

DE

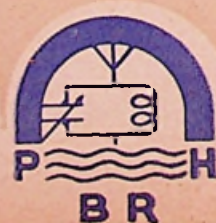
# RADIO REVUE

9

## INHOUD

J. J. Thomson . . . . .	257
De Televisie-ontvanger PYE B16T . . . . .	258
De phase splitter . . . . .	263
Radartechniek . . . . .	266
Radio-omroep met frequentie-modu- latie . . . . .	268
De Breedband versterker . . . . .	274
Verbeteringen in de constructie van kathodestraalbuizen . . . . .	279
Het Salon voor Wetenschappelijk Onderzoek . . . . .	283
Radio-cursus (XVII) : — Algemene Radiotechniek (9) . . . . .	284

BEHEER EN REDACTIE  
Prins Leopoldstraat, 28  
Antwerpen (Borgerhout)

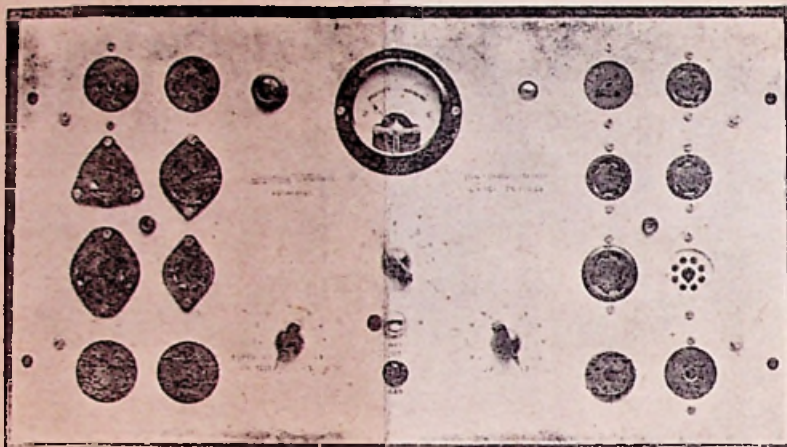


# LABORATORIA VANDAMME

PRINS LEOPOLDSTRAAT 28  
ANTWERPEN — BORGERHOUIT  
TEL. 560.29

## BUIS — EMISSIE — TESTER

C. N. 704



**ALGEMEENHEDEN :** Deze buis-tester dient om het rendement te bepalen van alle courante Europese en Amerikaanse buis-typen. Deze uitvoering beantwoordt aan de volgende hoofdvereisten :

1. Eenvoudige bediening ;
2. Nauwkeurige meting ;
3. Gemakkelijke aflezing ;
4. Mogelijkheid om later aan te passen aan nieuwe buis-typen welke zouden op de markt gebracht worden.

### METINGEN :

1. Continuïteits-test van filament of gloei-draad door middel van ingebouwde neon-buis.
2. Kortsluit-test achtereenvolgens tussen al de elementen van de buis.
3. Emissie-test op de juiste stroom-sterkte welke de kathode normaal moet leveren.

**STROOM-STERKTE :** In deze buis-tester wordt de stroomsterkte geregeld volgens de eigenschappen van de buis. Er bestaat dus geen gevaar dat lampen of buizen met 500 % of zelfs met 1.000 % over- of onderbelast worden, dit in tegenstelling met vele commerciële « lampen-testers » waar alle buizen op dezelfde emissie-stroom-sterkte gemeten worden.

**BUIS-TYPEN :** De huidige lijst van de buizen welke met dit instrument kunnen getest worden bevat reeds bij de 600 verschillende Europese en Amerikaanse typen. Deze lijst zal naargelang er nieuwe typen uitkomen door bijvoegsels up-to-date gehouden worden.

**BUIS-HULZEN :** Het is waarschijnlijk, dat er kortelings nieuwe buizen zullen uitgebracht

worden met nieuwe huls-typen. Wanneer zulks zich voordoet dan kunnen deze geplaatst worden in de openingen welke daarvoor speciaal voorzien werden.

**INDICATOR.** De aflezing gebeurt door middel van een zeer gevoelige draaispoel galvanometer. De schaal van het instrument heeft een rood, een wit en een groen segment. Blijft bij het testen de naald in het rood segment dan is de buis slecht, blijft de naald in het wit segment dan is de buis twijfelachtig, komt echter de naald in het groen segment dan is de buis goed.

**REGELING :** Voor het instellen van de verschillende test-posities wordt gebruik gemaakt van de speciale lijst met letter- en cijfercode welke met de schakelaarsstanden overeenkomen. Daar elke letter en elk cijfer slechts op één enkele schakelaar voorkomen zijn vergissingen uitgesloten.

**BEDIENING :** Zoals vermeld in vorige paragraaf is de regeling zo eenvoudig dat de bediening van het instrument kan geschieden door ongeschoold personeel. Dit is vooral van belang voor firma's met een grote omzet in détail of in het groot, waarvoor dikwijls ongeschoold personeel gebedigd wordt.

**VOEDING :** 110 - 130 - 145 - 220 - 245 volt, 50-60 hz.

**AFMETINGEN :** Intern. Relay Rack Units : 6.  
Breedte van het voorpaneel 483 mm.  
Hoogte van het voorpaneel 265 mm.  
Diepte van de kas 255 mm.

**ONDERRICHTINGEN :** Volledige gebruiks-onderichtingen worden gratis bij elk instrument bijgeleverd.

MAANDBLAD

BEHEER EN REDACTIE:  
PRINS LEOPOLDSTRAAT 28  
ANTWERPEN*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*

*Vijftig Jaar geleden maakte J. J. THOMSON  
de Ontdekking van het Electron bekend*



SIR J. J. THOMSON, O. M., F. R. S. IN 1898

(Foto : The Science Museum, Londen).

Joseph John Thomson werd op 18 December 1856 te Manchester geboren en werd er opgeleid in het Owens College. Zijn wiskundige en wetenschappelijke aanleg werd dra ontdekt en, op advies van zijn Professor in de Wiskunde, liet hij de gedachte van een ingenieursloopbaan varen en ging in 1876 verder studeren aan het Trinity College te Cambridge. Zijn verder bestaan bracht hij nagenoeg helemaal door te Cambridge, met uitzondering van een paar korte bezoeken aan Amerika.

Hij werd tot professor benoemd in de proefondervindelijke natuurkunde op 27-jarigen

ouderdom en deze post bekleedde hij met de grootste onderscheiding gedurende 34 jaar. In 1918 werd hij Master van het Trinity College en bleef dit tot aan zijn dood. Hij besteedde zijn eerste jaren aan het verstevigen en aan het uitbreiden van de electromagnetische theorieën van Clerk Maxwell, publiceerde verschillende artikels, waarvan er verschillende betrekking hadden op de ontladingen in verdunde gassen.

Op 30 April 1897 maakte hij zijn beroemde ontdekking van het « Electron » kenbaar. Later hield hij zich onledig met opsporingen in verband met de positieve stralen. (Vervolg op blz. 288).

# DE TELEVISIE-ONTVANGER PYE B 16 T

Het voorgaande nummer van de Radio Revue was grotendeels gewijd aan de televisie-proefnemingen, die ter gelegenheid van het Radiosalon, te Brussel werden uitgevoerd door de PYE Ltd. in samenwerking met Fonior.

Wij hebben deze proefnemingen in beeld weergegeven en hebben er een reeks artikels aan besteed.

Thans willen wij, in aansluiting ermee, een eerste inleidend artikel wijden aan de televisieontvanger PYE B-16T.

## HET TELEVISIESIGNAAL

Het volledig televisiesignaal omvat, zoals bekend: een geluidssignaal, een beeldsignaal en synchroniseringsimpulsen. De televisie-ontvanger PYE B16T is uitgerust voor de ontvangst van een geluidssignaal uitgezonden op een frequentie van 41,5 Mhz ( $\lambda = 7,23$  m), een beeldsignaal uitgezonden op 45 Mhz ( $\lambda = 6,67$ ) en synchroniseringsimpulsen eveneens uitgezonden op deze laatste frequentie.

We kunnen hieruit onmiddellijk de principiële samenstelling van de televisie-ontvanger afleiden:

- 1) een gemeenschappelijk gedeelte voor de geluids- en beeldsignalen en de synchronisatie-impulsen;
- 2) een afzonderlijk kanaal voor de geluidssignalen;

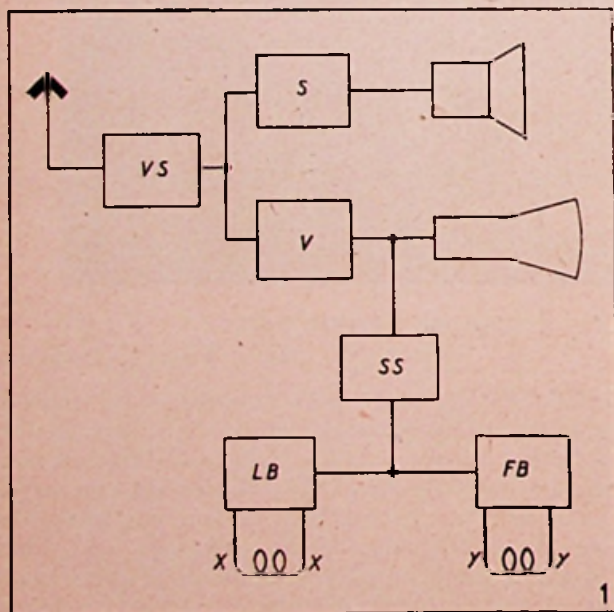


Fig. 1

Blokschema van de PYE B16T televisie-ontvanger:  
 VS = beeld + geluid; S = geluid; V = beeld;  
 SS = synchronisatieseparator; LB = lijntijdbasis;  
 FB = beeldtijdbasis; XX = lijnafbuigspoel;  
 YY = beeldafbuigspoel.

3) een afzonderlijk kanaal voor de beeld- en synchroniseringsignalen;

4) een gesynchroniseerde aftastinrichting.

Onderstaand b'okscheema (fig. 1) geeft duidelijk deze samenstelling weer.

Thans gaan we elk onderdeel afzonderlijk bespreken.

## 1. Gemeenschappelijk voorversterker (geluids- en beeldkanaal).

Dit gedeelte omvat de eerste drie hoogfrequentpentodes EF50, met bijhorende aistemkringen.

Deze laatste — en ook de andere H.F.-kringen — hebben een vaste capaciteit (bus- en bedraingscapaciteiten) en worden inductief geregeld (regelbare ijzerkernspoelen).

De polarisaties van het stuurrooster en van het vangrooster worden geijktijdig geregeld door middel van regelweerstand. De polarisaties op beide roosters hebben een constante verhouding zodanig dat zij de ingangscapaciteiten en de weerstanden der buizen zo weinig mogelijk beïnvloeden en de afstemming en de demping der kringen niet wijzigen.

De polarisatieregeling A van de eerste trap doet dienst als gevoeligheidsregeling van het beeld. Deze wordt eens en voor altijd afgeregeld op de gewenste versterking passend bij de plaats waar de ontvanger wordt opgesteld.

De contrastregelaar B regelt de polarisatie der tweede en derde lampen en wordt ook eens en voor altijd afgeregeld.

## 2. Geluidskanaal.

In de kathodeleiding van de derde EF50 is een afgestemde kring geschakeld afgestemd op 41,5 Mhz. Deze kring gedraagt zich als een sperkring voor deze frequentie en de H.F.-spanning die aan de klemmen optreedt wordt over een capaciteit van 4,7 pF naar het geluidskanaal gevoerd.

Dit kanaal bevat twee H.F.-buizen EF50, een dubbele diode EB91 (detector en storingsbegrenzer) en een eindbuis EL33. Dit is dus een klassieke « rechuit »-versterker.

De regelbare weerstand P dient als gevoeligheidsregelaar voor het geluidskanaal.

De detector werkt helemaal op klassieke wijze.

De detectoroutput wordt naar de kathode van de tweede diode (storingsbegrenzer) gevoerd. De anode van deze tweede diode krijgt een positieve spanning over een weerstand van 2,2 M $\Omega$ . Deze spanning is voldoende om de begrenzer voor normale signalamplituden geleidend te maken. Wanneer de storingspieken deze voorspanningen overtreffen dan wordt de begrenzer niet-geleidend; dit heeft een dichtknijpen der buis als gevolg en het stuurrooster van de eindlamp EL33 wordt geblokkeerd.

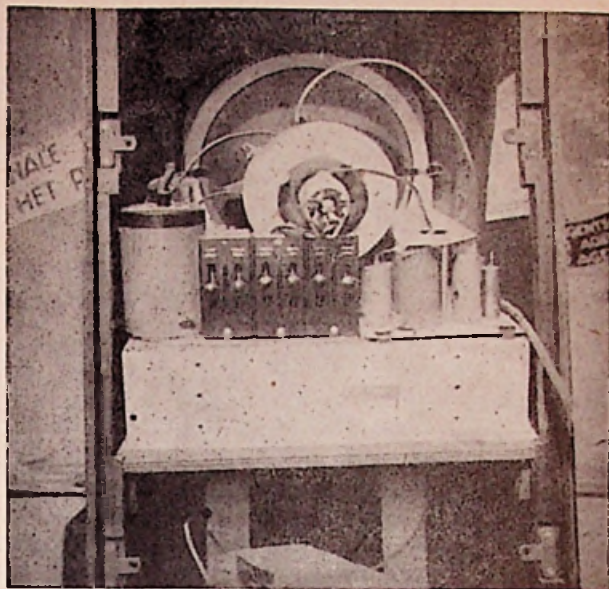


Foto 1

Achterzicht op het bovengedeelte van de PYE D16T televisie-ontvanger. (D16T = staande model; B16T = tafelmanier). — Voor de verschillende regelaars onderaan links vergelijk fig. 2.

De geluidsregelaar is de gewone potentiometer D in de ingangskring van de eindbuis.

Tenslotte valt nog de negatieve spanningsterugkoppeling te vermelden, zoals die toegepast wordt in de eindtrap: met dit doel werd de spreekspoel van de luidspreker opgenomen in de kathodekring van de eindpentode.

### 3. Beeld- (en synchroniserings-) signalen.

De beeldsignalen gaan over de derde en vierde EF50 naar de dubbele diode EB91 (detector en begrenzer); van hieruit, naar de videotrequent eindbuis EF50 en dan naar de kathodestraalbuis MW22-7.

In de kathodekring van de vierde EF50 is eveneens een sperkring afgestemd op 41,5 Mhz (frequentie van de geluidsdraaggolf), opgesteld. Deze sperkring gedraagt zich thans uitsluitend als rector voor de geluidssignalen.

De werking van de eerste diode van de EB91 als detector, is eveneens kassiek. De detectoroutput wordt rechtstreeks naar het stuurrooster van de V.F. (videofrequent) eindbuis gestuurd.

De tweede diode van de EB91 werkt als storingsbegrenzer. Uit het schema blijkt dat deze begrenzer in parallel staat op een weerstand van 10 M $\Omega$ . Deze weerstand, in serie met een condensator van 0,1  $\mu$ F, staat opgesteld tussen de anode en het stuurrooster van de eindlamp. Bij het optreden van storingspieken die het « wit niveau » overschrijden wordt de begrenzerdiode geleidend en treedt er een negatieve terugkoppeling op op de eindlamp, waardoor de versterking afneemt, dus ook de storingen op het scherm van de kathodestraalbuis.

De door de eindlamp versterkte beeldsignalen

worden tenslotte naar de kathode van de kathodestraalbuis geleid, hierdoor wordt de electronenstraal gemoduleerd en ontstaat op het fluorescerend scherm een in intensiteit toe- en afnemende lichtstip.

### 4. De gesynchroniseerde aftastinrichting.

Behalve het eigenlijke beeldsignaal bevat de videotrequentoutput ook nog de synchroniseringsimpulsen: kortere impulsen voor de lijnastating en langere voor de beeldastating.

De afscheidende heert plaats in de synchroniseringsseparator.

Met dit doel wordt een deel van de videosignalen, over een weerstand van 10 k $\Omega$  en een capaciteit van 0,1  $\mu$ F naar het stuurrooster van de EF50 van de synchroniseringsseparator gestuurd. De buis elimineert de beeldsignalen door anodestroomafknijping en de impulsen worden over een capaciteit van 100 pF naar het schermrooster van de EF50 van de lijnastating gestuurd. Deze EF50 werkt als een blokkeringsoscillator. Stuur- en schermrooster dezer buis gedragen zich als de stuurrooster en anode van een klassieke oscillator. De anode der buis dient als ontladingselectrode van de tijdbasiscapaciteit.

De hier opgewekte zaagtandspanning wordt naar de eindpentode EL38 gestuurd, versterkt en, over een transformatorokoppeling, aangelegd op de verticale deflectiespoel.

De regelbare kathodeterugkoppeling M van de EL38 dient als lijnamplituderegelaar; de regelbare weerstand N in serie met een capaciteit over de secundaire van de uitgangstransformator als lijnlineariteitsregelaar; de regelbare weerstand H (polarisatieregeling van de bokkeringsoscillator EF50) als lijnsturing.

Onderzoeken we nu even wat we krijgen langs de beeldzijde.

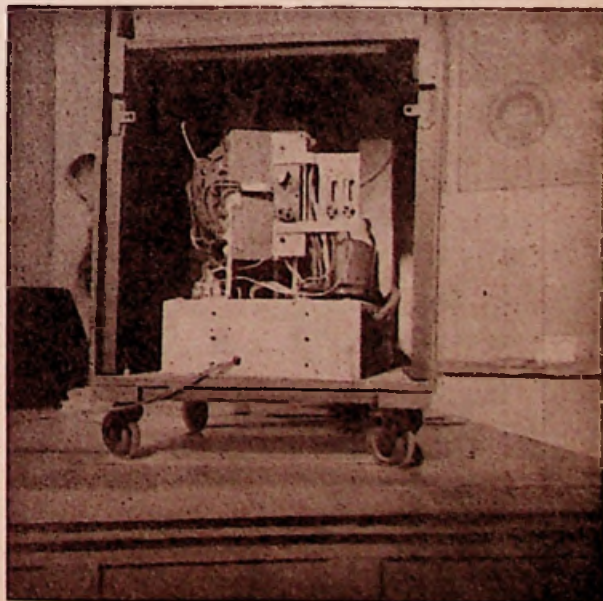


Foto 2

Achterzicht op het onderste gedeelte van de PYE D16T televisie-ontvanger.





De dubbele diode EB34 heeft als doel de beeldimpulsen af te scheiden.

In afwezigheid van impulsen is de diode  $D_1$  geleidend en de diode  $D_2$  niet geleidend. Inderdaad, in afwezigheid van impulsen is de anodestroom van de synchronisatie separator EF50 afgeknepen; en de anode van  $D_1$  bevindt zich op een hoger potentiaal dan die van  $D_2$ . De capaciteit C laadt zich en brengt de kathode van  $D_1$  en  $D_2$  op een spanning die nagenoeg gelijk is aan de anodespanning van  $D_1$ .

De tijdsconstante CR heeft ongeveer dezelfde waarde als een eenvoudig beeldimpuls.

Wanneer een lijnimpuls optreedt daalt de anodespanning van  $D_1$  practisch ogenblikkelijk; gezien de aanwezigheid van CR kan de kathodespanning echter slechts heel langzaam verminderen en daardoor wordt ook  $D_1$  niet geleidend. Gedurende het kort lijnimpuls daalt de kathodespanning niet voldoende en  $D_2$  blijft niet geleidend.

Treedt nu een beeldimpuls op, dan geschiedt identiek hetzelfde en  $D_1$  wordt niet geleidend. Maar, aangezien het impuls thans van langeren duur is, kan C zich voldoende ontladen opdat  $D_2$  geleidend wordt. Er vloeit nu stroom door  $D_2$  en dus ook door de wikkeling gekoppeld met de beeldtijdbasis.

De beeldtijdbasis is een dubbele triode waarvan een triode werkt als blokkeringsoscillator en de tweede als eindbuis, die de deflectiespoelen YY voedt over een transformator.

De beeldlineariteit wordt geregeld door middel van de regelbare weerstand K; de beeldamplitude, door middel van F; de beeldsynchronisatie, door G; de beeldsturing door J.

## 5. De regelingen.

In wat voorafgaat hebben wij reeds terloops, en in de volgorde, gesproken over de volgende regelaars:

- A. beeldgevoeligheid;
- B. beeldcontrast;
- P. geluidsgevoeligheid;
- D. geluidsterkte;
- M. lijnamplitude;
- N. lijnlineariteit;
- H. lijnsturing;
- K. beeldlineariteit;
- F. beeldamplitude;
- G. beeldsynchronisatie;
- J. beeldsturing.

Er zijn nog twee andere regelaars:

- L. focusregeling (beeldscherpte);
- E. lichtsterkteregeling.

De focusspoel ZZ is opgesteld in de negatieve H.S. en wordt geregeld door een regelbare weerstand L. De spoel zelf is enigszins verplaatsbaar. Twee schroeven zijn voorzien voor verticale en horizontale centrering van het beeld. De lichtsterkte wordt geregeld door middel van de regelbare weerstand E (opgesteld in de roosterkring van de kathode-straalbuis).

Alles tezamen krijgen we dus 13 regelaars.

Slechts twee regelknoppen bevinden zich op het voorpaneel — lichtsterkte en geluidsterkte — en moeten voor het normaal bedrijf geregeld worden.

De andere regelaars worden geregeld bij het opstellen van de post. Achter een schuifje, onder de luidspreker, bevinden zich vier regelknoppen: contrast, focus, lijnsturing en beeldsturing. Achteraan het chassis bevinden zich de zeven andere regelaars, van links naar rechts: lijnlineariteit N, lijnamplitude M, beeldgevoeligheid A, geluidsgevoeligheid P, beeldlineariteit K, beeldamplitude F, beeldsynchronisatie G (zie foto en fig. 2).

