

DE

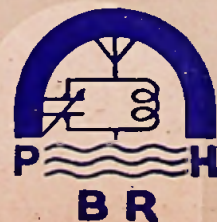
RADIO REVUE

11

INHOUD

Atlantic City	321
N.A.B. Congres	322
Rond een Wetenschappelijk dispuut	322
Sir Edward Appleton	323
Wat is?... Het Magnetron	324
Kathodestraalbuizen	327
De Cathode follower	328
Service... Philips Ontvanger 655U	330
Knepen uit de practijk	332
Radio-Cursus (XIX) :	
— Algemene Radiotechniek (11)	335
Nieuwigheden	339
Televisiecursus	340
Kleurfilters	351

BEHEER EN REDACTIE
Prins Leopoldstraat, 28
Antwerpen (Borgerhout)



LABORATORIA VANDAMME

PRINS LEOPOLDSTRAAT 28
ANTWERPEN — BORGERHOUT

TEL. 560.29

KATHODESTRAAL - OSCILLOGRAAF

C. N. 517



Algemeenheden : Deze oscillograaf bevat de kathodestraalbuis, de voeding, de relaxatie-oscillator, en twee versterkers.

Lampen : Een kathodestraalbuis met een scherm-doormeter van 70 mm. Twee gelijkrichterlampen. Zes penthode-lampen. Met uitzondering van de kathodestraalbuis zijn al de andere lampen van het courante type en overal in den handel verkrijgbaar.

Gevoeligheid : 1,6 V. per mm. Met versterker maximum 32 millivolt per mm.

Relaxatie-oscillator : Bij middel van 4 hoogvacuum-lampen van het courante type.

Golfvorm : De spanning van deze trillingen verhoogt rechthoekig van 0 tot maximum spanning om dan onmiddellijk terug te vallen op 0, zodat de opeenvolgende trillingen veel gelijkenis vertonen met de tanden van een zaag.

Frequentie : Fundamentele frequentie regelbaar vanaf 1 tot en met 250.000 Hz. De grove regeling door omschakelaar en de fijne regeling door potentiometer.

Amplitude : Regeling welke toelaat de amplitude van de relaxatie-trillingen te verhogen of te verlagen, waardoor een brede of smalle tijdbasis verkregen wordt.

Synchronisatie : De frequentie van de relaxatie-oscillator kan gesynchroniseerd worden :

- a) met deze van het te onderzoeken verschijnsel, indien dit laatste van periodieken aard is.
- b) met de frequentie van het voedingsnet ± 50 Hz.
- c) met het dubbel van de frequentie van het voedingsnet ± 100 Hz.

d) met gelijk welke uitwendige bron.

De synchronisatiespanning kan in zeer brede mate geregeld worden door potentiometer.

Horizontale deflectie : De horizontale deflectie kan ook door een uitwendige bron geschieden. onafhankelijk van de relaxatie-oscillator of tijdbasis die volledig kan uitgeschakeld worden.

Versterkers : Het instrument bevat een horizontale en een verticale versterking regelbaar van 0 tot 50. Frequentiebereik van de versterkers van 10 tot 250.000 Hz.

Brandpunt : De scherpte van het lichtgevend punt is regelbaar.

Helderheid : Lichtsterkte van het lichtgevend punt is regelbaar.

Voeding : 110 - 130 - 145 - 220 - 245 Volt 50 - 60 hz. Alle nodige spanningen voor de werking van het instrument worden door de ingebouwde voeding geleverd.

Afscherming : De volledige afscherming wordt bekomen door het gebruik van plaatijzer van 1 mm voor de kas en 2 mm voor de voorplaat.

Afmetingen : International relay rack units : 6
Voorplaat : breedte 482 mm. Hoogte 265 mm.
Dikte 2 mm.

Kas : Breedte 435 mm. Hoogte 235 mm.
Diepte 230 mm.

Afstand tussen fixeergaten : Horizontaal 463,5 mm. Verticaal 164 mm.

Gewicht : 12 Kgr.

Onderrichtingen : Volledige gebruiks-onderrichtingen worden gratis bij elk instrument bijgeleverd.

Prijs per nummer : 30 fr. — Abonnement : 250 fr. voor 12 nrs.
Uitgave van « N.V. Algemene en Technische Boekhandel v/h. P. H. BRANS ».
Postcheckrekening 485811

De Internationale Telecommunicatie Conferenties te Atlantic City

U.N.O., U.N.E.S.C.O... Lake success... Parijs...
O.I.R. (ex-U.I.R. of, beter U.I.R. min Duitsland
en... paradoksaal genoeg B.B.C.)... Brussel...

U.I.T... voorheen Bern, voortaan Geneve...

Conferenties van Lucerne, Kaïro, Madrid, Montreux, enz., enz.

Wie durft er te beweren, indien hij niet gespecialiseerd is, dat hij nog wegwijs wordt uit dit ontwaarsbaar kluwen van afkortingen, conferenties, conventies, reglementen, protocols, addendas, erratas ?...

'n Babelse verwarring, voorwaar !... om « orde » te scheppen ? En met welk resultaat, meestal ?

Denken we maar even terug aan het lot beschoren aan de eerste Volkerenbond... En wat wordt er van de nieuwe U.N.O. ?...

En toch is er iets lofwaardigs in al deze menselijke pogingen tot supra-nationale organisatie, al was het maar om tot het negatieve besluit te komen, dat al deze pogingen faliekant moeten uitlopen indien men er niet in slaagt heel wat misplaatste susceptibiliteiten aan de kant te stellen en ze te vervangen door meer begrip, verdraagzaamheid, rechtvaardigheidszin en grootmoedigheid. Men maait waarachtig geen verstandhouding door tweedracht, geen liefde door haat te zaaien... Daar beleven we thans, spijtig genoeg, voldoende voorbeelden van...

❖

Maar wij wijken af van de Conferenties van Atlantic City.

Deze sluiten aan bij de reeds vermelde vooroorlogse Telecommunicatie-conferenties — Lucerne, Kaïro, Madrid, enz. — en hebben tot doel de « orde » te herstellen — en te bewaren — in de ether...

De Conferenties van Atlantic City begonnen op 15 Mei en eindigden op 2 October 1947. Ze duur-

den dus nagenoeg 20 weken. In deze tijdspanne werden door de 650 afgevaardigden uit 78 landen 1712 documenten opgesteld. Uit de duur der conferenties en uit de omvang van het gepresteerde werk blijkt voldoende hun groot belang.

In totaal hadden er drie conferenties plaats :

- 1) de Conferentie der Radioverbindingen, die met haar werkzaamheden begon op 15 Mei ;
- 2) de Conferentie der Gevolmachtigden, die aanging op 1 Juli ;
- 3) de Conferentie van de hoogfrequent Radioomroep, die slechts op 15 Augustus van wal stak.

❖

De Conferentie der Radioverbindingen heeft zich hoofdzakelijk bezig gehouden met volgende punten :

- a) het opstellen van een wereldplan voor golflengteverdeling gaande tot 10.500.000 kilohertz. Het verdeelplan van Kaïro (1938) ging slechts tot 30.000 Khz ;
- b) het oprichten van een practisch instrument voor het uitvoeren van voorgaand verdeelingsplan ;
- c) het oprichten van een bestendige commissie van experts : de I.F.R.B. (the International Frequency Registration Board).

De Conferentie der Gevolmachtigden heeft, in hoofdzaak, de Conventie van Madrid herzien.

De Conferentie van de hoogfrequent Radioomroep, die voor de eerste maal plaats greep, heeft haar werkveld bij gebrek aan tijd geweldig moeten inkrimpen. Zij heeft er zich toe beperkt de grondslagen te leggen van een nieuwe, volledige Conferentie, die zal plaats hebben in November 1948 te Mexico City.

❖

We sukkelen dus verder in 't straatje zonder eind.

Na Atlantic City (Wereldconferentie) kwam het N.A.B.-Congres (National Association of Broadcasters) eveneens te Atlantic City.

Na het wereldverdelingsplan komt het Europees verdelingsplan. Hiervoor zal een conferentie worden bijeengeroepen te Kopenhagen (Denemarken) in Juli 1948.

En in November 1948 krijgen we, zoals we reeds zagen, op het gebied der ultra korte golven, de Conferentie van Mexico City.

Er is dus nog heel wat werk in 't verschiet, alvorens de « ether-ordering » op « papier » zal staan, en dan moet ze nog omgezet worden in de praktijk... En zonder hotsen en botsen gaat dit natuurlijk allemaal niet.

Inmiddels draait de aarde verder.

Het N. A. B. Congres te Atlantic City

De N.A.B. (National Association of Broadcasters) heeft haar 25e jaarlijkse vergadering gehouden te Atlantic City op 17 September jl.

Uit een toespraak van de Heer Charles R. Denny, Voorzitter van de F.C.C. (Federal Communications Commission) lichten wij volgende inlichtingen:

A.M.-radio-omroep:

Het aantal A.M.-zenders, die op dit ogenblik in bedrijf zijn in de Verenigde Staten, bedraagt 1861. Hiervan waren er 936 in bedrijf vóór de oorlog. De overige 925, of 50 %, kregen toelating na 8 October 1945, datum waarop de F.C.C. haar normale bedrijvigheid hervatte. Bovendien zijn er 700 vergunningsaanvragen ingediend.

F.M.-radio-omroep:

Aantal F.M.-stations in bedrijf: 278.

Verleende vergunningen: 700.

Vergunningsaanvragen: 130.

Spreker vestigde verder de aandacht van de vergadering op de werking van de « continentale keten ». Deze keten omvat 27 F.M.-stations, waarvan de meeste niet verbonden zijn met kabel. Ze werkt volgens het relais-systeem: een F.M.-station vangt de uitzending op van een voorgaand station en zendt het programma opnieuw uit, enz. R. Denny voorspelt een snelle groei voor dit systeem.

Televisie:

De toestand der televisie is thans de volgende: 12 stations zenden uit in 8 steden. Aan 56 stations werd een vergunning verleend. Wanneer deze stations zullen gebouwd zijn zullen 41 steden bediend zijn met televisie. Maandelijks komen er 11.000 ontvangers op de markt, die snel afgenomen worden.

DE TOEKOMSTIGE F. M.-ONTVANGER

Zó ziet de Heer Denny, Voorzitter van de F.C.C., de toekomstige F.M.-ontvanger (NAB-congres):

Het zou me niet verbazen moesten we in een zeer nabije toekomst over F.M.-ontvangers beschikken voorzien van een stel drukknoppen, laten we zeggen 10, ingedeeld als volgt: De eerste vier zouden ons de F.M.-programma's brengen van de (onderling verbonden) relais-ketens. De twee volgende, F.M.-programma's van lokale, onafhankelijke F.M.-stations.

De laatste vier drukknoppen zorgen voor de nieuwigheid: Drukknop 7 bvb., getekend « klassieke muziek » zou inschakelen op een F.M.-relaisketen, die niets ander dan dergelijke muziek uitzendt. Drukknop 8 — « dansmuziek » — zou op elk uur van de dag of de nacht populaire aria's ten gehore brengen. Drukknop 9 — « Speciale programma's » — zorgt voor vrouwen- en kinderprogramma's en dgl. en tenslotte knop 10 — « Nieuws » zorgt, op elk uur van de dag, voor een korte samenvatting van de nieuwsberichten.

Rond een wetenschappelijk Dispuut

Wie is de Uitvinder van de antenne: Marconi of Popoff?

Het Marconi-jubileum, dat met grote luister in Italië gevierd werd, heeft andermaal de betwiste vraag doen oprijzen: Wie is de uitvinder van de antenne? De Rus Popoff of de Italiaan Marconi?

Het zal natuurlijk niemand verbazen, dat de Italianen het opnemen voor hun landgenoot en de Russen voor Popoff.

Het is een feit, dat Popoff (1859-1906), Professor aan het Keizerlijk College te Kronstadt, reeds in 1895 proefnemingen uitvoerde — met het doel de energie op te vangen van de atmosferische electromagnetische storingen — waarin hij een verticale vangdraad aanwendde. Deze verticale draad was verbonden met een apparaat, dat de atmosferische ontladingen registreerde en dat ongetwijfeld een zekere gelijkenis vertoonde met de apparatuur, die Marconi een jaar later zou gebruiken, echter voor heel andere doeleinden.

Marconi gebruikte de antenne voor de eerste maal in het zend- en ontvangstation van Pontecchio (Bologna) in 1896, dus een jaar na de proefnemingen van Popoff, en wel met het vooropgezet doel draadloos seinen over te zenden. Hierin slaagde hij trouwens schitterend. Op 2 Juni 1896 liet Marconi zijn toestel patenteren.

Er ligt dus een groot verschil tussen de aard der proefnemingen uitgevoerd in 1895 door Popoff

en deze uitgevoerd door Marconi in 1896. Beide grote geleerden leverden baanbrekend werk en hebben recht op onze waardering en onze erkentelijkheid.

De door Popoff gebruikte vangdraad is ongetwijfeld een antenne, maar die aangewend werd voor het ontvangen van electromagnetische golven van atmosferischen oorsprong, niet meer of niet min. Daaruit willen afleiden, dat Popoff ook de « vader » is van de draadloze telegrafie is verkeerd en onrechtvaardig ten opzichte van Marconi, die deze titel ten volle verdient.

Popoff zelf twijfelde er niet aan, zoals blijkt uit het verslag van een ooggetuige (Luigi Solari) bij het bezoek van Popoff aan Marconi aan boord van de « Carlo Alberto » in de haven van Kronstadt in Augustus 1902, toen Popoff de wens uitdrukte « de vader van de draadloze telegrafie te mogen begroeten »...

Sir Edward Appleton, K.C.B.

Nobelprijswinnaar

De toekenning van de Nobelprijs aan Sir Edward Appleton is ongetwijfeld grotendeels te danken aan zijn baanbrekend werk in verband met het bestaan van de Kennely-Heavisidelaag en waarop de ganse radar-techniek berust.

Het bestaan van de Kennely-Heavisidelaag werd lang betwist. In 1924 stelde Appleton een methode voor waardoor het bestaan (of het niet bestaan) van de laag op onweerlegbare wijze moest aangetoond worden, en met de hulp van het Departement van Wetenschappelijk en Industrieel Onderzoek enerzijds en van de B.B.C.-zender van Bournemouth anderzijds werden op 11 December 1924 te Oxford metingen uitgevoerd.

Deze metingen bewezen, dat de Heavisidelaag **inderdaad** bestond en dat zij zich voor de omroepgolven, op nagenoeg 60 mijlen boven de aarde bevond.

Een tweede proefneming werd uitgevoerd op korte golf (10—50 m). Deze toonde aan, dat er een tweede laag bestond op een hoogte die nagenoeg het dubbel was van die van de Heavisidelaag. Ze werd de Appleton-laag genoemd.

Appleton zelf ging echter niet akkoord met deze benaming en verkoos ze de « E » en « F » lagen te noemen. Op een vraag, waarom hij juist deze twee letters had gekozen, antwoordde hij, dat hij ruimte had voorzien aan beide zijden van het alfabet voor latere ontdekkingen !!

Buiten de merkwaardige ontwikkeling van de radar, die we als de bekroning kunnen beschouwen van de impulstechniek toegepast in voorgaande proefnemingen, heeft de studie van de ionosferische hoogte practische inlichtingen verstrekt, die nuttig zijn voor de kortegolf-zendstations.

Met de hulp van meer dan veertig stations verdeeld over de ganse wereld, is het thans mogelijk de optimum golflengte te vorspellen voor de kortegolf-omroep voor iedere willekeurige baan.

Deze toepassing heeft reeds vele diensten bewezen en zal dit ongetwijfeld nog meer in de toekomst.

MEDEDELING

The Continental Television Society

(Aangesloten bij « The Television Society » in Engeland).

Genootschap tot bevordering van de televisie ontwikkeling in België — Frankrijk — Luxemburg — Nederland.

« The Continental Television Society » is een niet commerciële vereniging, welke tot doel heeft de televisie ontwikkeling in België, Frankrijk, Luxemburg en Nederland te bevorderen. Onder televisie ontwikkeling wordt verstaan: studie, onderzoek en experimenten met zelfgebouwde en commerciële zend- en ontvangapparatuur.

Door internationale samenwerking zal men streven naar een uitwisseling van ervaringen en de invoering van een vastgelegd standaard televisiesysteem.

De werkzaamheden van de vereniging bestaan verder uit:

Het regelmatig houden van lezingen voor leden, de publicatie van rapporten betrekking hebbende op de televisie ontwikkeling in binnen- en buitenland, de uitgave van een periodiek verschijnend verenigingsorgaan, het vormen van een bibliotheek bestaande uit boeken en tijdschriften op televisie gebied, het ontwerpen en construeren van televisie apparatuur enz., enz.,

De televisie vereniging is een instelling voor allen die uit hoofde van beroep of als amateur belangstelling hebben voor televisie. Amateurs moeten echter kunnen aantonen dat zij op radio-televisie gebied voldoende ontwikkeld zijn.

Leden moeten ouder zijn dan 21 jaar. In speciale gevallen kan van deze bepaling worden afgeweken.

De televisie vereniging is gaarne bereid voor radio verenigingen lezingen en/of demonstraties te houden, van voorlichting te dienen enz.

Men zal bij het vaststellen van de bijeenkomsten data rekening houden met eventuele vergaderingen op radio gebied opdat er geen sprake kan zijn van een versnippering van de belangstelling voor radio en televisie.

Nadere inlichtingen bij het secretariaat voor Nederland: Kerksingel 69 — Overschie.

WAT IS ?...

HET MAGNETRON

Het magnetron is, in hoofdzaak, een diode die in een magnetisch veld geplaatst wordt en wel zó dat de krachtlijnen van dit veld loodrecht staan op het elektrische veld dat tussen de elektroden bestaat.

1. Grondslag der werking.

De werking van een magnetron berust dus op de beweging van de electronen onderhevig aan de invloed van een elektrisch en een magnetisch veld.

Deze invloed is reeds lang bekend en werd in 1921 door Hull verklaard.

Is er slechts een elektrisch veld aanwezig, dan kan men de wet, die de beweging van het electron beheerst, als volgt uitdrukken:

De richting van de kracht die uitgeoefend wordt op het electron door een elektrisch veld is tegengesteld aan de richting van dit veld; t.t.z. dat de electronen zich verplaatsen van de lage naar de hoge spanning. En de waarde van de kracht, uitgedrukt in dynes, bedraagt

$$F_E = 1,6 \times 10^{-12} \times H \quad (1)$$

met H, sterkte van het elektrische veld, uitgedrukt in volt/centimeter.

Onder inwerking van deze kracht, zal het electron in beweging treden en een snelheid bereiken die we kunnen berekenen uit:

$$v = 0,6 \times 10^8 \sqrt{V} \quad (2)$$

met v in cm/sec en V, spanning, in volt.

De wetten die de beweging van het electron beheersen, wanneer het onderhevig is aan de invloed van een magnetisch veld, kunnen we als volgt uitdrukken:

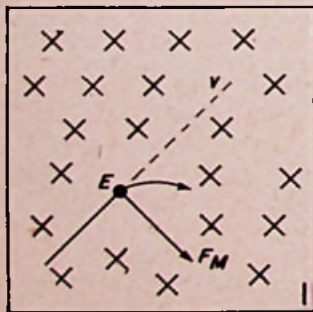


Fig. 1

Richting der kracht F_M uitgeoefend door een magnetisch veld op een electron. Het electron E verplaatst zich loodrecht op de krachtlijnen. Deze laatste dringen loodrecht in het papier. De kracht F_M staat loodrecht op de baan van het electron en op de krachtlijnen van het magnetisch veld.

(1) Zie bijvoegsel achteraan.

De kracht uitgeoefend op het electron door een magnetisch veld staat loodrecht op de snelheid van het electron en op de richting van het magnetisch veld.

De zin van de kracht is zó dat zij een afbuiging geeft van het electron in de richting van de wijzers van een klok, wanneer men in de richting van de krachtlijnen van het veld kijkt (fig. 1).

De waarde van de kracht, uitgedrukt in dynes, bedraagt:

$$F_M = 1,6 \times 10^{-20} \times v_p \times B \quad (3)$$

waarin v_p de componente is van de snelheid van het electron, loodrecht op de magnetische krachtlijnen, uitgedrukt in centimeter/seconde.

en B, de magnetische veldsterkte uitgedrukt in gauss.

Is $v = 0$, dan is $F_M = 0$. Dus een electron in ruststand wordt niet beïnvloed door een magnetisch veld.

Ook de snelheid van een electron wordt niet beïnvloed door een magnetisch veld; alleen de baan van het electron wordt gebogen. Is de snelheid van het electron loodrecht op de magnetische krachtlijnen dan beschrijft het electron, onder invloed van het magnetisch veld, cirkelvormige banen. Is zij niet loodrecht op de krachtlijnen, dan beschrijft het spiraalvormige banen.

