

JULI 1947

MAANDELIJKS

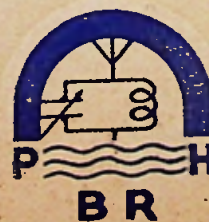
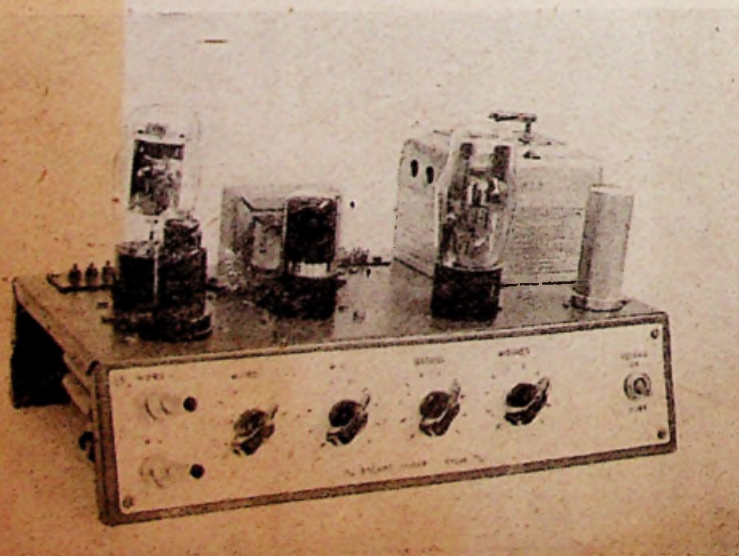
DE

RADIO REVUE

6

DE VERSTERKER 647

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



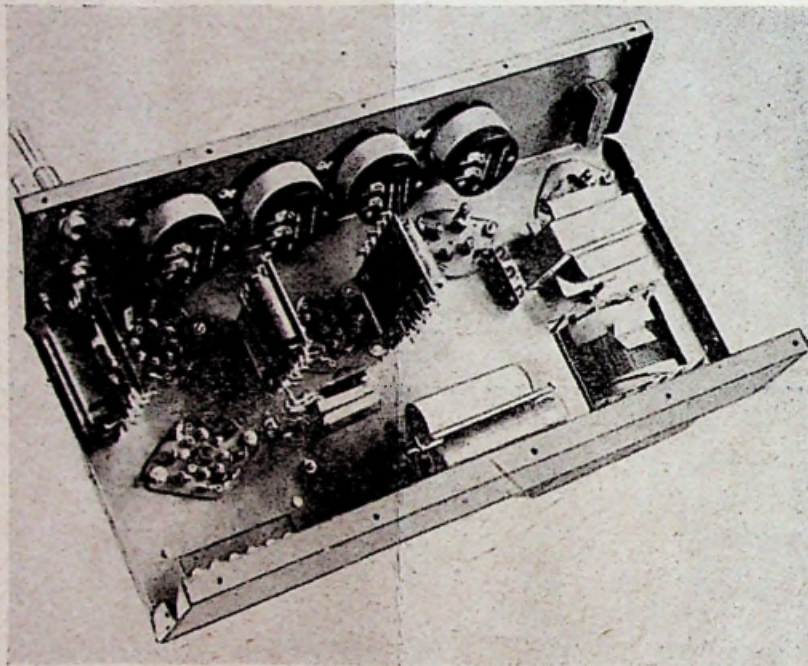
PRIJS: 30 FR.

EERST...

DE SUPER 247

VOOR DE HUISKAMER...

THANS...



DE VERSTERKER 647

Voor de Vergaderzalen van Jeugdgroeperingen, Scholen,
Sportclubs, Toneel- en Dansgroepen, Jeugdherbergen...

Voor kulturele en politieke Vergaderingen. -

Voor Geluidsinstallaties in Kerken... enz. enz.

LABORATORIA VANDAMME

P.V.B.A

Prins Leopoldstraat, 28 — ANTWERPEN-BORGERHOUT

TEL. 560.29

DE

Nr 6 — JULI 1947

RADIO

MAANDBLAD

BEHEER EN REDACTIE :
PRINS LEOPOLDSTRAAT 28
ANTWERPEN

REVUE

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



DR. V. K. ZWORYKIN

DR. V. K. ZWORYKIN

Dr Vladimir Kosma Zworykin, die sedert 17 jaar verbonden is aan de RCA, is wereldberoemd om zijn talrijke uitvindingen en verbeteringen op radio-, televisie- en electronicagebied.

Hij is de vermaarde uitvinder van de iconoscoop — het electronisch « oog » der televisie — en ontwikkelde de kinescoop — de electronen beeldbuis van de televisie-ontvanger.

Hij verbeterde de electronen-microscoop, een der merkwaardigste wetenschappelijke werktuigen der 20^e eeuw, en lanceerde de idee van de vliegtuigtelevisie.

Gedurende de oorlog legde hij zich toe op de opsporingen die verband hielden met de controle van het vliegtuiggeschut, de infrarode beeldbuizen der vermaarde sniperscopes (infrarode miktoestellen voor scherpshutters) en snooperscopes (het afweermiddel), de televisiesturing van projectielen, en radar.

Thans houdt hij zich hoofdzakelijk bezig met de electronische tellers.

Om zijn pioniersarbeid werd Dr. V. K. Zworykin herhaaldelijk bekroond: in 1934 bekwam hij de Morris Liebmann Prijs van het Institute of Radio Engineers; in 1937, de Overseas Award van het British Institution of Electrical Engineers; in 1938 werd hij uitgeroepen tot het Eredoctoraat in de Wetenschappen van het Brooklyn Polytechnic Institute; in 1940 ontving hij de Modern Pioneers Award van de American Manufacturers' Association, en in 1941, de Rumford Prijs van de American Academy of Arts and Sciences.

In 1947 ten slotte werd hem het Howard N. Potts ereteken van het Franklin Institute uitgereikt en werd hij bevorderd tot Onder-Voorzitter van de RCA-Laboratoria.

In de Televisiecursus van onze medewerker Devillez wordt de naam van Dr. V. K. Zworykin herhaaldelijk vermeld.

DE REDACTIE.

WAT IS...

EEN CATHODE FOLLOWER ?

of de Cathode-Weerstandversterker

door M. T.

Alvorens de cathode-weerstandversterker te beschrijven gaan we eerst enkele begrippen herhalen die betrekking hebben op de normale versterkerbuis. De gegevens die we hieruit afleiden zullen we dan aanpassen aan de schakeling van de cathode follower om dan verder te besluiten met de hoofdeigenschappen van deze thans zo vaak voorkomende schakeling.

1) Grondvergelijking van de lineair werkende versterkerbuis.

