

DE

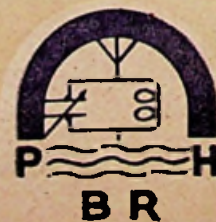
RADIO REVUE

5

INHOUD

Dr. Edwin H. Armstrong	129
Radio-omroep met frequentiemodulatie	131
Wij bouwen zelf..	
De 6,5 watt-versterker 647	136
Radartechniek	138
Gelijkrichterelementen	141
Rationele Berekening ener filtercel . .	143
Radiocursus (XIII) :	
— Algemene Radiotechniek (5)	145
— Radiotechnologie en Werkhuis- practijk (11)	149
Televisiecursus	151
Service... Philips 2A, 2A05, 2A20 . . .	155
Van Hier en Elders	157
Knepen uit de Practijk	159

BEHEER EN REDACTIE:
Prins Leopoldstraat, 28
Antwerpen (Borgerhout)



LABORATORIA VANDAMME

P.V.B.A

Prins Leopoldstraat, 28 — ANTWERPEN-BORGERHOUT

TEL. 560.29

Oscillograaf

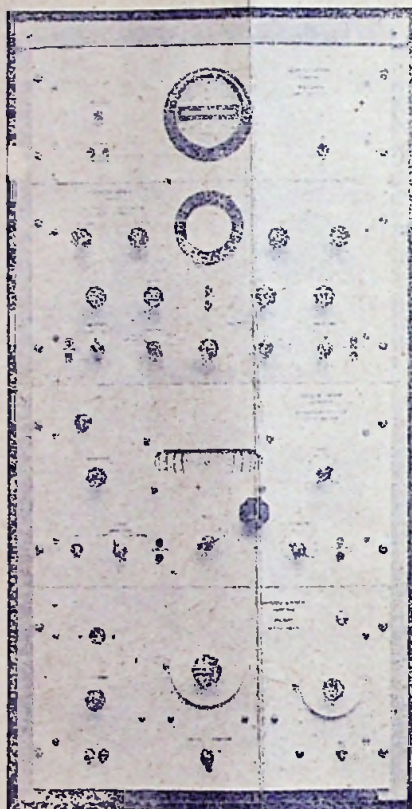
C. N. 517 - Frs. 7.540

**H. F. Generator-
modulator**

C. N. 221 - Frs. 6.670

Meetbrug C. R.

C. N. 8023 - Frs. 4.320



Daar wij de "International Relay Rack" afmetingen op onze apparaten toepassen, zijn alle combinaties in de samenstelling van de racks mogelijk.

Al onze apparaten zijn voor een periode van één jaar gewaarborgd tegen alle constructiefouten.

Bij aankoop van 3 afzonderlijke instrumenten van gelijk welk type worden Montagerack en Stekkerbord, gezamenlijke waarde 1.870 Frs., gratis bijgeleverd. Dit geldt ook voor den kredietverkoop.

DE

Nr 5 — 15 JUNI 1947

RADIO

MAANDBLAD

BEHEER EN REDACTIE :
PRINS LEOPOLDSTRAAT 28
ANTWERPEN

REVUE

Prijs per nummer : 30 fr. — Abonnement : 250 fr. voor 12 nrs.

Uitgave van « N.V. Algemeene en Technische Boekhandel v/h. P. H. BRANS ».

Postcheckrekening 485811



DR. EDWIN H. ARMSTRONG

DR. EDWIN H. ARMSTRONG

In de radiomiddens is Dr. Edwin H. Armstrong ongetwijfeld een van de meest vooraanstaande personaliteiten: hij verbeterde de superheterodyne schakeling, legde de grondslagen van de superreactie en is de uitvinder van de frequentie modulatie.

Majoor E. H. Armstrong is professor in de Electrotechniek aan de Columbia Universiteit. Hij is een van de weinige geleerden die reeds gedurende hun leven waardering vinden voor hun werk. Hoe dikwijls hij reeds bekroond werd weten we niet. Wel weten we dat hij in 1941 de « Franklin Medal » bekam, jaarlijks uitgereikt door het Franklin Institute aan « die werkers in de fysieke wetenschap of techniek, welke hun nationaliteit ook zij, en die door hun krachtinspanning er het meeste hebben toe bijgedragen om de kennis van de fysieke wetenschap of van haar toepassingen te bevorden ». (F.M. Juli 1941.)

In Juni 1944 ontving hij het eerste « Certificate of Appreciation » uitgereikt door het U. S. Signal Corps als blijk van erkentelijkheid en waardering vanwege het Amerikaanse Leger. Dit document werd hem overhandigd door Generaal Harry C. Ingles, Chief Signal Officer, gedurende een korte plechtigheid die plaats greep in de Pentagon Building.

In de eerste wereldoorlog was Dr. Armstrong Majoor bij de A.E.F. (American Expeditionary Forces) en werkte in Frankrijk en Engeland aan de verbetering van de superheterodyne. Het doel dat werd nagestreefd was de verwezenlijking van zeer gevoelige apparaten waarmee de Duitse radioverbindingen konden onderschept worden. Dr. Armstrong slaagde schitterend in zijn opzet. Berichten van de Duitse Vloot betreffende bewegingen van de vlooteenheden, werden opgevangen en overgemaakt aan de Britse Admiraliteit, kort voor de slag van Jutland. De Admiraliteit hield er echter geen rekenschap mede omdat zij het voor onmogelijk beschouwde berichten te horen die van een Duits schip naar een ander werden overgeseind. De feiten bewezen achteraf dat de Duitse vloot zich inderdaad verplaatst had, en de slag van Jutland zou ongetwijfeld een heel ander verloop hebben gekend indien men de waarschuwing niet in de wind had geslagen.

De verbetering van de superheterodyne kwam echter te laat opdat men haar nog op grote schaal kon gebruiken gedurende de krijgsv verrichtingen en na de oorlog, gedurende de jaren van koortsachtige ontwikkeling van de radio-omroep, scheen men zelfs de superheterodyne te vergeten tot zij,

plots, in de plaats kwam van de neutrodyne en al de andere H.F.-schakeelingen.

De geschiedenis van de frequentie modulatie, uitgevonden door Dr. E. Armstrong, had een gelijkwaardig verloop.

In November 1935, op een vergadering van de Institute of Radio Engineers in New-York, overhandigde Dr. Armstrong de tekst van zijn studie over « de methode om de storingen te verminderen in radioverbindingen door middel van een frequentie-modulatie systeem ».

Dit is waarschijnlijk een der meest merkwaardige bijdragen tot de radioliteratuur. Het is inderdaad een feit dat al de punten die vermeld werden in deze duidelijke en eenvoudige studie, theoretische zowel als praktische, zich hebben verwezenlijkt en dit, merkwaardig genoeg, niet-tegenstaande het feit dat wiskundige berekeningen aangetoond hadden dat het door Majoor Armstrong aanbevolen systeem niet bruikbaar was!

Het frequentie modulatie systeem heeft, sedert het in dienst stellen, in 1939, van het station van Dr. Armstrong, te Alpine, N. J., de opvattingen betreffende de verdere uitbouw van de radio-omroep volledig gewijzigd.

Sedertdien heeft de F. M. (frequentie modulatie) een geweldige vaart genomen, vooral in de Verenigde Staten: broadcasting, televisie, facsimilé, verkeer, enz.

Wij menen geen betere hulde te kunnen brengen aan de grote pionier van de frequentie modulatie dan met in ons tijdschrift een reeks artikelen te wijden aan dit uiterst actuele vraagstuk, hoofdzakelijk gesteund op de studie van Dr. E. H. Armstrong zelf en die, zoals hoger vermeld, in 1935 voor het eerst werd voorgedragen voor het Institute of Radio Engineers en voor het eerst verscheen in het Meinummer 1936, van de Proceedings van hetzelfde Institute (1).

Zo gaan wij terug naar de bron zelf van de frequentie modulatie en dit zullen onze lezers ongetwijfeld ten zeerste waarderen.

De Redactie.

(1) De studie werd overgenomen in de nummers van Juni, Juli, Augustus 1944 van het Tijdschrift F.M. and Television.

De Oorsprong van de

Radio-Omroep met Frequentie-Modulatie**Een Methode van Storingsvermindering door middel van een systeem van Frequentie-Modulatie**

De studie van Dr. E. H. Armstrong, gepubliceerd in 1935, streefde een dubbel doel na:

1) Enkele te dien tijde recente ontwikkelingen beschrijven in verband met de uitzending en de ontvangst van berichten door middel van een draaggolf gemoduleerd in frequentie;

2) Een nieuwe methode beschrijven van storingsvermindering in radiocommunicatie.

EERSTE DEEL

Historisch overzicht.

Het vraagstuk der frequentie modulatie is betrekkelijk oud. Alhoewel er reeds enkele vage aanwijzingen van vroegere datum waren, blijkt zijn oorsprong geplaatst te moeten worden kort na de ontdekking van de zender met lichtboog volgens Poulsen (1). De onmogelijkheid deze zender met lichtboog te moduleren volgens de in zwang zijnde practijk bij de vonkzenders, verplichtte de radiotechniekers een nieuwe modulatie methode te vinden. Het middel dat aangewend werd bij telegrafiezenders en dat er in bestond de frequentie van de zender te veranderen en langs de zijde van de ontvanger gebruik te maken van de selectiviteit van de ontvanger om de gemoduleerde golf te scheiden van de niet gemoduleerde, leidde tot het voorstel dit middel eveneens aan te wenden voor de radiotelefonie. Men zou de golflengte van de zender doen variëren in overeenstemming met de stemmodulaties en dit zou men bekomen door gebruik te maken van een electrostatische microfoon in aansluiting met de trikring of door middel van een zelfinductie waarvan de waarde door een of ander electromagnetisch middel zou geregeld worden. In de ontvanger zou men de frequentievariëties van de opgevangen golf omzetten in amplitude variaties door gebruik te maken van misafgestemde ontvangkringen, zodanig dat wanneer de invallende stroom met veranderingen frequentie dichter of verder van de resonantie frequentie van de ontvangkringen kwam te liggen de amplitude van de stromen in deze kringen in overeenstemming hiermede zouden variëren. Deze stromen zouden dan verder op de gewone manier kunnen gedetecteerd worden. Deze voorstellen leidden echter tot geen

(1) Het principe waarop deze zender berust werd in 1900 door Duddel ontdekt; de Deen Poulsen heeft het later voor practisch gebruik uitgewerkt (1903).

practische resultaten en de amplitude modulatie bleef de enige gebruikelijke modulatie methode voor de Poulsen-boog. De verschillende schikkingen die beproefd werden kan men terugvinden in de toenmaals geregistreerde octrooien, die achteraf ook in de leidende handboeken (2) opgenomen werden. De handboeken getuigen eensgezind voor de onvoorwaardelijke meerderheid van de amplitude modulatie.

Korte tijd na de ontdekking van de zenders uitgerust met radiobuizen, probeerde men opnieuw de frequentie te moduleren maar het verdict viel nogmaals ongunstig uit voor de frequentie modulatie. Inmiddels had men echter duidelijk het quantitief verband begrepen tussen de bandbreedte vereist in de amplitude modulatie en de frequentie van de modulerende stromen en stelde men voor deze band in te krimpen door gebruik te maken van frequentie modulatie in dewelke de frequentie binnen zekere grenzen zou behouden blijven; b.v. een breukdeel van de hoogste frequentie van de modulerende stroom. Op deze wijze zou men een zekere uitsparing bekomen in het gebruik van het frequentie spectrum. Het verkeerde van deze beredenering werd in 1922 bewezen door Carson (3) die voor het eerst het vraagstuk wiskundig behandelde en aantoonde dat de nodige bandbreedte ten minste tweemaal de hoogste modulatiefrequentie bedroeg. Het eindoordeel van Carson, uitgesproken nadat hij het vraagstuk grondig had onderzocht — «...Aangezien deze modulatiemethode onvermijdelijk vervormingen doet ontstaan zonder enigerlei compensatie» — scheen definitief het probleem der frequentiemodulatie af te sluiten.

Enkele jaren na Carson werd het vraagstuk opnieuw wiskundig onderzocht en de besluiten bevestigden die welke Carson had getrokken.

In 1929 bevestigde Roder (4) de resultaten bekomen door Carson en sprak zich uit tegen het gebruik der frequentie modulatie.

In 1930 behandelde Van der Pol (5) eveneens

(2) Zenneck : « Lehrbuch der drahtlosen Telegraphy » (1912). — Eccles : « Wireless Telegraphy and Telephony » (1916). — Goldsmith : « Radio Telephony » (1918).

(3) « Notes on the theory of modulation » P.I.R.E., Febr. 1922.

(4) « Ueber Frequenzmodulation » Telefunken Zeitung n° 53 (1929).

(5) « Frequency Modulation » P.I.R.E. July 1930.

het probleem. Hij trok echter geen besluiten betreffende de bruikbaarheid van de methode.

In 1931, in een wiskundige behandeling van de amplitude, phase en frequentie modulatie die aantoonde dat men een verhoging van het rendement zou bekomen in een frequent gemoduleerde zender besloot Roder (6) dat de voordelen die men aldus bekwam over de amplitude modulatie, teloor gingen in de ontvanger.

In 1932 vergeleek Andrew (7) het rendement van ontvangers voor frequent gemoduleerde signalen met dit van ontvangers voor amplitude modulatie en kwam tot het besluit dat met de methode van de afgestemde kring die frequentie variaties omvormde tot amplitude variaties, het vermogen afgeleverd door frequent gemoduleerde signalen slechts het tiende bedroeg van dit afgeleverd door amplitude gemoduleerde signalen.

Theoretisch was er dus eensgezindheid tegen het gebruik van frequentie modulatie; er bleef niets anders over dan het probleem praktisch te toetsen.

Gestelde problemen.

De voorwaarden die moeten vervuld zijn om een frequentiemodulatiesysteem op gelijken voet te brengen met een amplitudemodulatiesysteem zijn de volgende :

1) De frequentie-afwijking moet plaats hebben rond een vast punt. Dit betekent dat gedurende de modulatie de frequentie symmetrisch moet variëren ten opzichte van dit punt en dat dit niet mag verschuiven in de loop der tijden.

2) De frequentie-afwijking van de uitgezonden golf moet onafhankelijk zijn van de frequentie van de modulerende stroom en recht evenredig met de amplitude van deze stroom.

3) De karakteristieken van het ontvangsysteem moeten zó zijn dat het slechts gevolg geeft aan frequentievariaties en dat voor maximum frequentie-afwijking van de zender (volledige modulatie) de selectiviteitskarakteristiek van het frequentie-omvormingssysteem nagenoeg volledige stroommodulatie geeft.

4) De amplitude van de gelijkgerichte of gedetecteerde stroom moet recht evenredig zijn met de frequentievariatie van de uitgezonden golf en onafhankelijk van de snelheid waarmee de frequentieverandering plaats heeft.

5) Al de voorgaande bewerkingen moeten uitgevoerd worden door middel van een periodisch systeem.

Het Zendsysteem.

Uitgebreide proefnemingen met de reeds gekende methodes van frequentiemodulatie brach-

(6) « Amplitude, phase, and frequency modulation » P.I.R.E., December 1931.

(7) « The reception of frequency modulated radio signals » P.I.R.E., May 1932.

ten Dr E. Armstrong tot de overtuiging dat een nieuwe methode moest uitgedacht worden. Hij bracht deze dan ook tot stand. De modulerende stroom werd aangewend om een faseverschuiving te verwekken van een stroom afgeleverd door een bron met vaste phase en frequentie, recht evenredig met de amplitude van de modulerende stroom en omgekeerd evenredig met zijn frequentie. De resulterende faseverschuiving wordt dan over een voldoende aantal frequentievermenigvuldigers gevoerd ten einde 100 per cent modulatie te bereiken voor de hoogste frequentie van de modulerende stroom. Door de initiale faseverschuiving onder de dertig graden te behouden kan men een wezenlijke lineariteit bekomen.

De middelen die gebruikt werden om de faseverschuiving te doen ontstaan bestonden uit een bron met vaste frequentie, een gebalanceerde modulator door deze bron gestuurd, een toestel om de zijfrequenties uit de uitgang van de modulator te selecteren en om ze met de gewenste phase te combineren met de niet-gemoduleerde stroom van de oorspronkelijke bron. De faseverhouding die moet bestaan, daar waar de combinatie van de gemoduleerde en niet-gemoduleerde stromen plaats heeft is, dat op het oogenblik dat de hoogste en de laagste zijfrequentie opgewekt door de modulator in phase zijn met elkaar, de phase van de stroom van de hoofdosillator met dewelke zij gecombineerd worden er 90 graad moet van verschillen.

De schakeling is voorgesteld in de fig. 1 en 2, en de werking ervan wordt hieronder uiteengezet. De hoofdosillator uit de schema's mag een frequentie bezitten begrepen tussen vijftig en honderduizend trillingen per seconde of meer nog, naar gelang de frequentie van de modulerende stroom. Een e.m.k. afgeleid uit deze hoofdosillator wordt met gelijke phase gestuurd naar het rooster van een versterker en naar beide roosters van de gebalanceerde modulator. De plaatkringen van de modulatorbuizen worden niet reactief gemaakt voor de frequentie die aangelegd wordt op hun rooster, door de primaire van de transformator uit te balanceren zoals aangetoond. De

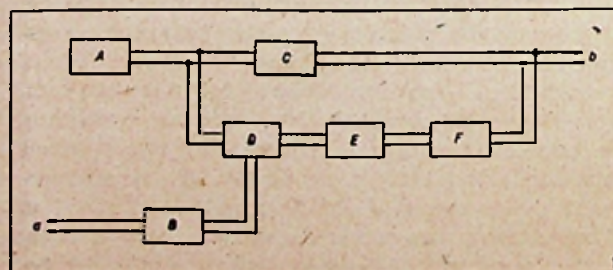


Fig. 1. — Blokschema van de faseverschuivingsmethode voor frequentiemodulatie.

- | | |
|------------------------------|-----------------------------------|
| A = oscillator. | E = 90° faseverschuivingstoestel. |
| B = correctieversterker. | F = zijbandversterker. |
| C = versterker. | a = modulatie-ingang. |
| D = gebalanceerde modulator. | b = naar vermenigvuldigers. |

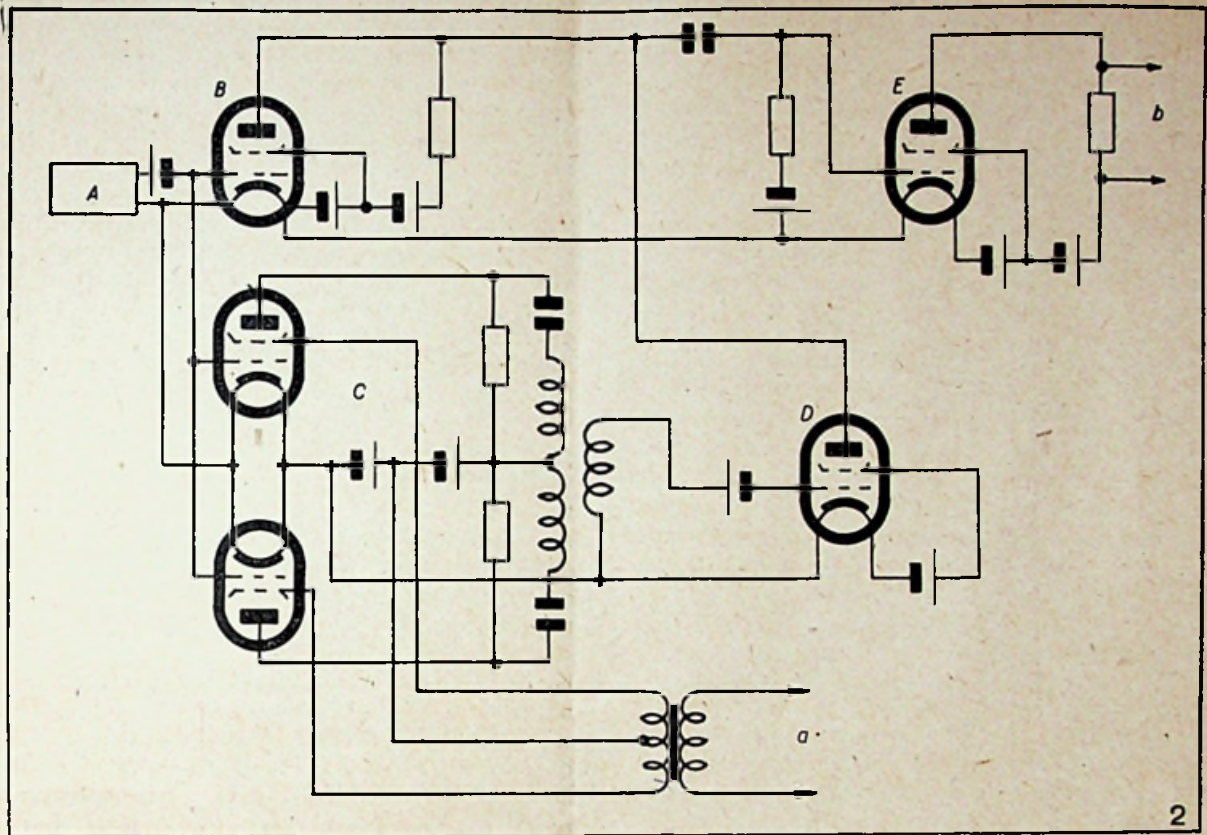


Fig. 2

Schakelschema van de faseverschuivingskring.

