Tijdschrift van het
Nederlands Radiogenootschap
DEEL 23 No. 1 1958

Stabilisatie van het instelpunt van transistoren

door E. E. P. Poelman *)

Voordracht gehouden voor het Nederlands Radiogenootschap op 16 januari 1957.

Summary.

In professional applications it is necessary to design a transistorcircuit carefully with respect to changes in ambient temperature.

Stabilisation of the operating point by feedback is preferable, the latter being maximum for direct-current and having the appropiate value in the frequency-range involved.

One correct and two incorrect methods of feedback are given. An amplifier is shown, in which an amplified direct-current-feedback is applied. A compact oscillator based on the outlined principle, is discussed.

1. Inleiding.

Zullen in het algemeen bij gebruik van transistoren voor commerciële doeleinden de eisen aan transistoren gesteld niet zo hoog zijn, bij toepassing bij de PTT zijn de eisen veel hoger.

In de eerste plaats zal men bij apparatuur met transistoren zo min mogelijk onderhoud willen toepassen. De versterking zal zeer stabiel moeten zijn en ook de levensduur, d.i. de tijd tot de vervanging van transistoren in de apparatuur, zal lang moeten zijn. De omgevingstemperatuur zal daarbij zeker tussen 15 en 45° C variëren.

De levensduur van transistoren wordt door fabrikanten van deze transistoren vaak als oneindig lang aangegeven. Dat dit optimistisch is, zal reeds bekend zijn. Natuurlijk hangt een en ander af van de manier waarop men ze gebruikt. Bij lage laagjestemperatuur zal ongetwijfeld de afname in de stroomversterkingsfactor geringer zijn. Toch is in de korte tijd dat transistoren worden gefabriceerd reeds met één sprong bereikt, dat de transistoren wat levensduur betreft, op één lijn kunnen worden gesteld met buizen in professionnele uitvoering. Deze levensduur en deze stabiliteit is voor PTT-doeleinden nog on-

*) Dr. Neher-laboratorium, PTT, Leidschendam.

voldoende. Het is daarom noodzakelijk in vrijwel alle schakelingen een vrij grote tegenkoppeling toe te passen.

Teneinde het volledige temperatuurgebied van 15 tot 45° te kunnen bestrijken is het noodzakelijk om een voldoend sterke temperatuurcompensatie aan te brengen. Voor enkelvoudige schakelingen is deze temperatuurcompensatie en de middelen die men daartoe moet toepassen reeds afdoende besproken door Shea in zijn boek „Principals of transistor circuits".

2. Stabilisatie van het instelpunt van twee transistoren in cascade.

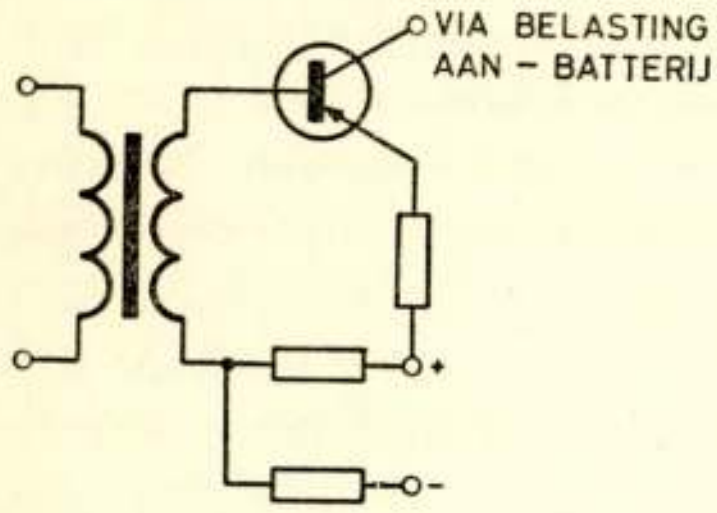


Fig. 1.
Enkelvoudige transistorschakeling met stabilisatie tegen temperatuurvariaties.

Anders wordt de situatie wanneer men transistoren in cascade gaat schakelen. Maakt men gebruik van transistor-transformatorkoppeling dan zijn de moeilijkheden niet groot. Wanneer men echter uit zuinigheidsoverwegingen met zo min mogelijk transformatoren wil volstaan, dan zal men bijzondere maatregelen dienen te treffen.

In fig. 1 is een enkelvoudige schakeling met een transistor ge-

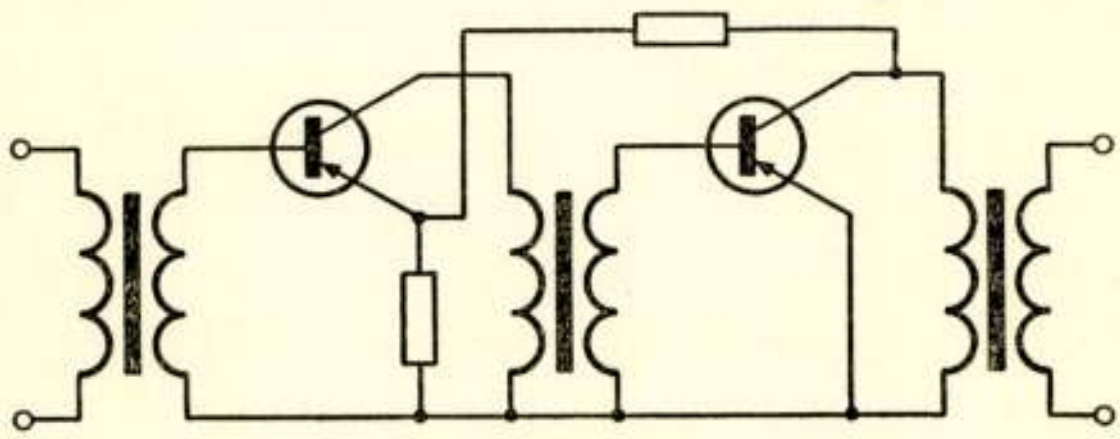


Fig. 2.
Twee-trapsversterker met foutieve tegenkoppeling.

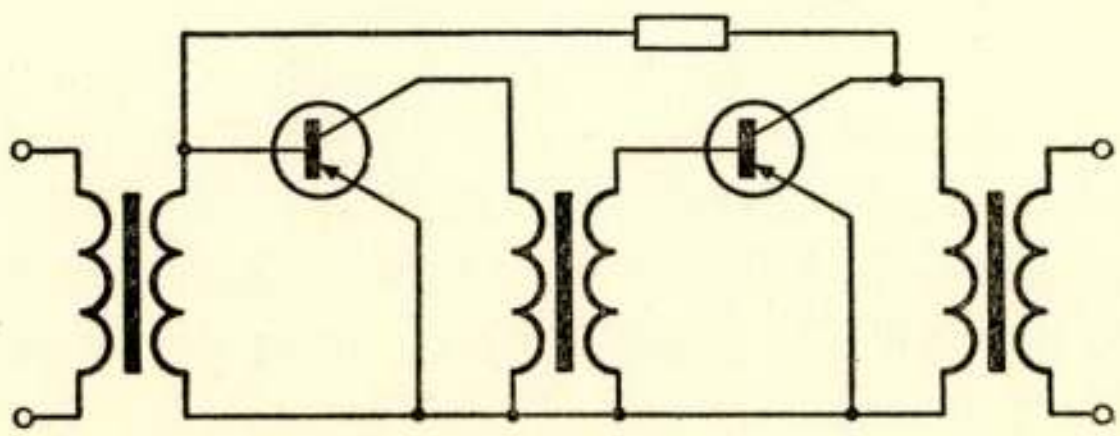


Fig. 3.
Twee-trapsversterker met foutieve tegenkoppeling.

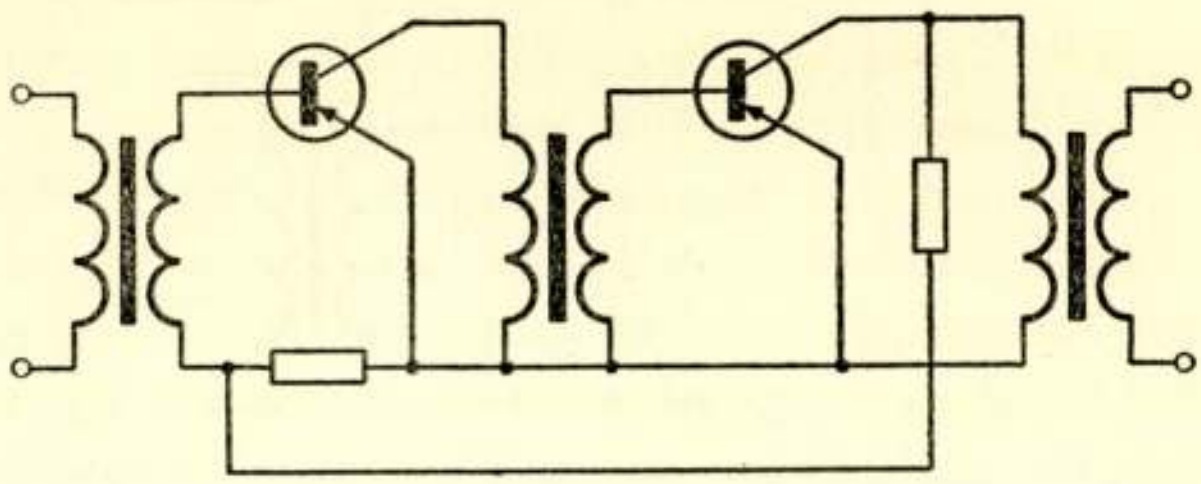


Fig. 4.
Twee-trapsversterker met correcte tegenkoppeling.

geven. Men ziet in deze figuur dat men zonder meer deze schakelingen in cascade kan schakelen.

Dat ook dan niet lichtvaardig met de invloeden van de temperatuur moet worden omgesprongen, moge blijken uit de figuren 2, 3 en 4. Men zal in het algemeen een tegenkoppeling moeten toepassen. Wanneer men deze niet verstandig aanbrengt zal toch de versterking temperatuur-afhankelijk kunnen worden.

In figuur 2 wordt de tegenkoppeling aangebracht door de uitgangsspanning op de emitter van de eerste transistor terug te voeren. Dit gebeurt via een hoge weerstand ten opzichte van de emitterimpedantie. Verandert deze laatste tengevolge van de temperatuur, dan verandert ook de versterking, die hier immers wordt bepaald door de verhouding van de hoge weerstand en de impedantie van de emitter parallel aan de emitterweerstand.

In figuur 3 is een soortgelijke foutieve schakeling gegeven; ook hier zal de versterking veranderen bij verandering van de temperatuur door verandering van de ingangsimpedantie van de eerste transistor.

In figuur 4 is een juiste schakeling gegeven. De ingangsimpedantie van de transistor is hier hoog ten opzichte van de weerstand waarover wordt teruggekoppeld.

In figuur 5 is een schakeling gegeven waarbij twee transistoren direct zijn gekoppeld. Wordt de temperatuur hoger dan zal de temperatuurstroom van de eerste transistor door de tweede transistor nogmaals worden versterkt, zodat de collectorstroom van de tweede transistor bij 40° C meer dan 10 mA kan stijgen, wat meestal ontoelaatbaar is.

Er zijn enkele methoden waarop een dergelijke schakeling toch geschikt kan worden gemaakt voor hogere temperatuur. Het toepassen van temperatuur-afhankelijke elementen zal voor betrouwbare schakelingen, waaraan hoge eisen worden gesteld, veel inregelarbeid eisen. Gezonder is de toepassing van de tegenkoppeling.

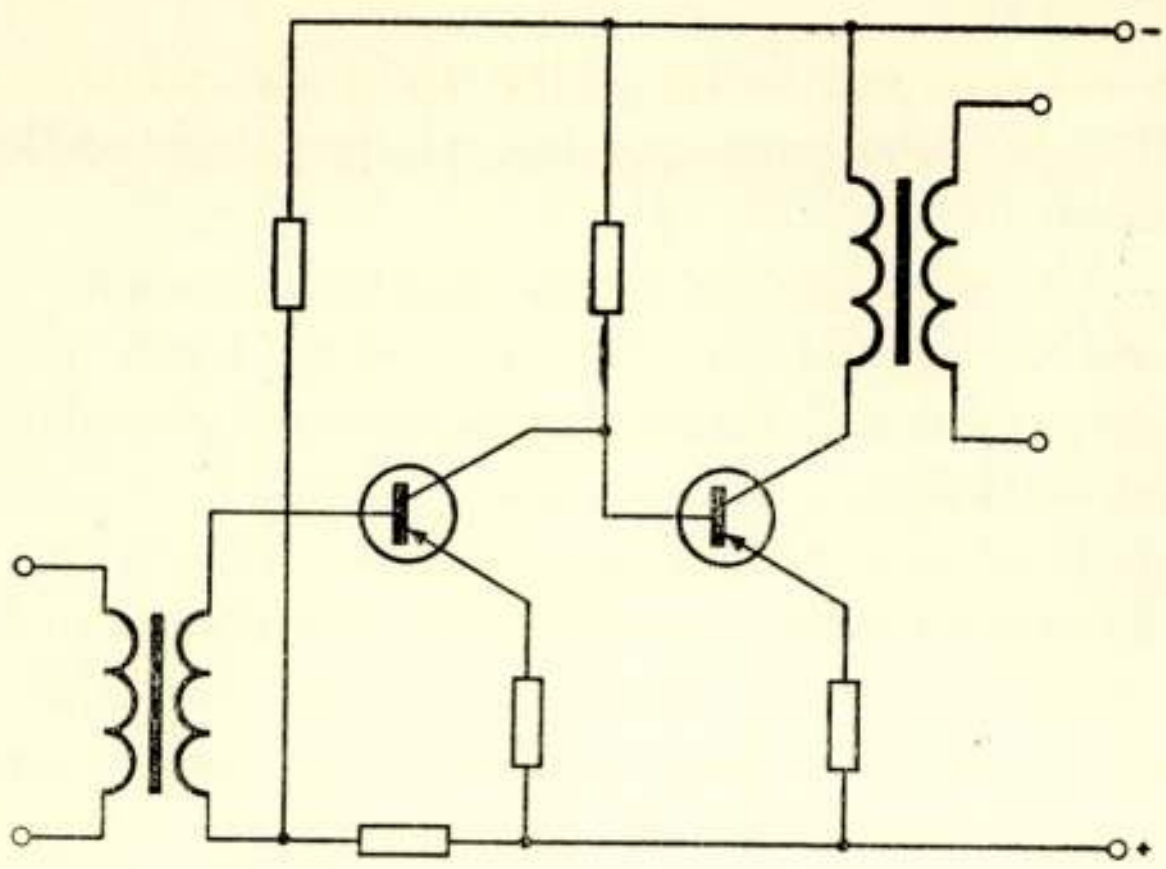


Fig. 5.
Direct gekoppelde twee-trapsversterker.