Beschouwen we thans het geval van het magnetron bestaande uit een diode met cilindervormige kathode en anode, waaromheen een magneetspoel gewikkeld is, zodat het magnetisch veld evenwijdig loopt met de kathode (dus loodrecht op cirkelvormige doorsnede in de diode, zie fig. 2 en 3).

De electronen beschrijven cirkelvormige banen met een straal

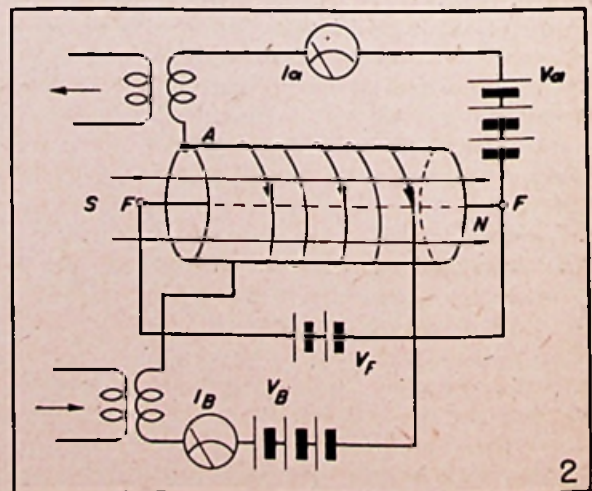


Fig. 2

Principeschakeling van een magnetron.

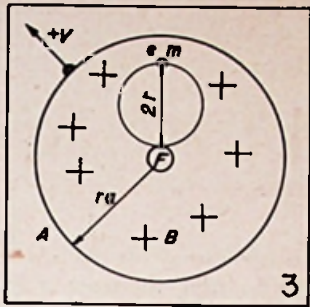


Fig. 3
Dwarsdoorsnede in magnetron.

$$r = 5,66 \times 10^{-3} \times \frac{V_p}{B} \quad (4)$$

De tijd-periode T — vereist om een baan te beschrijven bedraagt :

$$T = \frac{35,7 \times 10^{-3}}{B} \text{ sec.} \quad (5)$$

De frequentie (aantal cirkelvormige banen beschreven per seconde) :

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{35,7 \times 10^{-3}} = 2,8 \cdot 10^6 \text{ B} \quad (6)$$

En de hoeksnelheid :

$$\begin{aligned} \omega &= 2\pi f = 2\pi \times 2,8 \times 10^6 \text{ B} \\ \omega &= 17,6 \times 10^6 \times \text{B} \end{aligned} \quad (7)$$

2. Afknijpkrommen van het magnetron.

We zagen dus hiervoor, dat een electron een cirkelvormige baan beschrijft met straal

$$r = 5,66 \times 10^{-3} \frac{v}{B} \quad (4)$$

De straal r kan men ook uitdrukken in functie van het doorlopen spanningsverschil V, wanneer men in (4) de snelheid v vervangt door

$$v = 0,6 \times 10^8 \sqrt{V} \quad (2)$$

Dit geeft dan :

$$r = 3,39 \frac{\sqrt{V}}{B} \quad (8)$$

waarin r in centimeter, V in volt en B in gauss

Zolang 2r kleiner is dan r_a, straal der anode, bereiken de electronen de anode niet en komen ze alle terug naar de kathode. De anodestroom is dan nul. Zodra 2r gelijk is aan r_a bereiken al de electronen de anode en krijgen we de volledige anodestroom.

De waarde van r kan nu op twee wijzen beïnvloed worden : 1) door B (veldsterkte van het magnetisch veld) ; 2) door V (anodespanning van de diode).

a) Afknijpkrommen I_a in functie van B :

Veronderstellen we een gegeven anodespanning V_a. Zolang de magnetische veldsterkte kleiner blijft dan een gegeven waarde B₁ (af te leiden uit 8), bereiken al de electronen de anode. Zodra de magnetische veldsterkte deze waarde B₁ bereikt, of overtreft, keren al de electronen terug naar de kathode en valt de anodestroom op nul.

De anodestroom I_a blijft dus constant totdat hij plots, voor een gegeven waarde van B, afge-

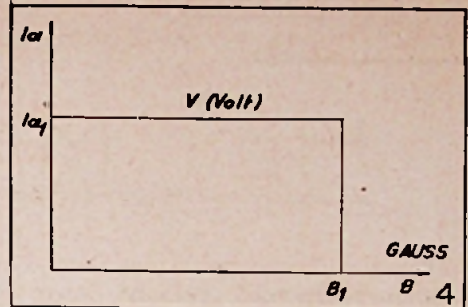


Fig. 4
Theoretisch verloop van magnetron kromme I_a = f(B), parameter V.

knepen wordt. Theoretisch verloopt de stroom dus zoals in fig. 4.

In fig. 5 hebben we een kromme overgetekend die door A. F. Harvey (1) werd opgenomen met een werkelijke magnetron.

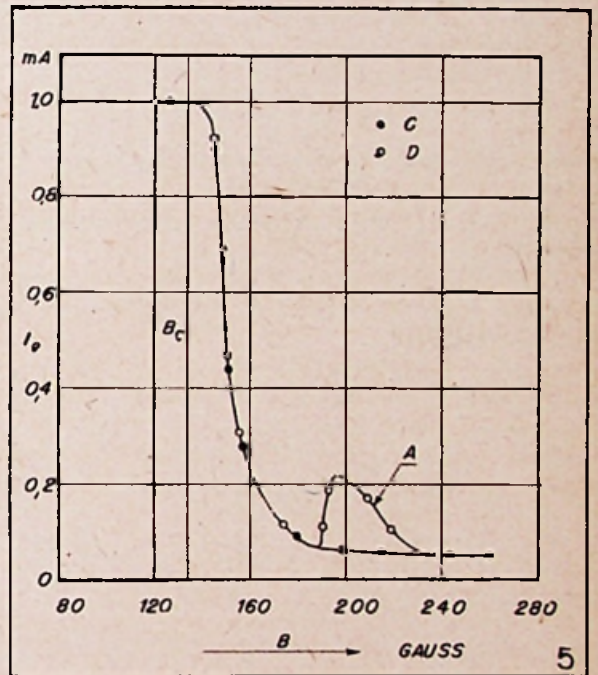


Fig. 5
Practisch verloop van magnetronkromme :
● stijgende veldsterkte ; ◇ afnemende veldsterkte ;
V_a = 100 V ; I_e (emissie) = 1 mA ; B_c = Theoretisch kritisch veld ; A = oscillatie.

b) Afknijpkrommen I_a in functie van V :

Nemen we eerst de karakteristiek I_a in functie van de anodespanning V in afwezigheid van het magnetisch veld. Deze karakteristiek verloopt, bijvoorbeeld, volgens de stippelijntje uit fig. 6.

Zij thans B gegeven.

Zolang de anodespanning V kleiner is dan een gegeven grenswaarde (te berekenen uit formule 8) is I_a nul. Bereikt V deze grenswaarde dan stijgt plots I_a tot op de hiermede overeenstemmende waarde I_{a1} op de diodekarakteristiek. Laat men V stijgen dan verloopt I_a verder volgens de diodekarakteristiek. (fig. 6).

Men kan ook V geleidelijk laten afnemen tot op de grenswaarde V₁ voor dewelke de anode-

(1) A. F. Harvey : High Frequency Thermionic Tubes.

stroom I_a plots wordt afgeknepen.

Voor elke specifieke waarde B, krijgt men na-

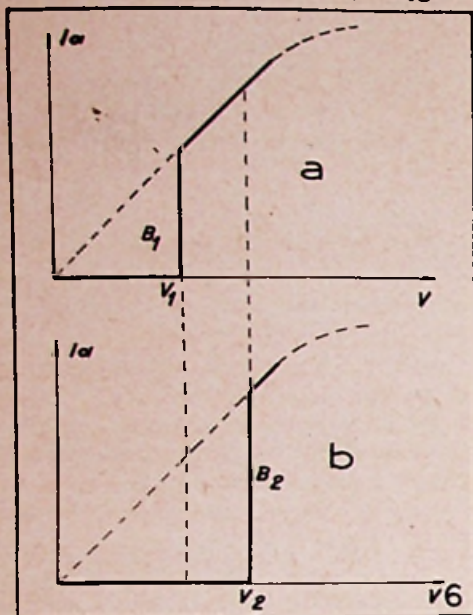


Fig. 6

Theoretisch verloop van magnetronkromme $I_a = f(V_a)$, parameter B.

tuurlijk een overeenstemmende kritische waarde voor V.

In fig. 7 hebben we een reeks krommen overgetekend opgenomen door A. F. Harvey met het magnetron CW10.

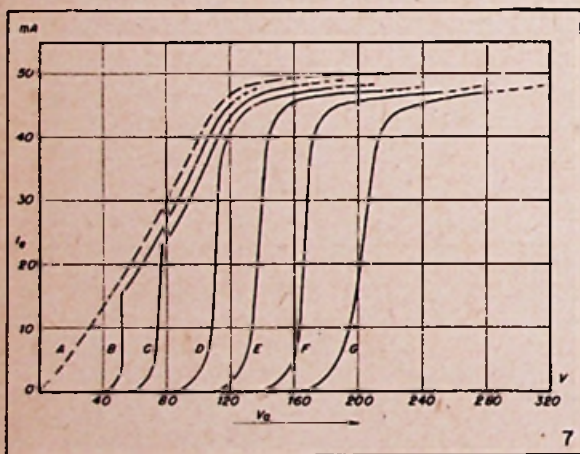


Fig. 7

Practisch verloop van magnetronkrommen.

Magnetron CW 10; Gloeidraademissie: 50 mA; Magnetisch veld: A = 0 gauss; B = 77 gauss; C = 106 gauss; D = 124 gauss; E = 144 gauss; F = 160 gauss; G = 183 gauss.

c) Afknijpkrommen uit de praktijk:

De afknijpkrommen opgenomen in de praktijk (fig. 5 en 7) wijken natuurlijk enigszins af van de theoretische krommen (fig. 4 en 6). Het afgerond gedeelte langs boven (fig. 5) noemt men de « knie » van de afknijpkromme; het afgerond gedeelte, langs onder, de « voet ».

Mogelijke oorzaken van het ontstaan van « knie » en « voet » zijn: a) de uitreesnelheid van de electronen; b) de niet evenwijdigheid van het magnetisch veld met de as van de diode; c) het feit,

dat de kathode geen equipotentiële cylinder vormt; d) de excentriciteit van de kathode en de niet evenwijdigheid van deze laatste met de as van de anode; e) de aanwezigheid van ruimteladingen; f) de spreiding van het elektrische veld op de uiteinden van de elektroden; g) de aanwezigheid van hoogfrequent trillingen van kleine amplitude, enz.

AANHANGELS.

1. Formule (1) bekommt men als volgt:

$$F_H = e \times H$$

e = lading van het electron.

Wil men F_H in dynes (c.g.s. eenheid), dan moet ook e en H uitgedrukt in c.g.s. eenheden:

$$e = 4,8 \times 10^{-10} \text{ e.s.e.}$$

$$H \text{ (in Vs/cm) = } .300 \text{ H (in volt/cm).}$$

$$F_H = \frac{4,8 \times 10^{-10}}{300} \cdot H = 1,6 \times 10^{-10} \text{ H}$$

waarin F_H in dynes en H in volt/cm.

2. Formule (2) bekommt men uit:

$$\frac{m v^2}{2} = e V$$

met

$$e = 4,8 \times 10^{-10} \text{ e.s.e.}$$

$$m = 9,1 \times 10^{-28} \text{ g.}$$

$$v^2 = \frac{2e}{m} V = \frac{2 \times 4,8 \times 10^{-10}}{9,1 \times 10^{-28}} \times \frac{V}{300}$$

indien men V uitdrukt in volt.

Waaruit:

$$v \text{ cm/sec} = 0,6 \times 10^8 \sqrt{V}$$

3. Formule (3) bekommt men als volgt:

$$F_M = e \times v \times B$$

Wil men F_M in dynes, dan moeten e, v, B uitgedrukt in een zelfde c.g.s. systeem (e.s.e. b.v.):

$$e = 4,8 \times 10^{-10} \text{ e.s.e.}$$

$$v = \text{cm/sec.}$$

$$B \text{ (in e.s.e. c.g.s.)} = 3.10^{10} \text{ B (gauss)}$$

dus:

$$F_M = \frac{4,8 \times 10^{-10}}{3.10^{-10}} \cdot v \cdot B = 1,6 \times 10^{-20} v \times B$$

waarin: F_M in dynes, v in cm/sec en B in gauss.

4. Formule (4) bekommt men als volgt:

$$F = \frac{m v^2}{r} = e v B$$

$$r = \frac{m v}{e B} = \frac{9,1 \times 10^{-28}}{4,8 \times 10^{-10}} \cdot \frac{v}{B} = \frac{3.10^{10}}{5,66 \times 10^{-3}} \frac{v}{B}$$

$$5,66 \times 10^{-3} \frac{v}{B}$$

met r in cm., v in cm/sec en B in gauss.

5. Formule (5):

$$T = \frac{2 \pi r}{v_p} = \frac{2 \pi \times 5,66 \times 10^{-3} \times \frac{v}{B}}{v_p} = \frac{2 \pi \times 5,66 \times 10^{-3}}{B} \cdot \frac{v}{v_p} = \frac{35,7 \times 10^{-3}}{B}$$

Buisgegevens

KATHODESTRAALBUIZEN

Gegevens betreffende enkele ex-legerbuizen

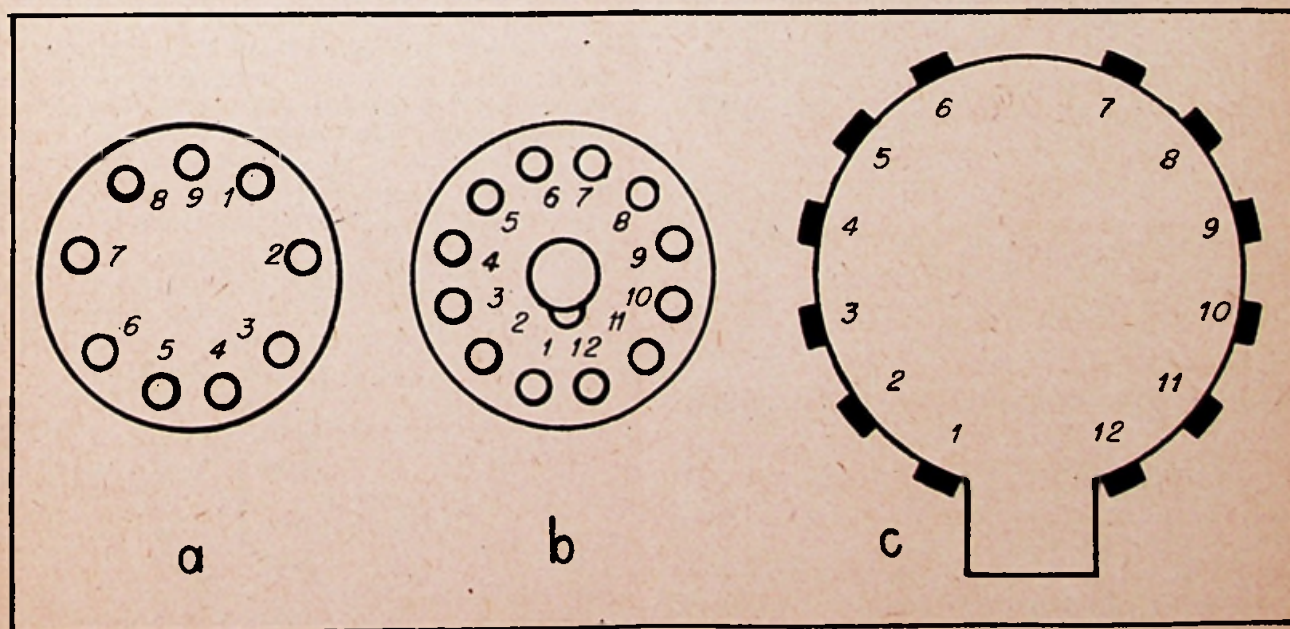
In het Decembern timer van de Wireless World publiceert D. W. Thomasson de gegevens betreffende een serie kathodestraalbuizen, die thans verkrijgbaar zijn uit de overgebleven legerstocks.

Al de buistypen hebben een gloeidraadspanning van 4 V en verbruiken 1 A. Ze worden electrostatisch gefocuseerd en afgebogen. De verstrekte gegevens zijn gemiddelde waarden en tamelijk grote afwijkingen kunnen voorkomen bij buizen van hetzelfde type.

Er weze ook opgemerkt, dat sommige buizen tamelijk gelijkend kunnen zijn, wat de gegevens betreft, maar dat ze toch niet equivalent zijn. Het verschil ligt soms in de afmetingen van de lichtvlek of in andere gelijkaardige factoren van ondergeschikt belang bij veel toepassingen, en die meestal verband houden met de bouw van de buis.

Ziehier nu de gegevens :

Type	Scherm	Voet	Afmetingen		Bedrijfsvoorwaarden					Gevoeligheid	
			L (mm)	D (mm)	(kV) V ₁	V ₂ (kV)	V ₃ (kV)	V _{max} (kV)	I _b (μA)	X-as mm/V	Y-as mm/V
NC1	G.M.	9.1	160	25	0,8	0,135	0,8	—	3	100	90
NC6	G.—	12.1	350	75	1,45	0,135	0,8	—	3	100	90
NC7	G.S.	12.2	630	230	1,7	0,6	3	4	10	320	480
NC12	G.S.	12.3	420	160	1,8	1	6	6	40	1490	1270
NC14	B.—	12.3	420	160	2	0,8	5	6	3	550	1000
NC16	G.M.	12.4	200	70	0,8	0,35	2	2,5	20	600	1140
NC19	G.M.	9.1	160	25	0,8	0,12	0,8	1,5	3	150	150
VCR97	—	12.3	420	160	2	0,135	0,8	—	3	100	90
VCR138	G.S.	12.3	340	85	2	0,35	2	2,5	20	600	1140
VCR139A	G.M.	12.4	200	70	1,5	0,35	2	2,5	—	750	350
VCR522	G.M.	9.1	160	25	0,8	0,25	1,5	1,5	3	170	170



a. Britse 9 pin.

b. 12 pin met zoeknok.

c. 12 zijcontacten.

N.B. — Schermtypen: G = groen, B = blauw, M = gemiddelde nalichting, S = korte nalichting.

De hulsverbindingen opgegeven in onderstaande tabel zijn vatbaar voor variatie. De normale hulsverbindingen zijn deze uit de tabel; de afwijkingen houden meestal verband met de verbinding van twee verschillende electrodes aan eenzelfde contact.

De afmetingen (in mm):

D = effectieve schermdiameter.
L = totale lengte;

Symbolen:

V1 = eerste anode;
V2 = focus anode;
V3 = eind anode;
V_{max} = maximum potentiaal van de eind anode.
I_b = bundel stroomsterkte.

HULSVERBINDINGEN

Britse Standaard 9 pinhuls.

	1	2	3	4	5	6	7	8	9
9.1	X ₁	Y ₁	A ₂	H	H	M	A ₁	X ₂	Y ₂
			C				A ₃		

Standaardhuls met 12-zijcontacten (G.E.C.-type).

	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	Top	
12.1	M	—	H	H	A ₁	A ₂	C _{oa}	X ₂	—	A ₃	—	X ₁	Y ₁	Y ₂
			C											
12.2	M	—	H	H	A ₁	A ₂	C _{oa}	Y ₂	X ₂	A ₃	X ₁	Y ₁	—	—
			C											
12.3	M	C	H	H	A ₁	A ₂	C _{oa}	Y ₂	X ₂	A ₃	X ₁	Y ₁	—	—

12 pin-huls met zoekknok.

	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
12.4	C	M	H	H	A ₂	—	Y ₂	X ₂	A ₃	X ₁	Y ₁	—

Symbolen:

M = modulator (rooster); H = gloeidraad;
C = kathode; Coa = bekleding.

X1, X2 = X-as afbuigingsplaten;

Y1, Y2 = Y-as afbuigingsplaten;

A1, A2, A3 = anodes genummerd van de kathode af.

NOGMAALS...

DE CATHODE FOLLOWER

1. Berekenen van de uitgangsimpedantie.

In voorgaande bijdragen hebben we reeds gezien, dat we de inwendige weerstand van een cathode follower konden vervangen door de inwendige weerstand van de gebruikte buis gedeeld door 1 + k. Dus:

$$\rho' = \frac{\rho}{1 + k}$$

De uitgangsimpedantie Z_k is gelijk aan deze inwendige weerstand ρ' in parallel met R_k:

Dus

$$Z_k = \frac{R_k \times \rho}{\rho + R_k (1 + k)} \quad (1)$$

Indien we rekenschap houden met de verhouding:

$$k = \rho \times s$$

dan kunnen we, mits een kleine benadering, (1) omwerken tot:

$$Z_k = \frac{R_k}{1 + s \cdot R_k} \quad (2)$$

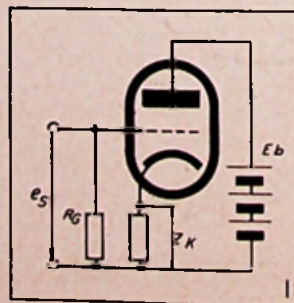
Deze laatste uitdrukking is grafisch voorgesteld in fig. 2.