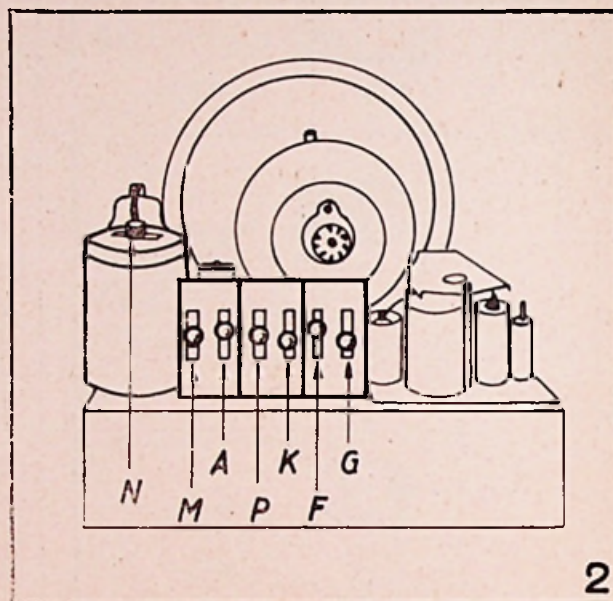


Fig. 2

Schikking der regelaars:

N = lijnlineariteit; M = lijnamplitude; A = beeldgevoeligheid; P = geluidsgevoeligheid; K = beeldlineariteit; F = beeldamplitude; G = beeldsynchronisatie.

## 6. De voeding.

De voeding wordt verzorgd door twee gelijkrichterbuizen HVR2 en UU8.

De eerste geeft de extra-hoge spanning voor de kathodestraalbuis.

De tweede levert al de andere hoogspanningen. De afvlakking wordt verwezenlijkt door een afgestemde smoorspoel en condensatoren. De hoogspanning van de eindbuis EL33 wordt afgevlakt door weerstanden en condensatoren.

## BESLUIT

Tot hier dus de beknopte beschrijving van een commerciële televisie-ontvanger, waarvan de meeste lezers de werking hebben kunnen nagaan te Blankenberge, Brussel, Antwerpen, Aalst, enz.

Deze ontvanger wordt in Engeland verkocht tegen £35 plus £7 17 s. 3 d. taks (ruw geschat 5.250 frank + 1200 fr.), wat al'eszins reeds menselijk is en ons meer en meer in onze overtuiging sterkt: de televisie komt, ook bij ons.

Aan onze techniekers vooruitziende te zijn en zich aan te passen aan deze nieuwe techniek: daarom, te hunner gerieve, deze eerste beschrijving van een commerciële televisie-ontvanger.



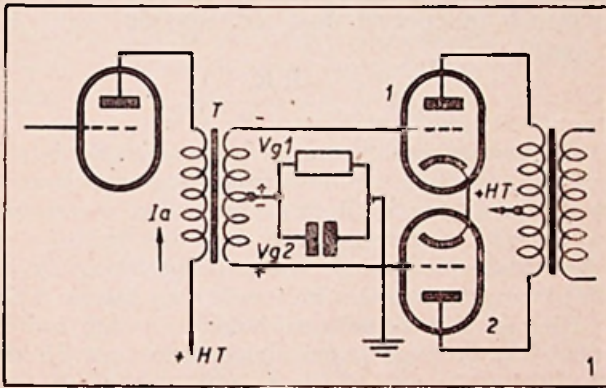
# WAT IS ?...

## DE "PUSH-PULL PHASE SPLITTER" of de Kathodeweertandversterker als Phase-omkeerbuis

### 1. Phaseomkering door middel van transformator.

Iedereen kent de klassieke schakeling van een balans- of push-pull eindtrap uitgerust met een push-pull transformator T (fig. 1) en weet, dat de wisselstroomcomponente  $I_a$  in de primaire van T twee wisselspanningen  $V_{g1}$  en  $V_{g2}$  opwekt in de secondaire die verschoven zijn van  $180^\circ$  de ene ten opzichte van de andere.

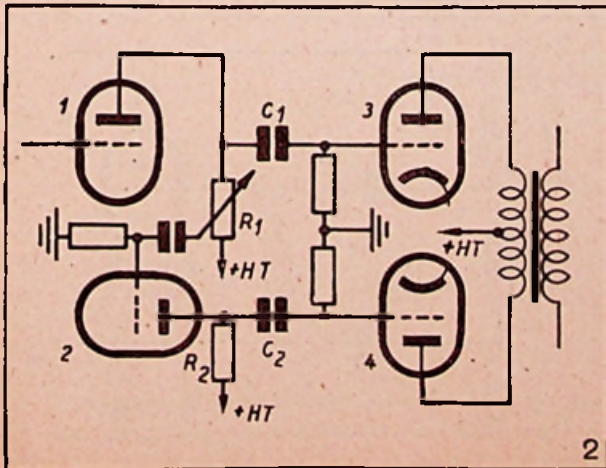
Dit is de grondslag van de werking van de symmetrische balans of push-pull schakeling.



### 2. Phase-omkering door middel van phase-omkeerbuis.

Maakt men nu gebruik van een weerstandcapaciteitsversterker, in plaats van een transformatorversterker, dan moet men steeds een schakeling voorzien die de phaseverschuiving van  $180^\circ$  doet ontstaan.

Dit kan men o.a. bekomen door middel van een phase-omkeringsbuis (fig. 2).

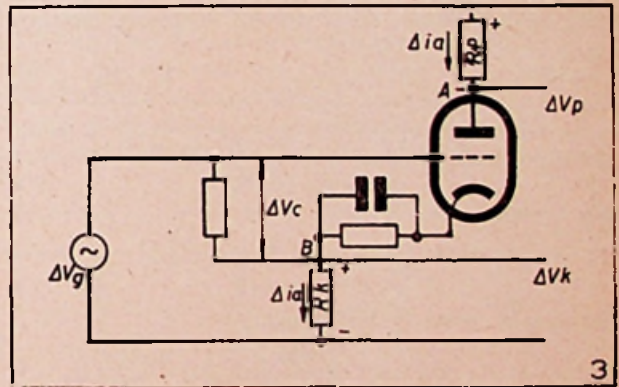


Het ingangsein wordt versterkt in de ingangsbuis (1). Het versterkt signaal wordt dan rechtstreeks naar buis (3) gestuurd. Een deel van de anodespanning wordt over  $R_1$  afgetakt en naar de phase-omkeringsbuis (2) gestuurd. In deze buis wordt de phase-omkering van  $180^\circ$  opgewekt en het signaal wordt dan naar het rooster van de tweede push-pull lamp (4) gestuurd. De ingangssignalen in de buizen 3 en 4 van de balansschakeling zijn dus ook hier verschoven van  $180^\circ$ .

### 3. Phase-omkering door kathodeweerstandversterker.

De phase-omkering kan ook nog geschieden in de R-C versterkerbuis vroeger gekend als « cathodyne »-schakeling; thans echter beter gekend onder de angelsaksische benaming van « cathode-follower phase splitter ».

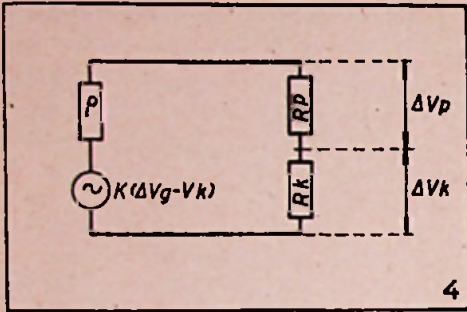
De grondschakeling ervan is voorgesteld in fig. 3.



Het is bekend, dat wanneer de roosterspanning minder negatief wordt, onder invloed van het aangelegd sein b.v., de ogenblikkelijke anodestroom toeneemt, dus ook  $\Delta i_a$ , de wisselstroomcomponente. Daar spruit uit voort, dat de spanningsval over  $R_p$  eveneens toeneemt en de spanning in A ten opzichte van de massa afneemt.

Wat gebeurt er nu in het punt B? De niet ontkoppelde weerstand  $R_k$  wordt doorlopen door de totale anodestroom  $i_a$ ,  $\Delta i_a$  inclusief. Neemt  $\Delta i_a$  toe, dan neemt eveneens de spanning  $\Delta v_k$  van het punt B ten opzichte van de massa toe.  $\Delta v_p$  en  $\Delta v_k$  variëren dus in tegengestelde zin, wat overeenstemt met een phaseverschuiving van  $180^\circ$ . We kunnen bijgevolg de wisselspanning  $\Delta v_p$  sturen naar het stuurrooster van een der lampen van de balansversterker en de wisselspanning  $\Delta v_k$  naar het stuurrooster van de tweede lamp.

Met deze schakeling kan men heel gemakkelijk de vereiste symmetrie verkrijgen voor de ingangsspanningen van de twee buizen van de balansschakeling. Maar deze schakeling heeft dit gemeen met alle andere R-C phase-omkeringsschakelingen dat ook haar versterking — die van een cathode follower (zie nos. 6 en 7 der Radio Revue) — klein is.



We krijgen inderdaad, als versterking uit fig. 4 :

$$\Delta V_k = \frac{k (\Delta V_g - \Delta V_{k1})}{\rho + R_p + R_k} \cdot R_k$$

$$\Delta V_k (\rho + R_p + R_k) = k \Delta V_g R_k - k \cdot \Delta V_k \cdot R_k$$

$$\Delta V_k (\rho + R_p + R_k + k R_k) = k \Delta V_g R_k$$

$$A_k = \frac{\Delta V_k}{\Delta V_g} = \frac{k R_k}{\rho + R_p + R_k (1 + k)}$$

Merkt op dat dit de versterking is, die overeenstemt met slechts één uitgangsspanning (ΔV<sub>k</sub>).

Nemen we R<sub>p</sub> = R<sub>k</sub> dan krijgen we dezelfde versterking voor de tweede uitgangsspanning (ΔV<sub>p</sub>) :

$$A_k = \frac{\Delta V_k}{\Delta V_g} = \frac{\Delta V_p}{\Delta V_g} = \frac{k \cdot R_k}{\rho + R_k (k + 2)}$$

Nemen we, zoals meestal gebruikelijk is, ρ = R<sub>k</sub> = R<sub>p</sub>

dan wordt :

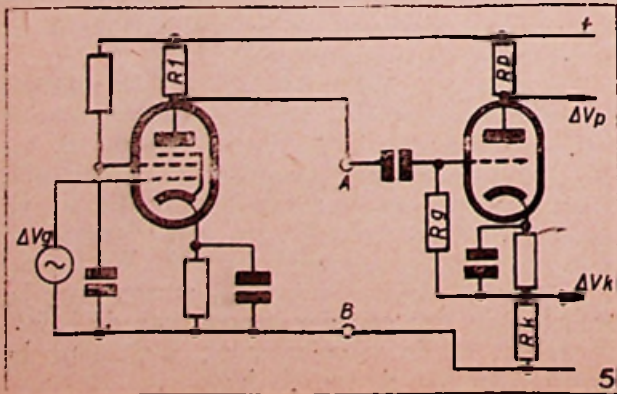
$$A_k = \frac{k}{k + 3}$$

Dit wordt, voor k = 20, b.v. :

$$A_k = \frac{20}{23} \approx 0,9$$

Dus, zoals gezegd, heel klein.

Veronderstellen we nu dat de kathode-weerstandversterker voorafgegaan is door een pentode-versterker (fig. 5), dan krijgen we een totale



versterking die nagenoeg gelijk is aan de versterking van de pentode alleen, zegge ongeveer 100.

#### 4. Phase-omkering door kathode-weerstandversterker met grote versterking.

In het Augustusnummer (1947) van Wireless World ontleedt E. Jeffery de oorzaken van de zwakke versterking van de klassieke kathode-weerstandversterker, en stelt een enigszins gewijzigde schakeling voor met grote symmetrie en grote versterking. Welke is nu de reden van de begrenzing van de versterking van de schakeling uit fig. 5 ?

We weten, dat de ingangsimpedantie van een kathode-weerstandversterker groot is (R.R. nr. 6 en 7) en ongeveer 10 maal de rooster-kathode impedantie van de buis bedraagt. Nemen we nu een rooster-kathode-weerstand van 250 kΩ b.v. dan bedraagt deze ingangsimpedantie 2,5 MΩ. Dit wil zeggen, dat de uitgangswaarde R, van de pentode praktisch niet beïnvloed wordt door de ingangsimpedantie van de kathode-weerstandversterker. De versterking van de pentode wordt dus praktisch uitsluitend door de waarde van R<sub>1</sub> bepaald

$$(A = \frac{k R_1}{\rho + R_1}).$$

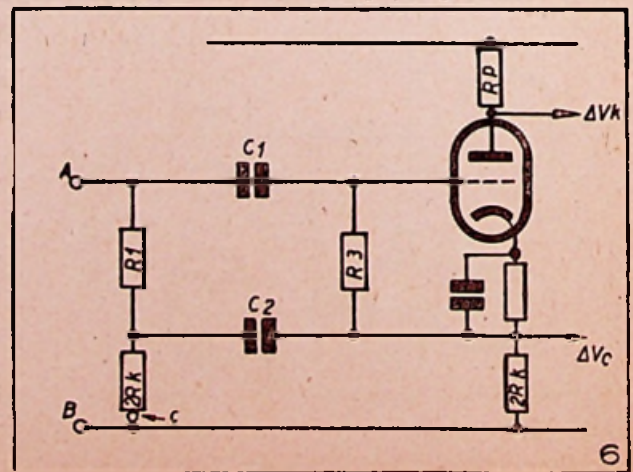
De waarde van R<sub>1</sub> nu, is begrensd (250 kΩ à 500 kΩ) omwille van de spanningsval van de anodespanning over R<sub>1</sub>. Daar de inwendige weerstand ρ van een pentode groot is, kan dus slechts een klein gedeelte van de versterkingsfactor (k ≈ 4500) omgezet worden in versterking van de buis.

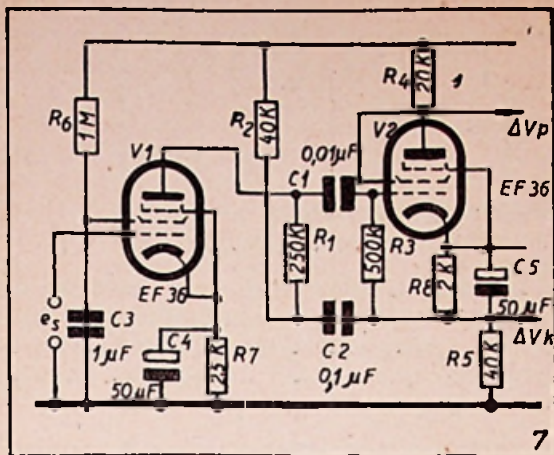
Hieraan zou kunnen verholpen worden indien men, b.v. de hoge ingangsimpedantie van de kathode-weerstandversterker kon gebruiken als anodebelasting voor de pentode.

Dit wordt mogelijk indien we de schakeling van de kathode-weerstandversterker (rechts van AB in fig. 5) wijzigen volgens fig. 6.

Hierin is de parallelschakeling R<sub>1</sub>—R<sub>3</sub> gelijk aan R<sub>g</sub> uit fig. 5 en de kathodebelasting is nog steeds R<sub>k</sub>. Op wisselstroomgebied is er eigenlijk niets gewijzigd en de ingangsimpedantie is nog steeds gelijk aan 10 R<sub>g</sub>

$$(\text{met } R_g = \frac{R_1 R_3}{R_1 + R_3}).$$





Men veronderstelt natuurlijk dat de reactanties van  $C_1$  en  $C_2$  voor de laagste frequentie kunnen verwaarloosd worden.

Nu volstaat het echter niet A rechtstreeks te verbinden met de anode van de pentode, daar men in dit geval geen anodespanning heeft voor de pentode. Hieraan wordt voldaan door C, dat eens op nulpotentiaal, wat de wisselspanning beverbinden met de positieve hoogspanning (eveneens op nulpotentiaal, wat de wisselspanning betreft).

Men bekomt dan tenslotte het schema uit fig. 7 met de experimentele waarden zoals ze door Jeffery worden opgegeven.

De eerste buis is een EF36 gebruikt als pentode ( $k_1 = 4.500$  en  $\rho_1 = 2,5 \text{ M}\Omega$ ) en de tweede is eveneens een EF36 maar opgesteld als triode ( $k_2 = 28$  en  $\rho_2 = 10 \text{ k}\Omega$ ):

$$R_g = \frac{R_1 \times R_3}{R_1 + R_3} = \frac{0,25 \cdot 10^{-6} \times 0,5 \cdot 10^{-6}}{0,25 \cdot 10^{-6} + 0,5 \cdot 10^{-6}} = 168 \text{ k}\Omega$$

$$A_k = \frac{k}{\rho + R_k(k+2)} = \frac{28 \times 20}{10 + 20 \times 30} = 0,92$$

$$R_{in} = \frac{1}{1 - A_k} \cdot R_g = \frac{1}{0,08} \cdot 168 \text{ k}\Omega = 2,05 \text{ M}\Omega$$

De versterking van de pentode bedraagt:

$$A_1 = \mu_1 \cdot \frac{R_{in}}{R_{in} + \rho_1} = 4.500 \cdot \frac{2,05}{2,05 + 2,5} = 2,025$$

De totale versterking van de twee trappen bedraagt:

$$a = A_1 \times A_k = 0,92 \times 2,025 = 1860.$$

Er ontstaat een kleine asymmetrie tussen  $\Delta v_p$  en  $\Delta v_k$  door het feit dat de kathodebelasting doorlopen wordt door de som der beide anodewisselstromen en de anodebelasting slechts doorlopen wordt door de anodestroom van  $V_2$ .

Men kan echter berekenen, dat de verhouding

$$\frac{\Delta v_p}{\Delta v_k} = 0,989$$

en dat de asymmetrie minder bedraagt dan 1,2 %.

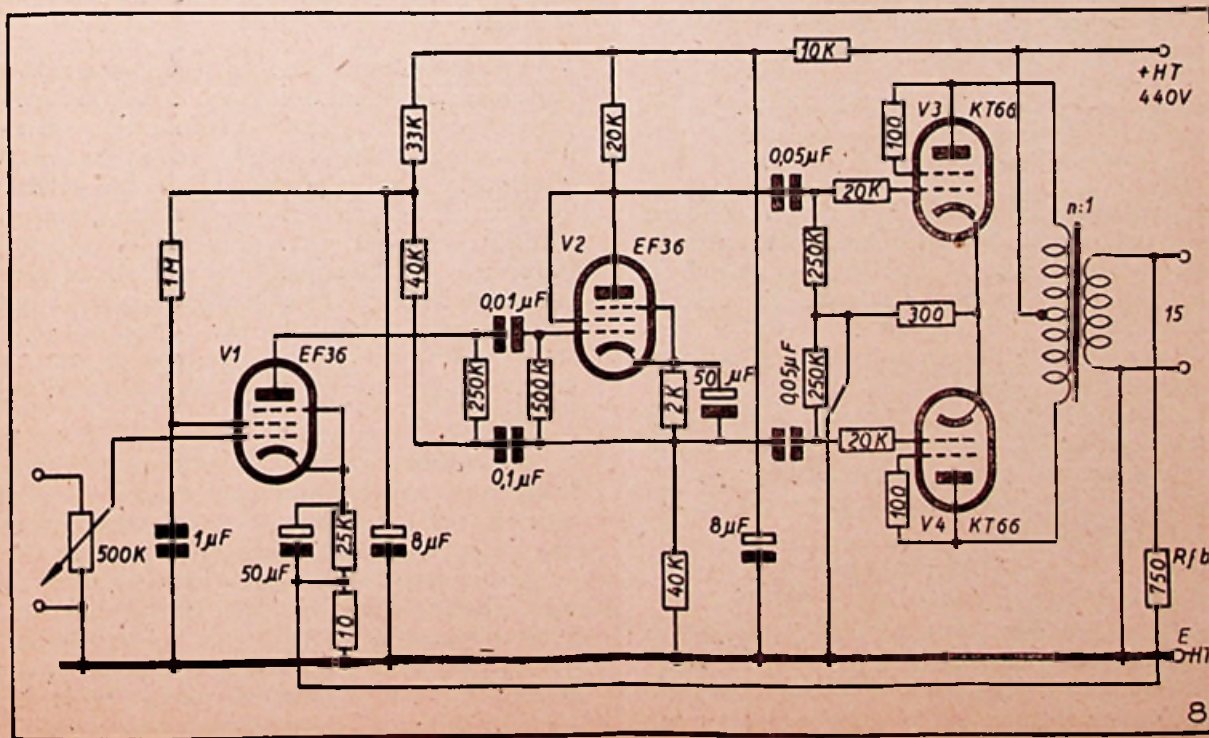
### 5. Toepassing.

Fig. 8 geeft het volledige schema weer, zoals het door Jeffery verwezenlijkt werd.

Zonder negatieve terugkoppeling bekomt men een uitgangsvermogen van 14,5 W met minder dan 0,025  $V_{eff}$  ingangsspanning.

Past men wel negatieve terugkoppeling toe (zoals aangeduid in fig. 8) dan moet men de ingangsspanning opdrijven tot 0,25  $V_{eff}$ . De negatieve terugkoppeling herleidt de vervorming op 0,5 per cent van het maximum uitgangsvermogen.

Gebruik makend van een degelijke uitgangstransformator en negatieve terugkoppeling bewam men een weergavekromme die vlak was op minder dan  $\pm 1$  decibel tussen 25 en 20.000 Hertz.



# RADARTECHNIEK

(Vervolg van blz. 174).

## TIJDBASISKRINGEN.

De meeste kringen in een radartoestel vervullen een tijdregelende controlefunctie. Deze kringen wekken een grote variëteit van spanningsgolven op zoals zaagtandgolven, trapezoidale golven, rechthoekige impulsen en spitse hoeken; en de buizen die in deze kringen gebruikt worden, worden meestal geweldig overstuurd; hun werkpunt verplaatst zich van verre onder het afknijppunt tot in het roosterstroomgebied. Al deze kringen staan gekend als **tijdbasiskringen** alhoewel de meeste onder hen meer speciaal kunnen gerangschikt worden als modulatorkringen, indicator-kringen, afstandsmeetkringen of zelfs video-ontvangerkringen, naar gelang van hun bijzondere functie. Hier gaan we nu de gemeenschappelijke principes van al de kringen met tijdsconstante zonder onderscheid bespreken.