Beschouwen wij nogmaals figuur 1, dan blijkt dat de temperatuurcompensatie die hier wordt toegepast, niets anders is dan een tegenkoppeling en wel gelijkstroom-tegenkoppeling. In het algemeen kan men dus zeggen, dat hier niet van temperatuurcompensatie sprake is maar meer van stabilisatie van het instelpunt. Het ideaal zou men krijgen, als de gelijkstroomtegenkoppeling zo groot mogelijk is. De versterking voor de gewenste

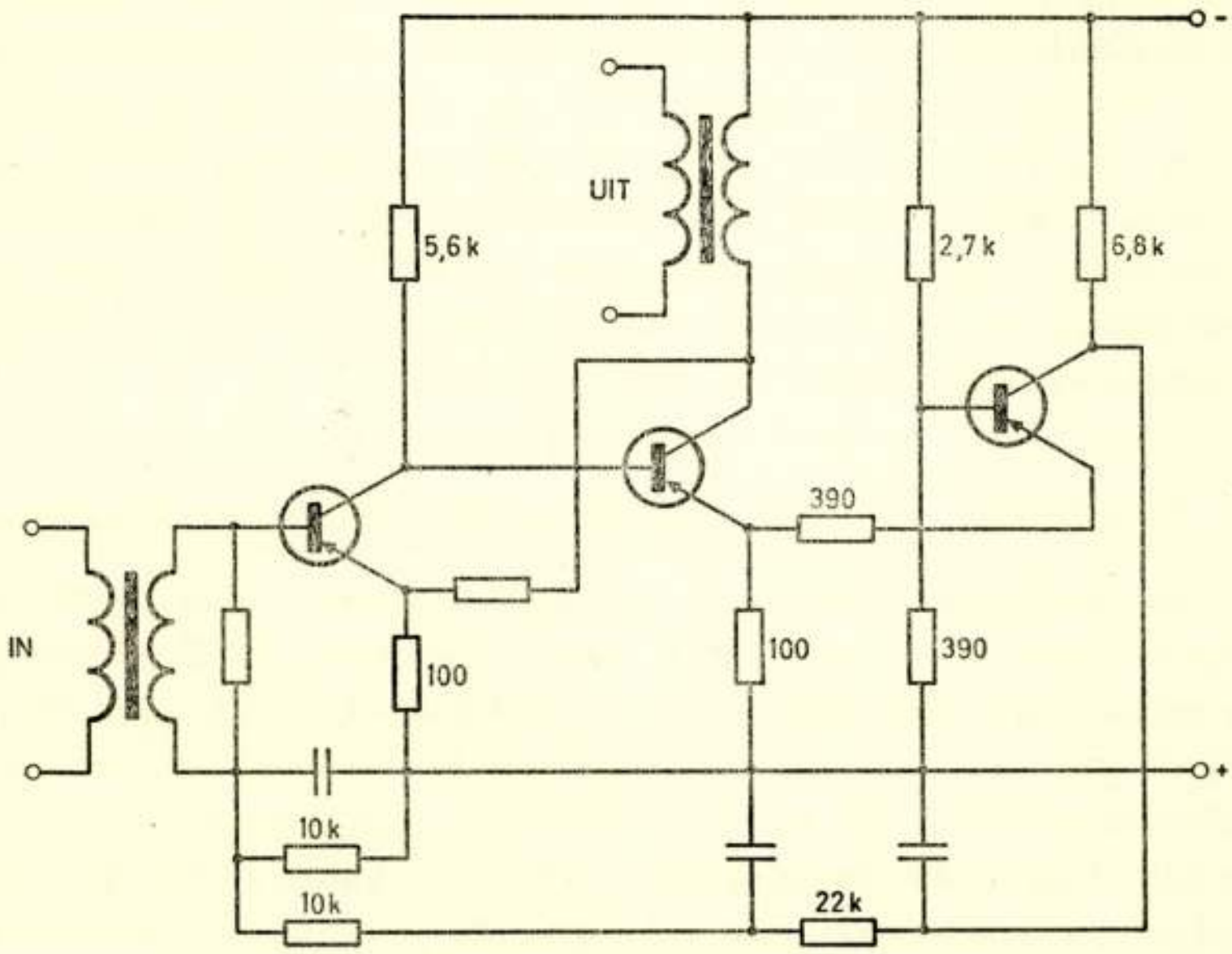


Fig. 6.
Direct gekoppelde twee-trapsversterker voor breed temperatuurgebied.

frequenties zal dan echter ook zeer klein zijn. Het is dus duidelijk, dat men de tegenkoppeling frequentie-afhankelijk zal moeten maken.

In figuur 1 is dit eigenlijk reeds gebeurd. Immers, de transformator aan de ingang van de schakeling heeft voor gelijkstroom de impedantie 0, daarentegen voor de wisselstroom een vrij hoge impedantie.

In figuur 6 is een schakeling gegeven waarin dit principe verder is uitgewerkt. De spanning van de emitter van de tweede transistor wordt door de derde transistor versterkt. De collectorspanning van deze laatste transistor wordt voor de gewenste frequentieband door de condensatoren ontkoppeld, zodat een versterkte gelijkstroom-tegenkoppeling wordt verkregen. Uit metingen bleek, dat de collectorstroom van de tweede transistor voor 21° C temperatuursvariatie slechts 0,3 mA verandert. De gewenste tegenkoppeling voor wisselstroom kan nu op iedere gewenste wijze extra worden aangebracht, b.v. van uitgangstrafo naar ingangskring.

Natuurlijk kan ook een hoge stabilisatie van de gelijkstroominstelling van transistoren worden verkregen door hoge emitterweerstanden toe te passen en deze te ontkoppelen met condensatoren. Over het algemeen zal men dan condensatoren van veel hogere waarde dienen toe te passen, zodat men hier bijna altijd elektrolytische condensatoren moet aanbrengen. Daar volgens de ervaringen van de PTT de elektrolytische condensatoren nog niet de hier gewenste betrouwbaarheid hebben verkregen, wordt dit voor zeer stabiele schakelingen niet aanbevolen. Dat hierin, gezien de snelle ontwikkeling die deze condensatoren op het ogenblik doormaken, binnen afzienbare tijd verandering kan komen, is niet uitgesloten.

3. Stabilisatie van het instelpunt bij oscillatorschakelingen.

Nog kritischer wordt de situatie wanneer men oscillatorschakelingen met transistoren gaat ontwerpen. Niet alleen dat de stroom met het oog op de maximale dissipatie slechts binnen zekere grenzen mag variëren, doch ook de verschillende transistor-grootheden die stroomafhankelijk zijn komen direct in de vergelijkingen, die de frequentie bepalen, voor. In het bijzonder is de verandering van de fasedraaiing van de stroomversterkingsfactor tengevolge van de instellingsvariaties van invloed.

In principe kan men iedere oscillatorschakeling dimensionneren,

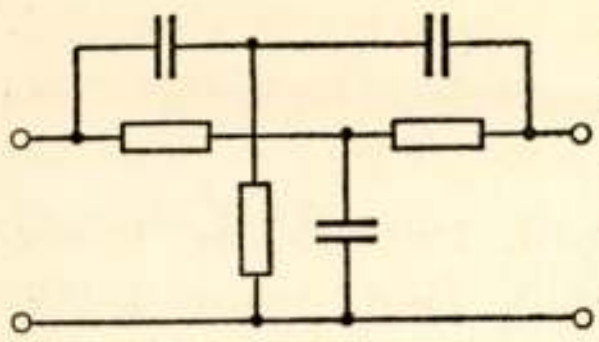


Fig. 7.
Selectief dubbel-T-netwerk

uitgaande van het idee dat men een frequentie-afhankelijke meekoppeling invoert en een frequentie-onafhankelijke tegenkoppeling. In het algemeen kan men zeggen dat de schakeling in smalle band versterking heeft en daarbuiten niet.

Bij de keuze van het element of elementen die de uitgangsspanning terugvoeren naar de ingang, zal men er rekening mee moeten houden, dat de tegenkoppeling voor frequentie 0 (gelijkstroom) zo groot mogelijk is. Als mogelijkheden voor de terugvoerende schakeling kunnen worden genoemd een dubbel-T-filter en een brug van Wien. In figuur 7 en 8 zijn voorbeelden hiervan gegeven. In figuur 9 en 10 zijn polaire diagrammen gegeven van de afgegeven spanning van een dergelijk element.

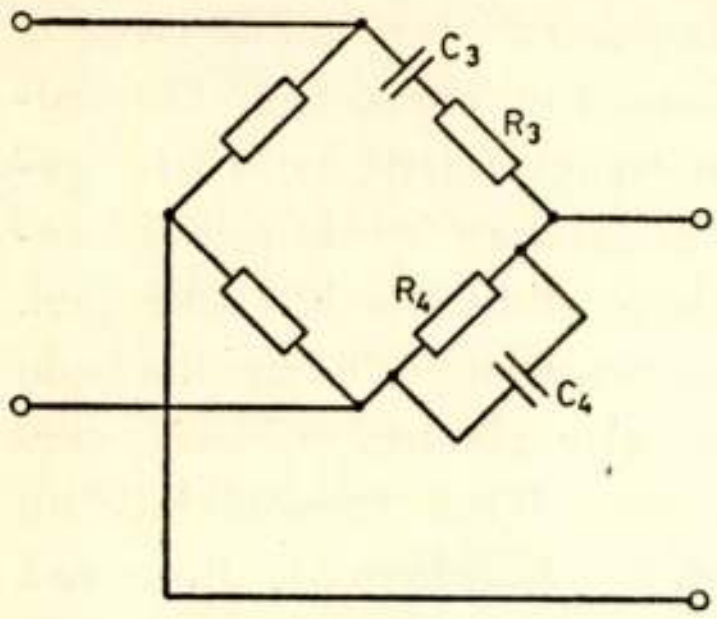


Fig. 8.
Brug van Wien.

Figuur 9 geeft het diagram voor een normaal afgeregeld element. Men ziet dat voor de gewenste frequentie de schakeling geen spanning doorlaat. Voor frequentie 0 en oneindig d.w.z. ver boven en ver beneden de gewenste frequentie wordt daarentegen zeer veel doorgelaten. In figuur 10 is het polaire diagram gegeven voor een op gewenste wijze ontregeld element. Men ziet dat de schakeling voor de gewenste frequentie een spanning afgeeft, die weliswaar

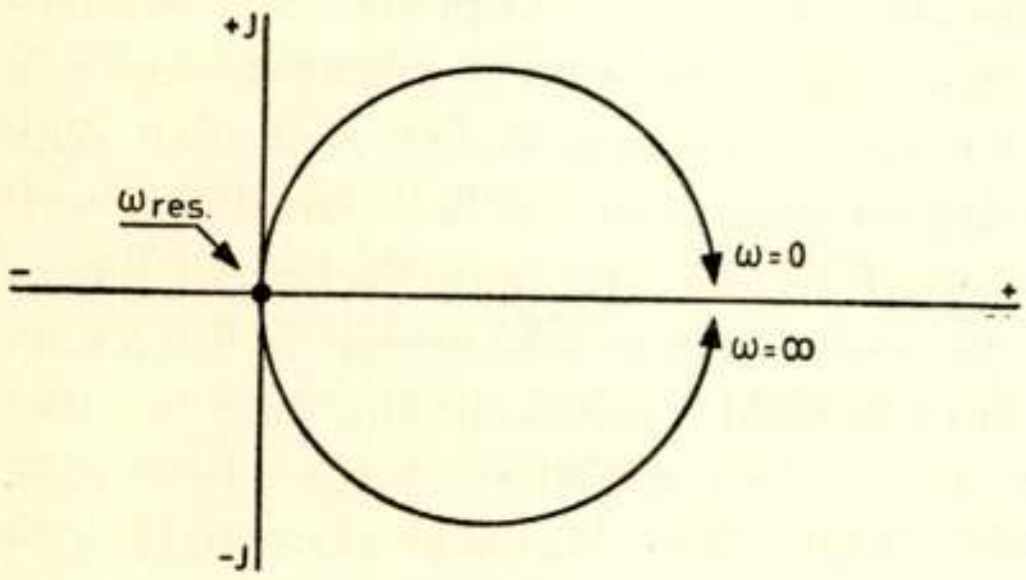


Fig. 9.
Polaire figuur voor de brug van Wien.

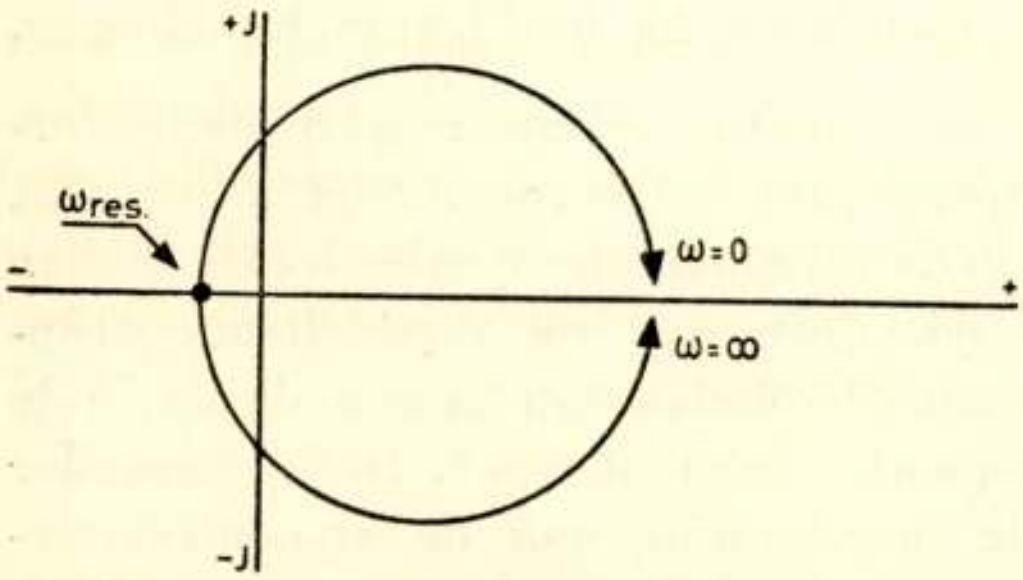


Fig. 10.
Polaire figuur voor ontregelde brug van Wien.

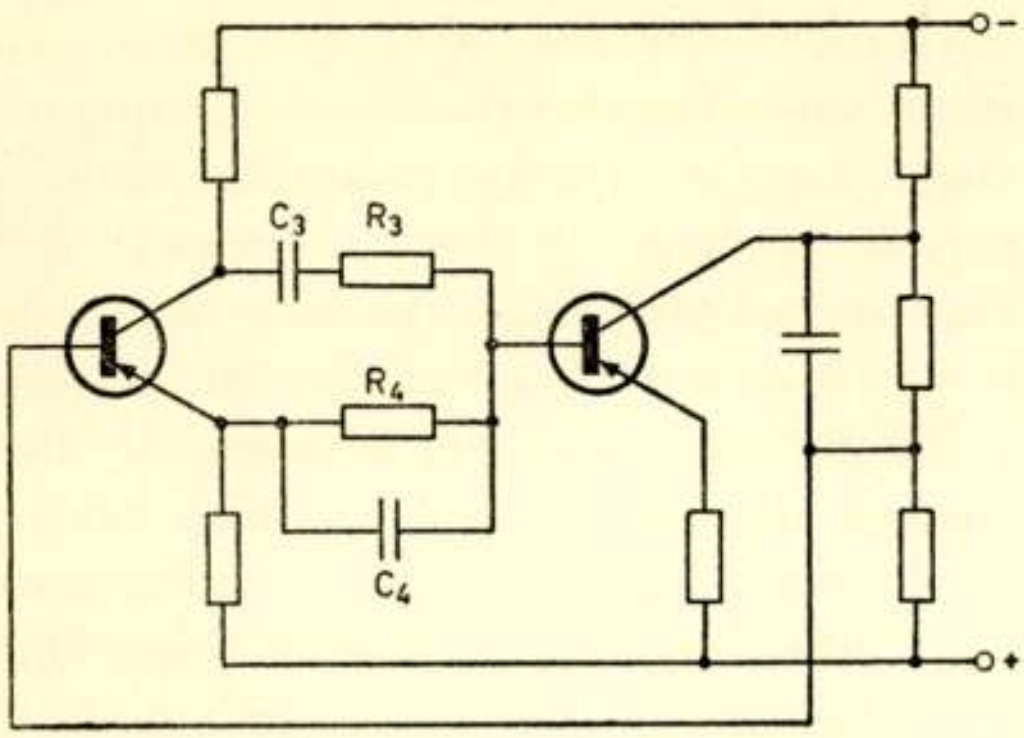


Fig. 11.
Direct gekoppelde twee-trapsoscillator.

temp.(°C)	I_{c1} mA
20	1,20
41	1,15

I_{c1} = collectorstroom 1e transistor.
Voor 10 % voedingsspanningsvariaties:

$$\frac{\Delta f}{f} = 1{,}5\ ‰\ (f = 3668\ \text{Hz})$$

Voor 10 °C temp. stijging: $\frac{\Delta f}{f} = 0{,}2\ ‰$.

klein, maar in tegenfase is met de spanning bij $\omega = 0$ en $\omega = \infty$. Het dubbel-T-filter en de brug van Wien voldoen dus aan de gestelde eisen. Een dubbel-T-filter is over het algemeen echter moeilijk af te regelen. De brug van Wien daarentegen heeft het nadeel dat de uitgangsspanning òf de ingangsspanning niet aan aarde kan worden gelegd.