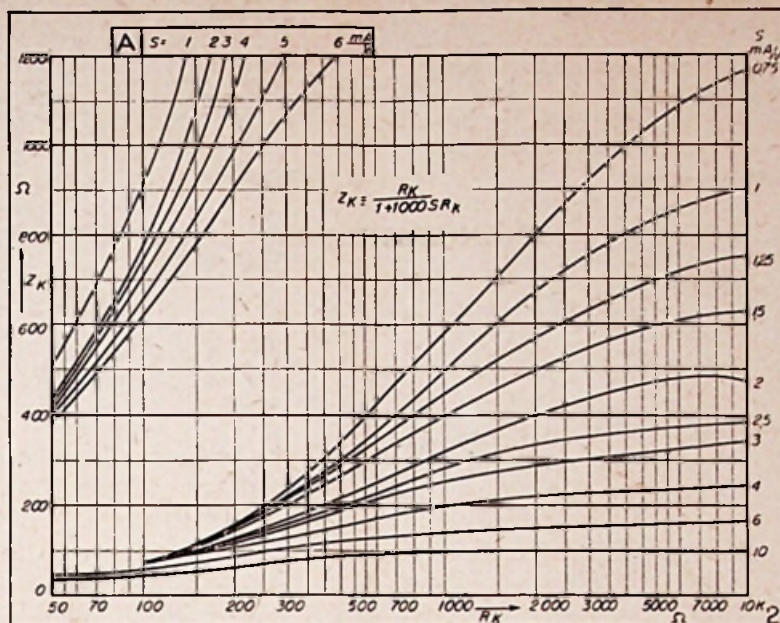
Met behulp van dit nomogram is het mogelijk

de uitgangsimpedantie van de kathodeweerstand-versterker te berekenen wanneer we de kathodeweerstand R_k en de steilheid s kennen. Omgekeerd, indien we b.v. de uitgangsimpedantie en de steilheid van de buis kennen, kunnen we de kathodeweerstand R_k vinden.

Het nomogram is berekend voor waarden van R_k begrepen tussen 50 en 10.000 ohm en voor waarden van de steilheid s (uitgedrukt in mA/V) begrepen tussen 0,75 en 10.

De waarden van Z_k zijn begrepen tussen 0 en 1200 ohm. Voor de waarden van Z_k kleiner dan 120 ohm maakt men gebruik van de krommen





boven links (A). Men moet, in dit geval, de waarden van Z_k delen door 10.

Eerste voorbeeld:

Gegeven: Uitgangsimpedantie $Z_k = 500$ ohm, en steilheid $s = 1500 \mu\text{mho}$ (1,5 mA/V).

De overeenkomstige kathodeweerstand bedraagt: $R_k = 2000$ ohm.

Tweede voorbeeld:

Gegeven: Kathodeweerstand $R_k = 1000$ ohm en steilheid $s = 2600 \mu\text{mhos}$ (2,6 mA/V).

De uitgangsimpedantie Z_k bedraagt: 280 ohm.

2. Nauwkeuriger waarde.

Het nomogram uit fig. 1 berust op de benaderende formule (2).

Wenst men een uitkomst te bekomen die op minder dan 5% juist is, dan moet R_p groter zijn dan 10.000 ohm of μ groter dan 10.

Men kan echter, indien dit noodzakelijk moest blijken, een nauwkeurige uitkomst bekomen, door een correctie aan te brengen aan de steilheid s .

Het nomogram wordt op dezelfde manier gebruikt als voorheen, echter met een nieuwe waarde voor de steilheid:

$$s' = s + \frac{10^6}{\rho}$$

Met deze waarde voor de steilheid bekomt men met het nomogram de waarde van Z_k uitgedrukt door formule (1).

3. Uitgangsvermogen.

Het uitgangsvermogen over de kathodeweerstand wordt uitgedrukt door:

$$P_o = \frac{1}{2} \cdot \left[\frac{k}{k+1} \cdot \frac{e_s}{\left(\frac{\rho}{k+1} + R_k\right)} \right]^2 \cdot R_k$$

$$= \frac{1}{2} \cdot \frac{k^2 \cdot e_s^2}{[\rho + R_k(k+1)]^2} \cdot R_k \quad (3)$$

Wil men maximum uitgangsvermogen bekomen, dan moet men de welbekende aanpassingsregel

toepassen: belastingsweerstand R_k gelijk aan inwendige weerstand ρ' :

$$R_k = \frac{\rho}{1+k}$$

Het optimum uitgangsvermogen bedraagt in dit geval:

$$P_{o \max} = \frac{1}{2} \cdot \frac{k^2 \cdot e_s^2}{[\rho + \rho]^2} \cdot \frac{\rho}{1+k}$$

$$P_{o \max} = \frac{1}{8} \cdot \frac{k^2 \cdot e_s^2}{(1+k) \rho} \quad (4)$$

4. Verhouding signaalspanning e_s — rooster-spanning e_g .

De formules (3) en (4) die het uitgangsvermogen uitdrukken winnen nog beduidend aan betekenis wanneer men e_s uitdrukt in functie van de werkelijke roosterspanning e_g .

Deze laatste is gelijk aan de signaalspanning min de spanningsval e_k over de kathodeweerstand R_k :

$$e_g = e_s - e_k$$

$$= e_s - A_k \cdot e_s = e_s (1 - A_k)$$

met A_k , versterking van de kathodeweerstand-versterker.

Nu is

$$A_k = \frac{k \cdot R_k}{\rho + R_k(1+k)}$$

en

$$e_s = \frac{e_g}{(1-A_k)} = \frac{e_g}{1 - \frac{k R_k}{\rho + R_k(1+k)}}$$

$$e_s = \frac{e_g [\rho + R_k(1+k)]}{\rho + R_k} \quad (5)$$

Deze laatste formule wordt in het geval van optimum belasting (aanpassing):

$$e_s = \frac{2(k+1) e_g}{k+2}$$

SERVICE DOCUMENTATIE PHILIPS-ONTVANGER 655 U

1. Schema : Zie hiernaast.

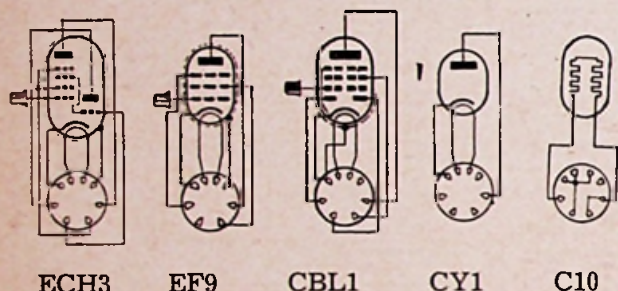
8. Afregeling.

2. Golfbanden :

- a) lange golf : 708—2000 m (424—150 kHz)
- b) omroep golf : 186—585 m (1618—513 kHz)
- c) korte golf : 13,8—50,5 m (21,7—5,95 Mhz).

3. Middenfrequent : 128 kHz.

4. Buizen :



A. M.F. kringen :

- 1) Golflengteschakelaar op omroepgolf en variabele condensator op minimum stand plaatsen.
- 2) De uitgangvermogenmeter over trimtransformator verbinden met de hulzen van 2e luidspreker.
- 3) Over een condensator van 33.000 pF, een gemoduleerd M.F. signaal aanleggen op stuurrooster (top) van de ECH3.
- 4) De derde kring verstemmen door middel van een condensator van 82 pF in parallel op C10. C11 regelen voor maximum uitgangvermogen. De verstemcondensator wegnemen.
- 5) De vierde kring verstemmen (C11), C10 regelen.
- 6) De eerste kring verstemmen (C8), C9 regelen.

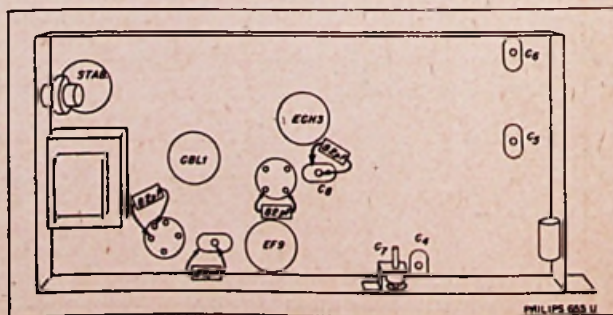
5. Stromen en spanningen :

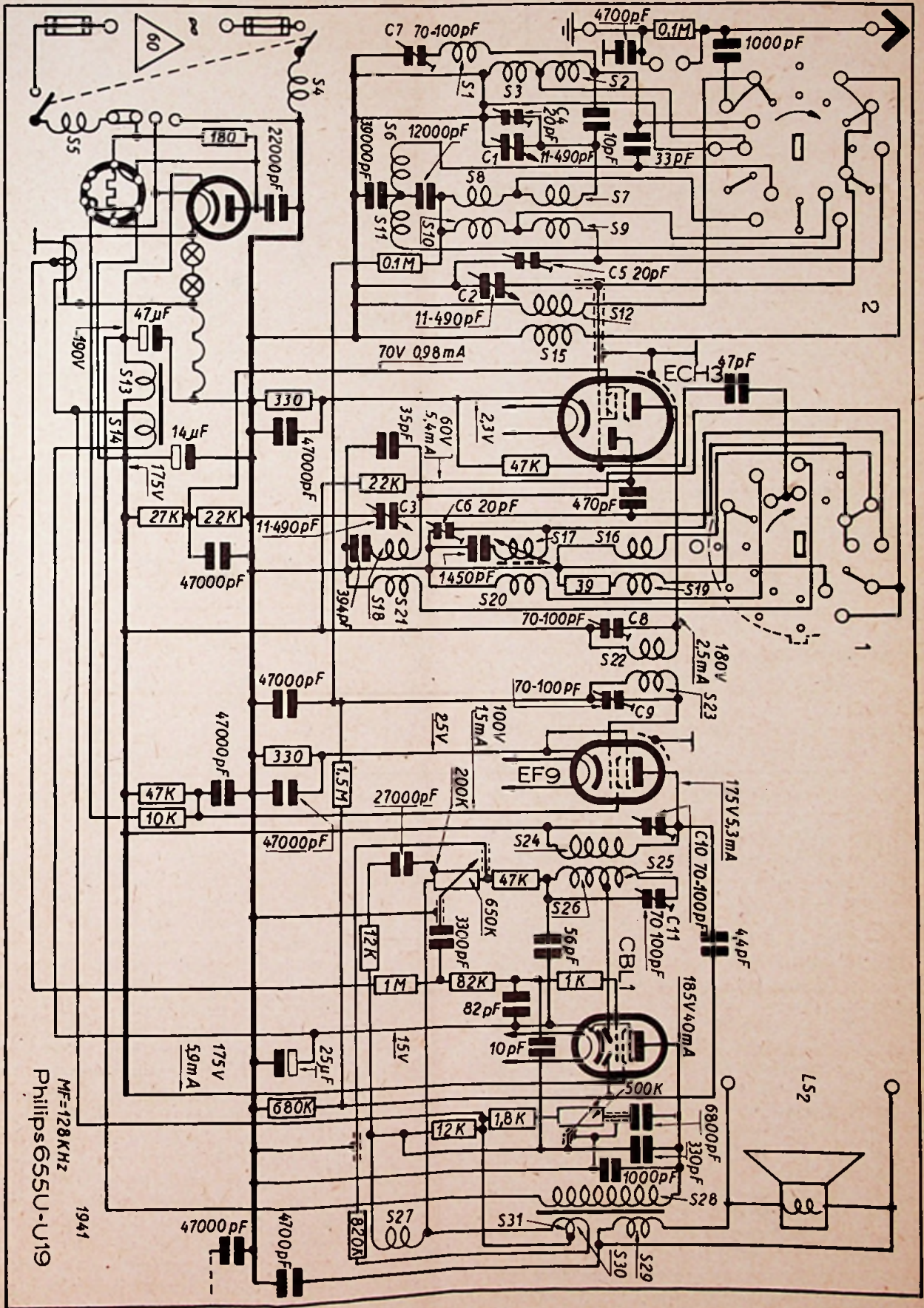
		V_a (v)	V_g 2,4 (v)	V kath (v)	I_a (mA)	I_g 2,4 (mA)
ECH3	hexode	180	70	2,3	2,5	0,98
	triode	60	—	—	5,4	—
EF9		175	100	2,5	5,3	1,5
CBL1		185	175	15	40	5,9

6. Primair verbruik : 60 W.

7. Spoelen :

S_1	Ω	S_9	Ω	S_{17}	Ω	S_{25}	Ω
	115		4,1		7,5		120
S_2		S_{10}		S_{18}		S_{26}	
	30		49		34		—
S_3	<1	S_{11}	<1	S_{19}	1,3	S_{27}	500
S_4	4,5	S_{12}	2,4	S_{20}	—	S_{28}	270
S_5	4,5	S_{13}	550	S_{21}	11	S_{29}	1
S_6	<1	S_{14}	1,8	S_{22}	120	S_{30}	205
S_7	4,5	S_{15}	<1	S_{23}	120	S_{31}	190
S_8	50	S_{16}	<1	S_{24}	120		





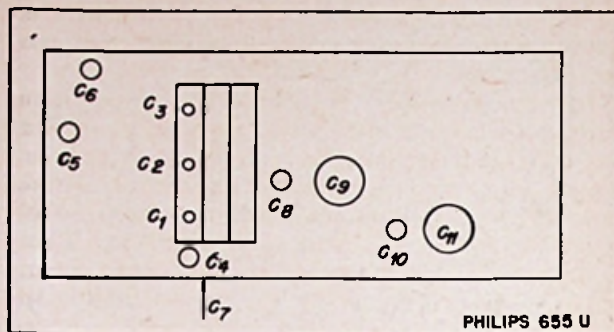
- 7) De tweede kring verstemmen (C9), C8 regelen.
- 8) De trimmers verzegelen.

B. Sperkring.

- 1) Golflengteschakelaar op lange golf. Veranderlijke condensator op maximum stand.
- 2) Over kunstantenne een gemoduleerd M.F. signaal aanleggen op antennehuls.
- 3) C7 afregelen voor minimum uitgangvermogen. C7 verzegelen.

C. Oscillator- en H.F. kringen.

- 1) Golflengteschakelaar over omroepgolf. Outputmeter verbinden.
- 2) De 15° mal op veranderlijke condensator plaatsen.
- 3) Over normale kunstantenne een gemoduleerd signaal van 1600 kHz op antennehuls aanleggen.
- 4) Achtereenvolgens C6, C5, C4 regelen voor maximum uitgangvermogen.
- 5) De trimmers verzegelen.



D. Schaalregeling :

- 1) Golflengteschakelaar op omroepgolf. Outputmeter verbinden.
- 2) Over kunstantenne een gemoduleerd signaal van 857 kHz (350 m) aanleggen op antennehuls.
- 3) Het toestel nauwkeurig op deze frequentie afstemmen.
- 4) De naald losmaken en op 350 m plaatsen.

KNEPEN UIT DE PRACTIJK

Het regenereren van Lampen

door Ing. Edm. GRENIER (Radio Service)

In verband met de vervanging van sommige lamptypes is de toestand nog altijd niet schitterend en de radioreparateur bevindt zich vaak voor bijna onoplosbare gevallen. Men moet ook alle middelen uitzoeken om deze moeilijkheden al ware het slechts een schijn van oplossing te geven, zelfs met voorloopige lapmiddelen wat toch nog altijd beter is dan in het geheel geen oplossing te geven.

We hebben dan ook interesse voor een techniek waarover men in de radiovakbladen begint te schrijven, n.l. over het regenereren van versleten lampen. Dit regenereren kan alleen toegepast worden voor indirect verhitte lampen, dus met afzonderlijke kathode waarvan de eigenlijke gloeidraad nog ongeschonden is terwijl de kathodemmissie sterk geslonken of onregelmatig geworden is. Het is bekend dat de gloeidraad van indirect-verhitte lampen gemakkelijk hoge overspanningen verdraagt, wat vanzelfsprekend niet het geval is voor rechtstreeks verhitte lampen. Het regenereren van lampen bestaat in het aansluiten van den gloeidraad der lamp op een te hoge spanning die n.l. 50 tot 80 % hooger is dan de normale bedrijfspanning en dit gedurende een periode die kan gaan van enkele minuten tot een uur of méér.

Hierbij valt echter op te merken dat geen anodespanning gebruikt wordt tijdens deze behandeling en dat ook de andere electroden van de lamp

niet onder spanning verkeren. Hiervoor kan men gemakkelijk een gewoon lampencontroletoestel gebruiken waarin men het heele gloeispanningsbereik van 1 tot 75 of zelfs 117 Volt ter beschikking heeft. Men kan ook een klein apparaat monteren met een gloeispanningstransformator met verschillende aftakkingen op de secondaire, een voorschakelweerstand en een controlevoltmeter om de gloeispanning op het verlangde peil te brengen.

Een eerste experiment dat men doen kan om de feiten te controleren bestaat in het aansluiten van een lamp op een normaal lampencontroletoestel (om deze proef te doen blijft de anodespanning werkzaam; men kan dan de meting doen want het is slechts een experiment). Nemen we aan dat de lamp groote slijtage vertoont en dat de naald van het meetinstrument slechts 10 aanwijst waar dit b.v. 40 zou moeten zijn. Indien we hier met een 4-voltlamp te doen hebben verhoogt men geleidelijk de gloeispanning tot 5 en vervolgens tot 6,3 V gedurende enkele minuten. Men zal kunnen vaststellen dat de naald van het meetinstrument langzaam stijgt tot 30 of 40. Gaan we nu terug naar 4 Volt gloeispanning dan daalt de naald langzaam b.v. tot 15 of 20. Leggen we nu opnieuw gedurende enkele minuten een overspanning van ong. 50 % aan en komen we daarna terug tot 4 Volt. Ditmaal blijft de naald b.v. op 25 tot 30 en ze zal zelfs niet meer dalen indien men de lamp uitdooft en ze terug in werking stelt op haar normale spanning. De lamp heeft dus weer 50 tot 60 % van haar normale emissie te

rug verkregen. Men zal evenzoo kunnen vaststellen dat onregelmatigheden bij het functionneeren als onderbrekingen of sterke kraakgeluiden enz. verdwenen zijn.

Voor het werkelijke regenerereen van een lamp zullen we als volgt handelen: men zal er op waken elke andere spanning van de gloeispanning van de lamp weg te nemen. Om een te brutale schok te vermijden op een reeds vermoeide gloeidraad begint men de lamp gedurende 3 tot 4 minuten te verwarmen met de normale bedrijfs spanning. Daarna wordt deze spanning geleidelijk opgevoerd tot 1,5 en zelfs tot 1,8 van de normale spanning. Om de 10 minuten kan men dan de lamp uitmeten door de anodespanning van het lampencontroletoestel weer aan te sluiten en de gloeispanning weer binnen normale grenzen te brengen. Zoodra de verbetering constant blijft d.i., n.l. haar maximum bereikt heeft, kan men de behandeling doen ophouden. We gelooven wel dat het belang heeft hierna enkele resultaten van proefnemingen op te geven die we persoonlijk hebben kunnen uitvoeren. De opgave geschiedt eerstens op een algemeene manier, tweedens door aanhaling van bepaalde gevallen.

Ziehier de verkregen resultaten in het algemeen beschouwd:

1°) In sommige gevallen heeft het regenerereen geen enkele invloed of geeft ze geen duurzaam resultaat; d.i. doorgaans het geval met alle lampen die bijna geen emissie meer vertoonen.

In talrijke gevallen bedroeg de emissie van de lamp nog 25 tot 50 %. Dan geeft het regenerereen wel gelukkige resultaten en de verbetering kan verschillende weken aanhouden (deze proefnemingen zijn te jong om ons toe te laten te oordeelen over den werkelijken duur der verbetering).

2°) Tenslotte, voor sommige gevallen waar de lamp onderbrekingen vertoonde of waar kraakgeluiden hun oorsprong in de kathode vonden, konden deze gebreken geheel worden opgeheven ofwel verbeterd.

Als concrete gevallen vermelden we, het regenerereen van drie lampen UBL21, die volgende fouten vertoonden:

Lamp A: zwakke emissie (25 % ongeveer);

Lamp B: de gloeidraad wordt warm, maar de lamp loopt niet aan;

Lamp C: plotselinge kraakgeluiden tijdens de ontvangst en onderbrekingen.

