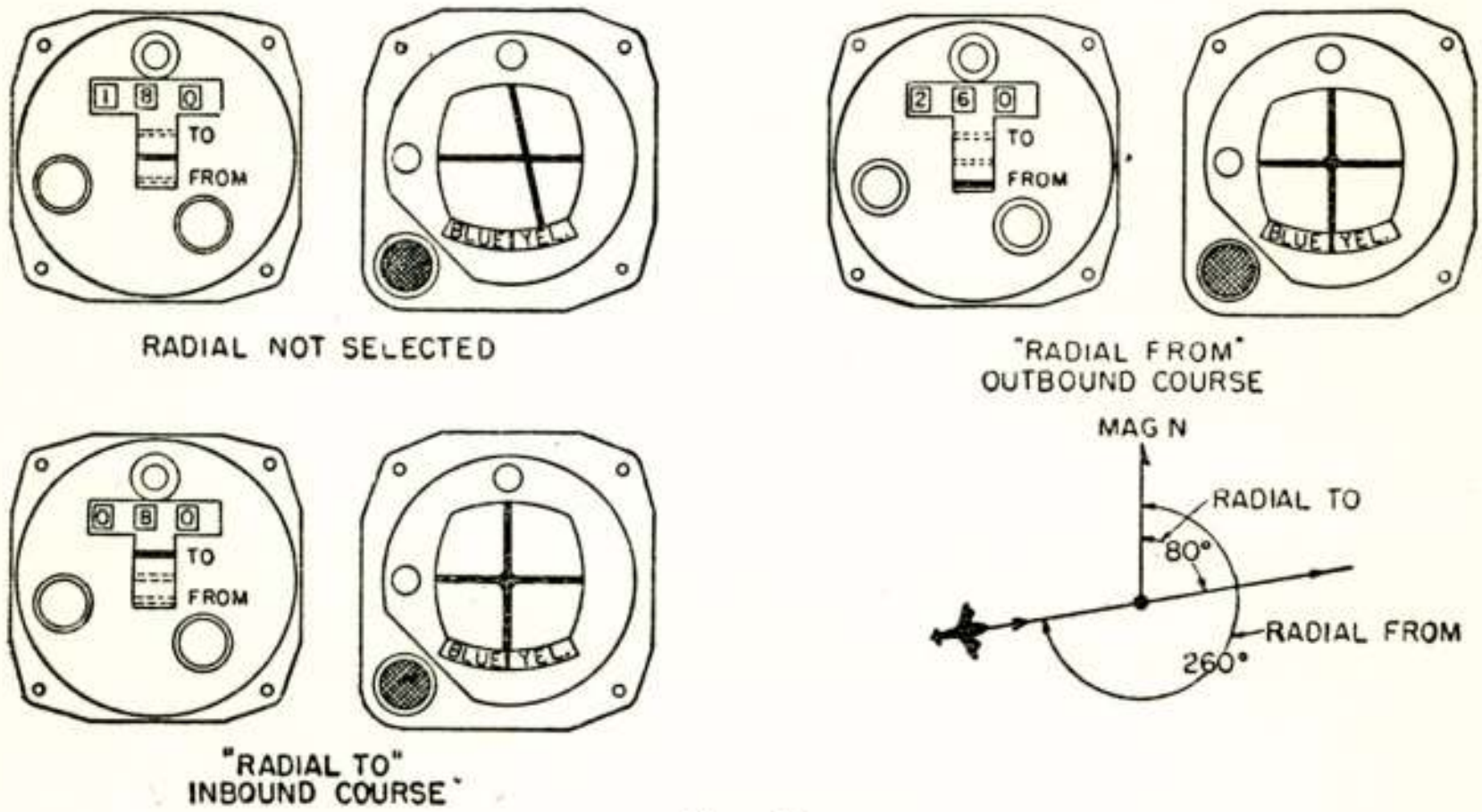


Fig. 7.
Boordinstrumenten VOR.

Aldus wordt de z.g. „variabele fase" verkregen. Door het verschil te meten tussen de „referentiefase" en de „variabele fase" wordt de richting van het baken in de vliegtuigontvanger bepaald en zichtbaar gemaakt voor de piloot.

Het uitzendprincipe is identiek aan dat, gebruikt voor de ontvangst bij de hiervoor genoemde Marconi VHF automatische peilinstallatie.

In het vliegtuig heeft de piloot slechts een knop in te stellen op de gewenste grondkoers, b.v. de as van een luchtweg. Daarna moet hij met zijn vliegtuig zodanig manoeuvreren dat om die grondkoers te volgen, de verticale naald van het „crosspointer" instrument in de middenstand komt en blijft.

Omgekeerd kan hij door die knop te draaien, totdat de bedoelde wijzer in de middenstand staat, steeds onmiddelijk constateren in welke richting t.o.v. het baken hij zich op een bepaald ogenblik bevindt. (zie fig. 7)

Het VORbaken zal gecompleteerd worden met DME (Distance Measuring Equipment) welke apparatuur het mogelijk maakt, dat in het vliegtuig de afstand tot het grondbaken direct afleesbaar wordt aangegeven.

DME is een toepassing van secundaire radar; een vliegtuigzender zendt voortdurend korte impulsen uit. Deze worden door de grondinstallatie ontvangen en een antwoordimpuls wordt daarna door deze installatie op een andere frequentie teruggezonden en in het vliegtuig ontvangen.

Het tijdsverschil tussen de uitgezonden impuls en de terugontvangen antwoordimpuls wordt electronisch gemeten en dit is een maat voor de afstand. Er wordt gewerkt met vele frequentiekanalen in de band van 960 tot 1215 mc/s en met verschillende combinaties van dubbelpulsen om het gelijktijdige gebruik door een groot aantal vliegtuigen mogelijk te maken. DME is het laatste stadium van ontwikkeling. In Amerika zijn reeds enkele luchtroutes ermede uitgerust, doch in het algemeen wordt de boordapparatuur door de luchtvaartmaatschappijen nog te gecompliceerd en te zwaar gevonden.