- | | |
|------------------------------|-----------------------------|
| A = hoofdosillator. | E = versterker. |
| B = versterker. | a = modulatie ingang. |
| C = gebalanceerde modulator. | b = naar vermenigvuldigers. |
| D = zijbandversterker. | |

plaatstromen zijn derhalve in phase met de e.m.k. aangelegd op de roosters. De daaropvolgende versterker is gekoppeld met de uitgangstransformator door middel van een spoel waarvan de eigenfrequentie groot is ten opzichte van de frequentie van de hoofdosillator en de e.m.k. die aangelegd wordt op het rooster van deze versterker wanneer de modulatorbuizen gedesequibreerd zijn door een modulatiespanning aangelegd op de schermrooster is derhalve 90 graad verschoven in phase t.o.v. de phase van de e.m.k. aangelegd op de roosters van de geëquibreerde modulatorbuizen. Daaruit vloeit voort dat de phase van de stromen in de plaatkring van de versterker aan de uitgang van de gebalanceerde modulator (in het toppunt van de modulatiespanning) 90 of 270 graden verschoven is t.o.v. de stroom in de plaatkring van de versterker van de niet-gemoduleerde oscillator. De spanningen die zij opwekken over de gemeenschappelijke weerstand zijn dus verschoven van 90 graad.

Het resulterend effect op de phase van de spanning die opgewekt wordt over de weerstand in de plaatkringen van deze twee versterkers, wanneer gemoduleerd wordt, vergeleken met de phase van de spanning die zou optreden in afwezigheid van modulatie is graphisch voorgesteld in fig. 3.

Uit dit vectoriële schema zien we dat de phase van de spanning over de gemeenschappelijke laadweerstand achtereenvolgens vooruit en achteruit loopt door de combinatie van de gemoduleerde en de niet-gemoduleerde componenten en dat de maximum faseverschuiving gegeven wordt door een hoek waarvan de tangens de som is van de topwaarde van de twee zijfrequenties gedeeld door de topwaarde van de niet-gemoduleerde componente. Indien we deze hoek voldoende klein houden (niet groter dan 30 graad) dan kunnen we deze faseverschuiving nagenoeg evenredig houden met de amplitude van de twee zijfrequenties en bijgevolg met de amplitude van de initiale modulerende stroom. Merken we ook nog op dat, indien de faseverschuivingshoek dezelfde blijft voor al de modulatiefrequenties, de snelheid waarmee de hoek zal toenemen of afnemen evenredig is met de modulatiefrequentie en dat bijgevolg de frequentie-afwijking van de uitgezonden golf evenredig zal zijn met de frequentie van de modulerende stroom. Wil men nu de frequentie-afwijking onafhankelijk maken van de modulatiefrequentie dan moet men, voor een constante modulerende e.m.k., de faseverschuivingshoek omgekeerd evenredig maken met de frequentie van de modulerende stroom. Dit bekomt men door de

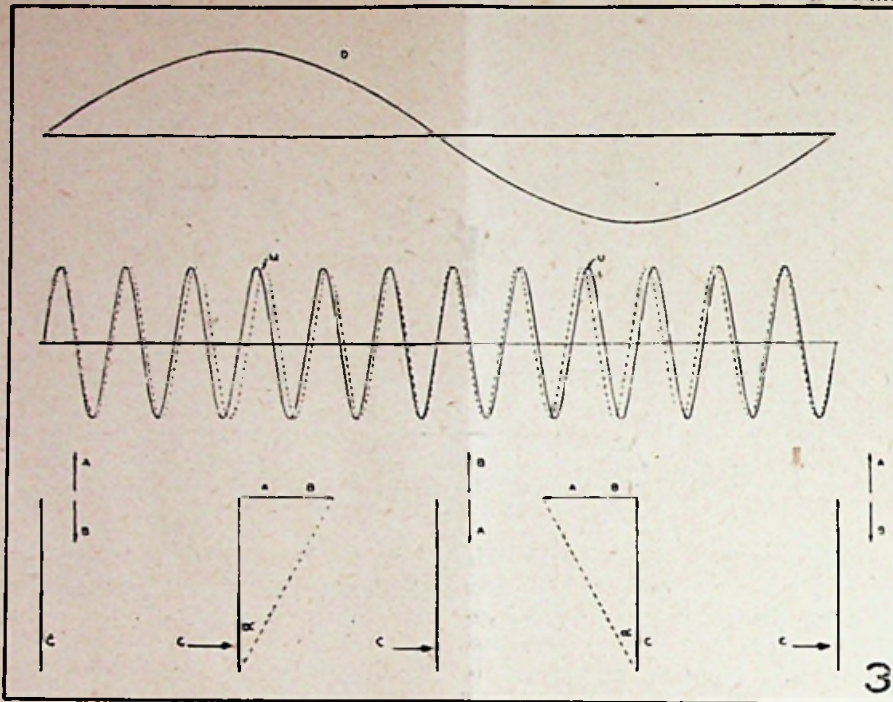


Fig. 3. — De phase van de spanning over de gemeenschappelijke belastingsweerstand loopt voor en achter.

- | | |
|---|----------------------------|
| O = modulerende spanning (E.M.K. aangelegd op modulatorooster). | U = niet-gemoduleerde H.F. |
| M = gemoduleerde H.F. | A = zijgolf. |
| | B = zijgolf. |
| | C = draaggolf. |

versterking van de ingangsversterker omgekeerd evenredig te maken met de frequentie door middel van het correctienet opgegeven in fig. 4. Dit netwerk bestaat uit een hoge weerstand in serie met een capaciteit waarvan de impedantie voor de laagste modulatiefrequentie betrekkelijk klein is t.o.v. de serieweerstand. De spanning die optreedt aan de klemmen van de capaciteit en die dienen moet om de volgende versterkertrap te sturen, is derhalve omgekeerd evenredig met de frequentie, daaruit vloeit voort dat de faseverschuivingshoek recht evenredig is met de amplitude van de modulatorstroom en omgekeerd evenredig met de frequentie. De resulterende faseverschuiving moet een groot aantal keren vermenigvuldigd worden alvorens men een bruikbare frequent gemoduleerde stroom bekomt. Dit wordt duidelijk indien we de voorwaarden onderzoeken waaraan een schakeling moet voldoen die een frequentieband moet overbrengen begrepen tussen 30 en 10.000 Hertz. Vermits de laagste frequentie begrensd wordt door een faseverschuiving van 30 graad, zal de faseverschuiving voor 10.000 Hertz slechts 0,09 graad bedragen ($30^\circ \times 30/10^4$). Nu is de minimum faseverschuiving voor 100 % modulatie van de zendgolf, ruw geschat, 45 graad. Een frequentievermenigvuldiging van 500 is dus vereist om een golf te produceren die volledig gemoduleerd is.

In normale voorwaarden kan deze frequentievermenigvuldiging verwezenlijkt worden zonder

verlies van lineariteit door middel van een reeks verdubbelaars of verdriedubbelaars op voorwaarde dat men de gepaste koppelingen tussen de buizen aanwendt. We zullen echter verder zien dat er toch moeilijkheden oprijzen en hoe men er aan verhelpt.

Uit wat vooraf gaat blijkt dus dat deze methode van frequentiemodulatie er in bestaat eerst fase-modulatie op te wekken met een fase-verschuiving omgekeerd evenredig met de modulatiefrequentie en dan deze fase-modulatie om te zetten in een frequentiemodulatie door opeenvolgende vermenigvuldigingen van de faseverschuiving. De frequentiestabiliteit is de stabiliteit die men kan bereiken met een cristal gestuurde oscillator en de symmetrie van de afwijking kan tamelijk perfect verwezenlijkt worden door compensatie van iedere optredende asymmetrische werking. Met de faseverschuivingsmethode uit fig. 2 ontstaat er een asymmetrie die belangrijk wordt wanneer de modulatiefrequentie hoog is t.o.v. de frequentie van de oscillator. Zij ontstaat in de plaat-transformator van de gebalanceerde modulator. De plaatkringen van deze buizen zijn betrekkelijk aperiodisch en bijgevolg zijn de amplitudes van de hoogste en laagste zijfrequenties nagenoeg gelijk, hieruit spruit voort dat de electromotorische kracht die geïnduceerd worden in de secundaire recht evenredig zijn met de waarden van deze frequenties. Bedraagt de frequentie van de oscillator 50.000 Hertz en de modulatiefrequentie 10.000,

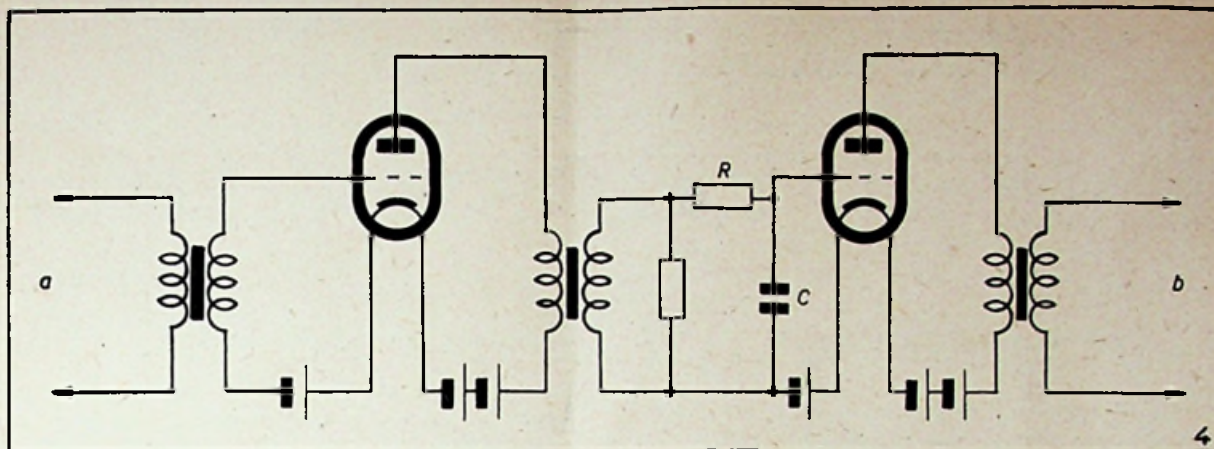


Fig. 4. — Network dat een frequentieafwijking moet verzekeren, onafhankelijk van de modulatiefrequentie.
a = audio input. b = naar modulator.

dan overtreft de hoogste zijfrequentie (60.000) de laagste (40.000) met 50 %. Deze ongelijkheid kan gecompenseerd worden door een weerstandcapaciteitschakeling die achter het punt geplaatst wordt waar de combinatie plaats heeft van de draaggolf en de zijgolven, echter vóór ieder punt waar verlies van amplitudelineariteit optreedt. Het niveau in de versterkers achter het compensatienetwerk moet voldoende klein behouden worden opdat de werking van het systeem lineair zou zijn.

De prestaties van zenders die volgens deze prin-

cipes in het werk werden gesteld stemden volledig overeen met de verwachtingen. De opbouw schijnt ingewikkeld en vereisen veel materiaal, nochtans is de complexiteit er slechts een van constructie en niet van werking. De volledige uitrusting, op de laatste vermenigvuldigingstrappen na, kan uitgevoerd worden met buizen van het ontvangtype; de laatste vermenigvuldigingstrappen worden uitgerust met vermogenpentodes die het niveau opvoeren tot op de vereiste waarde om gewoon vermogenversterkers te sturen.

(Vervolgt)

Radiotentoonstelling te Brussel, van 6 tot 15 September 1947

We hebben vernomen, dat op aandringen van talrijke belanghebbenden dit jaar te Brussel, in de Grote Hall van het Eeuwfeestpaleis, een radiotentoonstelling en een tentoonstelling van elektrische huishoudapparaten zal plaats hebben.

We zijn de Heer H. J. CONREUR, Algemeen Secretaris der tentoonstelling, gaan vinden, die ons heel vriendelijk heeft ontvangen en ons zijn plannen heeft uiteengezet.

Hij is natuurlijk overtuigd van het succes der tentoonstelling die, voor de eerste maal, de radio en al wat er verband mee houdt groepeerd met elektrische huishoudapparaten. Wie zou er trouwens aan twifelen, vermits er in Brussel geen radiotentoonstelling meer plaats had sinds 1939?

De tentoonstelling zal plaats hebben van 6 tot 15 September a.s. en we menen te mogen verzekeren dat er ook vanwege het publiek grote belangstelling bestaat. Hoeveel ontvangers en huishoudapparaten die onbruikbaar werden gedurende de oorlog moeten niet vervangen worden? En het is duidelijk dat de verbruiker, alvorens tot zijn wederuitrusting over te gaan, eerst de nieuwigheden wenst te zien.

Internationale Jaarbeurs te Milaan

De Radio Corporation of America neemt deel aan de Internationale Beurs die doorgaat te Milaan (Italië) van 14 Juni tot 29 Juni.

Ze zal er o.a. de volgende producten ten toon stellen: een electronen microscoop; een frequent gemoduleerde omroepzender en -ontvanger; radaruitrustingen; de RCA altimeter en Loran-ontvanger; een elektrisch vermogen-generator; meetmeettoestellen, buizen, ontvangers; geluidstoestellen, projectie-apparaten en opnametoestellen.

Het meest belangrijke dat zij zal ten toon stellen zal ongetwijfeld een volledig RCA televisie uitrusting zijn, die in werking zal zijn gedurende de ganse duur van de tentoonstelling. Ze zal de meest recente Orthicon cameras en controletoe-stellen omvatten, een ultra korte golf-relais en een zeker aantal van de nieuwste RCA-Televisie-ontvangers.

Om al deze redenen is het succes der tentoonstelling verzekert. We zullen dan ook, heel gaarne, onze lezers op de hoogte houden.

N.B. — Voor deelname of inlichtingen kan men zich richten tot de Heer H. J. Conreur, 100, Garibaldistraat, Brussel.

WIJ BOUWEN ZELF...

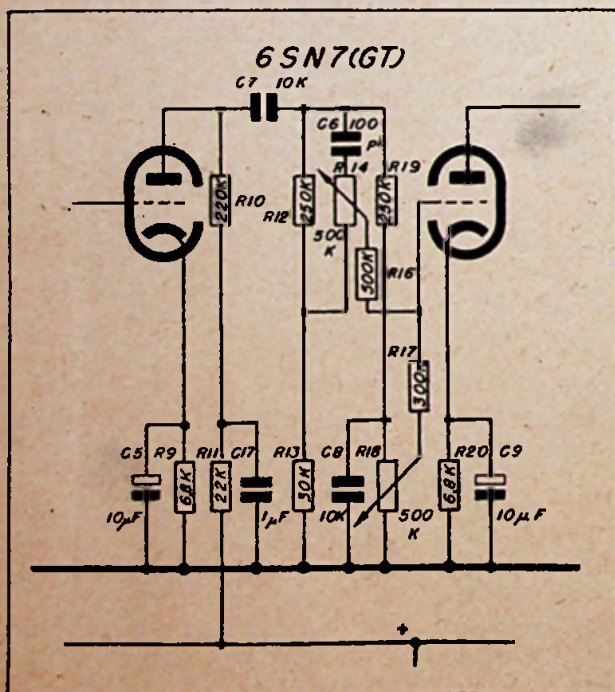
DE 6,5 WATT-VERSTERKER 647

(Vervolg van blz. 102)

DE KLANKCOMPENSATIE.

In de voorgaande bijdrage hebben we reeds beknopt vermeld hoe een signaal dat, hetzij van de microfooningang, hetzij van de pick-upingang op het stuurrooster van het eerste triodegedeelte van de 6SN7 (GT) aanlandde versterkt werd en verder, over een complexe weerstands-capaciteitschakeling, naar het stuurrooster van het tweede triodegedeelte van de 6SN7 (GT) overgebracht werd.

Wij hebben dit gedeelte van de versterker opnieuw getekend en hebben van de gelegenheid gebruik gemaakt om enkele kleine onnauwkeurigheden te verbeteren. (De ontkoppelingcapaciteit van R11 hebben we C17 genoemd, en weerstand R17 = 300 K werd ingelast).



Wij onderscheiden twee delen: het eerste bevat R12, R13, C6, potentiometer R14 en R16; het tweede bevat R17, C8, potentiometer R18 en R19. Het eerste deel dient tot het opdrijven van de hogere frequenties; het tweede tot het opdrijven der lagere.

En ziehier nu hoe deze twee compensatiekringen juist werken.

Opdrijving der hoge tonen:

Na versterking door de eerste triode van de 6SN7 wordt het volledig signaal, via condensator C7 = 10 K, aangebracht over de weerstanden R12 + R13 en R19 + R18 geshunteerd door C8.

Brengt men het glijcontact van potentiometer R14 langs de kant van de verbinding tussen R12 en R13 dan bekomt men dat ongeveer 1/8 van de voorhanden spanning via R16 op het rooster van de tweede triode terecht komt. En deze verhouding is praktisch dezelfde voor alle frequenties.

Daar echter het ander uiteinde van de potentiometer R14 over C6 rechtstreeks met de plaat van vorige buis verbonden is, volgt daaruit dat met stijgende frequentie — wanneer de weerstand van C6 dus afneemt — een geleidelijk groter wordend gedeelte van de spanning over R12 wordt afgeleid naar R14.

Indien men nu het glijcontact van R14 naar de kant van C6 beweegt heeft dit voor gevolg dat voor de lagere frequenties de signaalspanning nagenoeg 1/8 blijft van het totaal anodesignaal; voor de hogere frequenties daarentegen stijgt de signaalspanning naarmate de frequentie groter wordt en het glijcontact dicht bij de verbinding R14—C6 komt te liggen.

Dit geeft ons dus de opdrijving der hoge tonen.

Opdrijving der lage tonen:

Voor de lage tonen heeft men een gelijkaardige schakeling verwezenlijkt. Deze werkt echter als volgt.

Het totale anodesignaal wordt aangelegd over R19 + R18 geshunteerd door C8. Hieruit volgt dat voor de hoge frequenties de schijnbare weerstand praktisch bepaald wordt door R19 en C8. Wanneer nu de frequentie daalt dan verhoogt de weerstand van C8 en stijgt dus de spanning over potentiometer R18. Deze spanning wordt maximum wanneer de frequentie minimum is en de wisselstroomweerstand van C8 praktisch oneindig geworden is t.o.v. R18.

Dit heeft nu het volgende gevolg: Bevindt het glijcontact zich aan de grondzijde van de potentiometer R18 dan wordt op het rooster van de tweede triode slechts een sein gestuurd voortkomend van potentiometer R14, met of zonder opdrijving van de hoge frequenties.

Bevindt het glijcontact van R18 zich langs de zijde van de verbinding R18—C8—R19 dan wordt ook een sein ingestuurd voortkomend van R18. De sterkte van dit sein stijgt nu naarmate

de frequentie kleiner wordt en naarmate het glij-contact dichter bij het verbindingspunt R18—C8—R19 komt te liggen.

We krijgen dus op deze wijze opdrijving van de lage tonen.

Resulterende klankcompensatie :

Aangezien de beide potentiometers R14 en R18 naar hetzelfde ingangsroster leiden kunnen we de twee frequentiegebieden gezamenlijk ofwel afzonderlijk regelen.

Dit blijkt heel duidelijk uit bijgaande krommen a, b, c,

Kromme a stemt overeen met de potentiometer der lage tonen R14 op **minimum** en de potentiometer R18 der hoge tonen R18 op **maximum** ;

Kromme b stemt overeen met de potentiometer der lage tonen op **maximum** en de potentiometer R18 der hoge tonen eveneens op **maximum** ;

Kromme c ten slotte stemt overeen met de potentiometer der lage tonen op **maximum** en de potentiometer der hoge tonen op **minimum**.

UITMETEN VAN DE VERSTERKER.