Na een regenerereerkuur met 1,5 maal de normale spanning gedurende 10 tot 15 minuten volgens het geval, hebben we bij het inschakelen der lamp in een gewonen ontvanger, de volgende resultaten kunnen vaststellen:

Lamp A: heeft haar emissie gedeeltelijk (75 tot 80 %) teruggekregen en gedurende verschillende weken behouden;

Lamp B: loopt langzaam aan nadat het regenerereen verschillende malen herhaald was (de lamp gebruikt ong. 50 sec. alvorens een normale uitzending te geven, maar werkt dan onberispelijk gedurende meerdere uren).

Lamp C: functionneert normaal en kraakt en-

kel wanneer men ze licht beklopt.

Uit het voorgaande blijkt dat het regenerereen in sommige gevallen van belang kan zijn vooral daar waar het er om gaat om een ontvanger terug in bedrijf te stellen wanneer de gebruikte lampen volstrekt niet te vervangen zijn door andere.

Het hulpmiddel is weliswaar slechts tijdelijk, maar daar de klant, inmiddels muziek kan maken wordt hij niet ongeduldig en de reparateur heeft wat meer tijd om het gewenschte pitje op den kop te tikken.

Welk is de waarborg van duurzaamheid?

Op deze vraag kan nog niet met zekerheid geantwoord worden daar we over geen andere resultaten beschikken dan die onzer eigen proefnemingen, die allen van jongen datum zijn en der weinig uitvoerige verslagen in vreemde tijdschriften. Het zou ongetwijfeld zeer nuttig zijn indien onze lezers ons hun eigen ervaringen wilden bekend maken.

Philips Ontvangers 738, 638 en 640 huilen

door W. S. Radio Service.

Ziehier een eenvoudig en radikaal middel waardoor de bovengenoemde storingen opgeheven worden.

Raadpleegt men het schakelschema dezer apparaten dan bemerkt men dat een deel van de kathodeweerstand van de twee lampen AF2 kortgesloten wordt door de golflengteschakelaar wanneer deze op omroepgolf gesteld wordt, terwijl voor de lange golf de negatieve roosterspanning hooger is. Het is ons inderdaad nooit voorgekomen deze woekertrillingen te moeten constateeren op lange golf. Men heeft dus slechts de twee verbindingen met de betreffende weerstand en den schakelaar door te knippen en het toestel is duurzaam hersteld.

Vanzelfsprekend sluit dit de andere te nemen maatregelen als het reinigen van alle deelen in contact met den draaicondensator niet uit.

Nog eens: de EBF 11 huilt

door W. S. Radio Service.

Het gebeurt zelden dat een EBF11 gevolgd wordt door een EF11 om de in een ander artikel aangeprezen verandering te kunnen doen. Men kan ook de versterkertrap die de EBF11 bevat veranderen en de lamp vervangen door een EBF2. Maar als U aan een klant een ombouw van zijn apparaat voorstelt aarzelt hij u zijn ontvanger toe te vertrouwen en zal liever trachten een EBF11 te vinden, desnoods bij een der gelukkige mededingers die nog een of meer dezer zeldzame pitjes bezit; en op die wijze kunt u dan gemakkelijk voor altijd een goede klant verliezen.

Het is veel eenvoudiger de M.F.-kring te dempen door de primaire van de M.F.-transformator te overbruggen met een weerstand van 50 tot 200 k. Daardoor ontstaat een gevoeligheidsver-

lies dat alleszins zo gering is dat de klant het niet zal opmerken.

Het zal eenvoudig noodig zijn een kleine verbetering te doen aan de M.F.-regeling; de M.F.-trillingen ontstaan in de EBF11 zullen daardoor ophouden terwijl u later, wanneer betere tijden zijn teruggekomen, deze lamp door een nieuwe kunt vervangen en de weerstand die u geholpen heeft uw klant te behouden en hem voldoening te schenken, weer terug kunt wegnemen.

Kraakgeluiden door Eindlampen

door W. S. Radio Service.

Men heeft reeds herhaaldelijk geschreven over kraakgeluiden welke ontstaan in het roostercontact der glazen eindlampen. In vele gevallen heb ik kunnen vaststellen dat door het eenvoudige hersoldeeren der roostercontacten in dit opzicht geen verbetering te brengen was en dat zelfs nieuwe lampen dezelfde kwaal vertoonden.

In het eene geval is het de roosterseriweerstand, die bestemd is om de opwekking van ultrakorte golven te verhinderen en die met het rooster zelf verbonden is in vele apparaten, die er de oorzaak van is. Alhoewel deze weerstand uitwendig goed bleek te zijn, en dat de meting van de Ohmsche weerstand normale uitslagen opleverde, was de weerstand defect geworden tengevolge van een te sterke en te langdurige verhitting. Door vervanging van den weerstand was de fout opgeheven.

In een ander geval leverde de vervanging van de betreffende weerstand, die van de lamp zelf, en de controle van al de lamphoudercontacten geen enkele verbetering op. Maar hier was de eindlamp geheel omgeven door een afscherming. Door deze afscherming weg te nemen hield het kraken op. Dit deed ons veronderstellen, dat thermische invloeden hier een rol hebben gespeeld zooals men ook kan vaststellen op de nieuwe verwarmingselementen met canthalweerstanden. Deze fout ontstaat vaak slechts na een zekere tijd en dit is zeer onaangenaam daar de reparateur dan denkt dat de ontvanger hersteld is en hem soms terug aan den eigenaar bezorgd alvorens de fout is opgeheven.

Enkele speciale defecten in ontvangers

De bedoeling van dit artikeltje is een tip te geven aan de éénen of de anderen onzer technici wanneer ze zich bevinden tegenover moeilijk te localiseeren fouten.

Een super met Amerikaansche lampen uitgerust verwekte bij de ontvangst van elk station interferentietoontjes die hun oorsprong vonden in het middenfrequentdeel. Het volledige en zorgvuldige onderzoek van den ontvanger leidde er niet toe één enkele fout te ontdekken. De lampen werden gecontroleerd en goed bevonden. De ontvanger begon echter sterk te kraken telkenmale hij ver-

plaatst werd of bij het trillen door een voorbijrijdende wagen. Hierdoor werd het mogelijk de fout in het M.F.-deel te omschrijven. Na lange opsporingen bleek het dat de metalen afscherming der lamp 6SK7 niet vastgesoldeerd was aan de overeenstemmende pin der lamphuls. Dit was voldoende om het M.F.-deel te doen genereeren.

Een andere super vertoonde een sterk netbromgeluid dat ontstond in het L.F.-deel en dat men niet kon elimineeren door de capaciteit der electrolytische afvlakcondensatoren te verhoogen. Ongetwijfeld moest dit gebrek voortkomen uit den g'oeikring. De lamphouders waren aan het chassis bevestigd met soldeerlipjes, die terzelfdertijd a's verbinding aan de massa dienst deden. De oogjes die op het chassis vastgeklonken waren, zagen er onzuiver en geoxydeerd uit. Na reiniging verdween de netbrom. Eén der klemmen van de gloeispanning was verbonden met één der klinknageltjes, samen met de ontkoppelingcondensator van de kathode. Vermits voor de hierboven opgesomde redenen op dit punt een overgangswaarde naar het chassis ontstaan was werd de electronenstroom gemoduleerd door een deel der gloeiwisselspanning.

Een groote super vertoonde intermitterende ontvangst. Door contrôle kon men bepalen dat de fout zich in het H.F.-deel bevond. Een andere ontvanger die toevallig op hetzelfde oogenblik in werking was vertoonde dezelfde fout wanneer hij was afgestemd op de oscillatorfrequentie van het eerste apparaat. Met behulp van een ohmmeter kon men dan vinden dat de roosterlek van de oscillatorlamp onderbroken was.

Een moderne super vertoonde een sterke brom wanneer aan de afstemcondensator gedraaid werd. Dit verschijnsel was zeer sterk rond het midden van het omroepafstembereik. Het was onmogelijk hiervan de oorzaak te vinden maar de fout werd verholpen door het verbinden van een 0,1 μ F condensator aan de klemmen van anodespanning.

W. K. in Radio Service.

Herstelling van spoelen, transfo's

door A. F. Radio Service.

Een zeer eenvoudig en doelmatig middel om in weinige oogenblikken hoogfrequent-, middenfrequent- of laagfrequentspoelen te herstellen is als volgt:

Hoofdzaak is dat de spoel gewikkeld is met betrekkelijk fijne draad. Men soldeert de verbindingen der spoel los en met een gelijkrichter voor een spanning van 500 tot 1000 V legt men deze spanning gedurende een oogenblik aan, 1 sec of minder, op de spoel en men herhaalt deze bewerking enkele malen. Op die wijze verkrijgt men een soort lasch op de plaats waar de spoel onderbroken werd en dit zonder genoodzaakt te zijn ze af te wikkelen. Ze is dan weer bruikbaar.

In de meeste gevallen werkt een dergelijke spoel of transformator weer behoorlijk gedurende langen tijd.

RADIO-CURSUS

Negentiende Lessenreeks

Algemene Radiotechniek (11)

door E. J. I. M. PALMANS
(vervolg van blz. 311)

DE DETECTIE.

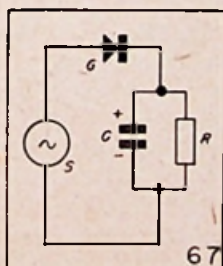
Doel en principe: Het doel van de detectie is de tekens, bij middel der radiogolven overgebracht, waarneembaar te maken. Deze bewerking is in zekeren zin het omgekeerde van hetgeen gebeurt door de modulatie van de zenzijde. Van daar spreekt men ook van demodulatie.

De detectie vereist twee samengevoegde bewerkingen:

1) Bij de eerste bewerking wordt het signaal (de H.F.-trilling) toegevoerd aan een keten met een zogenaamde niet lineaire karakteristiek, d.w.z. een keten, waarin stroom en spanning niet lineair met elkaar in verband staan, of nog anders gezegd een keten, waarvan de I-E karakteristiek geen rechte lijn is.

Door de niet lineaire werking van de keten ontstaat dan bij het aanleggen van de H.F.-trilling een pulserende stroom. Als periodisch verschijnsel kan deze volgens het theorema van Fourier ontbonden worden in een reeks van zuiver sinusoïdale stroomveranderingen.

2) Bij de tweede bewerking zal uit al de stroomveranderingen bij middel van aangepaste impedanties de voor ons van belang zijnde worden geïsoleerd.



Het merendeel der detectiesystemen kan worden teruggebracht tot het equivalent schema van fig. 67 bevattende een gelijkrichter (kristal of radiobuis, tegenwoordig meestal een diode) en een keten, samengesteld uit een weerstand R en een condensator C. Deze R C keten dient precies om de voor ons van belang zijnde stroomveranderingen af te zonderen, dus als selectiesysteem. Terwijl een keten met capaciteit en zelfinductie zoals wij gezien hebben een stroom van wel bepaalde frequentie kan bevoordelen, bij uitsluiting van de hogere en lagere frequentie (zie resonantiegevallen) worden met zo'n R C keten in het bijzonder de stromen van lagere frequenties be-

voordeeld en deze van hogere frequentie meer en meer uitgesloten.

Herhalen we nogmaals de werking, in grove trekken reeds vroeger besproken. Gedurende de positieve alternantie laadt zich de condensator doorheen de gelijkrichter G, in den zin aangegeven in de figuur 67; gedurende de negatieve alternantie kan zich de condensator alleen ontladen

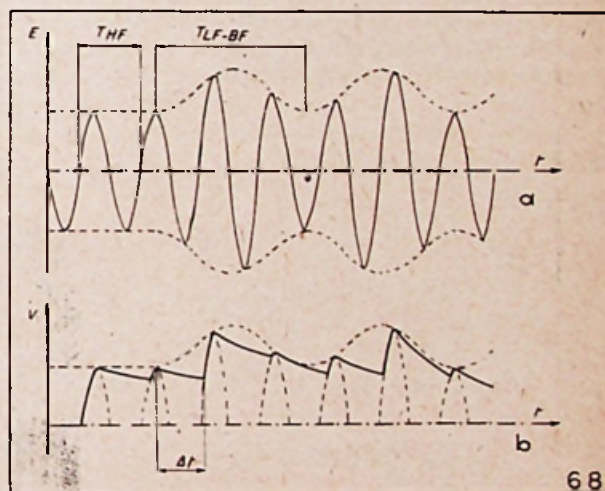


Fig. 68

a) Spanning aan de klemmen van gelijkrichtersysteem,
b) Spanning aan de klemmen van de condensator (dikke lijn).

doorheen de weerstand maar niet volledig. De gelijkspanning aan de klemmen van den condensator zal slechts kleine veranderingen ondergaan (zie fig. 68b).

Uit deze grafiek zien wij al aanstonds dat de ontladingstijd Δt van den condensator veel kleiner zijn moet dan de periode van het laagfrequent signaal (T_{LF}) of beter gezegd kleiner dan de kleinste periode, die bij de modulerende trillingen optreedt.

Deze ontladingstijd wordt bepaald door het product $R C$ (1).

Daar R en C echter ook de waarde van het gelijkrichtereffect bepalen en tevens de grootte

(1) Bij de ontlading van een condensator over een weerstand R verandert de spanning aan de klemmen van den condensator volgens de uitdrukking

$$v = V (1 - e^{-t/RC})$$

waarin V de beginspanning is aan de klemmen van C , e de basis van het neperiaans logaritmestelsel.

van H.F.-pulsatie van de gelijkgerichte spanning — die des te kleiner is naarmate het product $R C$ groter is — moet tenslotte een compromis gesloten worden tussen het nuttig effect van de detector en de vormgetrouwe weergave.

KWALITEITEN VAN EEN DETECTOR.

1) Lineaire en kwadratische detectie.

De gelijkgerichte spanning zal, zo hebben we vroeger trouwens reeds gezien, alleen dan evenredig zijn met de amplitude van de wisselspanning (hier het H.F.-signaal), wanneer de stroom doorheen de gelijkrichter evenredig is met de spanning tussen de electroden, wanneer m.a.w. de I-E karakteristiek van het gelijkrichtersysteem althans in een bepaald gebied rechtlijnig is. In dit geval spreekt men van lineaire detectie (2). Voor de vormgetrouwe weergave van een telefonie-signaal is dit natuurlijk een eerste voorwaarde.

Is de I-E karakteristiek van het gelijkrichtersysteem geen lineaire functie, dan spreken wij wel van kwadratische detectie.

2) Ook de gevoeligheid van de detector is natuurlijk van belang. In dit verband wordt onder het rendement der detectie verstaan de verhouding:

Gelijkgerichte spanning

Amplitude van toegepaste spanning

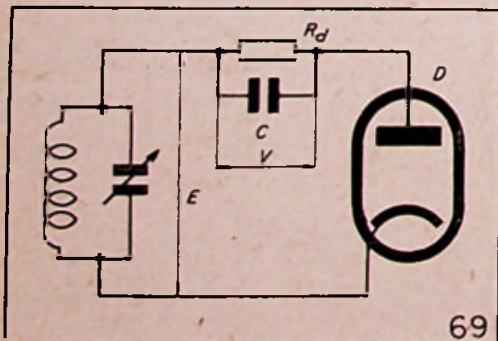
3) Belasting door detector.

Een detector wordt meestal gevoed uit een op frequentie van de draaggolf afgestemde trillingskring en vertegenwoordigt dus voor deze kring een zekere belasting. De impedantie van het detectorsysteem mag dus niet te laag zijn, willen we de selectiviteit van de afstemkring niet benadelen.

DE DIODEDETECTIE.

Tegenwoordig wordt de diodedetectie wel het meest toegepast, laten wij dan ook eens zien, hoe door dit systeem aan de voorgaande voorwaarden wordt voldaan:

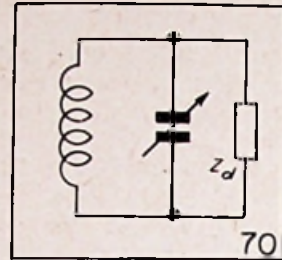
Bij een diode zal van de eerste voorwaarde alleen worden voldaan voor relatieve grote H.F.-spanningen. Wordt het signaal te klein, dan zal de diode in het gebogen deel van de karakteristiek werken en het gevolg daarvan zal zijn, dat



(2) Benaming, welke tot misverstand zou kunnen leiden vermits de werking van het detectorsysteem in wezen niet-lineair blijft.

het gelijkrichtereffect niet meer evenredig is met de amplitude van de H.F.-spanning.

Wat de laatste voorwaarde betreft zullen we de impedantie dienen te berekenen van het detectiesysteem, d.w.z. de waarde van Z_d in het equivalent schema (fig. 70) van de diodeschakeling (fig. 69).



Noemen we de amplitude der H.F.-wisselspanning aan de klemmen van de trillingskring E . Als de weerstand R niet te klein is ($0,5$ à $1 M\Omega$) zal door de werking van de diode de gelijkgerichte spanning over R een waarde hebben V ongeveer gelijk aan E , d.w.z. dat er dus in de diode bijna geen spanningsverlies optreedt en het door R_d uit de trillingskring opgenomen wisselstroomvermogen bijna geheel door de weerstand R opgenomen wordt.

Welnu, dit door de weerstand R bij een spanning V opgenomen gelijkstroomvermogen W_g is:

$$W_g = IV = \frac{V^2}{R}$$

Het door Z_d opgenomen wisselstroomvermogen bedraagt anderzijds:

$$W_w = \frac{E^2_{eff}}{Z_d} = \frac{E^2}{2 Z_d}$$

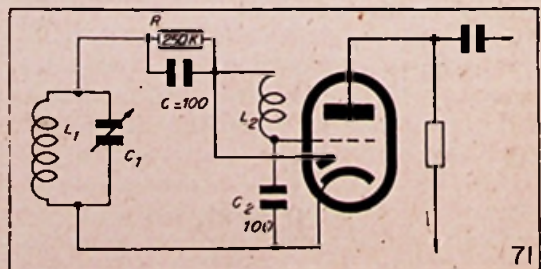
En vermits $E \approx V$ is, zal dus

$$Z_d = \frac{1}{2} R$$

zijn, of in woorden:

Een met een weerstand R belaste diode in detectorschakeling vertegenwoordigt voor een H.F.-trillingsbron een belasting, overeenkomend met een parallelweerstand $\frac{1}{2} R$, en dus ingevolge van de voor R gekozen hoge waarde, een impedantie groot genoeg om de selectiviteit van de keten weinig of niet te beïnvloeden.

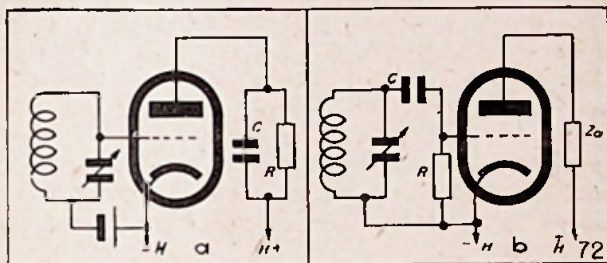
Bij de moderne ontvanger, waar diode-detectie benut wordt, is deze diode meestal ondergebracht in een buis met verschillende electroden en die dan tegelijkertijd een triode of penthode bevat. Zo stelt bijgaande fig. 71 b.v. het schema voor van een diode-triode.



De door de diode gelijkgerichte spanning aan de klemmen van R wordt opgenomen tussen rooster-kathode der triode en op de gewone wijze versterkt. L_2 dient om te beletten dat de H.F.-componente het rooster bereikt, C_2 om de nog overblijvende H.F.-wisselstroom af te leiden.

Andere detectiemethoden.

Reeds vroeger, bl. 285, hebben wij vermeld, dat ook bij een triode als detector kan worden aangewend, en wel op twee wijzen: anodedetectie en roosterstroomdetectie. Daar ter plaatse is toen echter een figuur betrekking hebbend op de roosterstroomdetectie weggevallen. We geven daarom hier nog eens beide schema's op vereenvoudigde wijze weer: a) geeft U de anodedetectie, b) de roosterstroomdetectie.



Anodestroom- en roosterstroomdetectie kunnen behalve met behulp van trioden ook worden toegepast met schermroosterbuizen. Principieel verandert hierbij niets; maar men heeft dan natuurlijk het voordeel van de veel grotere versterking die met deze buizen kan worden bereikt. Tengevolge van de hoge inwendige weerstand van deze buizen kan echter moeilijker een goede aanpassing aan de volgende laagfrequenttrappen worden tot stand gebracht, al is in de regel ook hier wel een gunstig compromis te treffen.

Volledigheidshalve willen we nog de aandacht trekken op de vroeger gebruikte kristaldetectoren. Hierbij werd de gelijkrichtende werking bekomen door een fijne metalen punt in contact te brengen met bepaalde kristallen (waaronder vooral bekend is het loodglans).

Deze kristaldetectoren hebben tegenover de

voorgaande het voordeel eenvoudig te zijn in het gebruik en een goed rendement te hebben, het grote nadeel zeer instabiel te zijn en een lage impedantie te bezitten. Vandaar zijn ze dan ook volkomen ter zijde geschoven.