Er is nu een boordapparaat ontwikkeld dat eenvoudiger en lichter is.

Vergelijking VOR - Decca.

Zoals gezegd is de VOR door I.C.A.O. aangenomen als standaard korte afstands radionavigatiemiddel voor de burgerluchtvaart.

Terwijl de USA zich onvoorwaardelijk voor VOR heeft uitgesproken, blijft Engeland voorkeur geven aan Decca als radionavigatie systeem voor korte en middelbare afstanden.

Enkele technische en operationele punten, die bij een vergelijking tussen beide systemen naar voren komen, zijn de volgende:

	VOR	DECCA
1.	zeer korte golven, dus geen atm. storingen;	lange golven; atm. storingen nooit geheel uit te schakelen;
	vrijwel geen storingen door vreemde stations;	mogelijkheid van storing door vreemde stations;
	geen abnormale propagatie verschijnselen;	invloed van abnormale propagatie verschijnselen;

zelfde frequentie kan veelvuldig herhaald worden;	zelfde frequentie kan eerst duizenden km's verder herhaald worden;
2. radiaal systeem dat de piloot direct de koers geeft (bij combinatie met DME, koers zowel als afstand);	hyperbolisch systeem; de positie wordt verkregen na het localiseren van de verkregen standlijnen op een kaart, waarna de koers eerst kan worden bepaald en de afstand kan worden opgemeten. Er is echter een z.g. flight-log ontwikkeld waarbij de vlucht langs een bepaalde route automatisch op een speciale kaartstrook wordt geregistreerd;
3. slechts klein instrumentarium in de cockpit;	vrij omvangrijke apparatuur in de cockpit;
4. de draaggolf kan met radiotelefonie worden gemoduleerd;	de draaggolf kan niet met radio-telefonie worden gemoduleerd;
5. reikwijdte afhankelijk van de vlieghoogte;	binnen de werkingssfeer te te gebruiken op elke vlieghoogte;
6. nauwkeurigheid voldoende voor zich snel verplaatsende vliegtuigen.	nauwkeurigheid in het algemeen groot, soms groter dan nodig is voor het beoogde doel (luchtvaartnavigatie).

Het laat zich niet aanzien dat de VOR als wereld standaard systeem voor korte afstanden door Decca zal worden verdrongen, gezien het feit, dat in Amerika reeds honderden en elders op de wereld ook reeds vele VOR's in bedrijf zijn en ook al omdat de luchtvaartmaatschappijen, zich ten gunste van VOR hebben uitgesproken.

Dit neemt natuurlijk niet weg, dat Decca voor de scheepvaart, die weer geheel andere navigatie problemen heeft dan de luchtvaart, een prachtig navigatiemiddel is. Verder zullen zeer

waarschijnlijk sommige vliegtuigen b.v. Engelse, die uitsluitend binnen het werkingsgebied van Decca vliegen, er wel gebruik van maken. Speciaal voor helicopters, die over korte afstand en laag vliegen, kan het een goed navigatiemiddel blijken.

Aural Radiorange.

Over de bekende vierkoersenbakens op middengolven — de z.g. aural radioranges — kunnen we kort zijn, omdat ze voorbestemd zijn om te verdwijnen, als gevolg van de eerder genoemde nadelen.

De vier koersen worden verkregen door overlapping van twee achtvormige uitzenddiagrammen, die afwisselend aanwezig zijn en waarvan het ene A's geeft (punt streep) en het andere N's (streep punt). Op de vier lijnen, waarop beide uitzendingen even sterk worden ontvangen, hoort de piloot een doorlopende streep, overal elders A's of N's.

Deze bakens worden in Amerika op het ogenblik nog naast de VOR bakens gebruikt en ook in Europa zijn er nog verschillende in gebruik. In Nederland zijn ze nooit gebruikt. Wel werd voor de oorlog een variatie toegepast (hoofdzakelijk als naderings-hulpmiddel voor luchthavens) waarbij twee hartvormige diagrammen telkens van positie veranderden. Er ontstaan dan niet vier, doch twee koerslijnen.

VAR.

Dit laatste is ook het geval met het z.g. VARbaken, de Visual Aural Range welke op zeer korte golven werkt en die als een soort overgangsvorm tussen het vierkoersenbaken en de VOR kan worden beschouwd. Hiervan zijn nog diverse op verschillende plaatsen in de wereld in gebruik (niet in Nederland).

Er zijn hier twee overlappende ellipsvormige diagrammen, die permanent aanwezig zijn en die respectievelijk met 90 en 150 perioden zijn gemoduleerd. De beide modulatie-frequenties worden alleen op de koerslijn met gelijke sterkte ontvangen en - evenals bij het later te noemen Instrument Landing System (ILS) — staat alleen op die lijn de naald van een aanwijsinstrument in de middenstand.

Om nu bovendien nog sector-identificatie te krijgen, is er nog een tweede in A-N rhythme omklappende uitzending, die lood-

recht op de „visual" koersen, een tweetal „aural" koersen produceert.

GEE

Over *GEE* kunnen we eveneens kort zijn. Dit hyperbolische pulse systeem, dat in de oorlog in Engeland is ontwikkeld, is thans bijna geheel voor gebruik door de burgerluchtvaart verlaten.

Het leent zich niet zozeer voor normaal cockpitgebruik door de nogal omvangrijke aflees-apparatuur, de vrij ingewikkelde instelling en het feit dat evenals bij Decca de verkregen gegevens in het algemeen alleen bij gebruik van een kaart betekenis krijgen.

Dit is voor korte vluchten met een beperkte bemanning te omslachtig.

Merkbakens.

Merkbakens (werkende op 75 mc/s) worden gebruikt voor plaatsbepaling in combinatie met een koersbaken.

