

Tijdschrift van het Nederlands Radiogenootschap

DEEL 21 No. 4

JULI 1956

Recente ontwikkelingen van scheeps-richtingzoekers en geleidebakens

door C. B. Broersma *)

Voordracht gehouden voor het Nederlands Radiogenootschap op 15 dec. 1955.

SUMMARY

Navigation on board ships can be divided in three different categories.

1. Oceanic Navigation.
2. Landfall Navigation.
3. Narrow water Navigation.

Distinct electronic navigational aids are most suitable for each of the three above mentioned categories.

Some modern developments especially related to improved Direction Finding technique and Course Beacons are described in more detail.

1. *Inleiding.*

De navigatie aan boord van schepen kan — zeer globaal — worden verdeeld in drie verschillende fasen:

De eerste fase is die der Oceaan-navigatie. Het schip bevindt zich dan ver van kusten. Deze fase wordt gevolgd door een tweede, welke door de Engelsen zo typisch wordt gekenmerkt met het begrip „landfall”. Dit is de periode die, om de gedachte te bepalen, begint op een afstand van 200 mijl van een kust; deze fase strekt zich uit totdat men — ruwweg — de kust genaderd is tot een afstand van ongeveer 10 mijl.

Hierna volgt een derde periode welke men zou kunnen noemen navigatie in nauwere en nauwe vaarwateren.

Gedurende deze drie verschillende fasen zijn de eisen welke aan de navigatie gesteld worden, verschillend.

*) Directeur Radio Holland N.V., Amsterdam.

Het is duidelijk dat een zeer nauwkeurige positie bepaling midden op de Oceaan van veel minder belang is dan wanneer men zich in een nauw vaarwater bevindt.

Dienovereenkomstig zijn er dan ook navigatie hulpmiddelen ontwikkeld die, al naar gelang van de behoefte, van elkaar verschillen.

Om bij de Oceaan-navigatie te beginnen:

Naast de klassieke methode van zon- en sterbestek, met als verder hulpmiddel het kompas en de snelheidsmeting, treft men thans aan het Loran systeem en het Consol systeem. Op deze systemen wordt niet verder ingaan, aangezien zij reeds uitvoerig bij vroegere gelegenheden werden besproken. Beide zijn plaatsbepalingssystemen welke bij uitstek geschikt zijn voor grote afstanden. Zij geven beide een nauwkeurigheid welke voldoende is voor Oceaan-navigatie doch welke onvoldoende is voor het navigeren in de nabijheid van een kust.

Naast deze, thans reeds zeer bekende en veel gebruikte systemen, is men bezig aan de ontwikkeling van andere langeafstand systemen (Rana, Navaglobe etc.).

Een bezwaar, van zowel Loran als Consol, is dat zij niet wereld omvattend zijn.

Bij oceaan-navigatie wordt vanzelfsprekend de radar gebruikt als anti-aanvaringsmiddel.

Gedurende de tweede fase, die der „Landfall”, is de richtingzoeker nog het meest waardevolle elektronische hulpmiddel.

Hier begint echter ook de radar als plaatsbepalingsmiddel een rol te spelen welke steeds belangrijker wordt naarmate men meer radar-informatie op het scherm zal krijgen.

Naast deze twee hulpmiddelen kan men in bepaalde gebieden groot nut hebben van het Decca systeem. Decca is het meest nauwkeurige plaatsbepalings systeem dat thans bekend is. Men kan het echter nog niet overal gebruiken daar slechts beperkte gebieden op aarde van Decca stations voorzien zijn.

Tenslotte zijn in de laatste fase, die der navigatie in nauwe vaarwateren, radar, geleidebakens en Decca (beperkt) van het eerste belang, doch ook de richtingzoeker blijkt hiervoor vaak van grote waarde te zijn.

Van alle tevoren genoemde navigatie hulpmiddelen is men op

het schip afhankelijk van de werking van apparatuur, opgesteld aan de wal, behalve radar.

Het meest „wereldomvattende” hulpmiddel is de richtingzoeker, daar men langs alle kusten der aarde, in meerdere of mindere mate, radio-bakens aantreft, welke met een richtingzoeker gepeild kunnen worden.

Alle andere plaatsbepalings systemen zijn nog betrekkelijk beperkt daar grote delen der aarde niet bereikt worden door Loran, Consol of Decca systemen.

Terzijde zij nog gememoreerd dat de dieptemeting door middel van het echolood eveneens voor de navigatie van groot belang is.

Vandaag worden uit de hierboven opgesomde navigatie-hulpmiddelen enkele grepen gedaan en wel speciaal zullen scheepsrichtingzoekers en geleidebakens nader onder de loupe worden genomen.

2. Richtingzoekers.

Teneinde de peilnauwkeurigheid te vergroten van de „minimum” richtingzoeker volgens het Bellini Tosi principe, heeft men een „visuele indicator” ontwikkeld.

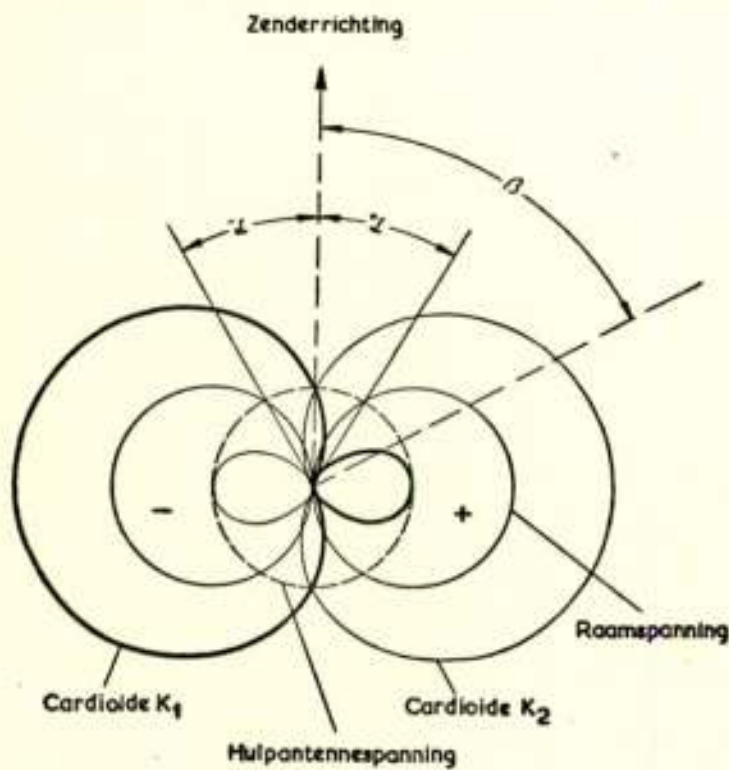


Fig. 1.
Diagrammen Telefunken
visuele peiler.

De visuele indicatie wordt in principe als volgt verkregen: (zie fig. 1).

De spanning welke geïnduceerd wordt in de zoekspoel van de goniometer (raamspanning) wordt gevoegd bij de spanning afkomstig van een verticale antenne (hulpantennespanning).

De zoekspoel wordt periodiek (met een freq. van ca. 45 per/sec) omgeschakeld, zodat de resulterende „Cardioide spanning” met een frequentie van 45 p./s. van fase verandert. Gedurende 1/90 sec. treedt de resulterende

Cardioide K_1 op en gedurende een volgende 1/90 sec. treedt de Cardioide K_2 op.

De resulterende geïnduceerde spanningen zijn tijdens de beide

perioden van de omschakeling slechts gelijk in de richting aangegeven met „Zenderrichting.”

Wordt de zoekspoel gedraaid over een hoek a dan wordt de ene cardiodespanning nul terwijl de andere groter wordt.

Voor het verkrijgen van de visuele indicatie wordt gebruik gemaakt van de gelijkheid van beide cardiodespanningen in een bepaalde stand van de zoekspoel.

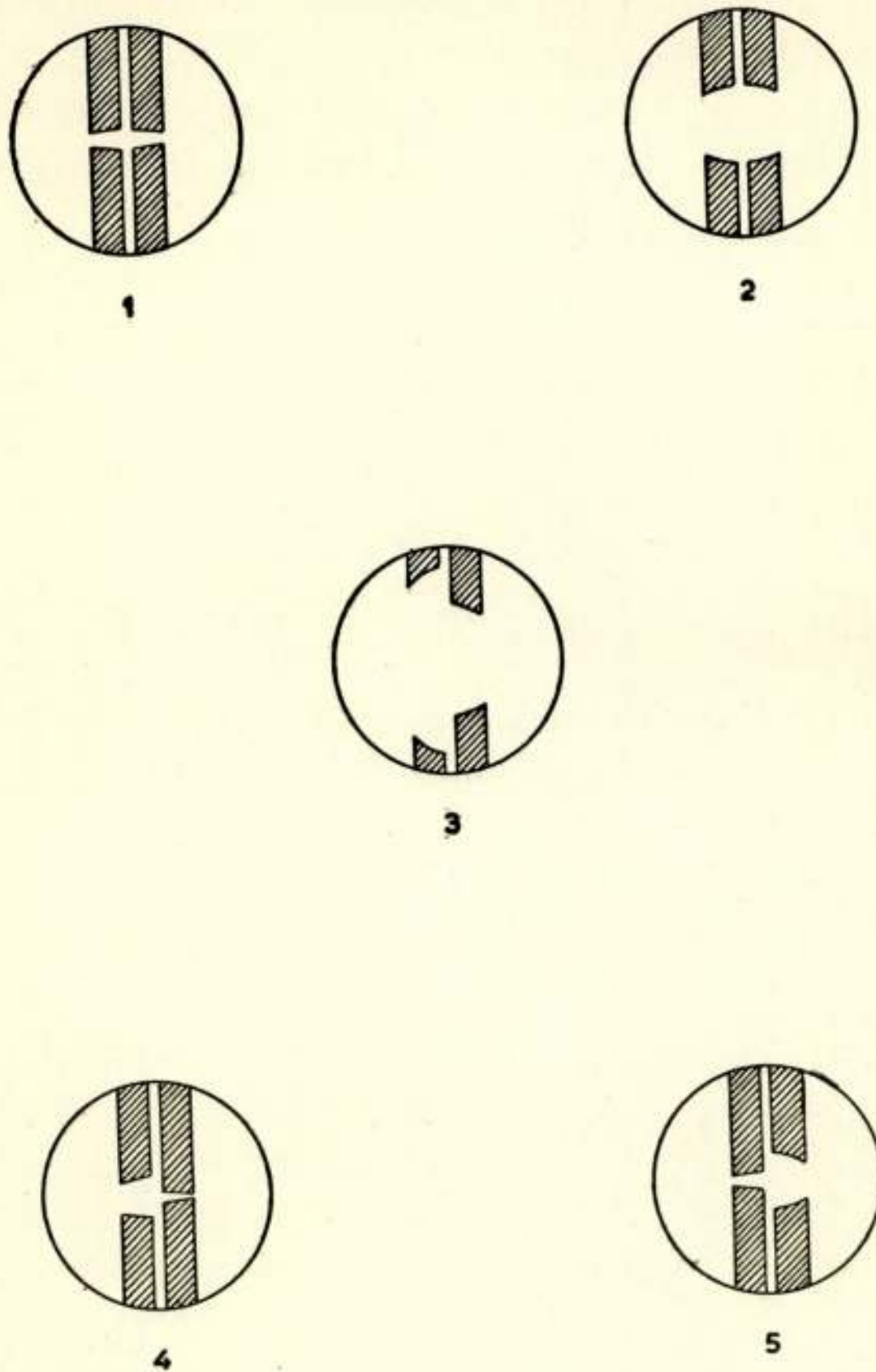


Fig. 2.

Indicatie-patternen visuele peiler.

Een optimum indicatiegevoeligheid wordt verkregen indien de verhouding tussen raamspanning en hulpantennespanning zodanig wordt gekozen dat de hoek a circa 16° bedraagt.

De raamspanning wordt periodiek omgeschakeld door middel van vier in een brugschakeling aangebrachte germaniumdioden waarvan het al of niet geleidend zijn wordt gestuurd door

een blokspanning, afkomstig van een multivibrator-schakeling. Dezelfde blokspanning wordt gebruikt om ervoor te zorgen dat, synchroon, de twee cardioidenspanningen, na versterking en gelijkrichting, gevoerd worden, ieder afzonderlijk, naar twee verschillende electrodensystemen van een visuele indicator. Deze produceert naast elkaar twee verticale lichtbanden welke in het centrum voorzien zijn van een schaduwsector. Draait men nu voor het verrichten van een peiling aan de zoekspoel van de goniometer dan zal bij een willekeurige stand dezer zoekspoel de lengte der schaduwsectoren niet gelijk zijn (fig. 2-3), doordat de cardioide-spanningen verschillend zijn. In de peilrichting zijn de cardioide-spanningen gelijk en wordt de lengte der schaduwsectoren gelijk (fig. 2-1, bij grote veldsterkte en fig. 2-2, bij kleine veldsterkte). Fig. 2-4 en 2-5 geven de patronen weer ten dienste van de „sense” bepaling.

Voor een peilnauwkeurigheid van $\pm 1^\circ$ zijn bij deze richtingzoeker de volgende veldsterkten nodig:

Zichtpeilingen: circa 1 microvolt per meter.

Gehoorpeilingen: circa 1,8 microvolt per meter.

Voor een absoluut minimum dat zich uitstrekt over 1° wijzerverdraaiing moeten de veldsterkten voor resp. zicht- en gehoorpeiling 10 en 18 microvolt per meter bedragen.

Het internationale radiobakenplan is gebaseerd op het nemen van radiopeilingen bij een veldsterkte van 50 microvolt per meter. Deze richtingzoeker komt hier dus royaal boven uit.

Hetzelfde geldt voor een tweede type, eveneens recent ontwikkeld, dat berust op het principe van Watson Watt. (zie fig. 3). De spanningen geïnduceerd in twee loodrecht op elkaar opgestelde raamantennes, (R_L en R_Q) welke een gelijke effectieve hoogte hebben, worden via twee afzonderlijke versterkers (V_L en V_Q) gevoerd naar de horizontale resp. verticale afbuigplaten (P_Q resp. P_L) van een kathodestraal oscillograaf. Het is duidelijk dat indien amplitude en phase van de beide spanningen gelijk zijn, een rechte lijn wordt beschreven op het scherm van de kathodestraal oscillograaf, welke dan direct de richting van het gepeilde baken aangeeft (hoek P in fig. 3).

De goede werking van dit type richtingzoeker is echter primair afhankelijk van een nauwkeurig gelijke versterkingsgraad der beide versterkers en van een nauwkeurige phase-gelijkheid. Ongelijkheid van de versterkingsgraad van de ene versterker t.o.v. de andere geeft aanleiding tot een fout in de peiling.