PAR. II.

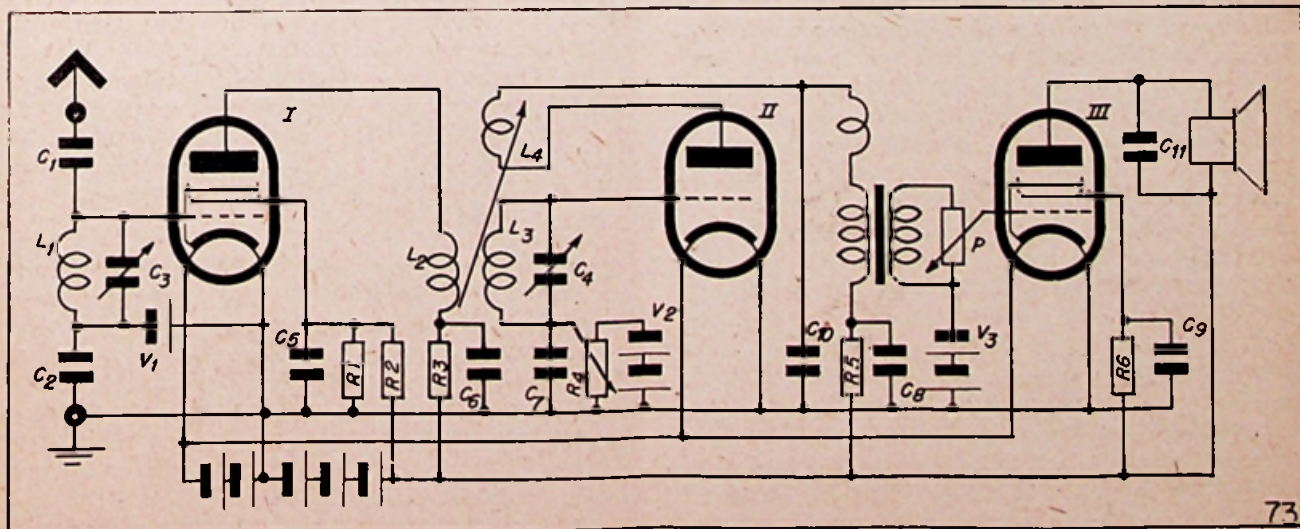
DE RADIO-ONTVANGER.

Ontvanger met hoog en laagfrequentversterking (fig. 73).

Eenerzijds als toepassing van de hierboven afzonderlijk besproken beginselen, anderzijds om ons toe te laten methodisch enkele bijzonderheden te kunnen behandelen, drukken wij hieronder het schema af van een ontvanger met hoog en laag frequentversterking. Hier ziet men de verschillende functies van de buizen in hun verband. Buis I is geschakeld als hoogfrequentversterker met afgestemde hoogfrequent transformator; buis II is de detectorbuis; buis III (eindbuis) is geschakeld als laagfrequentversterker met transformator koppeling. De antenne is aan de ingangskring gekoppeld door middel van de kleine condensator C_1 , waardoor capaciteitsvariaties van de antenne practisch geen invloed hebben op de afstemming en de demping van den kring practisch niet vergroot wordt. Condensator C_2 in de aardleiding is alleen voorzien om de wisselspanningen door te laten maar de gelijkstroom af te sluiten. Zonder deze condensator zou immers de negatieve rooster spanning V_1 kortgesloten zijn.

De afstemmiddelen worden hier gevormd door de variabele condensatoren C_3 en C_4 . De weerstanden R_1 en R_2 vormen samen een potentiometerschakeling en dienen om aan het schermrooster van buis I de gewenste spanning te geven. C_5 legt het schermrooster voor hoogfrequenttrillingen aan de aarde. Vermits immers de schermroosterstroom verandert onder invloed van de schermroosterwisselspanning zou nu eveneens de schermroosterspanning veranderen. De impedantie tussen schermrooster en aarde is dan zo klein, dat practisch geen wisselspanningen kunnen optreden.

Weerstand R_3 en condensator C_6 vormen te



73

samen de «ontkoppeling» voor de plaatkring van de H.F.-buis. Ditzelfde doen C_s en R_s voor de plaatkring van de detectorbuis en C_n en R_n voor de schermroosterkring van de eindbuis.

De volumeregeling gebeurt hier bij middel van die potentiometer verbonden met de secundaire wikkeling van de L.F.-transformator zodat een gedeelte van de bij de detectie verkregen laagfrequente spanning op het rooster van de eindbuis kan worden gebracht. Deze methode van volumeregeling wordt weinig of niet toegepast.

De gebruikte detectiemethode is hier anode-detectie.

In het schema worden de gelijkspanningen nog eenvoudigheidshalve geleverd door afzonderlijke bronnen. Dit wordt in den regel niet gedaan, maar ze worden betrokken van de anodespanningsbron, doordat men de voedingsstroom van de anode een spanningsval laat opwekken.

H.F.-trap. — We hebben vroeger reeds gezien op enkele voordelen verbonden aan het toepassen van H.F.-versterking bij een ontvanger. De ontvanger wordt er namelijk gevoeliger door en voor zwakke signalen zal lineaire detectie kunnen bereikt worden. Als H.F.-versterkbuis is hier een penthode toegepast. Deze heeft immers een veel hogere inwendige weerstand dan een triode. Vermits deze buis tenslotte parallel staat over de afstemkring van de anode zou het gebruik van een triode de selectiviteit van deze keten benadelen. Deze eis komt U misschien voor als tegenstrijdig met het verkrijgen van een grote spanningsversterking.

Deze is immers bepaald door :

$$A = \frac{E_g \max}{E_u \max} = \frac{\mu Z}{Z + \rho}$$

en is des te groter naarmate Z groot is ten opzichte van ρ . Daar echter μ steeds groot is, zal ook in die gevallen waar Z klein t.o.v. ρ de spanningsversterking nog een vrij grote waarde hebben.

Hiermede is dus een eerste voordeel van het gebruik ener penthode als H.F.-versterker onderstreept.

Er is echter nog een ander belangrijk voordeel. Om dit te onderstrepen letten we even op het volgende: In de plaatkring der detectiebuis is een spoel L_1 opgenomen, die gekoppeld is met de secundaire spoel L_3 van de H.F.-transformator ($L_2 - L_3$), men zegt, dat de plaatkring is teruggekoppeld op de roosterkring. We hebben dus in zekeren zin het schema van triode als generator (oscillator). De werking van de triode als dusdanig berust op het feit dat door de koppeling van roosterketen en anodeketen aan de trillingsketen evenveel energie toegevoerd wordt als door de demping verloren gaat. Het doel dezer koppeling is hier natuurlijk geenszins trillingen op te wekken. De koppeling is zoals de pijl in het schema aangeeft, veranderlijk en wordt zo geregeld, dat de buis nog juist niet als oscillator functioneert (of zoals men gemeenlijk zegt niet «gene-

reert»), maar door dempingsreductie de selectiviteit zo hoog mogelijk opgevoerd wordt.

Nu gebeurt het echter, dat bij de afregeling van het toestel de koppeling te vast wordt ingesteld en het toestel genereert, of op den rand van genereren ingesteld, plots aan het genereren gaat. Bestaat er nu tussen de detectorkring en de antenne een koppeling, dan zal de antenne een zekere hoeveelheid energie uitstralen en zal er in de naburige antennes een ongedempte e.m.k. geïnduceerd worden. Beluisterd de naburige ontvanger een telefoniestation, dan zal deze dus een interferentietoon horen van de draaggolf en de beluisterde telefoniezender. De toonhoogte varieert als de afstemming van de storingverwekkende ontvanger verandert.

Het gebruik van de H.F.-penthode stelt ons nu juist in staat bij zorgvuldige constructie iedere koppeling tussen detectorkring en antennekring te vermijden, en de storing voor de naburige luisteraars uit te schakelen.

Als H.F.-versterkerbuis wordt dikwijls een penthode gebruikt, waarvan de steilheid binnen wijde grenzen kan worden geregeld (zie nummer 9 fig. 48). Zo'n buis noemt men ook wel regelpenthode of selectode. De steilheid neemt af, wanneer de negatieve roosterspanning toeneemt. Met het gebruik van zulke penthode hebben we dan meteen een elegante methode om het geluidsvolume te regelen.

Indarfaad, we hebben zoeven gezien dat bij de penthode de belastingsimpedantie gerust klein mag zijn t.o.v. ρ , de inwendige weerstand der buis. In bovenvermelde uitdrukking van A dan Z verwaarlozend mogen we schrijven :

$$A = \frac{E_n \max}{E_g \max} = \mu \frac{Z}{\rho}$$

of vermits

$$\mu = \rho S$$

$$A = \frac{E_n \max}{E_g \max} = S Z$$

hetgeen ons voor de amplitude van het H.F.-signaal aan de klemmen van Z geeft :

$$E_n \max = S Z E_g \max$$

Wordt nu door een potentiometer de negatieve roosterspanning geregeld, dan verandert ook S en bijgevolg $E_n \max$. Vervorming is hierbij niet te vrezen, vermits de signaalspanningen, die aan het rooster der eerste H.F.-buis toegevoerd worden, toch klein zijn, en het gebruikte deel van de karakteristiek dan als recht zijnde kan worden beschouwd.

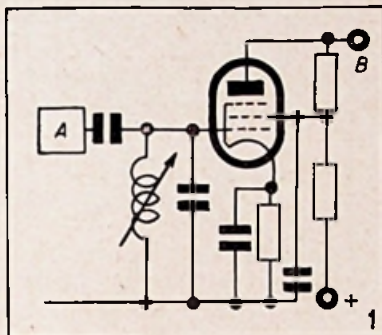
(Vervolgt)

NIEUWIGHEDEN

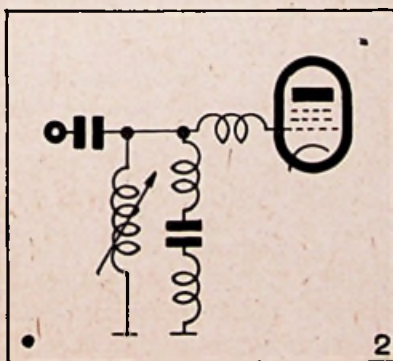
Gecombineerde spoel en capaciteit

(Octrooi nr. 2.403.349 - 2 Juli 1946 - C. E. Dolberg.)

Ten einde de verspreide zelfinductie van de geleiders van shuntcapaciteiten voor den 30-300 MHz-band te elimineren, heeft C. E. Dolberg een samengestelde spoel en capaciteit ontworpen.

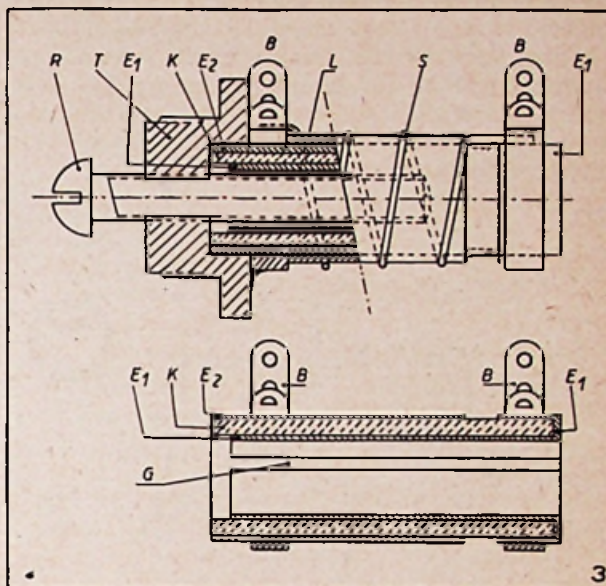


Het schema in hetwelk het toestel gebruikt wordt is voorgesteld in fig. 1; het equivalent schema in fig. 2. De verspreide geleidersinductie is aangegeven op de laatste figuur door bijgevoegde zelfinducties, die in serie geplaatst zijn met de geleiders. Bij middel van de samengestelde spoel-capaciteit kunnen deze drie zelfinducties uitgeschakeld worden.



Het nieuw toestel is voorgesteld in fig. 3.

Het bestaat uit een enigszins gewijzigden keramischen condensator, waarrond de spoel gewikkeld is, en die een niet-ijzerachtige schroef bevat voor trimdoeleinden. De wijzigingen aangebracht aan den keramischen condensator bestaan in overlansche isoleergroeven ingesneden in de zilveren binnen- en buitenlaag, zooals fig. 3 (onder) het aantoont. Deze groeven hebben als doel de Foucaultstroommen te onderbreken, zoodanig dat de Q van de spoel niet te veel benadeeligd wordt.



Aangezien de capaciteitsgeleiders thans vlak bij de spoelgeleiders eindigen is iedere verspreide zelfinductie verwijderd uit den trillingskring. Indien nu verder het toestel rechtstreeks aan de roosterklem van de buis verbonden wordt dan is iedere verspreide zelfinductie tot op zijn minimum teruggebracht.

In een proefmodel werd gebruik gemaakt van een 100 $\mu\mu\text{F}$ condensator, met 1/4" diameter en 1" lengte. De spoel bestond uit vier windingen verzilverden koperdraad n. 18. De resonantiefrequentie bedroeg 60 MHz.

*Het Beheer en de
Redactie van de Radio
Revue bieden U hun
beste wensen aan voor*

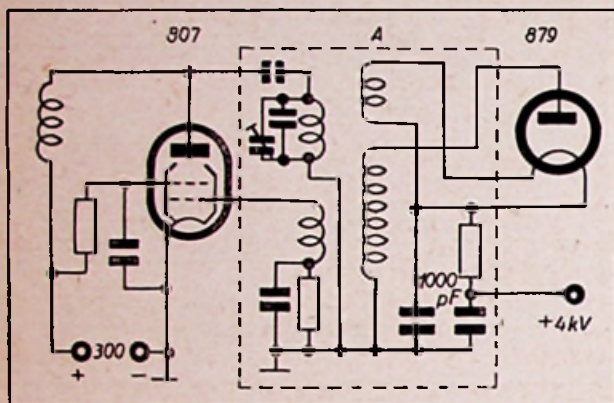
1943

Hoog-frequent voedingsapparaten

(R. D. Boadle in de A. W. A. (Australia) Technical Review, Sept. 1946.)

Een meldenswaardige toepassing van H.F.-verhitting:

Fig. 1 geeft het schema van een 4 kv-toestel. De oscillatorbuis 807 wordt gevoed op 300 V en werkt op 200 kHz. Zij levert: 1) het gloeidraadvermogen voor de 879; 2) de 4 kv voor een kathodestraalbuis.

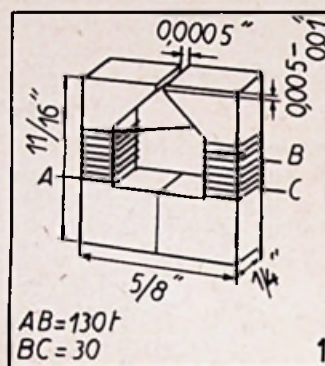


Met olie gevulde capaciteiten van 1000 $\mu\mu\text{Fd}$ worden gebruikt voor de filtering. De regelkarakteristieken beveiligen den operator: de output valt op nul wanneer de stroom 1,5 mA overtreft. Voor 1 mA valt de output op 3 kv.

Kleine afmetingen ($8 \times 4 \times 7 \frac{1}{2}$ duim), klein gewicht (6 lb.) en groote stabiliteit kenmerken het toestel.

Toonopname op magnetischen band

De toonopname op papierband werd zeer vergemakkelijkt door de ontwikkeling in de laboratoria van de Indiana Steel Products Co van een magnetische verf. In tegenstelling met de andere bandpoeders die veeleer van oxyde-achtigen aard zijn, is de nieuwe verf van metaalachtigen aard. Men bekam een zeer hooge coercitieve kracht dank zij een speciale behandeling gedurende de fabricatie.



Structurele details van den toonweergavekop worden opgegeven op de figuur.

Met een bandsnelheid van acht duim per seconde, worden frequenties tot 6000 c/s vrij goed weergegeven. De breedte van den band bedraagt $\frac{1}{4}$ duim, de dikte 0,002 duim en de breukbelasting 6 pond. Men kan gedurende één uur opnemen bij middel van een band gewikkeld op een 16 mm filmrol.

TELEVISIE CURSUS (14)

door R. DEVILLEZ
(vervolg van blz. 318)

d) De Image-orthicon. — Dit is een nieuw toestel, verwezenlijkt gedurende de oorlog, of onmiddellijk daarna, en dat vermoedelijk een grote bijval zal genieten dank zij zijn grote gevoeligheid, die tenminste gelijk is aan die van het menselijk oog.

Het werd door A. Rose, P. K. Weimar en H. B. Law voorgesteld op een vergadering van het Instituut der Radio-Ingenieurs gehouden in New-York op 24 Januari 1946.

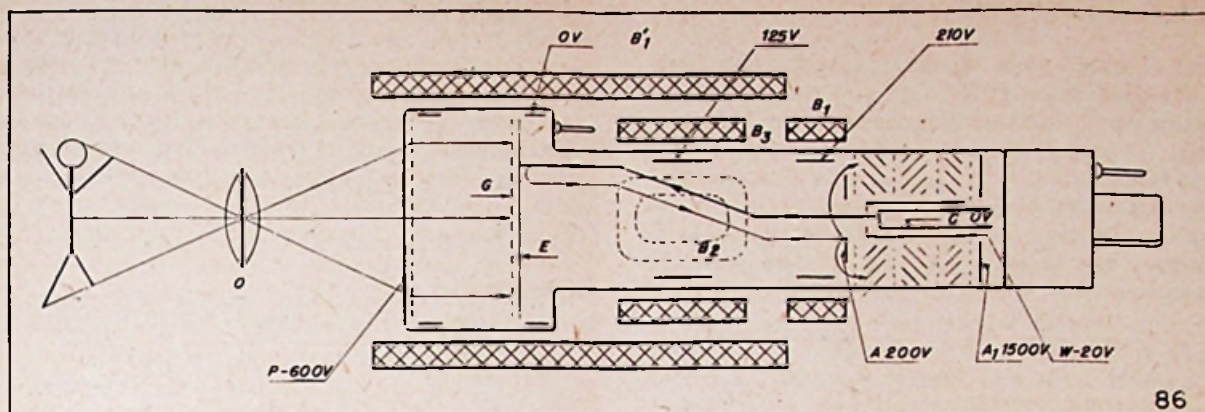
Dr. Zworykin heeft er een gedetailleerde beschrijving van gegeven in nr. 16 van « La Télévision Française ».

Dit apparaat bestaat uit (fig. 86) het klassiek elektronen-kanon met gloeikathode C, Wehneltcilinder W en anode A. Rondom dit kanon bevindt zich een ringvormige elektronenvermenigvuldiger.

De bundeling en de beide afbuigingen van de kathodestraal verkrijgt men door middel van

magnetische velden. Spoelen B, en B', verzekeren de bundeling; spoelen B₂ en B₃, respectievelijk de verticale en horizontale afbuiging. Een ringvormige electrode — de vertragingselectrode — bevindt zich op dezelfde spanning als de kathode en dient om de elektronen te vertragen wanneer ze het scherm E naderen. Dit scherm vervangt het mozaïek van de klassieke orthicon. Heel dicht bij dit scherm (op $\frac{1}{20}$ mm) bevindt zich een « schermrooster » G eveneens op nul-potentiaal.

De photokathode bestaat uit een dunne, doorschijnende laag van lichtgevoelige stof, aangebracht op de buiswand tegenover het elektronenkanon. Ze bevindt zich op -600 volt t.o.v. de kathode. Tenslotte moeten we nog een metalen laag vermelden, die de binnenwand van de buis — tussen anode A en vertragingselectrode — bedekt, en die de elektronen opvangt die gebeur-



lijk op dit gedeelte van de buis zouden terecht komen. Ze bevindt zich op + 125 volt t.o.v. de kathode.

Werking van de « image-orthicon ».

Het uit te zenden beeld wordt door een objectief *O* op de photokathode *P* geprojecteerd. Elk punt van deze photokathode zendt een aantal electronen uit evenredig met de lichtsterkte van het beeld in dit punt. Er ontstaat dus een « electronenbeeld », dat door het rooster *G* wordt aangetrokken onder invloed van het 600 volt spanningsverschil tussen dit rooster en de photokathode (tussen -600 V en nul). Het beeld blijft behouden tijdens deze verplaatsing en wint zelfs aan duidelijkheid dank zij het magnetisch veld van de spoel *B*'.

De photo-electronen, die het scherm *E* bereiken verwekken er een secundaire emissie. Deze emissie is in ieder punt evenredig met het aantal invallende electronen, dus, op slot van rekening, met de lichtsterkte.