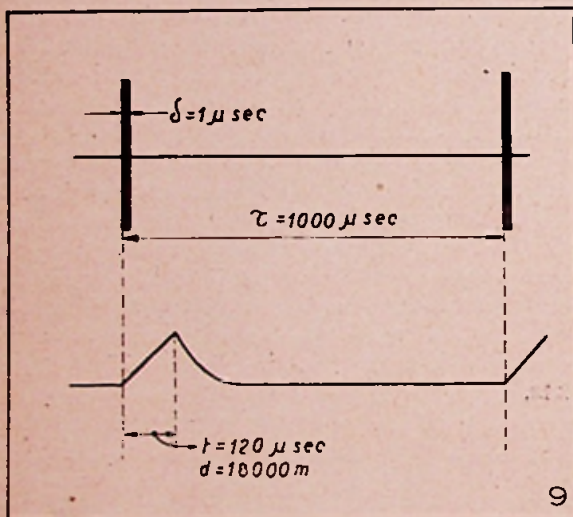


Fig. 9. — Boven: uitgezonden impulsen.  
Onder: aftastspanning (of stroom).

De fundamentele functie van tijdbasiskringen in ieder radartoestel bestaat in het synchroniseren van de aftastspanning (of -stroom) van de indicatorbuis met het uitgezonden impuls. De correcte tijdsverhoudingen zijn opgegeven in fig. 9. (De numerieke waarden die aangegeven worden, vormen een typisch voorbeeld, en zijn niet toepasbaar op elk speciaal radarapparaat). Merken we op dat de aftasting aanvangt bij het begin van ieder uitgezonden impuls en een duur heeft afhankelijk van de afstand van de hindernis. In het voorbeeld uit de figuur is

$$t = 2 \times \frac{18000}{3 \cdot 10^8} = 120 \mu \text{ sec.}$$

Men gebruikt twee methodes voor het synchroniseren van het uitgezonden impuls en de zaagtandspanning; en naargelang van de gebruikte methode rangschikt men de radarapparaten in:

- 1) hoofdosillatorsystemen en
- 2) autosynchroon systemen.

In **hoofdosillatorsystemen** controleert een laagvermogenoscillator de repeteerfrequentie van het toestel en synchroniserende impulsen ervan controleren tegelijkertijd het uitgezonden impuls en de aftasting.

In **autosynchroon systemen** stelt de zender of de modulator zelf zijn eigen repeteerfrequentie vast en synchroniserende impulsen ervan regelen de aftasting.

Hoofdosillatorsystemen zijn de soepelste, daar men in deze toestellen de aanvang van de aftasting voor of na kan doen ijen op de uitgezonden impulsen. Autosynchroon systemen daarentegen zijn eenvoudiger.

Buiten deze hoofdfunctie, kunnen de tijdbasiskringen nog heel wat andere functies vervullen zoals het afstandsmeten, het zichtbaar maken van de aftastlichtvlek uitsluitend gedurende de aftasting, het regelen van den werkingsduur van de ontvanger, enz.

Voorbeelden van golfvormen die opgewekt kunnen worden voor de vervulling van deze functies zijn:

**Ontstekingsimpulsen:** Talrijke kringen moeten een spanningsimpuls of ontstekingsimpuls krijgen ieder maal dat een werkingscyclus moet aanvangen. De verschillende delen van een radartoestel worden dikwijls gesynchroniseerd door het aanleggen, op het gepaste ogenblik van ontstekingsimpulsen.

**Versterkingsimpulsen:** Daar de aftasttijd dikwijls maar een klein breukdeel is van de repeteerperiode, moet de electronenstraal van een radar indicatorbuis uitgeschakeld worden tussen twee aftastingen in en ingeschakeld worden gedurende de aftasting zelf, zo niet zou men een grotere verlichting bekomen gedurende de terugloop dan gedurende de aftasting. Teneinde nu de electronenstraal derwijze te controleren, wordt de versterkingsimpuls uit fig. 10c aangelegd op het stuurrooster van de indicatorbuis of wordt een golf van omgekeerde polariteit aangelegd op de cathode.

**Sperimpulsen.** — Het gebeurt ook dat sommige kringen in een bepaald radartoestel in werking moeten treden gedurende een gedeelte slechts van de repeteerperiode en voor de rest van de periode moeten stilgelegd worden. Zo kan men, bijvoorbeeld, indien men zeer kleine minimum afstanden wenst te bestrijken, en om te beletten dat de ontvanger zou blokkeren, deze laatste uitschakelen gedurende de uitzending van de impulsen. Dit kan men bekomen door, bijvoorbeeld, een

A. BEGRENZERKRINGEN.

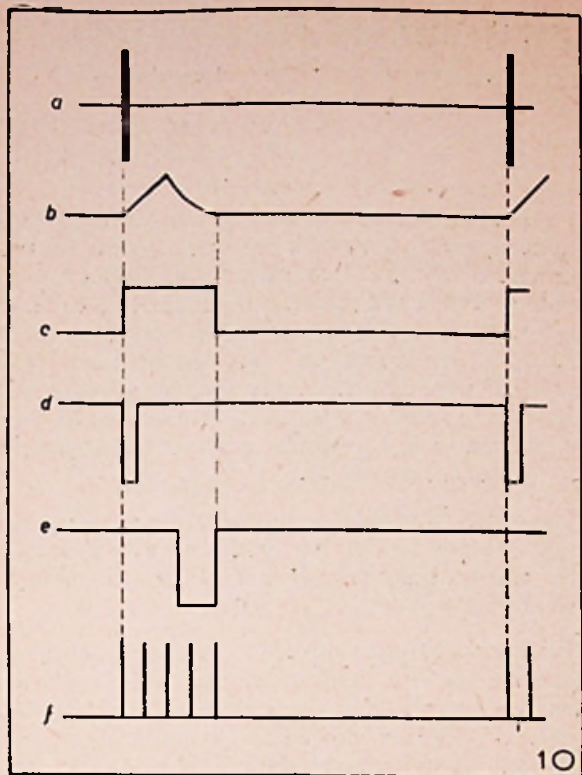


Fig. 10. — a. uitgezonden impulsen.  
 b. aftastspanning.  
 c. versterkingsimpuls.  
 d. uitschakelimpuls voor de ontvanger.  
 e. regelbare afstandstrap.  
 f. afstandsaanwijzers.

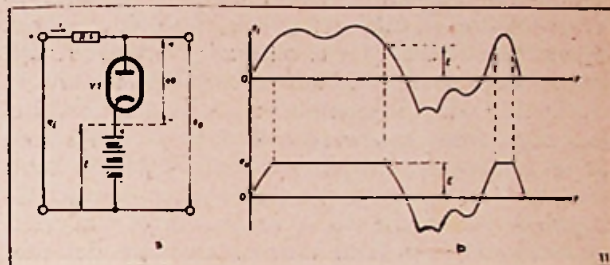
rechthoekige plaatspanning, aangeduid in fig. 10d aan te leggen op de ontvanger. Het positief gedeelte van de golf kan men doorlaatimpuls, het negatief gedeelte, suppressorimpuls noemen.

Een ander voorbeeld van sperimpuls voor de controle van een ontvanger is een kort impuls (afstandssperimpuls) dat een deel van de ontvanger in werking brengt voor de versterking van echo's voortkomende van een gegeven doel dat zich op een bepaalde afstand bevindt; deze signalen worden dan gebruikt in kringen die de antenne toelaten het doel automatisch te volgen.

Een laatste voorbeeld tenslotte bestaat uit sperimpulsen die gebruikt worden om de versterking van de ontvanger te regelen, zodanig dat de versterking toeneemt met de draagwijdte en dit om de vermindering van de echo-amplituden tegen te gaan. Het gebruik van dergelijke impulsen noemt men gevoeligheids-tijdregeling.

**Afstands-aanwijzers.** — Verschillende golfvormen kunnen gebruikt worden om de afstandsmeting van objectieven te vergemakkelijken, zo bijvoorbeeld, een beweegbare trap (fig. 2), nok of impuls. De aanwijzer wordt verplaatst totdat hij samenvalt met het echosein en de afstand wordt dan afgelezen op de schaal die de aanwijzer controleert. Men gebruikt ook dikwijls een stel vaste aanwijzers (fig. 2f) voor het calibreren van de afstandaftasting. De spaciëring tussen de aanwijzers op het scherm is constant en stemt overeen met een bekend afstandsinterval.

In tijdbasiskringen werken de versterkerbuizen meestal met ingangssignalen en polarisatiespanningen die de plaatstroom volledig uitschakelen gedurende een deel van een periode of die roosterstroom toelaten gedurende een ander deel of beide samen. De uitgangsgolf is de reproductie niet van de ingangsgolf; integendeel, sommige delen van de ingangsgolf ontbreken volledig aan de uitgang. Men zegt dat de buizen in dergelijke kringen sterk overstuurd zijn en dat de golven afgeknot of begrensd zijn.



1. Diodebegrenzing :

Fig. 11a stelt het schema voor van een diodebegrenzer. De ingangsspanning is  $e_1$  en de uitgangsspanning  $e_2$ . Men neemt aan dat de uitgangsbelaasting een zeer hoge impedantie bezit zodat de uitgangstroom praktisch kan verwaarloosd worden. De serieweerstand  $R_s$  is onontbeerlijk indien men een uitgangsspanning wenst te bekomen die kleiner is dan de aangelegde ingangsspanning. In sommige schakelingen wordt een reële weerstand  $R_s$  ingeschakeld; in andere, is deze weerstand niets anders dan de inwendige weerstand van de aangelegde bron.

Indien de ingangsspanning  $e_1$  bestendig kleiner is dan de batterijspanning  $E$ , dan vloeit er geen stroom door  $R_s$ . Daar heeft dus geen spanningsval plaats over  $R_s$  en de uitgangsspanning  $e_2$  is gelijk aan de ingangsspanning  $e_1$ . Wordt  $e_1$  groter dan  $E$ , dan wordt de diodeplaat positief ten opzichte van de cathode en vloeit er stroom door de diode. De diode gedraagt zich dan als een kortsluitingskring die de bovenste uitgangsklem verbindt met de positieve klem van de batterij. De uitgangsspanning bedraagt dan  $E$  en het verschil  $e_1 - E$  verdwijnt onder de vorm van spanningsval over  $R_s$ .

Legt men nu een ingangsspanning  $e_1$  aan die de vorm heeft van fig. 11b, dan krijgt men een uitgangsspanning die gelijk is aan  $e_1$  zolang  $e_1$  kleiner is dan  $E$ , en een uitgangsspanning gelijk aan  $E$  wanneer  $e_1$  groter is dan  $E$ . Men begrenst dus op deze wijze de positieve toppen van de ingangsgolf op een waarde die bepaald wordt door de spanning  $E$  van de batterij.

Voorgaande beredenering is slechts nauwkeurig voor zover  $R_s$  zeer groot is t.o.v. de weerstand van de diode; is dit niet het geval, dan is  $e_2$  enigszins groter dan  $E$ .

(Vervolgt)

# Radio-Omroep met Frequentie-Modulatie

naar Dr. E. H. ARMSTRONG.  
(Vervolg van blz. 135).

## HET ONTVANGSYSTEEM

De moeilijkste bewerking in het ontvangstsysteem is de omvorming van de frequentievariaties van het opgevangen sein in een stroom die de getrouwe weergave is van de oorspronkelijk gemoduleerde stroom. Dit is voornamelijk waar in het geval van de uitzending van radio-omroep met hoge getrouwheid. Het is natuurlijk onontbeerlijk dat de omvorming lineair zou gebeuren om te voorkomen dat harmonische trillingen zouden ontstaan, maar ze moet ook derwijze gebeuren dat de seinstroom niet in benadeligde positie komt te staan ten opzichte van de verschillende storingstypes waaraan de radio-ontvangst onderhevig is. In het speciaal omvormingstype dat met dit doel ontwikkeld werd en dat dus de frequentievariaties omzet in amplitudevariaties die achteraf gelijkgericht worden door middel van lineaire detectoren, is het hoofdzaak dat voor de maximum afwijking van de uitgezonden frequentie men een substantiële amplitudemodulatie bekomt voor de ontvanggolven. Op eerste zicht zou men kunnen denken dat 100 % modulatie ideaal zou zijn, nochtans bestaan er bezwaren tegen een te dichte benadering van deze grens. Verder is het duidelijk dat daar waar de omvorming van de maximum frequentie-afwijking slechts enkele percent amplitudemodulatie zou opleveren, de ontvanger hopeloos gehandicapeerd zou zijn ten opzichte van de amplitude storingen. Dit is waar, want zelfs indien men de spanning die aangelegd wordt aan het omvormingssysteem constant houdt door mid-

del van een begrenzerstoel of een automatische volumeregeling, dan heeft men nog steeds de tussenruimten waarin de invallende storingen met de geschikte fase aankomen om de seinstroom in de detector te neutraliseren, daarenboven bijna totale modulatie verwekkende van de gelijkgerichte stroom of nog de tussenruimtes waarin de storingstromen zelf groter amplitudevariaties opwekken dan het eigenlijke sein door kruismodulatie van zijn frequentie.

Een schakeling waarin lineaire omvorming kan plaats hebben zonder het systeem te benadeligen t.o.v. amplitudestoringen is schematisch voorgesteld in fig. 5.

Twee aftakkringen die ieder een weerstand, een capaciteit en een zelfinductie in serie bevatten, zoals voorgesteld, zijn verbonden met de middenfrequentversterker van een superheterodyne. Een capaciteit-zelfinductieschakeling wordt niet-reactief gemaakt voor een uiteinde van de frequentieband doorlopen door de seinstroom, de andere capaciteit-inductieschakeling is niet-reactief voor het andere uiteinde van de frequentieband. De weerstanden worden voldoende groot gekozen om de stroom constant te houden over de totale frequentieband; feitelijk voldoende groot om ieder tak wezenlijk aperiodisch te behouden. De reactantiekarakteristieken over capaciteit-inductiecombinaties verlopen zoals krommen A en B uit fig. 6. En vermits nu de weerstanden in serie met de reactantiecombinaties voldoende zijn om de stroom constant te houden over de volledige fre-

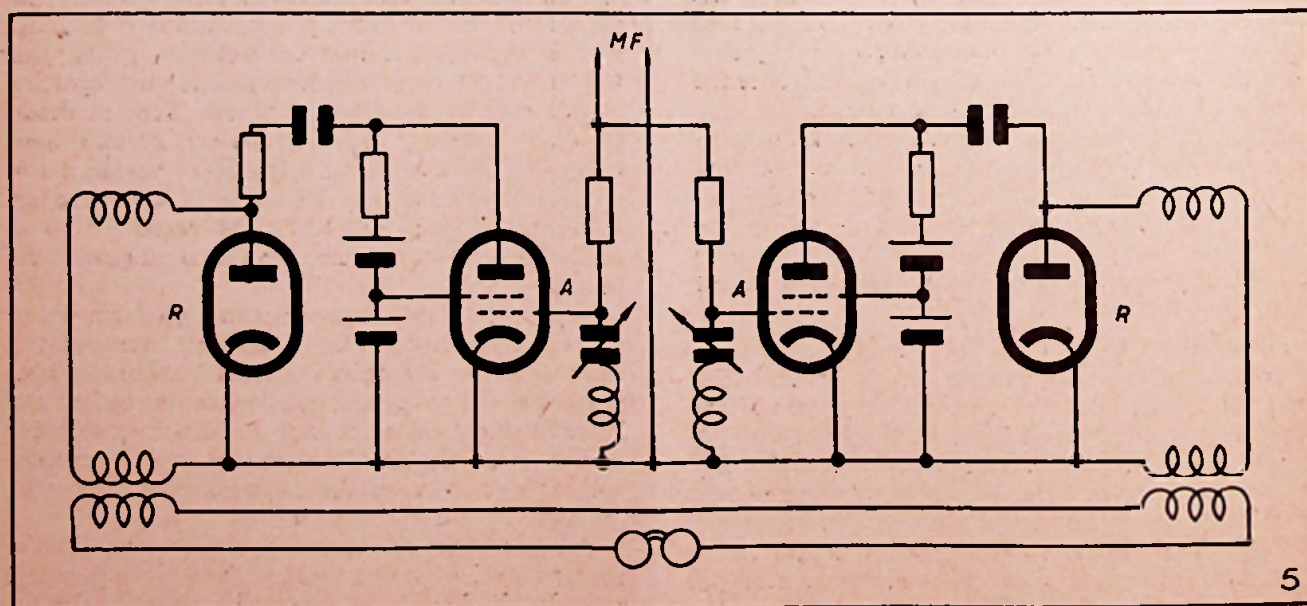


Fig. 5. — Lineaire conversieschakeling voor verbinding met middenfrequentversterker of ontvanger.  
R = gelijkrichters ; A = versterkers ; MF = middenfrequentversterker.

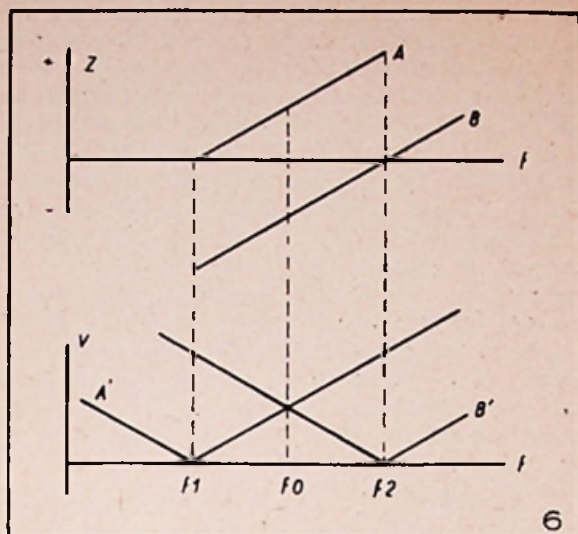


Fig. 6. — Reactantiekarakteristieken voor capaciteit-inductiecombinaties.

quentieband, spruit daaruit voort dat de spanningen die ontstaan over de twee combinaties evenredig zullen zijn met hun reactanties, zoals aangeduid in de krommen A' en B'. De twee spanningen worden respectievelijk naar twee identieke aperiodische versterkers gevoerd, elk verbonden met een lineaire gelijkrichter. De gelijkrichters zijn in serie geschakeld met identieke uitgaanstransformatoren, waarvan de secondairen zo geïmpedantiseerd zijn dat variaties van gelijkrichterstromen voortvloeiende van frequentievariatiën van het ontvangen sein additieve electromotrische krachten opwekken in de secondairen. Vermits de versterkers en de gelijkrichters lineair zijn, zullen de uitgaansstromen de amplitudevariatiën volgen die opgewekt worden door de capaciteit-inductiecombinaties.

In de studie van Dr. Armstrong volgt dan een variante van de omvormingsmethode die we hier echter niet zullen uiteenzetten.

In het tweede gedeelte van de studie — het belangrijkste — volgt dan de uiteenzetting betreffende de storingsvermindering en de praktische resultaten die bereikt werden.

## TWEEDE DEEL

### METHODE VAN STORINGSVERMINDERING

De grondslag van de methode bestaat in het invoeren in de uitzendgolf van een karakteristiek die niet kan gereproduceerd worden door storingen van natuurlijke oorsprong en in het gebruiken van een ontvangmiddel dat geen gevolg geeft aan de stromen voortvloeiende van de gewone storingen, echter wel aan de golven die de speciale karakteristiek bezitten.

De methode die zal beschreven worden maakt gebruik van een nieuw principe waarvan de toepassing aanleiding geeft tot een zeer belangrijk conflict met een ander principe dat jaren lang toonaangevend was, nl. het principe dat zegt dat

de verhouding seinsterkte storingsniveau verbetert wanneer de bandbreedte smaller wordt.

De oorsprong van deze overtuiging ligt reeds in het begin van de radio. In de periode van de vonkentelegrafie had men reeds vastgesteld dat « losse koppeling » tussen zender en ontvanger een « scherpe golf » verwekte en dat de atmosferische storingen erdoor verminderd werden. Verdere storingsvermindering trad op toen onderhouden golfzenders de vonkzenders vervingen en toen tegenkoppeling de bandbreedte van het systeem smaller maakte. Men merkte echter op dat « overdreven resonantie » moest vermeden worden wilde men overdreven vervorming vermijden. Er werd kwalitatief besloten dat er een zekere « selectiviteit » was die de beste uitslagen opleverde.

In 1925 werd het vraagstuk kwantitatief behandeld door CARSON (1). De wiskundige behandeling van de gedragwijze van selectiviteitskringen onderhevig aan atmosferische storingen leidde tot de stelling dat « indien het seinsysteem de overdracht moest verzekeren van een band frequenties gelegen tussen  $\omega_2$  en  $\omega_1$ , en de selectiviteitskringen hiervoor doelmatig verwezenlijkt werden, de waarde van de effectieve storingsstroom evenredig is met de bandbreedte

$$\frac{\omega_2 - \omega_1}{2\pi}$$

HAZELTINE (2) stippelde uit, dat indien men een detector toevoegde tot zulk een systeem en een draaggolf van groter niveau dan de storingstromen aanwezig was, voor normale ontvangst alleen de componenten van de storingsstromen van belang zijn die binnen het hoorbare bereik van de frequentie van de draaggolf verwijderd zijn. Carson's theorie moest dus aangevuld worden door het gebruik van een factor gelijk aan de relatieve gevoeligheid van het oor voor de verschillende frequenties.

De ontdekking van het hageffect en van het thermisch geruis en de studie van hun invloed op de versterkingsgrenzen leidde tot de ontdekking van verhoudingen die veel gelijkenis vertoonden met deze opgegeven door Carson voor de atmosferische storingen.