Ie figuur 11 is een schakeling gegeven waarbij aan deze moeilijkheid is ontkomen. De uitgangsspanning is hier aan één zijde aan aarde gelegd. De sturende generator zit in de transistor en behoeft daar niet te worden geaard. Uit de tabel kan men zien, dat deze schakeling zeer goed voor temperatuursvariaties is gestabiliseerd. De collectorstroom van de eerste transistor, die het grootste vermogen levert, ligt tussen nauwe grenzen. De frequentie zal tengevolge van de temperatuur slechts weinig veranderen, zoals men uit de tabel kan aflezen. De stabiliteit voor voedingsspanningvariaties is jammer genoeg niet zo hoog. Dit hangt samen met het feit dat de amplitude van de trilling begrensd wordt door de collectorstroom en -spanning die direct evenredig zijn met de batterijspanning. Wil men ook hieraan kunnen voldoen dan zal men een amplitude-afhankelijk element in de schakeling moeten aanbrengen.

Manuscript ontvangen op 3 augustus 1957.

Transistors in M.F.- en detectieschakelingen voor radio-communicatie-apparatuur

door G. Rosier *)

Voordracht gehouden voor het Nederlands Radiogenootschap op 16 januari 1957.

Summary.

Application of transistors in professional equipment, which generally has to meet stringent requirements, often leads to a development of circuitry which differs from the customary tube technique.

To illustrate this a m.f. amplifier is described, of which the selectivity is determined by a separate filter at the input of the amplifier, while the amplifier stages proper are R-C coupled.

Besides, a detectorcircuit is indicated, in which the transistor is used as a diode detector and as an amplifier at the same time.

1. Inleiding.

Toepassing van transistors in het gebied van de radio-com municatie is vooral aantrekkelijk voor transportabele apparatuur, zoals mobilofoons, portofoons, militaire zend-ontvanginstallaties enz.

Door de kleine afmetingen en het geringe stroomverbruik zal de transistor hier nl. een grote besparing aan gewicht geven, terwijl de afmetingen eveneens zeer gereduceerd kunnen worden. Daarbij zal de gunstige levensduur van de transistor eveneens een zeer belangrijke rol spelen.

Tegenover deze voordelen staan echter ook enige nadelen van de transistor. De grootheden, welke de versterking van de transistor bepalen, hebben dikwijls ruime toleranties, terwijl de eisen, welke aan professionele apparatuur worden gesteld, dikwijls zeer zwaar zijn. Voor een stabiele schakeling moeten de variabele elementen van de transistor sterk tegengekoppeld worden, waardoor men dikwijls tot een andere opbouw van een schakeling komt, dan in de buizentechniek gebruikelijk is.

Als voorbeeld hiervan wordt in het volgende een transistor m.f. versterker beschreven.

---

*) P.T.I., Hilversum.

Een typisch voorbeeld van een schakeling, welke met een transistor te verwezenlijken is, is een detector, waarbij in plaats van een wisselspanning een wisselstroom wordt gelijkgericht. Dit is in principe mogelijk, doordat een transistor een vermogenversterker is, dus in staat is een stroom te versterken. Deze schakeling is daarom vooral aantrekkelijk in combinatie met andere transistorschakelingen.

2. H.f.vervangingsschema van transistors.

In fig. 1 en fig. 2 zijn de voornaamste grootheden van het h.f.vervangingsschema voor een geaarde-basis-, resp. een geaarde-emitterschakeling gegeven.

De weerstand R_o voldoet aan de vergelijking:

$$R_o = \frac{25}{I_E} \qquad I_E = \text{emittergelijkstroom in mA.}$$

Bij constante gelijkstroominstelling is R_o een grootheid, welke binnen zeer nauwe toleranties ligt. Dit is eveneens het geval met de verhouding tussen de emitter- en collectorstroom, α.

Daartegenover zullen de afsnijfrequentie ω_c, de verhouding tussen collector- en basisstroom $\alpha' = \alpha/1 - \alpha$, de „Early factor" μ benevens de basisweerstand $R_{bb'}$, bij verschillende transistors nogal sterk variëren. Men zal er bij het dimensioneren van een schakeling dus zoveel mogelijk naar streven, de eigenschappen in hoofdzaak te laten bepalen door α en R_o, terwijl de invloed van de andere grootheden door middel van „tegenkoppeling" sterk verminderd moet worden.

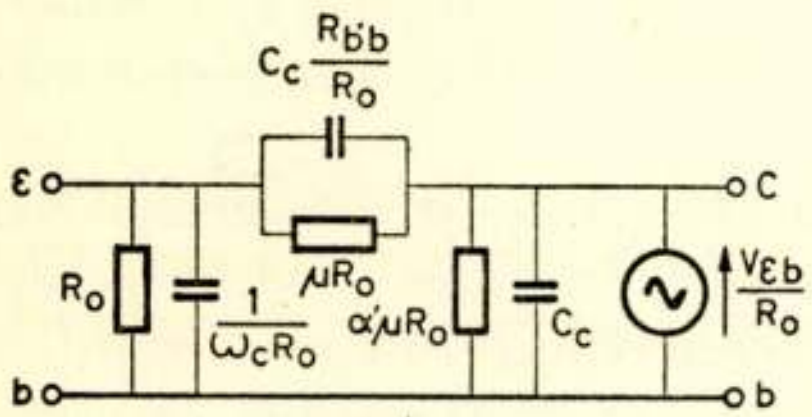


Fig. 1.
H.F.vervangingsschema
geaarde-basisschakeling

Het optimum in dit opzicht bereikt men met een geaarde-basis-schakeling met lage belastingsimpedantie. In vele gevallen is echter een dergelijke stabilisatie van de transistor niet nodig, met een tegengekoppelde geaarde-emitterschakeling kan men in dat geval het gewenste resultaat bereiken.

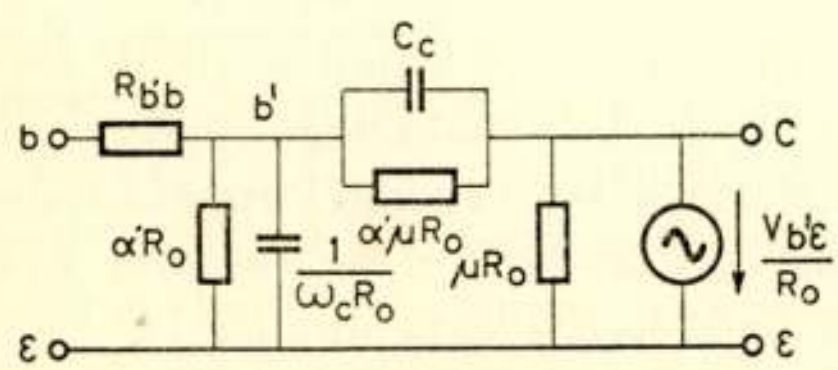


Fig. 2.
H.F.vervangingsschema
geaarde-emitterschakeling

3. Transistor m.f.versterkers.

3.1. *Transformatorkoppeling.*

In eerste instantie kan men de verschillende trappen van een transistor m.f.versterker koppelen met een afgestemde kring. Men krijgt dan een schakeling, zoals deze in fig. 3 is aangegeven. De weerstanden R_1, R_2 en R_3 dienen voor de temperatuurstabilisatie van de instelstroom van de transistor. De bandbreedte van de frequentiekarakteristiek per trap wordt bepaald door de verliezen van de koppelkring zelf alsmede door de uitgangsimpedantie van de voorgaande transistor en ingangsimpedantie van de volgende trap.

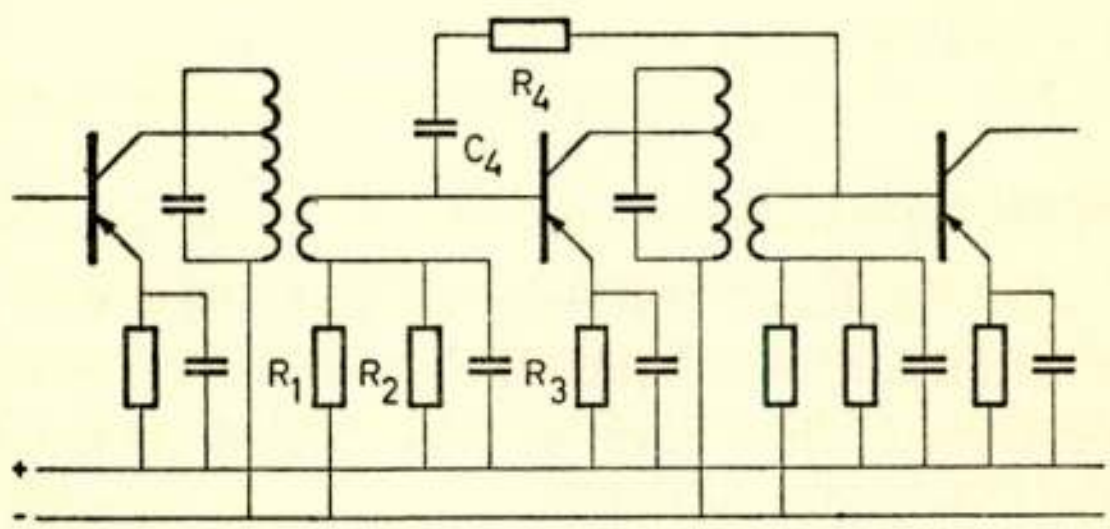


Fig. 3.
M.F.versterker met transformatorkoppeling.

Maximum versterking bij een bepaalde bandbreedte wordt bereikt, wanneer de uitgangsimpedantie van de voorgaande trap wordt aangepast aan de ingangsimpedantie van de volgende trap.

Met transistors, waarvan de afsnijfrequentie ongeveer 2 à 4 maal zo groot is als de frequentie, waarop de versterker is afgestemd, kan men op deze manier een redelijke versterking (ongeveer 25 à 30 db) per trap bereiken.

Zou men een hogere versterking per trap dimensioneren, dan zal de schakeling tengevolge van de terugwerking in de transistor gemakkelijk kunnen oscilleren.

Een verbetering in dit opzicht kan worden bereikt, door neutrodynisatie van deze terugwerkingsimpedantie, zoals in fig. 3 bij een juiste keuze van de transformatorpolariteit door C_4 en R_4 wordt aangegeven.

Volledige neutrodynisatie is echter in verband met de ruime toleranties van de terugwerkingsimpedantie van de transistor

practisch niet te bereiken, zodat de winst in versterking hierdoor beperkt blijft.

Het gevolg van deze onvolledige neutrodynisatie is echter eveneens, dat er altijd een aanmerkelijke onderlinge beïnvloeding van de koppelkringen tussen de verschillende trappen blijft bestaan. Behalve het bezwaar, dat het afregelen van een versterker hierdoor niet eenvoudig wordt, wanneer er meerdere versterkertrappen aanwezig zijn, is het zeer moeilijk aan strenge selectiviteitseisen voor de versterker te voldoen. Vooral bij mobiele radioapparatuur zijn deze selectiviteitseisen in verband met de kleine kanaalafstand zeer zwaar; een transistor m.f.-versterker, waarbij de verschillende trappen met behulp van afgestemde kringen gekoppeld zijn, is voor dergelijke toepassingen niet bruikbaar.

3.2. *RC-koppeling.*

Het ligt voor de hand, dat men de oplossing van de in het voorgaande genoemde moeilijkheden zoekt in het toepassen van een geconcentreerd filter aan de ingang van de m.f.versterker, dat uitsluitend de selectiviteit van de ontvanger bepaalt. De versterker zelf dient dan alleen om het ontvangen signaal op een zodanig niveau te brengen, dat een lineaire detectie kan plaats hebben. De versterker moet dan zodanig worden gedimensioneerd, dat de doorlaatband van het filter zo weinig mogelijk wordt beïnvloed, terwijl anderzijds de bandbreedte terwille van de ruis van de versterker zo klein mogelijk moet zijn. Het aantal trappen van een dergelijke transistorversterker is dikwijls vrij groot, vooral ook, omdat men liefst het grootste deel van de versterking van een ontvanger in de laatste m.f.-versterker onderbrengt. De gewenste frequentiekarakteristiek kan men in dat geval ook bereiken, door in plaats van een

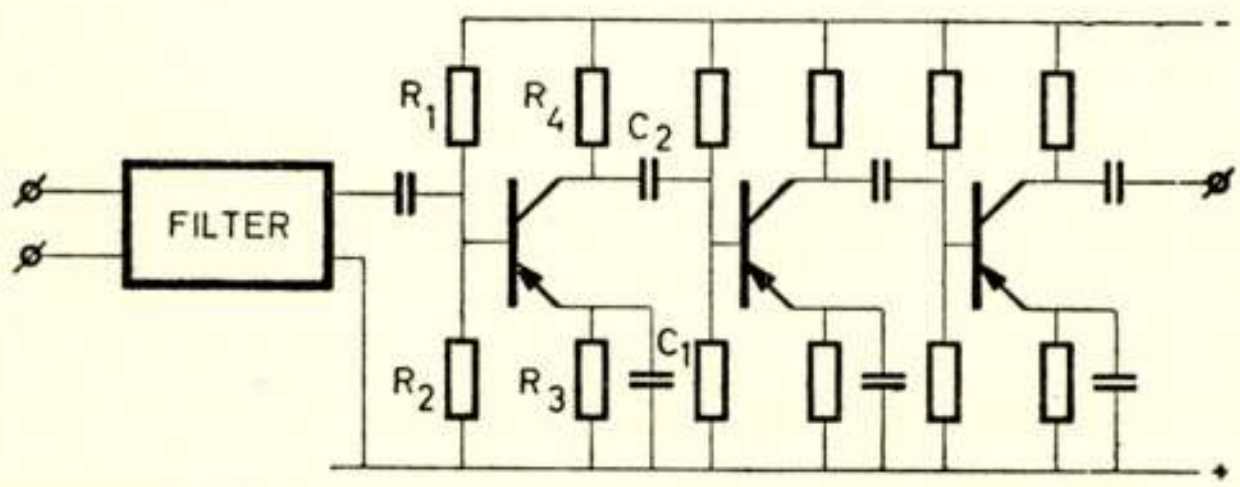


Fig. 4.
M.F.versterker met RC-koppeling.

transformatorkoppeling tussen de verschillende trappen, een RC-koppeling toe te passen. Men krijgt dan een schakeling, zoals in fig. 4 is aangegeven.

De weerstanden R_1, R_2 en R_3 dienen voor de temperatuurstabilisatie van de instelstroom van de transistor, terwijl C_1 een ontkoppelingscondensator is. Door een juiste keuze van de collectorweerstand R_4 kan men een zeer stabiele versterking bereiken. Het afvallen van de lagere frequenties kan men bereiken met behulp van de koppelcondensator C_2, terwijl het hole-storage effect en de collectorcapaciteit van de transistor voor het afvallen van de hogere frequenties zorgdragen.

Met een dergelijke schakeling is te bereiken, dat ondanks het vrij grote aantal trappen de versterker buitengewoon kleine afmetingen heeft. Het opgenomen gelijkstroomvermogen is zeer klein; per trap bedraagt het gelijkstroomverbruik 2 mA bij een voedingsspanning van 6 of 12 V.

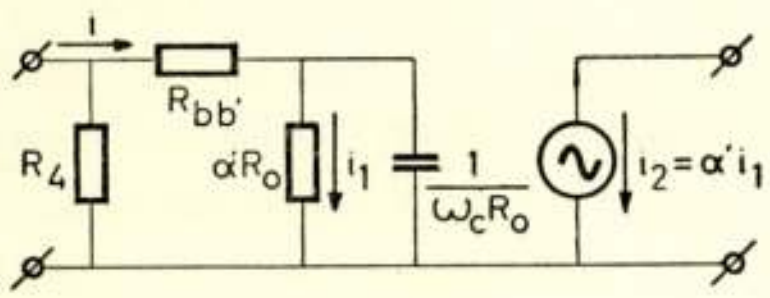


Fig. 5.
Vervangingsschema van een versterker met RC-koppeling

Voor een constante versterking dient men de versterker per trap tegen te koppelen en wel zodanig, dat de invloed van α', welke bij transistors dikwijls zeer ruime toleranties heeft, klein wordt.