Fig. 1 stelt de klassieke en welbekende schakeling voor van een spanningsversterkerbuis. Hierin hebben we alleen het wisselstroom gedeelte aangeduid. Er wordt onderverstaan dat de werking der buis geschiedt in het rechtlijnig gedeelte der buiskarakteristiek en er geen sturing plaats heeft in het roosterstroom gedeelte.

Het schema uit fig. 1 kunnen we nu, zoals algemeen gekend is, vervangen door een der equivalente schema's uit fig. 2 of 3.

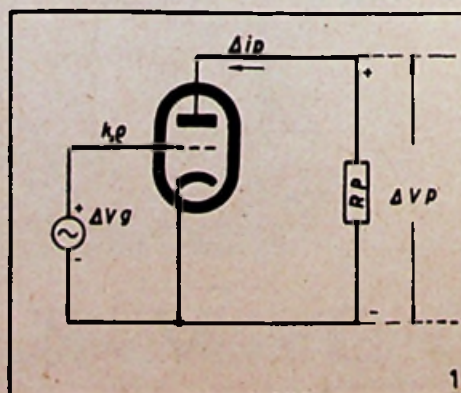
In fig. 2 hebben we een wisselstroombron $k \Delta v_g$

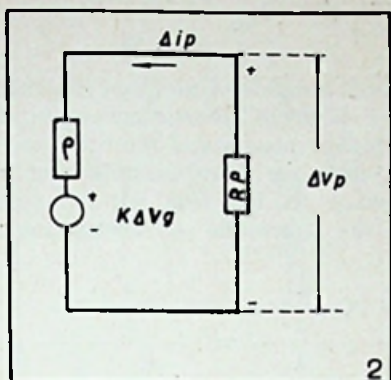
in serie met de inwendige weerstand der buis ρ en met de anodebelasting R_p . Let wel op de tekens der spanningen en de richting van de stroom.

Volgens dit schema kunnen we nu schrijven:

$$k \Delta v_g = \rho \Delta i_p - \Delta v_p \quad (1)$$

en
$$\Delta v_p = -R_p \cdot \Delta i_p \quad (2)$$





We kunnen de eerste vergelijking omvormen:

$$k \Delta v_g = -\rho \cdot \frac{\Delta v_p}{R_p} - \Delta v_p$$

of

$$k \Delta v_g = -\Delta v_p \left(1 + \frac{\rho}{R_p} \right)$$

waaruit:

$$\frac{\Delta v_p}{\Delta v_g} = \frac{-k}{1 + \frac{\rho}{R_p}} = \frac{-k R_p}{R_p + \rho}$$

De verhouding

$$\frac{\Delta v_p}{\Delta v_g} = \frac{\text{plaatspanningvariatie}}{\text{roosterspanningvariatie}}$$

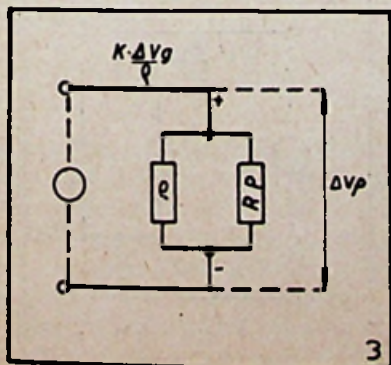
stelt, zoals we weten, de versterking A der buis voor.

Dus, krijgen we, als grondvergelijking voor de versterking van een lineair werkende versterkerbuis (zonder roosterstroom):

$$A = \frac{k \cdot R_p}{R_p + \rho}$$

Het tweede vervangschema (fig. 3) bekomen we door de kortsluitstroom van de bron $k \Delta v_g$ (dus $i = k \Delta v_g / \rho$) te sturen over de parallelschakeling van de inwendige weerstand ρ en de anodebelasting R_p .

Dit vervangschema moet ons natuurlijk tot een zelfde uitdrukking leiden voor de versterking A van de buis. Nu is de spanning Δv_p over de weerstanden gelijk aan de stroom $k \Delta v_g / \rho$ (ook nog Δv_g , vermits $k = \rho \times s$) vermenigvuldigt met de resulterende weerstand:



$$\frac{R_p \times \rho}{R_p + \rho}$$

Dus:

$$\Delta v_p = \frac{k \Delta v_g}{\rho} \times \frac{R_p \times \rho}{R_p + \rho}$$

waaruit:

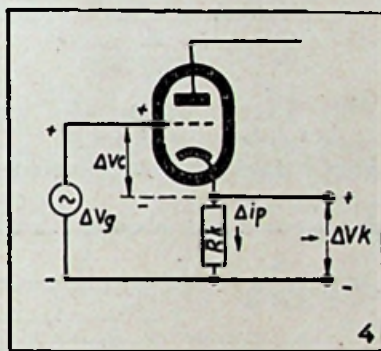
$$\frac{\Delta v_p}{\Delta v_g} = \frac{k \cdot R_p}{R_p + \rho}$$

Dus wel:

$$A = \frac{k \cdot R_p}{R_p + \rho}$$

2) Grondvergelijking van de lineair werkende cathode-weerstandversterker.

In plaats van de belasting op te stellen in de anodekring, wordt de belasting opgesteld in de cathodeleiding, zoals fig. 4 het duidelijk aantoont.



We verwezenlijken aldus een versterkerschakeling met 100% stroomtegenkoppeling. De grondvergelijking van deze schakeling kunnen we heel gemakkelijk bekomen door in de vergelijkingen (1) en (2) de verschillende factoren te vervangen door de overeenstemmende waarden uit fig. 4, zorgvuldig rekenschap houdende met de spanningstekens en de stroomrichtingen.

De roosterspanningsvariatie Δv_g uit (1) moet thans vervangen worden door Δv_c uit fig. 4 en deze spanningsvariatie bedraagt:

$$\Delta v_c = \Delta v_g - \Delta v_k$$

Verder is:

$$\Delta v_p = -\Delta v_k$$

De vergelijking (1)

$$k \Delta v_g = \rho \cdot \Delta i_p - \Delta v_p$$

wordt dus:

$$k (\Delta v_g - \Delta v_k) = \rho \cdot \Delta i_p + \Delta v_k \quad (3)$$

met

$$\Delta v_k = R_k \cdot \Delta i_p \quad (4)$$

De combinatie van (3) en (4) geeft:

$$k \Delta v_g - k \Delta v_k = \rho \frac{\Delta v_k}{R_k} + \Delta v_k$$

of

$$k \Delta v_g = \Delta v_k \left(1 + k + \frac{\rho}{R_k} \right) \quad (5)$$

waaruit :

$$\frac{\Delta v_k}{\Delta v_g} = \frac{k}{1 + k + \frac{\rho}{R_k}}$$

wat we zullen voorstellen door A_k , versterking van de cathodeweerstandversterker :

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

Vergelijken we A_k met A :

$$A_k = \frac{k R_k}{R_k + k R_k + \rho} = \frac{k R_k}{R_k + \rho} \cdot \frac{1}{1 + \frac{k R_k}{R_k + \rho}} = A \times \frac{1}{1 + A}$$

Dus

$$A_k = \frac{A}{A + 1}$$

wat natuurlijk kleiner is dan één, vermits we tegenkoppeling hebben toegepast.