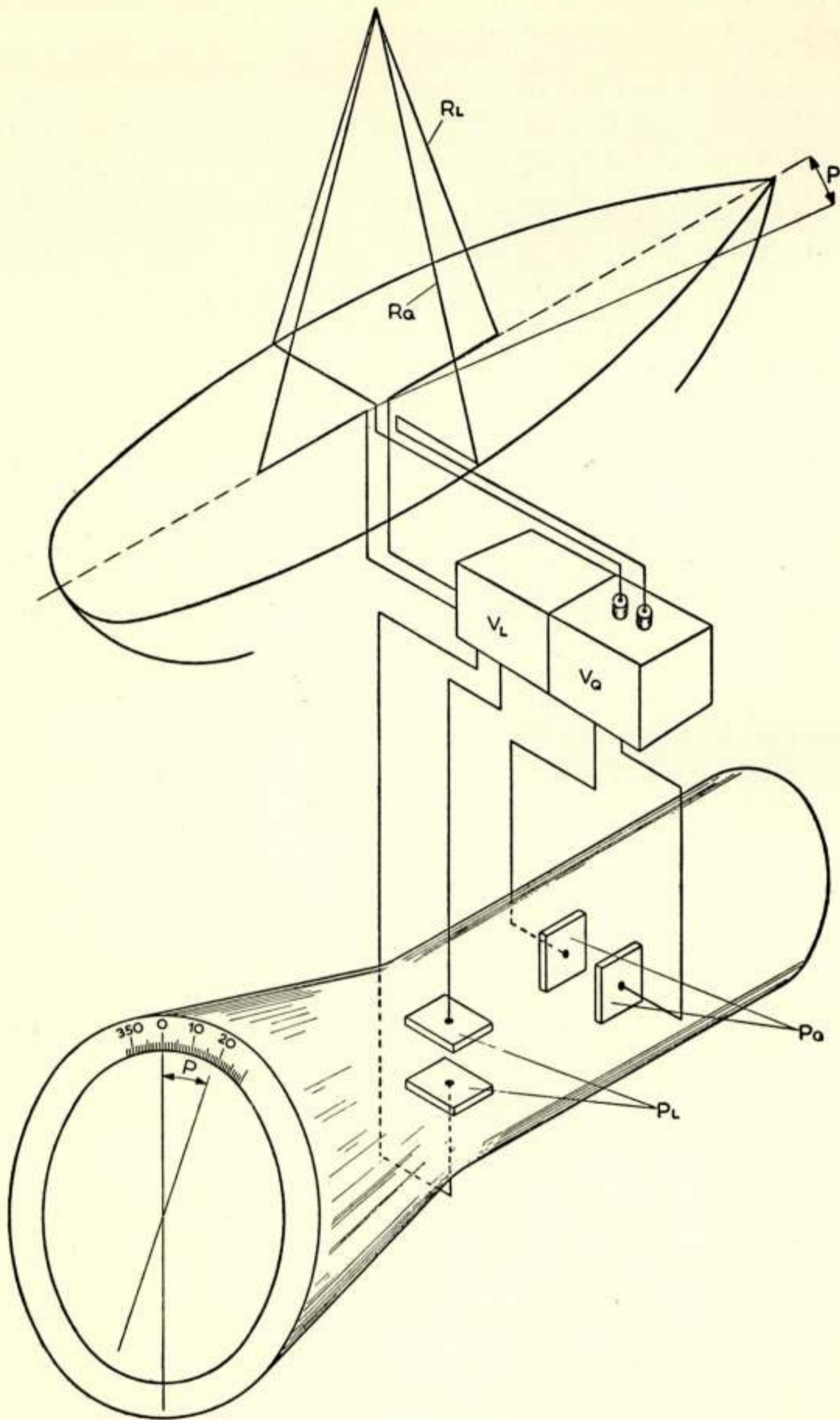


Fig. 3.

Principe „Watson-Watt” richtingzoeker.

Ongelijkheid van de phase verhoudingen geeft aanleiding tot een ellips op het scherm.

Het is dus noodzakelijk dat voor het nemen van een peiling

de amplitude en phase verhoudingen gecontroleerd worden. Dit geschiedt met behulp van een ingebouwde oscillator, door het instellen van twee regelorganen, één voor de versterkingsgraad en de andere voor de phaseverhouding.

Indien men hierna op de peilstand overgaat, worden de gemaakte instellingen geblokkeerd zodat deze niet meer ontregeld kunnen worden. De betreffende uitvoering van dit toestel is tamelijk gecompliceerd doordat men — om praktische redenen — vier maal overgaat tot frequentie transformatie.

In principe worden hierbij de spanningen afkomstig van de twee verschillende raamantennes welke dezelfde frequentie hebben, getransformeerd tot 2 verschillende frequenties welke dan gezamenlijk door een weerstandsversterker worden gevoerd, om later weer gesplitst en vervolgens weer getransformeerd te worden tot gelijke frequenties.

Het tijdelijk samenbrengen der twee kanalen in één gemeenschappelijk versterker is noodzakelijk teneinde de uitgangsspanning te kunnen regelen ten dienste van het instellen van de juiste lengte van de peillijn.

Zoals ook bij de Bellini Tosi richtingzoeker het geval is, kan de kwadrantale fout bij de richtingzoeker volgens het Watson Watt principe worden gecompenseerd.

Bij het vervangen van de kathodestraalbuis moet het apparaat opnieuw gecalibreerd worden omdat de peilnauwkeurigheid vanzelfsprekend afhankelijk is van de „Afbuiggevoeligheid” der betreffende kathodestraalbuis.

Nachteffect kan bij dit type richtingzoekers spoedig worden waargenomen doordat de peillijn dan zal vervormen tot een „nauwer of breder wordende” ellips.

De lange as van deze ellips geeft dan de peilrichting weer.

Men kan met deze richtingzoeker ook twee bakens gelijktijdig peilen. Men krijgt dan op het scherm een parallellogram waarvan ieder der twee paren evenwijdige zijden de richting aangeven.

Zoals reeds in de inleiding vermeld heeft de richtingzoeker voor scheeps navigatie thans grote waarde tijdens de periode van de z.g. „Landfall”.

Door de grote „gevoeligheid” van de hier beschreven nieuwe ontwikkelde typen, is de afstand waarop men van een zeker baken een betrouwbare peiling kan krijgen, vergroot.

Bij de richtingzoeker bevindt zich het richtingbepalend element dus aan boord van het schip en wordt gebruik gemaakt van alzijdig stralende bakens aan de wal.

3. Geleidebakens.

Bij de volgende categorie navigatie hulpmiddelen, die der geleidebakens, bevindt zich het „richting-bepalende element” aan de wal terwijl aan boord van het schip gebruik gemaakt wordt van een niet richtinggevoelige ontvanger.

De geleidebakens zijn in eerste instantie korte afstand navigatie hulpmiddelen.

Een drietal typen wordt hier beschreven.

Het eerste type werd ontwikkeld in Frankrijk door de „Service des Phares et Balises” en werkt op frequenties van ongeveer 300 kc/s. Het antennesysteem van dit bakentype bestaat uit een combinatie van een raamantenne en een verticale antenne. De verticale antenne wordt in een bepaald ritme gevoed in phase, dan wel in tegen-phase t.o.v. de raamantenne.

Hierdoor ontstaan 2 cardioide-vormige stralings diagrammen

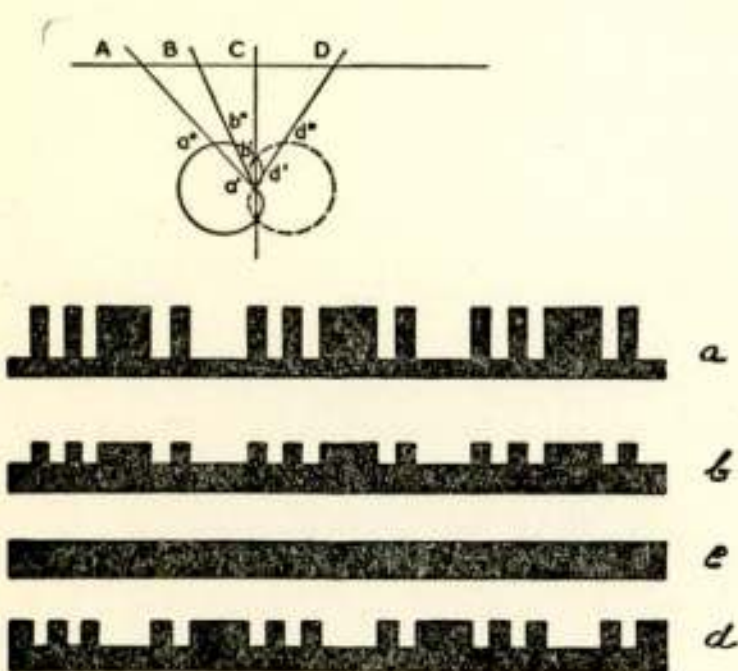


Fig. 4.

Principe raamantenne bakens.

zoals aangegeven in fig. 4. Indien een waarnemer zich op de lijn van *A* naar *D* begeeft, dan neemt hij op de punten *A*, *B*, *C*, *D* signalen waar, als aangegeven bij *a*, *b*, *c* en *d* respectievelijk.

In dit voorbeeld wordt gesleuteld met de complementaire morseletters *F* en *L*; iedere combinatie kan natuurlijk gekozen worden. De koerslijn loopt over het punt *C*. In deze richting is het signaal constant. Door een bepaalde verhouding van de

voedingsstromen naar verticale- en raam-antenne te kiezen heeft men de bundelscherpte in de hand.

Een praktisch voorbeeld van een zodanig bakens met een smalle bundel van 4 boog-minuten is het volgende :

2 kW bakens, raamoppervlak 620 m², raamstroom 10 amp.; verticale antenne 27 meter, antennestroom aan de voet 0.65 amp. Dit bakens heeft op een afstand van 10 mijlen een breedte van de equisignalsector van 25 meter.

Men heeft ook proeven genomen in het gebied van 3 Mc/s, doch hinderlijke reflecties van het omliggend terrein gaven voor de praktijk geen bevredigende resultaten.

Een verwante ontwikkeling heeft men in Zweden uitgevoerd.

Men heeft hier gebruik gemaakt van twee loodrecht op elkaar geplaatste ramen waarvan het ene raam met een constante stroom wordt gevoed en het tweede raam met een stroom welke in een bepaald ritme gewijzigd wordt in gelijke fase dan wel in tegenfase. Voor het principe wordt verwezen naar fig. 5. De stralingsdiagrammen 1 en 3 ontstaan beurtelings als resultante in het ritme van het aangelegde signaal. In het voorbeeld is dit een punt-streep signaal. In het vlak van de raamantenne met de kleinste effectieve hoogte geeft dit aanleiding tot een continu-signaal. Ter weerszijden hiervan ontstaan hetzij punten, hetzij strepen. De veldsterkten in de richting van max. straling der beide antennes hebben een hoekverschil van 90° .

De koerslijn bevindt zich in de richting van maximale straling van die antenne welke het kleinste veld opwekt.

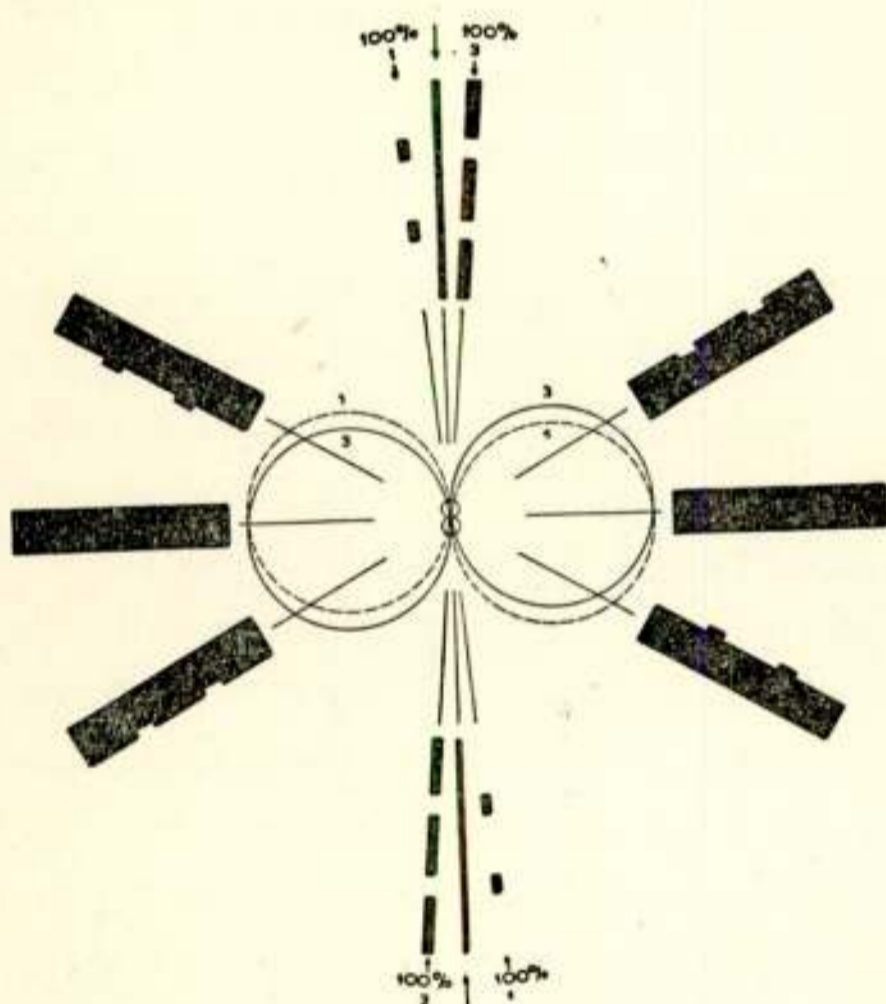


Fig. 5.

Principe Kruisraam Baken.

Het beschreven voorbeeld wordt gesleuteld in een streep-punt ritme.

Naast bovengenoemde twee verwante systemen wordt nog een Zweedse ontwikkeling genoemd en wel die van het „roterend spreekbaken” der A.G.A. Dit baken werkt in het V. H. F. gebied (± 160 Mc/s).

Het antenne systeem bestaat uit 2 scherp gerichte Yagi-systemen waarvan de hoofdbundels gericht zijn in 2 richtingen welke nauw-

keurig 180° verschillen. In fig. 6 zijn zij aangegeven met 2 en 3.

Deze Yagi-antennes roteren eenparig. Boven deze 2 antennes is een 3de antenne opgesteld, een z.g. „maskeerantenne”, aangegeven met 1, welke gelijktijdig met de Yagi's met dezelfde snelheid eenparig draait.

De maxima en de minima van het stralingsdiagram van deze maskeerantenne zijn in richting 90° verschoven t.o.v. resp. de maxima en minima van de Yagi's.

Op de functie van de maskeerantenne wordt later teruggekomen. De richting informatie wordt verkregen met de Yagi's.

Terwijl deze eenparig ronddraaien wordt de zender waarmee zij verbonden zijn gemoduleerd met spraak en wel in de vorm: nul-één, nul-twee, nul-drie, nul-vier etc., hetgeen de code informatie vertegenwoordigt: 10^0 , 20^0 , 30^0 40^0 .