Het scherm moet natuurlijk een ganse reeks bijzondere eigenschappen bezitten. Het moet tegelijkertijd een geringe oppervlakte-geleidbaarheid hebben — om de menging te voorkomen — en een zeer grote transversale geleidbaarheid, opdat de ladingen der punten zich onmiddellijk zouden laten gevoelen aan de voorzijde van het scherm. We zullen later zien hoe men er in geslaagd is aan deze schijnbaar tegenstrijdige voorwaarden te voldoen.

Wanneer de kathodestraal het scherm *E* nadert, wordt hij geremd door de vertragingselektrode.

Is het objectief gesloten (de photokathode krijgt dus geen licht), dan bevindt het scherm zich op een klein negatief potentiaal t.o.v. de kathode en de electronen worden integraal naar de anode *A* teruggezonden. Het ringvormig gedeelte van deze anode verleent toegang tot de electronenvermenigvuldiger.

Wordt er integendeel een beeld geprojecteerd op de photokathode, dan zijn de verschillende pun-

ten van het scherm min of meer positief geladen door het vertrek van de secundaire electronen. De kathodestraal zal bijgevolg aan de opeenvolgende punten die worden afgetast de electronen terugschenden die geëmitteerd werden. De electronen die aldus worden afgestaan keren niet meer naar de anode *A* terug. De electronenvermenigvuldiger krijgt bijgevolg veel minder invallende electronen en deze vermindering stijgt met de lading van het afgetaste punt, dus met de lichtsterkte van het beeld in dit punt. Indien men in de uitgangkring van de electronenvermenigvuldiger een weerstand *R* schakelt, dan zal de stroom in deze weerstand omgekeerd evenredig zijn met de lichtsterkte van de verschillende beeldpunten; dus ook de spanningsval over deze weerstand zal omgekeerd evenredig zijn met de lichtsterkte. De uitgangsspanning van de electronenvermenigvuldiger is dus evenredig met de lichtsterkte en kan gebruikt worden om — na normale versterking — de draaggolf te moduleren.

Onderzoeken we nu even de samenstelling van het scherm *E*. Om de twee onontbeerlijke eigenschappen te bekomen, te weten geringe oppervlakte-geleidbaarheid en grote transversale geleidbaarheid heeft men, doodeenvoudig — maar na hoeveel tasten en zoeken! — een dun glazen plaatje gebruikt met geringe resistiviteit en waarvan de dikte slechts enkele malen de golflengte van het licht bedroeg (benaderend 5000 angström, zegge 0,0005 mm!).

De gevoeligheid van de « image-orthicon » is verbluffend. Het gebruik van de secundaire electronen van het scherm geeft reeds een versterking van 50 tot 100 en de electronenvermenigvuldiger versterkt 500 maal. Ingenieurs van « La Télévision Française » hebben proefnemingen uitgevoerd en zij konden heel duidelijk het gelaat onderscheiden van een man die in een pikdonkeren nacht met een vuurslag zijn cigaret opstak! De afmetingen van de « image-orthicon » zijn ook zeer beperkt: het standaardmodel is 32 cm lang en heeft 7 cm doormeter. Een verkleind model is slechts 12 cm lang en heeft 3 cm doormeter.

3. — De Versterking.

Om het even welk iconoscooptype men gebruikt, steeds zal men in min of meerdere mate, de verkregen spanningsvariaties moeten versterken teneinde het voor de modulatie vereiste niveau te bereiken.

Deze versterking moet speciaal goed verzorgd zijn en mag slechts een zeer beperkte vervorming geven. Ons oog is, inderdaad, veel gevoeliger voor de vervormingen dan ons oor. Daar waar men 10 tot 15 % vervorming kan dulden in een geluidsversterker zonder onze muzikale zin te storen (trouwens dikwijls niet zeer veeleisend!) zou een vervorming van slechts 5 % volstaan om een beeld te geven, dat absoluut onvoldoende is. Het vraagstuk wordt hier trouwens tamelijk ingewikkeld gezien de brede band die moet versterkt worden.

Men gebruikt inderdaad, in de moderne televisie, tamelijk hoge definities. Om aan de eigenaars van vooroorlogse ontvangers (eigenaars die men bezwaarlijk « luisteraars » kan noemen, of zal men ze « toeschouwers » noemen?) toe te laten de uitzendingen te volgen, heeft de B.B.C. (beter de E.M.I. (Marconi) — en de « Baird Television Cy») die om de week over de korte-golf antennes van de B.B.C. beschikken) de definitie van 1938, t.t.z. 405 lijnen, behouden. Om dezelfde reden zendt de Franse televisie uit op 445 lijnen; wijl, daarentegen talrijke Amerikaanse televisiezenders (er zijn boven de honderd) uitzenden op 525 lijnen, zelfs in de kleurentelevisie, waardoor de frequentieband verdriedubbeld wordt.

Met 405 lijnen en het formaat 4/3, dat thans algemeen aangenomen is, krijgt men $4/3 \times 405 = 540$ punten per lijn, dus $405 \times 540 = 218.700$ punten per beeld. Met 25 beelden per seconde (gebruikelijke beeldsnelheid in Europa) krijgt men dus $25 \times 218.700 = 5.467.500$ punten per seconde.

Indien we het uiterste geval veronderstellen, van een dambord met afwisselende witte en zwarte vakjes, dan krijgt men 5.467.500 stroomvariaties per seconde voor het moduleren van de draaggolf.

Met de Amerikaanse definitie en rekening houdende met een beeldsnelheid van 30 beelden per seconde (de netfrequentie in Amerika bedraagt 60 Hz en bij ons slechts 50 Hz) bekomt men, voor eenzelfde extreem geval, $525 \times 4/3 \times 525 \times 30 = 525^2 \times 40 = 11.025.000$ punten per seconde.

Gelukkig zendt men nooit een dergelijk beeld uit, dat trouwens eenvormig grijs zou schijnen voor het oog. Men rekent meestal met een maximum frequentie, die gelijk is aan het derde van voorgaande uiterste waarde, dus 1.822.300 hertz voor de Engelse definitie en 3.675.000 hertz voor de Amerikaanse.

Wij zullen 2,5 Mhz als maximum frequentie nemen, wat niet zo slecht is.

Indien men, anderzijds, een beeld uitzendt, dat eenvormig wit of zwart is, dan bekomt men een modulatiefrequentie gelijk aan het aantal beelden per seconde, t.t.z. 25 Hz in Europa en 30 Hz in Amerika.

De versterker zou dus, theoretisch althans, zonder vervorming, t.t.z. zonder bevoorrechtiging van

enige frequentie en zonder phaseverschuiving, een band moeten versterken begrepen tussen 25 Hz en 2,5 MHz. Dit is dan een **breedband versterker**.

In de praktijk is het natuurlijk uitgesloten absoluut iedere vervorming te vermijden. Men zal zich tevreden stellen met de vervormingsgraad zo laag mogelijk te houden, bvb 5 %.

A. Uitbreiding naar de hoge frequenties.

Onderzoeken we thans de veranderingen die moeten aangebracht worden aan een gewone versterker (gebouwd voor een frequentieband van 15 tot 10.000 hertz) teneinde een versterking te bekomen van de hogervermelde frequentieband in de vereiste voorwaarden.

We gaan eerst onderzoeken welke vervormingen door de versterking worden ingevoerd.

a) lineaire vervorming veroorzaakt door de koppeling :

Hiermede bedoelen we de vervorming veroorzaakt door een ongelijke versterking van de verschillende frequenties. Deze vervorming treedt hoofdzakelijk op bij transformator-koppeling. Reeds in de geluidsversterkers met hoge getrouwheid vermijdt men dit koppelingselement en gebruikt men uitsluitend weerstand-capaciteitkoppeling (R-C-koppeling); maar zelfs deze laatste volstaat niet meer in onderhavig geval, want de condensator begunstigt de hoge frequenties die voorkomen in de televisie. Met veel meer reden dus zal men de transformatorversterking vermijden in de breedband versterkers.

b) niet-lineaire vervorming : veroorzaakt, zoals men weet, door het vrijwillig of accidenteel gebruik van de buiskarakteristiek in een gedeelte dat te ver van het rechtlijnig gedeelte verwijderd is. Men zal dus heel zorgvuldig in klas A moeten werken en gebeurlijk tegenkoppeling gebruiken om de door de buis ingevoerde harmonischen te niet te doen.

c) phase-vervorming : Wanneer de koppeling verwezenlijkt wordt door een condensator, dan veroorzaakt deze laatste een theoretische phase verschuiving van de stroom t.o.v. spanning van 90°. Aangezien echter iedere condensator, hoe verzorgd ook zijn constructie weze, een verlieshoek bezit, is de phaseverschuiving iets kleiner dan 90° en hangt, onder meer, af van de frequentie.

Door de grote frequentieverschillen der signalen van de televisiebeelden hebben deze verschillen der phase-verschuivingen als gevolg, dat het impuls overeenstemmend met een bepaald punt van het beeld te vroeg of te laat komt naargelang de frequentie van de lichtvariatiën van het beeld. Het uitwerksel hiervan is een gebrek aan duidelijkheid van het beeld, gelijkaardig aan dit van een cinematographische projectie waarvan het objectief niet juist is ingesteld.

Om deze laatste vervorming te verhelpen, heeft men diverse oplossingen gezocht die men trouwens gelijktijdig kan aanwenden :

1°) Gebruik van buizen met grote steilheid en keine capaciteit :

Vermelden we nu reeds, dat de kwaliteitsfactor van een buis wordt aangeduid door de verhouding g/C_T , waarin g = steilheid van de buis en C_T , de totale capaciteit van de trap. De versterking van de trap bedraagt $g/\omega C_T$.

Nemen we een capaciteit van 10 pF voor de koppelingscondensator dan krijgen we volgende tabel :

Lamp type	C_{in} (pF)	C_{gc} (pF)	C_T (pF)	g (micromhos)	Versterking $\frac{g}{\omega C_T}$ voor $f = 2,5$ MHz
6K7(M)	8	12	30	1600	3,35
6G6, 6K7(G), 6J7(G)	5	6,5	21,5	1225	3,6
6D6(G)	6	6	22	1600	4,5
954 (acorn)	3	3	16	1400	5,6
807, 6L6(G)	11,6	5,6	27,2	6000	14,1
1851(M)	15	5	30	9000	18,9

N.B. — Vergeten we niet, dat C_T , naast de waarden van C_{ac} (anode-kathode capaciteit) en C_{gc} (rooster-kathode capaciteit), de waarde van de koppelingscondensator C bevat, t.t.z. 10 pF. Dit verklaart waarom de getallen uit de vierde kolom niet gelijk zijn aan de som van de getallen uit de twee vorige kolommen, maar wel aan deze som vermeerderd met tien.

Merken we op, dat het de metalen buis 1851 is, die niettegenstaande haar betrekkelijk hoge capaciteit, de grootste versterking geeft (alhoewel nog betrekkelijk klein vergeleken met de geluidsversterking van pentodes). Dit betekent geenszins, dat zij de meest voordelige zal zijn, want haar capaciteit zou vervormingen kunnen doen ontstaan, hoofdzakelijk met de zeer brede banden, voortspruitende uit de hoge definities die thans meer en meer gebruikt worden.

In dit opzicht is het natuurlijk de acornbuis 954, die de grootste getrouwheid verzekert.

2°) Vermindering van de capaciteit van de koppelingskring :

Men zal dit bereiken door middel van de volgende maatregelen :

a) door de waarde van de koppelingscondensator te verminderen : Dit procédé heeft echter het nadeel de lage frequenties te benadeligen, waardoor een verzwakking van de contrasten optreedt wan-

neer het beeld uitgestrekte, gelijkvormige delen bevat.

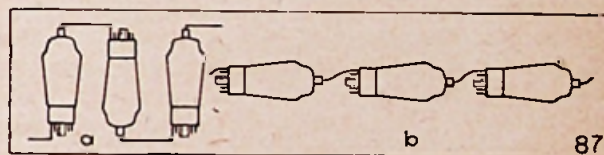
b) door de condensator en de verbindingen op grote afstand van het chassis te plaatsen, zodanig dat men de parasitaire capaciteiten uitschakelt.

c) door de draden zo kort mogelijk te maken en van kleine doorsnede te nemen (om hun oppervlakte te verminderen).

d) om aan de voorwaarde onder c) te voldoen, moet men de buizen afwisselend het onderste bo-

ven monteren, t.t.z. de roosterverbinding van elke buis (meestal verbonden aan de kap boven op de buis) naast de lampvoet van de volgende buis plaatsen. (fig. 87a).

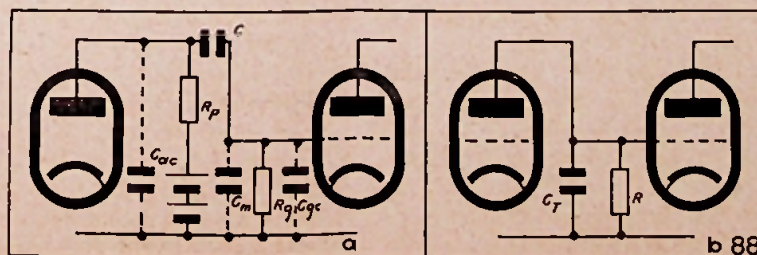
e) Een andere opstelling, die aan dezelfde vereiste voldoet is voorgesteld in fig. 87b. De buizen liggen horizontaal met de lampvoet tegenover de kap van de vorige buis (fig. 87b).



3°) Het effect van C_T in verband met de versterking en de phase minimiseren door de belastingsweerstand tamelijk klein te kiezen.

Beschouwt men, inderdaad, de gewone koppelingskring van een R-C-versterker, dan bekomt men achtereenvolgens (fig. 88a), tussen de anode van de eerste buis en het rooster van de tweede :

- 1) De capaciteit C_{ac} van de eerste buis
- 2) De belastingsweerstand R_p .
- 3) De koppelingscapaciteit C .
- 4) De parasitaire capaciteit C_m tussen de koppeling en de massa.
- 5) De roosterlekweerstand R_g .
- 6) De capaciteit C_{gc} van de tweede buis.



Men kan de studie ervan vereenvoudigen door al deze impedanties te vervangen door een enkele capaciteit C_T en een enkele weerstand R volgens fig. 88b.

Men vindt gemakkelijk, dat :

$$R = \frac{R_p \cdot R_g}{R_p + R_g}$$

en

$$C_T = C_{ac} + C_{gc} + C_m + C$$

De totale impedantie van deze keten bedraagt :

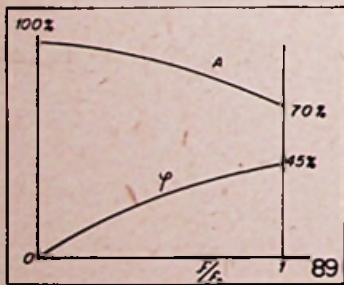
$$\begin{aligned} Z &= \frac{R \times \frac{-j}{\omega C_T}}{R + \frac{-j}{\omega C_T}} = \frac{-jR}{R\omega C_T - j} \\ &= \frac{-jR(R\omega C_T + j)}{R^2\omega^2 C_T^2 + 1} \\ &= \frac{R(1 - jR\omega C_T)}{1 + (R\omega C_T)^2} \end{aligned}$$

De modulus van Z bedraagt :

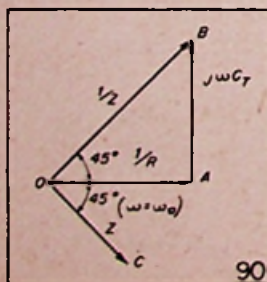
$$|Z| = \frac{R}{1 + (R\omega C_T)^2}$$

De waarde van Z vermindert wanneer ω vermeerdt, dus voor de hoge frequenties en dit des te meer naarmate R groter wordt, vermits R in het kwadraat voorkomt als coëfficiënt van ω .

Fig. 89 geeft het verloop van de versterking en van de faseverschuiving in functie van de verhouding f/f_0 , van de ogenblikkelijke frequentie op de maximumfrequentie.



Om de faseverschuiving te bepalen, volstaat het voor elke uitgekozen frequentie, het diagramma uit fig. 90 te tekenen.



In plaats van de impedantie, draagt men de omgekeerde waarden in. Horizontaal draagt men dus in OA de niet verschoven waarde $1/R$ in, en, loodrecht in AB, de van 90° verschoven waarde $j\omega C_T$ (omgekeerde van $1/j\omega C_T$). Men vindt aldus de componenten $1/Z$ in OB.

Men bekomt de waarde van Z door in O de symmetrische te tekenen van de vector $1/Z$ t.o.v. OA en door er een lengte OC op af te meten, zodat :

$$\frac{Z}{OB} = \frac{R}{OA}$$

De faseverschuiving van Z is dan de hoek AOC. Dit is ook de faseverschuiving van de versterking $A = gZ$.

Alhoewel het dus vaststaat, dat men de invloed van C_T tegengaat door R te verkleinen, kan men echter niet te ver gaan in deze zin, want de verkleining van Z heeft ook een vermindering van de versterking van de trap als gevolg.

In de praktijk zal men, voor R , een waarde nemen van 2000 tot 6000 ohm. Men zal zelden de 10.000 ohm te boven gaan.

4) « Compensatieketens » gebruiken.

Met het doel de versterking en de faseverschuiving zo constant mogelijk te houden in functie van de frequentie.

Deze compensatie-ketens zijn meestal « onderdoorlaats »-filters, die lage frequenties afleiden naar de massa ten einde de hoge frequenties te bevoordeligen en aldus het evenwicht te herstellen.

De meest gebruikte compensatieketens zijn voorgesteld in fig. 91. Men onderverdeelt ze in ketens met één (a), twee (b en c) of drie (d) uitbalancerende elementen :

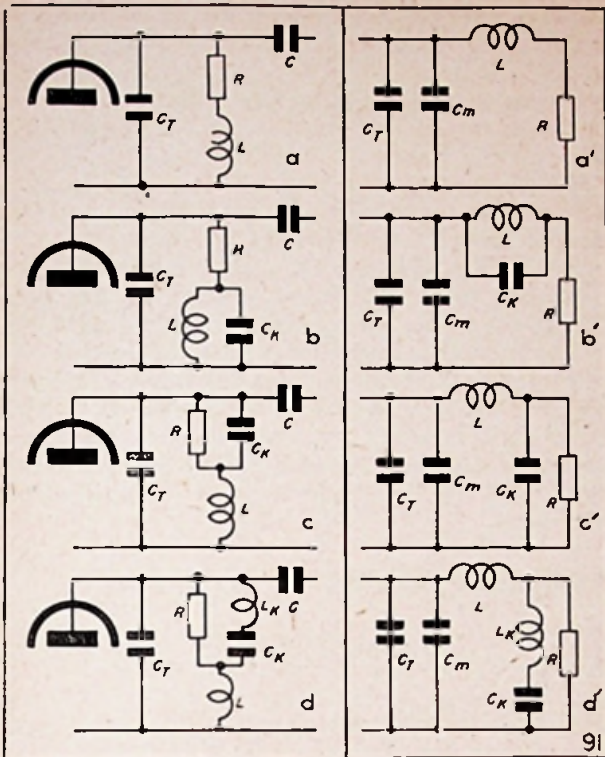
Door een rationeel gebruik van deze compensatieketens kan men er in slagen een nagenoeg volledig horizontale weergavekromme te verkrijgen voor de volledige frequentieband, met uitzondering misschien voor de laagste frequenties.

Berekening der elementen. — Het is duidelijk, dat het niet volstaat op willkeurige manier condensatoren en spoelen te schikken, zoals de verschillende schemas uit fig. 91 het aanduiden. De waarden van deze elementen moeten berekend worden om te voldoen aan de gestelde eisen. In Duitsland werden deze waarden berekend door Brückensteinkühl en in Amerika door Preisman, Seeley en Kimball.

De twee methodes zijn natuurlijk verschillend. We gaan trachten hier het hoofdzakelijke weer te geven (1).

Methode van van Brückensteinkühl. — De waarde van de modulus van de impedantie kan steeds als volgt geschreven worden :

(1) Deze bewerkingen worden ontleend, evenals trouwens de diverse beschouwingen betreffende de breedband-versterkers, aan een uiteenzetting gehouden op 28 September 1944, door de Heer G. Van devede, ingenieur bij de Bell Telephone Mfg. Cy.



$$|Z| = R \sqrt{\frac{1 + p_1 \omega^2 + p_2 \omega^4 + \dots + p_n \omega^{2n}}{1 + q_1 \omega^2 + q_2 \omega^4 + \dots + q_n \omega^{2n} + q_{n+1} \omega^{2n+2}}}$$

Ten einde Z zo constant mogelijk te houden, moet $p_1 = q_1, p_2 = q_2, \dots, p_n = q_n$, sommige factoren p of q kunnen zelfs nul zijn (gelukkig!). Uit deze vergelijkingen leidt men dan de waarden der compensatie-elementen af.

Nemen we een voorbeeld: Veronderstellen we, dat we de bestanddelen moeten bepalen van een compensatiekring met een element (fig. 91a).