3) Vervangschema's voor de cathode-weerstandversterker.

A_k kunnen we ook nog als volgt schrijven :

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

Stellen we

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

en

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

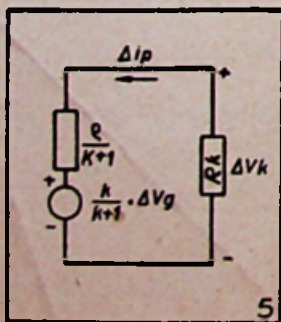
dan wordt

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

wat dus identiek dezelfde uitdrukking is als A , echter met k' en ρ' in plaats van k en ρ .

We zien dus dat we de cathodeweerstandversterker kunnen vervangen door een gewone versterker waarvan de versterkingsfactor k' , $1 + k$ maal kleiner is dan k en waarvan de inwendige weerstand ρ' , $1 + k$ maal kleiner is dan ρ .

Een eerste vervangschema (voorgesteld in fig. 5) is dus dat waarin een spanningsbron



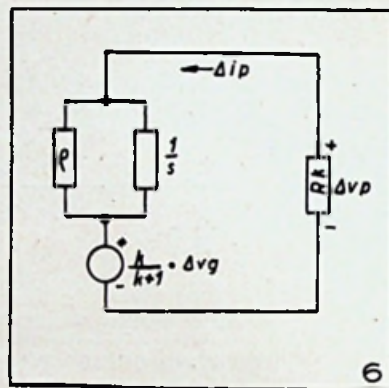
5

$$\frac{k}{k + 1} \cdot \Delta v_g$$

in serie wordt aangelegd met een inwendige weerstand $\rho/1 + k$ en de belastingsweerstand R_k .

De inwendige weerstand kunnen we ook nog vervangen door de parallelschakeling van twee weerstanden ρ en $1/s$ (fig. 6). De resulterende weerstand die hiermede overeenstemt bedraagt inderdaad :

$$\frac{\rho \times \frac{1}{s}}{\rho + \frac{1}{s}} = \frac{\frac{\rho}{s}}{\frac{\rho s + 1}{s}} = \frac{\rho}{\rho s + 1} = \frac{\rho}{k + 1}$$



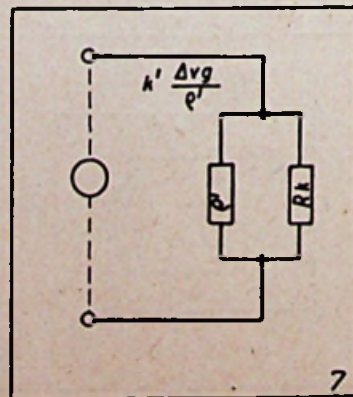
6

Indien we gebruik maken van de voorstellingswijze uit fig. 3 dan krijgen we voor de cathodeweerstandversterker het tweede vervangschema uit fig. 7, dat we kunnen omvormen tot fig. 8, mits k' te vervangen door $k/1 + k$, ρ' door $\rho/1 + k$ en door de parallelschakeling van $1/s$ en ρ .

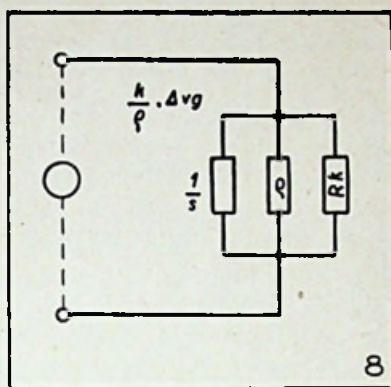
4) Toepassing.

Beschouwen we één der triodes van een dubbele triode 6SN7, en berekenen we de versterking wanneer de buis geschakeld wordt als kathode follower met $R_k = 25 \text{ K}$ b.v. De versterkingsfactor is $k = 20$ en de inwendige weerstand $\rho = 7 \text{ K}$.

$$A_k = \frac{20}{1 + 20 + \frac{7000}{25000}} =$$



7



$$\frac{20 \times 25}{21 \times 25 + 7} = 0,94$$

kleiner dan 1.

5) Eigenschappen van de cathode-weerstand-versterker.

De betekenis van de schakeling is tweërlei: hoge ingangsimpedantie en lage uitgangsimpedantie. Zolang geen roosterstroom optreedt, is de rooster-cathodeweerstand der 6SN7 triode oneindig.

Treedt wel roosterstroom op dan bedraagt de statische rooster-cathodeweerstand v_g , 1000 ohm. Is de buis opgesteld als cathode follower dan

wordt deze weerstand

$$v_g \times \frac{1}{1 - A}$$

in het beschouwde geval:

$$1000 \times \frac{1}{1 - 0,94} = 1000 \times \frac{1}{0,06} = 16.600 \text{ ohms}$$

We vonden reeds dat we de inwendige weerstand van de buis als cathode-weerstandversterker konden beschouwen als zijnde $k + 1$ maal kleiner dan de normale inwendige weerstand van de buis. Dit geeft, voor de 6SN7:

$$\rho_i = \frac{7000}{21} = 333 \text{ ohms}$$

De fysische betekenis van deze kleine inwendige weerstand is nu, dat de uitgangsspanning nagenoeg onafhankelijk is van de stroom die afgenomen wordt aan de uitgangsklemmen. Bedraagt deze laatste bijvoorbeeld 10 mA dan wordt de spanningsval over de inwendige weerstand slechts:

$$333 \times \frac{10}{10^3} = 3,33 \text{ volt}$$

Het zijn deze twee voorgaande eigenschappen die verklaren waarom men thans in lampvoltmeter-schakelingen, kathodestraal-oscillografen, enz. zoveel beroep doet op deze schakeling.

RADARTECHNIEK

(Vervolg van blz. 150)

VORM, DUUR EN REPETEERFREQUENTIE DER IMPULSEN; TOP- EN GEMIDDELD VERMOGEN

Men kan allerlei impulsvormen gebruiken in radarsystemen, maar om redenen van praktische aard verkiest men de rechthoekige vorm uit fig. 7. Fig. 7a stelt de modulatie-omhullende van de draaggolf voor, en fig. 7b stelt de hoogfrequentgolf zelf voor. De impulsduur wordt δ genoemd en het tijdsinterval tussen twee opeenvolgende impulsfronten T . De herhalingsfrequentie der impulsen bedraagt dus:

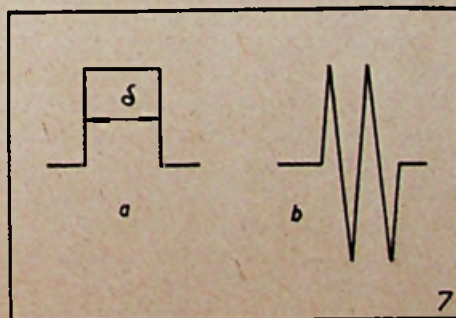
$$f_r = \frac{1}{T}$$

De impulsduur δ moet klein genoeg zijn opdat, voor de kortste afstanden op dewelke men hindernissen wil detecteren, de zender buiten werking zou zijn binnen de tijd waarop de echo op de ontvanger aanlandt. Zoniet zouden het uitgezonden impuls en het echo-impuls elkaar overlappen en niet meer te onderscheiden zijn op de indicator.