De uitzending is door een combinatie van horizontale dipolen hoofdzakelijk loodrecht naar boven gebundeld. Passeert een vliegtuig deze bundel dan wordt het signaal, dat een identificatie draagt, door de merkbaken-ontvanger opgevangen en wordt de identificatie met een lampje zichtbaar of met een toon in de koptelefoon hoorbaar gemaakt.

SRE (Surveillance Radar Element.)

Tenslotte moet nog als belangrijk hulpmiddel bij de navigatie op korte en middelbare afstanden worden genoemd de z.g. surveillance radar af rondzoekradar (fig 8). Dit is een installatie, die evenals een normale scheepsradar de volle 360° van de kompasroos afzoekt en de echo's weergeeft op een panoramascherm of plan position indicator (PPI).

Op Schiphol staat — na een periode van beproeving van enkele maanden — een dergelijke installatie van het fabrikaat General Electric (N. York) op het punt in gebruik te worden genomen.

De installatie dient:

1e voor aanvulling op de Precision Approach Radar (PAR), door de vliegtuigen in de nabijheid van Schiphol zodanig te laten vliegen, dat ze met de juiste tijdsintervallen aan-

komen op het punt, waar de eigenlijke dalingsvlucht naar het veld met behulp van de Precision Approach Radar kan beginnen en in het algemeen voor het versnellen van het verkeer in het gebied van de luchthaven.

2e voor supervisie van het verkeer in de luchtwegen.

3e voor het geven van hulp aan vliegtuigen, die, door welke oorzaak dan ook, geen gebruik kunnen maken van de normale radio-navigatiemiddelen.

Hoewel er in algemene zin enige overeenkomst is met een scheepsradar zijn er echter ook grote verschillen aan te wijzen.

In de eerste plaats is de hoek van de uitgezonden bundel in het verticale vlak groter dan bij een scheepsradar, omdat zowel laag- als hoogvliegende vliegtuigen moeten kunnen worden waargenomen.

Verder is de installatie uitgerust met z.g. moving target indicator (MTI) d.w.z. dat door middel van een bepaalde schakeling kan worden verkregen, dat alleen bewegende voorwerpen op het scherm verschijnen en dat stilstaande objecten — b.v. grote gebouwen, torens en de grond — geen lichtvlekjes produceren.

Daardoor kan worden voorkomen, dat zwakke vliegtuigecho's verdrinken in „ground-clutter" e.d.

De energie is zeer groot n.l. 500—1000 kW piekvermogen.

De max. reikwijdte bedraagt ongeveer 100 km.

De golflengte is 10 cm en niet 3 cm zoals de meeste scheepsradars omdat 3 cm voor luchtvaartgebruik, over grotere afstanden te veel reflecties geeft van wolkenmassa's en neerslag.

Zelfs 10 cm is daar nog niet geheel vrij van. Zware cumulonimbus wolken b.v., geven ook bij deze golflengte nog reflecties en inschakeling van de MTI helpt niet, aangezien de wolken bewegen.

De grote antenne van ongeveer 3 bij 4 meter draait met een snelheid van 25 omwentelingen per minuut.

De gehele installatie is — zoals alle essentiële beveiligingsapparaten bij de luchtvaart — dubbel uitgevoerd (met uitzondering van de antenne).

C. Electronische landingssystemen.

Een vliegtuig kan zonder bezwaar volkomen „blind" vliegen en dit wordt dan ook dagelijks gedaan.

Een vliegtuig kan bij mist met de bestaande radio- en radar-

hulpmiddelen met zekerheid op de voor een landing juiste plaats en hoogte vóór de landingsbaan worden gebracht, maar als de piloot dan nog niets van de grond ziet, zal hij er zeker van afzien het vliegtuig zonder enig zicht, als het ware, tegen de grond aan te vliegen.

Bovendien hebben thans alle luchtvaartmaatschappijen voor elk luchtvaartterrein bepaalde limieten van zicht en wolkenhoogte voorgeschreven, beneden welke het de piloten verboden is een landing uit te voeren.

Men wil geen enkel risico nemen en accepteert liever vertragingen, ook door uitwijken naar een ander terrein, dan landingen, waaraan een zeker gevaarselement niet vreemd zou zijn.

Er zijn in het verleden wel bakenlandingen gemaakt bij zo'n dikke mist, dat het vliegtuig na de landing met geen mogelijkheid het stationsgebouw kon vinden en dit eerst na lange tijd bereikte. Dergelijke „sportieve" prestaties — die bovendien met lichtere machines werden geleverd dan een Constellation of Douglas DC 6 zijn nu door vasthouden aan de gestelde limieten niet meer mogelijk.

Natuurlijk wordt nog steeds naarstig gezocht naar een oplossing van het probleem om bij „potdichte" mist zonder risico te landen waarbij thans vooral de integratie van de electronische middelen en de aanloopverlichting naar voren komt.

Een van de richtingen, waarin men thans bezig is, 'is b.v. het zo sterk en duidelijk mogelijk maken van de aanloop- en de baanverlichting en de I.C.A.O. heeft zo juist een aanbeveling opgesteld voor een uniforme aanloopverlichting volgens het z.g. Centre-Line Crossbar systeem.

Men zou ook het z.g. FIDO systeem kunnen toepassen, dat gedurende de oorlog op enkele militaire velden in Engeland in gebruik was.

Hierbij wordt een enorme rij van sterke benzinebranders langs de landingsbaan ontstoken met het gevolg dat door de grote hitte een soort tunnel in de mist ontstaat.

Dit proces is echter kostbaar; de kosten van één landing met één vliegtuig komen ongeveer op 10 à 20.000 gulden.

Uit dit alles blijkt wel, dat we de huidige electronische landingssystemen beter slecht-zicht-landingssystemen dan blindlandingssystemen kunnen noemen, zoals zo dikwijls in publicaties gebeurt.

Ook bij deze landingssystemen is er een veelheid van mid-

delen, die echter thans door I.C.A.O.'s standaardisatie-politiek practisch tot twee elkaar aanvullende en ondersteunende systemen zijn teruggebracht.