Toen JOHNSON (3) de ontdekking van de e.m.k. veroorzaakt door thermische agitatie uiteenzette en het vraagstuk der vermindering der storingen, hierdoor opgewekt bij versterking, behandelde, kwam hij tot hetzelfde besluit als in de theorie van Carson, nl. dat de bandbreedte van het systeem niet groter zou gemaakt worden dan strikt noodzakelijk voor de geschikte overdracht van de ingangsspanning. Daar waar een spanning met constante frequentie en met constante am-

(1) J. R. Carson, « Selective circuits and static interference » Bell Sys. Tech. Journ., vol. 4, p. 265 (1925).

(2) L. A. Hazeltine : Discussion on « The shielded neutrodyne receiver ». Proc. I.R.E., vol. 14, pp. 408-409. Juni 1926.

(3) J. B. Johnson : « Thermal agitation of electricity in conductors ». Phys. Rev. Vol. 32, n° 1, July (1926).

plitude gebruikt wordt kan men de selectiviteit tot het uiterste opdrijven en, in verhouding, de storingen verminderen; varieert echter de aangelegde spanning in frequentie of amplitude dan moet men een frequentieband nemen die reenschap houdt met deze variaties en dan moet men een zekere hoeveelheid storingen dulden.

In een classieke studie waarin hij het grondgeruis opgewekt door het hageffect en het thermisch effect bestudeerde, bekwam BALLANTINE (4) een volledige uitdrukking van het uitganggeruis.

In een studie van de versterkingsgrenzen door JOHNSON en LLEWELLYN (5) kwamen deze laatsten tot het besluit dat in een goed gebouwde versterker de grenzen vastgesteld worden door de thermische agitatie in de ingangskring van de versterker, dat het stoorvermogen in de uitgang van de versterker evenredig is met de frequentieband en dat deze laatste, de enige regelbare factor in de geruisvergelijking, niet groter mag genomen worden dan strikt noodzakelijk. Men komt tot een gelijkaardig besluit voor het geval van een detector verbonden met de uitgang van een hoogfrequentversterker gevoed door een draaggolf.

•

Het is nu van belang te weten wat er gebeurt in een lineaire detector verbonden met de uitgang van een brede bandversterker die gelijkvormig versterkt over een band van 300 tot 500 kilohertz. Veronderstellen we dat de versterking voldoende groot is om de spanning opgewekt door thermische agitatie en hageffect op te drijven om lineaire detectie te bekomen en dat geen signaal wordt opgevangen. In deze voorwaarden zullen de frequenties van alle delen van het spectrum gelegen tussen 300 en 500 kilohertz samenzweven en er het hunne toe bijdragen om in de output van de detector de welbekende ruistoon te doen ontstaan. Het frequentiespectrum in de gelijkgerichte uitgang strekt zich uit van een tamelijk lage waarde voortkomende van de zweeping van naast elkaar liggende componenten tot de frequentie van 200 kilohertz voortkomende van de zweeping van de meest verwijderde componenten uit de band.

Het is belangrijk te noteren dat alle delen van het 300 tot 500 kilohertz spectrum er het hunne toe bijdragen tot het opwekken in de detectoruitgang van de frequenties die ons interesseren — t.z. de frequenties die gelegen zijn binnen de hoorbare band.

Veronderstellen we nu dat een niet-gemoduleerd signaal van b.v. 400 kilohertz ontvangen

kan worden en dat zijn amplitude groter is dan dit van de storingsstromen. In deze omstandigheden ontstaat er een heel stel nieuwe voorwaarden. De aanwezigheid van de 400 kilohertzstroom legt de gelijkrichting stil van de zwevingen die ontstaan tussen de verschillende componenten van het spectrum gelegen in de 300 tot 500 kHz-band en dwingt iedere gelijkrichting te gebeuren in verband met de 400 kHz-draaggolf. In de uitgang van de gelijkrichter worden er bijgevolg een ganse reeks frequenties opgewekt gaande van een lage frequentie tot 100 kilohertz. De laagste frequentie is opgewekt door de spectrumcomponenten die in de nabijheid van de 400 kilohertzstroom gelegen zijn, de hoogste door de componenten die op de uiteinden van de band gelegen zijn, t.z. 300 respectievelijk 500 kilohertz.

De karakteristieken van de gelijkrichters en de grootte van sommige effecten waarvan sprake hierboven worden verduidelijkt door de volgende figuren. De werkelijke demodulatie van de zwevingen tussen naburige componenten in de aanwezigheid van de 400 kilohertz stroom is voorgesteld door de karakteristiek uit fig. 7. Deze kromme stelt voor wat er gebeurt met de uitgangsspanning van een gelijkrichter opgewekt door de zweving van twee gelijkwaardige stromen van 350 en 351 kilohertz, respectievelijk, en wanneer een 400 kHz-stroom naar dezelfde gelijkrichter wordt gestuurd waarvan de amplitude geleidelijk toeneemt in verhouding tot de amplitude van deze twee stromen. Men bekwam de kromme door middel van de opstelling voorgesteld in fig. 8, in dewelke twee oscillatoren gelijke stromen opwekten van 350 en 351 kilohertz respectievelijk en die naar een diodegelijkrichter in serie met een weerstand van 10.000 ohm gestuurd worden. De output van de detector wordt via een onderdoorlaatfilter en een spanningsdeler, naar een versterker gestuurd.

De 400 kilohertz-stroom wordt naar de detector gestuurd zonder dat de spanningsverhoudingen van de twee oscillatoren gestoord worden en men gaat er de invloed van na op de gelijkgerichte uitgangsspanning bij stijgende waarde van de 400 kHz-stroom. De onderdoorlaatfilter wordt tussengeschaakeld om te vermijden dat de 49 of 50 kHz-stromen, voortkomende van de zwevingen van de 350 en 351 kHz-stromen met de 400 kHz-stroom, het meetapparaat zouden kunnen bereiken. De lineariteitskromme van de gelijkrichter is voorgesteld in fig. 9. In deze kromme wordt de spanning voortkomende van de zweving tussen een stroom van constante amplitude en een stroom waarvan de amplitude stijgt tot zij verschillende keren de waarde van de eerste amplitude bereikt voorgesteld in functie van de verhouding der twee stromen. De lineariteit van de gelijkrichter is zodanig, dat wanneer de verhouding der stromen twee bedraagt er geen verdere toename meer plaats heeft van de uitgangsspanning. Feitelijk bedraagt het rendement der gelijkrichting, wanneer de twee stromen gelijk zijn, slechts twintig percent minder dan het maximum.

(4) Stuart Ballantine: « Fluctuation noise in radio receivers ». Proc. I.R.E. Vol. 18, pp. 1377-1387, Aug. 1930.

(5) J. B. Johnson and F. B. Llewellyn: « Limits to amplification ». Trans. A.I.E.E., Vol. 53, n° 11, Nov. 1934.



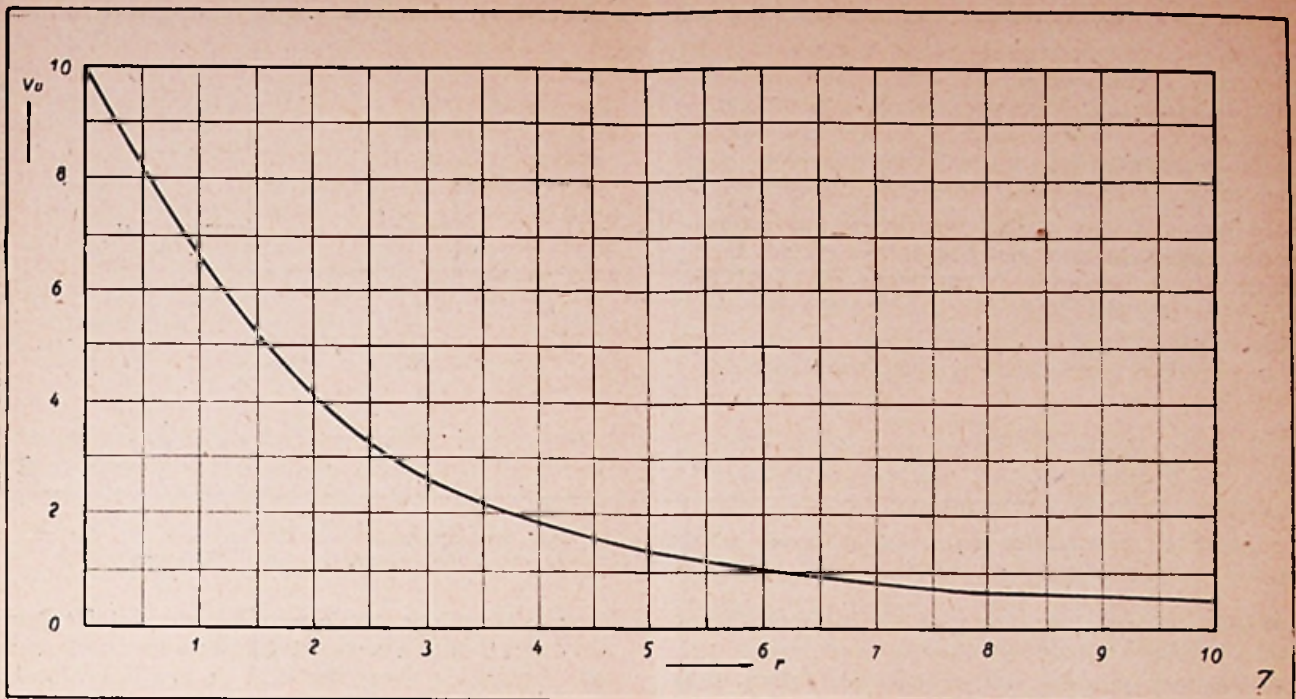


Fig. 7. — Invloed van een 400 kHz-stroom op de zwingen van naburige frequenties.  
 $r$  = verhouding piekwaarde 400 kHz-stroom op gecombineerde 350-351 kHz-stromen.  
 $V_u$  = gelijkgerichte uitgangsspanning van 1000 Hz-stroom opgewekt door de zwingen tussen 350 en 351 kHz-stromen.

Het is belangrijk hier te noteren dat de enige frequenties uit het spectrum die er toe bijdragen stromen van hoorbare frequentie op te wekken in de uitgangskring van de detector, frequenties zijn die op minder dan een hoorbare band verwijderd zijn van de draaggolf. Benaderend kunnen we schatten dat deze band zich uitstrekt tussen 390 en 410 kilohertz. De frequenties die buiten deze grenzen liggen zweven t.o.v. de 400 kHz-draaggolf en worden natuurlijk gelijkgericht door de detector; de gedetecteerde stromen echter liggen buiten het hoorbare bereik en oefenen bijgevolg geen invloed uit op het oor. Daar spruit uit voort, dat indien de draaggolf ietwat groter is in amplitude dan de storingsstromen, de signaal-geruisverhouding van een ontvanger waarvan de admittantie tweemaal het hoorbare bedekt dezelfde zal zijn als degene van een ontvanger waarvan de band verschillende keren deze waarde bedraagt. (Er treden, vanzelfsprekend, enkele nevenverschijnselen op maar zij zijn van zulk ondergeschikt belang dat het oor ze niet kan detecteren). De amplitude van de storingsstromen in de detectoroutput zal variëren naar gelang de componenten van de storingsstromen in of uit phase komen met de draaggolf, en de gedetecteerde uitgangstroom stijgt boven of onder het niveau van de gelijkgerichte draagstroom met een bedrag dat evenredig is met de amplitude van de componenten van de 300-500 kilohertzband. De redenen van de onafhankelijkheid van de signaal-geruisverhouding t.o.v. de bandbreedte, in de omstandigheden die beschreven werden, blijken nu duidelijk. Proefondervindelijk kan zij

in ieder geval, heel gemakkelijk worden vastgesteld.

Wat gebeurt er nu wanneer een stroombegrenzer wordt geschakeld tussen de uitgang van de versterker en de ingang van de detector? (Men veronderstelt nog steeds het signaalniveau groter dan de topwaarde van het ruisniveau). Er treden twee gevolgen op. Een eerste effect bestaat in het afschaffen in de uitgangskring van de begrenzer van al de componenten van de storingsstromen die hetzij in phase, hetzij in tegenphase zijn met de 400 kHz-drager. Het tweede effect zal er in bestaan doorgang te verlenen aan al de componenten van de storingsstromen die zich in quadrature bevinden met de 400 kHz-draaggolf.

Beide gevolgen zijn toe te schrijven aan een zeer eigenaardig proces dat plaats heeft in de begrenzer. Iedere component, die in de band gelegen is, doet een beeld ontstaan dat langs de andere zijde van het 400 kHz-punt gelegen is, en waarvan het frequentieverschil met 400 kHz gelijk is aan het frequentieverschil tussen 400 kHz en de oorspronkelijke component. De betrekkelijke phase van de oorspronkelijke stroom, de 400 kilohertzstroom en de beeldstroom is de phasesmodulatie — d.w.z. wanneer de oorspronkelijke component en haar beeld in phase zijn met elkaar, is de 400 kHz-stroom verschoven van  $90^\circ$  t.o.v. haar beide, en op het ogenblik dat de 400 kHz-stroom in phase is met één der twee frequenties dan is zij verschoven t.o.v. de andere.

De verhouding (proefondervindelijk vastgelegd) tussen de amplitudes van de oorspronkelijke

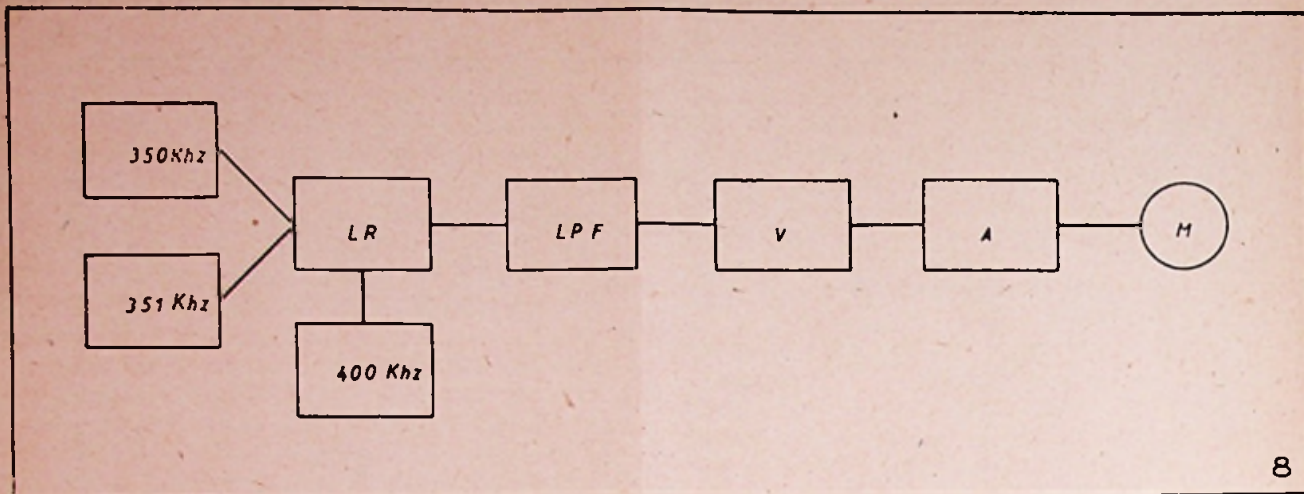


Fig. 8. — Blokschema van de opstelling die gebruikt werd voor het opnemen van de kromme uit fig. 7.  
 LR = lineaire gelijkrichter; LPF = onderdoorlaatfilter; V = potentiometer; A = versterker.

stroom en zijn beeld is grafisch voorgesteld in fig. 10. Deze stelt de verhouding voor van de amplitude van een 390 kHz-stroom die, samen met een 400 kHz-stroom naar een begrenzer gevoerd wordt en het resulterende 410 kHz-beeld in functie van het percent van de draaggolfamplitude. Uit de figuur blijkt, dat in de zone die nuttig is, de kromme nagenoeg lineair verloopt. Onderzoeken we thans wat er plaats grijpt wanneer een selectiesysteem, zoals in fig. 11, geschakeld wordt tussen de begrenzer en de detector. (De bandfilter dient voor het verwijderen van begrenzer harmonischen).

We kunnen een benaderend begrip krijgen van wat er gebeurt wanneer we een enkele component van het interferentiespectrum beschouwen. Veronderstellen we, dat deze componente gelegen is op 390 kilohertz en dat, door de werking die reeds werd uiteengezet het beeld op 410 kilohertz ontstaat. Deze twee frequenties zijn gelijk in amplitude en bevinden zich in zulke phase t.o.v. elkander en t.o.v. de 400 kilohertz-draaggolf dat er geen amplitudevariatie optreedt.

Veronderstellen we nu, dat het selectiesysteem een karakteristiek heeft die verloopt zoals M.N.

uit fig. 12 en een totale amplitudemodulatie geeft voor een tien kilohertz-uitwijking van de frequentie. Aangezien voor 390 kHz de schijnweerstand over de capaciteit-inductiecombinatie nul is en ze voor 410 kHz het dubbel bedraagt van haar waarde voor 400 kHz volgt daaruit, dat de 390 kHz-componente nul is en de verhouding van de 410 kHz-componente tot de 400 kHz-componente gelijk is aan twee, dus tweemaal zo groot als in de kringen vóór het selectiesysteem. De amplitudevariatie is dus evenredig met 0 U. In combinatie met de 400 kHz-draaggo'f ontstaat er bijgevolg een amplitudevariatie die nagenoeg identisch is aan degene die men zou bekomen indien de stroombegrenzer afgeschaft werd en het selectiesysteem vervangen werd door een aperiodische koppeling van zu'ke waarde dat het detectorniveau behouden bleef.

Beschouwen we thans wat er gebeurt wanneer men een selectiesysteem gebruikt dat een karakteristiek heeft dat verloopt zoals P.Q. en dat een uitwijking van 100 kilohertz vereist om volledige amplitudemodulatie te bekomen. De 400 kHz-spanning aangelegd op de gelijkrichter blijft dezelfde als voorheen, maar de amplitudes van de

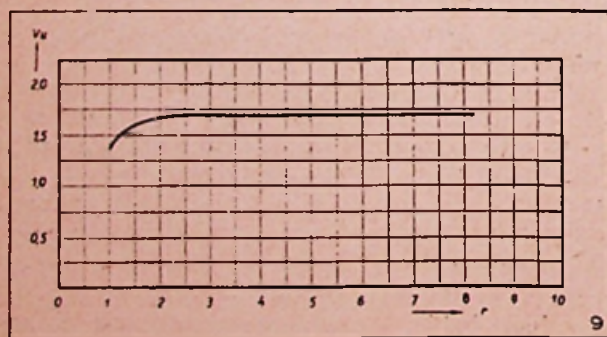


Fig. 9. — Lineariteitskromme van de gelijkrichter.  
 r = verhoudingheterodyne-sigitaal.  
 Vu = uitgangsspanning.

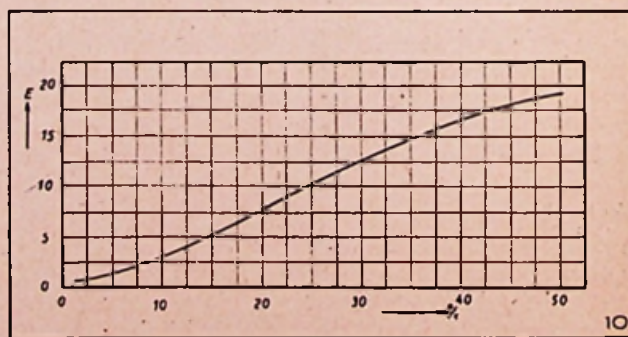


Fig. 10. — Verhouding tussen amplitude van oorspronkelijke stroom en beeld.  
 Ascis: Aanvankelijke zijfrequentie in % van de draaggolf. E = E beeld.

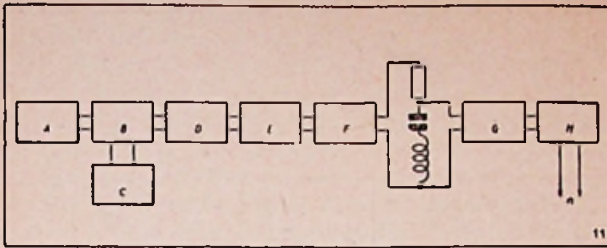


Fig. 11. — Selectiesysteem tussen begrenzer en detector  
 A = 1<sup>e</sup> versterker ; B = omvormer ; C = oscillator ;  
 D = 2<sup>e</sup> versterker ; E = begrenzer ; F = bandfilter ;  
 G = versterker ; H = detector.

390 en 410 kHz-spanningen zullen slechts weinig veranderen. De 410 kHz-spanning stijgt in een verhouding OT/OS en de 390 kHz-spanning neemt af in een verhouding OR/OS. Het frequentieverschil is evenredig met het verschil tussen OR en OT, t.t.z. met RT en het amplitudeverschil is eveneens evenredig met RT. De vermindering van de amplitude van de storing gemeten in de detectoroutput wanneer men gebruik maakt van een 200 kHz breed selectiesysteem vergeleken met die van een 20 kHz breed selectiesysteem is dus RT/OU. In onderhavig geval bedraagt dit 10 %. De vermogenverhouding is gelijk aan het kwadraat ervan of 1 %.

Voorgaande beredening houdt evengoed in het geval van een uitgebalanceerd gelijkrichter-systeem, waarin een selectiesysteem gebruikt wordt waarvan de karakteristieken verlopen zoals in fig. 13.

Het is natuurlijk klaar dat stoorstromen die meer dan 10 kHz verwijderd zijn van het 400 kHz-punt, door inwerking van de 400 kHz-stroom, grotere gelijkgerichte stromen zullen geven dan degene die in die band liggen. Maar de gelijkgerichte stromen die door deze componenten worden opgewekt liggen buiten het hoorbare bereik. (Het is echter toch raadzaam ze door middel van een onderdoorlaatfilter te verwijderen ten einde ieder schadelijk verschijnsel te elimineren).