Uitgaande van fig. 5, vindt men voor de versterking per trap:

$$\frac{i_2}{i} = \alpha' \frac{\dfrac{R_4}{R_4 + \alpha' R_o + R_{bb'}}}{1 + j\dfrac{\omega_o}{\omega_c}\,\dfrac{\alpha'(R_4 + R_{bb'})}{R_4 + R_{bb'} + \alpha' R_o}}$$

Hierbij zijn de impedanties van C_1 en C_2 uit fig. 4 verwaarloosd. ω_o is de centrale frequentie van de doorlaatband. Kiest men nu $R_4 + R_{bb'} << \alpha' R_o$, dan vindt men:

$$\left|\frac{i_2}{i_1}\right| = \frac{R_4/R_o}{\sqrt{1 + \left(\dfrac{\omega_o}{\omega_c}\,\dfrac{R_4 + R_{bb'}}{R_o}\right)^2}}$$

In deze uitdrukking komt de grootheid α' niet meer voor.

Is bovendien nog $\left(\dfrac{\omega_o}{\omega_c}\,\dfrac{R_4 + R_{bb'}}{R_o}\right)^2 << 1$, dan vindt dus bij benadering:

$$\left|\frac{i_2}{i_1}\right| = \frac{R_4}{R_0}$$

Daar bij een constante gelijkstroominstelling R_0 eveneens zeer constant is, zal de versterking per trap zeer stabiel zijn.

4. Detectie-schakelingen.

Bij detectieschakelingen kan men met voordeel gebruik maken van de eigenschap van de transistor, dat de ingangskarakteristiek in principe die van een diode is. Men kan daardoor met een transistor gelijktijdig detectie en versterking verkrijgen. Daarbij zijn in het algemeen twee schakelingen te onderscheiden.

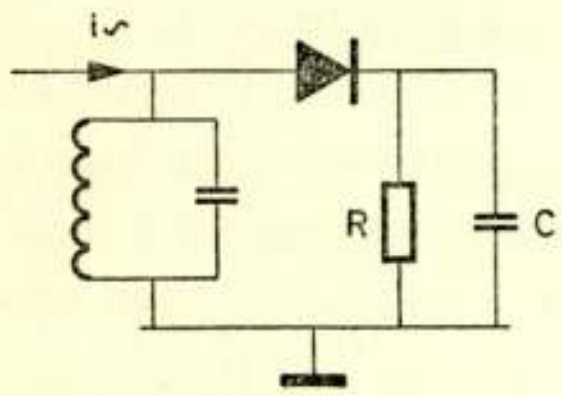


Fig. 6.
Spanningsdetectie met behulp van een diode.

Beschouwen we allereerst de meest gebruikte detectieschakeling in de buizentechniek (fig. 6).

Hierbij wordt een h.f.wisselspanning over een afgestemde kring ontwikkeld, welke wisselspanning met behulp van een diode en een RC-lid gelijkgericht wordt. Er ontstaat dan een gelijkspanning, die gelijk is aan de topspanning over de kring. De gelijkrichter mag hierbij de kringimpedantie niet te veel beïnvloeden om een lineaire detectie te verkrijgen, vandaar dat R in het algemeen vrij groot wordt. Wordt deze detector gevolgd door een transistor l.f.versterker, dan ontstaat de moeilijkheid om deze impedantie aan te passen aan de lage ingangsimpedantie van de transistor. Een aanpassingstransformator zal een grote zelfinductie en overzetverhouding vergen, terwijl een geaarde collectorschakeling als eerste trap van de l.f.versterker, teneinde een hoge ingangsimpedantie van de l.f. versterker te verkrijgen, op bezwaren stuit in verband met de temperatuurstabilisatie.

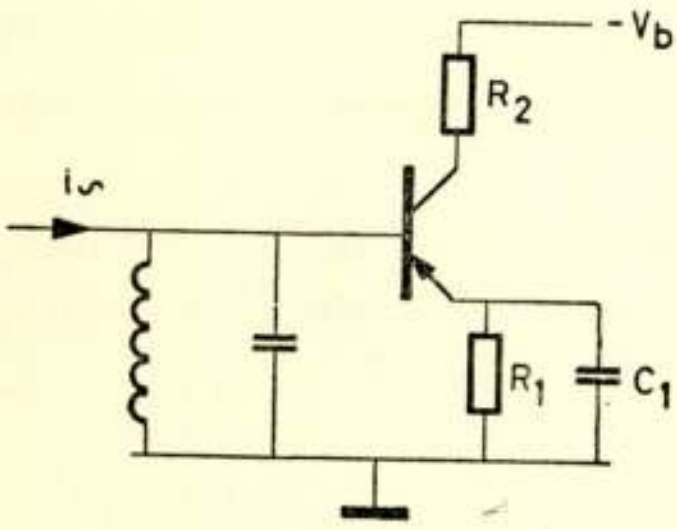


Fig. 7.
Spanningsdetectie met behulp van een transistor.

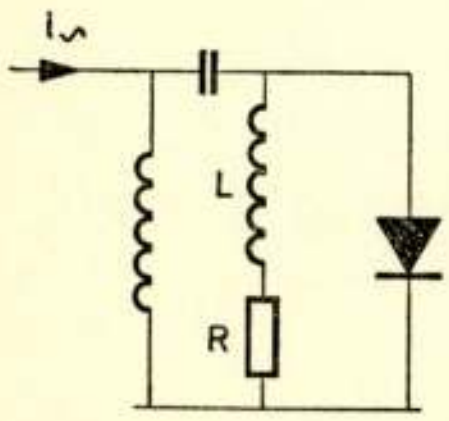


Fig. 8.
Stroomdetectie met behulp van een diode.

De eerste schakeling die daarom voor de hand ligt is die van fig. 7. Tussen basis en

emitter is een diodewerking. De basisstroom is echter a' maal zo klein als de emitterstroom, hetgeen betekent, dat men dezelfde schakeling heeft als in fig. 6, waarbij echter $R_1 = R/a'$ en $C_1 = a'C$. Met de transistor heeft men dus een impedantietransformatie tot stand gebracht en men kan het l.f.signaal van R_1 of van R_2 afnemen, waarbij beide dus veel lager kunnen zijn dan de weerstand R in fig. 4. De koppeling met de volgende l.f.versterker kan dus met een koppelcondensator of met een eenvoudige transformator geschieden.

Een tweede schakeling ontstaat door de duale schakeling van fig. 6 te nemen. Men verkrijgt dan een schakeling zoals fig. 8 aangeeft.

L en R hebben de duale waarde van de R en C in fig. 6. De stroom door de diode is een gelijkgerichte stroom. In combinatie met een buizenschakeling levert deze schakeling het bezwaar, dat het niet eenvoudig is de diodestroom verder te versterken. Een transistor is hiervoor echter bij uitstek geschikt; als versterker is de ingangskarakteristiek n.l. die van een diode.

Men krijgt dan de volgende schakelingen: (fig. 9).

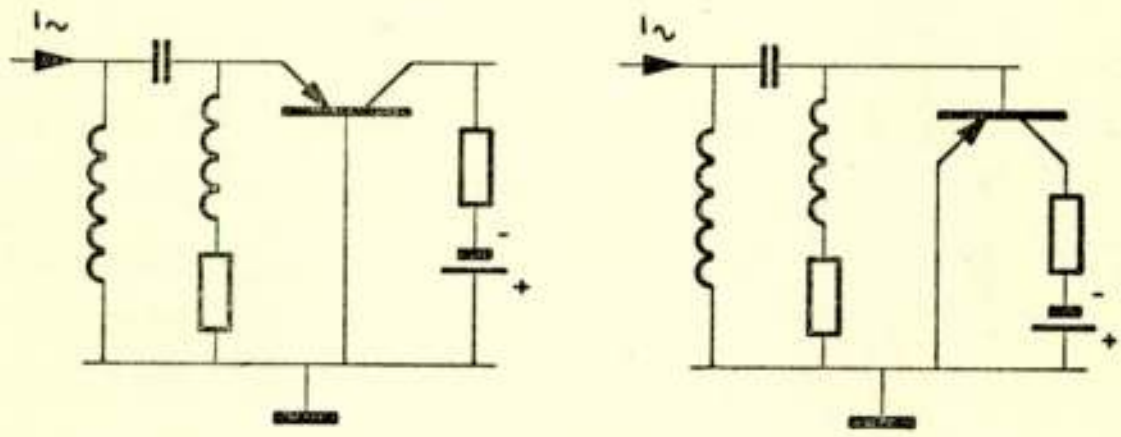


Fig. 9.
Stroomdetectie met behulp van een transistor.

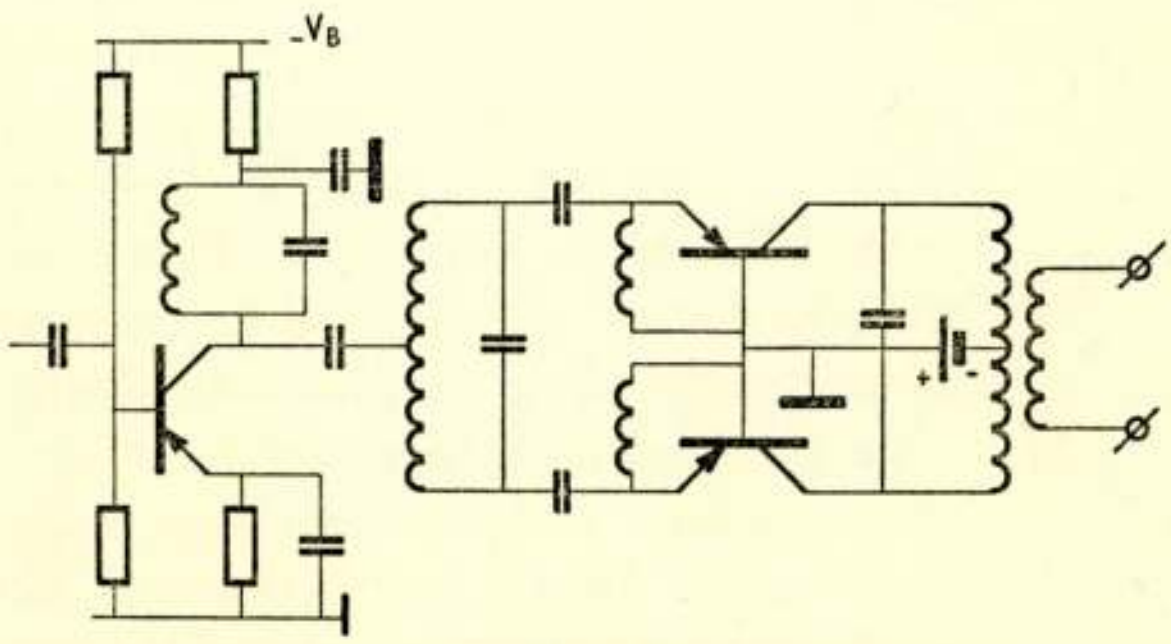


Fig. 10.
Frequentiediscriminator, waarbij gebruik wordt gemaakt van stroomdetectie met behulp van een transistor.

Het voordeel van deze schakelingen is eveneens, dat er detectie en tegelijkertijd versterking optreedt. Bovendien zal een belasting de detectorschakeling zelf zeer weinig beïnvloeden.

Als voorbeeld van toepassing van dit principe wordt een frequentiediscriminator gegeven (fig. 10).

De werking hiervan is eenvoudig in te zien als men aanneemt, dat de totale stroom door een detector bestaat uit 2 componenten.

De eerste wordt gevormd door de stroom, die zich vanaf de collector van de eerste transistor, via de koppelcondensator en de midden aftakking van de tweede spoel in twee gelijke delen splitst.

De tweede component wordt door een inductieve koppeling tussen beide spoelen verkregen. De stroom die hierdoor ontstaat, is voor beide detectors in tegenfase en bovendien 90° in fase verschoven ten opzichte van de eerste component. Men verkrijgt dus een vector-diagram zoals bij een Foster-Sealy-discriminator, echter nu voor stromen in plaats van voor spanningen.

Manuscript ontvangen op 13 oktober 1957.

8 mm radar met hoge definitie

door J. Verstraten *) en J. M. G. Seppen **)

Summary.

In the first part of this article some aspects of the use of 8 mm wavelength combined with short r.f.-pulses are given also with respect to the information capacity.

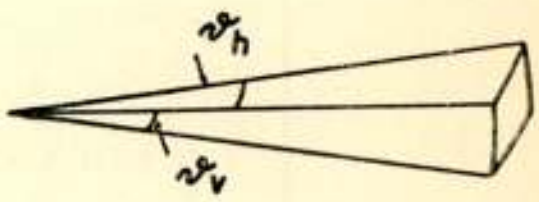
The second part includes the description of the Philips 8 mm high definition radar with some design considerations, circuit details and operational results.

1. Algemene beschouwing.

1.1. *De invloed van de golflengte op de antenneafmetingen en het bereik.*

Bezien we dit eerst aan de hand van de bekende radarrangeformule in de vrije ruimte:

$$\left.\begin{aligned} R_{max} &= \sqrt{\frac{G\lambda}{4\pi}} \\ R_{max} &= \sqrt{\frac{\lambda}{\vartheta_v \vartheta_h}} \\ R_{max} &= \sqrt{\frac{A_{eff}}{\lambda}} \end{aligned}\right\} \cdot \sqrt[4]{\frac{P_t}{P_{min}}} \cdot \sqrt[4]{\frac{\sigma}{4\pi}}. \qquad \begin{aligned} G &= \frac{4\pi}{\vartheta_v \vartheta_h} \\ G &= \frac{4\pi A_{eff}}{\lambda^2} \\ A_{eff} &\approx 0{,}7\, A \end{aligned}$$



Hierin is R_{max} : het maximale bereik op een object met
σ : het effectieve reflecterende oppervlak
G : antenneversterking in vermogen t.o.v. isotrope straler
ϑ_v, ϑ_h : antennebundelbreedte in resp. het verticale en het horizontale vlak
A, A_{eff}: het antenneoppervlak resp. effectieve antenneoppervlak
P_t : impuls piekvermogen van de zender
P_{min} : het minimaal te detecteren signaal.

We zien nu dat:

---

*) N.V. Philips' Gloeilampenfabrieken, Eindhoven.
**) N.V. Philips' Telecommunicatie Industrie, Hilversum.

a. Bij *constante antenneafmetingen*, impuls piekvermogen en min. te detecteren signaal is het *bereik* in de vrije ruimte omgekeerd evenredig met $\sqrt{\lambda}$ dus *evenredig met* $\sqrt{f}$, de wortel uit de frequentie.
Dit zou dus sterk pleiten voor een voortdurend opvoeren van de frequentie, ware het niet dat de voortplantingseigenschappen in aanwezigheid van de dampkring bij toenemende frequentie veelal slechter worden.
b. Houden we de antenneversterking en dus ook de antennebundelbreedte constant dan veranderen de antenneafmetingen evenredig met de golflengte, het bereik is dan evenredig met $\sqrt{\lambda}$.
c. Willen we het bereik constant houden met de golflengte bij overigens constante eigenschappen van de zender en ontvanger dan moet A/λ constant blijven, m.a.w. de antenneafmetingen zijn dan evenredig met $\sqrt{\lambda}$.

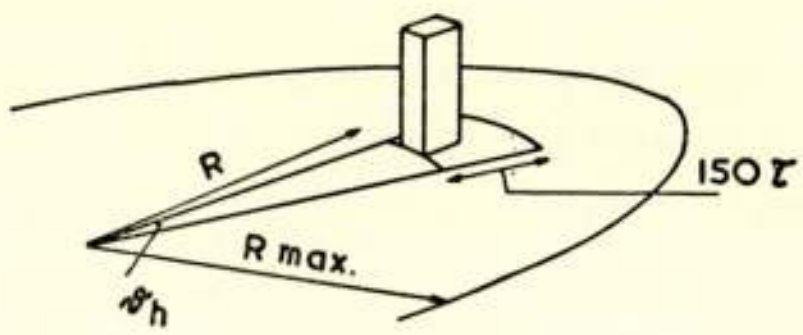
Passen we het bovenstaande toe op een vergelijk tussen de 3 cm en de 8 mm band (waarbij we gemakshalve de verhouding op 4 stellen) dan zal bij toepassing van 8 mm:

a. bij dezelfde bundelbreedte het bereik minstens tot de helft worden gereduceerd. De antenne wordt 16 maal in oppervlak kleiner. Compensatie van het verlies in bereik m.b.v. het opvoeren van het vermogen zal een minstens 16 maal groter vermogen betekenen.
b. Houden we het bereik constant dan zal het antenneoppervlak van de 8 mm installatie slechts 4 maal kleiner kunnen worden, dus lineair 2 maal.
Verlies in bereik t.g.v. atmosferische invloeden moeten dan nog extra gecompenseerd worden.