Deze twee moderne systemen, die beide zowel een aanwijzing in azimuth als in elevatie en tevens in afstand t.o.v. de baan geven, zijn te Schiphol in bedrijf.

Het zijn de ILS (Instrument Landing System) en de PAR (Precision Approach Radar) en we zullen ons bepalen tot de behandeling van deze systemen, zonder verder uit te wijden over het vroeger veel gebruikte binnenpeilsysteem zoals het ZZ systeem en de verschillende variaties daarop, waaronder begrepen het inschakelen van een dwarspeiler. Hiermede werd op Schiphol vóór de komst van de PAR nogal succes geboekt.

SBA.

Ook op de op 33 mc/s werkende SBA (Standard Beam Approach) — dit is het oude Lorenz baken van vóór de oorlog, dat in Engeland tijdens de oorlog veel is gebouwd en dat op Schiphol in 1946 weder werd geïnstalleerd — zullen we niet verder ingaan.

Dit baken heeft geen elevatie-aanduiding, heeft het bezwaar op het gehoor te moeten worden ontvangen en gebruikt een golflengte, die soms aanleiding geeft tot onderlinge storing tussen zeer ver uit elkaar liggende SBA's. Het is daarom kort geleden in Schiphol buiten gebruik gesteld, omdat alle verkeersvliegtuigen nu wel van de moderne ILS bakenontvanger zijn voorzien.

ILS.

Het Instrument Landing System is thans algemeen in gebruik op alle grote luchthavens voor internationaal verkeer, die met slecht zicht te kampen hebben.

Het systeem bestaat uit een koersbaken, een glijpadbaken en 2 of 3 merkbakens.

Het koersbaken (zie fig. 9) werkt op frequenties van 108 tot 112 mc/s, d.w.z. in hetzelfde frequentiegebied als de VOR. De oude punt-streep of A-N techniek, met ontvangst op het gehoor, is vervangen door modulatie van elkaar overlappende gerichte uitzendingen met tonen van resp. 90 en 150 perioden, die zichtbare aanwijzing mogelijk maken.

De equisignaallijn of koerslijn is de lijn, die gaat door de punten met gelijke sterkte van deze toonfrequenties (zie fig. 10).

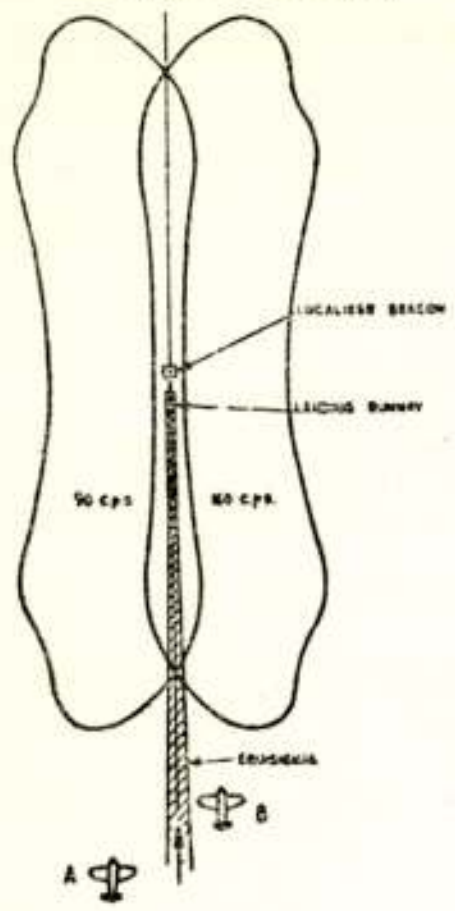


Fig. 10.
Uitzenddiagram ILS koersbaken.

De beide frequenties van 90 en 150 per. worden in de ontvanger gescheiden en daarna gelijkgericht.

Daarna worden ze in tegengestelde richting toegevoerd aan een gelijkstroommeter, die zijn nulstand in het midden van de schaal heeft. Op de koerslijn staat de wijzer op nul, dus verticaal omhoog. Is het vliegtuig links van de koerslijn, dan staat de wijzer rechts en omgekeerd. Wijzer links betekent voor de piloot vlieg naar links. (Men moet altijd de naald „achterna" vliegen).

De antenne is samengesteld uit meerdere elementen, zodat richtdiagrammen worden verkregen, die sterk zijn uitgerekt in de richting van de koerslijn.

In de eerste plaats wordt de verhouding van signaal (in de koerssector) tot signaal (opzij) daardoor gunstiger, maar vooral wordt de invloed van reflecties tegen gebouwen e.d. opzij van de koerssector verminderd.

Bovendien is de uitstraling horizontaal gepolariseerd (zoals trouwens ook bij de VOR), hetgeen blijkens uitgebreide proeven, storende reflecties, vooral van bomen, sterk vermindert.

Het bijbehorende glijpadbaken (fig. 11) werkt op een frequentie van ongeveer 300 mc/s.

Het heeft twee horizontale dipolen, gemonteerd aan een 6 meter hoge mast.

Eén dezer dipolen is ± één golflengte van de grond gemonteerd en het uitzenddiagram bestaat in hoofdzaak uit een lus, waarvan de hoofdas ongeveer 8° boven het horizontale vlak ligt.

De andere antenne is enige golflengten boven de grond bevestigd en het uitzenddiagram heeft verscheidene lobben boven elkaar; de laagste lob maakt een hoek van ongeveer 2° met de grond (zie fig. 12).

Deze laatste lus overlapt gedeeltelijk het patroon van de eerstgenoemde lage antenne en aangezien de ene antenne weer uitzendt met een 90 per. modulatie en de andere met een 150 per. modulatie, ontstaat hier op soortgelijke wijze een koerslijn als

bij het koersbaken. Hier is de koerslijn schuin naar boven gericht onder een hoek met de grond, die door onderlinge verplaatsing der dipolen gevarieerd kan worden van 2 tot 5°. Te Schiphol ligt het glijpad op 2½°.