Het testen van de versterker is vrij eenvoudig en vereist een laagfrequent oscillator waarvan het uitgangssignaal kan gemeten en constant gehouden worden over de totaal te meten band, 't is te zeggen tussen 50 en 10.000 Hertz ; verder een uitgangsvermogenmeter met 'n 10 watt-bereik en een cathodeoscillograaf om de vervorming na te gaan. Hiervoor is een vervormingsontledingstoestel (analyser) natuurlijk het aangewezen toestel ; helaas, de aanschafprijs plaatst dit toestel buiten het bereik van een gewone techniker, ja zelfs buiten het bereik van een kleinbedrijf.

De oscillator wordt achtereenvolgens aangesloten aan de micro- of pick-upklemmen voor het controleren der beide stroomlopen en de uitgangsvermogenmeter wordt ingesteld, met de correcte impedantie, in de uitgangskring.

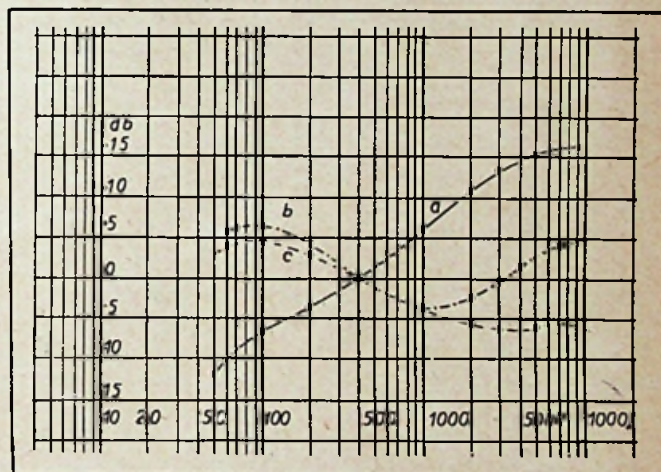
Voor het meten der tooncompensatie (hoge, lage of gecombineerde) dient men er vooral attent op te zijn dat men geen te groot vermogen bereikt met de meest bevoordeligde frequentie. Dit be-

tekent dat men best vertrekt op de referentiefrequentie (400 Hertz) met een maximum uitgangsvermogen van 100 milliwatt.

De bereikte compensatie op de laagste of hoogste tonen zal dan nog een vermogen van verschillende watt opleveren voor de meest opgedreven frequentie.

Indien men echter op 400 Hertz reeds verschillende watt uitgangsvermogen had zou de compensatie niet meer mogelijk zijn, vermits men dan heel snel het maximum totaal eindvermogen, dat 6 watt bedraagt, zou overschrijden.

Nu nog een woordje uitleg bij de voorstelling van de krommen a, b, c.



Zij zijn voorgesteld in een assensysteem waarvan de abscis-as (t.t.z. de horizontale as) ingedeeld is in frequenties (f) en de verticale as in decibel (zie in verband hiermede Radio Revue nr 3).

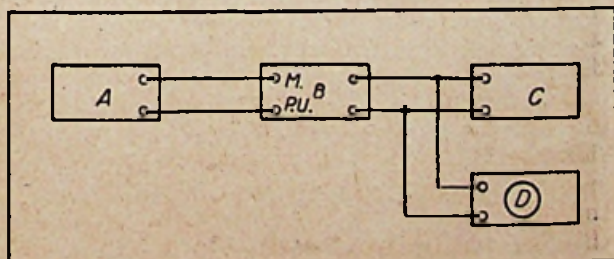
De referentiefrequentie is dus, zoals we het reeds zegden, 400 Hz ; dit betekent dat men al de uitgangsvermogens die zullen gemeten worden voor de verschillende standen der potentiometers zal vergelijken met het referentievermogen verkozten op 400 Hz (b.v. 100 milliwatt).

De drie krommen a, b, c lopen dus alle drie door hetzelfde punt ($f = 400$, $db = 0$). Voor kromme a (lage tonen minimum, hoge tonen maximum) krijgt men b.v. voor $f = 5000$, + 15 db wat overeenstemt met een uitgangsvermogen van $31,62 \times 0,1 = 3,162$ watt (zie Tabel I, Radio Revue nr 3, blz. 74).



In het volgende nummer zullen we de beschrijving van de 6,5 watt-versterker 647 beëindigen met de bouwbeschrijving.

(Vervolgt)



- A = laagfrequent oscillator
- B = 6,5 watt-versterker
- C = uitgangsvermogenmeter
- D = cathodeoscillograaf

RADARTECHNIEK

(Vervolg van blz. 99)

Bepaling van radar.

Radar kan men bepalen als zijnde de kunst om door middel van radio-echos de aanwezigheid van voorwerpen vast te stellen, hun richting en afstand te bepalen, hun karakter te herkennen en de gegevens die men aldus verzameld heeft aan te wenden voor militaire, maritieme of andere doeleinden.

Detectie door radio-echos.

Een radartoestel omvat hoofdzakelijk een zender, een ontvanger en een indicator-toestel dat de echos moet aanduiden, dus de aanwezigheid van voorwerpen (fig. 1).

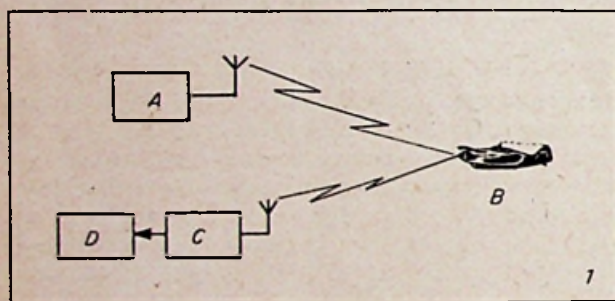


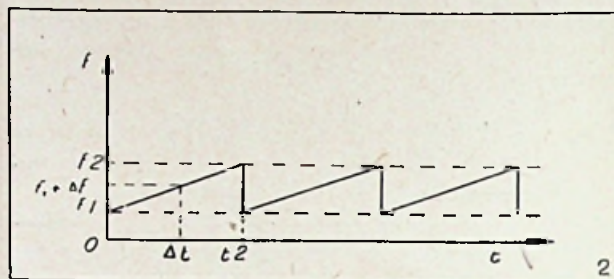
Fig. 1. — Schematisch radarsysteem :
A = zender ; B = weerkaatsend voorwerp ;
C = ontvanger ; D = indicator.

Zender en ontvanger zijn voorzien van gerichte antennes.

Het uit te zenden vermogen moet zeer groot zijn aangezien slechts een klein breukdeel ervan terug komt op de ontvanger, en dit als gevolg van de lange afgelegde baan en van het klein weerkaatsingsvermogen van het doel. Daar de zender zich naast de zeer gevoelige ontvanger bevindt, moet het door de zender uitgestraalde vermogen uit de ontvanger geweerd worden wil men met deze laatste de zwakke radio-echos kunnen opvangen. Verschillende radarsystemen zijn bruikbaar : frequentie-modulatie, frequentieverschuiving en impulsmodulatie. Dit laatste is veruit het belangrijkste en zal dan ook het grondigst onderzocht worden.

Frequentie-modulatie.

Indien we veronderstellen dat de zender en de ontvanger uit fig. 1 van het onderhouden-golftype zijn, zou de radioplaatsbepaling niet mogelijk zijn, zelfs indien men op een gegeven ogenblik de zender kon uitschakelen. Men zou slechts gebeurlijk een aanduiding krijgen betreffende de aanwezigheid van een hindernis. Wil men enig idee bekomen betreffende de afstand van het gedetecteerde voorwerp dan moet men de radio-echo kunnen vergelijken met het oorspronkelijk signaal. Dit is



bijvoorbeeld mogelijk indien we frequentiemodulatie aanwenden.

Veronderstellen we dat de frequentie van de zender varieert tussen f_1 en f_2 (fig. 2). Een sein van frequentie f_1 vertrekt uit de zender op het tijdstip $t = 0$. Het bereikt de ontvanger, na weerkaatsing door de hindernis, na een tijd Δt . Op dit ogenblik Δt vallen dus twee seinen in op de ontvanger : een eerste sein, uitgezonden door de zender, en praktisch onmiddellijk opgevangen, van frequentie $f_1 + \Delta f$ en een radio-echo van frequentie f_1 . Indien men deze twee seinen mengt in een niet lineaire kring, dan krijgt men een zweeping van frequentie Δf . Deze frequentie Δf kan men meten met een frequentiemeter ingedeeld in frequentie, liefst echter met een schaal ingedeeld in afstanden, vermits Δf in rechtstreekse verhouding tot Δt en Δt in rechtstreekse verhouding tot de afstand van de hindernis staat.

Dit systeem is bruikbaar en wordt o.m. aangevend in hoogtemeters bij vliegtuigen.

Frequentieverschuiving (Doppler effect).

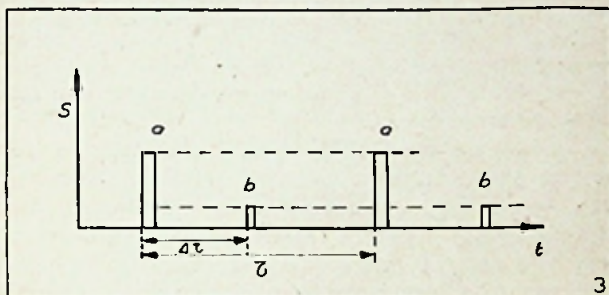
Een tweede methode berust op het feit dat de schijnbare frequentie van uitgestraalde energie, waargenomen in een vast punt, verandert indien de bron (in dit geval het reflecterend voorwerp) zich verplaatst ten opzichte van de waarnemingspost. Dit verschijnsel staat bekend als het Doppler effect. De schijnbare frequentie van een uitstralingsbron verhoogt wanneer de bron de waarnemingspost nadert ; ze neemt af wanneer de bron zich verwijdert.

In dit geval maakt men gebruik van een niet gemoduleerde zender (zuiver onderhouden trillingen). De hindernis vormt een secundaire bron, waarvan de frequentie verschuift indien de hindernis een radiale snelheidscomponente bezit, t.o.v de waarnemingspost. In de ontvanger krijgen we twee seinen : één rechtstreeks van de zender (vaste frequentie), een tweede weerkaatst door het voorwerp (met frequentieverschuiving). De zwevingsfrequentie dezer twee seinen is evenredig met de radiale snelheidscomponente van het voorwerp. Indien er echter geen radiale snelheidscomponente aanwezig is, t.t.z. indien de afstand tussen het voorwerp en de waarnemingspost constant blijft, dan is er ook geen zwevingsfrequentie

en heeft men geen aanwijzing betreffende de hindernis. Dit systeem is dus niet bruikbaar indien de hindernis niet dichterbij komt of zich niet verijdert.

Impulssystemen.

De meeste radarsystemen berusten op het uitzenden en het ontvangen van korte electromagnetische energie-impulsen. Het proces van de impuls-echo wordt periodisch herhaald met een snelheid die groot genoeg is om een vast beeld te bekomen op de cathodestraalbuis gebruikt in het indicator gedeelte.



In fig. 3 wordt de intensiteit der seinen opgegeven in functie van de tijd :

a is de omhullende van de uitgezonden impuls rechtstreeks opgevangen door de ontvanger ;
 b is de omhullende van de impuls-echo ;

ΔT is de tijd die verloopt tussen het rechtstreeks opgevangen sein en de echo ; ΔT is recht evenredig met de afstand van het gedetecteerd voorwerp ;

T is de tijd die verloopt tussen twee opeenvolgende impulsen ;

ΔT laat toe de afstand te bepalen van het voorwerp. Bovendien maakt men gebruik van een sterk gerichte zender, zodat men eveneens de richting kan bepalen.

In fig. 4 hebben we het blokschema voorgesteld van een impulsradarsysteem dat gebruik maakt van twee antennes :

Een hoogfrequent impulstrein wordt opgewekt door de zender A, gecontroleerd door de modulator D, en uitgestraald door de zendantenne. Deze impulsen en weerkaatste impulsen worden opgevangen door de ontvangantenne, naar de ontvanger B gevoerd, gedetecteerd en versterkt en tenslotte naar de indicator — meestal een cathodestraalbuis — gevoerd. De gegevens worden hier gebruikt om afstand en richting te bepalen van

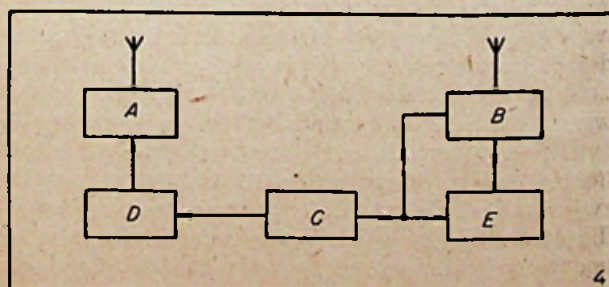
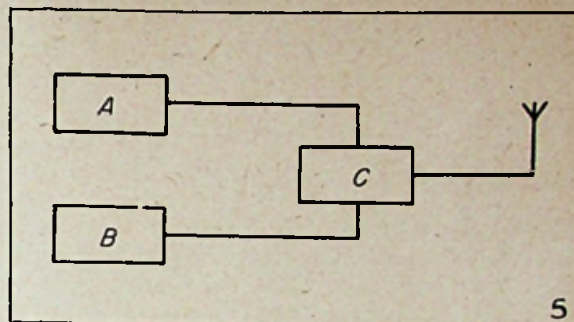


Fig. 4. — Blokschema van een impulsradarsysteem :
 A = zender ; B = ontvanger ; C = synchronisator ;
 D = modulator ; E = indicator.



het weerkaatsend voorwerp. De synchronisator C regelt sommige functies in de modulator, de ontvanger en de indicator.

Het gebeurt ook dat men slechts een enkele antenne gebruikt (fig. 5) die achtereenvolgens dienst moet doen als zend- en ontvangantenne. In dit geval wordt natuurlijk een toestel vereist dat de antenne overschakelt van de zender A naar de ontvanger B. Dit toestel C is een « zender-ontvangerdoos » uitgerust met een ontladingslamp.

De zendantenne bezit steeds een minimum richtvermogen ; meestal echter, een groot richtvermogen. Om dit te bekomen, en tevens om de omvang en het gewicht van de antenne te verminderen, maakt men gebruik van ultra hoge frequenties, boven de 100 megahertz (dus met een golflengte kleiner dan 3 m). Men streeft steeds naar grotere directiviteit en hogere frequenties (kleinere golflengten).

De ontvangantenne is gelijkaardig aan de zendantenne.

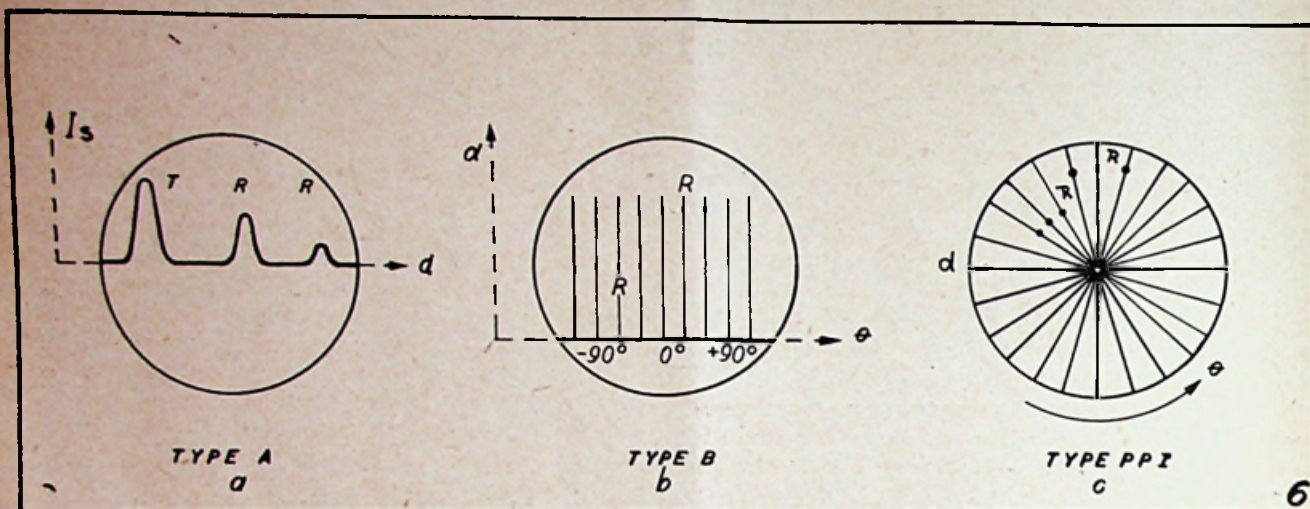
De zenders bestaan meestal uit een eenvoudige oscillator, rechtstreeks gekoppeld met de zendantenne, daar men er tot nog toe niet in geslaagd is deugdelijke ultra hoogfrequentversterkers te bouwen. In microgolfsenders (λ kleiner dan 50 cm) is de oscillator meestal een magetron ; in zenders met langere golflengte gebruikt men gewoonlijk een groep vacuüm triodes.

De modulator bestaat uit een gestuurde anodevermogenbron voor de oscillator. Zij levert slechts vermogen aan de oscillator gedurende de impulsen.

De synchronisator stuurt de modulator zodanig dat deze laatste slechts vermogen levert gedurende de impulsen van gegeven duur die elkaar met een gegeven snelheid opvolgen.

De radarontvangers zijn gewoonlijk van het superheterodyne type en moeten seinen kunnen opvangen die in een veel bredere frequentieband liggen dan die uit het gewone verkeersbedrijf. In de radarontvangers kan men bandbreedten tegenkomen van één tot tien megahertz.

De indicator is een toestel dat de uitgangssignalen van de ontvanger en de gegevens die verband houden met de richting van de antenne verwerkt tot onmiddellijk bruikbare gegevens betreffende de plaatsbepaling van het weerkaatsend voorwerp.



Voorstelling der gegevens.

Er zijn drie uiterst belangrijke voorstellingstypes gekend als **Type A**, **Type B** en **Type P**. Dit laatste staat ook bekend onder de benaming **Type P.P.I.** (Plan Position Indication).

Type A maakt gebruik van een cathodestraalbuis en geeft voornamelijk gegevens betreffende de afstand van het reflecterend voorwerp.

De aftastvlek bewaart een constante lichtsterkte en verplaatst zich met een eenparige snelheid horizontaal over het scherm van de cathodestraalbuis op het oogenblik dat de zender een energieimpuls uitstraalt. De lichtvlek verplaatst zich van links naar rechts over het fluorescerend scherm. De opgevangen signalen verwekken verticale verplaatsingen van de aftastvlek die, benaderend, evenredig zijn met de sterkte der seinen. Op het oogenblik dat de lichtvlek de rechterzijde van het scherm bereikt wordt de lichtvlek door roostersturing gedoofd en wordt teruggevoerd naar de linkerzijde waar ze opnieuw verlicht wordt om terug dezelfde baan te beschrijven wanneer het nieuwe impuls wordt uitgezonden. De nalichting van het scherm vermijdt de flikkering van het beeld op het scherm.

Fig. 6a toont het beeld dat gevormd wordt op het fluorescerend scherm van de cathodestraalbuis wanneer echos worden opgevangen van twee verschillende doelen. Men heeft een eerste reflectie T op de linkerzijde van het scherm die overeenstemt met de impuls uitgezonden door de zender en rechtstreeks wordt opgevangen door de ontvanger; de andere deflecties R komen overeen met echos die door hindernissen gevormd werden. Er bestaat een zeker verband tussen de afstanden der hindernissen en de afstanden, op het scherm, tussen de « tips » T-R. Betreffende de richting der hindernis kan men ingelicht worden door de antenne te draaien tot men maximum « tip » amplitude krijgt.

In het **type B** worden de afstanden en de richtingen op het scherm der cathodestraalbuis respectievelijk voorgesteld als ordinaat en abscis in een rechthoekig assensysteem (fig. 6b). Radartoe-

stellen die voorzien zijn van een voorstellingssysteem van dit type hebben een zendantenne met zeer groot richtvermogen, die rond een verticale as draait, zodat de uitgezonden straal een horizontaal vlak bestrijkt. Aan de aftastvlek wordt een horizontale beweging medegedeeld die synchroon verloopt met de draaiing van de antenne. In afwezigheid van iedere andere deflectie zou de lichtvlek dus een horizontale lijn op het onderste gedeelte van het scherm beschrijven. Er wordt echter nog een tweede beweging medegedeeld aan de lichtvlek nl. een verticale beweging van onder aan het scherm tot aan het bovengedeelte en iedere verticale verplaatsing gebeurt synchroon met een uitgezonden impuls. De horizontale beweging van de lichtvlek zal aangewend worden om de richting te bepalen, de verticale om de afstand te bepalen. De verticale aftasting gebeurt natuurlijk veel sneller dan de horizontale.