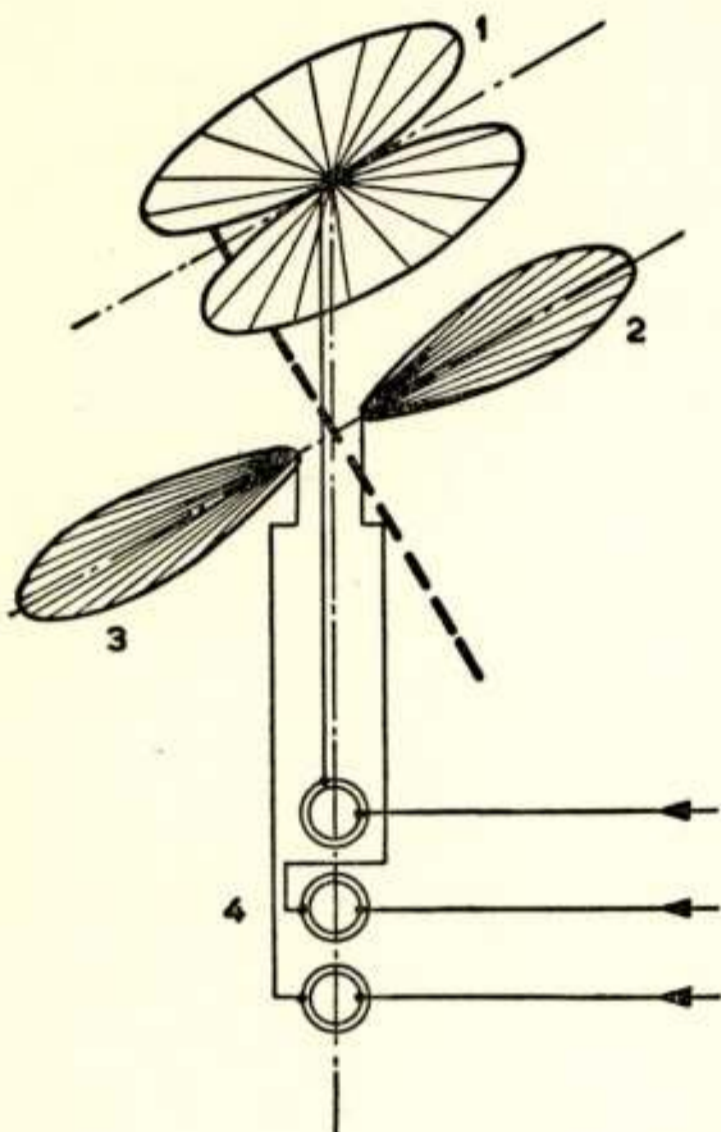


Fig. 6.

Principe A.G.A. roterend
V.H.F.-baken.

De twee Yagi's geven niet hetzelfde signaal doch op het ogenblik dat de ene Yagi besproken wordt met bijv. nul-één, (10^0), wordt de andere Yagi besproken met één-negen (190^0), gelijktijdig wordt dus in twee richtingen spraakinformatie gegeven met getallen die 180^0 verschillen. Bevindt men zich dus binnen het bereik van dit baken, dan zal men in een normale VHF ontvanger, op het ogenblik dat de hoofdbundel naar de plaats van de waarnemer gericht is, een getal vernemen, waardoor de richting bekend is. De maskeerantenne wordt gevoed door h.f. stroom van dezelfde frequentie, doch gemoduleerd met een l.f. toon van 150 p/s welke zeer rijk is aan harmonischen. Zij heeft tot doel om een sterke stoor-
toon te produceren gedurende de

tijd dat de hoofdbundel van de yagi's niet over het waarnemingspunt loopt. Hiermede worden valse waarnemingen t.g.v. de zijlussen van de yagi's voorkomen; immers op het ogenblik dat men t.g.v. een nevenlus een verkeerde waarneming zou kunnen krijgen wordt men hevig gestoord door het maskeer-sig-naal.

De drie antennesystemen zijn op een gemeenschappelijke mast opgesteld welke door een motor worden aangedreven. De drie zenders hebben een gemeenschappelijke kristaltrap welke zich splitst in drie kanalen die na passende versterking, afzonderlijk gemoduleerd worden.

De „2 bakenspraakzenders” hebben een uitgangsvermogen van 5 Watt, de „maskeerzender” heeft een uitgangsvermogen van 50 Watt.

Tijdmetingen met impulsen in de radartechniek

door C. le Comte *)

Voordracht gehouden voor het Nederlands Radiogenootschap op 20 febr. 1956

SAMENVATTING

In deze voordracht wordt een in de radartechniek toegepaste inrichting voor het meten van korte tijden nader onderzocht.

De beschreven inrichting vindt vooral daar toepassing, waar snel veranderende tijden moeten worden gemeten met weinig tijdverlies, en desgewenst automatisch. Nagegaan wordt, welke nauwkeurigheid bij dit systeem bereikt kan worden.

1. Inleiding.

Radarsignalen kunnen ons inlichtingen verschaffen over de plaats van een voorwerp in de ruimte. We willen ons hier alleen bezighouden met het bepalen van de *afstand* van het gedetecteerde voorwerp tot het radartoestel. Dit afstandsgegeven zit opgesloten in het tijdsverschil tussen het tijdstip waarop een energie-impuls de ruimte wordt ingezonden en het tijdstip waarop de gereflecteerde energie wordt ontvangen.

Hoe nauwkeuriger we dit tijdsverschil kunnen bepalen, des te nauwkeuriger zal ook de afstand van het reflecterende voorwerp bekend zijn.

Voor bepaalde toepassingen is niet alleen grote nauwkeurigheid, doch ook snelle uitvoering van de meting noodzakelijk. Speciaal bij snel bewegende doelen als vliegtuigen heeft alleen snelle plaatsbepaling nut. Bovendien wil men veelal uit de verandering van de afstand met de tijd de radiale snelheidscomponent bepalen. Dit als een van de nodige gegevens om de positie op enig tijdstip in de toekomst te kunnen voorspellen.

Een praktische eis voor een bepaalde toepassing is b.v.: het tijdsverschil tussen de door de radarzender uitgezonden energie-impuls en de ontvangen echo-impuls te meten met een nauwkeurigheid overeenkomend met een afstandsfout van ca 15 m. op een schaal van ca 15 km., en wel zodanig, dat de gemeten afstand komt vast te liggen in de hoekverdraaiing van een as.

*) Philips Telecommunicatie Industrie, Huizen.

Deze hoekverdraaiing moet evenredig zijn met het gemeten tijdsverschil.

2. Beschrijving van het systeem.

Voor nauwkeurige en snelle meting zouden we gebruik kunnen maken van een inrichting volgens fig. 1.

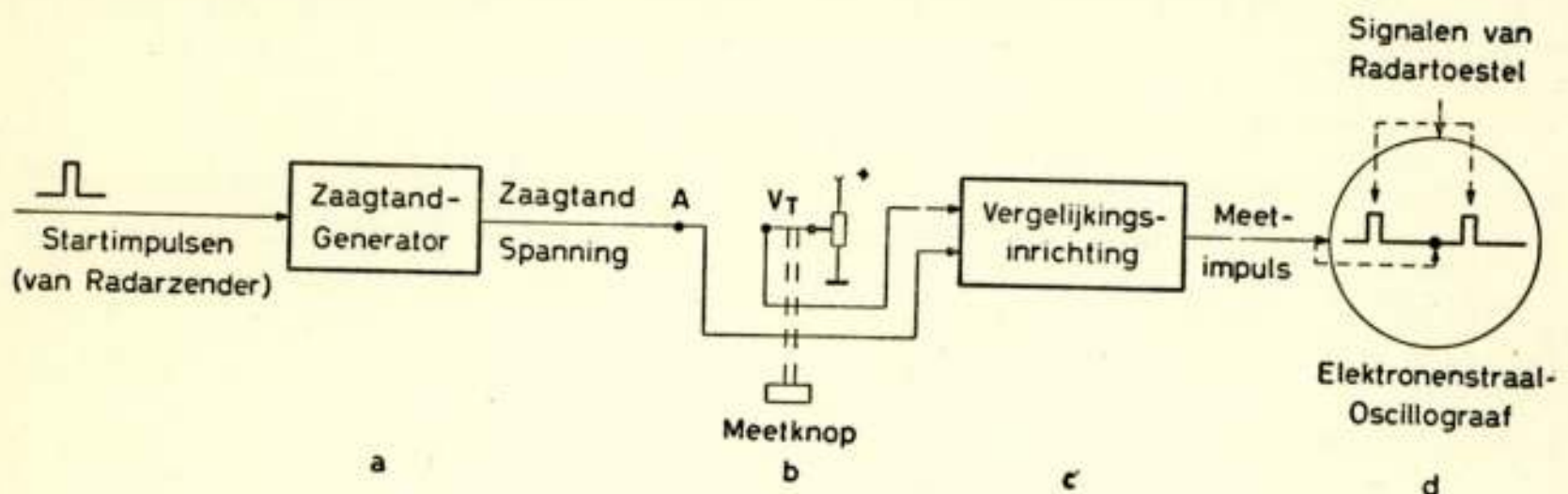


Fig. 1.

Principeschema van een inrichting voor tijdmetingen.

We zien in deze fig.:

- a. Een zaagtandgenerator welke een zaagtandspanning $V_z = V_{z0} + at$ opwekt. (V_{z0} is de waarde van V_z ten tijde $t = 0$, dat is het tijdstip, waarop de energieimpuls de zender verlaat).
- b. Een precisie-potentiometer, waarmede d.m.v. een meetknop de spanning V_T wordt ingesteld, welke spanning nauwkeurig evenredig is met de hoekverdraaiing van deze knop.
- c. Een inrichting, waarin de waarde van V_z wordt vergeleken met de ingestelde waarde V_T .

De inrichting heeft de eigenschap, dat op het tijdstip $t = T$ waarop $V_z = V_T$ wordt, aan een uitgangsklem een meetimpuls wordt opgewekt.

- d. Een electronenstraal-oscillograaf, waarop de meetimpuls in de vorm van een heldere stip verschijnt, terwijl de ontvangen echo's als verticale deflecties zichtbaar zijn.

We kunnen nu met de meetknop de waarde van V_T veranderen (zie fig. 2). Hierbij zal dan de heldere meetstip op de tijdlijn van de oscillograaf heen en weer schuiven. De meetknop wordt nu zo ingesteld, dat de meetstip op het front van de echo verschijnt. Op een met de meetknop gekoppelde schaal-

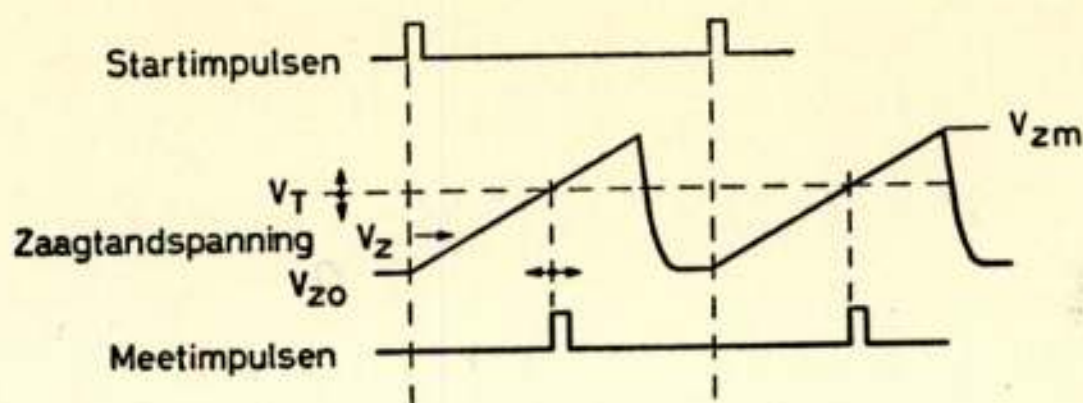


Fig. 2.

Spanningsvormen aan de schakeling volgens fig. 1.

verdeling kunnen we nu de afstand aflezen. Dit apparaat zou dus de gewenste eigenschappen hebben. We zullen meteen een getallenvoorbeeld geven:

Grootste te meten afstand: 15 km $\rightarrow T_m = 100 \mu\text{s}$.

(D.w.z. door de potentiometer van het begin tot het eind te verdraaien veranderen we T van 0 tot $100 \mu\text{s}$).

Vereiste nauwkeurigheid: 15 m $\rightarrow 0,1 \mu\text{s}$ ($10^{-3} T_m$).

Impulsduur van de echo $0,3 \mu\text{s}$.

Stijgtijd van het echofront: $0,1 \mu\text{s}$.

Instelnauwkeurigheid van de meetstip op het echofront: ca $0,01 \mu\text{s}$ ($10^{-4} T_m$).

De vraag is nu, welke eisen we aan de diverse componenten moeten stellen, om de vereiste nauwkeurigheid te bereiken.

Foutenbronnen zijn o.a.

1e Fout van de precisie-potentiometer (kleiner dan $2,5 \cdot 10^{-4}$).

2e Fout in de instelling (ca 10^{-4}).

3e Fouten in V_z .

3. De zaagtandgenerator.

Mijn bedoeling is, om hier iets nader in te gaan op de zaagtandgenerator teneinde te onderzoeken of het mogelijk is, deze zodanig te maken, dat de afwijking tussen de opgewekte spanning en $V_z = V_{z0} + at$ kleiner is dan $2 \cdot 10^{-4} V_{zm}$ (V_{zm} is de grootste waarde van V_z).

Er moet n.l. ook nog iets overschieten voor ijkfouten, temperatuurdrift, drift t.g.v. voedingsspanningsvariaties etc.

We beginnen met het tekenen van een eenvoudige schakeling voor het opwekken van een zaagtandspanning (zie fig. 3).

Zolang de electronenschakelaar S gesloten is, is $V_z = V_{z0} =$

$$= \frac{R_s}{R + R_s} V_b.$$

Bij het openen van de schakelaar op het tijdstip $t = 0$ krijgen we:

$$V_z = V_{z0} + (V_b - V_{z0}) \left(1 - e^{-\frac{t}{RC}} \right)$$

of
$$V_z = V_{z0} + (V_b - V_{z0}) \left\{ \frac{t}{RC} - \frac{1}{2} \left(\frac{t}{RC} \right)^2 + \frac{1}{6} \left(\frac{t}{RC} \right)^3 - \dots \right\}$$

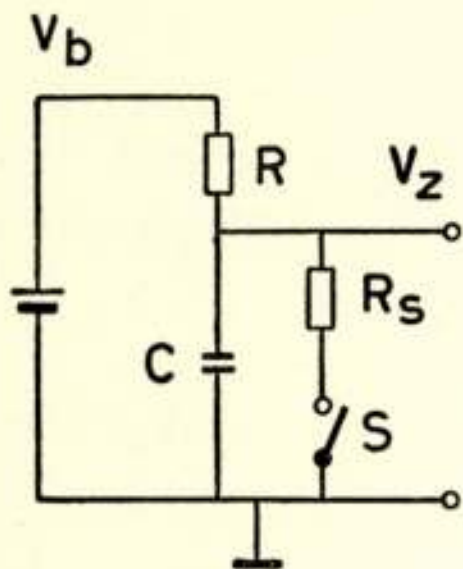


Fig. 3.

Eenvoudige zaagtand-generator.

We willen nu om te beginnen vaststellen, dat de aanwezigheid van een inwendige weerstand in de electronenschakelaar voor de verdere beschouwing niet belangrijk is. De spanning V_{z0} kan n.l. in het systeem altijd wel op de een of andere wijze worden gecompenseerd. Dit geldt ook voor de invloed van V_{z0} op de aanvangshelling:

$$\left(\frac{dV_z}{dt} \right)_0 = \frac{V_b - V_{z0}}{RC}$$

We zullen daarom in onze verdere beschouwing $V_{z0} = 0$ stellen.

De grootte van de hogere graadstermen is maatgevend voor de afwijking van het lineaire verband tussen V_z en t .

Nu hebben we alleen interesse voor het geval dat deze afwijking zeer klein is. In dit geval moet $\frac{1}{2} \frac{t}{RC} \ll 1$ zijn, en de verdere termen zijn dan nog veel kleiner.