De impulsduur is, in bestaande radartoestellen, begrepen tussen 0,1 microseconde (μ sec) en 50 μ sec; de meest voorkomende waarden echter zijn begrepen tussen 0,5 en 10 μ sec.

De repeteerfrequentie der impulsen, f_r , moet eveneens behoorlijk gekozen worden.

Is bijvoorbeeld de repeteerfrequentie te groot, dan zou een bepaald echo de ontvanger slechts bereiken nadat reeds een volgend impuls uitgezonden werd; men zou, in dit geval, de weerkerende echo niet meer kunnen vergelijken met het oorspronkelijk uitgezonden impuls en er zou ambiguïteit optreden in het bepalen der hinder-



nissen. Om dit te voorkomen moet men dus tussen twee opeenvolgende impulsen een tijdsinterval laten dat tenminste gelijk is aan de tijd die een impuls nodig heeft om tweemaal (gaan en keren) de weg af te leggen naar de verst afgelegen hindernis die door het radartoestel kan gedetecteerd worden. En zelfs dan nog moet men voorzichtig zijn, want met ongewone weercondities kan men soms onverwacht grote afstanden bereiken met een gegeven toestel.

Alhoewel men dus de repeteerfrequentie klein genoeg moet houden teneinde de verst afgelegen hindernis, zonder dubbelzinnigheid, te kunnen detecteren, moet men haar nochtans groot genoeg houden teneinde een doelmatige in'egrerende werking te bekomen. We begrijpen gemakkelijk, dat indien er slechts een enkel impuls door een bepaald voorwerp zou weerkaatst zijn, men grote moeilijkheden zou tegenkomen in het bepalen, met een voldoende nauwkeurigheid en betrouwbaarheid, van de nodige gegevens. Het is wenselijk dat een bepaald voorwerp door een groter aantal impulsen getroffen wordt, laten we zeggen, een tiental. Gebeurlijke fadingverschijnselen en andere kunnen op deze wijze gedeeltelijk tegengewerkt worden.

Bovendien moet men ook de hoeksnelheid van de draaiende antenne in aanmerking nemen bij het bepalen van de repeteerfrequentie. Inderdaad, beschrijft de antenne een te grote hoek tussen twee impulsen in, dan zal niet alleen het aantal impulsen dat een voorwerp bereikt te klein zijn, maar dan zullen er zelfs zonen optreden in de ruimte waar zich objectieven bevinden die niet gedetecteerd zullen worden. Een andere belangrijke factor in dit verband is de scherpte van de antennestraal.

De impulsrepeteefrequentie ligt gewoonlijk in de band van 400 tot 5000 perioden per seconde. Nochtans worden soms frequenties gebruikt die tot op 60 c/sec dalen.

Het maximum draagvermogen van een radarapparaat hangt in grote mate af van het **uitgangsvermogen** van het toestel. Het apparaat moet een vermogen uitstralen dat voldoende groot is opdat, voor de grootste afstand, het echosignaal een vermogenniveau bezit dat tenminste gelijk is aan het storingsniveau aan de ingang van de ontvanger.

Sprekende over vermogens moet men twee soorten uitgangsvermogen onderscheiden: het **topvermogen**, t.t.z. het gemiddeld vermogen gedurende een impuls; en het **gemiddeld vermogen**, t.t.z. het gemiddeld vermogen over de impulsrepeteerijsperiode.

Men heeft thans toestellen verwezenlijkt waarmede men ongehoord grote topvermogens uitzendt: het topvermogen bedraagt minstens 20 kilowatt en bereikt soms tot 5 megawatt.

Niettegenstaande deze zeer hoge topvermogens, echter, blijft het gemiddeld vermogen betrekkelijk klein, omwille van het groot verschil tussen impulsduur δ en impulsinterval T_r .

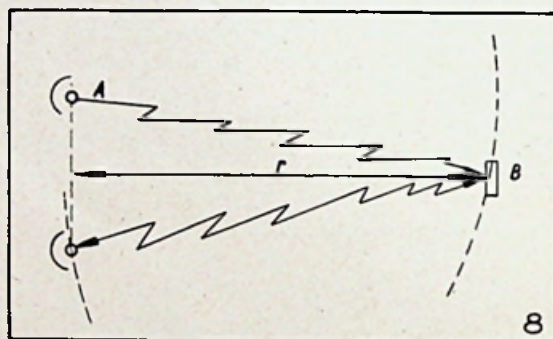
Voor de rechthoekige impulsen die we hier beschouwd hebben, bedraagt de verhouding van het topvermogen tot het gemiddeld vermogen:

$$\frac{\text{Topvermogen}}{\text{gemiddeld vermogen}} = \frac{T_r}{\delta}$$

Deze verhouding is begrepen, voor de thans in gebruik zijnde radarapparaten, tussen 100 en verschillende duizenden.

Het maximum draagvermogen van een radarapparaat in de vrije ruimte wordt bepaald door de energie-inhoud van de uitgezonden impuls, de energieversterking van de zendantenne, de effectieve dwarsdoorsnede van het objectief, de effectieve oppervlakte van de ontvangantenne en het minimum sein dat door de ontvanger kan gedetecteerd worden.

De vergelijking van het maximum draagvermogen van een radarapparaat kan als volgt opgesteld worden:



Gebruikte parameters (fig. 8) :

- r = afstand van het objectief;
- δ = impulsduur;
- P_t = uitgezonden top (piek) vermogen;
- G_t = vermogenversterking van een gerichte antenne, vergeleken met een niet gerichte antenne;
- A_r = effectieve oppervlakte ener ontvangantenne;
- σ = effectieve oppervlakte van het objectief;
- γ = weerkaatsingsfactor van het objectief (verhouding van de energie teruggestuurd naar de ontvangantenne, tot de energie die zou teruggestuurd geweest zijn indien de volledig invallende energie op het objectief gelijkmatig verdeeld zou geweest zijn in alle richtingen);
- P_r = ontvangen vermogen.