In het vliegtuig werkt het glijpadbaken op de horizontale wijzer en het koersbaken op de verticale wijzer van een z.g. „cross pointer" instrument.

De twee merkbakens, die werken op 75 mc/s, doen bij het passeren, verschillend gekleurde lampjes in het vliegtuig oplichten.

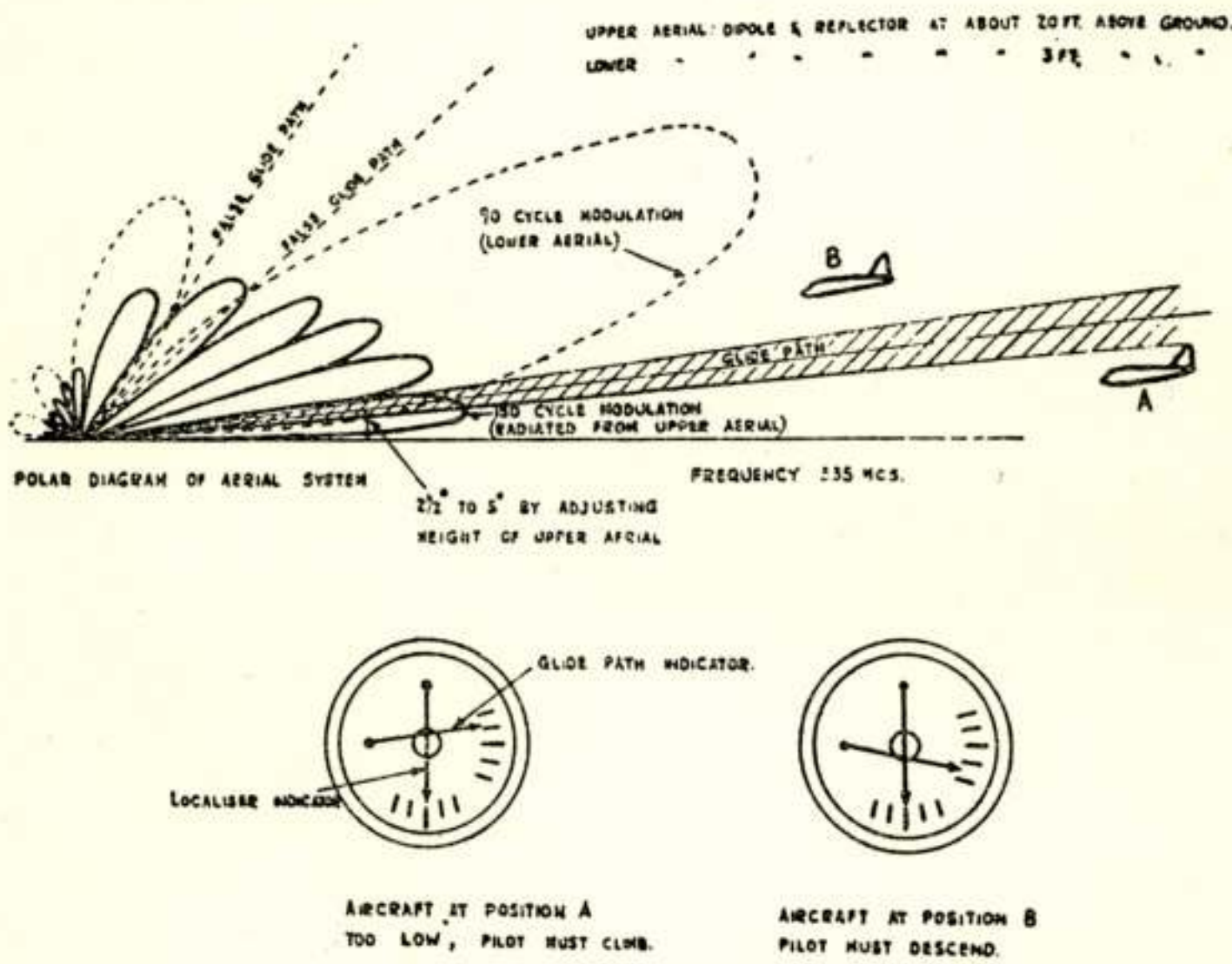


Fig. 12.
Uitzenddiagram ILS glijpadbaken.

GCA.

Een kaartje, aangevende ILS nadering te Schiphol is gegeven in fig. 13.

Ten slotte het Ground Controlled Approach (GCA) systeem, ook wel genaamd „talk down" systeem.

Dit is een radarlandingssysteem, dat uit twee onderdelen bestaat met geheel gescheiden functies, n.l.

1e de PAR, de Precision Approach Radar die verreweg de voornaamste functie heeft. Deze verschaft de verkeers-