Thans blijft nog na te gaan wat er gebeurt wanneer de frequentie van de 400 kilohertz-

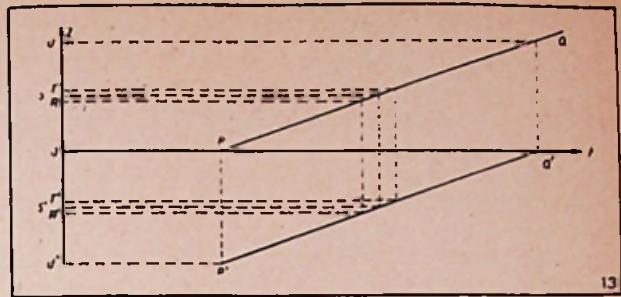


Fig. 13. — Karakteristiek van het selectiesysteem te gebruiken met gebalanceerde gelijkrichter.

stroom varieert in overeenstemming met de zendermodulatie. Uit fig. 12 blijkt duidelijk, dat wanneer het selectiesysteem de karakteristiek MN bezit, een frequentieuitwijking van 10.000 Hertz 100 % modulatie zal geven, t.t.z. een amplitude variatie evenredig met OU. Op gelijkaardige wijze, wanneer de karakteristiek overeenstemt met PQ, is een frequentie-uitwijking van 10.000 Hertz nodig om 100 % modulatie te bekomen, eveneens evenredig met OU. Wanneer nu de signaalstroom heen en weer wordt geslingerd in de frequentieband die zich uitstrekt tussen 300 en 500 kilohertz, varieert aanhoudend de frequentieband die aanleiding geeft tot hoorbare storingen en verloopt 10 kHz boven en 10 kHz onder wat we zullen noemen de ogenblikkelijke waarde van de seinfrequentie. Het effect is geïllustreerd in fig. 14 en hieruit zien we dat de amplitude van de storingen in de uitgangskring van de gelijkrichters, evenredig met de som van RT en R'T', constant zal zijn. Dit is juist wanneer de verhouding van de amplitude van het signaal tot de storingen voldoende groot is — waar dit niet het geval is, treden er andere verschijnselen op die de uitkomsten wijzigen, maar dit wordt slechts van enig belang op de grenzen van de praktische werking.

(Vervolgt)

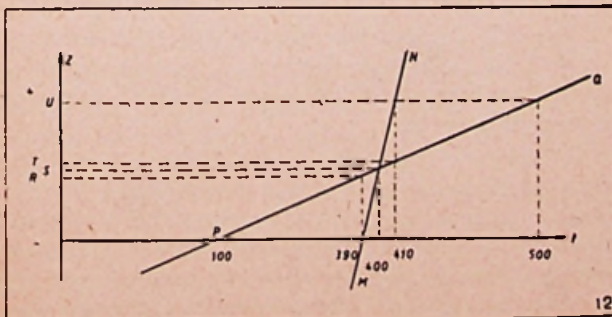


Fig. 12. — Karakteristiek van het selectiesysteem.

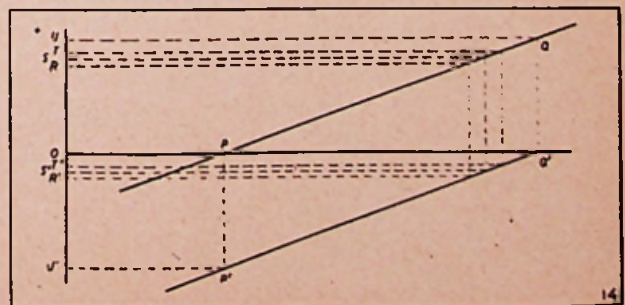


Fig. 14. — De storing wordt afgeleid door verandering van de frequentieband.

# DE BREDE-FREQUENTIEBAND VERSTERKER

Voorgedragen door L. BORLOO in het Seminarie van het Na.Ra.Fi. onder leiding van PROF. E.J.I.M. PALMANS.

(Vervolg van blz. 174).

### c) Invloed van het schermrooster bij onvoldoende ont koppeling.

Bij onvoldoende ont koppeling van het schermrooster ontstaat een wisselspanning, die zoals we uit fig. 18 zien zodanig is dat ze de versterking van de buis tegenwerkt.

Inderdaad op het ogenblik dat een positieve alternantie het stuurrooster bereikt, zal de plaatspanning maar ook de schermroosterspanning afnemen. Is de dynamische versterkingsfactor van het schermrooster t.o.v. het stuurrooster gelijk aan  $K_1$  dan ontstaat ten gevolge hiervan over de schermroosterbelasting een wisselspanning gelijk aan  $K_1 v_{g1} = v_s$ . Deze spanning op haar beurt doet in de plaatkring een wisselspanning  $v_a'$  ontstaan die tegengesteld is aan de wisselspanning  $v_a''$  die ontstaat onder invloed van  $v_{g1}$ . In fig. 19 wordt ons daarvan een duidelijk beeld gegeven.

We hebben reeds gezegd dat :

$$v_s = K_1 v_{g1} = S_{ds} Z_s v_{g1}$$

Hierin is  $S_{ds}$  de dynamische steilheid van de triode gevormd door kathode, stuurrooster en schermrooster.

Stellen we  $S_{ds} = \alpha S$

$S$  zijnde de steilheid van de pentode dan is

$$v_s = \alpha S Z_s v_{g1}$$

Verder is  $v_a' = K_2 v_s = S_{ds}' Z_a v_s$ .

Hierin zijn  $K_2$  en  $S_{ds}'$  respectievelijk de dynamische versterking en steilheid van de triode gevormd door kathode, schermrooster en anode.

Stellen we  $S_{ds}' = \beta S$  dan bekomen we :

$$v_a' = \beta S Z_a v_s$$

of als we  $v_s$  vervangen door zijn waarde :

$$v_a' = \alpha \beta S^2 Z_n Z_s v_{g1}$$

en vermits  $S Z_n v_{g1} = v_n$

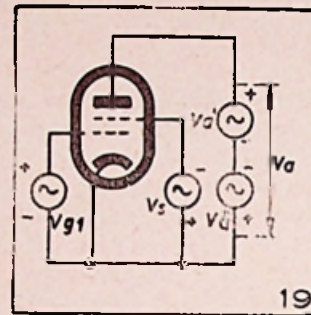
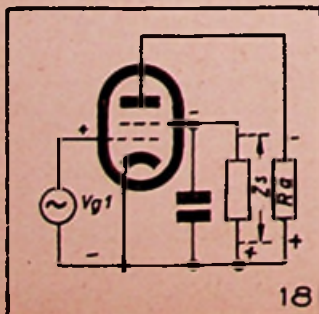
$$v_a' = v_n \alpha \beta Z_s$$

In geval  $v_n = 0$  (bij hoge frequenties is dit zo) is :

$$v_n = v_n''$$

Is  $v_n \neq 0$  dan hebben we :

$$v_n = v_n'' - v_a'$$



of

$$v_n'' = v_n + v_a' = v_n + v_n \alpha \beta S Z_s = v_n (1 + \alpha \beta S Z_s) \tag{1}$$

of

$$v_n = \frac{v_n''}{1 + \alpha \beta S Z_s} \tag{2}$$

daar nu ook in geval  $v_n = 0$

$$v_n'' = S Z_n v_{g1}$$

wordt (1) en (2)

$$v_n = S Z_n v_{g1} \tag{1'}$$

en

$$v_n = \frac{S Z_n v_{g1}}{1 + \alpha \beta S Z_s} = S' Z_n v_{g1} \tag{2'}$$

waarin

$$S' = \frac{S}{1 + \alpha \beta S Z_s}$$

Uit (1') en (2') zien we dat de steilheid tengevolge van  $Z_s$  met een factor  $(1 + \alpha \beta S Z_s)$  kleiner geworden is.

Daar het produkt  $\alpha \beta$  ongeveer gelijk is aan 0,01 kunnen we gemakkelijk uitrekenen, dat ingeval  $S Z_s = 2$  we een verzwakking van 2% krijgen. Is  $Z_s S = 1$  dan bedraagt de verzwakking 1%.

Daar de impedantie  $Z_s$  voornamelijk samengesteld is uit de impedantie van  $C_s$  komen we tot de gevolgtrekking dat  $C_s$  zo groot mogelijk dient genomen te worden.

Een andere methode om een kleine schermroosterimpedantie te bekomen is deze waarbij gebruik wordt gemaakt van spanningstabiliseerbuisen daar deze in de regel een kleine wisselstroomweerstand bezitten. Verder kan de invloed van het schermrooster volledig worden uitgeschakeld door gebruik te maken van buizen waarbij het schermrooster rechtstreeks verbonden wordt met de hoogspanning.

d) Invloed van de inwendige weerstand van de spanningsbron.

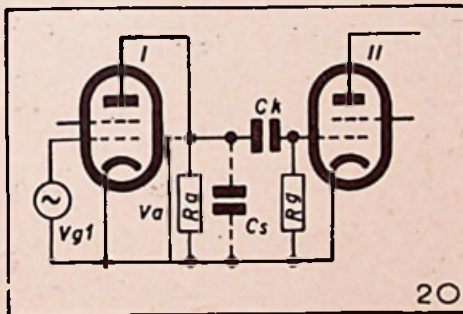
De inwendige weerstand van de spanningsbron wordt voornamelijk bepaald door de impedantie van de uitgangscapacitor van het filtersysteem. Daar deze impedantie varieert met de frequentie kan het gebeuren dat bij zeer lage frequenties terugwerking ontstaat van de ene trap op de andere waardoor allerhande ongewenste verschijnselen kunnen optreden zoals: tegenkoppeling, motorboating enz...

Om dit effect tegen te gaan kan men gebruik maken van filters bestaande uit weerstanden en capaciteiten. Men kan het nu ook zo inrichten dat de filter tegelijkertijd kan dienen om de invloed van de koppelcondensator tegen te gaan en tevens als ontkoppelement. Een andere methode om de invloed van de impedantie van de bron uit te schakelen is deze waarbij gebruik wordt gemaakt van spanningsstabiliseerbuizen.

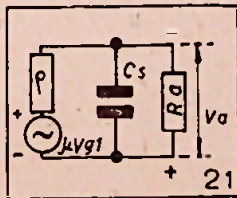
2) Vervormingsonderdrukking der hoge frequenties.

a) Gedrag van de versterker bij hoge frequentie.

Aan de hand van fig. 20 en zijn vervangschema fig. 21 kunnen we gemakkelijk het gedrag van de versterker voor hoge frequenties nagaan.



Als gevolg van de schadelijke capaciteit  $C_1$  die parallel over  $R_n$  staat, vermindert de versterking bij hoge frequenties. De impedantie van de anodekring is immers niet constant maar verandert met de frequentie.



Het versterkingsprobleem komt er dus op neer de werkelijke  $R_n$  te bepalen. De anode-impedantie is samengesteld uit een ohms gedeelte en parallel daarover de schadelijke capaciteit  $C_s$ .

Het ohms gedeelte bestaat uit de parallelschakeling van  $R_n$  en  $R_{g_2}$ , zoals we gezien hebben wordt met het oog op een onverzwakte transmissie der lage frequenties  $R_g$  zeer groot genomen zodat zijn invloed op  $R_n$  verwaarloosd kan worden.

De schadelijke capaciteit  $C_s$  wordt bepaald door de schakel- en buiscapaciteiten en is als volgt samengesteld:

$$C_s = C_{ak} + C_{gk} + C_{ga} (1 + K) + C_{sch}$$

$C_{ak}$  = anode-kathode capaciteit van buis I  
 $C_{gk}$  = rooster-kathode capaciteit van buis II  
 $C_{ga}$  = rooster-anode capaciteit van buis II  
 $K$  = dynamische versterkingsfactor van buis II.  
 $C_{sch}$  = schakelcapaciteit.

Van al deze capaciteiten is alleen  $C_{sch}$  voor ons onbekend, de andere worden ons immers door de buisconstrueur gegeven. In de regel is  $C_{sch}$  heel moeilijk te bepalen. Beschikt men nochtans over de nodige meetinstrumenten dan is de totale schadelijke capaciteit  $C_1$  gemakkelijk te bepalen. De methode is als volgt:

We verbinden het stuurrooster van buis I met een generator die een constante wisselspanning levert onafhankelijk van de frequentie. De klemmen van  $R_n$  worden verbonden met een lampvoltmeter. Men stelt de generator in op een lage frequentie (bv. 2000 Hz) en we meten de spanning over  $R_n$ . Zij deze spanning gelijk aan  $V$ . Daarna varieert men de frequentie van de generator zolang tot de spanning over  $R_n$  gedaald is op 0,707  $V$ . We lezen de frequentie af (b.v.  $f_0$ ) en passen volgende formule toe die ons  $C_1$  geeft

$$C_1 = \frac{1}{\omega_0 R_n}$$

Daar de lampvoltmeter ook een zekere capaciteit heeft bv.  $C_v$ , moet men, om de werkelijke  $C_s$  te kennen, deze capaciteit aftrekken van de in bovenstaande formule gevonden waarde.

We komen tot deze formule door de volgende derivatie.

We weten dat

$$K = S_d Z_a$$

$$(Z_a) = \frac{R_a \cdot \frac{1}{j \omega C_s}}{R_a + \frac{1}{j \omega C_s}}$$

$$Z_a = \frac{1}{\omega C_s} \frac{R_a}{\sqrt{R_a^2 + \frac{1}{\omega^2 C_s^2}}} = \frac{R_a}{\sqrt{R_a^2 \omega^2 C_s^2 + 1}} \quad (1)$$

Voor een bepaalde waarde van  $\omega$ , bv.  $\omega_0$  wordt  $R_a^2 \omega_0^2 C_s^2 = 1$ .

In dat geval is

$$Z_a = \frac{R_a}{\sqrt{2}}$$

De versterking is dan

$$K_0 = S_d \frac{R_a}{\sqrt{2}} = 0,707 S_d R_a = 0,707 K.$$

Is de versterking  $K_0$  gedaald op 0,707  $K$  dan is  $R_a \omega_0 \cdot C_s = 1$ .

Hieruit kunnen we  $C_s$  bepalen

$$C_s = \frac{1}{R_a \omega_0}$$

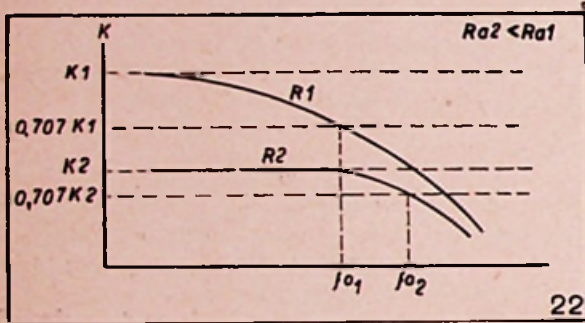
b) Invloed van Ra op de lineaire distortie.

Uit formule (1) zien we dat de invloed van de frequentie op Za en dus ook op de versterking ons gegeven wordt door de term onder het wortelteken.

Delen we teller en noemer van (1) door Ra dan is Za gelijk aan :

$$Z_a = \frac{1}{\sqrt{\omega^2 C_s^2 + \frac{1}{R_a^2}}}$$

en we zien onmiddellijk dat Za des te constanter zal zijn naarmate Ra kleiner is en zal dus ook de bovenste grensfrequentie des te hoger komen te liggen. Daar bij gemiddelde frequenties de versterking evenredig is met Ra zal een verkleinen van Ra tengevo'ge hebben dat de versterking vermindert. De invloed van Ra op het frequentiebereik zien we duidelijk uit de volgende figuur :



c) Lineaire vervormingsonderdrukking door smoorspoel in de anodekring.

Bij de bovenste grensfrequentie fo is zonder vervormingsonderdrukking de spanning vao gedaald op 0,707 va.

Daar nu fo in de regel gegeven is en we Cs door de vroeger geziene methode kunnen bepalen kunnen we dus uit de formule

$$C_s = \frac{1}{R_a \omega_o}$$

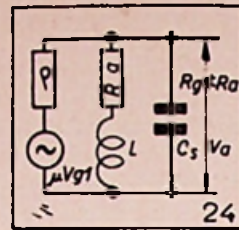
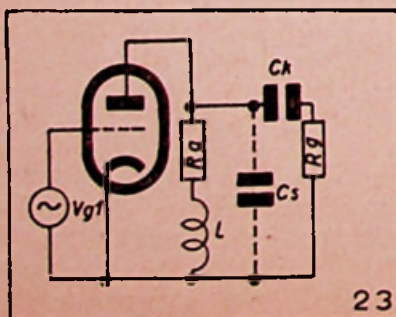
Ra berekenen.

$$R_a = \frac{1}{\omega_o C_s}$$

Voor deze waarde van Ra is vao = 0,707 va.

Plaatsen we nu volgens fig. 23 een smoorspoel in serie met de anode weerstand Ra, dan zal dus de anode-impedantie toenemen met de frequentie en dus de invloed van Cs tegenwerken.

Bij geschikte dimensionering van L, Cs en Ra



kan deze schakeling een bijna constante impedantie bezitten voor alle frequenties kleiner of gelijk aan fo. Het vervangschema van fig. 23 wordt voorgesteld door fig. 24.

Zoeken we de impedantie van de brug voorgesteld door fig. 24.

$$Z_a = \frac{(R_a + j \omega L) \cdot \frac{1}{j \omega C_s}}{R_a + j \omega L + \frac{1}{j \omega C_s}} = \frac{R_a + j \omega L}{j R_a \omega C_s - \omega^2 L C_s + 1} = \frac{R_a + j \omega L}{j R_a \omega C_s - (\omega^2 L C_s - 1)}$$

of

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

$$R_a \sqrt{1 + \frac{\omega^2 L^2}{R_a^2}} \quad (1)$$

$$\frac{1 + \omega_o^2 L^2 / R_a^2}{R_a^2 \omega_o^2 C_s^2 + (\omega_o L C_s - 1)^2} = 1$$

Opdat bij fo de uitgangswisselspanning vno gelijk zij aan va moet klaarblijkelijk Za = Ra. Dit gebeurt wanneer de term onder het wortelteken gelijk is aan één.

Dus

$$1 + \frac{\omega_o^2 L^2}{R_a^2} = R_a^2 \omega_o^2 C_s^2 + (\omega_o L C_s - 1)^2$$

nu is bij  $\omega_o$

$$R_a = \frac{1}{\omega_o C_s}$$

of

$$R_a \omega_o C_s = 1$$

dus

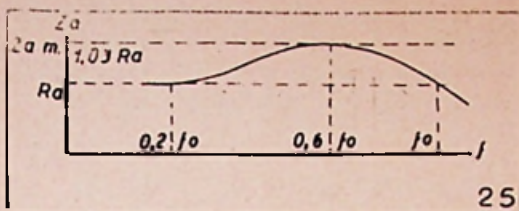
$$1 + \frac{\omega_o L^2}{R_a^2} = 1 + \left( \frac{\omega_o L}{R_a} - 1 \right)^2$$

$$\omega_o^2 L C_s = \omega_o L \cdot \omega_o C_s = \frac{\omega_o L}{R_a}$$

$$\frac{\omega_o^2 L^2}{R_a^2} = \frac{\omega_o^2 L^2}{R_a^2} - 2 \frac{\omega_o L}{R_a} + 1$$

of

$$\omega_o L = \frac{1}{2} R_a = \frac{1}{2} \frac{1}{\omega_o C_s} \quad (2)$$



25

Wordt aan (2) voldaan dan zal het grafisch verloop van de impedantie gegeven door formule (1), in functie van de frequentie voorgesteld kunnen worden door fig. 25.

Te beginnen van  $0,2 f_0$  begint de impedantie te stijgen. Ze bereikt een max. bij  $0,6 f_0$ , begint daarna te dalen en wordt gelijk aan  $R_a$  voor een frequentie gelijk aan  $f_0$ . Bij  $0,6 f_0$  is  $Z_a$  gelijk aan  $1,03 R_a$ . De lineaire vervorming bedraagt dus slechts 3 %.

Uit formule (2) komen we tot de volgende betrekkingen :

$$1) R_a = \frac{1}{\omega_0 C_s} \quad (3)$$

$$2) L = \frac{0,5}{\omega_0^2 C_s}$$

De compensatie wordt bijna volmaakt wanneer we de grensfrequentie 40 % hoger kiezen dan de correctiefrequentie  $f_0$ . Dit gaat echter gepaard met een vermindering der versterking van 30 %. Praktisch laten we echter geen vermindering toe groter dan 15 % en in dit geval moet (3) vervangen worden door de volgende waarden.

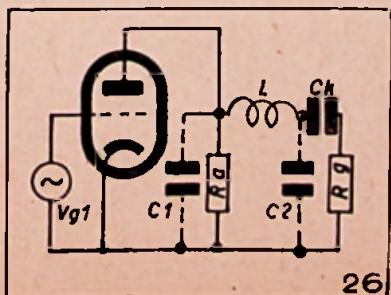
$$1) R_a = \frac{0,85}{\omega_0 C_s} \quad (4)$$

$$2) L = \frac{0,3}{\omega_0^2 C_s}$$

Verder dient opgemerkt te worden, dat in geval meerdere versterkertrappen gebruikt worden, de onderscheiden versterkingsvermeerderingen of verminderingen met elkander vermenigvuldigd worden. Hieruit vloeit voort dat de lineaire vervorming zal toenemen met het aantal trappen. Daarom zal bij de berekening van  $R_a$  en  $L$  bij voorkeur gebruik gemaakt worden van betrekking (4).

d) Andere compensatiemethoden.

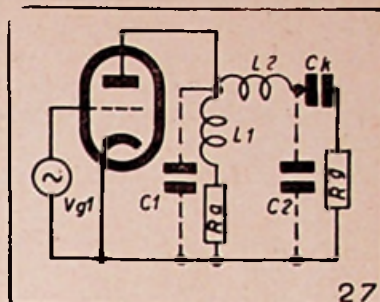
De vervormingsonderdrukking met smoorspoel en de anodekring alhoewel de eenvoudigste, is niet de enige methode die kan gevolgd worden. Zo kan men bv. een smoorspoel schakelen in serie



26

met de koppelcondensator. In dit geval hebben we te doen met een onderdoorlaatfilter, een zogenaamd  $\pi$  filter. Dit blijkt duidelijk uit onderstaande figuur (fig. 26).