De energieinhoud van de uitgezonden impuls bedraagt $P_t \times \delta$; de energiedichtheid op de oppervlakte van een sfeer met straal r gecenterd op de zender en die door het doel komt bedraagt

$$\frac{P_t \cdot \delta}{4 \pi r^2}$$

de energiedichtheid, op de plaats van het doel, wordt, wanneer men gebruik maakt van een gerichte zendantenne:

$$\frac{P_t \cdot \delta}{4 \pi r^2} \times G_t;$$

de totale energie die invalt op het doel is:

$$\frac{P_t \cdot \delta}{4 \pi r^2} \times G_t \times \sigma;$$

de energiedichtheid op de oppervlakte van een sfeer met straal r en als middelpunt het objectief en dat door de ontvangantenne gaat bedraagt, in de veronderstelling dat de totale invallende energie door het objectief gelijkvormig in alle richtingen wordt weerkaatst:

$$\frac{P_t \cdot \delta}{4 \pi r^2} \times G_t \times \sigma \times \frac{1}{4 \pi r^2}$$

houdt men rekenschap met de weerkaatsingsfactor dan bekomt men voor deze energiedichtheid:

$$\frac{P_t \cdot \delta}{4 \pi r^2} \times G_t \times \sigma \times \frac{1}{4 \pi r^2} \times \eta$$

En de totale energie opgevangen door het radar-toestel bedraagt:

$$\frac{P_t \cdot \delta}{4 \pi r^2} \times G_t \times \sigma \times \frac{1}{4 \pi r^2} \times \eta \times A_r$$

Ze is gelijk aan $P_r \cdot \delta$.

Dus:

$$P_r \cdot \delta = \frac{P_t \cdot \delta}{4 \pi r^2} \times G_t \times \sigma \times \frac{1}{4 \pi r^2} \times \pi \times A_r$$

of

$$16 \pi^2 r^4 = (P_t \times \delta) \times \left(\frac{1}{P_r \times r} \right) \times (G_t \times A_r) \times (\sigma \times \eta)$$

of nog

$$r = \frac{1}{2 \sqrt{\pi}} \times$$

$$\sqrt[4]{(P_t \times \delta) \times \left(\frac{1}{P_r \times \delta} \right) \times (G_t \times A_r) \times (\sigma \times \eta)}$$

Het kleinste vermogen dat kan gedetecteerd worden P_r min stemt overeen met de grootste draagwijdte van het radartoestel r max. Dus:

$$r \text{ max} = \frac{1}{2 \sqrt{\pi}} \times$$

$$\sqrt[4]{(P_t \times \delta) \times \left(\frac{1}{P_r \text{ min} \times \delta} \right) \times (G_t \times A_r) \times (\sigma \times \eta)}$$

De factoren werden gegroepeerd tussen haken: de eerste groep komt overeen met de energieinhoud van de uitgezonden impuls; de tweede groep met de minimum energie die kan gedetecteerd worden; de derde groep omvat de karakteristieke factoren der radarantenne; de vierde groep, de karakteristieke factoren van het doel.

De impulsduur δ komt tweemaal voor en zou kunnen verwijderd worden. Men doet uit echter

niet omdat het niet het topvermogen P_r is dat het gemak bepaalt waarmede een impuls gedetecteerd kan worden, maar wel het opgevangen vermogen $P_r \times \delta$.

De gevoeligheidsgrens van een ontvanger hangt inderdaad af van het niveau der stoorgeruisen die opgewekt worden in de ingangskringen van de ontvanger. En het impulsecho moet hoorbaar zijn trots de uitgangsspanningen opgewekt door deze stoorgeruisen. De hoeveelheid stoorvermogen die aanwezig is in de output van de ontvanger is evenredig met de bandbreedte van de ontvanger, t.t.z. met de breedte der resonantiekrommen der afgestemde kringen. De ontvanger mag niet te scherp afgestemd zijn daar de korte duur der echoimpulsen niet toelaat trillingen op te wekken in kringen met zeer hoge kwaliteitsfactor Q . Men kan bewijzen dat door verdubbeling van de impulsduur, de bandbreedte van de ontvanger op de helft kan teruggebracht worden, zonder dat men de amplitude van de uitgangsimpuls vermindert. Als gevolg van de verminderde bandbreedte, wordt het stoorgeruis teruggebracht op de helft, 't is te zeggen dat het seinvermogen ten opzichte van het stoorvermogen verdubbeld is. Dus is een verhoging van de impulsduur δ even doelmatig als de verhoging van het topvermogen P en is het dus wel het product dezer twee waarden, de impulsenergie, die doorslaggevend is voor het detecteren der impulsen.

Als gevolg van dit verband tussen bandbreedte en impulsduur wordt de gevoeligheid van het ontvangersysteem gemeten door de geringheid van het vermogen van een nauwelijks detecteerbaar impulsecho en de doelmatigheid van de zender door de energieinhoud van ieder uitgezonden impuls. Merken we nochtans op, dat de maximum draagwijdte varieert met de vierde machtswortel uit de factoren van de vergelijking en dat men bijgevolg de uitgezonden energie zestien keer groter moet nemen wil men de maximum draagwijdte verdubbelen; of nog, dat de ontvanger zestien keer minder vermogen moet kunnen detecteren wil men dezelfde verbetering bekomen.

De repeteerfrequentie heeft een kleine invloed op het maximum draagvermogen, daar seinen met kleine energieinhoud gemakkelijker gedetecteerd kunnen worden indien de repeteerfrequentie groter is. Nochtans zijn het meestal andere factoren die de repeteerfrequentie der impulsen bepalen, zo b.v. de noodzakelijkheid dat voldoende impulsen uitgestuurd worden opdat, bij het draaien, de antenne, tussen twee impulsen in, geen hindernis zou voorbijlopen. Gewoonlijk zal men de repeteerfrequentie zo klein nemen dat men buiten 'n doelmatige bestrijking der ruimte ook nog maximum energie per impuls bekomt voor een gegeven gemiddeld ingangsvermogen naar de zender.

De invloed van de antenne op de draagwijdte wordt gegeven door

$$\sqrt[4]{G_t \cdot A_r}$$

(Zie vervolg blz. 174)

DE BREDE-FREQUENTIEBAND VERSTERKER

Voorgedragen door L. BORLOO in het Seminarie van het Na.Ra.Fi., onder leiding van Prof. E. J. PALMANS

INLEIDING

De brede frequentiebandversterker is een versterker, zijn benaming zegt het trouwens zelf, die brede frequentiebanden versterkt. Het is voornamelijk daarin dat hij verschilt van een gewone versterker. Het frequentiebereik van zo'n versterker kan gaan van enkele hertz tot enige miljoenen hertz (b.v. 10 Hz tot 5 MHz). De brede bandversterker vindt vooral een toepassing in de meettechniek en tegenwoordig ook in de televisietechniek.

Voorwaarden waaraan een brede frequentiebandversterker moet voldoen.

De voornaamste voorwaarden waaraan de versterker dient te voldoen zijn de volgende:

- 1) Een geringe vervorming hebben;
- 2) Een grote versterking bezitten;
- 3) Regeling der versterking onafhankelijk van de frequentie;
- 4) Een groot frequentiebereik hebben.