1.2. *De informatiecapaciteit bij radar.*

Het bovenstaande begrip is in de radartechniek weinig bekend, de volgende beschouwing leidt tot een formule, welke door noodzakelijke vereenvoudigingen eenzelfde waarde heeft als de bekende radarformule voor het bereik.

We gebruiken de volgende uitgangspunten:
i. Het max. bereik op een object met een max. te verwachten reflecterend oppervlak is R_{max}.



Hoe klein ook het grondoppervlak van het object mag zijn, het zal

ii. in radiale zin niet kleiner afgebeeld kunnen worden dan

$$\tau_{\mu s} \times 150 \text{ m} \qquad (\tau_{\mu s} = \text{impulsduur in } \mu s)$$

iii. in tangentiële zin niet kleiner dan

$$\vartheta_h \,.\, R \qquad (R \text{ is afstand object-radarpost})$$

Het maximaal aantal te onderkennen objecten bedraagt dus

$$n = \frac{2\pi}{\vartheta_h} \cdot \frac{R_{max}}{150\tau}$$

Informatie-technisch moeten we nu nagaan wat het aantal waarneembare toestanden is waartoe een object bij representatie en waarneming aanleiding kan geven.

Is P_{min} het minimaal te detecteren signaal (signaalverschil) en P_{max} het maximale vermogen dat de ontvanger kan worden aangeboden dan is dit aantal toestanden

$$S = 1 + \frac{P_{max}}{P_{min}}$$

(de bij deze waarde van P_{min} behorende herhalingsfrequentie dient bij het volgende steeds als nevenvoorwaarden aanwezig te worden gedacht).

Daar in de praktijk de geweldige dynamiek in signalen aan de ingang van de ontvanger vrijwel niet bij de representatie tot uiting kan worden gebracht (dit geldt vooral voor P.P.I.-representatie) kunnen we ook zeggen dat het aantal waarneembare toestanden gelijk is aan twee. Immers, alle mogelijke objecten kunnen ieder voor zich wel of niet aanwezig zijn of wel of niet aanleiding geven tot een gereflecteerde energie aan de ontvanger die de min. te detecteren energie overtreft, d.w.z. er zijn twee waar te nemen toestandsmogelijkheden . . . . . $S = 2$.

Het aantal combinaties is dan S^n
en de informatie $I = n \log S$ ($S = 2$, grondtal 2)

$$I = n \text{ bits}$$

$$I = \frac{2\pi}{\vartheta_h} \frac{R_{max}}{150\,\tau} \,.\, \text{bits}$$

Is N het aantal antenneomwentelingen per minuut dan is de antenne-omwentelingstijd: $Ta = 60/N$.

De informatiecapaciteit is nu $C = I/Ta$.

$$C = \frac{2\pi N}{60.150} \,.\, \frac{1}{\vartheta_h} \,.\, \frac{1}{\vartheta} \,.\, R_{max}$$

Vullen we voor R_{max} de reeds genoemde formule 1.1. in (geldig in de vrije ruimte).

$$C = \left\{ \frac{2\pi}{9000} \sqrt[4]{\frac{\sigma_{max}}{4\pi}} \right\} \frac{N}{\vartheta_h^{3/2} \,.\, \vartheta_v^{1/2}} \,.\, \lambda^{1/2} \frac{P_t^{1/4}}{\tau} \,.\, \frac{1}{P_{min}^{1/4}}$$

$$C :: \frac{N}{\vartheta_h^{3/2} \,.\, \vartheta_v^{1/2}} \,.\, \lambda^{1/2} \frac{P_t^{1/4}}{\tau} \,.\, P_{min}^{-1/4}$$

iv. Het minimaal te detecteren signaal stellen we nu in eerste aanleg evenredig met de ontvangen bandbreedte B.

Bovendien is $B = \dfrac{1 \text{ à } 2}{\tau}$

De evenredigheid voor de informatiecapaciteit wordt dan

$$C :: N \,.\, \frac{1}{\vartheta_v^{1/2} \,.\, \vartheta_h^{3/2}} \,.\, \frac{\lambda^{1/2}}{\tau^{3/4}} \,.\, P^{1/4}$$

We zien hieruit dat we de informatiecapaciteit zo groot mogelijk maken indien we bij een bepaalde λ een zo klein mogelijke impulslengte kiezen. Teneinde een kort h.f.-impulsduur te realiseren zal het duidelijk zijn dat hiertoe een voldoend aantal trillingen zowel tijdens de opbouw als gedurende de impuls aanwezig moeten zijn. Het ligt dan voor de hand te stellen:

v. De minimaal te realiseren impulslengte is evenredig met de golflengte.

$$\tau_{min} :: \lambda :: 1/f$$

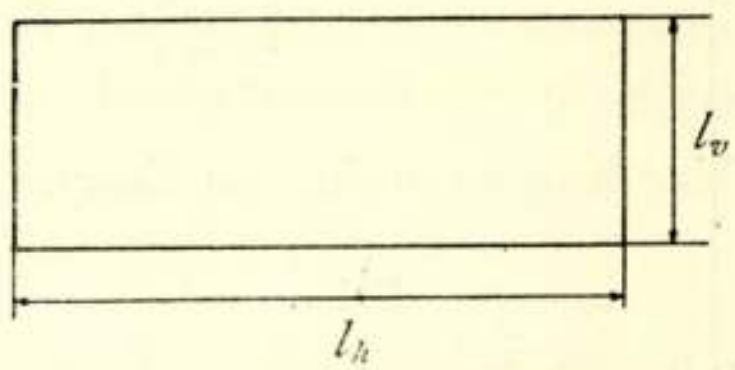
dus

$$C_{(\tau = min)} :: N \frac{1}{\vartheta_{v1/2}} \,.\, \frac{1}{\vartheta_h^{3/2}} f^{1/4} \,.\, P^{1/4}.$$

D.w.z. voeren we de frequentie op en verkleinen we antenneafmetingen zodanig dat we de antennebundelbreedte constant houden dan neemt de informatiecapaciteit toe met de vierdemachtswortel uit de frequentie.

Voeren we de antenneafmetingen in, dan is:

$$\vartheta_h :: \frac{\lambda}{l_h} :: \frac{1}{f \,.\, l_h}; \quad \vartheta_v :: \frac{\lambda}{l_v} :: \frac{1}{f \,.\, l_v}$$



en wordt de formule voor de informatiecapaciteit

$$C_{(\tau = min)} :: N\, l_v^{1/2} \,.\, l_h^{3/2} \,.\, f^{9/4} \,.\, P^{1/4}$$

D.wz. bij constante antenneafmetingen neemt de informatiecapaciteit toe met de macht negen vierde van de frequentie.

Het opvoeren van de omwentelingssnelheid van de antenne vindt zijn limitatie door de daarmede gepaard gaande toename van de herhalingsfrequentie, waardoor of het maximale gemiddelde vermogen of de maximale werkfractie wordt overschreden.

In de laatste formule moeten we bedenken dat hier een vergroting van de frequentie eveneens een verhoging van de herhalingsfrequentie eist.

Immers, is a het benodigde aantal hits/target, dan moet

$$\frac{N}{\vartheta_h} = \frac{60}{2\,\pi\, a}\, fr \quad (fr = \text{herhalingsfrequentie})$$

zijn en bij constante antennemetingen wordt ϑ_h kleiner bij toenemende frequentie.

2. Beschrijving Philips 8GR 250 8 mm radarinstallatie.

2.1. *Specificaties*

Frequentieband	34512 — 35208 MHz
Impulslengte	0,02 μsec.
Impulspiekvermogen	20 kW
Impulsherhalingsfrequentie	5000 Hz
Middenfrequentie	90 MHz
Middenfrequentie bandbreedte	50 MHz
Antenne bundelbreedte	0,3^0 (horizontaal)

Antennebundelbreedte	17° (verticaal)
Omwentelingssnelheid antenne	40 omw./min.
Indicatorscherm	30 cm diameter
Indicatorbereiken	0,3 zeemijl
	0,5 zeemijl
	1,0 zeemijl
	2,0 zeemijl
	3,0 zeemijl
	5,0 zeemijl
Voedingsspanning en frequentie	120 V, 400 Hz, verkregen uit omvormer

2.2. Opbouw.

De 8 mm radarinstallatie bestaat uit de volgende hoofdonderdelen:

a. Een kast, bevattende de zender, de ontvanger en de modulator, waarop de antenne-aandrijving en de antenne zijn aangebracht.
b. De indicator.
c. De voedingskast, waarin ook de submodulator is opgenomen.
d. De omvormer, die afhankelijk van de beschikbare netspanning en frequentie medegeleverd wordt, om de benodigde 120 V, 400 Hz te leveren.

2.3. Enige overwegingen bij de keuze van het ontwerp.

Een 8 mm radarinstallatie is in het algemeen bedoeld voor het verkrijgen van informatie op kleinere afstanden, die bepaald worden door de atmospherische demping. Deze golflengte biedt de mogelijkheid om een goede discriminatie te verkrijgen, zowel tangentiëel bij kleine antenneafmetingen, als radiëel doordat het magnetron korte modulatorimpulsen „accepteert".

1. *Tangentiële discriminatie*

Indien men de tangentiëele discriminatie beter en beter maakt door de antenne-afmetingen steeds groter te kiezen, zal op zeker moment geen zichtbare verbetering op het scherm meer waargenomen kunnen worden. Het oplossend vermogen van de beeldbuis vormt dan de begrenzing. Bij de 8GR 250 is de antenne-afmeting nu juist zo groot gekozen, dat deze maximale discriminatie bereikt wordt.

De antenne is van het „dubbele kaas" type; door een zekere afstand aan te brengen tussen de ontvang- en de zendantenne kan men de overspraak hiervan klein maken. Dit houdt in, dat met betrekkelijk weinig moeite het minimum bereik zeer goed te maken is; de voedende golfleider voor de bovenste antenne is zelfs op het scherm zichtbaar.

2. *Radiële discriminatie.*

Met het oog op het toepassingsgebied van de 8 mm radar (kleinere afstanden) is het wenselijk een kleine impulslengte te kiezen, die dus een goede radiële discriminatie tot gevolg heeft ($\approx \frac{c\tau}{2}$ meter). Bij 0,02 μsec. impulslengte bedraagt deze 4 á 5 m, hetgeen voor de praktijk enerzijds en de realisatie van modulator en ontvanger anderzijds een redelijk compromis genoemd kan worden.
Het toegepaste Philips magnetron type 7093 ontvangt de nodige spanningsimpulsen uit een „harde" modulator, die gestuurd wordt door een „zachte" stuurtrap. De keuze van dit ontwerp is gebaseerd op het feit, dat hiermede een gunstig rendement te verkrijgen is, waarop hierna verder wordt ingegaan.

Het toepassingsgebied van de 8GR 250 is, zoals eerder naar voren gebracht, speciaal bedoeld voor de kleinere afstanden, waarbij men bijvoorbeeld denkt aan vliegveldbeveiliging en rondzoekradar op nauwe vaarwateren. In deze beide gevallen is men gebaat bij een grote antenneomwentelingssnelheid, aangezien vooral op afstanden van enige honderden meters de hoeksnelheden, gezien vanaf de radarpost, groot zijn.
Om nu toch genoeg „hits per target" te verkrijgen, lag voor de hand de impulsherhalingsfrequentie hoog te kiezen, wat i.v.m. de korte impulslengte van het magnetron toelaatbaar is.

2.4. Enige toegepaste schakelingen.

Hieronder volgen enige schakelingen, die in de 8GR 250 zijn toegepast.

1. *Modulator.*

Voor het sturen van de impulstetrode P is een signaal nodig, dat verkregen wordt van de stuurtrap. Hierin zit geen kunstkabel, maar een „echte" kabel als impulsvormend netwerk, hetgeen een goede en betrekkelijk goedkope oplossing is.

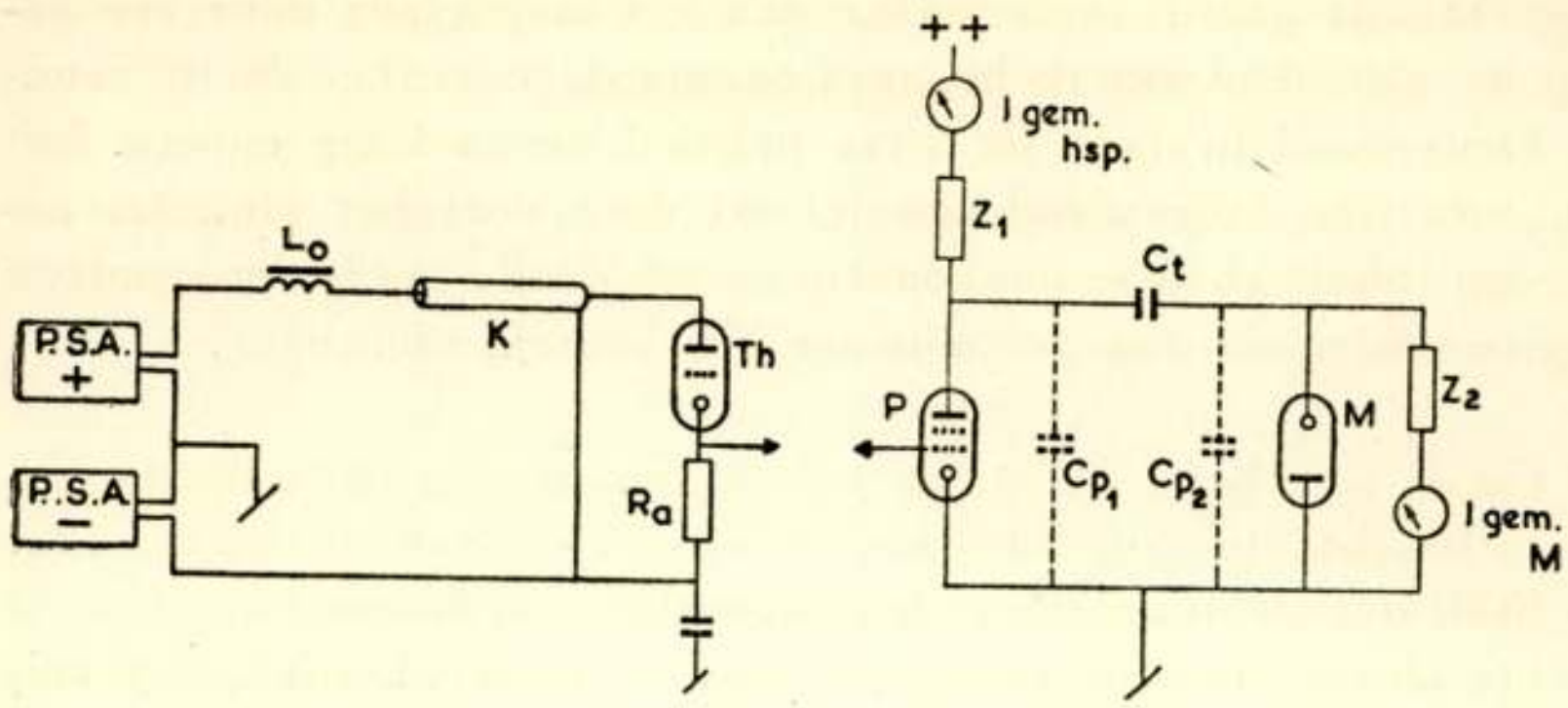


Fig. 1.

Stuurtrap (en) modulatortrap

De afsluitweerstand wordt gevormd door R_a, waarover tevens het signaal ontstaat, dat benodigd is voor de sturing van P.