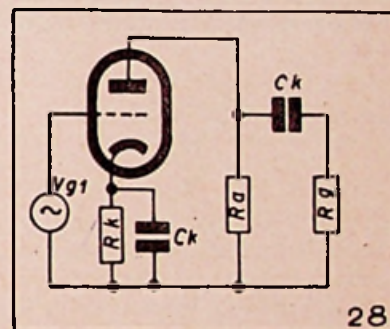
We kunnen ook een gemengde schakeling toepassen volgens onderstaand schema (fig. 27).



27

Men merkt op dat de vervormingsonderdrukking een kwestie is van afvlakking. Hoe groter de versterking per trap hoe ingewikkelder de filters worden.

Een andere eenvoudige compensatiemethode is deze waarbij gebruik wordt gemaakt van tegenkoppeling. Het eenvoudigst is de stroomtegenkoppeling. Ziehier het schema : (fig. 28).



28

We weten dat

$$S_d' = \frac{S_d}{1 + S_d Z_k}$$

waarin

$$Z_k = \frac{R_k}{\sqrt{1 + R_k^2 \omega^2 C_k^2}}$$

Daar nu verder

$$v_a = v_{g1} S_d' R_a$$

is

$$v_a = v_{g1} \cdot S_d \cdot R_a \cdot \frac{1}{(1 + S_d Z_k)}$$

We merken op dat  $v_a$  rechtstreeks evenredig is met  $S_d'$  en vermits  $S_d'$  afhankelijk is van de frequentie wordt het ons mogelijk door een geschikte keuze van  $C_k$  de bovenste grensfrequentie aanmerkelijk te verschuiven.

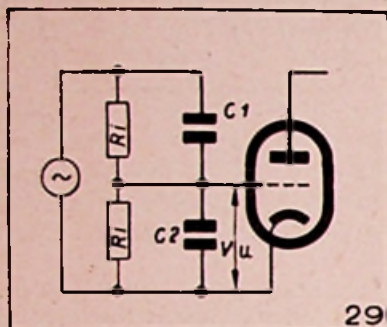
Opmerking.

Al de tot hertoe beschouwde middelen ter bestrijding der lineaire vervorming hebben tevens het voordeel de fasevervorming zoniet op te heffen dan toch in belangrijke mate te verminderen.

**DE VERZWAKKER.**

Zoals we reeds gezien hebben is de regeling der spanning met potentiometerschakeling niet aan te bevelen, dit wegens de schakelcapaciteiten die parallel over de potentiometer staan en welke ten gevolge hebben dat de uitgangsspanning niet meer onafhankelijk is van de frequentie.

Men kan aan dit euvel verhelpen door gebruik te maken van een gecompenseerde verzwakker. De regeling gebeurt dan wel niet doorlopend meer, maar dit nadeel weegt niet op tegen de voordelen die zo'n verzwakker biedt.



Beschouwen we fig. 29 dan merken we dadelijk op dat de voorwaarde waaraan  $R_1$ ,  $C_1$  en  $R_2$ ,  $C_2$  moeten voldoen, opdat  $v_u$  onafhankelijk zij van de frequentie is

$$R_1 C_1 = R_2 C_2$$

Hieruit kunnen we  $C_1$  bepalen

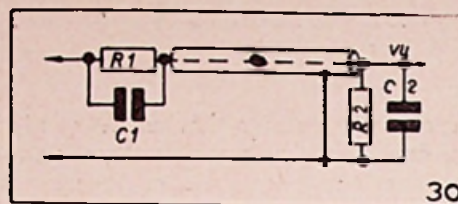
$$C_1 = \frac{R_2}{R_1} C_2$$

Deze laatste betrekking toont aan dat voor verschillende waarden van  $R_1$  en  $R_2$  een andere waarde van  $C_1$  komt.

Daar in 't algemeen de uitgang of de ingang van de versterker met 't een of 't ander toestel verbonden dient te worden en we daarbij gebruik maken van afgeschermd kabel — dit om ongewenste invloeden tegen te gaan — zal tengevolge

van de eigen capaciteit van de kabel de verzwakking der hoge frequenties heel groot zijn.

We kunnen hieraan verhelpen door gebruik te maken van volgende schakeling. (fig. 30).



Hierin is  $C_2$  de kabelcapaciteit + schakelcapaciteit.

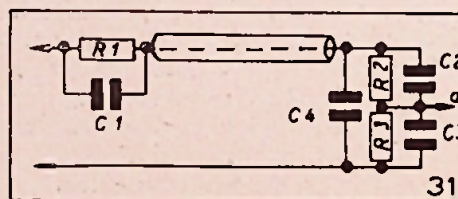
Opdat  $v_u$  onafhankelijk zij van de frequenties moeten we weer hebben

$$R_1 C_1 = R_2 C_2$$

Het enige nadeel aan deze schakeling verbonden is, dat  $v_u$  een fractie is van  $v_i$ .

De ingangsimpedantie herleidt zich tot de som van  $R_1$  en  $R_2$  met een parallel capaciteit  $C_1$  en  $C_2$  in serie.

Een meer algemene schakeling wordt ons gegeven door fig. 31.



De voorwaarden waaraan moet voldaan worden zijn :

- 1)  $R_2 C_2 = R_3 C_3$
- 2)  $R_1 C_1 = (R_2 + R_3) C_T$

Hierin is  $C_T$  :

$$C_T = C_4 + \frac{C_2 \cdot C_3}{C_2 + C_3}$$

(Einde).

**PHILIPS TECHNISCH TIJDSCHRIFT.**  
September 1947.

1. De chromatische aanpassing van het oog, door P. J. Bouma en A. A. Kruithof.

De auteurs beschrijven de invloed van de zgn. chromatische aanpassing op de waarneming van de kleurtoon van een groot aantal kaartjes van een kleurenatlas bij verschillende verlichtingen.

2. Kleine Seleniumventielen, door J. J. A. Ploos van Amstel.

Kleine seleniumventielen worden gebruikt om zwakke wisselstromen om te zetten in gelijkstroom. Zij bestaan uit een laag selenium, een sperlaag en een laag metaal, die als kathode dienst doet. De invloed van de aard van dit metaal op de eigenschappen van het ventiel wordt besproken.

**UIT DE TIJDSCHRIFTEN**

3. Spanningen en spanningsonderzoek bij glas, door A. A. Padmos en J. de Vries.

Een methode is uitgewerkt van optisch onderzoek van spanningen in glas, waarbij een plaatje van het te onderzoeken glas aan een standaardglas is gesmolten en de optische dubbelbreking wordt gemeten.

4. Een vertragskoppeling voor kleine vermogens, door A. Verhoeff.

Beschrijving van een transmissie-combinatie met hoog rendement voor klein vermogen bij grote overbrengverhouding (bijv. 500:1), waarbij de langzame en de snelle as in elkaars verlengde liggen.

5. Boekbespreking: Zendbuizen, door Ir. J. P. Heyboer.



# VERBETERINGEN IN DE CONSTRUCTIE VAN KATHODESTRAALBUIZEN

door J. de GIER en A. P. van ROOY.

Het gebruik van een platte glazen bodem met chroomijzeren doorvoerpennen is voor radiobuizen reeds lang bekend. Door deze ook bij een kathodestraalbuis toe te passen, heeft men ruimte beschikbaar gekregen, waardoor verbeteringen van electronenoptische aard konden worden ingevoerd, zonder dat de buisafmetingen behoeften te worden vergroot. Bovendien is een nieuwe bevestigingstechniek voor de elektroden uitgewerkt, die een betere centrering waarborgt. Een en ander resulteert in een scherpere lichtvlek, vooral aan de rand van het scherm. De bedoelde verbeteringen zijn verwezenlijkt in een nieuwe oscillograafbuis, type DG 7-3, waarin ook een elektrische afscherming is aangebracht, die voorkomt, dat de twee paren afbuigplaten elkaar bij hoge frequenties elektrisch beïnvloeden.



In de constructie van kathodestraalbuizen voor het gebruik in een oscillograaf zijn de laatste jaren een aantal verbeteringen uitgewerkt, die hebben geleid tot een aanmerkelijk verhoogde beeldkwaliteit. Wij zullen deze verbeteringen bespreken aan de hand van een nieuwe buis (met in beide richtingen electrostatische afbuiging), waarin zij reeds zijn verwezenlijkt. In hoofdzaak betreft het verbeteringen van electronenoptische aard, die niet principieel nieuw zijn, maar welker invoering, indien men bij de oude constructiemethode was gebleven, een vergroting van de buislengte noodzakelijk zou hebben gemaakt.

De verbeteringen, die wij nu achtereenvolgens bespreken, bestaan uit:

- 1) wijzigingen in de doorvoering en in de ballonvorm;
- 2) een nieuwe montagemethode;
- 3) uit (1) en (2) voortvloeienden electronenoptische verbeteringen;
- 4) een afscherming tussen de platenparen.

## WIJZIGINGEN IN DE DOORVOERINGEN EN IN DE BALLONVORM

Tot dusverre werd voor kathodestraalbuizen een zg. « kneep » gebruikt om de elektrische verbindingen door het glas te voeren (fig. 1a). Het grote aantal doorvoeringen dat deze buizen vereisen (acht à negen), soms nog vermeerderd met een aantal steunpolen, waar de elektroden aan bevestigd worden, heeft o.a. tot kruis- en ringvormige kneepconstructies geleid, die uit glastech- nisch oogpunt weinig aantrekkelijk zijn. Bovendien is — ook bij eenvoudiger vormen, zoals fig. 1a er ene laat zien — een lengte van enige centimeter nodig tussen de insmeltplaats en de kneep, om een te hoge temperatuur van deze laatste bij

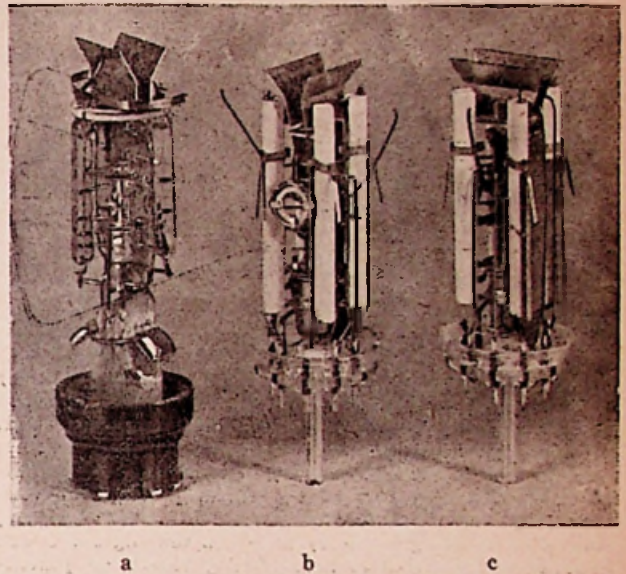


Fig. 1

a) Binnenwerk van een kathodestraalbuis (DG 7-1) met oude glastechniek: doorvoeringen in een « kneep », bevestiging der elektroden door middel van glazen « parels ». — b) en c) Binnenwerk van de nieuwe kathodestraalbuis (DG 7-3) met glastech- nische verbeteringen. Doorvoeringen als bij radiobuizen van het « Sleutelbuis »-type: negen chroomijzeren pennen in een bodem van geperst glas, waarbij geen huls nodig is. Bevestiging der elektroden in poederglas, gevat in keramische staarjes.

het insmelten te voorkomen. De aard dezer bewerking brengt daarenboven een aanzienlijke spreiding in deze lengte mee, zodat verschillende exemplaren van eenzelfde buistype lengteverschillen kunnen vertonen, waarmee de constructeur van de bijbehorende apparaten rekening dient te houden.

Bezwaren van deze aard deden zich vroeger ook bij radio-ontvangbuizen voor. Zij zijn daar destijds opgelost door de kneepconstructie te vervangen door een platte bodem van geperst glas, voorzien van een aantal (b.v. negen) chroomijzeren doorvoerpennen. Fig. 1 b-c laat zien hoe op zulk een genormaliseerde glazen bodem het binnenwerk van een kathodestraalbuis kan worden gemonteerd. De winst in de lengterichting is bij vergelijking met fig. 1a reeds te zien, maar komt nog duidelijker tot uitdrukking in de doorsneden fig. 2a en b. Voor een deel is deze winst te danken aan het feit dat het uitwendige deel der doorvoerpennen tevens als contactpennen dienst doet. Een huls, zoals fig. 1a toont, komt dus geheel te vervallen, en daarmee ook de lengtevariatie die met het opkitten er van gepaard gaat. Ook het

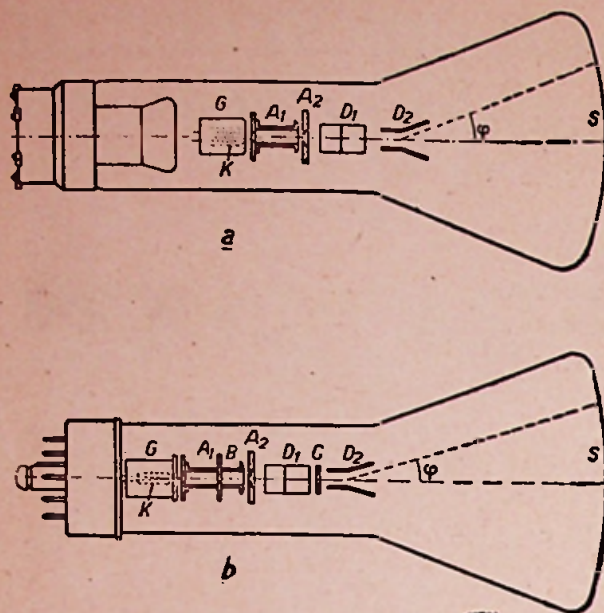


Fig. 2

Schetsmatige doorsnede van een kathodestraalbuis, a) met een kneep (type DG 7-1), b) met een bodem van geperst glas (type DG 7-3). Het elektronenkanon wordt in beide gevallen gevormd door de indirect verhitte kathode K, het stuurrooster G, de focuseringsanode A<sub>1</sub>, en de ekuanode A<sub>2</sub>. D<sub>1</sub> en D<sub>2</sub> zijn de platenparen voor afbuiging van de elektronenbundel in twee onderling loodrechte richtingen. In b) is B een diafragma, C een gedeelte der elektrische afscherming tussen de platenparen. Door de overgang van de kneep op de platte bodem is ruimte gewonnen, die grotendeels is gebruikt om de afstand der deflectieplaten tot het scherm (S) te vergroten. Men bereikt hierdoor dat de grootste afbuighoek  $\varphi$  van de bundel, voor een gegeven beeldformaat, kleiner wordt, wat verschillende voordelen heeft.

aansmelten van de glazen bodem aan de nauwkeurig op maat afgesneden ballon kan met een veel nauwere spreiding geschieden dan bij de oude methode mogelijk was.

De fig. 1 en 2 hebben beide betrekking op een oscillograafbuis met een schermmiddellijn van 7 cm, en wel fig. 1a en 2a op een buis type DG 7-1, de fig. 1b en c en 2b op een nieuwe buis, type DG 7-3, waarvan fig. 3 het uiterlijk laat zien. De besproken winst in de lengterichting bedraagt gemiddeld ca 30 mm op een totale lengte van ca 150 mm; hoe deze winst besteed is, komt in een volgende paragraaf ter sprake. De spreiding in de lengte is van 15 mm teruggebracht tot 6 mm; dit verschil komt geheel ten voordele van de apparatenconstructeur.

In electrisch opzicht onderscheidt de platte bodem zich gunstig van de kneep met bijbehorende huls door een kleinere capaciteit tussen twee naburige doorvoerpenen resp. -draden. Hierop komen wij in de laatste paragraaf terug.

Over de vorm van de ballon van de buis DG 7-3 kan nog worden opgemerkt dat het gedeelte waarop aan de binnenzijde de fluorescerende laag is aangebracht, vlakker is dan bij de oudere typen, terwijl het aan de rand met een kleinere kromtestraal in het conische gedeelte overgaat (vgl. fig. 2a en b). Hierdoor is de nuttige scherm-

diameter relatief groot, hetgeen van belang is in combinatie met de later te bespreken verbeterde puntscherpte aan de rand van het scherm.

### NIEUWE MONTAGEMETHODE

Alvorens te spreken over de verbeteringen in de montage van het electrodensysteem brengen wij in herinnering dat dit laatste uit twee groepen van electroden bestaat. De electroden van de ene groep vormen tezamen het « kanon », dat een bundel electronen levert, welke door de electroden der andere groep, de al meer genoemde afbuigplaten, in twee onderling loodrechte richtingen kan worden afgebogen. Al deze electroden moeten onderling nauwkeurig gefixeerd zijn. Bij de montage worden daartoe de onderdelen in de juiste volgorde op een centreerpen geregen, met de nodige afstandsstukjes er tussen, waarna het geheel in een mal wordt vergrendeld. De electroden zijn voorzien van radiaal gerichte steunen, welke uitsteeksels nu op de een of andere wijze in stevige isolatoren moeten worden bevestigd.

Bij de oude methode bediende men zich van drie of vier zg. « parels », glazen staafjes, die men achtereenvolgens tot verwekens toe verhitte, om er dan de uitsteeksels der electroden in te drukken. Na afkoeling van de laatste parel konden de centreerpen en de afstandsstukjes worden verwijderd, waarna men een systeem overhield, zoals fig. 1a als voorbeeld laat zien. In de praktijk blijkt het echter niet gemakkelijk te zijn, met deze « pareltechniek » steeds goede resultaten te krijgen. Bij iets te hoge verhitting van de parel vloeit het glas weg, bij iets te lage temperatuur hecht het zich niet goed aan de er in gedrukte metalen steundraden, welke dan na afkoeling los blijken te zitten of althans enige speling vertonen. Hierdoor is een zuivere centrering niet langer verzekerd, wat later bij het gebruik de puntscherpte ongunstig beïnvloedt. Het bezwaar van het wegvloeiën doet zich vooral voor bij zacht glas; dat van het slechte hechten bij hard glas. Een goed compromis is hier niet te vinden, mede doordat men bovendien aan glassoorten is gebonden waarvan de uitzettingscoëfficiënt niet te veel van die der metalen steundraden afwijkt.

Gedurende de laatste jaren is een nieuwe techniek ontwikkeld, waarbij de glazen parels zijn vervangen door keramische staatjes (fig. 4), voorzien van een groef, die gevuld is met zg. poeder-glas. Bij de montage van de buis verhit men het staafje, waarbij men, dank zij de hittebestendigheid van het keramische materiaal, zo ver kan gaan, dat het glas goed vloeibaar wordt. Het wordt daarbij capillair in de groef vastgehouden en vloeit goed om de er in gedoopte electroden-uitsteeksels, waardoor een uitstekende versmelting tot stand komt. Fig. 1 b-c laat het op deze wijze gemonteerde binnenwerk van de oscillograafbuis DG 7-3 zien. Ook bij verschillende andere typen is deze methode, die een nauwkeuriger montage en bovendien een veel sneller werken toelaat dan de oude glastechniek reeds ingevoerd.

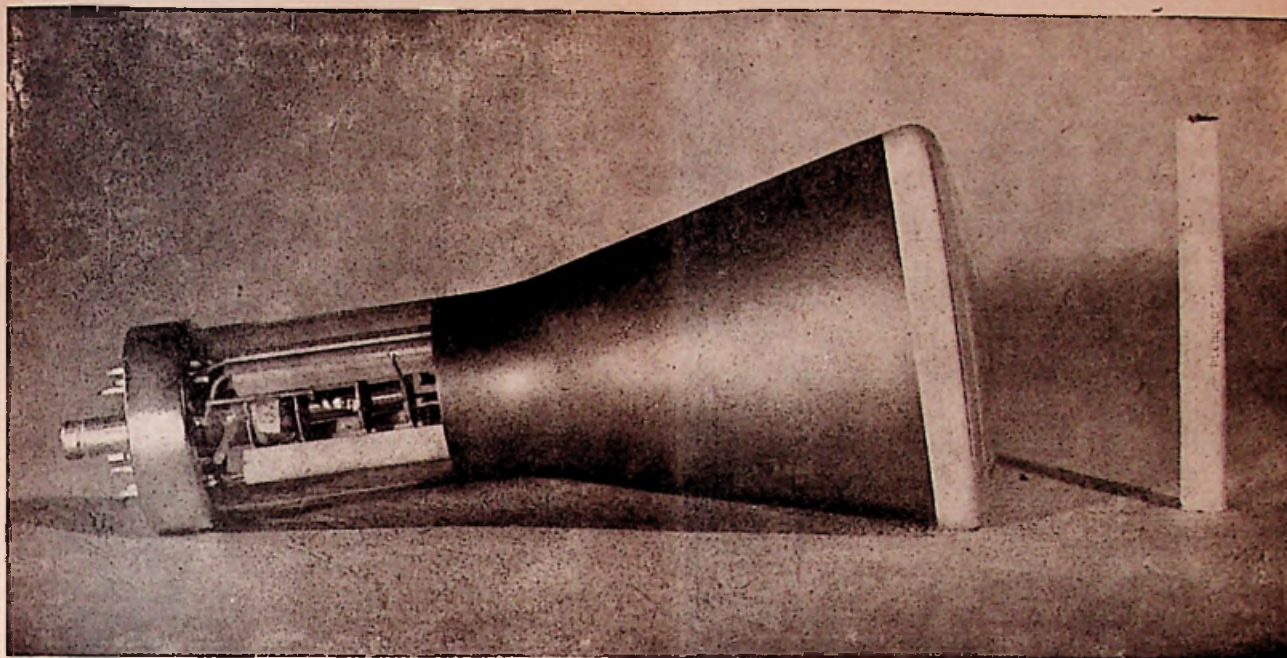


Fig. 3

De nieuwe oscillograafbuis DG 7-3. Schermdiameter 7 cm, totale lengte ca 15 cm. De aan de linkerzijde zichtbare dop beschermt de pompstengel en is voorzien van een nok, waardoor de buis op slechts één manier in de voet past en dus automatisch de pennen op de juiste wijze worden aangesloten.