1) De vervorming:

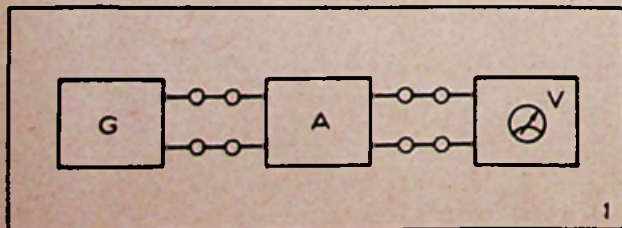
In een brede bandversterker, zoals trouwens in alle versterkers, kunnen we verschillende soorten van vervorming onderscheiden:

- a) Lineaire vervorming;
- b) Phasevervorming;
- c) Niet lineaire vervorming.

a) Lineaire vervorming:

Onder lineaire vervorming verstaan we de verandering van de versterking in functie van de frequentie.

Hierdoor komen we vanzelfsprekend tot het begrip frequentiebereik en bandbreedte. Wat we hieronder verstaan zullen we in 't kort uiteenzetten.



Onderstellen we (fig. 1), dat we in het bezit zijn van een versterker. De ingangsklemmen verbinden we met een generator (H.F. of L.F.) die een constante uitgangsspanning levert onafhankelijk van de frequentie. De uitgangsklemmen worden verbonden met een gepast meettoestel. Ver-

anderen we de frequentie van de generator en onderstellen we dat de uitgangsspanning van de versterker het verloop heeft zoals aangeduid in fig. 2; we verstaan dan onder bandbreedte of frequentiebereik van de versterker, de frequenties begrepen tussen f_1 en f_2 , t.t.z. tussen die frequenties waarbij de uitgangsspanning gedaald is op

$$\frac{E_{\max}}{\sqrt{2}} = 0,707 E_{\max}$$

Voor kwaliteitsversterkers betekent dit reeds een aanzienlijke verzwakking der hoge en lage frequenties en daarom wordt de bandbreedte dan ook gedefinieerd als zijnde die frequenties begrepen tussen f_1' en f_2' en waarbij de uitgangsspanning gedaald is 98/100 E_{\max} .

b) Phasevervorming:

Deze vervorming ontstaat wanneer na versterking van de trilling de phaseverschuiving niet evenredig is met de frequentie.

We zullen deze definitie een weinig trachten nader toe te lichten.

Onderstellen we te doen te hebben met een willekeurige periodische trilling, dan kan men met de Fourierse analyse bewijzen dat deze trilling bestaat uit een grondtrilling en een willekeurig aantal harmonischen, waarvan de amplituden en de fasen bepaald kunnen worden.

Heeft de trilling een phaseverschuiving ondergaan over een hoek φ , dan zou men kunnen denken dat het voldoende zou zijn dat de grondtrilling en de harmonischen ook verschoven worden over een hoek φ , opdat de resulterende trilling een phaseverschuiving gelijk aan φ zou hebben. Dit is echter niet waar en we kunnen dit gemakkelijk aantonen met behulp van een voorbeeld. Voor de eenvoud der bewijsvoering zullen we ons bepalen tot een trilling bestaande uit een grondtrilling en haar tweede harmonische en waarvan de amplituden gelijk zijn.

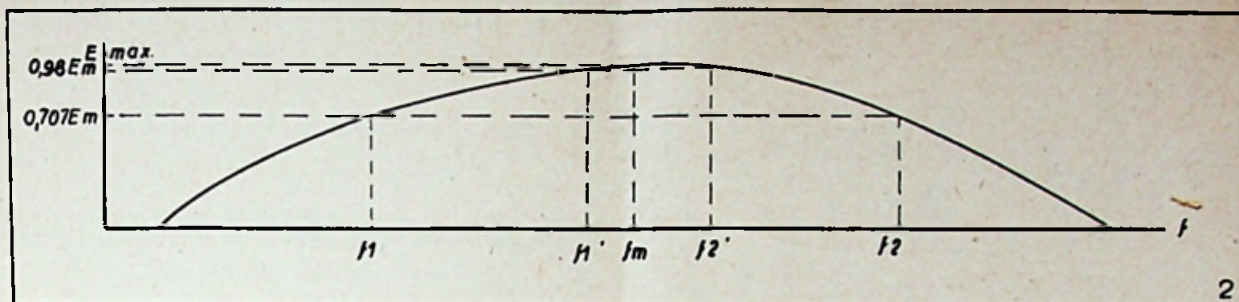
Zij $S_1 = a \sin x$ de grondtrilling en $S_2 = a \sin y$ de harmonische. De resulterende trilling is gelijk aan:

$$S = S_1 + S_2$$

of

$$S = a (\sin x + \sin y) = 2 a \cos \frac{x-y}{2} \sin \frac{x+y}{2}$$

Hierin is $2 a \cos (x-y)/2$ de amplitude van de nieuwe trilling. Dat dit zo is kan men nagaan door $x = y$ te stellen: In dat geval immers moet $2 a \cos (x-y)/2$ gelijk zijn aan $2 a$, wat inderdaad zo is, daar $\cos 0 = 1$.



Stellen we eerst $x = \omega t$ dan is $y = 2 \omega t$ dus

$$S = 2 a \cos \frac{1}{2} \omega t \sin \frac{3}{2} \omega t \quad (1)$$

Onderstellen we de faseverschuiving evenredig met de frequentie en zij φ de faseverschuiving van de grondtrilling, dan hebben we:

$$x = \omega t + \varphi$$

en

$$y = 2 (\omega t + \varphi)$$

dus

$$S = 2 a \cos \frac{1}{2} (\omega t + \varphi) \sin \frac{3}{2} (\omega t + \varphi) \quad (2)$$

Vergelijking (1) en (2) hebben dezelfde vorm, want als we in (2) $\omega t + \varphi$ vervangen door $\omega t'$ bekomen we een vergelijking van dezelfde vorm als (1).

Onderstellen we dat de faseverschuiving niet evenredig is met de frequentie, b.v. dat ze voor alle frequenties dezelfde is, dan hebben we:

$$x = \omega t + \varphi$$

en

$$y = 2 \omega t + \varphi$$

dus

$$S = 2 a \cos \frac{1}{2} \omega t \sin \frac{3}{2} (\omega t + \frac{2\varphi}{3}) \quad (3)$$

en we zien al dadelijk dat vergelijking (3) en (1) niet van dezelfde vorm zijn (dit wat betreft de phase). We hebben in dit geval faseverschuiving.

c) Niet lineaire vervorming:

De niet lineaire vervorming wordt o.a. veroorzaakt door de versterkersbuizen. De kromming van de karakteristiek heeft ten gevolge dat benevens het versterkte signaal ook harmonischen opgewerkt worden. Daar deze vervorming zeer storend kan zijn dient deze zoveel mogelijk vermeden te worden.