In de voorstelling van het **type B** behoudt men de vlek op zeer zwakke lichtsterkte en de opgevangen signalen worden op het rooster der cathodestraalbuis aangelegd teneinde de lichtsterkte van de vlek te verhogen. Op deze wijze bekomt men op het scherm een helle vlek die nu richting en afstand van het doel kenbaar maakt.

De frequentie met dewelke de impulsen worden uitgezonden is zeer belangrijk in verband met de breedte van de straal en de omwentelingssnelheid van de antenne. De bestreken hoek hangt hier inderdaad van af. De snelheid waarmee de impulsen worden uitgezonden zullen zó bepaald worden dat de impulsen elkaar met een voldoende klein hoekinterval opvolgen zodanig dat doelen binnen het bereik niet gemist worden doodeenvoudig omdat er geen vermogen in hun richting wordt uitgestraald.

Type P voorstelling wordt aangewend daar waar het nodig is afstand en richting te kennen — zonder hoogterichting — van voorwerpen in een horizontaal vlak gecenterd in het ligpunt van het radarstation. Het P.P.I.-scherm, voorgesteld in fig. 6c, geeft de inlichtingen betreffende richting en afstand in een polair coördinatensysteem. De antenne draait met een constante snelheid om een verticale as zodat de hoofdas van de straal

(Vervolg op blz. 150)

DE GELIJKRICHTERELEMENTEN

door MARTHE DOURIAU

In de Amerikaanse tijdschriften wordt er veel gesproken over de gelijkrichterelementen en speciaal aan de gelijkrichters met sperlaag wordt er veel aandacht besteed.

Alhoewel deze laatste reeds een zeer uitgebreide toepassing kenden in de nijverheid, werden ze in de radiotechniek slechts aangewend voor detectie en accumulatorlading.

De gelijkrichters met sperlaag zijn samengesteld uit twee asymmetrische electrodes met afwijkende eigenschappen, gescheiden door een zeer dunne isolatielaag (fig. 1).

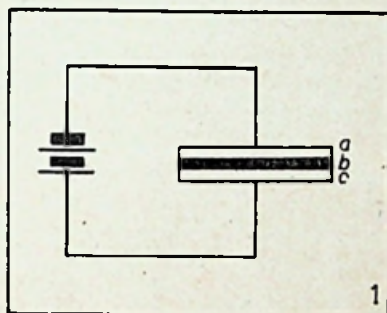


Fig. 1.

a = metaal — b = isolerend — c = semi-geleider.

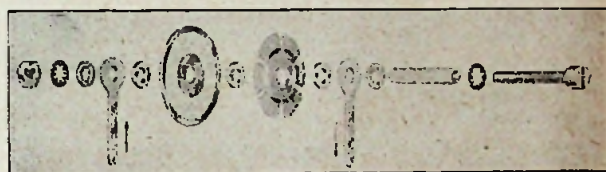
Het geheel bezit een eenzijdig geleidingsvermogen, 't is te zeggen dat de weerstand voor de conventionele stroomdoorlaat volgens een richting — metaal, semi-geleider — groter is dan voor de tegenovergestelde richting. De electronen bewegen dus gemakkelijk volgens de richting metaal-semi-geleider en moeilijk volgens de richting semi-geleider-metaal.

De juiste oorzaken van dit verschijnsel zijn niet goed gekend: men schrijft ze toe aan een elektrisch veld dat opgewekt wordt in de isolerende laag en dat, als gevolg van de uiterst kleine dikte dezer laag, een zeer groot potentieel gradient moet bezitten dat op zijn beurt een electronische agitatie doet ontstaan in de geleider en in de semi-geleider. In deze laatste zou de electronenbeweging zwak zijn als gevolg van zijn betrekkelijk hoge weerstand; in de geleider daarentegen zou de electronenbeweging voldoende groot zijn om aan de electronen een kinetische energie mede te delen die hen moet toelaten de sperlaag te overschrijden. Maar dit berust vooralsnog op een hypothese.

In de koper-oxyde gelijkrichters bestaat het metaal uit een koperen schijf en de semi-geleider uit een laag koper-oxyde. Deze laatste ontstaat op een der zijden van de schijf door haar op 1000 à 1040° C te brengen in aanwezigheid van lucht en zuurstof, en haar dan snel te doen afkoelen. Men veronderstelt dat er zich een uiterst dun isolerlaagje vormt op het ogenblik der thermische bewerking, in het scheidingsvlak koper-

koperoxyde. Dit isolerlaagje treedt op als sperlaag.

Het semi-geleidend gedeelte van de seleniumgelijkrichters is samengesteld uit gepulveriseerd selenium dat in papachtige staat op een metalen schijf wordt aangebracht (vernikkeld ijzer of aluminium) en samengeperst wordt tot een zeer dunne laag. De tegenelectrode is een cadmiumlegering met betrekkelijk laag smeltpunt dat verdamppt wordt op de actieve laag. Ze wordt met de kring verbonden door middel van een elastische contactschijf in geelkoper.



De verschillende onderdelen die in een seleniumgelijkrichter voorkomen zijn voorgesteld in fig. 2. Eerst en vooral hebben we een schroef, geïsoleerd door een kartonnen buisje waarop men achtereenvolgens aanbrengt: een ring in isolerend karton, een eerste metalen ringetje met soldeerlip, een tweede metalen ringetje dat het contact verzekerd met een elastische schijf; — deze laatste drukt tegen de seleniumlaag van de grote schijf en wordt van het middengedeelte geïsoleerd door middel van een kartonnen ring; — vervolgens: een metalen ring, een ring met soldeerlip, een kartonnen ring en de moer. Iedere gelijkrichterschijf wordt gekenmerkt door de spanning die zij kan gelijkrichten onder een zeker debiet afhankelijk van haar nuttige oppervlakte en van de verwarming die zij kan verdragen zonder dat de toename van omgekeerde stroom haar beschadigt. Deze verwarming bedraagt nagenoeg 50° C voor het koper en 75° C voor het selenium.

Naargelang men hoge spanningen of stromen wenst, worden de schijven in serie of in parallel geschakeld. Iedere schijfengroep kan dan met een andere groep verbonden worden om gelijkrichters samen te stellen, spannings- of stroomverdubbelers, gesteund op de klassieke schemas der gelijkrichters. De schijven van iedere groep moeten identiek zijn, in 't bijzonder, wanneer ze in serie geschakeld worden; dit verklaart waarom beschadigde schijven lokale overbelastingen kunnen doen ontstaan, die op den duur, het gelijkrichter- vermogen van het element vernietigen.

We kunnen ons gemakkelijk voorstellen dat het aantal te gebruiken cellen zal afnemen wanneer de spanning die we aan iedere cel kunnen aanleggen stijgt. Dit is de reden waarom de seleniumgelijkrichters, die een veel hogere spanning kunnen verdragen dan de koperoxydegelijkrichters, zo interessant blijken voor de gelijkrichting van

de anodespanning. Ze werden dit nog veel meer in de laatste tijd, dank zij fabricatieverbeteringen. Thans worden gelijkrichtersselementen voortgebracht die ieder ongeveer 20 volt kunnen gelijkrichten. In Amerika worden thans seleniumgelijkrichters gefabriceerd die met 115 volt netwisselspanning, gelijkgerichte spanningen leveren van 130 volt, bij 100 milliampères, en die slechts vijf schijven in serie tellen.

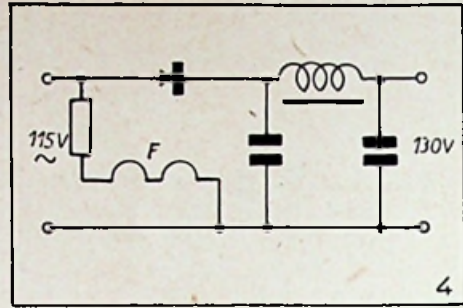
De « Sélenofer » gelijkrichters, die voor spanningen van dezelfde grootte-orde voorzien zijn, bestaan uit 9 schijven van 25 mm diameter voor gelijkgerichte stroom van 60 mA en van 35 mm voor een debiet van 150 mA.

Het is deze volumevermindering der elementen en de schaarste van electronenbuizen en van transformatoren die er heeft doen aan denken deze « droge » gelijkrichters te gebruiken voor de anodevoeding der ontvangers. Bovendien mag men in deze tijden van energieschaarste, niet vergeten dat de droge gelijkrichters een uitstekend rendement bezitten van de orde van 60 %.

Deze gelijkrichter-elementen passen meer in 't bijzonder voor sommige ontvangertypes. Zo bijvoorbeeld is hun gebruik volledig verantwoord, zoals men ze trouwens heeft toegepast in de Verenigde Staten, voor de plaat- en gloeidraadvoeding van de kleine draagbare ontvangers die op wisselstroom werken met rechtstreeks verhitte lampen. De ontvanger treedt aldus ogenblikkelijk in werking wanneer hij aan het net verbonden wordt. Fig. 3 geeft het schema van een dergelijke voeding.

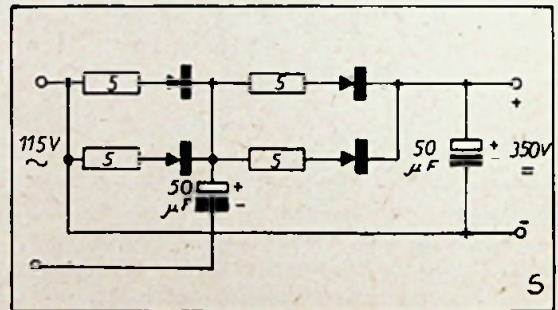
In de W.G.-stroomtoestellen kan de sperlaag-gelijkrichter de gelijkrichterbuïs vervangen (fig. 4) op voorwaarde dat men in serie met de gloeidraden der ontvanguïzen een weerstand schakelt die gelijk is aan de weerstand van de gloeidraad van de gelijkrichterbuï. Zo moet men bijvoorbeeld, in de plaats van de gloeidraad ener 25Z5 of 25Z6 een weerstand schakelen van 85 ohm. Er weze opgemerkt, dat indien in deze voorwaarden het element ogenblikkelijk gelijkgerichte stroom levert, het niet, zoals de rechtstreeks verhitte gelijkrichterbuïzen een gevaar vormt voor doorslag door overspanning van de filtercondensatoren, want de spanning bij leegloop en bij belasting vertonen geen aanzienlijk verschil.

Indien de voeding uitsluitend door wisselstroom gebeurt moet men, indien men de gewenste spanning wil bekomen zonder een op-transformator te gebruiken, de spanningsverdubbeling aanwenden

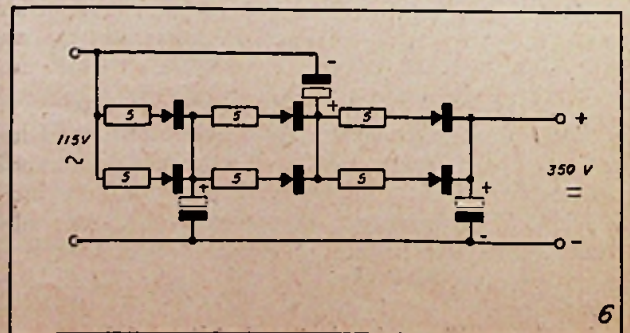
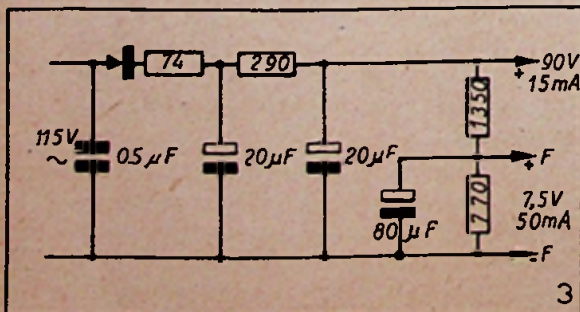


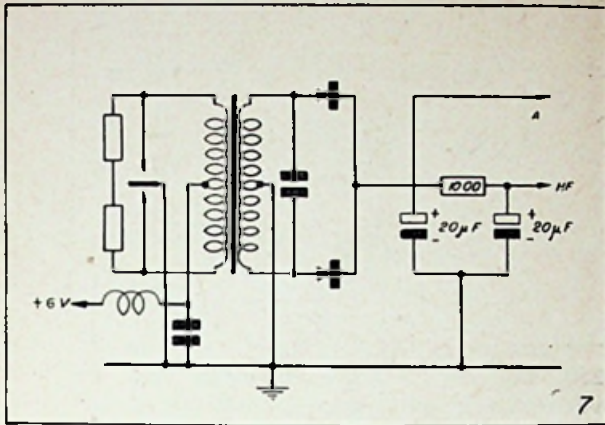
voorgesteld in fig. 5, met dewelke men ongeveer 250 volt gelijkgerichte spanning kan bekomen, vertrekkende van een ingangswisselspanning van 115 volt en door het gebruik van twee electrolytische condensatoren van 50 microfarad ; ofwel de spanningsverdriedubbelaar uit fig. 6 die het mogelijk maakt, door het aanwenden van drie condensatoren van 50 microfarad, een gelijkgerichte spanning te bekomen van de orde van 350 volt. Bij deze schakeling is de uitsparing van de transformator gerechtvaardigd indien zijn prijs die der condensatoren overtreft.

Het gebruik van gelijkrichter-cellen is vooral belangrijk in de voeding van de auto-ontvangers wanneer het gevraagde vermogen te hoog oploopt om een synchroontriller te kunnen aanwenden.



Deze ontvangers moeten inderdaad een zo klein mogelijk verbruik bezitten, wat dus aanzet tot het opsporen van het optimum rendement; nu vereist de gelijkrichting door middel van een buï een bijkomend verbruik voor de gloeidraad dezer laatste. Bovendien moeten, omwille van de eigenschappen van de schakeling, de gelijkrichters onrechtstreeks verhit zijn en geïsoleerd om tussen cathode en gloeidraad een spanning te kunnen verdragen die gelijk is aan de gelijkgerichte spanning; de gelijkrichterbuïzen, met normale isola-





tie, kunnen hiervoor niet in aanmerking komen en de droge gelijkrichters vergemakkelijken het vraagstuk. Fig. 7 geeft het schema van de voeding van een auto-ontvanger uitgerust met twee gelijkrichterelementen geschakeld volgens het

klassieke schema. Dank zij het gebruik der cellen is deze schakeling danig vereenvoudigd.

Droge gelijkrichters schijnen eveneens doelmatiger te zijn voor gestabiliseerde voedingen en dit om wille van hun gelijkrichter karakteristiek. Daar de gelijkgerichte spanning slechts weinig varieert met de belasting, kan men de regeling in functie dezer laatste, veel gemakkelijker bekomen.

In verband met de voeding van ontvangers mangelt het de gelijkrichters met sperlaag dus niet aan belang. Men vergete echter de schadelijke invloed niet van een temperatuurverhoging op hun levensduur. Men zal ze bijgevolg op het chassis monteren in verluchte plaatsen die zo ver mogelijk verwijderd liggen van buizen en voedingstransformatoren en die door hun verwarming een temperatuurverhoging zullen doen ontstaan. Bovendien is het geraadzaam hun as horizontaal te plaatsen zodat schijven en vleugeltjes vertikaal komen te staan en de ventilatie verzekerd zij door stijgende luchtverplaatsing.

RATIONELE BEREKENING ENER FILTERCEL

door A. COENRAETS

Hoe moet men de waarde bepalen van de elementen die voorkomen in een afvlakcel? Ziedaar een vraagstuk dat, helaas, niet dikwijls behandeld wordt en dat nochtans zijn belang heeft. Hoeveel ontvangers brommen niet op onaangename wijze omdat het afvlakprobleem verwaarloosd werd? Ook sommige versterkers bezitten een netresiduële die absoluut niet te verwaarlozen is. Ook voor sommige laboratoriamettoestellen zoals H.F. en L.F. generatoren en kathodestraaloscilloscopen heeft dit vraagstuk zijn belang. Hoeft het gezegd dat dit vraagstuk nog veel meer belang zal krijgen bij de televisietoestellen waarvan wij, laten we hopen, weldra zullen begiftigd zijn?

*.

De berekeningsmethode berust op de formule der ogenblikkelijke stromen die door de meeste techniciers gekend is en die hier ongetwijfeld een harer nuttigste toepassingen vindt.

Men kan, inderdaad, zoals we verder zullen zien, deze formule heel gemakkelijk omvormen om er L of C uit te halen. Het volstaat een doelmatigheidspercent vast te stellen voor ieder element opdat iedere factor gekend zij.

*.

Wij zullen hier het klassiek geval beschouwen van een dubbele gelijkrichter (dubbele gelijkrichterbuïs) en we zullen een filter aanwenden bestaande uit een zelfinductiespoel L gevolgd door een enkele condensator C; aanbevolen cel, daar zij de beste stabiliteit verzekert van de gelijkrichter, namelijk voor versterkers met roosterstroom in dewelke betrekkelijk sterke plaatsstroomvariaties voorkomen.

Het volstaat, in dit geval, een zekere doelmatigheidsverhouding vast te stellen van de zelfinductie ten opzichte van de capaciteit.

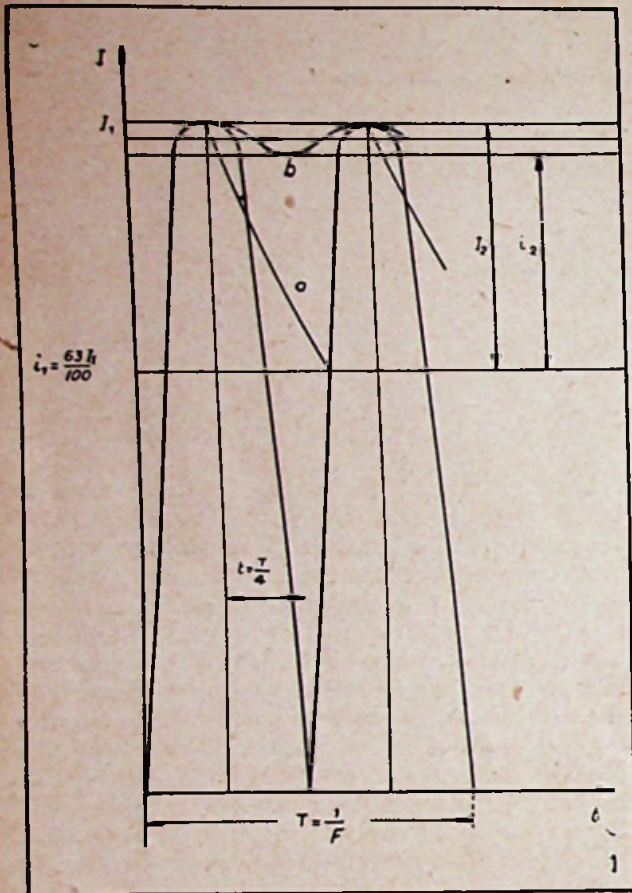
Voor een filter met ingangscondensator moet men eveneens rekenschap houden met de doelmatigheid van dit derde element.

De doelmatigheidsverhouding der zelfinductie bedraagt gewoonlijk 63%. Deze verhouding kan natuurlijk gewijzigd worden, het komt er slechts op aan dat we geen spoelen of capaciteiten moeten aanwenden die van niet courante waarde zijn en waarvan bijgevolg de aankoopprijs te hoog zou oplopen.

*.

Gegevens:

— Dubbele gelijkrichter;



— Gewenste verzwakking: 32 decibel ($F = 50$ hertz) t.t.z. stroom- of spanningsverhouding = 40.

Indien men een afvlakrichting van nog grotere efficaciteit wenst, kan men een verzwakkingscoefficient kiezen dat groter is dan 32 db; doorgaans echter volstaat de gekozen waarde van 32 db.

Omvorming der formule:

1) Voor een zelfinductie hebben we:

$$i_1 = I_1 \cdot e^{-\frac{Rt}{L}}$$

We zullen hier met logaritmen werken, wat de berekeningen danig vereenvoudigt:

$$\log i_1 = \log I_1 - \frac{Rt}{L} \log e$$

$$\frac{Rt \log e}{L} = \log I_1 - \log i_1$$

$$L = \frac{R \cdot t \cdot \log e}{\log I_1 - \log i_1}$$

2) Voor een condensator:

$$i_2 = I_2 e^{-\frac{t}{CR}}$$

$$\log i_2 = \log I_2 - \frac{t}{CR} \log e$$

$$\frac{t \log e}{CR} = \log I_2 - \log i_2$$

$$C = \frac{t \cdot \log e}{R (\log I_2 - \log i_2)}$$

In deze formules zijn:

I_1 = maximum stroom aan de ingang van de spoel;

i_1 = minimum stroom aan de ingang van de spoel;

I_2 = maximum stroom aan de uitgang van de spoel;

i_2 = minimum stroom aan de uitgang van de spoel;

t = tijd = $T/4 = 1/4F$;

$\log e = \log 2,71828 = 0,432945$;

R = gebruiksweerstand = E/I .