## ELECTRONENOPTISCHE VERBETERINGEN

Zoals reeds werd vermeld, bracht de vervanging van de kneep door de platte bodem een winst van ca 30 mm in de lengterichting mee. Laten we de afmetingen van de buis en van het electrodenstelsel globaal onveranderd, dan neemt de afstand van de deflectieplaten tot het scherm onge-

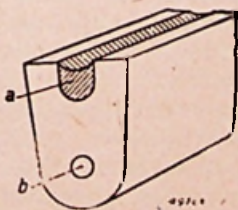


Fig. 4

Profiel van de keramische staafjes, die in de nieuwe montageteknik de glazen «parels» vervangen. a is een met poederglas gevulde groef. Door de opening b kan een stempool worden gestoken die vervolgens aan een doorvoeren wordt gelast.

veer met het genoemde bedrag toe. De hoek  $\varphi$  (fig. 2), waarover de electronenbundel moet worden afgebogen om op het scherm een beeld van een gegeven maximale grootte te beschrijven, neemt nagenoeg omgekeerd evenredig met deze afstand af. Dat deze hoek kleiner wordt, is in verschillende opzichten voordelig. In de eerste

plaats beteekent het een grotere deflectiegevoeligheid: er is minder spanning op elk platenpaar nodig om een bepaalde uitslag op het scherm te veroorzaken. De gevoeligheid van de nieuwe buis (DG 7-3) is dan ook ca 15% groter dan die der oudere typen DG 7-1 en DG 7-2. Maar een belangrijker gevolg van de verkleining van de afbuighoek is dat deflectiefouten, waardoor aan de rand van het scherm defocussing optreedt, er in sterke mate door worden verminderd.

❖

Hoe één dezer deflectiefouten ontstaat, is verduidelijkt in fig. 5. De electrostatische «lens», gevormd door het elektrische veld tussen de focusseringsanode  $A_1$  en de eindanode  $A_2$ , focuseert de electronenbundel in een rond vlekje P op het scherm; de spanning tussen de afbuigplaten  $D'$ ,  $D''$  (het andere platenpaar blijve hier buiten beschouwing) is nog nul ondersteld. Geeft men nu  $D'$  een positieve,  $D''$  een negatieve spanning ten opzichte van de eindanode, dan worden de electronen die zich aan de zijde van  $D'$  in de bundel bevinden, versneld, terwijl die aan de kant van  $D''$  vertraagd worden. Nu is, bij een gegeven spanning tussen de deflectieplaten, de afbuiging van een electronenstraal des te kleiner, naarmate de electronen sneller bewegen. De electronen bij  $D'$  zullen dus een kleinere richtingsverandering ondergaan dan die bij  $D''$ ; zij treffen het scherm bij resp.  $P'$  en  $P''$ . De oorspronkelijk ronde licht-

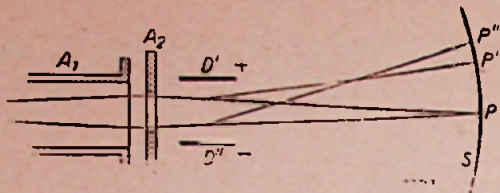


Fig. 5

Verklaring van één der deflectiefouten. De door het elektrische veld tussen de focuserings- en de eindanode ( $A_1$ , resp.  $A_2$ ) gevormde « lens » brengt de electronen van de bundel in een rond vlekje  $P$  op het scherm  $S$  samen, zolang de spanning tussen de afbuigplaten  $D'$ ,  $D''$  nul is.  $P'$ ,  $P''$ : punten waar de uiterste stralen van de bundel het scherm treffen, als tussen  $D'$  en  $D''$  een spanning van de aangegeven polariteit wordt gelegd.

vlek  $P$  is in een ovale vlek  $P'P''$  overgegaan. Berekening toont aan dat de grootte van deze deflectiefout evenredig is met de tweede macht van de gemiddelde afbuighoek, zodat een betrekkelijk geringe verkleining van deze laatste de fout al sterk reduceert.

Met een andere oorzaak van onscherpte heeft men te maken als de bundel zeer dicht langs een deflectieplaat scheert; het sterk inhomogene veld aan de randen van de plaat zou dan tot defocusering leiden. In de buis DG-7-3 zijn de plaatstanden even groot als die in de overeenkomstige oudere buistypen; dank zij de kleinere afbuighoek blijft de bundel zo ver van de platen verwijderd dat ook de hier bedoelde fout niet meer hinderlijk is.

•

De grotere afstand van de lens tot het scherm — waaraan de zo juist genoemde voordelen te danken zijn — heeft echter ook een minder gunstig gevolg. De vergroting, gegeven door de verhouding van de afstand lens-scherm tot de afstand lens-kathode, neemt er nl. door toe, wat een geringere scherppte van het lichtende punt op het scherm betekent. Om dit te vermijden, is niet de gehele vrijgekomen lengte gebruikt om de afstand lens-scherm te vergroten; ook de afstand lens-kathode is groter gemaakt, en wel zoveel dat de vergroting kleiner is dan bij de oudere buizen, hetgeen bij het nieuwe type resulteert in een grotere puntscherpte in het midden van het scherm. Aan de rand is de winst in scherppte door de boven besproken vermindering der deflectiefouten nog blangrijk groter.

De zo juist vermelde grotere afstand van de lens tot de kathode is verkregen door de focuseringsanode ( $A_1$  in fig. 2) te verlengen. Daarbij is er tevens een diafragma ( $B$ , fig. 2b) in aangebracht, zoals in andere typen kathodestraalbuisen al gebruikelijk was. Door begrenzing van de bundeldiameter draagt een diafragma tot een betere puntscherpte bij. In principe kan men het op een willekeurige plaats in de bundel vóór de deflectieplaten opnemen, maar bij plaatsing in een veldvrije ruimte — zoals het midden van de buisvormige focuseringsanode — behoeft men niet

nauwkeurig op de centrering er van te letten, en bovendien voorkomt men ongewenste neveneffecten, veroorzaakt door secundaire electronenemissie. De uit het diafragma vrijgemaakte secundaire electronen zullen dan alle weer op de wand van de veldvrije ruimte terecht komen, zonder kans te lopen in de bundel te worden meegezogen. Dit zou namelijk gebeuren, als het diafragma zich in de eindanode bevond; door hun zeer kleine snelheid zouden de secundaire electronen dan alle op de afbuigplaten terecht komen en daarop een hinderlijke stroombelasting vormen. Ook als het diafragma aan het eind van de focuseringsanode geplaatst was, zouden de secundaire electronen in de bundel kunnen treden. Hun snelheid, na het passeren van de eindanode, is dan geringer dan die der van de kathode afkomstige electronen, daar de secundaire electronen het spanningsverschil kathode-focuseringsanode niet hebben doorlopen; zij zouden diensgevolge sterker door de deflectieplaten worden afgebogen en het scherm dus niet op dezelfde plaats treffen als de hoofdbundel. Plaatsing van het diafragma aan de ingang van de focuseringsanode heeft geen zin, aangezien zich daar reeds een nauwe opening bevindt. De beste plaats voor het diafragma is dus ongeveer halverwege de focuseringsanode.

#### AFSCHERMING TUSSEN DE PLATENPAREN

Behalve mechanische en electronenoptische verbeteringen, is er in de buis DG-3 nog een van geheel andere aard aangebracht, nl. een afscherming tussen de twee paren afbuigplaten. Hiermee wordt het vooral bij hoge frequenties optredende bezwaar opgeheven, dat een spanning aan het ene platenpaar een uiteraard ongewenste spanning aan het andere paar te voorschijn kan roepen. Dit effect — naar analogie met bepaalde in de telefonie optredende verschijnselen wel « overspreken » genoemd — uit zich in een vervorming van het oscillogram, die bij een frequentie van 100.000 per/sec al zeer hinderlijk kan zijn. Het vindt zijn oorzaak in de capaciteiten  $C_1$ ,  $C_2$ ,  $C_3$ ,  $C_4$  (fig. 6) tussen de platen (hun toevoerdraden inbegrepen) die tot verschillende paren behoren, of liever, in de ongelijkheid dezer capaciteiten. Zoals men namelijk kan berekenen, zou het platenpaar  $D_2$  niet door  $D_1$  worden beïnvloed, als  $C_1 = C_2$  en  $C_3 = C_4$  was; omgekeerd zou  $D_1$  niet door  $D_2$  worden beïnvloed, als  $C_1 = C_4$  en  $C_2 = C_3$  was. Men zou dus deze beïnvloeding in beide richtingen kunnen opheffen door, met behulp van correctiecondensatoren (« trimmers »), de vier capaciteiten even groot te maken, maar deze zijn zo klein (enkele pF) dat dit corrigeren praktisch niet goed doenlijk is. Veel eenvoudiger is het, door afscherming de capaciteiten zo ver te reduceren dat de verschillen klein genoeg worden om het « overspreken » onmerkbaar te maken. Dat dit inderdaad gelukt, is mede te danken aan het feit dat de capaciteiten tussen de doorvoerpennen in de plat-

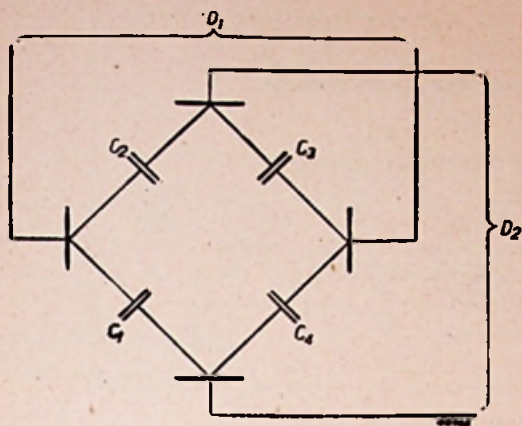


Fig. 6

$C_1$ ,  $C_2$ ,  $C_3$  en  $C_4$  zijn de capaciteiten tussen de afbuigplaten (en hun toevoerdraden) die tot verschillende paren behoren. Via deze capaciteiten kunnen de platenparen  $D_1$ ,  $D_2$  elkaar op ongewenste wijze electrisch beïnvloeden.

te bodem zoveel geringer zijn dan de capaciteiten tussen de doorvoerdraden in een kneep met de bijbehorende huls.

De genoemde afscherming bestaat uit twee metalen schotten, één (C in fig. 2b) tussen de twee paren afbuigplaten, met een opening voor het doorlaten van de bundel, en één tussen de twee paren toevoerdraden. De beide schotten, in fig. 1c goed zichtbaar, zijn met de eindanode verbonden. Door deze maatregelen zijn de capaciteiten van enkele pF tot minder dan 0.1 pF teruggebracht. Mits ook de uitwendige leidingen onderling voldoende worden afgeschermd, heeft men hierbij van wederzijdsche beïnvloeding der platenparen, ook bij zeer hoge frequenties, geen last meer.

Het spreekt vanzelf dat de verschillende hier besproken verbeteringen niet tot één buistype beperkt zullen blijven, maar voor zover er aanleiding toe is, ook in andere typen toepassing zullen vinden, hetgeen gedeeltelijk reeds het geval is.

(Uit het Philips Technisch Tijdschrift.)

## Het Salon voor wetenschappelijk Onderzoek en industriële Controle (Luik)

### De Technische Pers op bezoek bij PHILIPS (26-9-1947)

Zoals we reeds beknopt in ons vorig nummer hebben medegedeeld werd de technische pers uitgenodigd om op 26 September jl. een bezoek te brengen aan de door Philips tentoongestelde apparaten op het Salon voor Wetenschappelijk Onderzoek en Industriële Contrôle.

Dit bezoek stond helemaal in het teken van het motto gekozen door de inrichters van het Salon: de N.V. Philips... en het Wetenschappelijk Onderzoek, en had voor doel de aandacht der technische pers te vestigen op de belangrijke rol gespeeld op dit gebied door het Natuurkundig Laboratorium der Philipsfabrieken te Eindhoven.

Nadat de afgevaardigde van de Heer Beheerder VINK ons welkom had geheten en de Heer I. DENIS ons een korte, pittige uiteenzetting had gegeven over de rol van de voorlichting bij het Wetenschappelijk Onderzoek, werden we — na een stevige maaltijd — naar het Salon gevoerd.

Hier kregen we dan enkele speciale apparaten te zien, geproduceerd door de N.V. Philips, en die getuigen van de geweldige vlucht genomen door deze firma: Een hoog-frequentgenerator voor hoog-frequent verhitte, een hoogspanningsbrug voor het localiseren van fouten in kabels, een apparaat voor macroradiografische analyse van

gelaste verbindingen, een radiospectrometer uitgerust met Geigerbuis, electronenrelais, meetapparaten, diverse medicale apparaten, enz. enz. De electronenmicroscop, die eveneens tentoongesteld werd, was spijtig genoeg reeds verhuisd naar Delft.

Zoals we door deze korte en onvolledige opsomming kunnen nagaan bestrijkt de productie van de N.V. Philips niet alleen de gloeilampen en de radiotechniek, maar werkelijk het volledige gebied der industriële electronica en der aanverwante vakken.

Haar uitbouw van gloeilampproducent tot cyclotronbouwer heeft de N.V. Philips ongetwijfeld in hoofdzaak te danken aan « de belangrijke rol gespeeld door het fundamenteel wetenschappelijk onderzoek » in haar laboratoria.

Na dit aangenaam en leerrijk bezoek, kunnen wij maar een wens formuleren: eenmaal in de gelegenheid gesteld te worden Eindhoven — het centrum bij uitstek van de wetenschappelijke opzoekingen — van naderbij te leren kennen.

ir. M. T.

# RADIO-CURSUS

## Zeventiende Lessenreeks

### Algemene Radiotechniek <sup>(9)</sup>

door E.J.I.M. PALMANS.  
(Vervolg van blz. 249).

#### B) TRIODE ALS DETECTOR.

Wij zeiden reeds enkele woorden omtrent doel en noodzakelijkheid der detectie op blad 184 nr. 6, waar we het hadden over diodedetectie, in de moderne ontvangers, overigens steeds toegepast. Toch willen we de aandacht trekken op het feit dat ook de triode als detector kan worden aangewend en zelfs op twee wijzen:

##### a) Anodestroomdetectie.

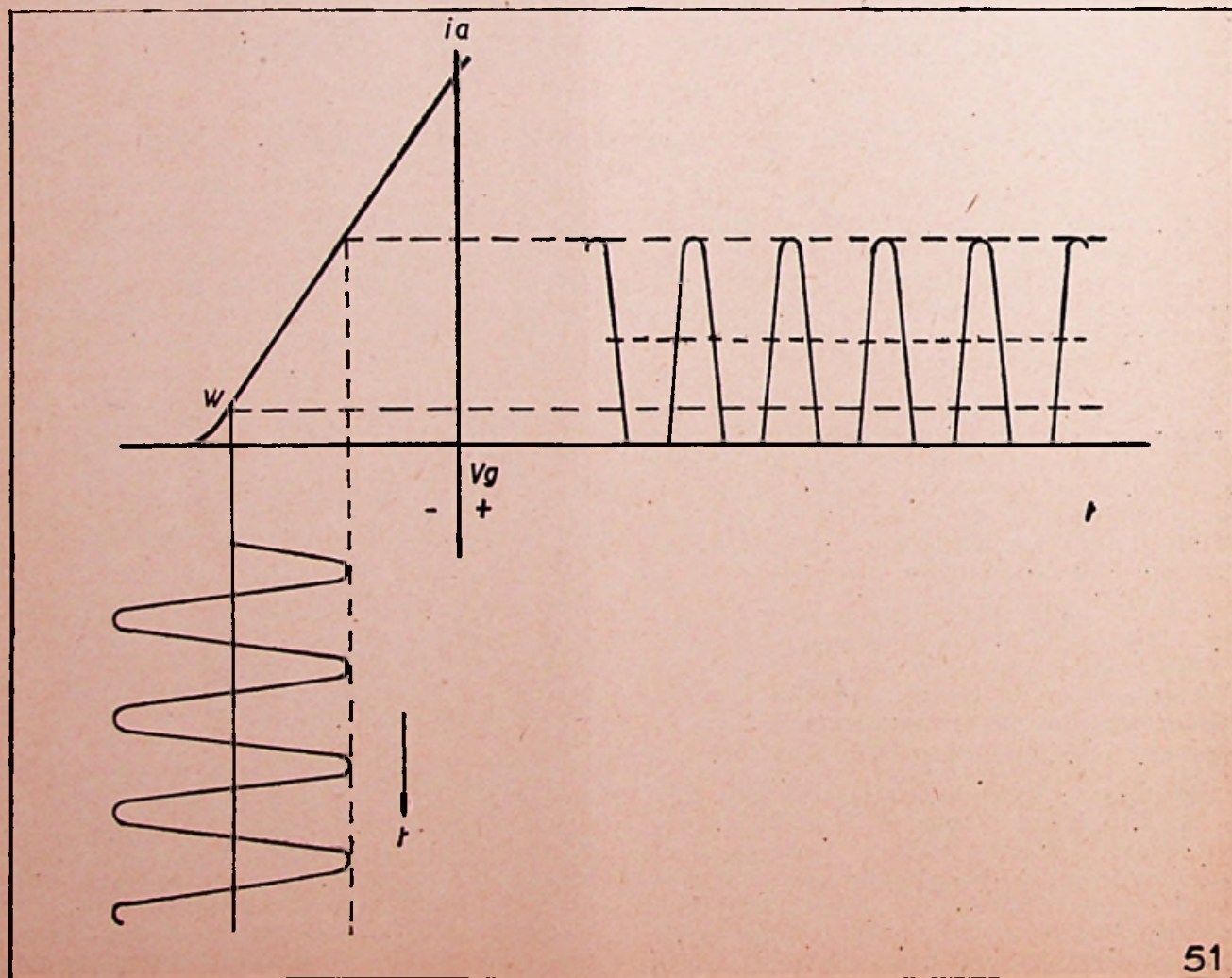
De  $I_a$ - $E_g$  karakteristiek van een triode is nabij het nulpunt sterk gebogen. In dat gedeelte is dus detectie mogelijk hetgeen uit de grafische voorstelling (fig. 51) te zien is. Fig. 52 geeft de hiertoe

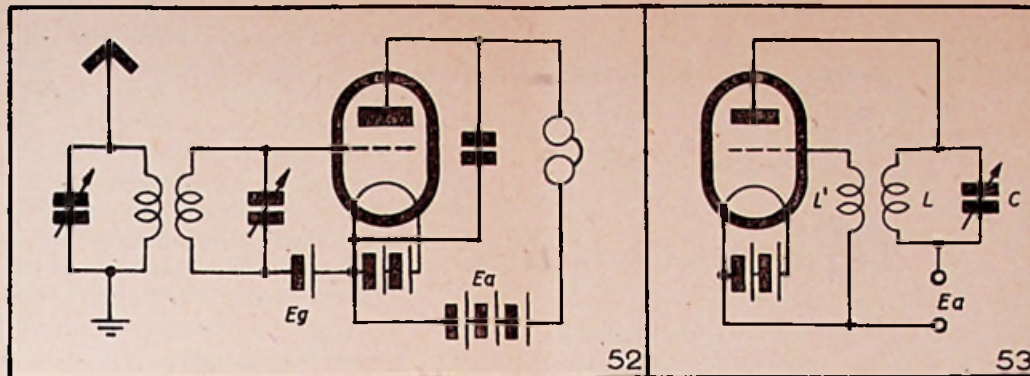
nodige schakeling. De roostervoorspanning  $E_g$  moet dus zo zijn, dat het werkpunt valt in de benedenbocht van de karakteristiek.

##### b) Roosterdetectie (fig. 53).

De werking is in principe analoog aan deze der diode. Nochtans moet het rooster nu twee functies vervullen; namelijk deze van de plaat der diode (want het is feitelijk het geheel, gevormd door kathode en rooster, welke als detector fungeert) en deze van het rooster der triode als versterker.

Het is dus te voorzien dat de laatste methode veel gevoeliger is dan de eerste, maar het in natuurgetrouwheid tegen deze zal moeten afleggen.





C) TRIODE ALS OSCILLATOR.

Een trillingskring, zoals wij indertijd hebben leren kennen, stelt ons in staat gedempte trillingen op te wekken. Telefoniezenders vereisen echter ongedempte trillingen, d.w.z. trillingen waarvan de amplitude constant blijft in de tijd. Deze nu kunnen bekomen worden bij tussenkomst van een behoorlijk gemonteerde triode, gelijk b.v. in fig. 53 aangegeven is. Het mecanisme is in grote trekken het volgende. De trillingskring (L-C) gaat tengevolge van een beginstoring (aansluiting b.v. op de voedingsbronnen) aan het trillen. Deze trillingen induceren in de roosterspooel een wisselend potentiaalverschil van dezelfde frequentie. De veranderingen van het roosterpotentiaal roepen op hun beurt anodestroomverandering rond een gemiddelde waarde te voorschijn. Deze stroomveranderingen induceren dan weer in de inductieve tak van de trillingskring een wisselspanning, die de trillingen kunnen onderhouden, op voorwaarde natuurlijk dat amplitude en phase dezer wisselspanning zou zijn dat bij iedere periode, de energie, die verloren gaat in de ohmse weerstand van de trillingskring, wordt aangevuld.

De frequentie dezer ongedempte trillingen wordt (zo kan mathematisch worden afgeleid) bepaald door

$$f = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{LC} \left(1 + \frac{R}{\rho}\right)}$$

waarin R de ohmische weerstand is van de L-C kring en ρ de inwendige weerstand der buis. Vermits echter R in de regel zeer klein is tegenover ρ dus R/ρ klein is tegenover 1, blijft de frequentie dus omzeggens deze van de trillingskring zelf.