Men vindt:

$$Z = \frac{-\frac{j}{\omega C_T} (R + j\omega L)}{\frac{-j}{\omega C_T} + R + j\omega L} = \frac{-j (R + j\omega L)}{-j + R \omega C_T + j\omega^2 LC_T} = \frac{-jR + \omega L}{R \omega C_T + j(\omega^2 LC_T - 1)}$$

waaruit de amplitude:

$$|Z| = \sqrt{\frac{R^2 + \omega^2 L^2}{R^2 \omega^2 C_T^2 + (\omega^2 LC_T - 1)^2}} = R \sqrt{\frac{1 + \frac{L^2}{R^2} \omega^2}{R^2 \omega^2 C_T^2 + \omega^4 L^2 C_T^2 + 1 - 2 \omega^2 LC_T}}$$

en, ten slotte:

$$|Z| = R \sqrt{\frac{1 + \frac{L^2}{R^2} \omega^2}{1 + \omega^2 (R^2 C_T^2 - 2 LC_T) + \omega^4 L^2 C_T^2}}$$

Volgens hogervermelde regel moet $p_1 = q_1$ zijn; dus:

$$\frac{L^2}{R^2} = R^2 C_T^2 - 2 LC_T$$

of

$$L^2 + 2 R^2 C_T L - R^4 C_T^2 = 0$$

Vergelijking van de tweede graad; waaruit:

$$L = -R^2 C_T \pm \sqrt{2 R^4 C_T^2} = R^2 C_T (\sqrt{2} - 1)$$

want de negatieve waarde kan niet in aanmerking genomen worden.

Vermits C_T vastgesteld wordt door de keuze van de buizen en van de koppelingscondensator, blijft er ons nog alleen R te bepalen.

Brückensteinkühl stelt met dit doel, voor de hoogste frequentie ω_0 , de maximum afname van de versterking op x % vast.

Men krijgt dus:

$$Z = \sqrt{\frac{1 + q_1 \omega_0^2 + \dots + q_n \omega_0^{2n}}{1 + q_1 \omega_0^2 + \dots + q_n \omega_0^{2n} + q_{n+1} \omega_0^{2n+2}}} = 1 - \frac{x}{100}$$

Stellen we, om te vereenvoudigen:

$$1 - \frac{x}{100} = \sqrt{y}$$

We bekommen dan:

$$\frac{1 + q_1 \omega_0^2 + \dots + q_n \omega_0^{2n}}{y + y q_1 \omega_0^2 + \dots + y q_n \omega_0^{2n} + y q_{n+1} \omega_0^{2n+2}}$$

of:

$$y q_{n+1} \omega_0^{2n+2} + (y - 1) q_n \omega_0^{2n} + \dots + (y - 1) q_1 \omega_0^2 + (y - 1) = 0$$

Alle termen in q hebben de vorm $r_n R^{2n} C_T^{2n}$ met r_n , constante factor vermits L gelijk is aan $R^2 C_T$ vermenigvuldigd met een constante factor.

De vergelijking wordt dus:

$$y r_{n+1} R^{2n+2} C_T^{2n+2} \omega_0^{2n+2} +$$

$$(y - 1) (r_n R^{2n} C_T^{2n} \omega_0^{2n} + \dots + r_1 R^2 C_T^2 \omega_0^2 + 1) = 0$$

Stellen we verder:

$$R^2 C_T^2 \omega_0^2 = Z$$

Men bekomt:

$$y r_{n+1} Z^{n+1} + (y - 1) Z^n + \dots$$

$$+ (y - 1) r_1 \cdot z + (y - 1) = 0$$

wat ons toelaat z te bepalen in functie van y, dus van $(1 - x/100)^2$ t.t.z. op slot van rekening, in functie van z, zij $Z = f(x)$:

$$R C_T \omega_0 = \sqrt{z} = \sqrt{f(x)} = F(x)$$

waaruit:

$$R = \frac{F(x)}{C_T \omega_0}$$

C_T is gekend (zie hoger) en R bepaald. Men zal dan verder de waarden vinden der bestanddelen door de vergelijkingen:

$$P_1 = q_1, P_2 = q_2, \text{ enz.}$$

Voorbeeld: Hernemen we het voorbeeld van hierboven. We kijken:

$$\sqrt{\frac{1 + \omega_0^2 R^2 C_T^2 (\sqrt{2} - 1)^2}{1 + \omega_0^2 R^2 C_T^2 (\sqrt{2} - 1)^2 + \omega_0^4 R^4 C_T^4 (\sqrt{2} - 1)^4}} = 1 - \frac{5}{100} = 0,95 = \sqrt{0,9025}$$

waaruit:

$$1 + \omega_0^2 R^2 C_T^2 (\sqrt{2} - 1)^2 = 0,9025 + 0,9025 \omega_0^2 R^2 C_T^2 (\sqrt{2} - 1)^2 + 0,9025 \omega_0^4 R^4 C_T^4 (\sqrt{2} - 1)^4$$

Stellen we:

$$R C_T \omega_0 (\sqrt{2} - 1) = Z$$

$$1 + z^2 = 0,9025 + 0,9025 z^2 + 0,9025 z^4$$

of

$$0,9025 z^4 - 0,0975 z^2 - 0,0975 = 0$$

waaruit:

$$Z^2 = \frac{0,0975 \pm \sqrt{0,00950625 + 0,374}}{1,805} = \frac{0,7175}{1,805}$$

t.t.z. benaderend $1/3$ en $z = 0,6$ benaderend en

$$R C_T \omega_0 (\sqrt{2} - 1) = 0,6$$

en

$$R = \frac{0,6}{C_T \omega_0 (\sqrt{2} - 1)}$$

Met $C_T = 30 \text{ pF}$ (zie tabel blz. 343) en

$$\omega_0 = 2 \times 3,14 \times 2.500.000$$

bekomt men

$$R = \frac{0,6}{30 \cdot 10^{-12} \times 2 \times 3,14 \times 2,5 \cdot 10^6 \times 0,414} = 3.000 \text{ ohm}$$

en

$$L = 0,414 \times 9 \cdot 10^9 \times 30 \cdot 10^{-12} = 10^{-4} \text{ henry,}$$

dus 0,1 mH.

Zoals men zien kan, zijn de berekeningen niet eenvoudig en wij hebben slechts het gemakkelijkste geval van een enkel element behandeld!

Teneinde deze langdradige berekeningen te vermijden, heeft Brückensteinkühl tafels opgesteld, die de waarden opgeven van R, de versterking, L en C, de resonantiefrequentie, voor compensatietekens met 0, 1, 2 en 3 elementen, in functie van g, C_T en de maximum over te zenden frequentie.

Amerikaanse methode.

De Amerikanen Preisman, Seeley en Kimball bevelen een andere methode aan, die op het volgende principe berust: de belasting Z voor de hoogste frequentie moet gelijk zijn aan R, belasting in lage frequentie.

Dit geeft, voor de impedantie, een ezelsrugvormige kromme, die de gemiddelde frequenties bevoordeelt; deze laatste komen trouwens ook het meeste voor.

Om de lange formule van Z niet te moeten herhalen, gaan we het eenvoudig geval behandelen van de keten met één enkel element (fig. 91a).

We hebben reeds hoger berekend, dat:

$$|Z| = \frac{\sqrt{R^2 + \omega^2 L^2}}{\sqrt{R^2 \omega^2 C_T^2 + (\omega^2 L C_T - 1)^2}}$$

en dat de resonantiefrequentie berekend uit

$$\omega^2 L C_T - 1 = 0$$

gelijk is aan:

$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{L C_T}}$$

Men kiest deze resonantiefrequentie zodanig, dat de maximum over te brengen frequentie ω

gelijk zij aan ω_r gedeeld door $\sqrt{2}$.

Men krijgt dus:

$$\omega_0 = \frac{\omega_r}{\sqrt{2}} = \frac{1}{\sqrt{2 L C_T}}$$

waaruit

$$|Z| = \sqrt{\frac{R^2 + \frac{1}{2 L C_T} L^2}{R^2 \cdot \frac{1}{2 L C_T} C_T^2 + \frac{1}{4}}}$$

$$= \sqrt{\frac{R^2 + \frac{1}{2} \frac{L}{C_T}}{R^2 \cdot \frac{1}{2} \frac{C_T}{L} + \frac{1}{4}}}$$

$$= \sqrt{\frac{R^2 + \frac{1}{2} \frac{L}{C_T}}{\frac{1}{2} \frac{C_T}{L} (R^2 + \frac{1}{2} \frac{L}{C_T})}}$$

$$|Z| = \sqrt{\frac{1}{\frac{1}{2} \frac{C_T}{L}}} = \sqrt{\frac{2L}{C_T}}$$

Men ziet dus, dat op deze wijze, Z onafhankelijk wordt van R.

In lage frequentie is $Z = R$. Om de twee uiterste impedanties gelijk te maken, volstaat het R gelijk te nemen aan $\sqrt{2L/C_T}$. Tussen deze twee uiterste frequenties is de impedantie groter dan R. Ze is maximum en gelijk aan $R \sqrt{18/17}$ voor

$$\omega = \frac{\omega_0}{\sqrt{2}}$$

Wanneer de hoogste over te dragen frequentie ω_0 gekend is, zal men dus eerst de resonantiefrequentie berekenen uit

$$\omega_r = \sqrt{2} \cdot \omega_0$$

Om deze resonantie te bekomen bij ω_r moet

$$\frac{X_L}{X_C} = 2$$

voor de frequentie ω_r .

Inderdaad, stellen we

$$\frac{\omega_r L}{1} = \frac{1}{\omega_r C_T}$$

dan is

$$\omega_r^2 L C_T = \frac{1}{2}$$

waaruit:

$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{2 L C_T}} = \frac{\omega_0}{\sqrt{2}}$$

Hieruit kunnen we L berekenen indien C_T bekend is:

$$\omega_r^2 L C_T = \frac{1}{2}$$

waaruit

$$L = \frac{1}{2 \omega_r^2 C_T}$$

en de waarde van

$$R = \sqrt{\frac{2L}{C_T}} = \sqrt{\frac{2}{2 \omega_0^2 C_T} \frac{L}{C_T}}$$

$$= \sqrt{\frac{1}{\omega_0^2 C_T^2}} = \frac{1}{\omega_0 C_T}$$

De algemene formule van $|Z|$ wordt dan:

$$|Z| = \sqrt{\frac{R^2 + \omega^2 L^2}{R^2 \omega^2 C_T^2 + (\omega^2 L C_T - 1)^2}}$$

$$= \sqrt{\frac{\frac{2L}{C_T} + \omega^2 L^2}{\frac{2L}{C_T} \omega^2 C_T^2 + (\omega^2 L C_T - 1)^2}}$$

$$= \sqrt{\frac{\frac{L}{C_T} (2 + \omega^2 L C_T)}{2 \omega^2 L C_T + (\omega^2 L C_T - 1)^2}}$$

en, vermits

$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{L C_T}} \text{ is } L C_T = \frac{1}{\omega_r^2}$$

$$|Z| = \sqrt{\frac{\frac{L}{C_T} (2 + \frac{\omega^2}{\omega_r^2})}{2 \frac{\omega^2}{\omega_r^2} + (\frac{\omega^2}{\omega_r^2} - 1)^2}}$$

$$= \sqrt{\frac{\frac{L}{C_T}}{1 + (\frac{\omega}{\omega_r})^4}}$$

De faseverschuiving wordt als volgt berekend:
De complexe waarde van Z is:

$$Z = \frac{\omega L - jR}{R \omega C_T + j(\omega^2 L C_T - 1)}$$

$$= \frac{(\omega L - jR)(R \omega C_T - j \omega^2 L C_T + j)}{R^2 \omega^2 C_T^2 + (\omega^2 L C_T - 1)^2}$$

$$= \frac{R \omega^2 L C_T - jR^2 \omega C_T - j \omega^3 L^2 C_T + j^2 R \omega^2 L C_T + j \omega L - j^2 R}{R^2 \omega^2 C_T^2 + (\omega^2 L C_T - 1)^2}$$

$$= \frac{R \omega^2 L C_T - jR^2 \omega C_T - j \omega^3 L^2 C_T - R \omega^2 L C_T + j \omega L + R}{R^2 \omega^2 C_T^2 + (\omega^2 L C_T - 1)^2}$$

$$= \frac{R + j(\omega L - \omega^3 L^2 C_T - R^2 \omega C_T)}{R^2 \omega^2 C_T^2 + (\omega^2 L C_T - 1)^2}$$

We vonden

$$R = \frac{1}{\omega_0 C_T}$$

en vermits

$$\omega_0 L = \frac{1}{2 \omega_0 C_T}$$

$$R = 2 \omega_0 L = \frac{1}{\omega_0 C_T}$$

$$L = \frac{R}{2 \omega_0}$$

en

$$C_T = \frac{1}{R \omega_0}$$

Stellen we deze waarden in voorgaande formule. De teller wordt:

$$R + j \left(\frac{R}{2} \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{R^2 \omega^3}{4 \omega_0^2 R \omega_0} - \frac{R^2 \omega}{R \omega_0} \right)$$

$$= R - j \frac{R}{4} \left(2 \frac{\omega}{\omega_0} + \frac{\omega^3}{\omega_0^3} \right)$$

en de faseverschuiving wordt dus uitgedrukt door:

$$\text{tg } \varphi = \frac{1}{4} \left(2 \frac{\omega}{\omega_0} + \frac{\omega^3}{\omega_0^3} \right)$$

We zien dus, dat voor $\omega = 0$, de faseverschuiving nul is. Voor $\omega = \omega_0$,

$$\text{tg } \varphi = \frac{1}{4} (1 + 2) = \frac{3}{4}$$

waaruit $\varphi = 36^\circ 50'$. Berekent men de faseverschuiving voor de maximum frequentie zonder compensatieketen, dan vindt men: $\varphi = 45^\circ$.

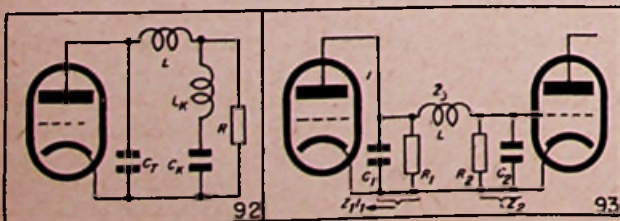
Ketens met verschillende elementen.

Indien men met een keten met één enkel element de vereiste compensatie niet kan bereiken voor de maximum frequentie, dan zal men — zoals de Amerikanen het trouwens aanbevelen — onmiddellijk overgaan naar 3 elementen, met volgende waarden opgegeven door Preismann (fig. 92):

$$R = \frac{2}{\omega_0 C_T}$$

$$\omega_0 L = 1,6 R \quad L_K = 1,067 R \quad C_K = 0,3 C_T$$

Merken we op dat in onderhavig geval, R tweemaal groter is dan in voorgaande geval.



Koppelingsketen van het filtertype.

De versterkingskromme kan ook nog vlak gemaakt worden door tussen de plaatcapaciteit van een buis en de roostercapaciteit van de volgende buis, een zelfinductie te schakelen, die tegelijkertijd als scheidingselement en als onderdoorlaatfilter optreedt. Hierdoor kan men grotere belastingsweerstand bekomen, dus de versterking opdrijven. Men kan dan verder, al dan niet, een koppelingscondensator schakelen tussen de zelfinductie en de tweede buis, maar, indien hij niet wordt tussengeschaakeld, moet men niet uit het oog verliezen, dat men te doen heeft met een « Loftin-White » schakeling.

De faseverhouding verhoogt met 180° , vermits men een filtersectie doorloopt; de fase-afwijking tussen de hoge en lage frequenties echter vermindert t.o.v. de compensatieketens.

Berekening der elementen volgens de methode van Brückensteinkühl.

Men heeft (fig. 93):

$$I_1 Z_1 = I_2 (Z_2 + Z_3)$$

$$g U_1 = I = I_1 + I_2 = \frac{Z_2 + Z_3}{Z_1} I_2 + I_2$$

$$= \frac{Z_2 + Z_3 + Z_1}{Z_1} I_2$$

$$U_2 = I_2 Z_2$$

waaruit:

$$A = \frac{U_2}{U_1} = g \frac{I_2 Z_2}{\frac{Z_2 + Z_3 + Z_1}{Z_1} I_2}$$

$$= g \cdot \frac{Z_1 Z_2}{Z_1 + Z_2 + Z_3}$$

Deze uitdrukking kan men nogmaals onder volgende vorm schrijven:

$$A = \frac{U_2}{U_1} = g \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \times$$

$$\sqrt{\frac{1 + p_1 \omega^2 + p_2 \omega^4 + \dots + p_n \omega^{2n}}{1 + q_1 \omega^2 + q_2 \omega^4 + \dots + q_n \omega^{2n} + q_{n+1} \omega^{2n+2}}}$$

Stelt men

$$p_1 = q_1, p_2 = q_2, \dots, p_n = q_n,$$

dan vindt men opnijsuw de voorwaarde-vergelijkingen.

Voor de keten uit fig. 93, vindt men twee oplossingen (men stelt $m = C^2/C_1$).

Eerste oplossing:

$$L = \frac{1+m}{m} R_1^2 C_1, \quad \frac{R_2}{R_1} = \frac{1}{m}$$

en

$$A = \frac{1}{1+m} \cdot g R_1 : \frac{1}{\sqrt{1 + \omega^6 R_1^6 C_1^6}}$$

Tweede oplossing :

$$L = \frac{3m-1}{m} R_1 C_1, \quad \frac{R_2}{R_1} = \frac{1}{m} \cdot \frac{3m-1}{3-m}$$

$$A = \frac{1}{1 + m \sqrt{\frac{3-m}{3m-1}}} \cdot g R_1$$

$$1 + \frac{\omega^3 (3m-1)^2 R_1^6 C_1^6}{(m \sqrt{3-m} + \sqrt{3m-1})^2}$$

Deze oplossing is slechts geldig voor :

$$\frac{1}{3} < m < 3$$

Bemerkingen :

1) Voor $m > 1$, wordt de eerste oplossing minder bruikbaar, want R_2 neemt af en A vermindert. Men zal dus de eerste oplossing bij voorkeur gebruiken voor $m < 1$.

2) Voor $m = 1$, dus $C_2 = C_1$, zijn de twee oplossingen identisch, want

$$\frac{1+m}{m} = 2$$

en

$$\frac{3m-1}{m} = 2$$

bovendien

$$\frac{3m-1}{3-m} = 1$$

en

$$L = 2 R_1^2 C_1, \quad R_2 = R_1$$

$$A = g \cdot \frac{R_1}{2} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + \omega^6 R_1^6 C_1^6}}$$

Dit is het geval van een normale filter, die op beide uiteinden verbonden is op zijn karakteristieke impedantie

$$R_1 = R_2 = \sqrt{\frac{L}{2C_1}} = Z$$

3) De tweede oplossing is zonder belang voor $1/3 < m < 1$

want dan neemt R_2 af en A vermindert. Voor $m = 1/3$, $R_2 = 0$ en $A = 0$.

4) De tweede oplossing wordt daarentegen uiterst belangrijk voor $1 < m < 3$.

Voor $m = 3$ of $C_2 = 3 C_1$,

$$L = \frac{8}{3} R_1^2 C_1, \quad \frac{R_2}{R_1} = \infty$$

en

$$A = g R_1 \sqrt{\frac{1}{1 + 2^6 \omega^6 R_1^6 C_1^6}}$$

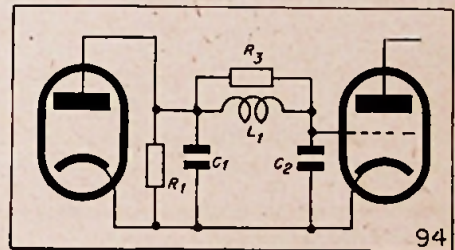
Is R_2 uiterst groot t.o.v. R_1 , dan is A groot; men

kan dan een horizontale karakteristiek bekomen en men vult C_2 aan met bijkomende capaciteiten ten einde $C_2 = 3 C_1$ te bereiken.

De versterking is tweemaal zo groot dan bij een normale filter (gR_1 i.p.v. $gR_1/2$); het overdrachtbereik is echter kleiner, want in de noemer heeft men de term $2^6 \omega^6 R_1^6 C_1^6$ in plaats van $\omega^6 R_1^6 C_1^6$.

5) De eigencapaciteit der spoel werd niet in aanmerking genomen bij deze berekeningen. Zij doet de karakteristiek sneller dalen dan dat de berekeningen het aantonen. Bovenstaande berekeningen worden ingewikkelder. Bij resonantie tussen de zelfinductie en de eigencapaciteit, wordt de versterking $A = 0$. Men moet er dus zorg voor dragen, dat deze eigen capaciteit zo gering mogelijk blijve. (Men moet rekenen met 2,5 à 3,5 pF gemiddeld voor de bijenkorfspoelen).