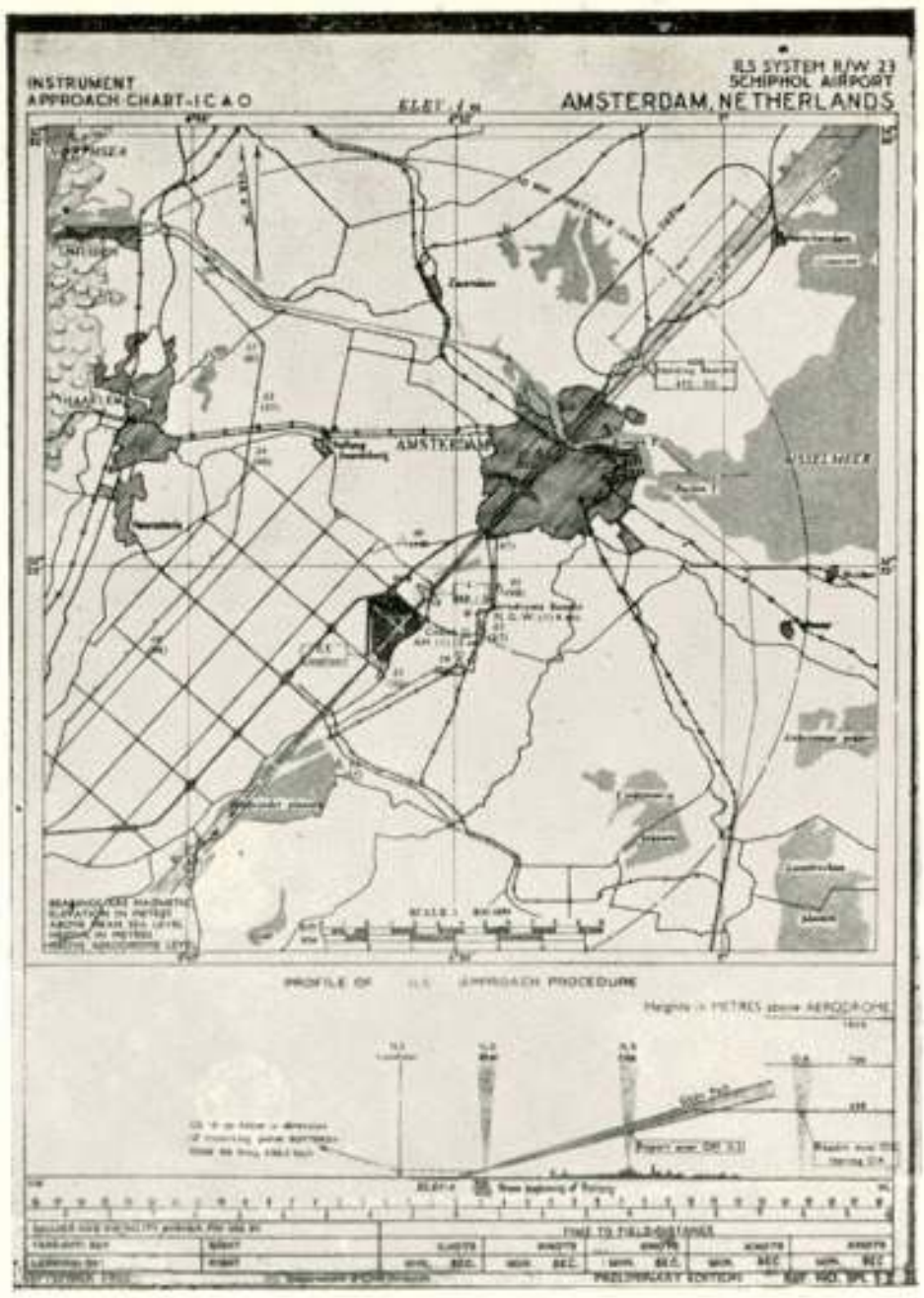


Fig. 13.
Instr. appr. chart. Schiphol van ILS baken.

Fig. 14.
PAR verkeersleider vóór de z.g. „AZEL" radar schermen.

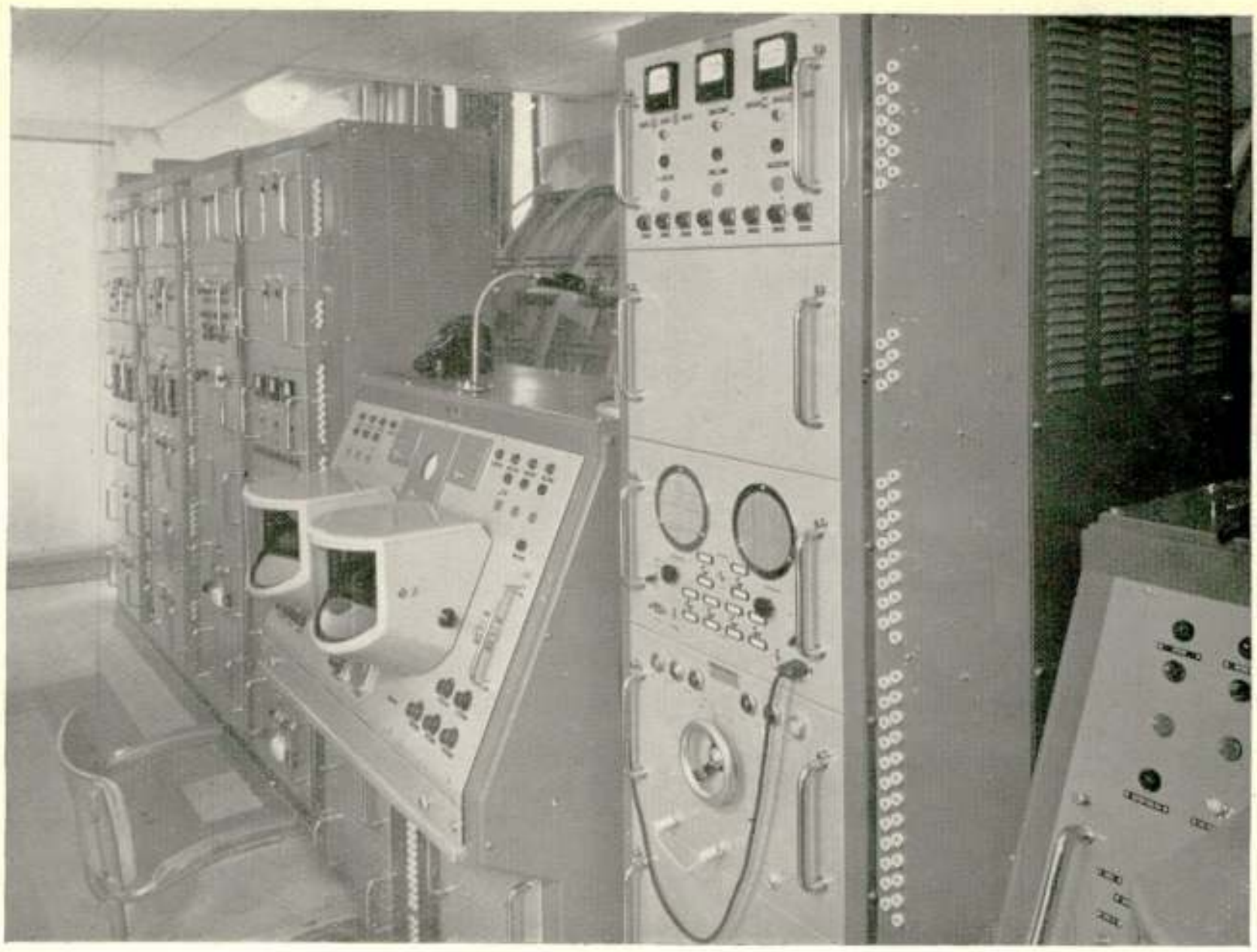


Fig. 15.
PAR apparatuur Schiphol.