We kunnen dus zonder bezwaar voor de eerste benadering noteren:

$$V_z = V_b \frac{t}{RC} - \frac{1}{2} \frac{V_z}{V_b} V_z \quad (1)$$

waarbij we in de 2e graadsterm $\left(\frac{t}{RC} \right)^2$ hebben vervangen door $\left(\frac{V_z}{V_b} \right)^2$.

Zouden we op deze wijze een zaagtandspanning willen realiseren waarvan de afwijking van de rechte lijn niet meer is dan $2 \cdot 10^{-4} V_{zm}$ dan zou $\frac{1}{2} \frac{V_{zm}}{V_b}$ niet groter mogen zijn dan ca 10^{-3} .

Nu kunnen we voor V_{zm} niet een willekeurig kleine waarde kiezen. De drift van het zaagtandniveau en de goede werking van de

vergelijkingschakeling maken het wenselijk, V_{zm} niet kleiner dan ca 100 Volt te kiezen.

Als we dus over V_z spreken denken we aan een piekwaarde van ca 100 Volt. Zouden we dus op de beschreven wijze een zaagtandspanning van de gewenste nauwkeurigheid willen opwekken, dan zouden we moeten uitgaan van $V_b = 50.000$ Volt. Dit is onpractisch en we moeten dus iets anders verzinnen.

We zouden ons doel bereikt hebben, indien we op een of andere wijze konden bewerkstelligen, dat gedurende de zaagtandtijd de stroom door de capaciteit C constant bleef.

De schakeling van fig. 4 heeft deze eigenschap mits $\delta = 0$.

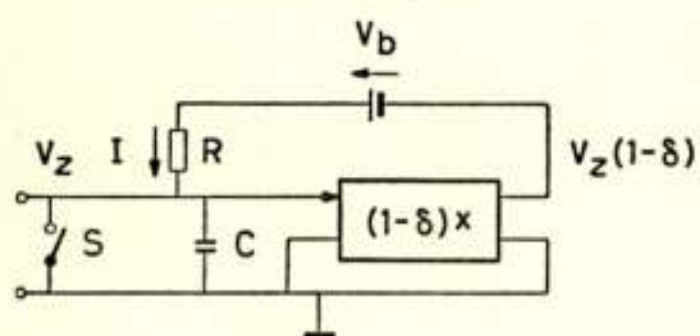


Fig. 4.

Principe van de „bootstrap“-zaagtandgenerator.

We brengen V_z aan de ingang van een versterker, waarbij we aannemen dat deze versterker geen stroom aan het ingangscircuit onttrekt.

Deze versterker heeft een spanningsversterking gelijk aan 1. Aan de uitgang van deze versterker ontstaat dezelfde spanning V_z , welke in serie met V_b wordt geschakeld.

De stroom I door de weerstand R

zal nu na het openen van de schakelaar S constant blijven. Ik wil er wel even op wijzen, dat bij het praktische ontwerp de batterij V_b niet op de getekende plaats aanwezig is. Deze uitvoering zou allerlei bezwaren met zich meebrengen. Voor de verklaring van het systeem is het echter eenvoudiger, dit even zo te zien.

Theoretisch hebben we hiermede ons doel bereikt.

Practisch zitten we met de moeilijkheid, dat een versterker met spanningsversterking gelijk aan 1 niet realiseerbaar is.

Realiseerbaar is een versterker, waarvan de versterking weinig van 1 verschilt, en wel des te gemakkelijker naarmate een grotere afwijking toegestaan kan worden. We willen nu eens nagaan, wat de gevolgen zijn, als we de versterking gelijk maken aan $1 - \delta$, waarin δ een getal $\ll 1$.

Dan vinden we:

$$I_c = \frac{V_b + (1 - \delta) V_z - V_z}{R} = \frac{V_b - \delta V_z}{R}$$

$$\text{Dus } \frac{dV_z}{dt} = \frac{I_c}{C} = \frac{V_b}{RC} - \frac{\delta V_z}{RC}.$$

Deze vergelijking geeft, met $V_{z0} = 0$:

$$V_z = \frac{1}{\delta} V_b (1 - e^{-\frac{\delta t}{RC}})$$

$$\text{of } V_z = V_b \frac{t}{RC} - V_b \frac{\delta}{2} \left(\frac{t}{RC}\right)^2 + V_b \frac{\delta^2}{6} \left(\frac{t}{RC}\right)^3 \dots$$

of, daar we ons alleen interesseren voor kleine afwijkingen van de rechte lijn:

$$V_z \approx V_b \frac{t}{RC} - \frac{\delta}{2} \cdot \frac{V_z}{V_b} \cdot V_z \quad (2)$$

We zien hieruit, dat we de afwijking t.o.v. de rechte lijn met een factor δ hebben verbeterd (zie 1).

Nu zou het voor het praktische ontwerp nuttig zijn, als we de waarde van V_b ongeveer gelijk aan V_{zm} konden kiezen. Doen we dit, dan wordt de 3e graadsterm gelijk aan $-\frac{\delta}{2} V_{zm}$.

Om nu aan de gestelde eis te voldoen, zou $\frac{\delta}{2}$ zich ten hoogste mogen bewegen tussen $-2 \cdot 10^{-4}$ en $+2 \cdot 10^{-4}$, dat wil zeggen, als de versterking eenmaal is afgeregeld, mag deze nog hoogstens door allerlei oorzaken 0,04% groter of kleiner worden dan 1.

Dit is een zware eis t.a.v. de stabiliteit.

Een versterker die een dergelijke stabiliteit kan bezitten is de (z.g. „kathode volger”. We kunnen deze b.v. toepassen op de in fig. 5 getekende wijze.

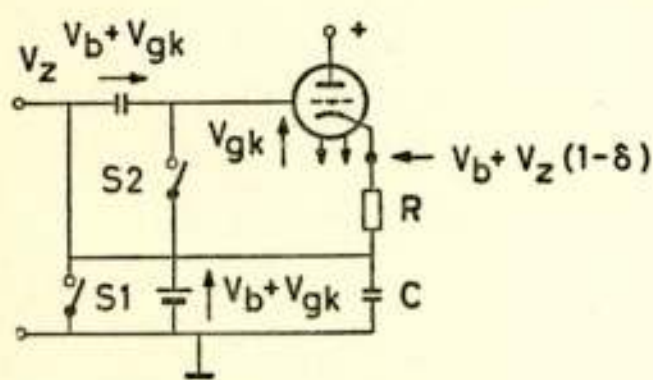


Fig. 5.

Uitvoeringsvorm van de „bootstrap”-zaagtandgenerator.

In deze fig. zien we tevens op welke manier de spanning V_b in het systeem kan worden aangebracht, n.l. door middel van een via een 2e electronenschakelaar S_2 opgeladen condensator. Het is jammer, dat deze versterker altijd een versterking kleiner dan 1 heeft, al kan dat dan ook een betrekkelijk klein

verschil zijn.

Een realiseerbare waarde is b.v. 0,98 zodat $\delta = 0,02$.

Daar een dergelijke simpele en stabiele versterker ons erg aantrekkelijk lijkt, willen we eens zien, of er niets gedaan kan worden, om de afwijking te corrigeren.

We doen dit door de schakeling van fig. 6 toe te passen.

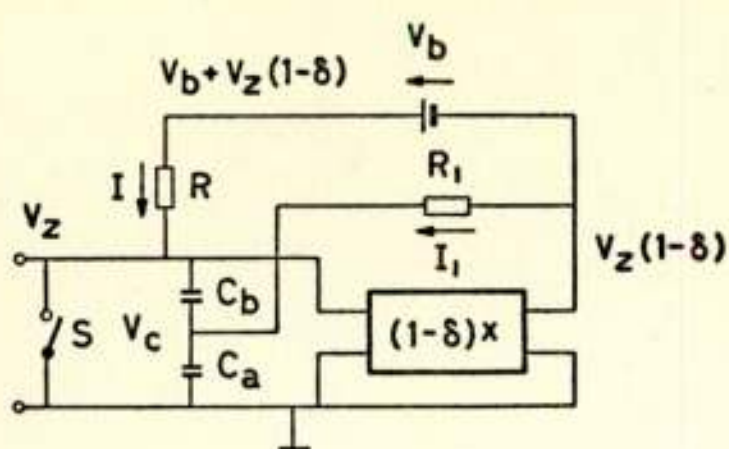


Fig. 6.

Principe van de gecorrigeerde „bootstrap“-zaagtandgenerator.

In de rusttoestand van het systeem zijn beide uiteinden van R_1 op dezelfde potentiaal, zodat $I_1 = 0$. Na het openen van S op het tijdstip $t = 0$ zal de potentiaal links van R_1 langzamer stijgen dan die rechts van R_1 (mits C_b niet te groot is), doordat V_c in eerste benadering gelijk is aan $\frac{C}{C_a} V_z$.

We kunnen n.l. altijd zorgen dat $\frac{C}{C_a} < 1 - \delta$ ($\frac{1}{C} = \frac{1}{C_a} + \frac{1}{C_b}$).

Door R_1 zal dus een met de tijd toenemende stroom naar C_a gaan vloeien, welke aan de spanning V_c als functie van t een extra positieve 2e graadsterm zal bezorgen.

Deze zullen we in V_z terugvinden.

We kunnen noteren:

$$V_z = \frac{1}{C_a} \int_0^t (I_c + I_1) d\tau + \frac{1}{C_b} \int_0^t I_c d\tau$$

$$\text{Of: } V_z = \frac{1}{C} \int_0^t I_c d\tau + \frac{1}{C_a} \int_0^t I_1 d\tau = V_{z1} + V_{z2}$$

$$\text{waarin } \frac{1}{C} = \frac{1}{C_a} + \frac{1}{C_b}$$

$$\text{Dus } \left. \begin{aligned} \frac{dV_{z1}}{dt} &= \frac{I_c}{C} \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

$$\text{en } \left. \begin{aligned} \frac{dV_{z2}}{dt} &= \frac{I_1}{C_a} \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

$$\text{Hierin is } I_c = \frac{V_b - \delta V_z}{R} = \frac{V_b}{R} - \frac{\delta V_{z1}}{R} - \frac{\delta V_{z2}}{R}$$

$$\text{en } I_1 = \frac{(1 - \delta) V_z - V_c}{R_1} = \frac{(1 - \delta) V_{z1}}{R_1} + \frac{(1 - \delta) V_{z2}}{R_1} - \frac{V_c}{R_1}$$

De condensator C is hier samengesteld uit 2 in serie geschakelde condensatoren C_a en C_b . Het aftakpunt is verbonden met de versterkeruitgang via een weerstand R .

In de rusttoestand van het systeem zijn beide uiteinden van R_1 op dezelfde potentiaal, zodat $I_1 = 0$. Na het openen van S op het tijdstip $t = 0$ zal de poten-

$$\text{Verder is } V_c = \frac{C}{C_a} V_{z1} + V_{z2}$$

Substitutie van deze drie uitdrukkingen in (3) en (4) levert 2 differentiaal-vergelijkingen voor V_{z1} en V_{z2} .

$$\frac{dV_{z1}}{dt} = \frac{V_b}{RC} - \frac{\delta}{RC} V_{z1} - \frac{\delta}{RC} V_{z2} \quad (5)$$

$$\frac{dV_{z2}}{dt} = \frac{1 - \delta - \frac{C}{C_a}}{R_1 C_a} V_{z1} - \frac{\delta}{R_1 C_a} V_{z2} \quad (6)$$

We zouden deze differentiaalvergelijkingen door differentiëren en onderling substitueren kunnen omzetten in 2 vergelijkingen van de 2e orde, waaruit we V_{z1} en V_{z2} afzonderlijk kunnen oplossen.

Daar we toch de uitkomst willen hebben in de vorm van een machtreeks kunnen we beter direct bij de oplossing reeksontwikkeling toepassen.

We krijgen dan als resultaat, met $V_z = V_{z1} + V_{z2}$:

$$V_z = V_b \frac{t}{RC} - V_b \frac{\delta}{2} \left\{ 1 - \frac{\left(1 - \delta - \frac{C}{C_a}\right) RC}{\delta R_1 C_a} \right\} \left(\frac{t}{RC}\right)^2 + V_b \frac{\delta^2}{6} P \left(\frac{t}{RC}\right)^3 \dots (7)$$

We zien hier, dat de 2de graadsterm verdwijnt, als we zorgen dat

$$R_1 C_a = \frac{1 - \delta - \frac{C}{C_a}}{\delta} RC (\gg RC) \quad (8)$$

Doen we dit, dan wordt de afwijking in hoofdzaak bepaald door de 3e graadsterm. Berekening van P en substitutie van (8) in de hiervoor gevonden vorm leert, dat

$$P = -1 - \frac{\delta}{1 - \delta - \frac{C}{C_a}}$$

Als δ en $\frac{C}{C_a}$ beide $\ll 1$ zijn, wordt P praktisch gelijk aan -1 .

We zien hieruit (zie (2)) dat de 3e graadsterm door deze correctie van teken omkeert, doch praktisch dezelfde absolute waarde behoudt als in het geval zonder correctie met R_1 .

Kiezen we nu $V_{zm} = V_b$, dan wordt de grootste waarde van de 3e graadsterm praktisch gelijk aan $\frac{\delta^2}{6} V_{zm}$ dus voor $\delta = 0,02$ gelijk aan $\frac{3}{2} \cdot 10^{-4} V_{zm}$.

We zijn hiermede echter nog niet gereed. Het is namelijk altijd zo, dat bij de uitsturing van de versterker de versterking niet constant is. Rekent men de gevolgen van deze niet lineaire bijdragen na, waarbij δ een functie van V_z , dus van t wordt, dan blijkt, dat dit geen invloed heeft op de 2e graadsterm, doch wel op de 3e graadsterm.

De vergroting van deze term door deze niet lineaire vervorming kan gemakkelijk kleiner dan een factor 10 gehouden worden. Uitwerking van deze berekening neemt hier teveel tijd. Deze vergroting van de fout wordt echter weer ruimschoots goed gemaakt door het volgende:

Het systeem wordt afgeregeld door middel van een reeks impulsen, waarvan de tijdstippen nauwkeurig vastliggen. Deze impulsen zijn afgeleid van een kristaloscillator.

Hierbij worden ingesteld:

- 1e $V_{zo} = 0$ (zaagtandniveau) of, wat op hetzelfde neerkomt, een instelbare compensatiespanning in het potentiometer circuit. Hiermede kunnen ook eventuele tijdsvertragingen in het radar-echo-circuit worden gecompenseerd.
- 2e $\frac{dV_z}{dt}$ (zaagtandhelling), b.v. door correctie van R, C, V_b of van de voedingsspanning van de potentiometer.
- 3e $\frac{d^2V_z}{dt^2}$ (zaagtandkromming) b.v. door variatie van R_1 .

Men maakt nu deze instellingen zo, dat de waarde van V_z juist is op 3 verschillende punten n.l. bij:

$$V_z = 0 \text{ (of een waarde dicht bij 0)}$$

bij $V_z = \frac{1}{2} V_{zm}$

en bij $V_z = V_{zm}$ (zie fig. 7),

Het resultaat van deze afregeling is, dat nu niet de 2e graadsterm gelijk aan 0 wordt, doch dat men een 2e graadsterm maakt met teken tegengesteld aan dat van de 3e graadsterm, waardoor de grootste afwijking t.o.v. de ideale rechte lijn aanzienlijk kleiner is dan de waarde van de 3e graadsterm voor

$V_z = V_{zm}$. Een eenvoudige berekening leert, dat deze verbetering ongeveer een factor 20 kleinere fout oplevert dan de grootste waarde van de 3e graadsterm bedraagt.