2) De versterking:

Vooraleer over de versterking te spreken moeten we eerst een woordje zeggen over de versterker zelf.

Aard van de versterker:

Daar het er om gaat brede frequentiebanden te versterken, zullen we gebruik maken van een weerstand-capaciteitversterker. Deze immers heeft op alle andere versterkers het voordeel geen bepaalde frequenties te bevoordelen.

Gebruikte buistypen:

De buizen die het best voor ons doel in aanmerking komen zijn pentodes. Waarom juist pentodes verkozen worden boven triodes, heeft verschillende redenen.

Bij pentodes is de anode-roostercapaciteit en de ingangscapaciteit veel kleiner dan bij triodes. Dit is vooral van belang, zoals we zullen zien, met het oog op de hoge frequenties. Verder heeft de pentode een veel groter inwendige weerstand dan de triode.

De effectieve versterking K van een buis wordt ons gegeven door volgende formule:

$$K = \frac{\mu Z_a}{\rho + Z_a}$$

Hierin is μ de statische versterkingsfactor, ρ de inwendige weerstand en Z_a de anodebelasting.

Deze formule kunnen we ook anders schrijven zo we rekening houden met het feit dat $\mu = S \cdot \rho$ waarin S de statische steilheid voorstelt.

$$K = \frac{\mu Z_a}{\rho + Z_a} = \frac{S \cdot \rho Z_a}{\rho + Z_a} = S Z_a \cdot \frac{1}{1 + \frac{Z_a}{\rho}}$$

Bij pentodes is de inwendige weerstand zeer groot en daar Z_a tamelijk klein is, is de verhouding Z_a/ρ te verwaarlozen t.o.v 1 en we bekomen dus voor de pentodes de volgende belangrijke formule:

$$K = S \cdot Z_a \quad (4)$$

Bij triodes is de inwendige weerstand nogal klein zodat de verhouding Z_a/ρ niet meer te verwaarlozen is. In dit geval geldt dus de formule:

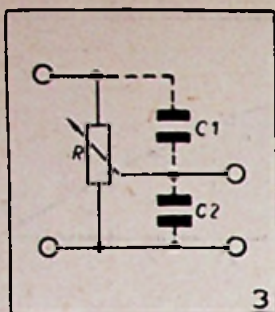
$$K = \frac{\mu Z_a}{\rho + Z_a} = S_d Z_a$$

$$S_d = \frac{S \cdot \rho}{\rho + Z_a}$$

S_d = dynamische steilheid.

Hieruit blijkt dus dat zo we beschikken over een pentode en een triode, die beide dezelfde steilheid bezitten, dan zal de versterking van de pentode groter zijn dan deze van de triode.

Uit betrekking (4) zien we ook dat de versterking evenredig is met de steilheid, vandaar dat we dus zullen zorgen pentodes te gebruiken met een zo groot mogelijke steilheid.



3) Regeling der versterking :

Dat de regeling der versterking moet gebeuren onafhankelijk van de frequentie, ligt voor de hand. De gewone sterkteregeling met behulp van een potentiometer (zie fig. 3) kan niet toegepast worden wegens de schadelijke capaciteiten C_1 en C_2 die over de potentiometer staan.

Door gebruik te maken van een compensatieschakeling kunnen we nochtans de uitgangsspanning (V_2) onafhankelijk maken van de frequentie. Deze methode zullen we behandelen wanneer we zullen spreken over de verzwakkers.

Een andere sterkteregeling is deze waarbij gebruik wordt gemaakt van pentodes met veranderlijke steilheid. Hierbij wordt gebruik gemaakt van het feit dat bij verandering van de negatieve voorspanning van het stuurrooster de steilheid vermindert of vermeerdert naargelang het rooster meer negatief of meer positief wordt. Nu is de versterking evenredig met de steilheid $K = S$. Zwaaruit dus blijkt dat door verandering van de steilheid de versterking van de lamp kan geregeld worden. Door het feit dat we nu echter gebruik maken van het kromme deel der karakteristiek ontstaat er niet-lineaire vervorming. Dit nadeel kan vermeden worden indien men voor de versterkingsregeling gebruik maakt van de tegenkoppeling.

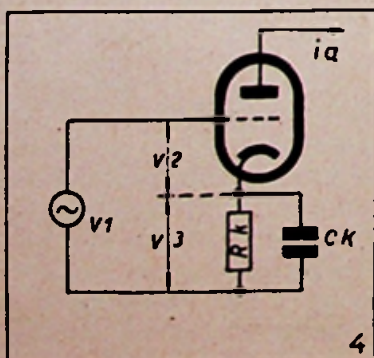
Zoals bekend wordt dikwijls ter verkrijging der roostervoorspanning een kathodeweerstand gebruikt overbrugd met een condensator (fig. 4). Wordt C_k weggelaten dan krijgen we stroomtegenkoppeling, over R_k ontstaat dan een wisselspanning v_k .

Nu is

$$v_1 = v_2 + v_k$$

$$i_a = i_k = Sd v_2$$

$$v_k = i_k \cdot R_k = Sd v_2 R_k$$



zodus

$$v_1 = v_2 (1 + Sd R_k)$$

of

$$v_2 = \frac{v_1}{1 + Sd R_k}$$

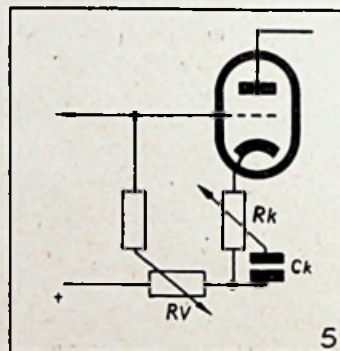
Zonder tegenkoppeling is $i_a = Sd v_1$ ($v_k = 0$ en $v_1 = v_2$) met tegenkoppeling is

$$i_a = Sd v_2 = Sd \frac{v_1}{1 + Sd R_k} = S'd v$$

waarin

$$S'd = \frac{Sd}{1 + Sd R_k}$$

De steilheid van de buis is dus kleiner geworden en deze is afhankelijk van de kathodeweerstand R_k . Door R_k te veranderen kunnen we dus de versterking regelen. Nu moet echter bij verandering van R_k de roostervoorspanning zo constant mogelijk blijven. Hoe we dit praktisch verwezenlijken leert ons fig. 5.



Met deze schakeling kan men R_k zo groot nemen als men wil, vermits door middel van R_v , de voorspanning steeds op de gewenste waarde ingesteld kan worden.

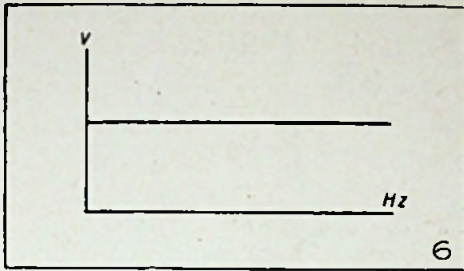
De graad van tegenkoppeling en dus ook de versterking wordt geregeld met R_k . C_k wordt zo groot genomen dat zijn impedantie praktisch nul is voor de laagste te verwerken frequentie.