Aangezien P tussen de magnetronimpulsen niet geleidend mag zijn, is het p.s.a. van de stuurtrap zo uitgevoerd, dat R_a altijd op een negatief niveau staat ingesteld. I.v.m. diverse beveiligingen bleek het noodzakelijk het p.s.a. in twee delen te splitsen, als aangegeven in fig. 1.

Verder is de stuurtrap van het conventionele type: L_0 is de oplaadsmoorspoel en Th het thyratron, dat vanuit een submodulator zijn sturing ontvangt.

De modulatortrap, welke in principe van een conventionele opbouw is, heeft als bijzonder kenmerk, dat de parasitaire capaciteiten zo gering mogelijk gehouden zijn, waarop nader zal worden ingegaan. In het modulatorcircuit treffen we aan Z_1, die bestaat uit een spoel en weerstand en die bedoeld is als scheidingsimpedantie tussen de hoogspanning (++) en het modulatorcircuit. C_t is de reservoir condensator, die een dusdanige minimale waarde dient te bezitten, dat na elke magnetronimpuls de resterende spanning op C_t slechts enkele procenten gezakt is. Een vergroting van C_t boven deze minimale waarde levert automatisch een grotere aardcapaciteit op, hetgeen ongewenst is.

Deze aardcapaciteit is gedeeltelijk verdisconteerd in C_{p1}, waarin de uitgangscapaciteit van P en bedradingscapaciteit verwerkt zit, terwijl het overige gedeelte van de C_t aardcapaciteit opgenomen gedacht is in C_{p2}, die bovendien de ingangscapaciteit van het magnetron en de bedradings- en aardcapaciteit van Z_2 bevat.

Z_2 is een circuit, dat bestaat uit een spoel en de oplaadweerstand (voor C_t); de spoel heeft als bijzondere taak de capaci-

teit van de gloeitransformator van het magnetron zoveel mogelijk te scheiden van de magnetronimpuls.

Deze spoel bestaat uit twee helften, die zodanig op een ferroxcube ring zijn aangebracht, dat deze voor het gloeistroomcircuit practisch geen impedantie vormt, doch voor de magnetron spanningsimpuls een grote impedantie betekent.

Gaan we thans na welke rol de parasitaire capaciteiten C_{p1} en C_{p2} spelen.

Stel, dat de modulator in rusttoestand verkeert.

De hoogspanning (batterijspanning ++), die we aanduiden met V_b staat op de plaat van P, C_{p1} en één zijde van de condensator C_t. M staat op 0 potentiaal evenzo C_{p2} en Z_2. Buis P staat afgeknepen door de negatieve spanning, die aan R_a is aangelegd.

Op het moment dat de modulatorbuis P geleidend geworden is, gaat C_{p1} zich ontladen over P, totdat deze de spanning E_r bereikt heeft, zijnde de restspanning over P. In ditzelfde bestek neemt de spanning over M toe tot $-(V_b - E_r)$, dat ook geldt voor C_{p2}. De lading, die C_{p2} verkrijgt, is hiervoor afgestaan door C_t.

Tijdens de magnetronimpuls raken C_t en C_{p2} een gedeelte van hun lading kwijt aan het magnetron. Dit gedeelte is zeer gering, zoals reeds eerder is opgemerkt.

Bij benadering blijft dus de spanning over M en C_{p2} tijdens de impuls gelijk aan $-(V_b - E_r)$.

Na de magnetronimpuls gaan C_t en C_{p2} zich respectievelijk opladen en ontladen.

Uit het bovenstaande volgt, dat de potentiaal van C_{p1}, afwisselend V_b (tussen de impulsen) en E_r (tijdens de impuls) bedraagt. Voor C_{p2} gelden hiervoor resp. de waarden 0 en $(V_b - E_r)$, als we hier afzien van de onbelangrijke rol, die C_{p2} als reservoir condensator tijdens de magnetronimpuls speelt.

Zoals bekend, gaat bij het opladen van een condensator van V_1 tot V_2 in de oplaadweerstand een energie verloren van $\frac{1}{2} C (V_2 - V_1)^2$.

Voor C_{p1} geldt dus, dat de hoogspanningsvoeding van impuls tot impuls $C_{p1}(V_b - E_r)^2$ hieraan afgeeft, hetgeen als zuiver verlies moet worden beschouwd.

Bij (goede) benadering geldt hetzelfde voor C_{p2}, waaraan $C_{p2}(V_b - E_r)^2$ wordt geleverd. Hieruit volgt, dat men C_{p1} en C_{p2} samen als C_p kan beschouwen, aangezien deze parasitaire capaciteiten praktisch gelijkwaardig zijn.

Het rendement van de modulator is nu te bepalen uit:

$$\eta \approx \frac{(V_b - E_r)\, I_{tm}\, \tau}{C_p\,(V_b - E_r)^2 + E_r I_{tm}\tau + (V_b - E_r) I_{tm}\tau},$$

waarin I_{tm} = piekstroom magnetron
τ = impulslengte
$E_r\, I_{tm}\tau$ = verlies in modulatorbuis

Vullen we nu de corresponderende waarden in:

V_b = 16,5 kV
E_r = 1,5 kV
τ = 0,02 μsec.
C_p = 23 pF
I_{tm} = 12 A

dan vindt men ca. 40 % als modulatorrendement.

Een contrôle hierop kan men verkrijgen, indien men de meteraanwijzingen voor $I_{gem.M}$ en $I_{gem.hsp}$ met elkaar vergelijkt.

2. *Impulscorrigerende sehakeling (octrooi aangevraagd)*

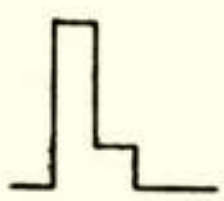


Fig 2.
Echo met staart.

Bij de 8GR 250 is een impulscorrigerende schakeling toegepast, welke tot doel heeft om eventueel optredende „staarten" achter de videoecho's tegen te gaan.

Hierbij wordt dan gebruik gemaakt van een vierpool, waarin door aftrekking impulscorrectie optreedt.

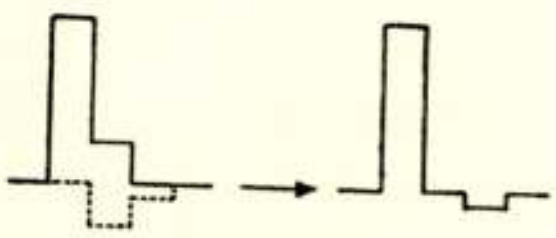


Fig. 3.
Echo met staart na inpulscorrectie.

Indien b.v. aan de impuls met staart (fig. 2) wordt toegevoerd een impuls I van gelijke vorm als in fig. 2, doch zoveel vertraagd als overeenkomt met de impulstijd, bovendien in tegenfase en met een impulsamplitude, die even groot is als de „staart" uit fig. 2, dan is het resultaat een impuls als aangegeven in fig. 3. Eventueel is deze procedure met soortgelijke vierpolen te herhalen.

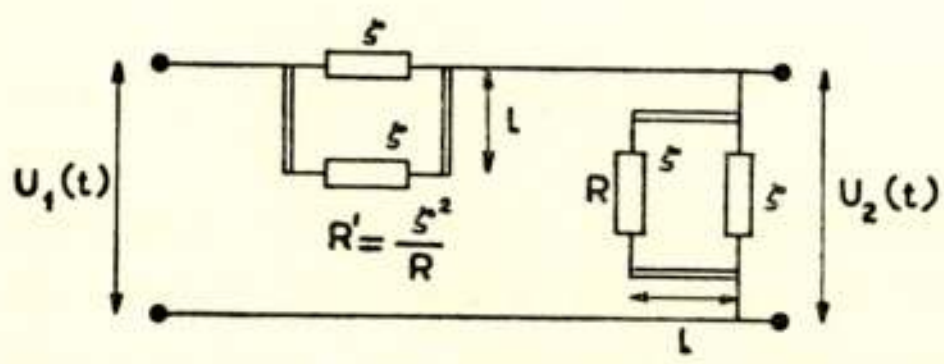


Fig. 4.
Impulscorrigerend netwerk.

De realisatie van deze vierpool is aangegeven in fig. 4.

Hierin is ζ de golfweerstand van de toegepaste (coaxiale) videoleiding.

Verder zijn hierin twee leidingen opgenomen met golfweerstand ζ en een elektrische lengte gelijk aan $\frac{\tau c}{2}$; deze leidingen zijn afgesloten met $R' = \frac{\zeta^2}{R}$ en R.

Deze schakeling heeft als ingangsimpedantie de waarde ζ.

Gaan we thans de frequentieresponsie na: stel, dat aan de ingang aanwezig is een spanning $U = U_1 \varepsilon^{j\omega t}$

De spanning aan de uitgang wordt dan $U_2 = U_1 \varepsilon^{j\omega t} \frac{Z\zeta}{(Z+\zeta)\zeta}$

indien $Z = \zeta \frac{R + j\zeta\, tg\alpha l}{\zeta + jR\, tg\alpha l}$ (verliesloze leidingen).

Beschouwen we $\frac{Z}{Z+\zeta}$ nader.

$$\frac{Z}{Z+\zeta} = \frac{\zeta(R + j\zeta\, tg\alpha l)}{\zeta(R + j\zeta tg\alpha l) + \zeta(\zeta + jR\, tg\alpha l)}$$

$$= \frac{1}{\zeta + R} \quad \frac{R + j\zeta\, tg\alpha l}{1 + j\, tg\alpha l}$$

$$= \frac{1}{\zeta + R} \quad \frac{R \cos \alpha l + j\zeta \sin \alpha l}{\cos \alpha l + j \sin \alpha l}$$

$$= \frac{1}{\zeta + R} \quad \frac{(\zeta + R)\, \varepsilon^{j\alpha l} + (R - \zeta)\, \varepsilon^{-j\alpha l}}{2\varepsilon^{j\alpha l}}$$

$$= \frac{1}{2}\left(1 + \frac{R - \zeta}{R + \zeta} \varepsilon^{-2\alpha l}\right)$$

$$\alpha = \frac{\omega}{c}, \quad \alpha l = \frac{\omega l}{c} = \frac{\omega \tau}{2}$$

Stel $\frac{R - \zeta}{R + \zeta} = k$ (kan pos. en neg. zijn),

dan wordt dus $U_2 = \frac{1}{2}\left(U_1 \varepsilon^{j\omega t} + k\, U_1 \varepsilon^{j\omega(t-\tau)}\right)$

Indien dus aan de ingangsklemmen een sinusvormige spanning wordt aangelegd, verkrijgen we aan de uitgangsklemmen de halve som van de ingangsspanning u, vermeerderd met een gedeelte (k) van u, dat τ sec. vertraagd is en wel onafhankelijk van de frequentie ω.

Voeren we nu een willekeurige spanning $U_1(t)$ aan de ingangsklemmen toe, dan zal elke Fourier-component uit het spectrum van $U_1(t)$ dezelfde vertraging ondergaan en dus kunnen we voor de uitgangsspanning $U_2(t)$ schrijven:

$$U_2(t) = \frac{1}{2}\left\{U_1(t) + k\,U_1(t-\tau)\right\}$$

In de praktijk zal dus $k(R)$ zo gekozen worden, dat het geschetste verschijnsel in fig. 3 optreedt.

2.5. *Operationele resultaten.*

Deze zijn waarneembaar op de volgende foto's.

Enerzijds blijkt hieruit, dat de 8GR 250 duidelijk het aspect van schepen weergeeft, waaruit dan direct de ligging t.o.v. het eigen schip volgt (Ship-Shape radar). Anderzijds is deze installatie ook zeer geschikt om bij vliegveldbeveiliging te worden aangewend (Airfield Surface Movement Indication radar).

Fig. 5 en fig. 6 zijn respectievelijk de geografische en de radarbeelden van de sluizen van IJmuiden.

Duidelijk zijn de geopende sluisdeuren en andere details van de Noordersluis waarneembaar.

Fig. 7 en fig. 8 geven een deel van de haven van Antwerpen weer.

Fig. 8 is samengesteld uit 11 achtereenvolgende opnamen. Ook hier zijn vele details, vooral in de buurt van het Albertdok, op de radarfoto te herkennen.

Bovendien zijn de koersen van de schepen direct af te leiden uit de echo's van de schepen zelf.

Fig. 9 geeft een opname weer van de Thames (dokkengebied Oostzijde Londen, 1000 m bereik).

Ook hier komt de definitie duidelijk naar voren, vooral wat betreft de aanlegsteigers met boten op het rechter gedeelte van de foto.

Fig. 10 toont een overzichtsfoto van het platform Schiphol, 500 m bereik. Duidelijk zijn hier de vormen van enige vliegtuigen te onderscheiden. Bovendien is een schip in de Ringvaart zichtbaar.

Manuscript ontvangen op 15 oktober 1957.

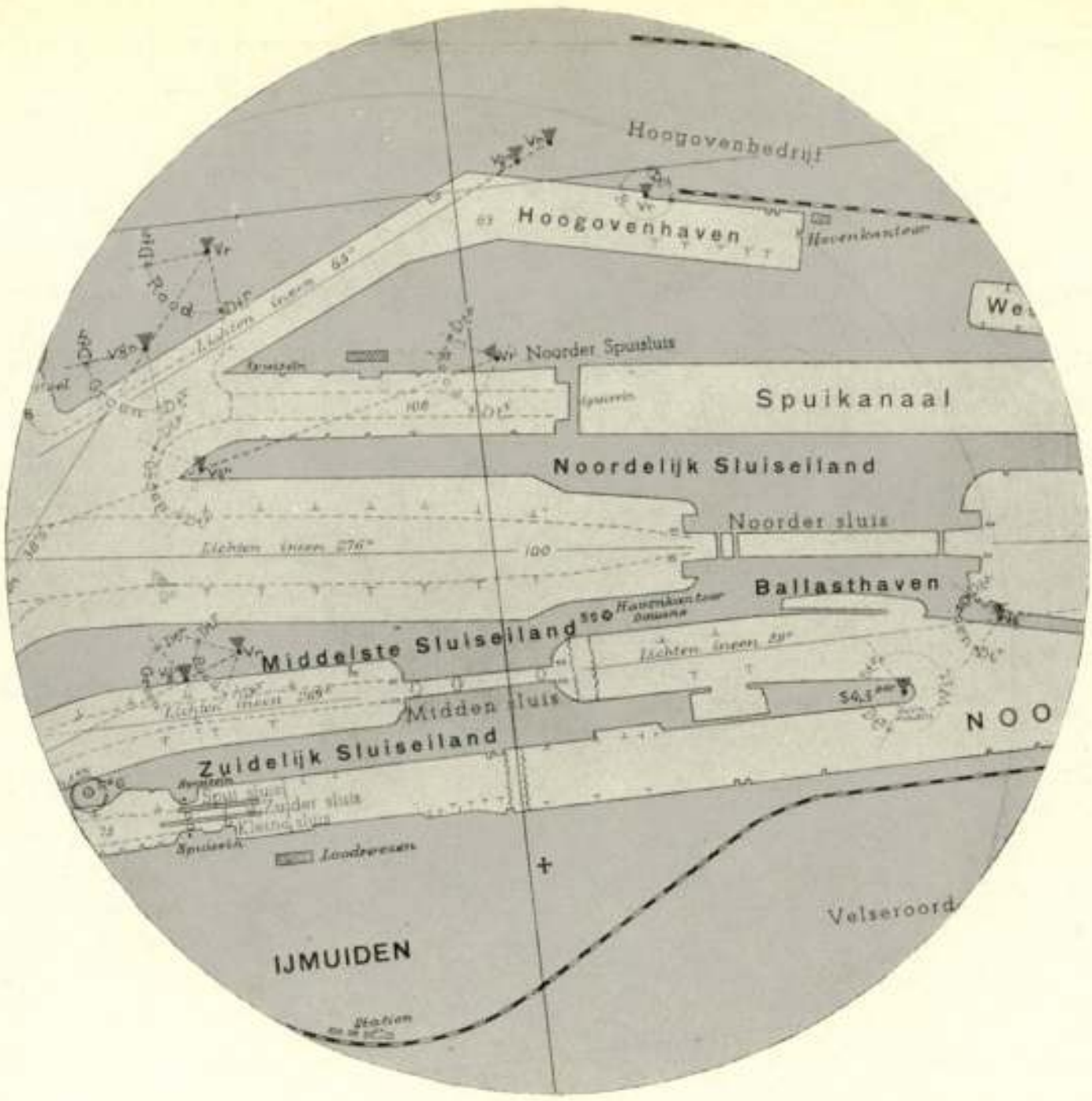


Fig. 5.
Kaart IJmuiden.