Nemen we een concreet voorbeeld:

Aan de uitgang van de filtercel wenst men 250 volt te bekomen met een regimebelasting van 100 mA.

$$R = \frac{250}{10^{-1}} = 2500 \Omega$$

Verzwakking = 32 db; verhouding = 40.

Amplitude van de gedulde overblijvende wisselstroomcomponente:

$$\frac{100}{40} = 2,5 \text{ mA}$$

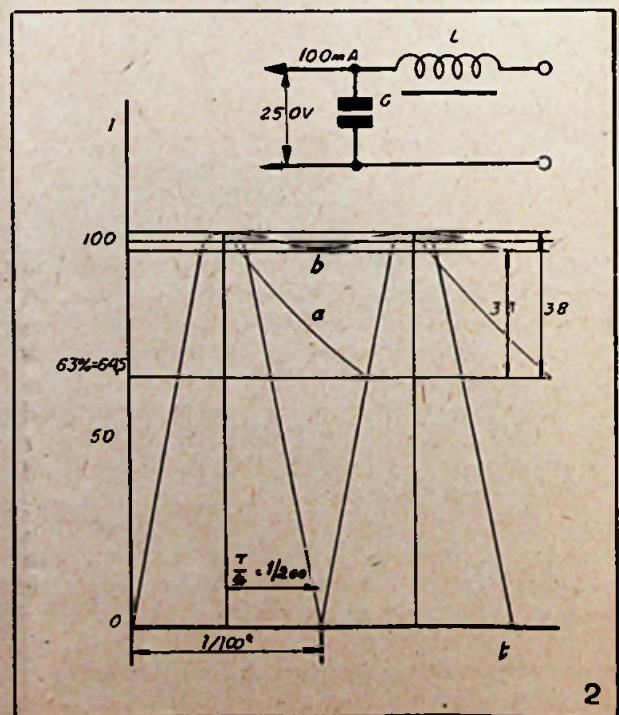
$$I_1 = 100 + 2,5 = 102,5 \text{ mA};$$

$$i_1 = 63\% \text{ van } 102,5 = 64,5 \text{ mA};$$

$$F = 50 \text{ p/s}; T = 1/50; t = \frac{1}{200};$$

$$L = \frac{2500 \times 0,4342945}{200 (2,0107238 - 1,8095597)} = 27 \text{ H.}$$

Indien de afvlakrichting alleen uit deze spoel bestond zouden we de exponentiële kromme (a) uit bijgaande grafiek bekomen.



(Zie vervolg blz. 150)

RADIO - CURSUS

Dertiende Lessenreeks

Algemene Radiotechniek (5)

door E. J. I. M. PALMANS
(Vervolg van blz. 115)

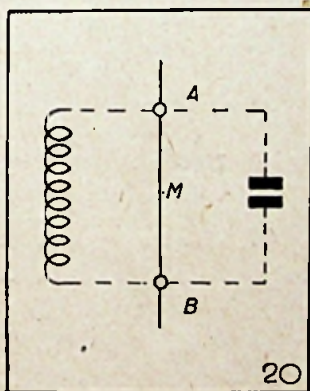
WISKUNDE

De laatste lessenreeks desbetreffende zullen we uitstellen tot de volgende maal, om thans wat meer plaats te kunnen besteden aan de Algemene Radiotechniek en hierin een goede brok voor uit te schieten.

ALGEMENE RADIOTECHNIEK

Trillingen in open ketens (vervolg).

De studie der open trillingsketen vereist echter een vergevorderde wiskunde kennis. Om toch het verschil der open en gesloten ketens wat nader te kunnen onderzoeken zullen we dit doen aan de hand van een voorbeeld.



Veronderstelt eens een rechte geleider, vrij in de ruimte opgesteld, dan hebben twee deeltjes A en B van die draad ten opzichte van elkaar dus een zekere capaciteit terwijl het verbindingstuk tussen die deeltjes een bepaalde zelfinductie vertoont. A en B vormen met de verbindingsdraad dus een trillingskring. Dit is echter het geval voor twee willekeurig gekozen deeltjes, zodat de draad feitelijk een zeer groot aantal trillingskringen vertegenwoordigt; in zo'n draad kunnen dus trillingen optreden. Maar welke zal de frequentie van die trillingen zijn? Alvorens deze aan te geven zullen we eerst moeten nagaan

Het stroomverloop in de open trillingsketen.

Veronderstellen we een ogenblik dat in M van de draad AB een e.m.k. opgenomen is, waardoor

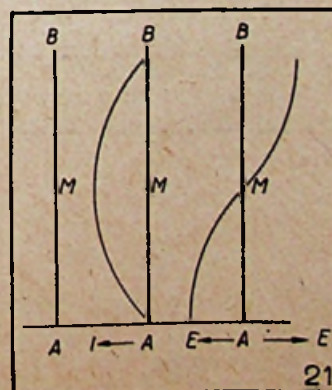
de ene helft van de draad een potentiaalverschil krijgt met de andere. Die e.m.k. heeft dus aan de ene helft van de draad een lading onttrokken en aan de andere diezelfde lading toegevoerd. Na wegname der e.m.k. zal zich de lading over de draad weer gelijkmatig gaan verdelen; er zal dus een stroom gaan lopen in de draad. Die stroom zal natuurlijk het sterkst zijn, waar de gehele lading passeert, dus in M en nul zijn aan de uiteinden. Door deze stroom ontstaat een magnetisch veld rondom de draad; wanneer de lading zich weer gelijkmatig over de draad heeft verdeeld, zal het verdwijnen van dit veld de stroom in dezelfde richting voortdrijven, waardoor beide helften van de draad een tegengestelde lading krijgen enz. Dus dezelfde redenering als voor de gesloten keten.

Een analytische uitwerking onzer redenering leert nu dat de stroomverdeling in de draad sinusvormig met de lengte verlopen moet, met in het midden een stroommaximum (**stroombuik**) en aan de uiteinden de nulwaarden (**stroomknoop**).

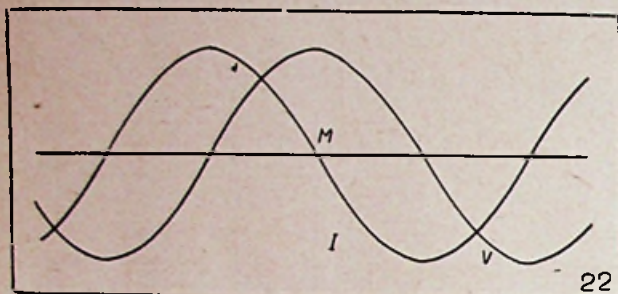
Op soortgelijke wijze redenerend komt men tot het besluit dat de spanningsverdeling over de lengte van de draad eveneens sinusvormig zijn moet maar met een **spanningsknoop** in het midden en **spanningsbuiken** aan de uiteinden.

Stroom en spanningsverdeling in de draad, beschouwd als een open trillingsketen zijn dus in het eenvoudigste geval gelijk weergegeven in fig. 21.

Vanwege de verdeelde zelfinductie en capaciteit is dit echter niet de enige mogelijke stroom-



en spanningsverdeling. Aan de voorwaarde voor de verdeling wordt ook voldaan indien er een oneven aantal halve sinussen voor de stroom- en spanningsverdeling over de lengte van de draad wordt aangenomen (zie fig. 22).



Bepaling der frequentie.

Zij de lengte van de draad l cm en de capaciteit en zelfinductie per cm C_0 en L_0 .

Vermits, zoals gezien, de stroomsterkte niet overal dezelfde is en dus ook niet de werking van de inductieve reactantie per lengte-eenheid, is de frequentie natuurlijk niet te berekenen door zo maar voor de totale capaciteit $l C_0$ en voor de totale zelfinductie $l L_0$ te schrijven.

Willen we de open trillingskring beschouwen op dezelfde wijze als de gesloten kring dan moeten we de gemiddelde waarde van stroom en spanning nemen, en welke (bij optreden van oneven aantal sinussen en sinusvormige verdeling over de lengte) gelijk is $2/\pi$ maal de maximum waarde. Maar dan moeten we ook, als we L en C als geconcentreerd in rekening brengen, d.w.z. stroom en spanning langs de lijn overal als even groot aannemen) de waarden van de totale capaciteit en totale zelfinductie met $2/\pi$ vermenigvuldigen.

Voor de frequentie krijgen we dan :

$$f = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC}} = \frac{1}{2\pi \sqrt{\frac{2}{\pi} l L_0 \frac{2}{\pi} l C_0}} \text{ Hz}$$

of

$$f = \frac{1}{4 l \sqrt{L_0 C_0}} \text{ Hz}$$

Voor het geval dat we ons op de draad een oneven $(2n + 1)$ aantal halve sinussen van stroom- en spanningsverdeling denken, zullen we bekomen :

$$f_n = \frac{2n + 1}{2 l \sqrt{L_0 C_0}}$$

Nu zullen we en dit eigenlijk in tegenstelling met het door ons vooropgezette programma, de toepassing van het voorgaande op de antennes tot later uitstellen en liever direct overgaan tot het

TWEEDE HOOFDSTUK

DE ELECTRONENBUIZEN

PAR. I

BEVRIJDING DER ELECTRONEN

UIT DE STOF

Bevrijdingsmethoden.

In de electronica hebben we de methoden leren kennen om een gezamenlijke electronenverplaatsing in de stof te bewerkstelligen.

Deze zijn :

- 1) Electrifiering door contact met als bijzonder geval de electrifiering door wrijving.
- 2) Electrifiering door inductie.
- 3) Electrisch element.
- 4) Thermo-electriciteit.
- 5) Electromagnetische inductie.
- 6) Fotosperlaageffect.
- 7) Pyro-electriciteit.
- 8) Piezo-electriciteit.

In deze paragraaf beogen wij heel in het bijzonder de studie der methoden, welke ons toelaten de electronen uit de stof vrij te maken en de toepassingen die hierop steunen.

Wanneer men spreekt van electronenbevrijding uit de stof dan bedoelen we zelf de bevrijding uit de vaste stoffen en uit die, welke uiteraard electronen « kunnen » afgeven : de metalen.

Wij zijn in Electronica ook tot het besluit gekomen dat het potentiaal in het inwendige van hun metalen geleider moet beschouwd worden als positief tegenover de omgeving, m.a.w. dat het potentiaal aan de rand van het metaal een « sprong » vertoont. 't Is door deze « potentiaalsprong » dat de vrije electronen (geleidingselectronen) in het metaal worden vastgehouden.

Een electron kan dan ook alleen uit het metaal treden als zijn snelheid in een richting loodrecht op het oppervlak zo groot is, dat zijn kinetische energie minstens gelijk is aan de arbeid, die het electron moet verrichten om de potentiaalsprong V aan de rand van het metaal te overwinnen. Deze arbeid noemt men de **vrijmakingsarbeid** of **uittree-arbeid**. Hij is bepaald door het product eV en wordt dan ook meestal uitgedrukt in electronvolt. De voorwaarde luidt dus :

$$\frac{m v^2}{2} \geq eV$$

Vermits de potentiaalsprong van de rand van het metaal afhankelijk is van de opbouw van het metaal is de uittree-arbeid veranderlijk van metaal tot metaal. V , ook wel **uittreepotentiaal** genoemd kan als maat dienen voor deze uittree-arbeid.

In een volgende tabel vindt U desbetreffend enkele gegevens ; men is het echter over sommige waarden niet volledig eens.

De extra benodigde vrijmakingsenergie kan aan de electronen toegevoegd worden.

1) Door de tempartuur van het metaal te verhogen, dus door toevoeging van warmte (thermische emissie van electronen).

2) Door toevoeging van « lichtenergie » (photo-electrische emissie).

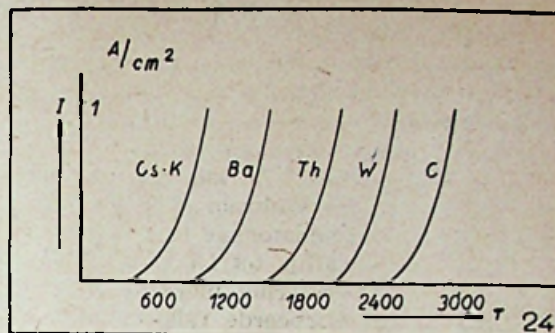
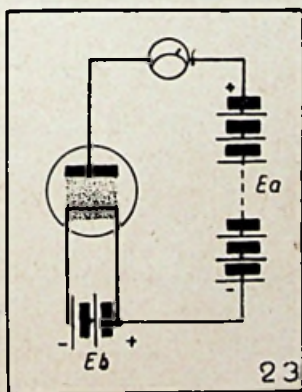
3) Door middel van snelle deeltjes, electronen, positieve ionen of aangeslagen atomen, die op het metaaloppervlak vallen (emissie door beschieting).

4) Door het metaal te onderwerpen aan zeer hoge veldsterkte (10^6 à 10^8 V/cm). Men spreekt van koude emissie of autoelectronenemissie.

I. — THERMISCHE EMISSIE VAN ELECTRONEN

Verandering der electronenemissie met de temperatuur. Wet van Richardson-Dushman.

Wordt een metaal op hoge temperatuur gebracht, dan zal deze van af een bepaalde temperatuur electronen gaan emitteren. Plaatst men tegenover of rondom zulk een draad in vacuum een metalen plaat (anode) en verbindt men deze anode via een galvanometer met de positieve pool van een batterij en de negatieve pool van deze batterij met de gloeidraad (fig. 23), dan zullen bij voldoende hoge spanning van de anode alle door de gloeidraad uitgezonden electronen op de anode komen en zal de galvanometer de verzadigingsstroom der diode aanwijzen. Deze waarde nu zal



sterk afhankelijk zijn van de temperatuur van de draad en bovendien zeer sterk afhangen van de aard van het metaal, de vrijmakingsarbeid is immers voor verschillende metalen verschillend.

De verzadigingsstroom in functie der temperatuur wordt bepaald door de theoretische formule van Richardson-Dushman

$$I = A T^2 \epsilon^{-\frac{b_0}{T}}$$

waarin T = absolute temperatuur,

ϵ = basis van het nepèriaans logarithme stelsel,

A en b = constanten veranderlijk met het metaal.

In fig. 24 is voor verschillende materialen de verzadigingsstroom (in A/cm²) als functie van de absolute temperatuur van de gloeidraad weergegeven. Men ziet b.v. uit deze figuur dat bij wolfram eerst bij 2400° K een emissie verkregen wordt, welke vergelijkbaar is met de emissie van barium bij 1200° K.

Een volgende tabel geeft voor verschillende metalen de waarden van A en b alsmede deze voor het uittreepotentiaal. Over sommige waarden schijnt men het toch niet heelemaal eens te zijn.

TABEL

Metaal	Uittreepotentiaal in V	A	b ₀
1) Caesium	1,36	162	21.000
2) Calcium	2,4	60,2	26.000
3) Nikkel	2,8	26,8	32.100
4) Thorium	3,35	60,2	38.900
5) Tantaal	4,12	60,2	47.200
6) Molybdeen	4,3	60,2	51.500
7) Platina	4,4	(17000)	72.500
8) Wolfram	4,52	60,2	52.400

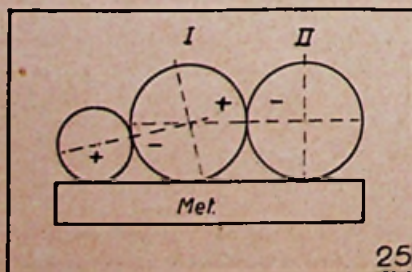
Het vergemakkelijken der electronenbevrijding.

We kunnen de potentiaaltrap aan de rand van het metaal aanmerkelijk verlagen en zodoende de electronenbevrijding vergemakkelijken door het metaaloppervlak te bedekken met een zeer dunne laag ener vreemde stof. Zo kan b.v. het uittreepotentiaal van zuiver Wolfram (4,52 V) door een bedekking met een ééatomige laag van Caesium of Thorium respectieffelijk tot 1,7 V en 3,0 V worden herleid. De verklaring hiervoor zoekt men hierin, dat de geadsorbeerde (alkali) atomen bij de adsorptie een electron afstaan aan het metaal en zich dus als positieve ionen op het metaaloppervlak vasthechten.

Van overwegend belang hierbij is de zg. bedekkingsgraad θ . $\theta = 1$ betekent dat het gehele metaal oppervlak door een ééatomige laag van vreemde atomen is bedekt. $\theta > 1$ zal duiden op een dekking in meerdere ééatomige lagen.

Men heeft bevonden dat de uittree-arbeid verlaagt met de bedekkingsgraad θ ; aanvankelijk snel, later langzamer, om bij een bepaalde waarde kleiner dan 1 (ongeveer 2/3) een minimum te bereiken en dan weer snel toe te nemen.

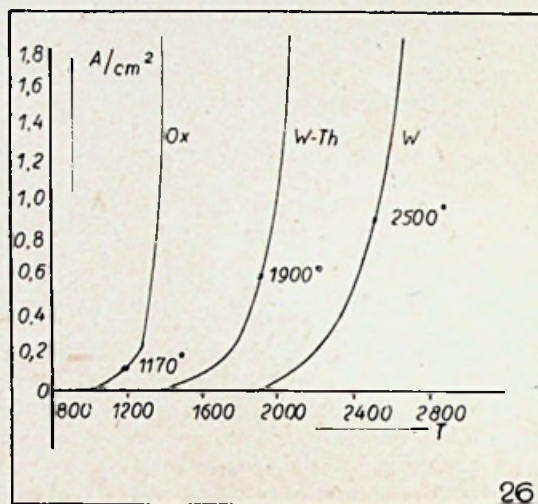
Dit kunnen we weer als volgt verstaan. De eerste geadsorbeerde atomen worden, zoals gezegd, als ionen geadsorbeerd en vormen dus met de, aan het metaal afgestane, electronen een dubbellaag, die de uittree-arbeid vermindert. Stijgt de bedekkingsgraad θ dan worden de volgende geadsorbeerde atomen niet meer als ionen maar als neutrale atomen geadsorbeerd. Zij schikken zich rond de ionen en worden onder hun invloed eveneens gepolariseerd (atoom I). Zijn tenslotte bij toenemende bedekking alle ionen door atomen omgeven, dan zullen de nog volgende atomen (atoom II) in tegengestelde zin gepolariseerd worden en de uittree-arbeid opnieuw verhogen (zie fig. 25).



De op dergelijke wijze samengestelde kathodes worden in de praktijk veelvuldig toegepast.

Zij mogen echter niet worden verward met de nog meer gekende «Oxyde kathodes» waarbij het metaaloppervlak bedekt is met een ongeveer 50 μ dikke barium-strontiumoxyde laag.

Ter verklaring der bijzonder hoge emissie dezer kathodes heeft men verschillende hypothesen vooropgezet, waarvan er echter geen enkele met zekerheid kan worden aanvaard. We zullen er dan ook niet verder op ingaan (fig. 26).



Vergelijking van de emissie der gebruikelijke kathodes.

- Ox (Oxyden) — W-Th (gethorieerd Wolfram)
- W (Zuiver Wolfram)
- X (Normale werkingstemperatuur)

Terwijl bij de kathodes uit zuiver metaal (Wolfram) de verhitting geschiedt bij middel van

TABEL

Kathode	Uittreepotentiaal in V	A	b_n	Normale temperatuur
Zuiver Wolfram (W)	4,52	60,2	52.400	2400 tot 2600
Gethor. Wolfram	3,3	3	31.500	1900 tot 2000
Oxyden	1	0,01 tot 0,001	12.000	1100 tot 1170

een elektrische stroom, die direct door het metaal (gloeidraad) gestuurd wordt, wordt de verhitting der samengestelde kathodes verwezenlijkt op indirecte wijze. De gloeidraad, die hier dus enkel dient ter verhitting van het electronenemitterend oppervlak, maar zelf geen electronen moet kunnen uitzenden, bevindt zich meestal in een porcelijnen pijpje, hetzij in haardspeldvorm, hetzij als dubbelgewonden draad (zie fig. 4 en 5, blz. 115).

(Vervolgt)

Radiotechnologie en Werkhuispraktijk ⁽¹¹⁾

door H. STRUYF
(Vervolg van blz. 119)

LES 3.