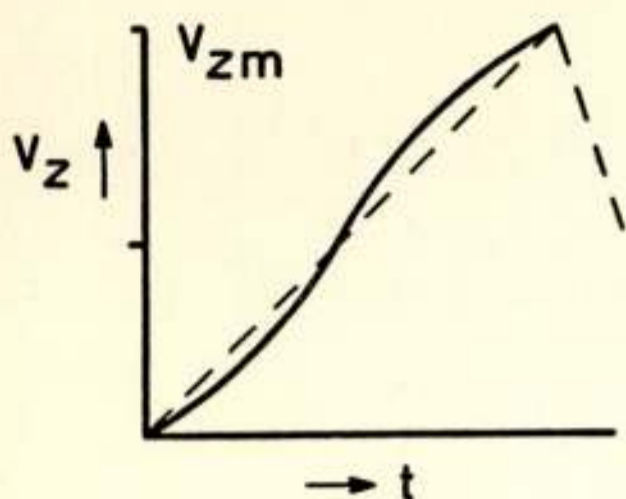


Fig. 7.

Spanningsvorm van de gecorrigeerde „bootstrap”-zaagtand-generator.

We mogen dus verwachten, dat een op deze wijze uitgevoerde inrichting voor tijdmeting aan de gestelde eisen voldoet.

Deze verwachting is door het experiment bevestigd.

De hier beschreven methode voor de opwekking van een in de tijd verschuifbare meetimpuls is niet de enige bekende.

Er bestaan andere, die nauwkeuriger en stabielere zijn, doch daartegenover meer apparatuur vereisen.

Bijzonderheden hierover zijn o.a. te vinden in deel 20 van de M.I.T.-serie „Electronic Time Measurements” van Chance, Hulsizer, Mac Nichol and Williams.

The vacuum tube as a network component in pulse circuits

by P. A. Neeteson *)

Lecture delivered for the Nederlands Radiogenootschap on 6th January 1956.

SUMMARY

In this article a survey and some illustrating examples are given of methods by which large signal behaviour of vacuum tubes can be determined. Contrary to small signal application, where the tube is operated by relatively small deviations around a fixed operating point in the conducting region, in large signal operation the tube is rapidly brought from the cut-off into the conducting region and vice versa. This is essentially a switching action. Therefore, it is necessary to give some preliminary considerations on switch operation in networks. The method has proved to be useful in analyzing electronic pulse circuits.

1. Introduction.

Theoretical analysis of linear passive networks has reached a high degree of perfection. Typical components of such networks are the well-known resistances, capacitances, self- and mutual inductances.

Since the invention of the electronic vacuum tube a new „component” has entered network design so rapidly and completely that it hardly has an analogue in any other technical domain. With this electron tube an essentially non-linear and non-passive component is introduced into electrical networks.

In many applications, for instance in small signal amplifiers, the tube can be approximated by a voltage source μe_g in series with the internal anode resistance R_i , or by a current source Se_g in parallel with R_i and in this form incorporated in the associated passive network. Here, the quantity μ represents the amplification factor, S the transconductance and e_g the applied grid voltage variation.

Application of the electron tube in pulse techniques, however, will mostly not allow this approximation. The tube must essentially be considered as a non-linear element. It is generally

*) Electronic Tubes Department, N.V. Philips' Gloeilampenfabrieken Eindhoven-Netherlands.

switched from one discrete state into another, viz from the fully conducting state into cut-off condition or vice versa. In the conducting state it represents a given (internal) resistance between the anode and cathode. In the non-conducting state these resistances have assumed very high values, practically infinite. It may thus be stated that, at sudden transitions from one state to the other, resistances are switched on or off in the circuit in which the tube is included.

It will be clear that this kind of operation of tubes in pulse techniques is quite different from the familiar operation in conventional amplifiers and must be considered as a switching action. Some external cause, usually a rather steep voltage step in either the positive or the negative direction applied to the control grid, should bring the tube as rapidly as possible from one discrete position to the other.

Because of the already widespread and ever increasing use of electron tubes in pulse techniques, such as electronic counting-apparatus and computing devices, scalars and radiation counters for atomic research and X-ray application, pulse modulation systems, radar, television and the like, it seems worthwhile to examine the behaviour of these tubes in pulse applications. To this end some preliminary considerations of the influence of sudden making or breaking contacts (closing or opening switches) in networks will be necessary and are given in the next sections. Moreover, application of some elementary rules of operational calculus will offer the possibility to analyze the operation of pulse circuits containing electron tubes.

2. Sudden short-circuiting of two points of a network.

In fig. 1 N represents a passive linear network in which currents flow and voltages are present as a result of a voltage source that supplies an electromotive force

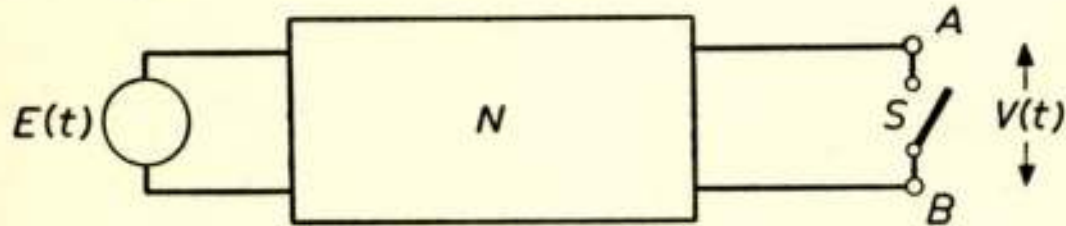


Fig. 1.

Auxiliary figure for determining the influence of sudden short-circuiting of two points of a network.

to the network given by the time function $E(t)$. The voltage between points A and B

of the network when the switch is open will be denoted by the time function $V(t)$. At the instant $t = t_0$ the switch S is

closed, so that the voltage between these points is zero for $t \geq t_0$. Thus, at $t \leq t_0$ the voltage between points A and B $V_{AB} = V(t)$ and at $t \geq t_0$ $V_{AB} = 0$ or in the mathematical form for all times the voltage V_{AB} can be expressed by the following time function

$$V_{AB} = V(t) [1 - U(t - t_0)] \tag{2.1}$$

where $U(t - t_0)$ denotes the unit step function, defined by

$$U(t - t_0) = 0 \text{ at } t \leq t_0 \text{ and } U(t - t_0) = 1 \text{ at } t \geq t_0.$$

Expression (2.1) can be written

$$V_{AB} = V(t) - V(t) U(t - t_0), \tag{2.2}$$

from which it can be seen that the effect of sudden shortcircuiting of points A and B can be accounted for by imagining a voltage source $-V(t)$ being present between A and B from the instant $t = t_0$ onwards.

The response of the network to this voltage source must be superimposed on the situation that exists when no closing of S would have occurred, in order to find the new situation of the network after closing S .

3. Sudden breaking of a connection in a network.

In fig. 2 a similar network as in fig. 1 is represented, however

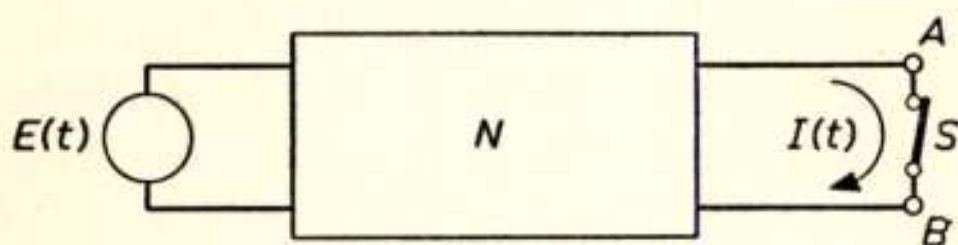


Fig. 2.

Auxiliary figure for determining the influence of sudden breaking of a connection in a network.

the switch S is closed until the instant $t = t_0$ when it is suddenly opened. If S remained closed a current $I(t)$ would flow between points A and B . If, however, S is opened at $t = t_0$ then at times $t \geq t_0$ the cur-

rent between these points will be zero. This can be expressed in the following way

$$I_{AB} = I(t) [1 - U(t - t_0)] \tag{3.1}$$

or

$$I_{AB} = I(t) - I(t) U(t - t_0) \tag{3.2}$$

Now, the effect of sudden breaking the contact between points A and B can be accounted for by imagining a current source $-I(t)$ being present between A and B from the instant

$t = t_0$ onwards and superimposing the response of the network to this current source on the situation that would have been present if no discontinuity had taken place at the instant $t = t_0$.

4. *Electron tubes as switches.*

In relatively few applications of electron tubes in pulse technique these tubes will be operated in such a way that no grid current will flow when the tubes are conducting. The occurrence of grid current plays an important part in the transient phenomena caused by switching action. Therefore it is justified to start the investigation of the behaviour of an electron tube in pulsed circuits by considering its input or control-grid circuit.

4.1. *The grid circuit.*

As already mentioned in the introduction, electron tubes in pulse technique are mostly switched from the cut off condition to the conducting condition or vice versa by the application of rapidly rising or falling voltages to the control grid. This voltage change can never be instantaneous, but occasionally the approximation by step functions may be allowed. However, let it be assumed that it takes a finite time for the grid voltage to change from a value below cut-off to a value within the gridcurrent region, or vice versa. Passing the anode current cut-off point in positive or negative direction will influence the anode-current flow, which will be dealt with later, but represents no particular point in the grid-circuit behaviour. However, the starting or ceasing of grid-current flow represents a discontinuity in the grid-circuit and will be considered in its consequences.

The relation between the grid current and the grid voltage is not linear but may be approximated by a combination of linear functions. A first, rather rough, approximation is the following. As soon as the grid voltage is zero or positive the internal resistance between grid and cathode is zero. This is equivalent to closing a switch between grid and cathode, and consequently the method to evaluate the effect of this discontinuity is that described in section 2. If, on the other hand, grid current is flowing and the application of a negative going voltage change between grid and cathode suddenly cuts off this

grid current, then the method of section 3 is applicable to calculate the effect on the grid circuit.

A better approximation of the $I_g - V_g$ characteristic is the following linear function

$$I_g = \frac{1}{r_g} V_g \tag{4.1}$$

This is represented in fig. 3, where the dotted line gives an idea of the actual $I_g - V_g$ characteristic.

Using this approximation means that at positive grid-to-cathode voltages a resistance r_g is thought to be shunted across

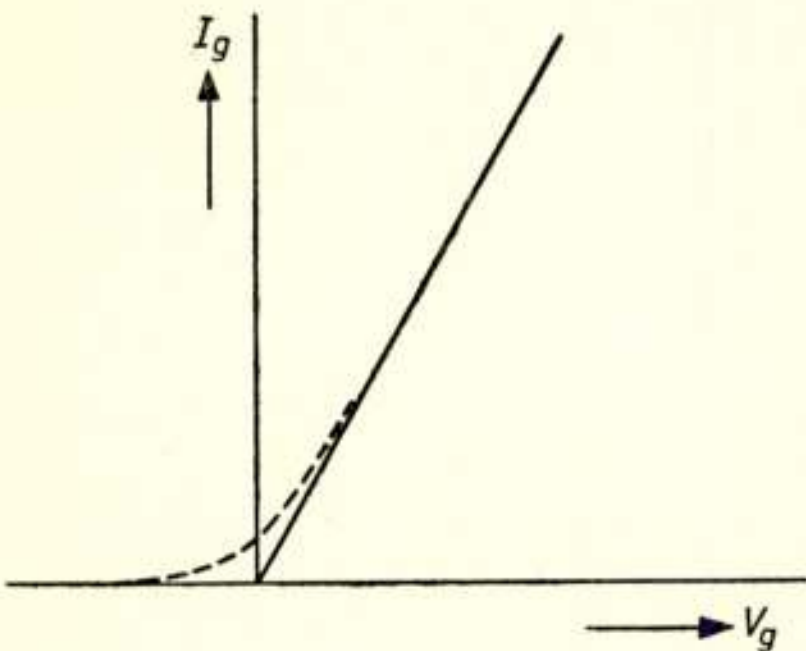


Fig. 3.

Actual and approximated grid current-grid voltage characteristic of a vacuum tube.

the external grid-circuit. If the grid-to-cathode voltage changes from negative to positive values or vice versa, this resistance r_g is suddenly connected or disconnected respectively between grid and cathode at the instant this voltage passes the value zero.

An example will be given how to calculate the effect of grid current. The external grid circuit will be assumed to consist of a resistance R_g in parallel with a capacitance C . By suitable application of external voltage sources the grid voltage is forced to change according to the following time function, neglecting grid current flow.

$$V_g(t) = V_1 - (V_1 - V_0) e^{-\frac{t}{T}} \tag{4.2}$$

where

$$T = R_g C \tag{4.3}$$

and $V_1 > 0$, whereas V_0 is below the grid current cut-off point of the tube. This function is given by curve ab in fig. 4.

The instant $t = t_2$ at which this voltage passes the value zero can be calculated from expression (4.2). At that instant a resistance r_g is shunted across the grid circuit and the consequences can be calculated with the aid of the circuit of fig. 5, where the voltage source is given by the negative value of $V_g(t)$ that would have occurred in the undisturbed circuit at times $t > t_2$. This value is calculated from expression (4.2) to be

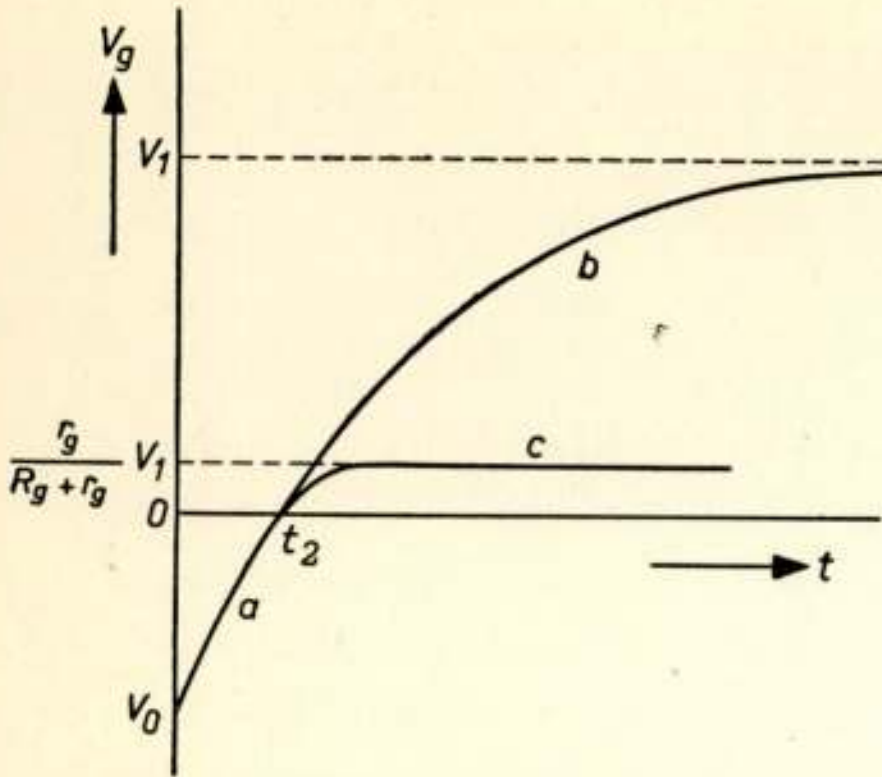


Fig. 4.