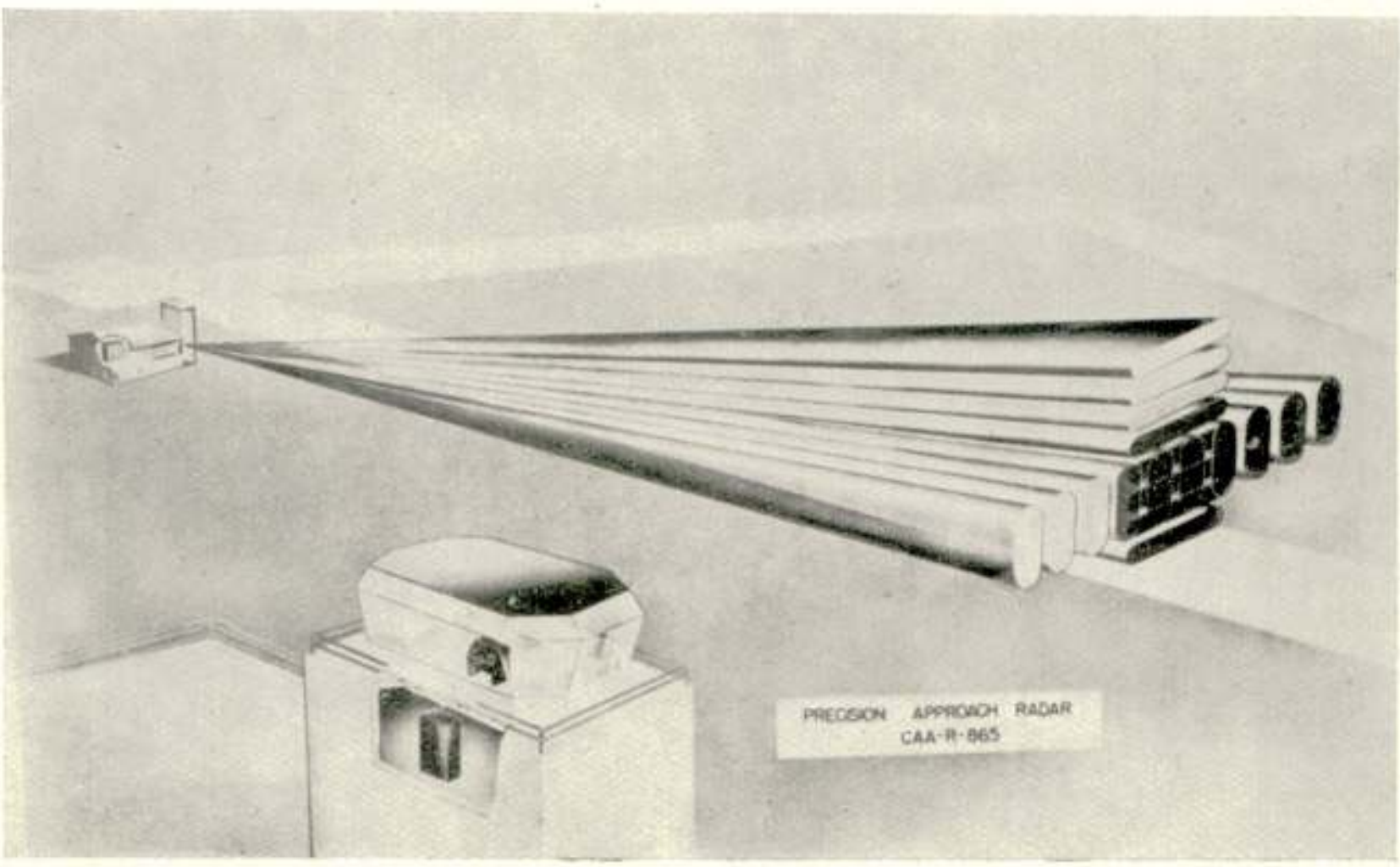


Fig. 16.
Schematische voorstelling van afzoeken van sector van luchtruimte door PAR.

leider de gegevens waarmede de eigenlijke „talk down" wordt verricht (fig. 14 en 15).

2e de SRE of Search Radar Element, een rondzoekradar, die dient om de gegevens te verschaffen om de vliegtuigen met de juiste intervallen op het startpunt voor de „talk down" te brengen.

Op Schiphol zal deze functie worden toevertrouwd aan de al eerder genoemde grote rondzoekradar.

Op het ogenblik beginnen de vliegtuigen de PAR nadering bij een z.g. wachtbaken, dat de vliegtuigen met behulp van hun radiokompas vinden en waarboven bij slecht zicht vliegtuigen op verschillende hoogten in de wolken rondcirkelen kunnen om op hun beurt om te landen wachten.

De PAR — die nu ongeveer een jaar in gebruik is op Schiphol — heeft zijn doelmatigheid volkomen bewezen.

Het apparaat kan geheel zelfstandig gebruikt worden voor elk vliegtuig dat alleen maar communicatie-apparatuur aan boord heeft, maar het wordt ook veelvuldig gebruikt teneinde op verzoek van de piloot een landing, die met behulp van ILS geschiedt, te „monitoren". Op deze wijze wordt een dubbele zekerheid verkregen dat de dalingsvlucht goed zal verlopen.