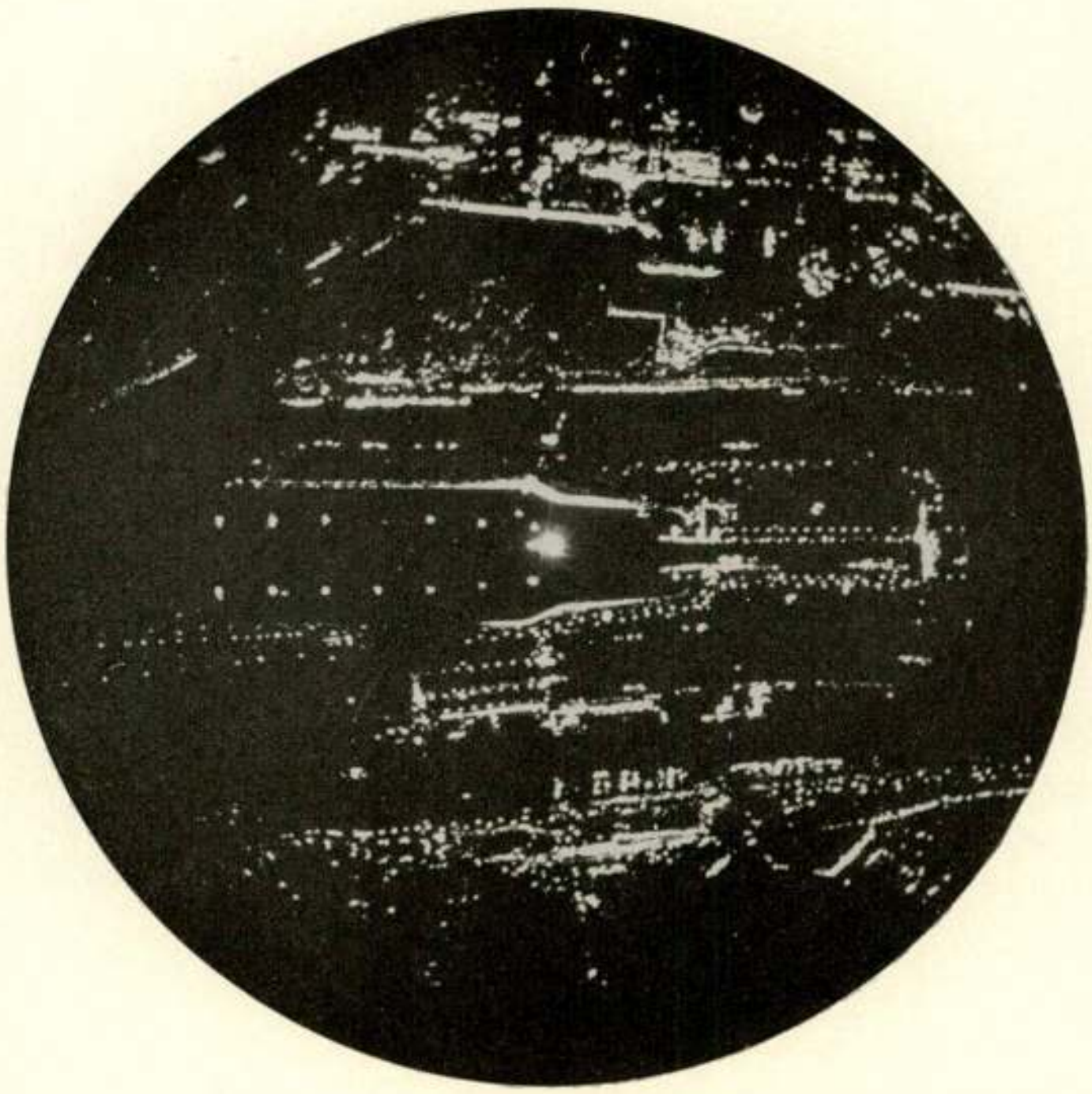


Fig. 6.
Radarbeeld op Amstelstroom van haven IJmuiden.

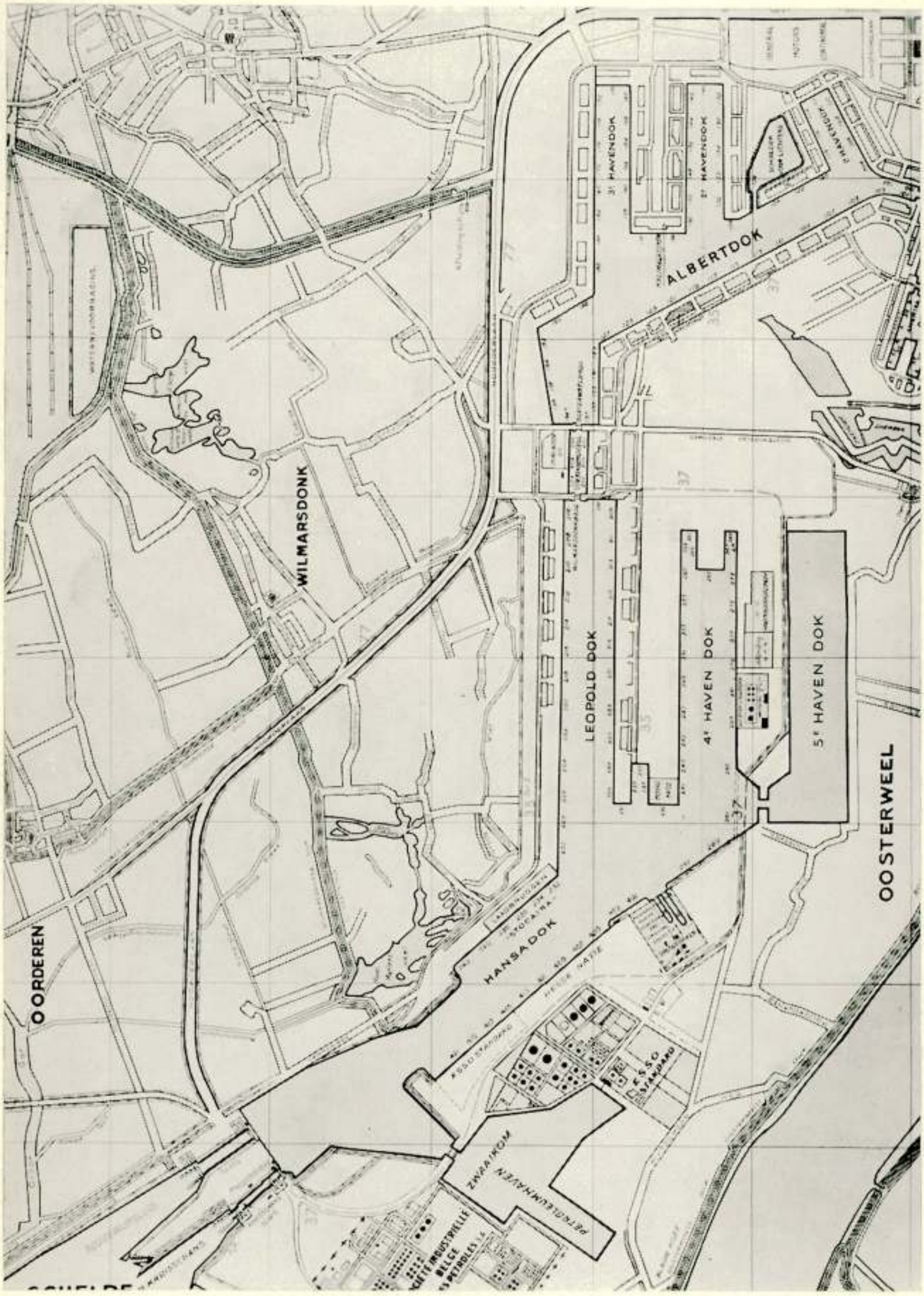


Fig. 7.
Kaart van de haven van Antwerpen.

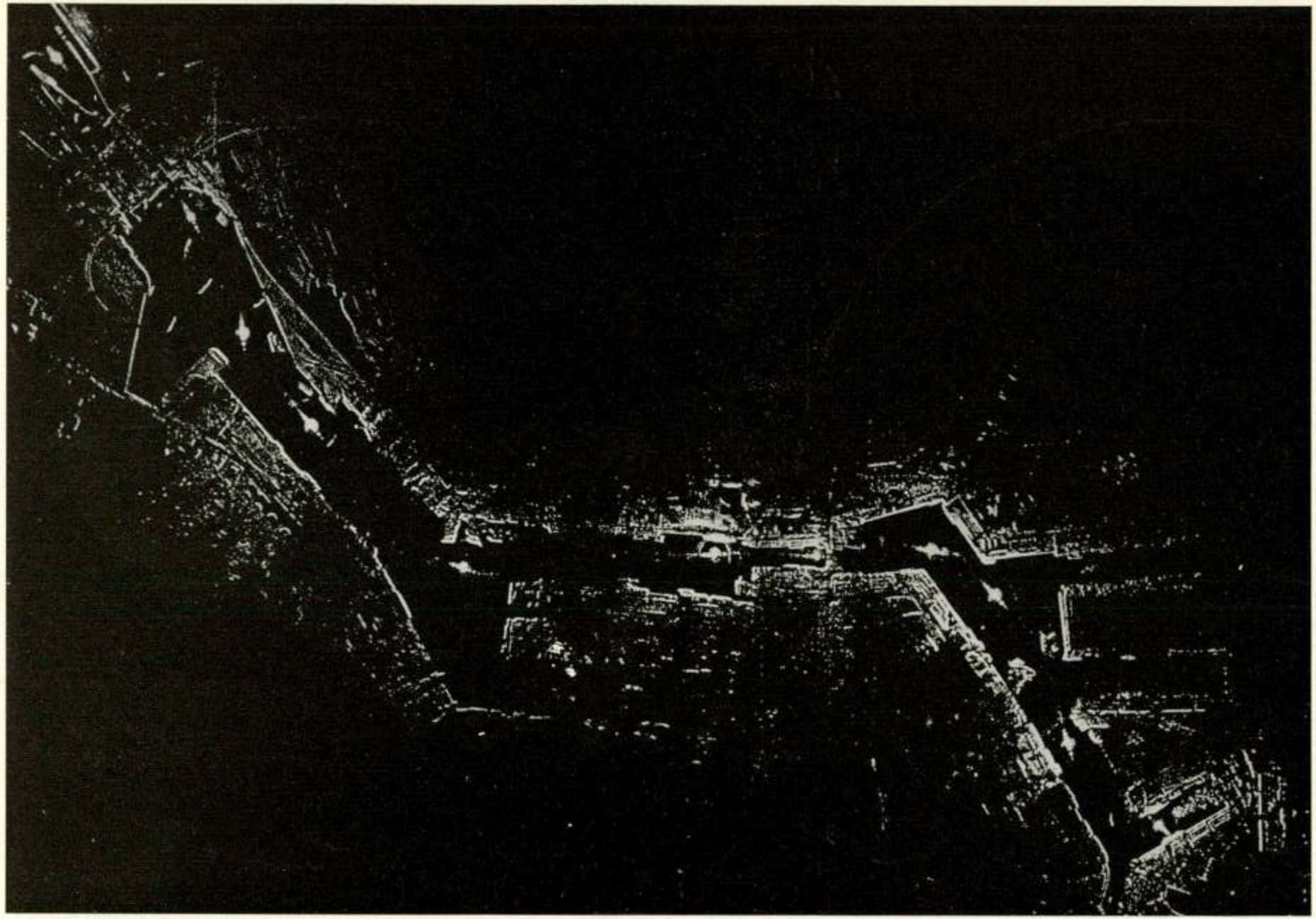


Fig. 8.
Radarmozaiek van de haven van Antwerpen.

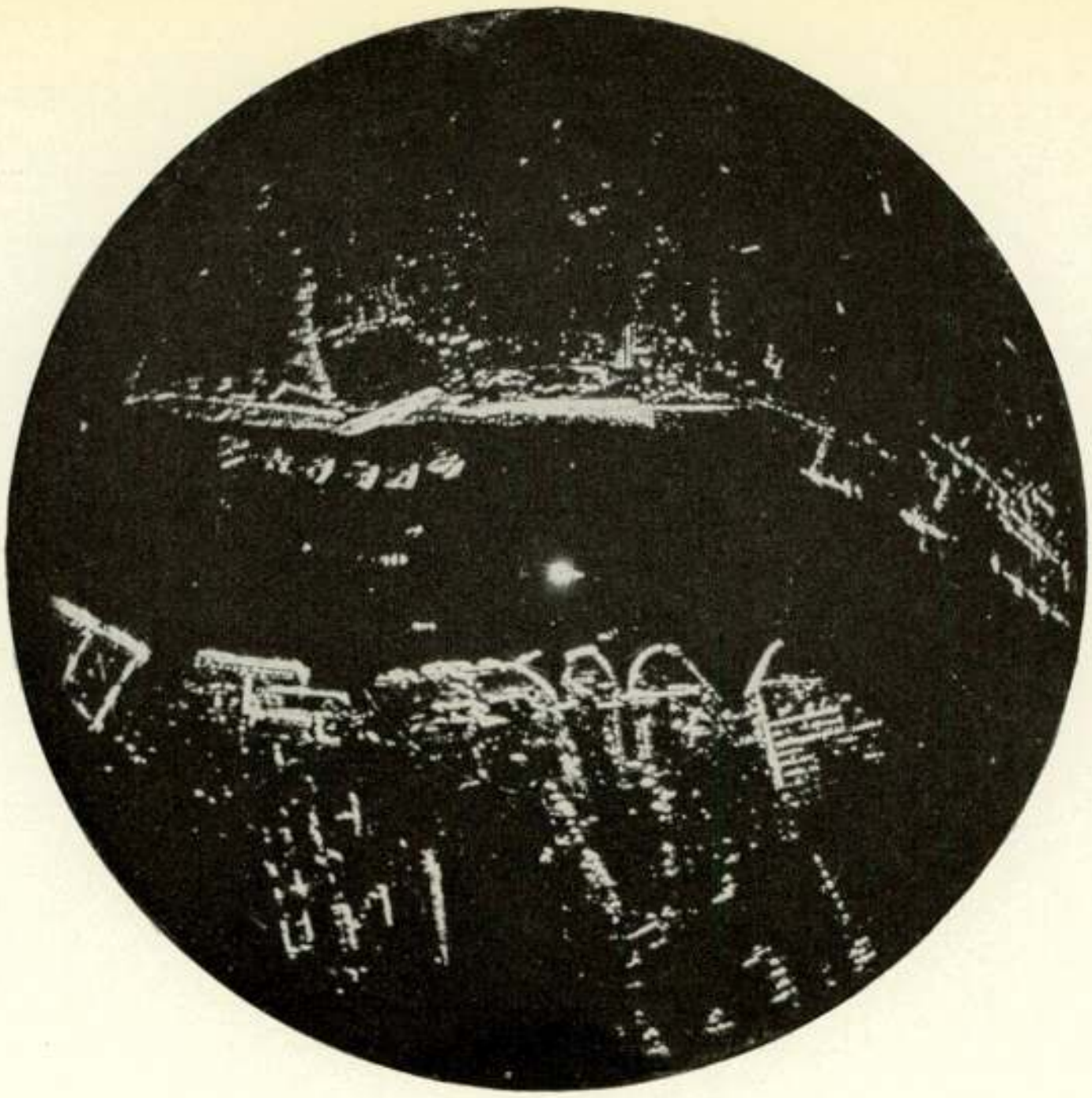


Fig. 9.
Radarbeeld dokkengebied oostzijde Londen.