Illustration of the influence of grid current on a rising grid voltage.

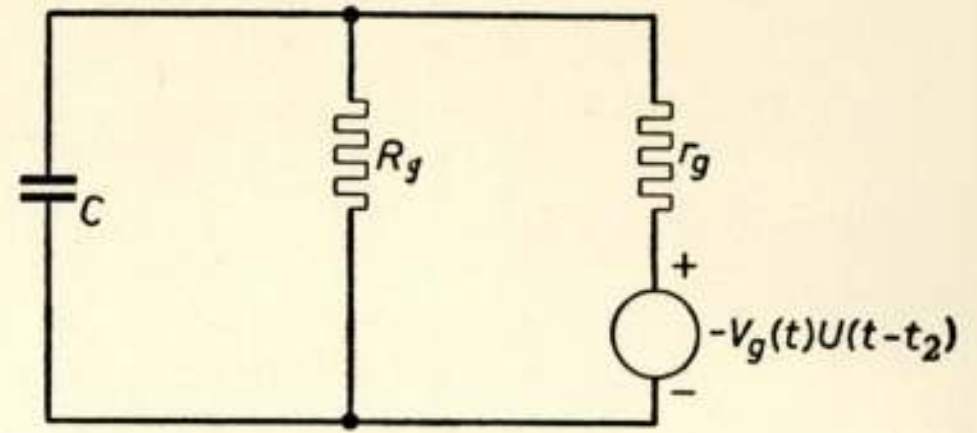


Fig. 5.

Network used for calculation of the influence of the sudden commencement of grid-current flow, when applying a rising voltage to the grid of a vacuum tube.

$$-V_g(t)U(t-t_2) = -V_1 \left(1 - e^{-\frac{t-t_2}{T}}\right)U(t-t_2) \quad (4.4)$$

With the aid of operational calculus it can be found that this voltage source produces a component of the grid voltage

$$V_g^*(t) = -V_1 \left[\frac{R_g}{R_g + r_g} + \frac{r_g}{R_g + r_g} e^{-\frac{t-t_2}{T_v}} - e^{-\frac{t-t_2}{T}} \right] U(t-t_2) \quad (4.5)$$

$$\text{where } T_v = \frac{r_g}{R_g + r_g} T \quad (4.6)$$

This component must be added to the undisturbed grid voltage, given by expression (4.2), thus the resulting grid voltage will be for $t \geq t_2$:

$$V_g(t) = \frac{r_g}{R_g + r_g} V_1 \left(1 - e^{-\frac{t-t_2}{T_v}}\right) \quad (4.7)$$

This is represented by curve *c* in fig. 4. The grid voltage change is now an exponential function with a much smaller time constant T_v than the original function possessed (see expr. (4.6)). The final value that the grid voltage will attain is no longer V_1 , but a much smaller amount, decreased by the same factor $\frac{r_g}{R_g + r_g}$ as the time constant. There is no discontinuity in the

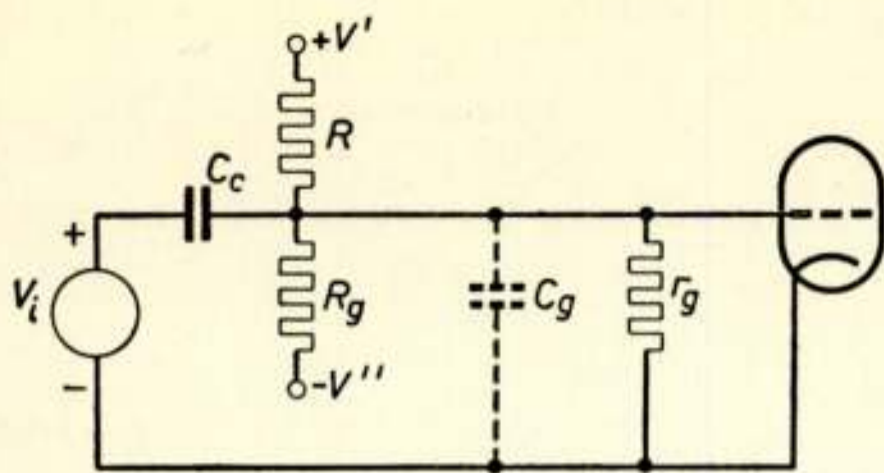


Fig. 6.

Network used for calculation of the influence of the sudden cessation of grid-current flow, when applying a negative-going voltage to the grid of a vacuum tube.

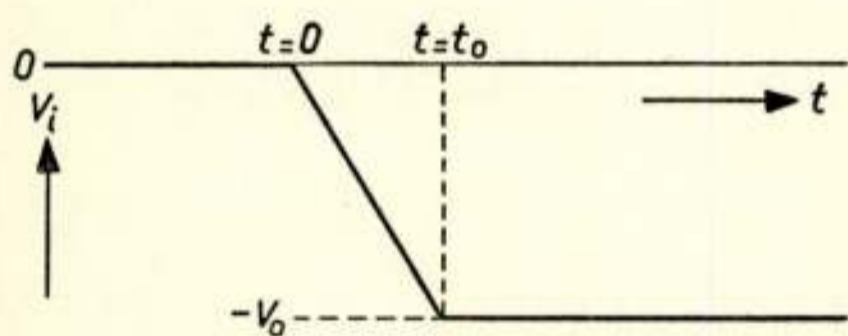


Fig. 7.

Waveform of the grid input voltage \$V_i\$ of fig. 6.

grid voltage value at \$t = t_2\$, nor in its first derivative with respect to time.

An example of the inverse case, in which the grid initially draws current and is influenced by a negative going voltage, will be given. Part of a multivibrator circuit was composed as represented in fig. 6, where \$V'\$ and \$V''\$ are DC voltages and \$V_i\$ is a time function as given in fig. 7.

The initial steady state voltage at the grid will be

$$V_{g0} = \frac{r_g R_g V' - r_g R V''}{r_g R_g + r_g R + R R_g} \quad (4.8)$$

As long as the grid-voltage is positive, its value at \$t_o > t > 0\$ will be

$$V_g(t) = V_{g0} - C_c \frac{V_o}{t_o} R_{v1} \left(1 - e^{-\frac{t}{T_{v1}}} \right) \quad (4.9)$$

where

$$R_{v1} = \frac{R_v r_g}{R_v + r_g} \quad (4.10)$$

$$R_v = \frac{R R_g}{R + R_g} \quad (4.11)$$

$$T_{v1} = R_{v1} C_i \quad (4.12)$$

$$C_i = C_c + C_g \quad (4.13)$$

\$C_g\$ is the input capacitance of the grid circuit, including grid-to-cathode and wiring capacitances.

For further calculation of the transient phenomena it is necessary to discriminate between two possibilities.

First it is possible that the grid voltage, represented by expr. (4.9) will not pass below zero within the time \$t_o\$, the rise time of the input-voltage change (see fig. 7).

Then there will be no new discontinuity due to the grid current suddenly ceasing. Only at the instant $t = t_0$ a new transient occurs, because of the discontinuity in the input voltage V_i . Then for $t \geq t_0$ the grid voltage is given by the following expression:

$$V_g(t) = V_{g0} - C_c \frac{V_o}{t_0} R_{v1} \left(e^{\frac{t_0}{T_{v1}}} - 1 \right) e^{-\frac{t}{T_{v1}}} \quad (4.14)$$

This first case will, however, not occur frequently in practice, as the DC grid voltage V_{g0} will generally be only slightly positive, and the value of V_o will be large enough to drive the grid voltage negative within a time that is shorter than t_0 seconds. This is the second possibility we will have to investigate. However, before doing so, the limit between these two cases will be considered. This limit is reached when at the instant $t = t_0$ the grid voltage (expr. (4.9)) becomes zero. Then from expr. (4.9) it can be derived that

$$\frac{V_{g0}}{V_o} = \frac{T_{v1}}{t_0} \left(1 - e^{-\frac{t_0}{T_{v1}}} \right) \quad (4.15)$$

if it is assumed that $C_g \ll C_c$.

If the ratio of t_0 and T_{v1} is given, then the value of V_o , expressed in its ratio to V_{g0} , that is necessary to suppress the grid current can be calculated from expr. (4.15). If for instance $t_0 = T_{v1}$, then $V_o = 1.6 V_{g0}$, and if $t_0 = 2 T_{v1}$, then $V_o = 2.3 V_{g0}$. So, the less steep the grid voltage falls, the larger its amplitude must be to cut off the grid current.

If, on the other hand, the amplitude V_o of the input voltage V_i is given, then the maximum permissible rise time to drive the grid completely out of its conducting state can be calculated from the expression (4.15).

Now in the second case where the grid voltage reaches zero at an instant $t_1 < t_0$, the grid current disappears at this instant $t = t_1$ and the internal grid resistance r_g in fig. 6 suddenly becomes infinite. This causes new transients in the circuit that can be calculated by the method indicated in section 3. To this purpose the value of the grid current i_g must be determined, assuming no discontinuity to take place at $t = t_1$. Then from the instant $t = t_1$ the effect of suddenly ceasing grid current flow can be accounted for by introducing a current source of a strength $-i_g(t) U(t - t_1)$ between grid and cathode.

Now $i_g(t)$ is to be determined from expression (4.9) by dividing this grid voltage by r_g . The sum of the grid voltage originating from this current source and the grid voltage of the undisturbed situation (expr. (4.9)) gives the resulting grid voltage during the time interval $t_1 < t < t_0$. At $t = t_0$ another transient occurs when the input voltage

no longer falls, but remains constant. From this instant on, the grid voltage starts to rise and at the instant $t = t_2$ reaches the value zero. Then grid current starts again and a resistance r_g is switched between grid and cathode. The influence of this discontinuity can be calculated by the method of section 2. All transients occurring successively in the way described are re-

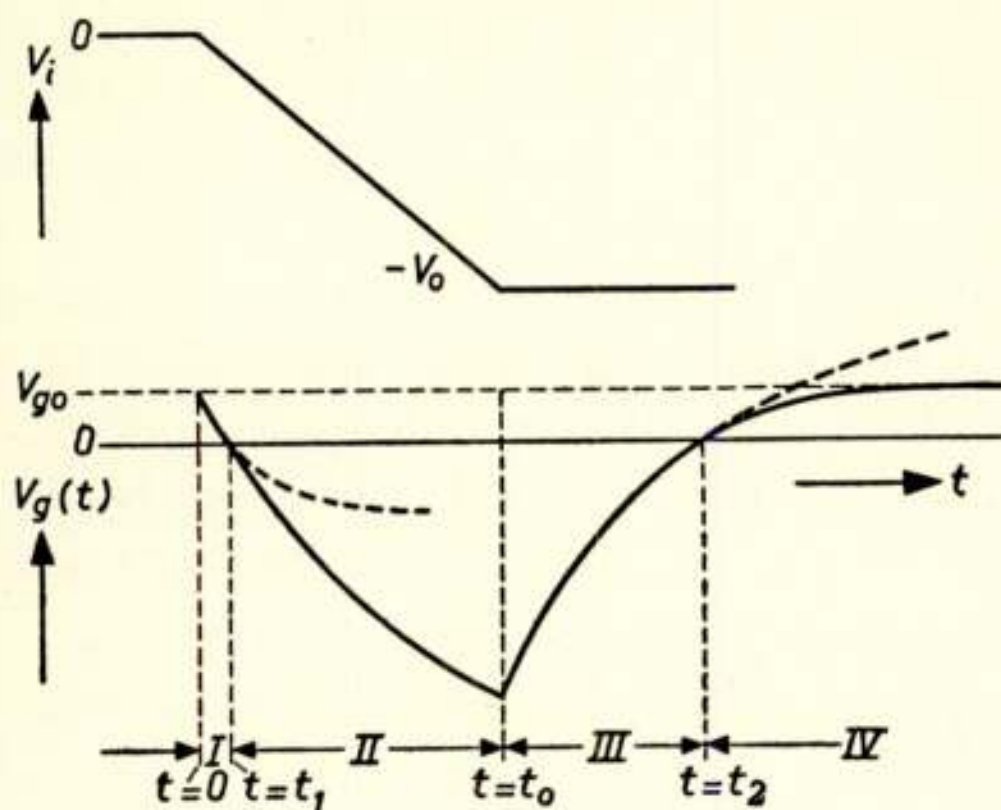


Fig. 8.

Waveform of the grid voltage (fig. 6) as a result of the application of an input voltage V_i .

latively easy to calculate by simple operational calculus methods and will not be treated extensively here. A survey of the results will be represented in formulae and in graphical form (fig. 8).

Phase I: $0 \leq t \leq t_1$

$$V_{gI}(t) = V_{g0} - C_c \frac{V_o}{t_o} R_{v1} \left(1 - e^{-\frac{t}{T_{v1}}} \right) \quad (4.9)$$

Phase II: $t_1 \leq t \leq t_0$

$$V_{gII}(t) = - \left(R_{v1} C_c \frac{V_o}{t_o} - V_{g0} \right) \frac{R_v + r_g}{r_g} \left(1 - e^{-\frac{t-t_1}{T_v}} \right) \quad (4.16)$$

Phase III: $t_0 \leq t \leq t_2$

$$V_{gIII}(t) = - \left(R_{v1} C_c \frac{V_o}{t_o} - V_{g0} \right) \frac{R_v + r_g}{r_g} \left(1 - e^{-\frac{t-t_1}{T_v}} \right) + R_v C_c \frac{V_o}{t_o} \left(1 - e^{-\frac{t-t_0}{T_v}} \right) \quad (4.17)$$

Phase IV: $t \geq t_2$

$$V_{gIV}(t) = V_{g0} \left(1 - e^{-\frac{t-t_2}{T_{v1}}} \right) \quad (4.18)$$

Again, there are no discontinuities in the value of $V_g(t)$ and its first derivative with respect to time at the instants t_1 and t_2 .

If wanted, a still better approximation of the $I_g - V_g$ charac-

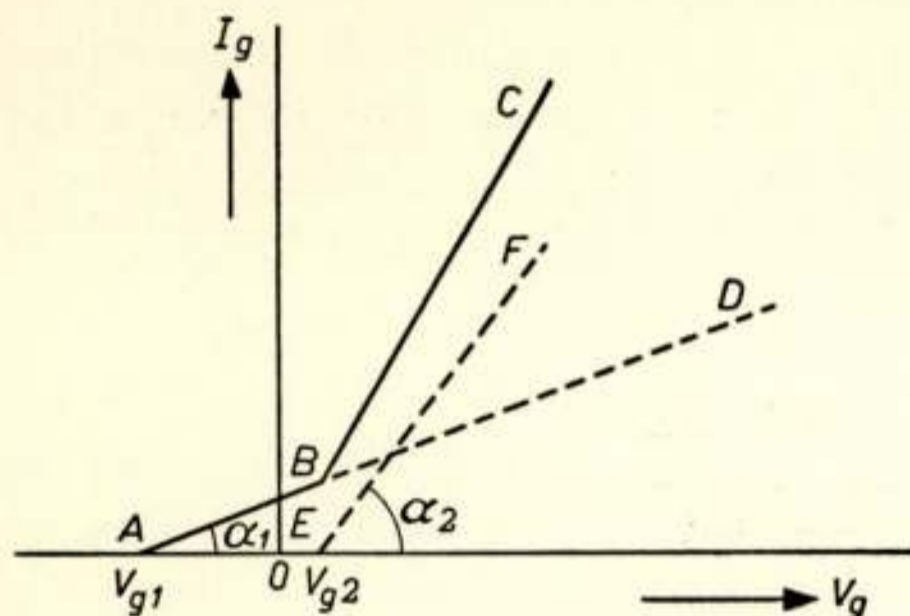


Fig. 9.