Bij alle zenders is het een hoofdvereiste, dat de trillingsfrequentie zo constant mogelijk blijve. Maar opdat dit het geval zij moge de constanten L C en R van de trillingskring alsmede ρ in geen enkel opzicht wijzigingen ondergaan. Dit is echter zelden het geval; temperatuurveranderingen en andere oorzaken kunnen oorzaak zijn van zulke wijzigingen.

Wij zullen later zien, hoe men er toe gekomen is deze frequentie te « stabiliseren ».

RADIOBUIZEN MET VIER EN MEER ELECTRODEN

Met de eenvoudige triode is aan alle eisen der techniek niet voldaan. Zo is b.v. de bereikbare versterkingsfactor zowel om mechanische als elektrische redenen begrensd. Men kan namelijk bewijzen, dat de versterkingsfactor μ der buis kan worden uitgedrukt door de volgende verhouding:

$$\mu = \frac{C_{gk}}{C_{ak}}$$

waarin C<sub>gk</sub> voorstelt de capaciteit, die in de buis noodzakelijkerwijze bestaat tussen rooster en kathode, en C<sub>ak</sub> de capaciteit is, bestaande tussen anode en kathode.

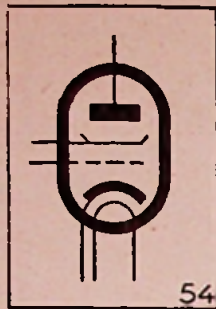
Ter vergroting van μ zouden dus de volgende mogelijkheden kunnen worden overwogen:

1) Het rooster dichtter bij de kathode brengen (C<sub>gk</sub> vergroten). Veronderstellen wij echter, dat het mogelijk ware deze benadering van kathode en rooster zeer ver door te voeren, dan zouden wij toch een buis krijgen, welke niet normaal meer zou werken. Immers de zeer dichte benadering zou voor gevolg hebben, dat het rooster abnormaal warm zou worden, waardoor dit op zijn beurt electronen zou gaan uitzenden, hetgeen natuurlijk de werking zou in gevaar brengen.

2) De anode verwijderen (C<sub>ak</sub> verkleinen). De invindige weerstand zou daardoor enorm groot worden. Dit is echter geen nadeel, maar van den anderen kant zou de minste negatieve rooster-spanning het ontstaan van een anodestroom verhinderen; moest het rooster tijdens de werking altijd negatief blijven, dan zouden dus hoge anodespanningen moeten toegepast worden.

3) Een rooster nemen, bestaande uit meer gesloten windingen; dit geval brengt echter gelijkaardige verwikkelingen mede als hierboven.

De eerste toegepaste methode ter verbetering bestaat in het aanbrengen van een tweede rooster tussen kathode en rooster, en waaraan een positieve spanning megedeeld wordt. Daardoor bekomen de electronen der ruimtelading een versnelling, welke hen toelaat door het stuurrooster heen gemakkelijk de anode te bereiken, zelfs wanneer deze een negatieve lading heeft. Deze buis is de vroeger gebruikte ruimteladingsroosterbuis of « dubbelroosterlamp », die heden ten dage omzeggens geen toepassing meer vindt.

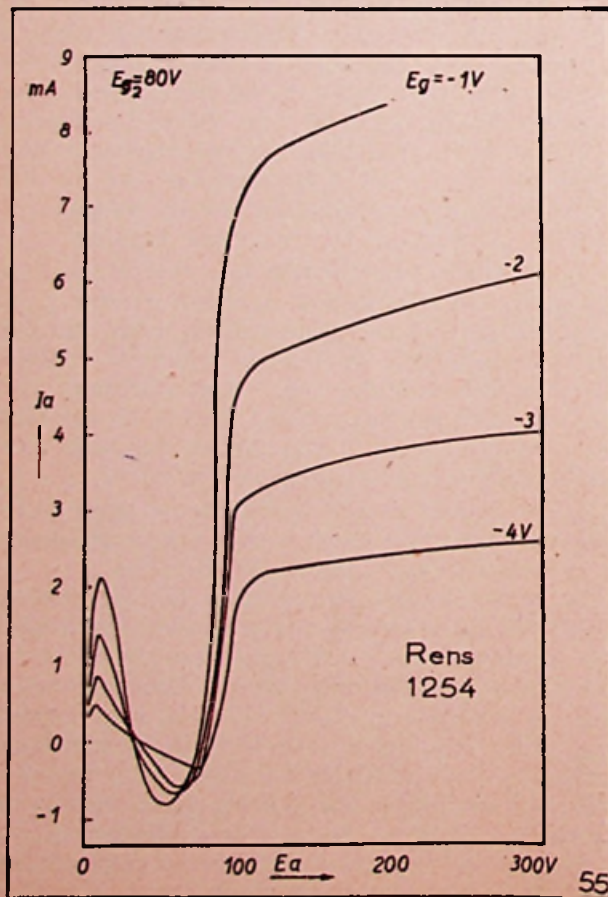


Meer resultaat wordt bekomen met de plaatsing van een hulprooster tussen stuurrooster en anode. Ook hieraan wordt een positieve hulpspanning (ongeveer  $E_a/2$  volt) gegeven.

De aanwezigheid van dit schermrooster verbetert daarenboven nog een ernstig nadeel der triode, namelijk het bestaan ener tamelijk aanzienlijke capaciteit tussen rooster en anode.

Deze capaciteit draagt aan het rooster de anodespanningsveranderingen over langs electrostatische weg; dit effect zal des te sterker zijn naarmate de frequentie der veranderingen groter is. De roosterspanning is dus bij de triode niet meer alleenlijk bepaald door het haar toegepaste potentiaalverschil.

Nog een voordeel der tetrode is, dat zij een veel groter « stuurbereik » heeft, d.w.z. dat aan het rooster van zulke tetrode een veel grotere stuurspanning kan worden aangelegd. De  $I_n-E_g$  karakteristiek is namelijk aanmerkelijk naar links (gebied der negatieve roosterspanning) verschoven.



Ook bezit zulk een buis een aanmerkelijk hogere inwendige weerstand, welke van bijzonder veel invloed is op de selectiviteit der kringen, waarover de buis geschakeld staat. Later zult gij dit beter begrijpen.

De schermroosterbuis heeft echter ook haar nadeel. Dit toont u het best haar  $I_a-E_a$  karakteristiek (fig. 55). De zo grillige vorm dezer karakteristiek vindt haar oorzaak in de secundaire electronenemissie der plaat onder invloed der schokken van de primaire electronen. Het zal u niet moeilijk vallen dit verloop zelf te verklaren.

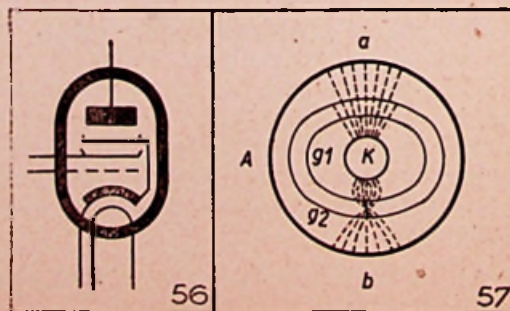
Dit nadeel wordt opgeheven door het invoeren van een derde rooster, het remrooster, dat geplaatst wordt tussen schermrooster en anode, en meestal in het inwendige der buis zelf verbonden is aan de kathode (ng. 56). Het is breed uiteengewonden uit zeer rijnen draad, zodat het zeer weinig de primaire electronen (voortkomende van de kathode) beïnvloedt, daar deze ten andere ook een zeer grote snelheid bezitten; tegenover de secundaire electronen is de werking van dit rooster echter zeer actief, daar deze snelheid klein is en het als dusdanig den terugweg van ieder electron verhindert.

De karakteristieken dezer buizen verschillen aanmerkelijk van deze ener triode. Zo vertonen de  $I_a-E_a$  karakteristieken een veel vlakker verloop, hetgeen betekent dat  $I_a$  practisch onafhankelijk wordt van de anodespanning en bijgevolg dus ook onafhankelijk van de anodebelasting. De aanpassingsvoorwaarde, vroeger bij de triode in vermogenversterking gevonden ( $R = \rho$ ), heeft dus hier absoluut geen zin meer. In 't algemeen neemt men een belasting van de orde van enkele duizende ohms, dus zeer klein ten opzichte van de inwendige buisweerstand, die hier kan gaan van 15.000 tot 1.000.000 ohm naar gelang het buistype.

Tegenover deze voordelen dienen wij echter als nadeel te vermelden, dat de karakteristieken niet zo'n belangrijke rechtlijnige gedeelten hebben als de triode en dus geen absoluut vervormingsvrije versterking toelaten. Zij komen dus nog voor verbetering in aanmerking.

Onderzoekingen hebben aangetoond, dat de schermrooster-anodeafstand van grote invloed is op de vorm der karakteristiek, en dat de karakteristieken een veel voordeliger vorm aannemen bij een wel bepaalde kritische afstand.

Verbetering kan eveneens bekomen worden door het verloop der electronenbanen te beïnvloeden. Dit principe wordt verduidelijkt in fig. 57:





stuurrooster  $g_1$  en schermrooster  $g_2$  hebben een ovale vorm en laten daar, waar de ellipsvorm het smalst is, de electronen, uitgaande van de kathode, door. Bij een roostervoorspanning van 0 volt bewegen zich deze electronen ten naastebij radiaal van kathode naar anode, waarbij echter een aanmerkelijk gedeelte op het schermrooster terecht komt. Bij grote negatieve voorspanning treedt er echter (zie b) een bundeling van de electronenstroom op; het stuurrooster gaat meer en meer werken als een electronenoptische lens.

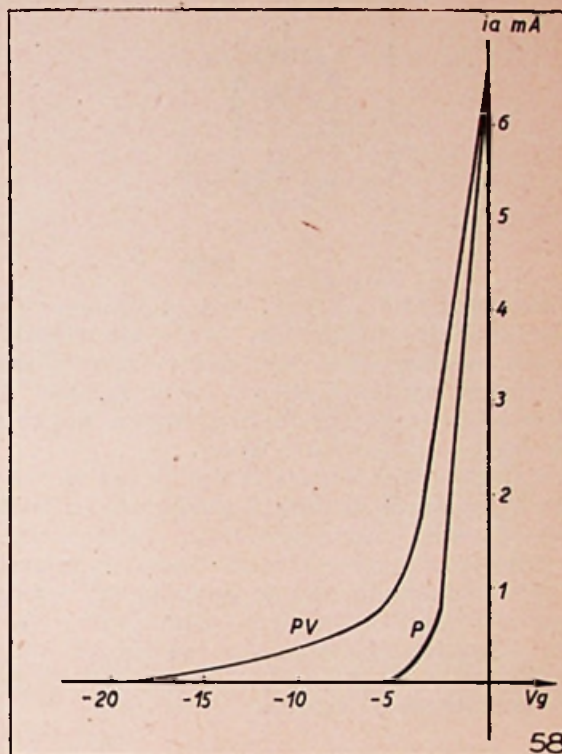
#### PENTHODE MET VERANDERLIJKE STEILHEID.

Moderne radio-ontvangers zijn voorzien van een zgn. automatische sterkteregeling. Deze heeft tot doel de amplitude van het ontvangen signaal zoveel mogelijk constant te houden en zodoende de veranderingen in de geluidsterkte te vermijden, wanneer we van de ene zender op de andere overgaan of wanneer deze onderworpen is aan het algemeen gekend « fading- of sluiereffect ».

Die automatische sterkteregeling bekomt men door een verandering in de gevoeligheid der eerste trappen van de ontvanger. Het valt niet in het kader van dit werk dit uitvoerig te beschrijven. Hiervoor zijn echter speciale buizen nodig (meestal penthoden) met veranderlijke steilheid. Door een behoorlijke opstelling en uitvoering van het rooster kan men komen tot een karakteristiek, die zeer langzaam naar de  $V_g$ -as afbuigt.

#### DUBBELROOSTERBUIZEN (Hexoden)

Een later ontwikkeld buizentype is de hexode, waaruit naderhand de heptode en octode zijn ontstaan.



## RADIO TECHNICI...

U kent en waardeert met recht de befaamde

# PHILIPS "Miniwatt" .. buizen

Bespoedigt en vergemakkelijkt uw nazichts- en reparatiewerk.

Geeft uw klanten de beste waarborg en de grootste voldoening door uitsluitend de

## PHILIPS

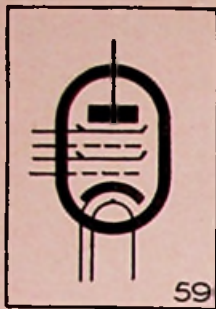
### "Miniwatt" ..

buizen en onderdeelen te gebruiken.

Alle moderne typen uit  
— voorraad leverbaar. —



Daar de voordelen dezer buizen slechts kunnen aangetoond worden in verband met de functie, die zij in de radio-ontvangst vervullen, zullen wij ons bepalen tot het principe der hexode.



Deze bezit vier roosters, twee stuurroosters en twee schermroosters. Aan beide stuurroosters kunnen onafhankelijk van elkaar verschillende spanningen worden toegepast, zodat de, door het eerste stuurrooster gestuurde, stroom nogmaals door het tweede gestuurd wordt.

De werking der hexode berust op het optreden ener zogenaamde virtuele kathode, een ruimtelading, ophoping van electronen, tussen eerste schermrooster en tweede stuurrooster en waarvan de dichtheid afhangt van de spanning van het eerste stuurrooster. Uit deze ruimtelading wordt naar gelang de spanning van het tweede stuurrooster een meer of minder groot aantal electronen naar de anode gezogen.

(Vervolgt.)

## UITNODIGING

Op het radiosalon was de stand ULTRA op sommige ogenblikken werkelijk overrompeld. De Heer Verhulpen, Afgevaardigde-Beheerder, heeft onze lezers niet steeds kunnen ontvangen zoals hij dit wenste; hij nodigt degene, die in de hoofdstad verblijven of die er op doorreis zijn, uit om hem een bezoek te brengen. Hij vraagt dat ze hem enkele ogenblikken zouden gunnen, zodat hij hun de voordelen van zijn nieuwste ontvangers zou kunnen verklaren en hen zou kunnen onderhouden over de ideale verkoopvoorwaarden waarvan de verdelers van het merk ULTRA genieten.

*J. J. Thomson*

(Vervolg van blz. 257).

Hij huwde in 1890 en had een zoon en een dochter. Talrijke eerbetuigingen vielen hem te beurt, onder meer de Nobelprijs in 1906 en het Ridderchap in 1908. Hij stierf op 30 Augustus 1940 en werd, met nationaal eerbewijs, begraven in de Westminster Abdij.

# DE OMA

DIENT VOOR ONDERLINGE HULPVERLENING  
Liquideert de overgebleven stocks van het Amerikaans leger

IN HET DEPOT VAN COURCELLES  
VERKOOP VAN RADIOLAMPEN EN DROGE BATTERIJEN

### LAMPEN

1. T. 4	Fr. 42.—	O. B. 3V. R. 90	Fr. 65.—
6. A. C. 7	50.—	3. S. 4	42.—
9. 55	160.—	6. H. 6	30.—
1. C. 5. G. T/S	34.—	1619	125.—
		328	55.—

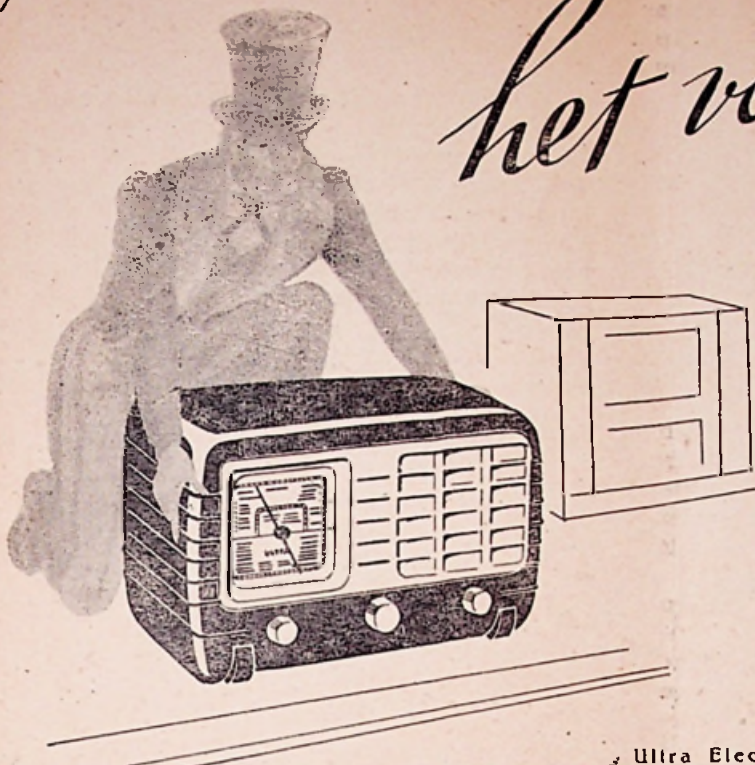
### DROGE BATTERIJEN

Type	Spanning (V)	Stroom (A)	Prijs per stuk
3. A. 1	3	0,15	Fr. 5.—
3. A. 2	22,5	0,01	5.—
3. A. 8	22,5	0,02	10.—
3. A. 27	4,5	0,01	5.—
3. A. 30	1,5	1	2.—
3. A. 32	144 - 13,5 - 4,5	0,1 - 0,3 - 0,4	25.—
3. A. 37	1,5	1	2.—
3. A. 38	103,5	0,01	2.—
3. A. 39	180 - 7,5	0,05 - 0,3	20.—
3. A. 40	90 - 1,5	0,1 - 1	15.—

Deze artikelen worden te koop gesteld tegen contante betaling in het depot van Courcelles (Station Courcelles-Motte), alle werkdagen (uitgezonderd 's Zaterdags), van 9 tot 12 en van 13 tot 16 u.

Okuy  
arrow

# het volstaat



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

**ULTRA** is het ontvangoestel waarvan de musicaliteit en de hoge technische hoedanigheden den klant overhalen.  
**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*

# DE RADIO REVUE

- In de volgende nummers :
- Magnetron en Klystron.
  - Kathode gekoppelde triodeversterkers.
  - Negatieve terugkoppeling.
  - Electro-acoestiek.
  - Service en constructie.
  - Televisie cursus.
  - Enz., Enz.
- In de Radiocursus :
- Algemene radiotechniek.
  - DE NIEUWE CURSUS :  
MEETTECHNIEK.

## B O N

(Voor de Redactie.)

In welke artikels stelt U het meest belang?  
Welke onderwerpen zoudt U graag behandeld zien ?

.....

.....

.....

.....

.....

.....

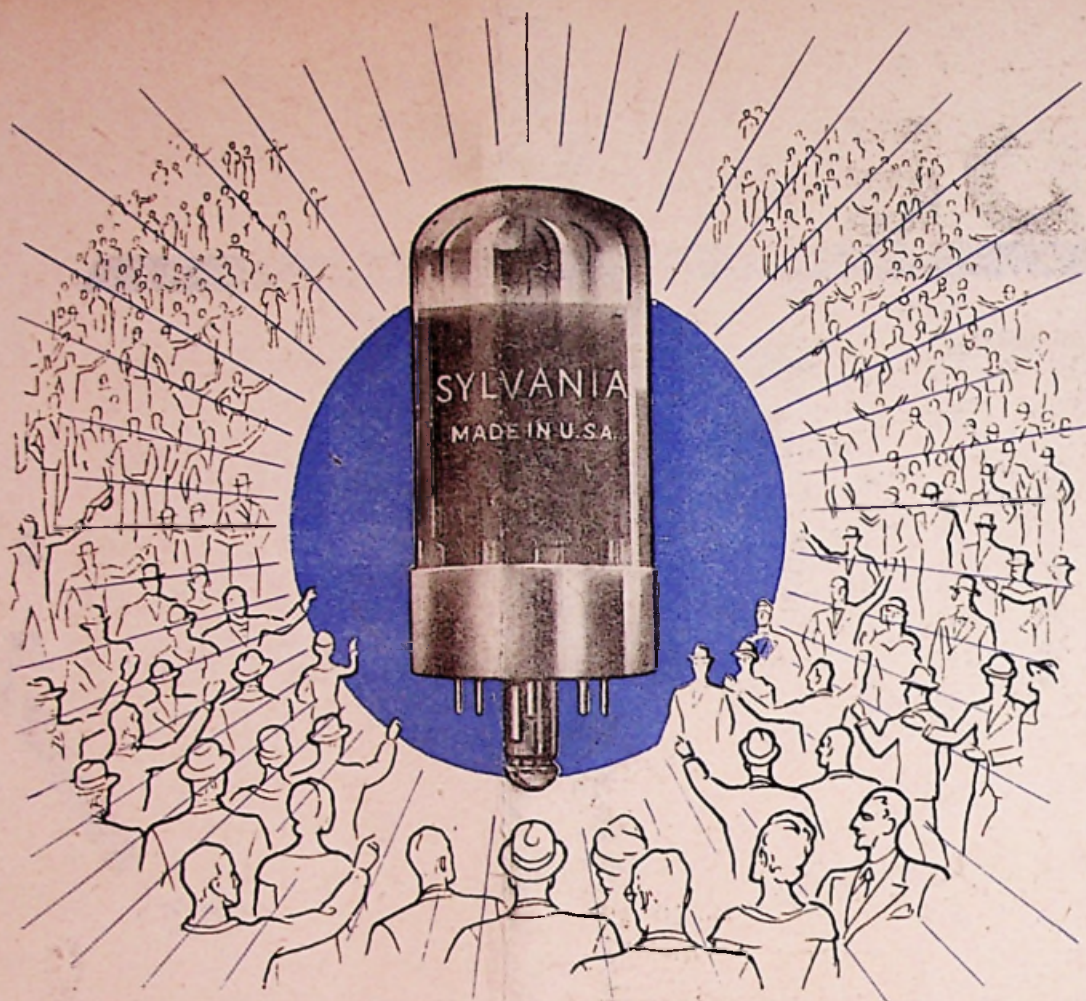
.....

.....

Naam.....

Adres .....

.....



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

# SYLVANIA



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

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

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