Par. 5. — Samenvatting.

Rechtstreeks verhitte radiobuizen vinden hun toepassing in zenders eenerzijds en anderzijds in batterijen gevoede ontvangers. Het domein van de onrechtstreeks verhitte buizen breidt zich geleidelijk uit naargelang men er in gelukt hun verbruik te verminderen zoodat zij tenslotte kunnen gevoed worden van uit één enkele laagspanningsaccumulator.

In de moderne uitvoeringen worden aan de cathode groote eischen gesteld voor wat betreft haar isoleering van de gloeidraad en de onbeweeglijkheid van dezen gloeidraad in de cathodecylinder.

Daar de klein vermogen lampen hoofdzakelijk met oxyde cathodes worden uitgerust zal men de door de fabricant opgegeven max. dissipatie- of plaatstroomaanduiding niet overschreiden; noch trachten volledige plaatstroom-roosterspanningkarakteristieken op te nemen.

Roosters noch anodes mogen ooit gloeiend worden. Men loopt gevaar ionisatieverschijnselen te zien optreden: ook kan dan negatieve roosterstroom optreden.

We stellen vast dat de hedendaagsche constructies veel kleiner afmetingen hebben dan de oudere typen. Ook de geheel metaal lampen zijn veel rationeeler van bouw. Het is alom bekend dat tijdens de oorlog groote vorderingen zijn gemaakt op dat gebied: als resultaat zijn een reeks miniatuurlampen uitgekomen die bruikbaar zijn tot in de zeer korte golflengten en tevens vanwege de kleine afmetingen nieuwe horizonten openen voor de toestelbouw. Vergeten wij niet te vermelden de moderne magnetron- en clystronlampen, electronenvermenigvuldigers, cathodestraalbuizen met dubbele straal en de van de iconoscoop afgeleide televisie camera's.

Het perfectionneeren van de radiobuis op velerlei gebied geldt ook voor de aanpassing van haar karakteristiek aan het gebruik: men tracht o.a. het lineaire deel uit te breiden en de wet Barkhausen zoo goed mogelijk en voortdurend beter te benaderen.

Onder de gelijkrichtlampen ontworpen voor spanningsvoeding van ontvangers, versterkers en meetinstrumenten heeft men tegenwoordig rechtstreeksche of onrechtstreeks verhitte typen van het vacuumtype of met gas atmosfeer: vooral de kwikdamplampen zijn veel gebruikt vanwege hun groot debiet. Verder is de spanningsval in de lamp (ong. 15 V) onafhankelijk van het debiet wat de stabiliteit van het plaatspanningsapparaat in de hand werkt.

Hooge spanningen met klein debiet kan men zeer voordeelig bekomen door het toepassen van het spanningsverdubbelingsprincipe. In detector-kringen zal men in het geval van de plaatdetectie een lamp kiezen met groote steilheid en scherpe knik in de plaatstroomroosterspanningskarakteristiek. Natuurlijk neme men geen te ruime lamp, d.w.z. geen energieversterkerlamp aanwenden. Men houdt hierdoor de ingangscapaciteit klein. Voor lampvoltmeters neme men een miniatuur triode, bijvoorbeeld van het acorn type. Men gebruikt ook wel schermroosterlampen.

De diodedetectoren zijn lineaire detectoren, d.w.z. dat, behalve voor kleine spanningen, de verhouding tusschen ingangssignaalspanning en diodeplaatstroom, dus ook uitgangspanning, van den eersten graad is en door een rechte lijn kan voorgesteld worden. De plaat detectie daarentegen volgt voor niet te groote spanningen een quadratische wet, en kan door een parabool worden voorgesteld.

In ontvangers past men algemeen de diode detectie toe met een diode meestal in een kolf ingesloten met een eerste laagfrequentversterkerlamp van het triode of penthode type.

De hoog- en middenfrequentversterkerkringen van ontvangers worden uitgerust met hoogfrequentpentodes met variabele steilheid die men bekomt door de roosterdiameter of stap veranderlijk te maken.

In laagfrequentkringen van ontvangers en in versterkers heerscht de hoogfrequentpenthode met vaste steilheid of de triode met groote versterkingsfactor als vóórversterker en meestal een laagfrequent uitgangspenthode als eindlamp.

In superhétérodyne ontvangers wordt tegenwoordig de lokale oscillator electronisch gekoppeld met het ontvangen signaal in hexode, heptode of octodelampen, of wel in dubbele lampen zoodals de triode-hexode: afzonderlijke oscillator- en menglampen worden nog wel gebruikt in moderne kortegolfontvangers.

In de meettechniek, in 't bijzonder in oscilloscopen, gebruikt men veelal cathodestraalbuizen van kleine schermdiameter, 5 tot 15 cm. met groene of blauwe fluorescentie van het scherm (het blauwe licht leent zich beter voor het photografeeren). Men gebruikt hier meestal de electrostatische deflectie.

In televisieontvangers daarentegen gebruikt men meestal cathodestraalbuizen met magnetische deflectie en met grootere schermdiameter (20 tot 40 cm). Men geeft hier natuurlijk de voorkeur aan witte oplichting van het scherm.

Vermelden wij nog dat de radiobuis ook als relais groote diensten bewijst, dat zij verder in frequentievermenigvuldigers voorkomt, dat zij aangewend wordt om plaatvoedingsspanningen te stabiliseeren.

Photoelectrische cellen worden aangewend voor de reproductie van het geluid in de film. Zij vinden hun toepassing overal waar het ontstaan of de intensiteitsverandering van een lichtbron moet waargenomen worden.

HERHALINGSVRAGEN.

- 1) Men merkt op dat bij een eindpenthode in een ontvanger het schermrooster roodgloeiend wordt wanneer de verbinding naar de plaat alleen onderbroken wordt. Hoe kan zich dat voordoen en wat zijn de gevolgen?
- 2) Vergelijk direct en indirect verhitte cathodes en som de voordeelen op van de indirecte verhitting.
- 3) Is de formule van Barkhuasen toepasselijk op de exponentiaallamp?
- 4) Aan welke soort detectie geeft U de voorkeur?
Welke soort geeft voor kleine signalen de kleinste vervorming,
- 5) Welke grootteorde neemt de omgekeerde piekspanning aan wanneer een condensator van enkele microfarad aan de uitgang, d.i. over de verbruiker, geschakeld wordt? Het betreft éénphasige gelijkrichting.
- 6) Waarom zijn hoogfrequentpenthoden met vaste steilheid niet bruikbaar in hedendaagsche ontvangers?
Waarom zijn vari-mupenthoden niet bruikbaar als laagfrequentversterker in een ontvanger?
- 7) Een laagfrequentversterker heeft als laatste lamp (d.i. uitgangslamp) een U.S.A. 6V6 radiobuis:
 - a) Bereken de transformatieverhouding van de uitgangstransformator wanneer de spreekspoelimpedantie van de luidspreker 3 ohm bedraagt (Rp. b. 139/141).
 - b) Met een wisselstroomvoltmeter meten wij aan de luidsprekerklemmen 3,47 volt voor een signaal van 1000 p/sec.
Bepaal het electricch vermogen dat aan de luidspreker wordt toegevoerd.
- 8) Hoe groot is de gelijkspanning gemeten aan de gelijkstroomzijde (dus uitgangsklemmen) van een spanningsverdubelaar met 25Z5 gelijkrichtlamp, wanneer het gelijkrichtsysteem aangesloten is op een wisselstroomnet van 110 volt? Let op dat de gelijkrichter niet of weinig belast is.
- 9) Sommige lampen in een ontvanger of versterker geven een belklank in de luidspreker wanneer men met de vinger tegen de lamp aantikt. Waaraan is dat te wijten? Andere lampen geven in dezelfde omstandigheden soms kraakgeluiden in de luidspreker. Waaraan wijt U zulks?

(Vervolgt)

RADAR- TECHNIEK

(Vervolg van blz. 140)

periodisch een horizontaal vlak aftast. Gedurende iedere omwenteling van de antenne worden een groot aantal impulsen uitgezonden. Bij het vertrek van ieder impuls vertrekt ook de centrale lichtvlek met een constante snelheid van uit het middelpunt naar de rand van het scherm volgens een straal, teneinde radiale afstandsbepaling te bekomen. Wanneer de lichtvlek de rand van het scherm bereikt komt ze naar het middelpunt terug en beschrijft een nieuwe straal bij de volgende impuls. Normaal bezit de lichtvlek een intensiteit op het randje der zichtbaarheid, maar wanneer een echo wordt opgevangen wordt ze heel duidelijk zichtbaar.

De richting van de hindernis wordt opgegeven door de polaire hoek van de straal; de afstand, door de radiale lengte van de straal. Op deze wijze bekomt men op het scherm van de indicatorbuis een beeld van het omringende landschap.

(Vervolgt)

Rationele Berekening ener Filtercel

(Vervolg van blz. 144)

Voor het berekenen van C nemen we het ordinaat 64,5 mA als nul-ordinaat. We krijgen:

$$I_2 = 38 \text{ mA} (102,5 - 64,5)$$

$$i_2 = 33 \text{ mA} (97,5 - 64,5)$$

Kromme (b) stelt de gedulde, overblijvende wisselstroomcomponente voor aan de uitgang van de filter:

$$C = \frac{0,4342945}{200 \times 2500 (1,5797835 - 1,5185139)} \\ = 0,000014 \text{ Farad} = 14 \mu\text{F}.$$

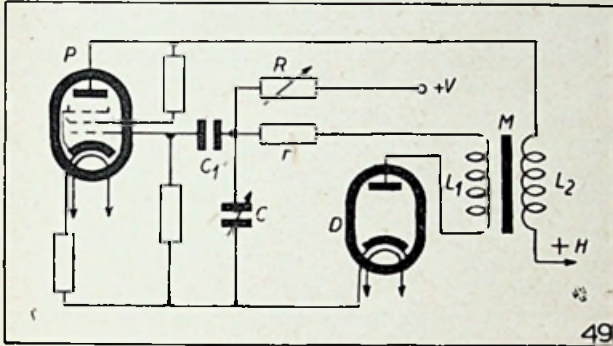
In de praktijk zullen we een electrolytische condensator met courante handelswaarde gebruiken, in dit geval, 16 μF .

TELEVISIE CURSUS (9)

door R. DEVILLEZ
(Vervolg van blz. 123)

De tijdsbasis met diode-pentode.

Vermelden we tenslotte om deze lange reeks tijdsbasisen te sluiten, een inrichting die vaak gebruikt wordt in zendinstallaties, n.l. door Philips.



In fig. 49 geeft men hiervan het schakelschema. Condensator C die geladen en ontladen wordt, verkrijgt zijn lading over een weerstand R die zoals altijd een diode kan zijn. Met de klemmen van de condensator zijn verbonden: enerzijds een weerstand r, de primaire L₁ van transformator M waarvan de secundaire L₂ geschakeld wordt in de anodekring van de pentode T en, tenslotte een diode D. Anderzijds is de condensator verbonden over een condensator C₁ met het rooster der pentode waarin de relaxatietrillingen versterkt worden.

Veronderstellen we eerst dat de diode geblokkeerd is door het feit dat de anode voorlopig negatief is. De condensator zal dus geladen worden en deze lading zal over condensator C₁ op het rooster der pentode gaan inwerken die een anodestroom opneemt welke door de secundaire L₂ gaat. De verbindingen van transformator M zijn dermate dat de stroom door L₂, in de andere wikkeling L₁ een stroom induceert in omgekeerde richting waardoor de anode der diode negatief blijft (fig. 50). Nochtans, vermits de lading van de condensator doorgaat, verhoogt ook de positieve spanning van zijn bovenste plaat die tenslotte hoog genoeg wordt om de spanning in omgekeerde richting, die opgewekt wordt in L₁, door de toenemende anodestroom uit te balanceren. Op dit ogenblik wordt de anode der diode positief en de diode gaat open, d.i. laat stroom door met het gevolg dat de condensator ontladen wordt over r en L₁. Maar kring CrL₁ kan een trillingskring zijn indien r klein genoeg is om geen aperiodische ontladingen te verwekken. De ontlading van de condensator gebeurt dan oscillerend en gedempt zoals voorgesteld in fig. 51 III. Maar de diode verzet zich tegen elke terugstroom

en deze trilling zal dus ophouden zodra de anode van de diode wegens het omkeren van de stroomrichting in de ontlading voldoende negatief is geworden. Op dit ogenblik kan de lading van de condensator herbeginnen. Er ontstaat dus een zaagtandvormige spanning op het rooster der pentode die een stroom opwekt, die in haar anode hetzelfde verloop heeft. Deze stroom kan zó gebruikt worden ofwel over een transformator gevoerd worden naar de deflectie electro-magneet van een kathodestraalbuis ofwel kan hij vervormd worden tot een spanningsval over een weerstand om de deflectieplaten te voeden.

Het is dus kring CrL₁, gekoppeld met de diode, die de frequentie, de amplitude alsmede de terugloop der relaxatietrillingen bepaalt.

Bestuderen we nu het gedrag der schakeling van naderbij. Wat voor ons van belang is, is vóór alles de spanning V_c aan de klemmen van de condensator. De differentiaalvergelijking kan men als volgt schrijven:

$$V_c = \int \frac{i_1}{C} dt = i_1 r + L_1 \frac{di_1}{dt} + M \frac{di_2}{dt} \quad (1)$$

waarin i₁ de stroom door weerstand r is alsmede door de primaire L₁ en i₂ de stroom in L₂ die in L₁ een stroom induceert met ogenblikswaarde M di₂/dt waarin M de wederzijdse inductie is.

Indien we S de steilheid noemen der pentode, dan heeft men i₂ = S V_c waaruit

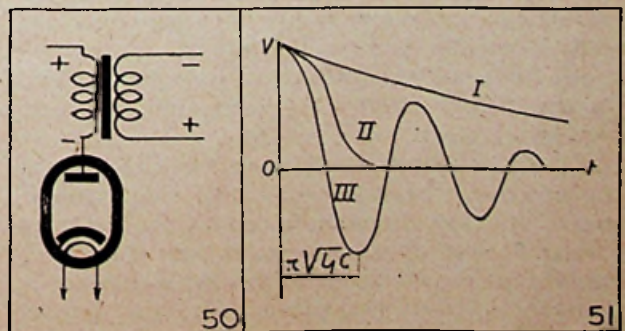
$$\frac{di_2}{dt} = S \frac{dV_c}{dt}$$

anderzijds is

$$i_1 = -C \frac{dV_c}{dt}$$

waaruit

$$\frac{di_1}{dt} = -C \frac{d^2V_c}{dt^2}$$



Brengt men deze waarden in vergelijking (1) dan heeft men :

$$V_c = -r C \frac{dV_c}{dt} - L_1 C \frac{d^2V_c}{dt^2} + M S \frac{dV_c}{dt}$$

of

$$L_1 C \frac{d^2V_c}{dt^2} + (rC - MS) \frac{dV_c}{dt} + V_c = 0$$

Nemen we $L_1 C = a$ en $(rC - MS) = b$ dan wordt de vergelijking

$$a \frac{d^2V_c}{dt^2} + b \frac{dV_c}{dt} + V_c = 0$$

Dit is de klassieke differentiaalvergelijking der tweede orde zonder tweede lid waarvan de oplossing afhankelijk is van de waarden van a en b door de discriminant $b^2 - 4a$ der vergelijking $ax^2 + bx + 1 = 0$. De drie klassieke gevallen kunnen dus voorkomen :

1) $b^2 - 4a$ is positief, m.a.w. b^2 is groter dan $4a$ wat men verkrijgt door een voldoende grote waarde van r . In dit geval weet men dat de ontlasting aperiodisch is (fig. 51 I). De condensator wordt te langzaam ontladen over weerstand r . Het is bekend dat in dit geval de wortel der differentiaalvergelijking is:

$$V_c = Ae^{\frac{-b + \sqrt{b^2 - 4a}}{2a} t} + Be^{\frac{-b - \sqrt{b^2 - 4a}}{2a} t}$$

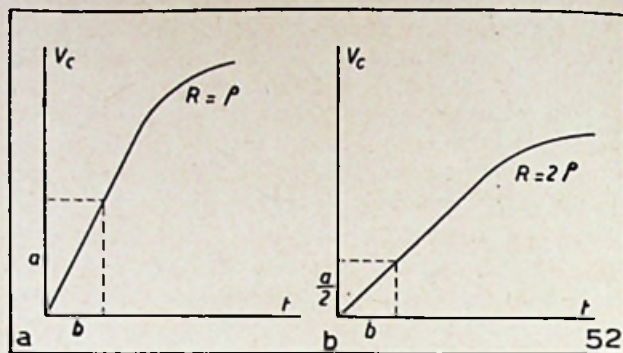
Dit is de vergelijking van kromme I in fig. 51.

2) Indien r zo sterk vermindert dat $b^2 = 4a$ dan verkrijgt men een aperiodische ontladingskromme die veel sneller verloopt, men noemt dit precisiekromme (fig. 51 II).

3) Indien tenslotte r vrij klein is zodat b^2 kleiner wordt dan $4a$ dan verkrijgt men een trillingskring want dan is de wortel der vergelijking sinusoidaal geworden met een dempingscoefficient die afhankelijk is van de waarde van r (fig. 51 III).

Het ligt voor de hand dat dit derde geval het nagestreefde ideaal is. Weerstand r is variabel. Indien men r verhoogt binnen de grenzen waarin de trilling geschiedt kan, dan verhoogt de demping en dan vermindert de amplitude der trillingen. Voor een bepaalde waarde van product RC is er minder tijd nodig voor het verkrijgen dezer geringe amplitude, de ontlastingstijd vermindert dus en de frequentie neemt toe, omgekeerd heeft een vermindering van r eveneens een vermindering der frequentie voor gevolg.

Indien weerstand R eveneens variabel is dan kan men door verhoging van R de ladingskromme van de condensator minder steil maken, men vermindert dan de geïnduceerde spanning in L_1 , waardoor de diode niet geleidend gehouden wordt, de ontlasting heeft dan plaats voor een kleinere klemmenspanning van de condensator, deze waar-



de wordt echter niet vlugger bereikt vermits de ladingskromme minder steil is. De amplitude der relaxatietrillingen is dus geringer zonder merkbare verandering der frequentie (fig. 52).

De waarde van product $L_1 C$ kan bepaald worden door de tijd besteed aan het teruglopen van de straal (teruglooptijd). Deze teruglooptijd wordt bepaald door de tijd die verloopt tussen het moment waarop de ontlasting begint en dit waarop de diode anode negatief wordt wat blijkt uit fig. 51; door de aankomst van het laagste punt der eerste pseudo-periode. Deze teruglooptijd duurt dus een halve pseudo-periode en we weten dat deze gelijk is aan

$$\pi \sqrt{L_1 C}$$

Doorgaans neemt men voor de teruglooptijd bij de beeldaftasting 5% van de totale duur ener periode. Voor de beelden is deze periode 1/25 sec. Nochtans zullen we verder zien dat men meer en meer gebruik maakt van gespatieerde aftasting van een half beeld slechts 1/50 sec. duurt. Men heeft dan :

5% van

$$1/50 = \frac{5}{5000} = \frac{1}{1000} = 10^{-3}$$

Men neemt dus $\pi \sqrt{L_1 C}$ kleiner dan 10^{-3} of $\pi^2 L_1 C$ kleiner dan 10^{-6} en vermits $\pi = 9,8556$ dus ongeveer 10; heeft men dan $L_1 C$ kleiner dan 10^{-7} .

Voor de lijnaftasting waarvan de duur veel kleiner is stelt men zich tevreden met een teruglooptijd van 10% en men heeft dan voor een raster van 525 lijnen een periode van

$$1/525 \times 25 = 1/13125 \text{ sec.}$$

onverschillig of de aftasting geschiedt met naast elkaar liggende lijnen of door gespatieerde lijnen, want in 1/50 sec. tast men slechts de helft van de 525 lijnen af.

10% van

$$1/13125 = \frac{10}{1.312.500} = \frac{1}{131.250}$$

dat kleiner is dan 1/100.000 of 10^{-5} .

Bijgevolg kiest men het product $L_1 C$ zo dat $\pi \sqrt{L_1 C}$ kleiner is dan 10^{-5} of $\pi^2 L_1 C$ kleiner is dan 10^{-10} en tenslotte $L_1 C$ kleiner dan 10^{-12} .

Om in het rechte deel der ladingskromme van de condensator te werken neemt men het product RC groot genoeg om slechts de helft der kromme te moeten gebruiken. Dit voert er ons toe om voor RC een waarde te nemen die minstens gelijk is aan 0,1 voor de beeldaftasting, en 5×10^{-1} voor de lijnaftasting. Men neemt dan voor R en C courante waarden.