Illustration of a better approximation to an actual grid current-grid voltage characteristic than that of fig. 3.

teristic can be used as indicated in fig. 9 by the broken line ABC . The part BC is the sum of the straight lines AD and EF . It can be derived that the starting of grid current flow at the instant t_1 when the increasing grid voltage passes the value V_{g1} causes transients which can be calculated by supposing that from that instant on a resistance $r_{g1} = \cot \alpha_1$ in series with a voltage source

$-(V_g - V_{g1}) U(t - t_1)$ is suddenly connected between grid and cathode. If the grid voltage passes the value V_{g2} at the instant $t = t_2$, then again a transient occurs, which can be calculated by assuming again a resistance $r_{g2} = \cot \alpha_2$ in series with a voltage $-(V_g - V_{g2}) U(t - t_2)$ to be suddenly connected between grid and cathode, thus in parallel with the already present circuit between grid and cathode. Details of this way of calculation can be found in the book, quoted at the end of this article.

4.2. Diode circuits.

The results of the study of the behaviour of grid circuits when subjected to the influence of sudden steep positive or negative-going voltage changes will also be useful for the investigation of the response of diode circuits. For vacuum-tube diodes the same current-voltage characteristic approximations can be applied. The resistance of a vacuum diode in the reversed current direction, often called the "back resistance", can be taken to be infinite. However, another large category of diodes, viz crystal diodes, selenium rectifiers and the like, have a back resistance of finite value. In that case, the diode current voltage characteristic can, to a close approximation, be represented by the graph of fig. 10. Indeed, the actual current is zero

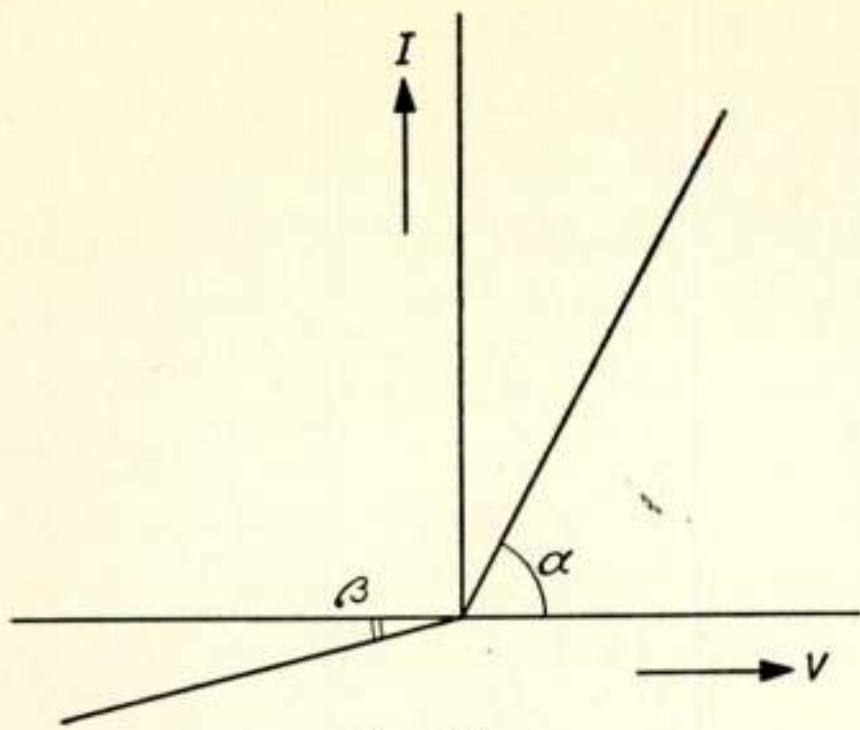


Fig. 10.

Approximation of a semi-conductor diode characteristic.

for zero voltage, which is different from the case of vacuum tubes. The back resistance R_b of diodes having a characteristic like that of fig. 10 will be:

$$R_b = \cot \beta \quad (4.19)$$

whilst the forward resistance will be:

$$R_f = \cot \alpha \quad (4.20)$$

The behaviour of such diodes in a network, when subjected to a change in input

voltage that passes the value zero can be described in the following way. For negative values of diode voltages the diode is represented by its back resistance R_b . For positive voltages the diode is represented by its forward resistance R_f . When the voltage across the diode changes from negative to positive values, than it can be assumed that, at the instant its value is zero, a resistance R_s is suddenly shunted across R_b of such value that:

$$R_f = \frac{R_b R_s}{R_b + R_s} \quad (4.21)$$

or:

$$R_s = \frac{R_b R_f}{R_b - R_f} \quad (4.22)$$

The sudden shunting of R_b by R_s causes transients which can be calculated in the way outlined in previous sections.

In the same way, the change of the diode voltage from positive to negative values will be accompanied by transient phenomena which can be described by the sudden omission of R_s from the circuit at the instant the diode voltage passes zero, and calculated by the same methods.

It should be born in mind, however, that disturbing effects may occur, when switching certain kinds of semi-conductor diodes, caused by inherent inertia phenomena such as holestorage in germanium diodes.

4.3. The anode circuit.

Assuming idealized triode characteristics as represented in fig. 11 leads to a relation between the anode current and the anode and grid voltages, given by the following expression:

$$I_a(t) = \frac{V_a(t) + \mu V_g(t)}{r_a} \quad (4.23)$$

The anode current will be zero as soon as

$$V_g(t) \leq -\frac{V_a(t)}{\mu} \quad (4.24)$$

(cut-off condition of the tube).

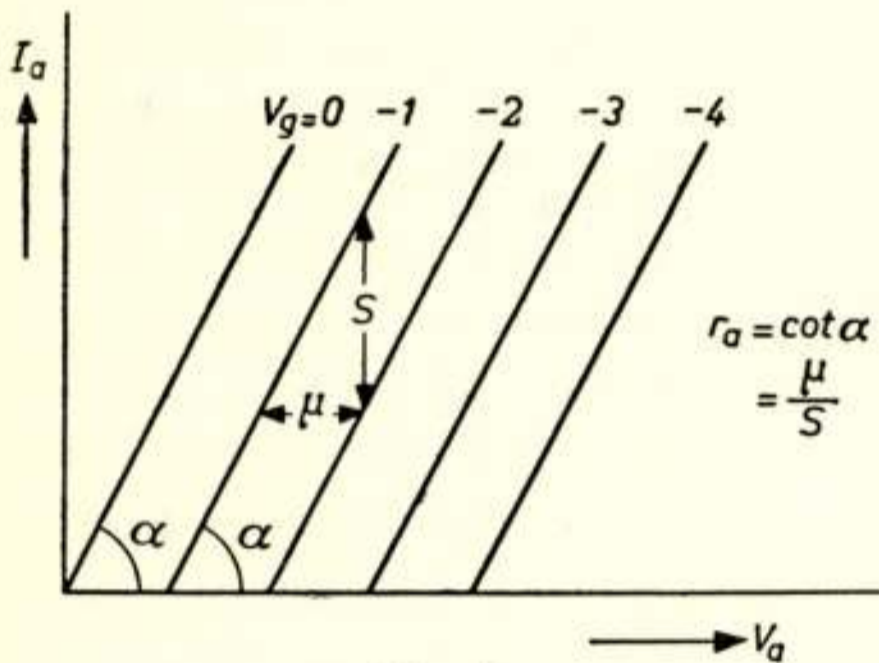


Fig. 11.

Approximated anode current-anode voltage characteristics of a triode.

In general, the grid voltage will never reach large positive values, as the occurrence of grid current largely limits these values (see section 4.1 and fig. 4). Within this region of grid voltage between cut off and about zero the approximation of linear characteristics will mostly be allowed.

Even if the grid voltage is known as a function of time, expr. (4.23) is not

sufficient to determine the anode current and voltage. Another relation is necessary, and can be found, by considering the voltage drop across the impedance in the anode circuit.

Assuming first the tube to be initially cut off, then the anode current is zero, whereas the anode voltage may be any function of time, often a constant voltage, but possibly a variation in anode voltage may be caused by some external voltage or current sources.

This anode voltage will be denoted by $V(t)$.

Now at the instant $t = t_0$ the grid voltage passes the cut-off point in positive direction, anode current starts to flow, and the relation (4.23) is valid. But another relation also exists:

$$V(t) - V_a(t) = I_a(t) \cdot Z_a \quad (4.25)$$

where Z_a is the anode impedance.

From these two relations $I_a(t)$ can be eliminated and the result is:

$$V_a(t) = V(t) - \frac{Z_a}{Z_a + r_a} [V(t) + \mu V_g(t)] U(t - t_0) \quad (4.26)$$

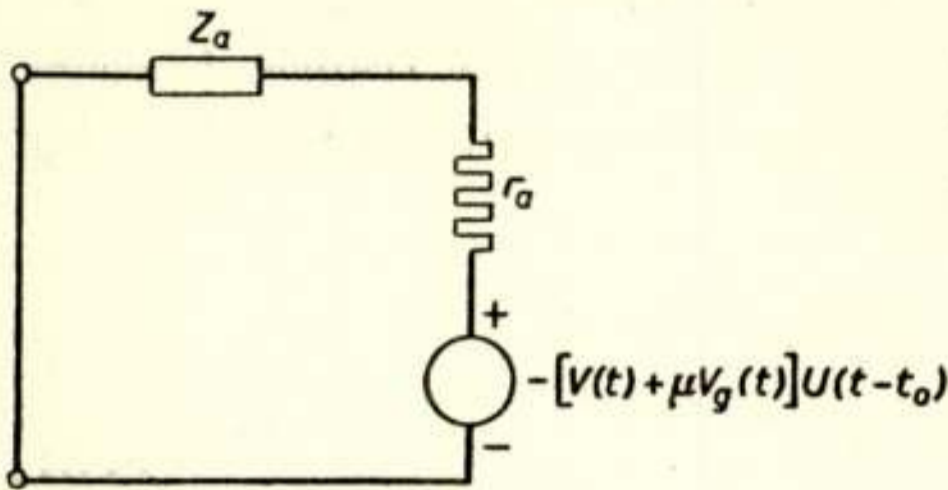


Fig. 12.

Auxiliary circuit used to explain the behaviour of a triode that is switched from the cut-off into the conducting state.

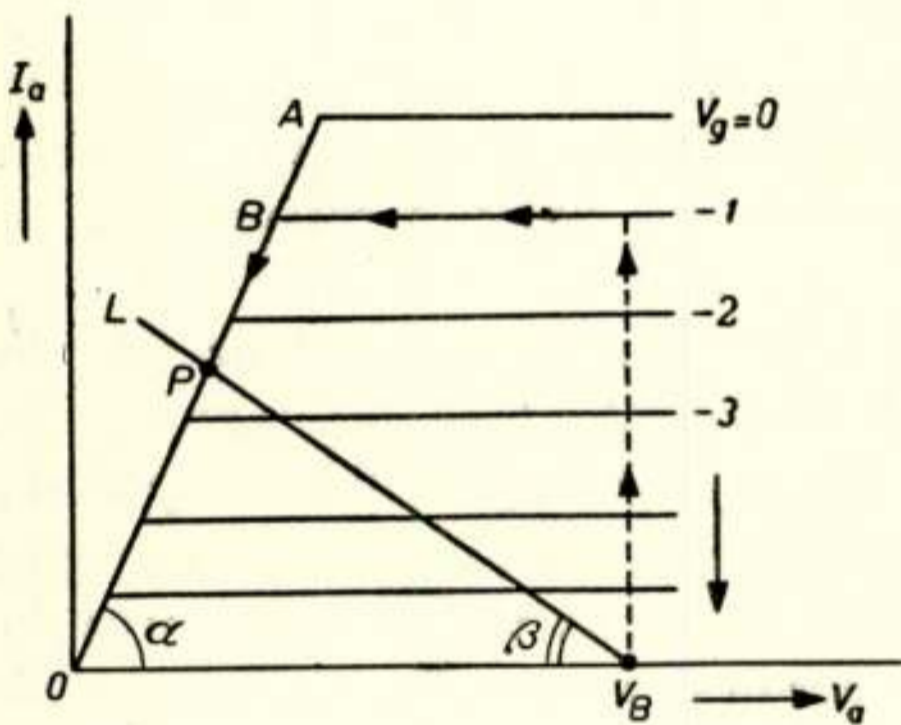


Fig. 13.

Approximated anode current-anode voltage characteristics of a pentode.

voltage, as long as the current does not enter the domain of the bottoming line OA . This relation is:

$$I_a(t) = S \{ V_g(t) - E_c \} \quad (4.27)$$

where S is the transconductance and E_c the cut-off grid voltage of the pentode.

The anode voltage will be

$$V_a(t) = V(t) - Z_a I_a(t) \quad (4.28)$$

where $V(t)$ is the anode voltage that would occur when no anode current flows, and Z_a is the anode load impedance.

This can be considered as the superposition of the undisturbed state ($V(t)$) and the response of the network to a voltage source

$- [V(t) + \mu V_g(t)] U(t - t_0)$ in series with r_a between cathode and anode (see fig. 12). The difference from switching an ordinary resistance r_a between anode and cathode is that in this case the auxiliary voltage source would have to be taken $-V(t) U(t - t_0)$. The term $\mu V_g(t)$ occurs because the electron tube is an active element and not a passive resistance.

In the case of idealized pentode characteristics as represented in fig. 13 the relation between the anode current and the grid voltage at a given, fixed screen grid voltage is very simple and independent of the anode

If the relation between anode current and anode voltage is such that at a given instant t_1 , the value of the latter has decreased to

$$V_a(t_1) = I_a(t_1) \cot \alpha \quad (4.29)$$

then the bottoming line is reached and a new transient occurs, for now I_a can no longer change independently of V_a , but only according to the relation

$$I_a(t) = V_a(t)/r_a \quad (4.30)$$

where $r_a = \cot \alpha \quad (4.31)$

This "bottoming" is equivalent to suddenly switching a resistance r_a between anode and cathode.

If, for instance, the tube has been cut off for a long period, then its anode voltage will be equal to the supply voltage V_B (see fig. 13). If then the control-grid voltage V_g is suddenly raised to a value above the cut-off voltage E_c , say -1 volt, the anode current suddenly assumes a value corresponding to the characteristic for $V_g = -1$ volt.

If the anode load impedance consists of a resistance R_a in parallel with a capacitance C , and if the time constant $R_a C$ is very large, then the change in anode voltage will be very slow, compared with this sudden increase in anode current. The operating point of the tube will travel along the dotted curve in a direction, indicated by the arrows in fig. 13, and finally reach a steady state at point P if the anode load resistance $R_a (= \cot \beta)$ is large enough to correspond with the static loadline L . At the "knee-point" B of the characteristic a new discontinuity occurs, to be accounted for by switching a resistance $r_a = \cot \alpha$ between anode and cathode. If the control grid voltage change is a step function, then the anode current will also be a step function during the first phase, whereas the anode voltage will be an exponential function with a time constant $R_a C$. In the second phase, starting as soon as point B is reached, the anode current will no longer be constant, but decrease according to an exponential function with a time constant $\frac{r_a R_a}{R_a + r_a} C$. The anode voltage will change exponentially with this same time constant.