6) Men moet C_2 groter maken, door het toevoegen van bijkomende capaciteiten, zo niet zal de weergavekromme stijgen in hoge frequentie. Men kan deze stijging vermijden door L te shunteren met een weerstand R_3 (fig. 94).



In dit geval bekomt men, indien $m < 3$:

$$L = \frac{(1+m)^2}{2m} R_1^2 C_1$$

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{1+m}{3-m} \left(1 + \frac{1}{m} (3+2m)\right)$$

$$A = g R_1 \sqrt{\frac{1}{1 + \omega^6 \frac{1}{4} \frac{(1+m)^4 R_1^6 C_1^6}{(m+3+2m)^2} R_1^2 C_1^2}}$$

Voor

$$m = 3, \quad \frac{R_2}{R_1} = \infty$$

Zonder koppelingscondensator is R_2 niet meer nodig, want de lekweerstand van de twee buis wordt gevormd door $R_3 + R_1$.

Met deze dempingsweerstand over L , bekomt men eveneens een dubbele versterking t.o.v. de normale filter, maar de overdrachtband wordt breder.

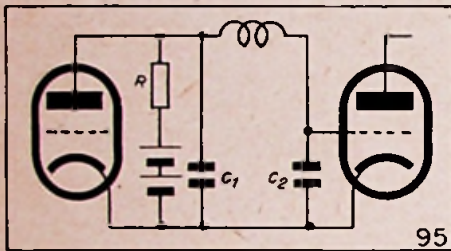
De invloed van de eigen capaciteit van de spoel is niet zo groot als gevolg van de dempingsweerstand. Deze laatste schikking is dus bijzonder voordelig. Ze heeft niet de welafgetekende filtervorm dank zij de dempingsweerstand.

Om de waarde van R_1 te berekenen kan men zich nog, zoals in het geval van de compensatieketens, een zeker percent versterkingsvermindering opleggen voor de hoogste over te dragen frequentie.

Brückensteinkühl heeft tabellen opgesteld voor verschillende waarden van m en verschillende waarden van het percent. Men leidt er de waarde van R_1 uit af en, bijgevolg, die der andere elementen van de ketens.

Amerikaanse methode (fig. 95).

De Amerikanen bevelen een waarde voor m aan, die tenminste gelijk is aan 2. Om de waarde van m te verhogen kan men :



1) de koppelingscondensator plaatsen langs de plaatzijde of langs de filterzijde van de koppelingsketen (wat de « Loftin-White » uitschakelt) ;

2) bijkomende capaciteiten toevoegen om tenminste $m = 2$ te bereiken.

N.B. — In fig. 95 is deze condensator niet voorgesteld en de twee weerstanden R_1 en R_2 zijn voorgesteld door een resulterende weerstand R .

Zoals in het geval van de compensatieketen, kiest men nogmaals :

$$\omega_o = \frac{\omega_r}{\sqrt{2}}$$

met

$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{LC_1}}$$

dus

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{2LC_1}}$$

waaruit :

$$L = \frac{1}{2 C_1 \omega_o^2}$$

of

$$\omega_o L = \frac{1}{2 C_1 \omega_o} = \frac{1}{C_2 \omega_o}$$

(voor $m = 2$) en men kiest :

$$R = \frac{1}{\sqrt{2 m \omega_o C_1}}$$

In geval $m = 2$, bekomt men :

$$R = \frac{1}{2} \frac{1}{\omega_o C_1}$$

waaruit :

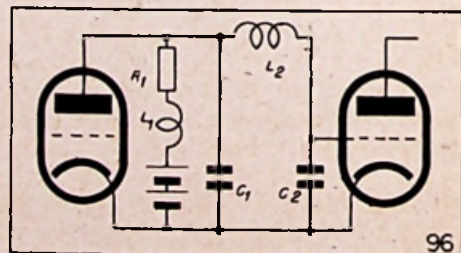
$$R = \frac{1}{2} \frac{3}{\omega_o \cdot 3 C_1} = \frac{3}{2} \frac{1}{\omega_o (C_1 + C_2)} = \frac{3}{2} \frac{1}{\omega_o C_T}$$

De belasting is dus 50 % groter dan in een compensatieketen, de versterking vermeerderd dus met 50 % voor dezelfde waarden van ω_o en van C_T .

Bemerking. — Ligt m dichter bij 1/2 dan bij 2, dan behoudt men dezelfde waarden voor R en L en, in plaats van C_2 aan te vullen, verbindt men R met de uitgang van de kring. Dit komt er dus op neer de filter om te keren en $m = 1/2$ om te zetten tot : $m = 2$.

6) Combinatie van de compensatieketen en de filterketen (fig. 96).

De Amerikanen combineren de twee methodes en maken $m = 2$ door toevoeging van instelbare capaciteiten. De waarden die dan vereist worden, zijn de volgende :



$$R = \frac{1,8}{\omega_o C_T}$$

met

$$C_T = C_1 + C_2, L_1 = 0,12 C_T R^2$$

en

$$L_2 = 0,52 C_T R^2$$

De belasting, en bijgevolg de versterking, is 80 % groter dan die van de compensatieketen en de faseverschuiving is nagenoeg dezelfde als die van de filterketen voor dezelfde ω_o en C_T .

Over de nauwkeurigheid van Kleurfilters

door A. BIOT,
Directeur der O.I.P., Gent.

1. — Algemeenheden.

In wetenschappelijke, technische en andere toestellen wordt meer en meer gebruik gemaakt van kleurfilters. Wij halen als voorbeeld slechts aan: de fotografische toestellen en de instrumenten voor trichromatische colorimetrie. In principe hebben de filters een constante dikte. Zij worden aangewend hetzij met constante vlakken, hetzij met veranderlijke vlakken en in dit laatste geval, dienen zij algemeen als meetinrichting. Men richt ze dan derwijze in, dat de gebruikte oppervlakte voor elke meting kan vergeleken worden met een gegradueerde schaal (zooals bij voorbeeld in de trichromatische kleurmeters van Guild en Donaldson).

Er zijn drie soorten van kleurfilters: 1) vloeistoffilters, bestaande uit een gekleurde oplossing vervat in een kuipje (een centimeter dik) waarvan de nuttige wanden in principe vlak en evenwijdig zijn; 2) filters in gekleurd glas (ter dikte van enkele millimeter); 3) filters in gelatine (ter dikte van 0,1 mm), gevormd door een of meer organische stoffen (zooals aniline-kleurstoffen). Voor het gebruik zijn de gelatinefilms door middel van Canada-balsem tusschen glasplaatjes gekleefd.

De eersten, die meestal gebruikt worden voor uiterst nauwkeurige metingen, zijn gemakkelijk te vervaardigen, doch zij vertoonen het nadeel van een zeer delicate behandeling. De tweeden zijn gemakkelijker in het gebruik, kunnen eveneens met groote nauwkeurigheid ingesteld worden (effenheid en evenwijdigheid der oppervlakten) doch bieden jammèr genoeg niet voldoende keus voor de behoeften van de practijk; men mag zich tevens terecht afvragen of ze wel altijd een voldoende homogeniteit vertoonen. De laatste categorie biedt een uitzonderlijk groote variëteit, maar eenerszijds zijn ze in het algemeen onstabiel bij het gebruik dan de twee eerstgenoemden, en anderszijds is hun verwezenlijking (effenheid en evenwijdigheid der vlakken) moeilijker indien men in uiterst moeilijke gevallen een zeer hoge nauwkeurigheid wenscht. Zij vertoonen overigens een zwakkere temperatuurcoëfficiënt dan de andere filters, die met niet-organische kleurstoffen verwezenlijkt werden.

Onze studie omvat de verschillende voorwaarden te verwezenlijken, indien men een maximum nauwkeurigheid beoogt. Deze vormt geen «dubbel gebruik» met een werk van hetzelfde genre (1) opgenomen in het verslag van 1935 van het Secretariaat van het Comité ter Studie van den Kleurmeter bij de Internationale Verlichtingscommissie (C.I.E.) en een ander (2) opgenomen in het daar vóór verschenen verslag.

I. — FORMULES

2. — Formules. Filters met constante opening.

Nemen we vooreerst een filter met effen en evenwijdige vlakken, waarvan men steeds hetzelfde gedeelte gebruikt, en nemen wij aan, dat deze door een stralenbundel doorboord wordt, waarvan men mag veronderstellen dat hij samengesteld is uit evenwijdige stralen, zooals normaal bij dezen filter.

a) Herinneren wij even aan de klassieke formule. Deze wordt verkregen door den filter te ontleden in willekeurige kleine sneden in een vlak evenwijdig met de oppervlakte. Men neemt een monochromatische invalsbundel aan met golflengte λ .

Men stelt, voor een dezer sneden die men komt te bepalen:

$$d\Phi = \Phi \alpha dx \quad (1)$$

Φ is de invalsbundel, x is de dikte, α is de verhoudingsfactor. Samenvattend krijgen wij:

$$\log_n \Phi - \log_n \Phi_0 = \alpha (x_0 - x)$$

Wanneer wij Φ laten overeenstemmen met $e_0 = 0$ krijgen we:

$$\Phi = \Phi_0 e^{-\alpha x} \quad (2)$$

Want men kan ook schrijven:

$$\text{Log}_{10} \frac{\Phi}{\Phi_0} = -0,434 \alpha x$$

$\frac{\Phi}{\Phi_0}$ is de transmissie factor T van den filter voor de golflengte λ ; $\text{Log } T$ is er de dichtheid D van.

$$D = \text{Log}_{10} \frac{\Phi}{\Phi_0} = -\text{Log}_{10} T = 0,434 \alpha x \quad (3)$$

Door de toepassing van de wet van Beer die steeds kan aangewend worden op het beperkte gebied der concentratie, mogen wij op dezelfde wijze schrijven:

$$T = e^{-\alpha' ex} \quad (4)$$

$$D = \text{Log}_{10} T = 0,434 \alpha' e x \quad (5)$$

b) Uit (5) volgt indien c de concentratie van de kleurstof voorstelt:

$$\alpha' = \frac{D}{0,434 e x}$$

vervolgens uit (4):

$$\frac{dT}{T} = -\alpha' (c dx + x dc)$$

waardoor:

$$\frac{dT}{T} = -D \frac{c dx + x dc}{0,434 c x} \quad (6)$$

(1) H. Naumann. Mit welcher Genauigkeit lassen sich Lichtfilter herstellen? Phot. Ind. 32, 1934, 363-4.

(2) E. Emmermann. Herstellung von Filterfolien. Phot. Ind. 30, 1932, 987-9.

c) Zij $dx = 0$,

$$\frac{d\tau}{\tau} = -D \frac{dc}{0,434 c}$$

Stellen wij dat

$$\frac{d\tau}{\tau} = 0,0025$$

dan krijgen wij voor $|\frac{dc}{c}|$ de volgende waarden:

	D	$\frac{dc}{e}$	
1	0.001	2	0.0005
		3	0.0003

Indien $\frac{d\tau}{\tau}$ ten hoogste gelijk moest zijn aan 0.0025, dan zal $|\frac{dc}{c}|$ hoogstens gelijk zijn, volgens de waarde van D, aan de overeenstemmende waarde van de tabel.

d) Zij $dc = 0$,

$$\frac{d\tau}{\tau} = D \frac{dx}{0,434 x}$$

Indien $\frac{d\tau}{\tau}$ ten hoogste moet gelijk zijn aan 0.0025, zal $|\frac{dx}{x}|$ ten hoogste gelijk zijn, volgens de waarde van D, aan de overeenstemmende waarde van de vorige tabel.

Herhalen we hier dat men ook volgende overeenstemmingen heeft:

$$\tau = 0,1, \quad D = 1, \quad \tau = 0,01, \quad D = 2, \\ \tau = 0,001, \quad D = 3.$$

3. — Formules. Geval waarin men een veranderlijke filterlengte gebruikt.

a) Veronderstellen wij eerst dat de filter een constante dikte en de kleurstof een constante concentratie hebben, en dat men zijn lengte langs één uiteinde wijzigt. Noemen wij l de totale bruikbare lengte van den filter, l een willekeurige lengte van den filter ($l \ll 1$), τ de transmissiefactor voor de lengte l.

Men heeft aldus: $\tau = \tau_0 l$ (7)

Veronderstellen we thans dat de filter geen constante dikte heeft. Indien x de gemiddelde dikte is, die op de lengte l kan toegepast worden, deze die met een lengte l overeenkomt zal zijn: $x + dx$ en de voorgaande betrekking moet dus geschreven worden: $\tau = \tau_0 l + d\tau$ met:

$$d\tau = -\tau D \frac{1}{0,434} \frac{dx}{x}$$

Men kan τ nemen in verhouding tot l waarbij $d\tau$ verwaarloosd mag worden. In het algemeen mag aangenomen worden dat $\frac{d\tau}{\tau}$ kleiner moet zijn dan een bepaalde, bij voorbaat vastgestelde waarde. Indien men aanneemt, dat deze waarde 0.0025 is, dan kunnen de aanvaardbare grenswaarden van $\frac{dx}{x}$ uit de hooger gegeven tabel afgeleid worden.

b) Om verder te gaan nemen we aan, dat de vlakken van den filter effen zijn maar onderling een prisma met kleinen hoek vormen. Zij allereerst de kant van het prisma evenwijdig met de richting in dewelke men l meet. In dit geval is formule (7) strikt van toepassing. Veronderstellen wij vervolgens dat deze kant loodrecht staat op de richting l. Zij x_0 de kleinste dikte van den filter, en x_1 de grootste dikte ($l = 1$ bij voorbeeld). Nemen wij aan dat de gemiddelde dikte x overeenstemt met $l = 1$ hetzij

$$x = \frac{x_0 + x_1}{2}$$

In deze voorwaarden begrijpt men dat door de gemiddeld dikte die overeenstemt met de lengte l er zich een variatie van de dikte voordoet:

$$dx = \frac{(x_1 - x_0)(1 - l)}{2}$$

Daaruit volgt:

$$\frac{dx}{x} = \frac{x_1 - x_0}{x_1 + x_0} (1 - l) = \frac{x_1 - x_0}{2x} (1 - l)$$

waardoor

$$\frac{d\tau}{\tau} = \frac{D}{0,868} \frac{x_1 - x_0}{x} (1 - l)$$

$\frac{d\tau}{\tau}$ is het maximum voor $l = 0$. Gesteld $x = 0,1$ mm (in het geval der gelatinefilters) verkrijgt men voor

$$|\frac{d\tau}{\tau}| = 0,0025$$

D	$x_1 - x_0$	2	0.1 μ
1	0.2 μ	3	0.07 μ

De getallen $x_1 - x_0$ zouden honderdmaal groter zijn dan in het geval van een vloeistoffilter.

Dit zijn, in het bijzonder aangenomen geval, de totale toegelaten variaties in de dikte van een gelatinefilter.

Indien de kant van het prisma afdaalt in de richting l moet men als effectieve hoek van het prisma de volgende composante l van den totalen hoek nemen.

c) Wat ook de hoek van het prisma weze, $\frac{d\tau}{\tau}$

is 0 indien de lengtevermindering symmetrisch plaats vindt, gelijktijdig vertrekkend van de beide uiteinden.

d) Veronderstellen we thans dat de vlakken van den filter niet meer effen zijn. Men mag aannemen dat hij gevormd is uit kleine samengevoegde prisma's waarvan de kant op een variabele en willekeurige wijze is gesteld. $\frac{d\tau}{\tau}$ is hier in principe altijd verschillend van nul.

Indien de wijzigingen aan de effenheid der vlakken zonder invloed blijven op de kleine velden, mag het verkregen resultaat verwaarloosd worden. Indien b.v. voor iedere waarde van l, de aangedane deelen van den filter slechts 1/10 bedragen van de effectief gebruikte oppervlakte, dan kunnen de fouten van den filter tienmaal groter zijn dan deze aangeduid in bovenstaande tabel.

Orrey
Arlow

Welke musicaliteit



Deze opmerking wordt gedaan door al wie een **ULTRA** hoort.

Een klant die een **ULTRA** hoort beslist zonder aarzelen.

De verkoop geschiedt van zelf **EN U WEET** dat een tevreden klant er andere medebrengt.



ULTRA

RADIO

Voor den groothandel, uitsluitelijk :

Ultra Electric Belge • 35, Van Arteveldestraat, te Brussel

Meer dan een toestel, het orkest zelf

Aan de spits van de vooruitgang

De volledige reeks der MULLARD radiobuizen is bij alle specialisten verkrijgbaar.



Mullard

- SIERA RADIO N. V. 37 ANDERLECHTSTRAAT - BRUSSEL



BON

(Voor de Redactie.)

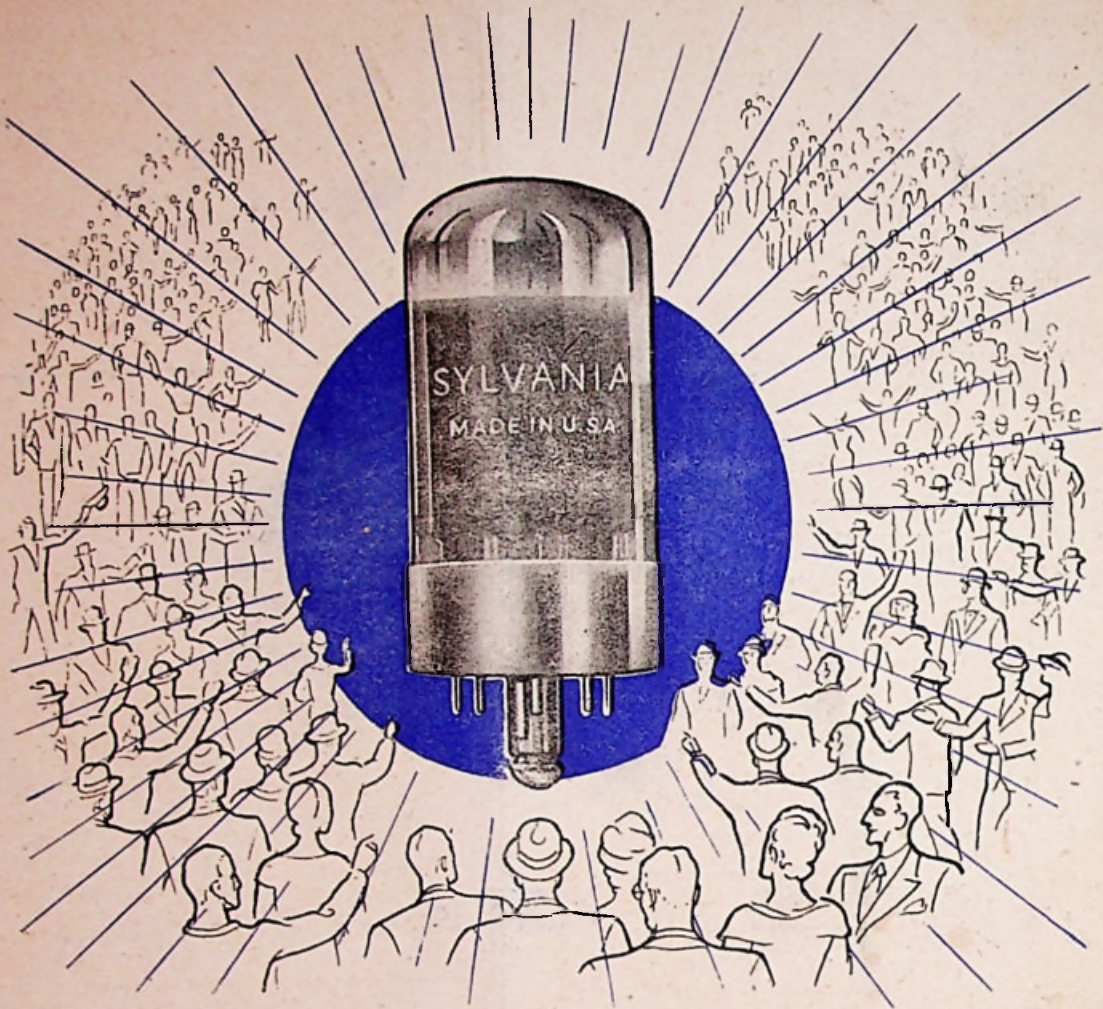
In welke artikels stelt U het meest belang?

Welke onderwerpen zoudt U graag behandeld zien ?

.....
.....
.....
.....
.....
.....
.....
.....

Naam.....

Adres.....
.....



*Duizenden luisteraars prijzen de
hoedanigheden van de nieuwe bus*
" LOCK - IN "

SYLVANIA



*Welnu,
waarop wacht U om ons nieuw
tarief en het adres van de dichtst bij
gelegen verdeler aan te vragen ?*

Alleenvetegenwoordiger voor België, Congo, en het Groot Hertogdom Luxemburg :

André-P. CLOSSET, 1, Quai des Péniches, 1
BRUXELLES Tél. 17.72.61