Om een idee te geven van de praktische verwezenlijking van dit apparaat berekenen wij hier de waarden van L_1 voor de twee aftastingen. Vermits L_1 , C en S (naar gelang de gebruikte pentode) gekend zijn, en nadat men M bepaald heeft in verband met de gebruikte transformator kan men r afleiden uit de ongelijkheid $b^2 < 4a$ of $(rC - MS)^2 < 4 L_1 C$ waaruit $r^2 C^2 - 2 rCMS + M^2 S^2 < 4 L_1 C$ en $r^2 C^2 - 2 rCMS + M^2 S^2 - 4 L_1 C < 0$.

De drieterm van de tweede graad moet dus een tegengesteld teken hebben vergeleken bij de eerste term (C_2 is altijd positief) wat gebeurt voor alle waarden van r gelegen tussen de wortels der vergelijking

$$C^2 r^2 - 2 CMSr + M^2 S^2 - 4 L_1 C = 0.$$

Men verkrijgt aldus de volgende waarden:

Beeldaftasting. — Pentode EL3 i max 70 mA
 $S = 9 \text{ mA/V}$ $RC = 0,1$ men neemt b.v.
 $R = 1 \text{ M}\Omega$ en $C = 0,1 \mu\text{F}$ voor L_1 $C = 10^{-7}$
 vindt men $L_1 = 1 \text{ Henry}$.

Bij de berekening van weerstand r komt C voor $0,000.000.1 L_1$ voor 1 en S voor 0,009 in aanmerking.

Lijnaftasting. Pentode 4654 i max = 140 mA
 $S = 6 \text{ mA/V}$ $RC = 5 \times 10^{-1}$ waaruit $R = 0,5 \text{ M}\Omega$ en $C = 1000 \mu\text{F}$.

$$L_1 C = 10^{-11} \text{ dus } L_1 = 10 \text{ mH.}$$

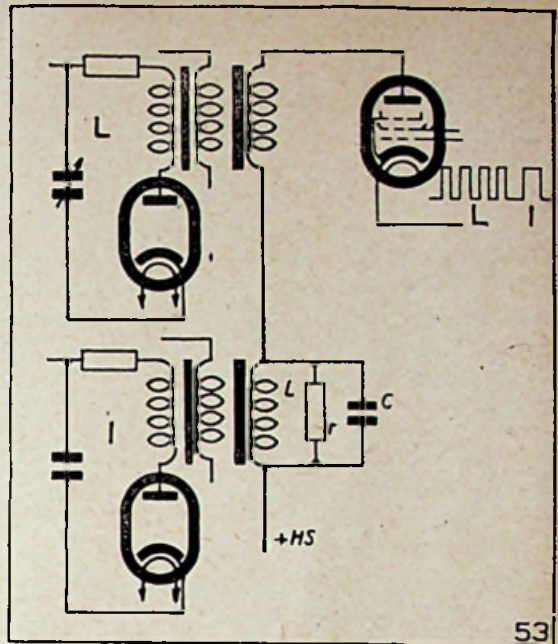
Men berekent r met $C = 0,000.000.001 L_1$, $r = 0,01$ en $S = 0,006$.

Transformator M heeft een transformatieverhouding 1/1 voor de beelden en 1/3 voor de lijnen.

Synchronisatie.

Op deze inrichting moeten nu de synchronisatie-impuls inwerken. Daartoe voorziet men op transformator M een derde wikkeling waarop men de vooraf door een EF6 versterkte synchronisatie-impuls (fig. 53) doet inwerken. (Het betreft hier een ontvanger). Deze impuls worden gemengd en nemen de vorm aan in het diagram getekend. Daaruit volgt dat de lijnimpuls zouden kunnen inwerken op de tijdbasis van het beeld en dit te vroeg zouden kunnen doen inschakelen. Inderdaad elke impuls verwekt in de primaire van de transformator een stroom in tegenovergestelde richting van die welke de diode negatief maakt en dus het ogenblik der ontlading verhaast.

Om dit bezwaar te vermijden brengt men in den kring der derde wikkeling der beeldschakeling een onderdoorlaatfilter die de hoge frequenties van de lijnimpuls elimineert. Deze onder-



doorlaatfilter is samengesteld uit een condensator c en een weerstand r parallel geschakeld op de derde wikkeling. De capaciteit c wordt zó genomen dat, tengevolge van een beeldimpuls er een voldoende geïnduceerde spanning geproduceerd wordt in de primaire om de diode te openen terwijl een lijnimpuls in condensator c een werkelijke kortsluiting ontmoet. Bepalen we de spanning V verwekt aan de klemmen van c voor een rechthoekig verloopende spanning. Noemen we i_1 de stroom in de wikkeling, i_2 die in r, en i_3 die in c.

$$V = \int \frac{i_2}{c} dt = i_2 r = L \frac{di_1}{dt} \quad (1)$$

Met $i_1 + i_2 + i_3 = I$ kan de totale stroom I beschouwd worden als constant tijdens de duur van een impuls. Bijgevolg is:

$$\frac{di_1}{dt} + \frac{di_2}{dt} + \frac{di_3}{dt} = 0 \quad (2)$$

Uit (1) leidt men af:

$$\frac{di_1}{dt} = \frac{V}{L} \quad \frac{di_2}{dt} = \frac{dV}{rdt}$$

en

$$\frac{di_3}{dt} = c \frac{d^2V}{dt^2}$$

want

$$dV = \frac{i_3}{c} dt$$

of

$$i_3 = c \frac{dV}{dt}$$

Door deze waarden te vervangen in (2) verkrijgt men:

$$\frac{V}{L} + \frac{1}{r} \frac{dV}{dt} + c \frac{d^2V}{dt^2} = 0$$

of

$$\frac{d^2V}{dt^2} + \frac{1}{rc} \frac{dV}{dt} + \frac{1}{Lc} V = 0$$

een differentiaal vergelijking waarvan de oplossing naargelang de waarden van

$$\frac{1}{r^2c^2} \quad \frac{4}{Lc}$$

aperiodisch of oscillatorisch kan zijn.

In dit geval ligt het voor de hand dat men de trilling moet vermijden die de werking van het apparaat zou storen en bijgevolg neemt men voor r zulkdanige waarde dat $1/r^2c^2$ minstens gelijk zij aan $4/Lc$ waaruit

$$r^2 = \frac{L}{4c}$$

en

$$r = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{L}{c}}$$

In dit geval is de oplossing van de differentiaal-vergelijking :

$$V = Ae^{-\frac{t}{2rc}} + Bte^{-\frac{t}{2rc}}$$

Om A en B te bepalen nemen we aan dat op het ogenblik $t = 0$, $V = 0$, waaruit $0 = A + 0$ en $A = 0$. Anderzijds, wanneer t zeer klein is, is i nagenoeg gelijk aan

$$e^{-\frac{t}{2rc}}$$

waaruit $V = Bit$ en

$$B = \frac{V}{it} = \frac{1}{c}$$

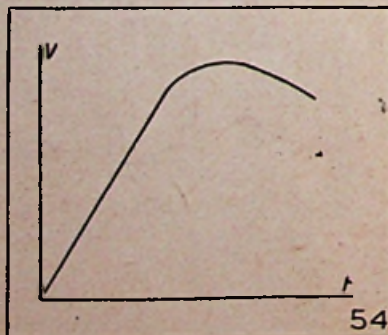
waaruit

$$V = \frac{1}{c} t e^{-\frac{t}{2rc}}$$

Dit is de vergelijking van een kromme voorgesteld in fig. 54.

Behoudens de kritische demping kan men nog eisen dat :

1) Het ogenblik der synchronisatie precies bepaald zij waarvoor een eis is dat men zich bevindt in het stijgende deel der kromme en nog beter in het rechtse deel. De duur van de impuls mag dus een zekere waarde niet overschrijden en doorgaans neemt men hiervoor 10^{-4} sec.



2) De spanning verwekt door de lijnimpuls moet zwak zijn vergeleken met die van de beeldimpuls. Om deze reden moet men nog werken in het rechtse deel van de kromme want de lijnimpuls zijn korter dan de beeldimpuls en hebben bijgevolg een veel lagere spanning.

3) De spanning verwekt door de beeldimpuls moet voldoende zijn.

Nemen we b.v. 5 volt en daarom mag c niet te groot zijn en is afhankelijk van de impuls-amplitude. Men heeft aldus voor een waarde van $L_1 = 1$ H de volgende waarden :

$$L = 6 \text{ H} \quad c = 15.000 \text{ pF} \quad r = 9.600 \Omega$$

De aanwezigheid van weerstand r verwekt in trillingskring CL_1 een bijkomende demping gelijk aan die welke zou ontstaan in deze kring door een bijkomende weerstand gelijk aan r gedeeld door de verhouding der zelfinducties van de twee spoelen. Hetzij $9.600 \Omega : 6 = 1600 \Omega$ En de tegenwoordigheid van c staat gelijk met de bijvoeging in parallel op C van een condensator waarvan de capaciteit gelijk is aan c vermenigvuldigd door de verhouding der capaciteiten, hetzij $6 \times 15.000 = 90.000 \text{ pF}$. De bijkomende weerstand zou aldus een overmatige demping van den kring kunnen verwekken die bijgevolg niet meer zou kunnen meetrillen. Men kan hieraan verhelpen hetzij door vermindering van r in kring $L_1 C$, hetzij door weerstand r van de filter in serie te schakelen met L waardoor men dan verkrijgt :

$$r = 3.700 \Omega \quad c = 18.000 \text{ pF}$$

en

$$L = 6,25 \text{ H.}$$

Wat er ook van zij, indien de synchronisatie aldus is opgevat, verwekt ze een wederzijdse invloed der lijnen en beelden waardoor de beelden onbestendig worden en waardoor de boorden getand zijn. Dit wordt veroorzaakt door het feit dat de ontladingsstromen van het lijnstelsel in de derde wikkeling stromen induceren die soms zo sterk kunnen zijn als de impulsen zelf.

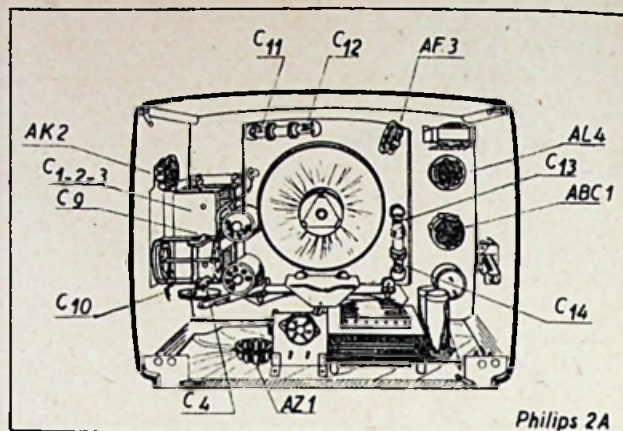
Dit bezwaar ontstaat niet in een zender waar men de synchronisatie-impuls voor lijnen en beelden afzonderlijk kan aanvoeren. In de ontvangers waar deze impulsen gemengd worden kan men het hierbovenvernoemde effect verminderen door de bijkomende wikkeling voor de beelden te verbinden met het schermrooster van de pentode in de plaats van de anode derwijze dat de twee kringen gescheiden worden. Tengevolge van de zwakkere schermroosterstromen moet dan de zelfinductie van het scherm hoger zijn en 10 H bereiken. Tenslotte moet men vermijden dat de pentode gaat genereren want de anode en de roosterkringen zijn in M gekoppeld. Dit kan men doen door een kleine koppelcondensator c te nemen die evenwel toch nog groot genoeg is om de versterkte trillingen niet te vervormen.

Kortom deze schakeling is niet goed geschikt voor de ontvangst maar kan wel dienen voor de zenders.

(Vervolgt)

C	2A	2A05	2A20
C ₁	11-490 $\mu\mu\text{F}$	11-490 $\mu\mu\text{F}$	14-460 $\mu\mu\text{F}$
C ₂	»	»	»
C ₃	»	»	»
C ₄	7-55 $\mu\mu\text{F}$	7-55 $\mu\mu\text{F}$	0-18 $\mu\mu\text{F}$
C ₅	90 $\mu\mu\text{F}$	82 $\mu\mu\text{F}$	90 $\mu\mu\text{F}$
C ₆	700 $\mu\mu\text{F}$	700 $\mu\mu\text{F}$	1090 $\mu\mu\text{F}$
C ₇	1490 $\mu\mu\text{F}$	1490 $\mu\mu\text{F}$	1750 $\mu\mu\text{F}$
C ₈	50 $\mu\mu\text{F}$	50 $\mu\mu\text{F}$	40 $\mu\mu\text{F}$

C₆ en C₇ aan de aardzijde van S₁₈



Voor verschillen in de spelwaarden zie tabel der spoelen. De volgende veranderingen kunnen nog voorkomen :

- 1° In de kathodeleiding van de AK2 worden opgenomen : 250 Ω en 50.000 $\mu\mu\text{F}$.
- 2° In de kathodeleiding van de AF3 worden opgenomen : 250 Ω en 0,1 μF .
- 3° In de kathodeleiding van de ABC1 worden opgenomen : 3200 Ω en 50 μF .
- 4° R₁ valt weg en wordt doorverbonden.
- 5° C₀, R₁ en R₄ vervallen.
- 6° R₂ enerzijds aan R₃ verbonden en anderzijds aan de kathode der ABC1.

8. Ohmse weerstand der spoelen :

S	2A	2A05	2A20
S ₁	32,3 Ω	32,3 Ω	34,7 Ω
S ₂	114 Ω	114 Ω	100 Ω
S ₃	0,14 Ω	0,14 Ω	0,2 Ω
S ₄	0,1 Ω	0,1 Ω	0,1 Ω
S ₅	250	S ₁₆	10
S ₆	28	S ₁₇	7
S ₇	92	S ₁₈	7
S ₈	4,2	S ₁₉	25
S ₉	45	S ₂₀	100
S ₁₀	4	S ₂₁	100
S ₁₁	37	S ₂₂	100
S ₁₂	2	S ₂₃	100
S ₁₃	0,2	S ₂₅	< 645
S ₁₄	0,2	S ₂₆	0,3
S ₁₅	25	S ₂₇	L.S.
		S ₃₁	1,8
		S ₃₂	1,8

9. Afregeling :

MF 128 kHz (135 kHz voor 2A05).

- 1° Een gemoduleerd sein van 128 kHz (135) over een condensator van 32.000 $\mu\mu\text{F}$ aan het stuurrooster der AF3 leggen en de outputmeter parallel aansluiten op S25.

- 2° C₁₁ en daarna C₁₃ trimmen op maximum output.
- 3° Een gemoduleerd sein van 128 kHz (135) over 32.000 $\mu\mu\text{F}$ aan het 4° rooster der AK2 leggen.
- 4° C₂ en C₁₁ trimmen op maximum output.
- 5° Over de standaardkuntantenne + 500 $\mu\mu\text{F}$ een sterk sein van 128 kHz (135) aan het antennecontact leggen. Het apparaat op L.G. schakelen en afstemmen op \pm 1875 m.
- 6° C₅ verwarmen en trimmen tot de outputmeter minimum aanduidt (voorkoming der fluittonen).

H.F. en Oscillator :

- 1° Apparaat op O.G. en afstemcondensator op minimum capaciteit.
- 2° De trimmer van C₁ half en deze van C₂ geheel indraaien.
- 3° Een gemoduleerd sein van 1450 kHz over standaardkuntantenne + 500 $\mu\mu\text{F}$ aan het antennecontact leggen. De afstemcondensator langzaam indraaien tot het eerste sein vanaf de minimum capaciteit hoorbaar wordt en afstemmen op grootste output.
- 4° De trimmers van C₁ en C₂ regelen tot men maximum output verkrijgt.
- 5° Afstemcondensator in zelfde stand houden en omschakelen op L.G.
- 6° Het sein op 411 kHz brengen en C₁₃ regelen tot maximum output. (Vervangen irdien de capaciteit te gering is).

TRILECTRON : Boeken-catalogus

We ontvingen zoeven de Boeken-Catalogus van de firma Trilectron, Heemstede (Holland). Deze catalogus geeft een tamelijk volledig overzicht van de thans verkrijgbare buitenlandse radiowerken. We bevelen hem graag aan bij onze lezers.

VAN HIER EN ELDERS

Microgolven spectroscop

Radargolven van 1,2 tot 1,6 cm golflengte hebben een nieuwe toepassing gevonden in de microgolven-spectroscop, die ontworpen werd om scheikundige lichamen te ontleden. Zoals de infra-roodspectroscop met dewelke hij veel gelijkenis vertoont, kan de microgolvenspectroscop de meest komplekse moleculen, zoals de hydrocarbonen, vereenzelvigen, zonder dat men zijn toevlucht moet nemen tot splitsingprocessen en schakelkundige ontleding...

De vereenzelviging van volledige moleculen bekomt men door microgolven te zenden doorheen verdamping van het lichaam dat men moet ontleden. Juist zoals alle kleuren van het spectrum, uitgezonderd blauw en geel, opgeslorpt worden door een groen scherm, worden zekere golflengten van de microgolven opgeslorpt door die moleculen die zij er toe aanzetten in resonantie te trillen. Moleculen van verschillende samenstelling slorpen golven van verschillende golflengte op. Voor ieder lichaam bestaat er dus een karakteristiek absorptiespectrum, dat elektronisch op een scherm geprojecteerd, toelaat op gemakkelijke wijze de ontlede stof te identificeren.

De hoofdbestanddeelen van een microgolven-spectroscop die ontworpen werd door William E. Good, Donald K. Coles en T. W. Dakin van de Westinghouse Research Laboratoires zijn: een trilbuis of radarbuis, een golfgeleider, een kristal detector, een oscilloscoop en een tijdbasisgenerator.

De microgolven die door den oscillator worden uitgezonden worden doorheen een rechthoekigen golfgeleider gestuurd die het staaltje te ontleden damp of gas, in een glazen omhulsel, bevat. Op het uiteinde worden de golven door een zeer gevoelige kristaldetector opgevangen die de opgevangen impulsen overmaakt aan den oscilloscoop. Ten einde een duidelijker definitie van de opslorplingslijnen te bekomen worden de dampen in de glazen cel op 0,1 mm kwikdruk gebracht.

De trilbuizen die gebruikt worden om microgolven op te wekken waarvan de golflengte begrepen is tusschen 1,2 en 1,6 cm zijn klystron-reflexbuizen die afgestemd worden door regeling der afmetingen der trilholte. Men gebruikt verschillende buizen om den gewenschten frequentieband te bestrijken.

De horizontale aftasting van den oscilloscoop gebeurt met dezelfde frequentie als de klystron-frequentie en den uitgang van den kristaldetector wordt rechtstreeks aan de verticale platen van den oscilloscoop aangelegd. De absorptie op een bepaalde frequentie zal dus aangegeven zijn door een verticale afbuiging op het oscilloscoopbeeld.

Voor ammoniak (NH_3) heeft men een model gevonden met 30 verschillende absorptielijnen, wat dus de «vingerafdruk» is van dit lichaam. Andere samengestelde lichamen die eveneens onderzocht werden met den microgolvenspectroscop zijn: waterdamp (H_2O), acetoen (CH_3COCH_3), cyanogeen bromide (CNBr), kooloxy-sulfide (COS).

De gebruiksgrenzen van den microgolvenmicroscop zijn nog niet gekend, maar hij zal ongetwijfeld een zeer kostbaar toestel zijn voor de moleculenstudie, ja zelfs voor de atoomkernstudie.

Magnetische afstemming

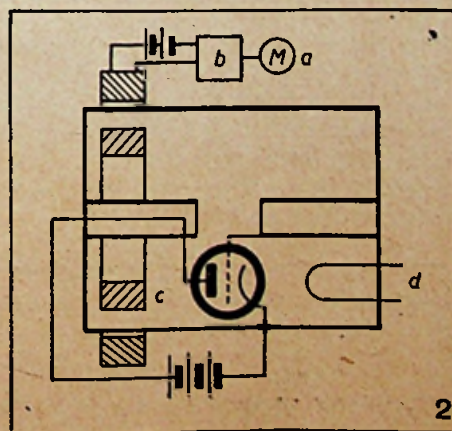
(Octrooi nr 2.402.948 - 2 Juli 1946 - Wendell L. Carlson.)

Dit octrooi geeft een schikking aan waarmede concentrische geleiders of trilholten kunnen afgestemd worden bij middel van magnetisch materiaal geplaatst in de trilholte en waarvan de permeabiliteit kan geregeld worden.