5. *Conclusion.*

In this article indications are given of methods by which vacuum tubes can be treated as network components in pulse circuits. For those interested in a more detailed treatment reference is made to a book by the author¹⁾, which also contains applications of the methods to the analysis of frequently used basic pulse circuits, such as multivibrators.

¹⁾ P. A. Neeteson, "Vacuum Valves in Pulse Technique", Book IX of the series of books on Electronic Valves, Philips Technical Library (1955).

VIII-STE PLENAIRE ZITTING VAN HET CCIR

Van 9 augustus tot 13 september 1956 vindt te Warschau de VIII-ste Plenaire Zitting plaats van het Comité Consultative Internationale des Radio-Communications.

De volgende Nederlanders zullen deze conferentie bijwonen.

Nederlandse Delegatie:

Voorzitter: Ir. J. D. H. v. d. Toorn, Directeur-Generaal der PTT.

Plaatsverv. Voorzitter: Ir. A. J. Ehnle, Hoofddirecteur Algemene Zaken en Radio, alsmede

Ir. E. L. Bordewijk

Dr. Ir. H. C. A. van Duuren

Ir. M. C. Ennen

P. de Groen

J. Houtsmuller

Ir. B. J. Stöver

Ir. J. C. Verton

Ir. J. J. Vormer

Jhr. Dr. Ir. C. Th. F. v. d. Wyck.

Experts:

Philips Telecommunicatie Industrie — Ir. F. C. de Boer; Ir. W. Lulofs.

Philips Natuurkundig Laboratorium — Dr. H. Bremmer; Dr. J. Haantjes;

Ir. H. Rinia; Dr. F. L. Stumpers.

Nederlandse Radio Unie — Dr. Ir. J. J. Geluk.

Als waarnemer van de „International Chamber of Shipping” woont Ir. C. B. Broersma de Conferentie bij.

Wij komen bij een volgende bespreking op de te behandelen punten van de zeer uitgebreide agenda nog nader terug.

Thans volstaan wij met te vermelden dat enkele markante punten van behandeling zullen zijn:

Het vaststellen van internationale normen voor kleuren televisie.

Bestudering der voortplanting van hoogfrequente trillingen.

Vaststellen van normen voor zenders van verschillende categorieën.

De bestudering van H.F. straling van ontvangers.

Het vaststellen van normen voor V.H.F. apparatuur voor internationaal gebruik aan boord van schepen.

Het CCIR werk wordt uitgevoerd door een aantal studiegroepen welke ieder een bepaald onderdeel der radiotechniek behandelen.

In totaal zijn er 14 studiegroepen, welke behandelen:

- I. Zenders
- II. Ontvangers
- III. Complete radio systemen voor verschillende categorieën verbindingen
- IV. Grondgolf voortplanting
- V. Troposferische voortplanting
- VI. Ionosferische voortplanting
- VII. Tijdseinen en standaard frequenties
- VIII. Internationale bewaking van frequenties
- IX. Algemene technische problemen
- X. Omroep en problemen i.v.m. enkel zijband
- XI. Televisie
- XII. Omroep in tropische gebieden
- XIII. Operationele problemen gebaseerd op technische overwegingen
- XIV. Classificaties en benamingen.

Het stemt tot voldoening te constateren dat er twee Nederlanders optreden als studiegroep voorzitters, n.l.:

Ir. J. D. H. v. d. Toorn, voorzitter studiegroep XIII en
Dr. Ir. H. C. A. van Duuren, voorzitter studiegroep III.

C. B. B.

„METEOROLOGIE UND FUNKORTUNG”

Op 26 en 27 juni vond in Essen een „Tagung” plaats met als onderwerp: „Meteorologie und Funkortung”.

De bijeenkomst was georganiseerd door de „Ausschusz für Funkortung”, een comité, dat zich o.a. ten doel stelt de achterstand, die er na de oorlog op radio-gebied in Duitsland t.o.v. andere landen bestond zo snel en goed mogelijk in te halen. Hiertoe werden verschillende Tagungen georganiseerd, waar zoveel mogelijk niet-duitsse sprekers werden uitgenodigd.

De Tagung in Essen was eigenlijk een vervolg op de vorig jaar in München gehouden Tagung, die een veel algemener programma had en waar verschillende problemen op het raakvlak tussen radio en meteorologie in discussie kwamen. De tijd ontbrak toen om een uitgebreide gedachtenwisseling te houden en daarom werd de Tagung in Essen georganiseerd met een begrensde programma.

(De Funkortung en de scheepvaart zal op een afzonderlijke Tagung in oktober a.s. in Hamburg behandeld worden.)

De leiding heeft het toch niet kunnen nalaten enkele langere voordrachten op het programma toe te laten, waardoor het programma in Essen toch weer overladen was en enkele discussies vroegtijdig moesten worden afgebroken.

De vergadering werd gehouden in de grote zaal van het Haus der Technik. De faciliteiten zijn daar buitengewoon. De projectie-apparatuur was zeer uitgebreid en van een uitzonderlijke kwaliteit. Verlichting en geluidsversterking waren vrijwel volmaakt. Het systeem van simultane vertaling met verspreiding per radio via koptelefoons met ingebouwde miniatuurontvangers liet weinig te wensen over.

Het programma was verdeeld in 3 hoofdstukken.

I. Die Ausnutzung der Funkortung für die Meteorologie.

II. Die Einwirkung des Wetters auf die Funkortung.

III. Das Zusammenwirken von Meteorologie und Funkortung für die Schifffahrt, für die Luftfahrt und für die Katastrophenschutz der Bevölkerung.

Belangrijke nieuwe aspecten heeft de Tagung niet opgeleverd. Enkele punten welke van interesse voor de lezers van dit tijdschrift kunnen zijn volgen hier, min of meer in telegramstijl.

De buienradar is bezig zich een vaste plaats onder het gereedschap van de meteoroloog te verwerven.

De optimale golflengte voor een buienradar, die op grond van in hoofdzaak Canadese berekeningen op 5,7 cm was bepaald, moet voor Europa, waar de gemiddelde neerslagintensiteit anders is, mogelijk iets kleiner worden gekozen.

Het onderzoek naar de invloed van meteorologische verschijnselen op de voortplanting van korte radiogolven heeft in Duitsland grote belangstelling. Binnenkort zullen regelmatige kabelballonopstijgingen worden gedaan om de voor dit doel nodige aerologische gegevens te verzamelen.

De „scatter” voortplanting kwam natuurlijk ook uitvoerig ter sprake. Er zijn aanduidingen, dat de veldsterkte op grote afstanden in Europa kleiner is dan in Amerika. Het is waarschijnlijk dat er in veel gevallen een zekere samenwerking bestaat tussen scattering en superrefractie. Het is alles echter nog vrij vaag; meer en betere metingen zijn nodig en misschien ook een betere theorie!

A. H.

PRIJZEN TOEGEKEND DOOR HET WETENSCHAPPELIJK RADIOFONDS „VEDER”

Door het Wetenschappelijk Radiofonds „Veder” werden dit jaar de volgende prijzen toegekend.



L. ALONS

Aan de heer L. Alons werd een prijs toegekend ter zake van zijn bijdrage tot de ontwikkeling van luidsprekers. De heer Alons, in 1907 geboren, trad in 1927 in dienst van het Natuurkundig Laboratorium der N.V. Philips. In 1930 legde hij het candidaatsexamen in de Wis- en Natuurkunde af aan de Rijksuniversiteit te Groningen. In 1932 werd hij overgeplaatst naar het laboratorium van de Apparatenfabriek. Daar is hij thans leider van het ontwikkelingslaboratorium van luidsprekers en grammofoons, met de titel van hoofdingenieur. De heer Alons heeft zich al deze jaren met problemen van de geluidstechniek bezig gehouden, in het bijzonder met de beheersing van de weergave-karakteristiek

en het rendement van luidsprekers en de daartoe benodigde meetmethoden, berekeningen en constructies. Het N.R.G. heeft hij daarvan doen blijken bij de inleidende voordrachten tot het bezoek aan de Philips Phonografische Industrie te Baarn, welke in 1955 plaatsvonden.

Aan de heren Dr. J. Haantjes en Ir. K. Teer werden prijzen toegekend ter zake van een door hen uitgevonden transmissiesysteem voor kleurentelevisie. Dit systeem werd beschreven in T. Ned. Radiogenoot, 20, p. 21, 1955 en in Wireless Eng. 31, pp. 225 en 266, 1954 en 33, pp. 3 en 39, 1956.



Dr. J. HAANTJES

Dr. J. Haantjes werd geboren in 1908 en studeerde Wis- en Natuurkunde aan de Rijksuniversiteit te Leiden, waar hij in 1933 het doctoraal examen aflegde. In 1936 promoveerde hij bij prof. Keesom op een proefschrift: Onderzoekingen betreffende de isotopen van neon en van zuurstof. In 1937 trad hij in dienst van het Natuurkundig Laboratorium der N.V. Philips; thans is hij daarvan Adjunct Directeur.

Dr. Haantjes heeft sedert jaren de leiding van het onderzoek op het gebied der televisie.



Ir. K. TEER

Ir. K. Teer werd geboren in 1925 en studeerde aan de Technische Hogeschool te Delft, waar hij in 1949 het diploma van Electrotechnisch Ingenieur verwierf. In 1950 trad hij in dienst van het Natuurkundig Laboratorium der N.V. Philips, waar hij zich heeft beziggehouden met problemen op het gebied der televisie.

NIEUWE UITGAVEN

De redactie ontving:

Wireless Servicing Manual, door W. T. Cocking, negende uitgave.
Dit boek zal in een der volgende nummers besproken worden.

Uit het Nederlands Radiogenootschap

PERSONALIA



Dr. Ir. J. L. BORDEWIJK

Op 27 juni 1956 promoveerde te Delft tot doctor in de technische wetenschappen ons lid J. L. Bordewijk op een proefschrift getiteld „Inter-Reciprocity applied to electrical networks”. Promotor was Prof. Ir. B. D. H. Tellegen.

Jan Lourens Bordewijk werd te Meppel op 23 september 1920 geboren en behaalde in 1939 het einddiploma Gymnasium B aan het Chr. Lyceum te Zwolle. In hetzelfde jaar volgde de eerste inschrijving aan de T. H. te Delft. Door de oorlogsomstandigheden enige jaren onderbroken werd in mei 1946 de studie voltooid met de verkrijging van het diploma van electrotechnisch ingenieur. Sinds 1946 is J. L. Bordewijk verbonden aan het Staatsbedrijf der P.T.T. Tot 1953 was hij werkzaam op het Centraal Laboratorium, alwaar hij zich onder meer bezighield met problemen betreffende ruis en teruggekoppelde versterkers. Sindsdien werkt hij op de afdeling Omroep en Televisie, waar hij een actief aandeel heeft in de opbouw van het televisie- en F.M.-bestel in Nederland. In 1955 volgde de benoeming tot hoofdingenieur. J. L. Bordewijk is lid van de examencommissie van het N.R.G. en heeft tevens als leraar op verschillende M.T.S.'en geijverd voor een verbetering van het telecommunicatieonderwijs op de middelbare technische scholen.

Verschillende artikelen van zijn hand verschenen in het P.T.T.-Bedrijf, het Tijdschrift van het N.R.G. en andere vaktechnische bladen.

C. E. M.



Ir. R. VERMEULEN

Ir. R. Vermeulen werd tijdens het Tweede Internationale Akoestische Congres, dat in juni 1.1. in Cambridge, Mass. werd gehouden, gekozen tot „Fellow of the Acoustical Society of America”.

Nadat ir. Vermeulen in 1926 bij de N.V. Philips in dienst was getreden, werd hij het volgend jaar belast met elektro-akoestisch onderzoek, dat zich uiteraard ook uitbreidde tot het menselijk gehoor, de muziekinstrumenten en de zaalakoestiek. De verbetering van de zaalakoestiek, die met elektro-akoestische middelen bereikt kunnen worden, en de invloed daarvan op de waardering van muziek, werden nog kort geleden voor het Nederlands Radiogenootschap gedemonstreerd.

In 1953 was ir. Vermeulen vice-president van het Comité, dat in Nederland het Eerste Internationale Akoestische Congres organiseerde. In het begin van dit jaar werd hij als wetenschappelijk adviseur in de directie van het Philips Natuurkundig Laboratorium opgenomen.

EXAMENS**VERSLAG VAN HET EXAMEN VOOR RADIOTECHNICUS, RADIO-MONTEUR EN TELEVISIE-TECHNICUS, GEHOUDEN IN APRIL, JUNI EN JULI 1956**

De schriftelijke examens voor radiotechnicus, radiomonteur en televisie-technicus werden gehouden op 23 en 24 april 1956. Aangemeld hadden zich 219 kandidaten voor radiotechnicus, 258 voor radiomonteur en 3 voor televisie-technicus, waarvan 9 kandidaten zich terugtrokken (4 voor radiotechnicus en 5 voor radiomonteur). Wegens onvoldoend schriftelijk examen werden afgewezen 94 kandidaten radiotechnicus en 113 kandidaten radiomonteur.

Voor het mondelinge gedeelte werden opgeroepen 121 kandidaten radiotechnicus, 140 kandidaten radiomonteur en 3 kandidaten televisie-technicus, welke mondelinge examens werden gehouden op 4, 5, 11, 14, 21, 22, 25, 26 juni en 2, 3 en 10 juli.

Afgewezen werden 46 kandidaten radiotechnicus en 53 kandidaten radiomonteur.

Geslaagd zijn in totaal 68 kandidaten radiotechnicus, 74 kandidaten radiomonteur en 3 kandidaten televisie-technicus. 7 Kandidaten radiotechnicus en 13 kandidaten radiomonteur werden voor een herexamen in aanmerking gebracht. Van de 21 kandidaten die een herexamen moesten afleggen (nl. 6 kandidaten voor technicus en 15 voor monteur) slaagden 6 voor technicus en 8 voor monteur.

2 Kandidaten herexamen monteur moesten worden afgewezen, terwijl aan 5 kandidaten uitstel wegens ziekte en militaire dienst werd verleend.

NIEUW LID

C. J. Benjamin, Onder de Boompjes 36, Gouda.

VOORGESTELDE LEDEN

Ir. R. A. Bruininga, Meppelweg 234, Den Haag (Ned. Siemens Mij).
 Ir. J. J. Dorgelo, Breitnerlaan 51, Den Haag (Ned. Siemens Mij).
 Ir. C. J. Wustenhoff, Kastanjelaan 7, Hilversum (PPI).

NIEUWE ADRESSEN VAN LEDEN

Ir. F. H. E. Bicknese, 42 Birchstreet, Post Washington, Long Island, New York USA.
 Ir. C. Franx, Herman Heyermanslaan 22, Eindhoven.
 Ir. H. W. F. van 't Groenewout, Rotterdamse Rijkweg 39, Overschie.
 Ir. B. L. Kaper, a/c Philips de Brasil, C.P. 7018, Sao Paulo Brasil.
 C. A. Smit, Daguerrestraat 13, Den Haag.
 Ir. J. J. Vormer, Park de Werve 28, Voorburg.
 Ir. K. Vredenburg, Prins Bernhardlaan 121, Leidschendam.