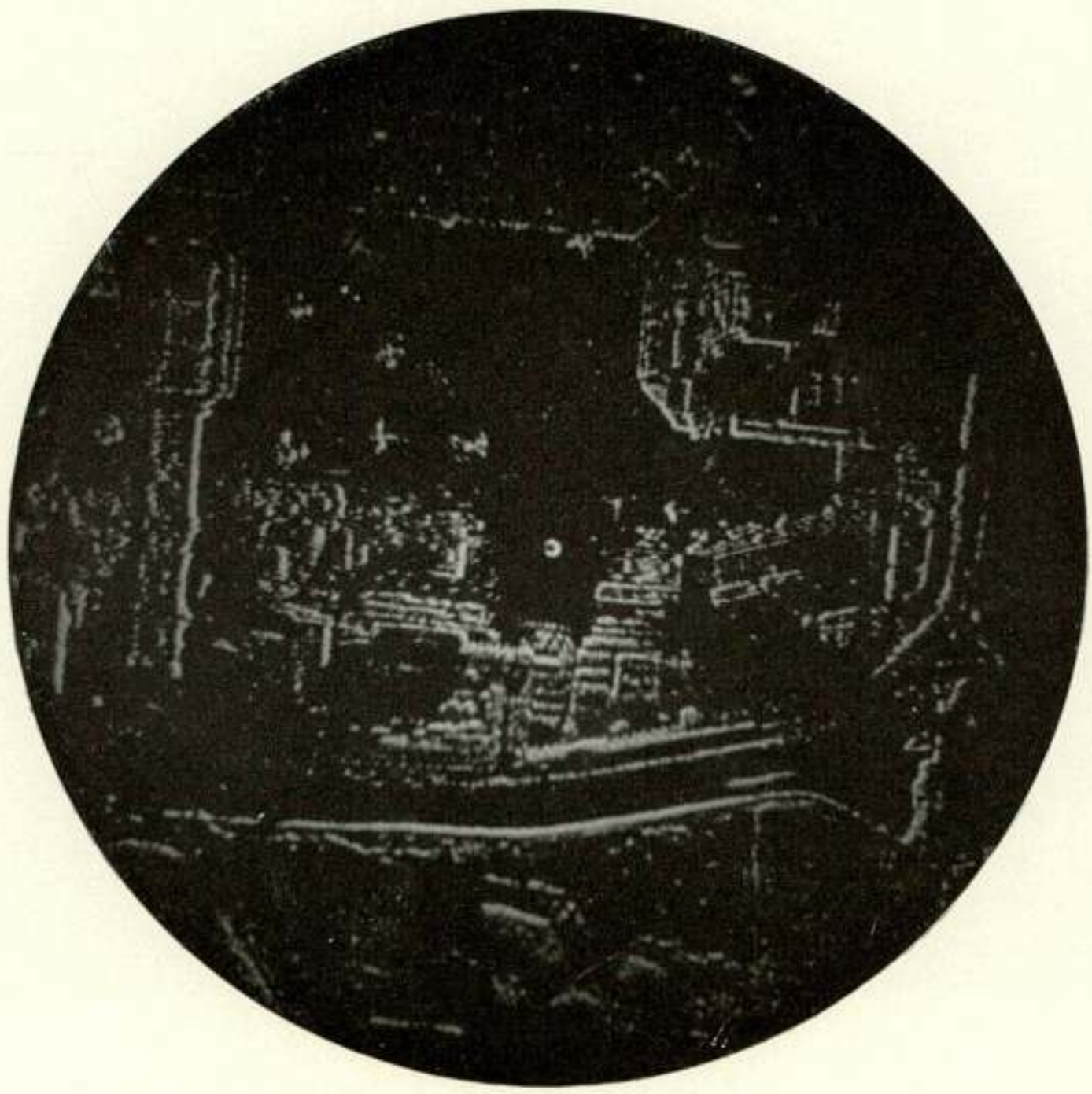


Fig. 10.
Radarbeeld platform Schiphol.
De vorm van enkele vliegtuigen is duidelijk te onderscheiden.

CONGRES INTERNATIONAL DES CIRCUITS ET ANTENNES HYPERFREQUENCES

Van 21 tot 26 oktober 1957 werd te Parijs onder auspiciën van de Société des Radio-électriciens het internationale congres: „Circuits et Antennes Hyperfréquences" gehouden. In de openingszitting werd, behalve door de voorzitters van de Société des Radio-électriciens en het organiserende comité, het woord gevoerd door L. de Broglie, die enige algemene facetten van de microgolftechniek belichtte.

Door de verschillende deelnemende landen werden totaal 166 bijdragen ingezonden die werden verdeeld over 30 werkgroepen, gerangschikt in 6 series, t.w.:

1. Algemene theorieën met betrekking tot golfgeleiders en antennes (gr. 1 t/m 5).
2. Golfgeleiders (gr. 6 t/m 12).
3. Circuitelementen (gr. 13 t/m19).
4. Toepassingen van anisotrope materialen (Ferrieten) (gr. 20 t/m 22).
5. Antennestraling (gr. 23 t/m 26).
6. Speciale antenneproblemen; stralingsmetingen (gr. 27 t/m 30).

De Nederlandse bijdragen werden geleverd door de heren Ir. J. A. Hammer *) („The evaluation of diffraction problems in aerial theory by means of an analyser for complex and Fourier series"), Ir. E. Goldbohm *) („Broadband slotted waveguide aerials" en „An automatic phase plotter for use in the near zone field of microwave aerials"), Ir. F. C. de Ronde **) („Schwingers' variational principle applied to the calculation of the radiation resistance and reactance of linear antenna in a waveguide of rectangular cross-section" en „A simple component for impedance measurements at cm and mm waves: the direct reading variable impedance") en Ir. H. G. Beljers **) (Ferrite isolators in the 8—9 mm wave band").

De bijeenkomsten werden gehouden in de zalen van het Conservatoire National des Arts et Métiers, waar tevens een kleine expositie van microgolfapparatuur was ingericht.

L. K.

STUDIEDAGEN ANALOGE REKENMETHODEN TE STRAATSBURG

Wij ontvingen de volgende mededeling ter publicatie:

Les secondes „Journées Internationales de Calcul analogique" auront lieu en 1958 à Strasbourg (France), sous les auspices de „l'Association Internationale pour le Calcul Analogique".

Primitivement annoncée pour la seconde quinzaine du mois de juin, cette manifestation a été reportée en septembre, en raison des difficultés rencontrées dans l'organisation du logement des participants.

Les séances de travail se dérouleront du lundi premier septembre au mardi 9 septembre 1958. La journée du dimanche 31 août sera réservée à la réception des participants. Une exposition de machines et de matériel relatifs au calcul analogique restera ouverte du 30 août au 10 septembre.

Les travaux des „Journées" se rapporteront aux diverses méthodes de calcul analogique (analyseurs différentiels, méthodes rhéographiques, analyseurs de réseaux, simulateurs, calculateurs soéciaux, etc...) et à leurs applications scientifiques et industrielles.

En raison de la tendance qui se marque de plus en plus, d'associer les procédés analogiques aux procédés arithmétiques, le Comité d'Organisation des Journées a décidé de consacrer une section des travaux au calcul numérique électronique, notamment en ce qui concerne ses rapports avec le calcul analogique.

Les personnes qui désirent être tenues au courant en temps utile des détails relatifs au programme de ce Congrès, ou qui ont l'intention, soit d'assister aux

---

*) Radarproefstation, Noordwijk.
**) Philips, Eindhoven.

travaux, soit d'y participer en présentant des communications, sont priées de se faire connaître en écrivant à:

Monsieur RAYMOND
Secrétaire-Délégué Général de l'Association Internationale pour le Calcul Analogique
138, Boulevard de Verdun
Courbevoie (Seine) France.

Boekbesprekingen

„Industrial Rectifying Tubes", Philips Technische Bibliotheek, deel XIII; 1957, Meulenhoff en Co, Amsterdam. Formaat 16 x 23,5, 116 bladzijden, 100 figuren. Prijs *f* 7,90.

In de reeks „Elektronenbuizen" van Philips' Technische Bibliotheek, geeft het bovenstaande boekje een aanvulling van de buisgegevens over gelijkrichtbuizen welke te vinden zijn in het „Tube Handbook".

De ontwerper van industriële gelijkrichters voor groot vermogen bestemd voor: het laden van batterijen, cinema projectie lampen en DC-boog-lasapparaten vindt in het boekje vele nuttige gegevens en verkrijgt tevens een inzicht in de werking en eigenschappen van deze gelijkrichtbuizen.

v. d. S.

Transistor A. F. Amplifiers, door D. D. Jones en R. A. Hillbourne. Uitgegeven voor „Wireless World" door Iliffe & Sons London. 152 blz. 94 afbeeldingen. Formaat 14 x 21 cm. Prijs in Engeland: 21 sh.

Na een korte introductie (hoofdstuk 1) worden in hoofdstuk 2 resp. de opbouw van een alliage-transistor, de statische karakteristieken, het vervangingsschema met berekeningen, schakelwijze van transistoren en een gelijkstroominstellingsstabilisatie van transistoren besproken.

In hoofdstuk 3 wordt dieper ingegaan op de moeilijkheden van een transistorversterker voor kleine signalen. Nadat plausibel is gemaakt dat de geaarde-emitterschakeling vaak de voorkeur verdient, wordt de koppeling van schakelingen met een condensator behandeld. Enkele bijzonderheden van de ruis van transistoren worden besproken. Het hoofdstuk besluit met een methode voor toonregeling en enige voor volumeregeling.

In het volgende hoofdstuk (4) geven de schrijvers enige overwegingen bij de opbouw van versterkers voor grote signalen. Relatief diep wordt op de vervorming van transistoren ingegaan.

Hoofdstuk 5 bevat enkele praktische schakelingen van voorversterkers voor microfoon en gramofoon.

Klasse A-versterkers is het onderwerp van hoofdstuk 6. Een eindtrap van een gehoorapparaat en twee gramofoonversterkers met resp. 2 en 4 W uitgangsvermogen worden behandeld.

De klasse B-versterkers worden in hoofdstuk 7 besproken. Schakelingen worden gegeven van een reeks versterkers met een maximaal uitgangsvermogen opklimmend van 250 mW tot 20 W. Dit hoofdstuk besluit met enkele tips ter vervolmaking van B-schakelingen, zoals een instellingsstabilisatie van de eindtrap, een „single-ended pushpull"eindtrap etc.

In hoofdstuk 9 wordt de complementaire symmetrie van pnp-npn combinaties besproken. Het boek eindigt met een overzicht over voedingsapparaten voor de besproken versterkers (hoofdstuk 10).

Voor Nederlandse lezers zal de inhoud van dit werk minder nuttig zijn dan

voor Engelse; alle schakelingen zijn aangepast aan transistoren van Engels fabricaat (G.E.C.). Het grootste deel der schema's zal echter zonder meer op transistoren van andere fabrikaten kunnen worden toegepast.

Het boek bevat een grote hoeveelheid gelijksoortige schakelingen, met weerstandswaarden en transformatorgegevens; het is volledig gericht op commerciële toepassingen i.c. gehoorapparaten en gramofoonversterkers. Voor professionele toepassingen geven de auteurs zeer weinig. Slechts een enkele maal laten de schrijvers een glimp zien van hun meer omvattende kennis.

De besproken gramofoonversterkers zijn, gezien de meetresultaten die zij geven, niet altijd aan te bevelen; vervormingscijfers van 8 en 9% zijn tegenwoordig niet meer toe te laten. Daarbij komt, dat met transistoren uitstekende versterkers zijn te bouwen, die misschien, wat eigenschappen betreft, niet superieur, maar toch in ieder geval gelijkwaardig zijn aan versterkers met buizen, zodat men uit dit boek misschien verkeerde conclusies zou trekken.

Een waarderend woord voor de schrijvers is echter wel op zijn plaats voor de eerste vijf hoofdstukken, en voor enkele opmerkingen aan het einde van de andere. De schrijvers leiden de lezers op een prettige en doeltreffende wijze in het transistorvak.

Daar deze kennis ook in andere boeken en tijdschriften is te vinden, is dit boek eigenlijk alleen van waarde voor gevorderde amateurs, die zich transistorkennis eigen willen maken. Voor deze groep kan dit werk warm worden aanbevolen.

E. E. P. P.

STUDIEDAGEN „MIKROGOLFTECHNIEK"

Te Delft worden op twee dagen in maart a.s. door het N.R.G. studiedagen georganiseerd betreffende mikrogolftechniek. Deze dagen zijn ook bedoeld voor degenen die niet dagelijks met mikrogolftechniek te maken hebben, en die zich wensen te oriënteren over de huidige stand van zaken. Het voorlopig programma is als volgt:

1e Studiedag: De mikrogolftechniek en haar technische toepassingen.
Vermoedelijke datum: Vrijdag, 7 maart 1958.

Programma:

Tijd	Duur voordracht en discussie (min.)	Spreker (s.s.t.t.)	Voorlopige omschrijving van het onderwerp
10.00—10.25	25	—	Ontvangst in de koffiekamer.
10.25—11.20	55	Schouten	Verstrooiingsmatrix; toepassingen.
11.20—12.15	55	Krul	Transmissie H_{01}-mode; diël. golfgeleiders.
12.15—13.10	55	—	Lunch in Gebouw voor Elektrotechniek.
13.10—13.50	40	v. 't Groenewout	Coax. kabels voor groot vermogen, hoge freq.
13.50—14.30	40	Botmer	Ellipt. gepolar. golven voor radartechniek.
14.30—15.00 14.30—15.10	30/40	Kleinen	Mikrogolfbuizen, alg.
15.00—15.15 15.10—15.25	15	—	Theepauze.
15.15—15.55 15.25—16.00	40/35	de Wit	TWT, groot vermogen (10W). $\lambda \approx 7{,}5$ cm.
15.55—16.35 16.00—16.35	40/35	Versnel	TWT, lage ruis, $\gamma \approx 7{,}5$ cm.

2e Studiedag: De mikrogolftechniek en haar physische toepassingen.
Vermoedelijke datum: Vrijdag, 21 maart 1958.

Programma:

Tijd	Duur voordracht en discussie (min.)	Spreker (s.s.t.t.)	Voorlopige omschrijving van het onderwerp
10.00—10.30	30	—	Ontvangst in de koffiekamer.
10.30—11.30	60	Kronig	Magn. en electr. gedrag v. stoffen bij mikr.g.freq.
11.30—12.30	60	Bremmer	Propagatie v. mikrogolven en daarmee samenhangende technische problemen.
12.30—13.30	60	—	Lunch in Gebouw voor Elektrotechniek.
13.30—14.10	40	Heineken	Brekingsind. en abs. coëff. v. gassen bij 6 mm.
14.10—14.50	40	Van Trier	Ferrieten.
14.50—15.10	20	—	Theepauze.
15.10—15.50	40	Ubbink	} MASER
15.50—16.30	40	Bölger	} MASER

Uit het Nederlands Radiogenootschap

NIEUWE LEDEN

Ir. C. Bakker, Prins Bernhardlaan 115, Leidschendam.
Ir. J. C. Dito, Prins Bernhardlaan 107, Leidschendam.
Drs. A. D. Fokker, Boshuizerkade 17, Leiden.
Ir. A. Kok, Stevinstraat 174, Scheveningen.
Ir. J. L. van Lidt de Jeude, Kievietlaan 25, Eindhoven.
Ir. A. L. M. v. Looveren, Duivelsbruglaan 44, Breda.

VOORGESTELDE LEDEN

Ir. P. J. Hooijmans, Damsigtstraat 50, Voorburg. (PTT)
Ir. A. J. Kampstra, van der Spiegelstraat 15, Den Haag. (Technisch Centrum Luchtmacht)

NIEUWE ADRESSEN VAN LEDEN

Deze zijn reeds opgenomen in de nieuwe ledenlijst, welke bij dit nummer gevoegd is.

NIEUWE LEDENLIJST

U wordt vriendelijk verzocht om te controleren of Uw naam, adres en titel juist in de nieuwe ledenlijst vermeld is. Mocht dit niet het geval zijn, dan wordt U verzocht dit te berichten aan de Secretaris van het Nederlands Radiogenootschap, Prins Bernhardlaan 77, Voorburg.

Dit nummer werd gedrukt op 10 februari 1958.