Men plaatst in het ultra-hoog-frequentieveld een ring uit magnetisch poedermateriaal, zoals de fig. het aantoon. Deze ring wordt geplaatst in een punt waar de magnetische krachtlijnen zeer dicht zijn en waar de electrostatische flux minimum is.

De magnetische ring wordt bekrachtigd bij middel van een spool die liefst buiten het U.H.F.-toestel geplaatst wordt. Men kiest het magnetisch materiaal en men regelt de bekrachtiging er van zoodanig, dat het werkt in een gebied dat nagevoeg lineair is.

In dit gebied zal dus een toename of afname van den uitwendigen flux een overeenkomstige verandering doen ontstaan van de permeabiliteit van het kernmateriaal, met, als gevolg, een effectieve verhoging of vermindering van de resonantiefrequentie van de holte.



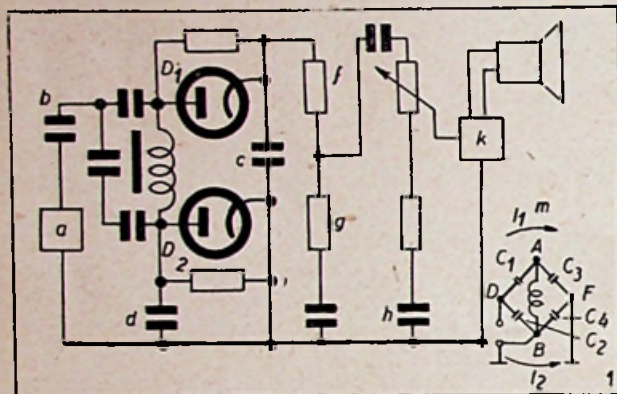
a = microfoon; b = L.F.-versterker
c = afstemming; d = naar uitgangskring

Men kan op deze wijze, bij middel van het opgegeven schema, frequentie-modulatie bekomen van de oscillatortrilling.

Frequentiediscriminator

(Octrooi nr. 2.404.359 - 23 Juli 1946 - M. E. Bond).

De brugtype discriminator is voorgesteld in fig. 1.



a = Tweede begrenzer; b = Koppelingscapaciteit; c = H.F.-afleiding; d = Shunt capaciteit; f = Ontkoppelings R; g = L.F.-filter; h = Blokkeringscapaciteit; k = L.F.-versterker; m = Equivalente brug.

De frequentie-discriminator bestaat uit een capacatieve tak met middenaftakking en een zelf-inductie met regelbare permeabiliteit. De uitgangskring bestaat uit een paar diodegelijkrichters die hun gelijkstroom leveren aan de twee aangeduide belastingsweerstand.

De discriminator is dus hoofdzakelijk een vier-armige brug zoals het equivalente schema van fig. 1 het aantoont. De capaciteit C_2 is gevormd door strooi-capaciteit tussen de electroden van de bovenste diode. C_4 is gevormd door de strooi-capaciteit tussen de electroden van de onderste diode plus de shuntcapaciteit onderaan.

De kringconstanten van de discriminatorbrug worden zóó gekozen dat ze in resonantie is voor de nominale M.F.-draaggolffrequentie. De weer-gavekromme wordt breed genoeg gekozen, zoodanig dat de noodige zijbanden van de M.F.-draaggolf gedetecteerd kunnen worden en toegevoerd naar den ingang van de L.F.-versterker.

De uitgangsspanning van den tweeden begrenzer wordt naar den discriminator gestuurd over de aangeven koppelingscapaciteit.

De belastingsweerstand die de diodes shun-teeren hebben een waarde die de capacitanties van de capacatieve armen verre overtreffen, zoodat hun invloed op de werking van de reactieve elementen mag verwaarloosd worden. De tweede

begrenzer stuurt de brug tusschen D en F en de spanning die optreedt aan de uitgangszijde van de brug is het verschil tusschen de absolute spanningswaarden die optreden tusschen de klemmen A respectievelijk B en den grond.

Uit een onderzoek van de brug blijkt dat indien $C_1 = C_2$ en $C_3 = C_4$ is, t.t.z. indien de brug in evenwicht is, de stroomen i_1 en i_2 gelijke spanningsvallen zullen opwekken over C_1 en C_2 en er bijgevolg geen spanningsval zal optreden tusschen A en B, welke ook de frequentie weze.

In de werkelijke schakeling echter is C_3 kleiner dan C_1 (alhoewel $C_1 = C_2$) met een waarde gelijk aan de capaciteit van den shuntcondensator, en de brug is bijgevolg niet in evenwicht. Stroom i_2 overtreft dus i_1 en een stroom i_3 zal vloeien over L. De waarde van dezen stroom hangt af van de waarde van L en van de frequentie en de richting van den stroom is zoodanig dat de spanningsval over C_1 verhoogt en die voor C_2 verkleint.

We kunnen nu de waarden van L, C_1 en C_2 zóó kiezen, dat voor een gegeven frequentie de stroomen i_1 , i_2 en i_3 spanningsverschillen doen ontstaan tusschen de punten A resp. B en de massa waarvan de absolute waarden gelijk zijn.

Deze spanningen zijn echter verschoven in fase, zoodat er tusschen de punten A en B een spanningsverschil optreedt dat gelijk is aan de vectorieele som van de twee absolute spanningen. De frequentie voor dewelke de absolute spanningen gelijk zijn is de centerfrequentie. Voor deze frequentie is de spanning die optreedt aan de uitgangszijde van den discriminator, tusschen de cathode der diode D_1 en de massa, gelijk aan nul. Men heeft inderdaad, in deze omstandigheden, over de belastingsweerstand, gelijkstroomspanningen die gelijk zijn; en daar deze laatste van tegengestelde polarisatie zijn is er dus geen spanning tusschen de kathode van D_1 en de massa.

Wanneer nu de aangelegde frequentie boven de centerfrequentie komt te liggen, als gevolg van de audiomodulatie, dan veranderen de betrekkelijke waarden van i_1 , i_2 en i_3 zoodanig dat de spanning tusschen A en massa grooter is dan degene tusschen B en de massa. In deze voorwaarden is de uitgangsspanning van den discriminator positief ten opzichte van de massa. Valt integendeel de frequentie onder de centerfrequentie, dan wordt de uitgangsspanning van den discriminator negatief t.o.v. de massa.

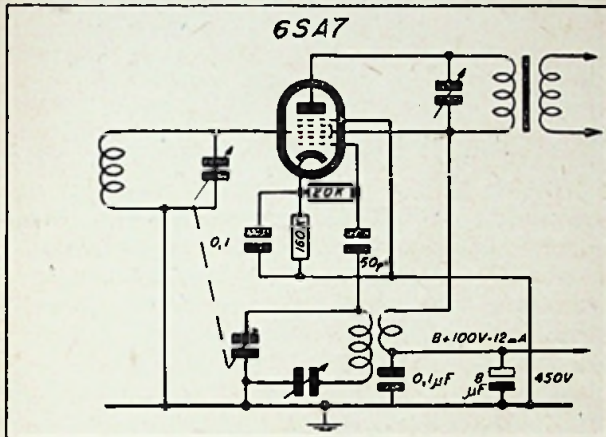
Op deze wijze zet de discriminatiebrug de frequent gemoduleerde signalen om in amplitude gemoduleerde signalen.

Deze methode vergt dus niet de gebruikelijke en zeer nauwkeurig te regelen middenaftakking en de regeling der inductanties.

KNEPEN UIT DE PRACTIJK

MENGTRAP UITGERUST MET EEN 6SA7

Hieronder vinden onze lezers de schakeling van een mengtrap uitgerust met een 6SA7 en die kan gebruikt worden in de plaats van de 6A7 oscillator-menger :



DEFECTE STERKTEREGELAAR

door W. K. Radio Service.

Het gebeurt vrij vaak dat men zelfs na voorafgaande herstelling moet vaststellen dat de sterkteregelaar tijdens de bediening kraakt vooral in het begin der regeling. Vrij dikwijls bevindt zich de potentiometer op een moeilijk te bereiken plaats waardoor de herstelling nog meer ingewikkeld wordt. Bovendien is het defect soms nog intermitterend. Men heeft dan de keuze tusschen vervanging van den sterkteregelaar wat soms vrij moeilijk is wegens de gebruikte speciale types en de volgende methodes: Men boort een gat van ong. 4 mm in de zijde van de afscherming van den potentiometer zoodat men den binnenkant bereiken kan tusschen schakelaar en schuifcontact, met behulp van een dunne gummidarm. Men zuigt deze gummidarm half vol benzol (oppassen vergif) en men spuit deze vloeistof door de geboorde opening op de chassisoppervlakte, daarna draait men herhaaldelijk de potentiometer, men sluit het gat terug af met een stukje isoleerband, en de herstelling is geëindigd. De fout is voor altijd opgeheven.

BESCHADIGDE KRISTALMICROFOONS

door E. B. Radio Service.

Het gebeurt maar al te vaak dat kristalmicrofoons in een uitstralraam rechtstreeks aan zonnestralen zijn blootgesteld met het gevolg dat de doos waarin de microfoon aanwezig is op een hoge temperatuur komt. De kristalcel van de microfoon kan reeds defect worden op een temperatuur van omstreeks 50 graden.

Men moet dus voorzorgen nemen om schade te voorkomen en zeker in het uitstralraam die plaats uitkiezen waar de microfoon nooit zal blootgesteld zijn aan een te hoge temperatuur. Ook kan men hiervoor « dummies » gebruiken, d.i. microfoonkasten zonder kristal.

KRASSEN VAN POTENTIOMETERS, VOLUME REGELAARS, ENZ.

door J. L. Radio Service.

In elke radio-ontvanger zijn één of meer potentiometers aanwezig voor de verschillende regelingen. Na min of meer lang gebruik veroorzaakt elk dezer potentiometers een gekras dat kan gaan van een zwakke sistoon, tot de onderbreking van de werking van het toestel.

Het meerendeel der collega's denken zelfs niet eens aan herstelling dezer potentiometers, zij vervangen ze eenvoudig zoodra deze niet meer prima functioneeren.

Nochtans moet men twee gevallen onderscheiden :

Wanneer de grafietlaag werkelijk beschadigd is moet de potentiometer vervangen worden, maar in de overgrote meerderheid der gevallen is deze laag volkomen onaangetaast en het krassen wordt veroorzaakt door een uiterst kleine hoeveelheid grafietpoeder of door wat vet dat tusschen de contactveer en de uitwendige klem gekomen is. In principe komt het er dus slechts op aan de potentiometer zorgvuldig te openen en met een klein stukje watte, gedrenkt in zuivere benzine, de grafietband te reinigen zoodat elk stofdeeltje dat er zou kunnen aanwezig zijn weggenomen wordt en vervolgens de centrale contactoppervlakte met de as van den potentiometer behoorlijk te reinigen (niet het contact op de weerstand). U zult verbaasd staan over de verkregen resultaten, want 80 tot 90 % der potentiometers houden op met kraken als ze zoo behandeld werden.

Op die wijze hebt u de volgende voordeelen :

- 1) Het is thans moeilijk potentiometers met sommige waarden te vinden.
- 2) De kwaliteit dezer laatsten is tengevolge der omstandigheden, vaak onvoldoende.
- 3) Men moet geen lange opsporingen doen om zeker te zijn een volkomen gelijkaardige potentiometer te hebben, het oorspronkelijke stuk blijft dienen.
- 4) Men verliest geen tijd voor het inkorten of verlengen der assen.
- 5) De herstelling wordt minder duur en men verdient meer.

Beproof eens potentiometers, sterkteregelaars enz te herstellen. U zult verbaasd staan hoeveel werk, materiaal en geld u bespaart.

**VERVORMING DOOR DE LAMPEN E446
OF REN1284**

door J. L. Radic Service.

Bij sommige ontvangers heb ik herhaaldelijk vastgesteld dat een dezer H.F.-pentodes als eerste L.F.-lamp gebruikt vervormingen vertoonden die sterker werden naarmate het apparaat langer gebruikt was. Wanneer men de ontvanger aansluit is alles nog koud, de muziek is volmaakt, maar na een zekere tijd wordt de muziek minder goed. Schakelt men het toestel uit en laat men het even verkoelen, dan is de kwaliteit der ontvangst weer goed.

Doet men de gebruikelijke meting dan observeert men wat volgt: de plaatstroom neemt langzaam toe in functie van den duur der ontvangst.

Daar deze lampen altijd met weerstandkoppeling functionneeren wordt de spanningsval over de plaatweerstand grooter en de effectieve plaatspanning der lamp vermindert in verhouding, om tot 10 of 20 V te dalen. — Gelijktijdig noteert men vanzelfsprekend een verhooging der negatieve roosterspanning.

Om hieraan te verhelpen komt het er eenvoudig op aan deze lamp te vervangen door een nieuwe. Op die wijze vermijdt men lange en vruchteloze opsporingen.

Een **ANTI-STATIC** antwoord uit de **RADIO-WEEK** (Weekblad van die Suid-Afrikaanse Uit-saaiorporasie) :

'n 17-plaat-battery kan met 'n 5-buis-radio gebruik word. As die battery vol gelaai is, en die radio 3 uur per dag gebruik word, kan dit min of meer 'n week lank gebruik word, voordat lading weer nodig is. As die battery altyd na die laaistase geneem word voordat dit heeltmal ontlai is, behoort dit twee of drie jaar te hou. Dan moet u versigtig wees om net suiwer gedistillerde water te gebruik om die selle vol te maak. Dit is raad-saam om 'n hidrometer te gebruik om die toe-stand van die selle gedurig te toets. »

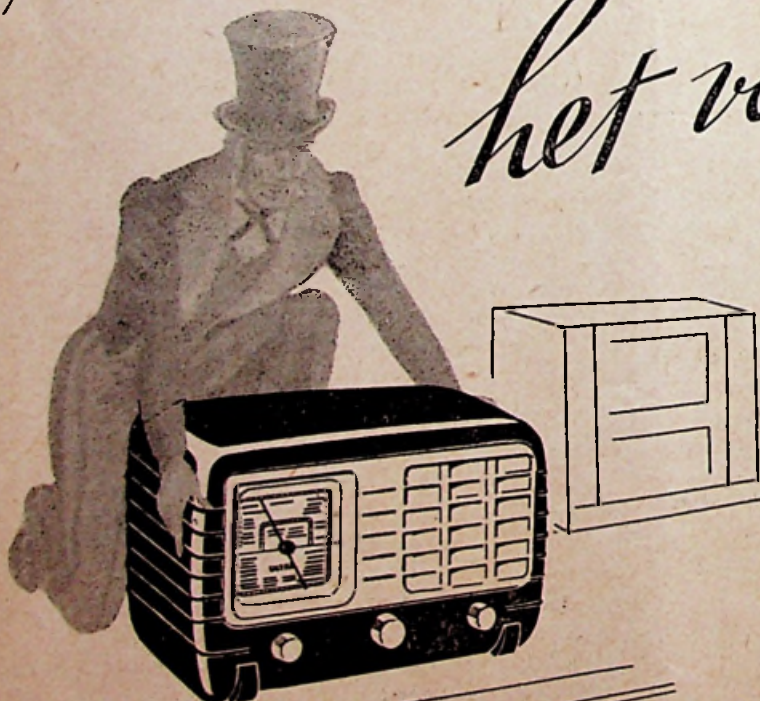
GELEIDERSSNOER UIT GESPONNEN GLAS

Teneinde te verhelpen aan het herhaald ver-vangen van de uit linnendraad gevlochten snoe-ren, die door de warmte en de vochtigheid snel beschadigd werden, heeft de United Air Lines gebruik gemaakt van snoer gesponnen uit glas.

Het glazen snoer wordt bewerkt met bijwas teneinde de behandeling ervan te vergemakke-lijken.

Talrijke werkuren besteed aan den onderhoud werden op deze wijze uitgespaard. De United Air Lines keerden een belooning uit aan den hulp-mechanieker die de gedachte ingaf.

*Okuy
Carrou*



het volstaat

... een **ULTRA** in het uitsalraam
... een demonstratie
... en de verkoop is afgesloten
want ...

ULTRA is het ontvangtoestel waarvan de musicaliteit en de hoge technische hoedanig-heden den klant overhalen.

EN U WEET dat een tevreden klant er andere medebrengt.



ULTRA
RADIO

Voor den groothandel, uitsluitelijk :

Ultra Electric België • 35, Van Arteveldestraat, te Brussel

Meer dan een toestel, het orkest zelf

JEAN IVENS

Radioelectrisch materieel in het groot

10, Rue Trappé, à LIEGE — Tel.: 619.19

MEETTOESTELLEN « LERES »

Generatoren-Meetbruggen-Selfmeters

SPOELBLOKKEN

3 en 4 golfbereiken, alle kringen afgestemd

« M. C. H. »-KNOPPEN

voor meettoestellen

VARIABELE CONDENSATOREN « STAR »

op steatiet

« STAR »-AFSTEMSCHALEN

zonder kabels

« A. C. R. M. »-SCHALEN

voor meettoestellen

« C. D. »-LIJSTWERK (Parijs)

voor radiomeubels

« MUSICALPHA »-LUIDSPREKERS

met excitatie

« TRUVOX A. P. »-LUIDSPREKERS

« BIREFLEX »-LUIDSPREKERS

met drukkamer speciaal bestudeerd voor openlucht

« SERVICEMAN »-LAMPMETER

voor het uittesten van alle buizen

POTENTIOMETERS

met en zonder schakelaar

« LEM »-MICROFOONS

de onovertreffene

Het « PRONTO »-GEREEDSCHAPSTEL

voor het afstemmen van alle kringen

« HERSON »-WEERSTANDCODES

KOOLWEERSTANDEN

B O N

(Voor de Redactie.)

In welke artikels stelt U het meest belang?

Welke onderwerpen zoudt U graag behandeld zien ?

.....

.....

.....

.....

.....

.....

.....

.....

.....

Naam

Adres

CONSTRUCTEURS,

HET RENDEMENT VAN UW TOESTEL ZAL NOG VERHOOGD WORDEN DOOR TOEPASSING VAN

PHILIPS "MINIWATT"

BUIZEN EN ONDERDEELN.

"STANDAARD,, REEKS

WISSELSTROOM

UNIVERSEEL



ECH 21	ECH 4	ECH 4	UCH 21	UCH 4	UCH 21
ECH 21	ECH 4	EF 9	UCH 21	UCH 4	UF 21
EBL 21	EBL 1	EBC 3/EBF 2	UBL 21	UBL 1	UF 21
AZ 1	AZ 1	EL 3	UYIN	UYIN	UBL 21
EM 4	EM 4	AZ 1	UM 4	UM 4	UYIN
		EM 4			UM 4

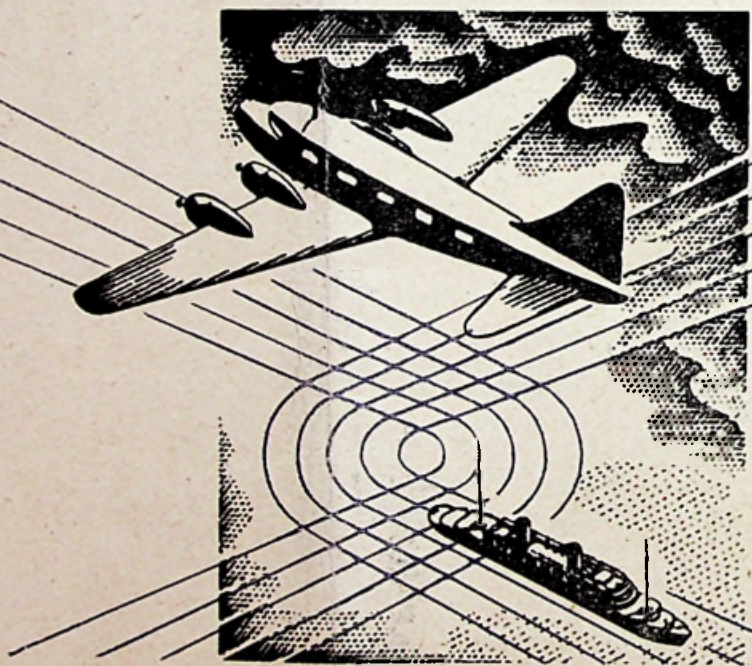


LUIDSPREKERMOTOREN met permanenten magneet 13 - 17 - 21 cm.

Uitgangstransformatoren hiervoor. Potentiometers. Ceramische en buiscondensatoren. Draaibare condensatoren, smoorspoelen; regelbare luchtcondensatoren. Buisvoetjes. Koolweerstanden en draadgewikkelde weerstanden. Electrolitische condensatoren. IJzerkernen.

VEILIGHEID OP ZEE

Veiligheid in de Lucht



met den

Decca Navigator