De PAR, (fabrikaat Thomson Houston Parijs) — evenals SRE — een toepassing van primaire radar, werkende op 3 cm golflengte, heeft twee omvangrijke antennes n.l. één voor het afzoeken van een azimuthsector die 20° breed is en één voor het afzoeken van een elevatiesector die 7° hoog is (fig. 16).

De antennes (fig. 17) zijn daarom zo omvangrijk, omdat ze, teneinde een scherpe bundel te krijgen, elk zijn samengesteld uit ± 200 dipooltjes.

Het afzoeken van de sectoren geschiedt door met een mechanisme de afmetingen van de golfgeleider in het afzoektempo te veranderen; één zijwand daarvan is beweegbaar en de fase waarin de dipooltjes worden gevoed, verandert daardoor en dit heeft een richtingsverandering van de uitgezonden bundel tengevolge.

Er zijn twee radarschermen: één voor een afstand van (20) km en een andere voor (5) km, welke de vereiste nauwkeurigheid geeft voor het laatste en meest critische gedeelte van de dalingsvlucht.

Azimuth-aanduiding en elevatie-aanduiding verschijnen boven elkaar op één scherm. Dit type radarscherm heet daarom „Azel scope".

Dit is een ontwikkeling van de laatste tijd, die bediening door één verkeersleider mogelijk heeft gemaakt.

De vroegere en sommige nog in gebruik zijnde PAR installaties hebben aparte schermen voor elevatie en azimuth met elk één man voor de bediening. Tussen deze beide verkeersleiders bevindt zich een coördinator, zodat in totaal 3 man voor een dergelijke uitvoering nodig zijn.

Het „Schipholtype" heet — om de personeelseconomie aan te geven — in vakkringen de „one man GCA".

Rest nog te vermelden dat de Schiphol PAR als enige PAR in de wereld in een draaibaar gebouwtje is ondergebracht, zodat twee hoofdbanen van Schiphol beide voor binnenloodsen met de PAR bruikbaar zijn (fig. 18).

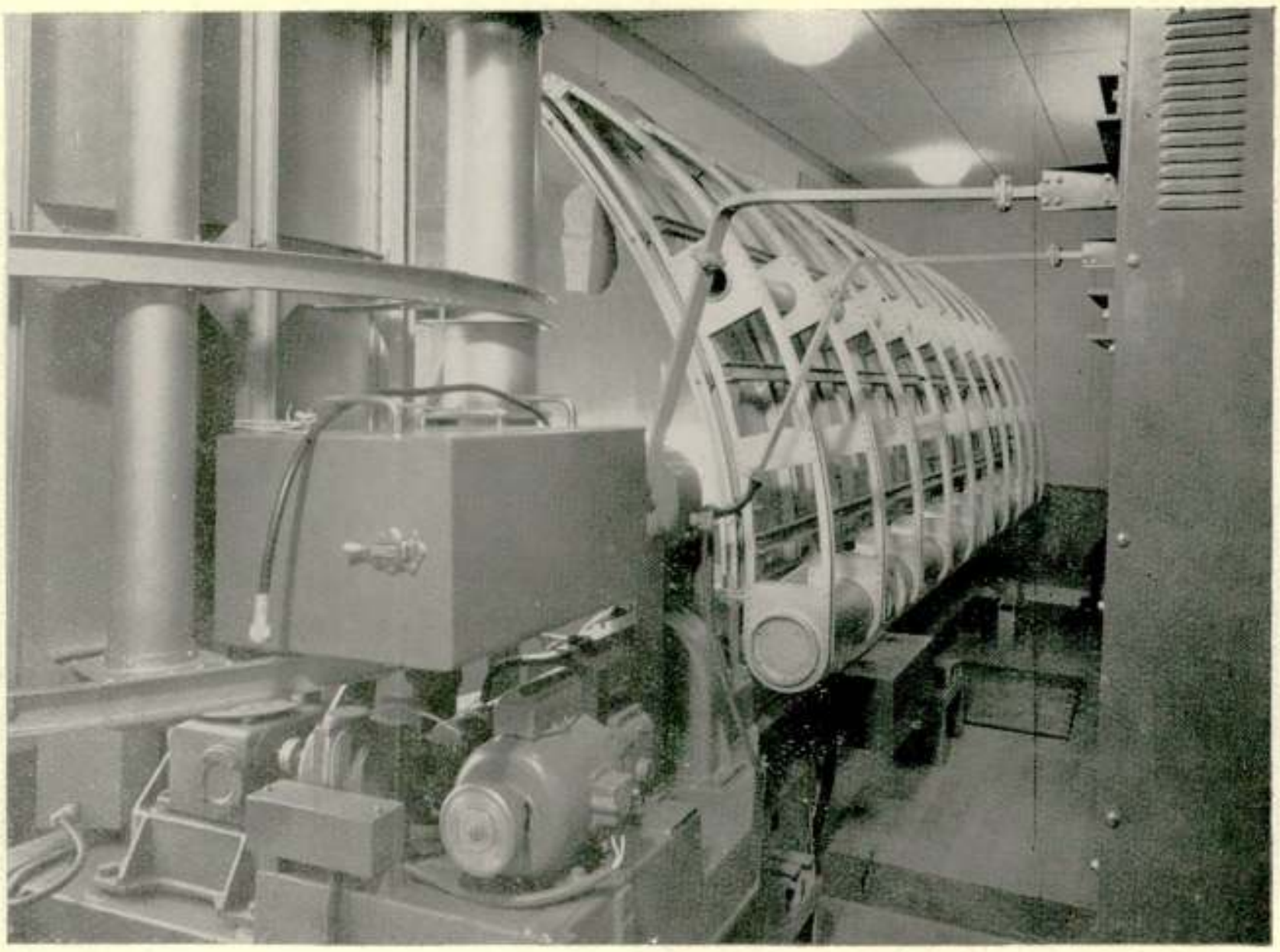


Fig. 17.
PAR azimuthantenne.

Fig. 18.
Draaibaar Par huisje Schiphol
(in de „toren" bevindt zich de elevatie antenne).