Opmerking :

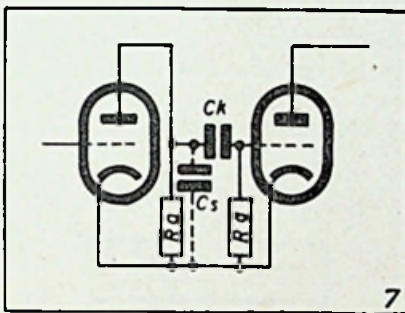
Door de tegenkoppeling wordt de niet lineaire vervorming merkbaar verminderd. Het bewijs hiervan zou ons echter te ver voeren, we laten dit dan ook achterwege.

4) Frequentiebereik :

De weergavekromme van een ideale weerstand-capaciteit versterker zou rechtlijnig verlopen (fig. 6). Dit ideale geval is echter praktisch niet te verwezenlijken. Hoe dit komt zullen we trachten nader te verklaren. De schakeling van een weerstand-capaciteit versterker wordt weergegeven in fig. 7.

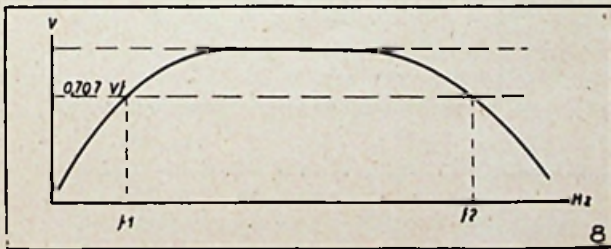


Door de schakel- en buiscapaciteiten die parallel over R_a staan, is de impedantie van de anodekring niet meer onafhankelijk van de frequentie. Naargelang de frequentie toeneemt vermindert de impedantie Z_a van de anodekring en dus ook de versterking.



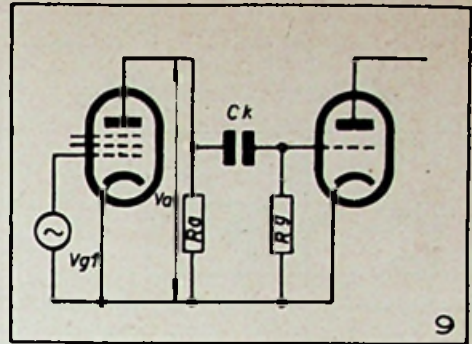
Voor de lage frequenties vormen C_k en R_g een spanningsdeler. Daalt de frequentie dan wordt de impedantie van C_k groter en wordt dus de spanning over R_g kleiner.

De weergavekromme van een R.C.-versterker zal er dus uitzien als volgt (fig. 8) :



f_1 en f_2 bepalen de bandbreedte. Zoals we reeds gezegd hebben is de verzwakking die bij f_1 en f_2 optreedt veel te groot voor het doel dat we nastreven. We willen namelijk dat de verzwakking ten hoogste 1% zou bedragen. De lineaire vervorming tussen f_1 en f_2 kan wel verminderd worden, door gebruik te maken van kleinere anodeweerstanden, maar dit gebeurt dan ten koste van versterking. Daar we nu ook een grote versterking willen bekomen, zijn we verplicht naar een compromis te zoeken.

Hoe we het vraagstuk praktisch oplossen, zullen we verder zien.

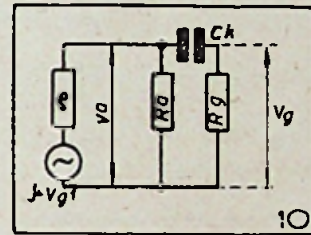


**LINEAIRE VERVORMINGS-
ONDERDRUKKING**

1) Vervormingsonderdrukking der lage frequenties.

a) Invloed van de koppelcondensator :

Fig. 9 geeft de schakeling weer van een R.C.-versterker en fig. 10 zijn vervangingschema voor de lage frequenties.



In 't algemeen is R_g zeer groot t.o.v. R_a , zodat de invloed van R_g op de versterking verwaarloosd kan worden. We zien verder dat R_g en de impedantie van C_k een spanningsdeler vormen. Voor hoge frequenties is X_k praktisch gelijk aan nul zodat $v_g = v_a$. Voor lage frequenties daarentegen wordt de capacitance groter en v_g is niet meer gelijk aan v_a .

Uit de fig. 10 zien we dus :

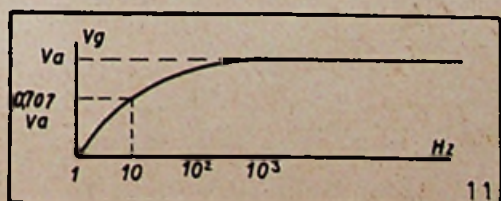
$$|v_g| = |v_a| \frac{R_g}{R_g + \frac{1}{j\omega C}}$$

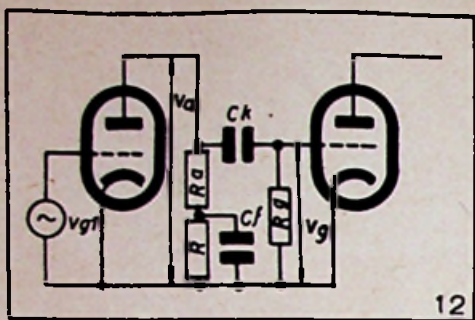
of

$$v_g = v_a \frac{R_g}{\sqrt{R_g^2 + \frac{1}{\omega^2 C^2}}} \tag{1}$$

Uit deze betrekking blijkt dat v_g steeds kleiner is dan v_a en kleiner wordt naargelang de frequentie afneemt.

Het grafisch verloop van betrekking (1) voor de lage frequenties wordt voorgesteld door fig. 11.





Verschillende middelen staan er nu ter onzer beschikking om de transmissiecurve te verbeteren.

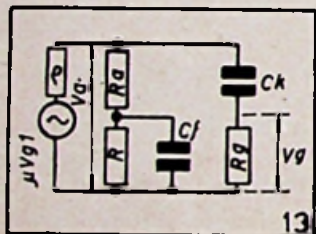
1) R_g zo groot mogelijk nemen. Hierin is men echter beperkt, daar men voor ieder buistype een bepaalde waarde van R_g , voorgeschreven door de constructeur van de buizen, niet te boven mag gaan, wil men de goede werking van de buis niet in gevaar brengen.

2) Door C_k zo groot mogelijk te nemen. Hierin is men beperkt door de optredende lekverliezen.

3) Door weerstand-condensatorfilter in de anodekring.

De schakeling is als volgt (fig. 12):

Fig. 13 is het vervangschema.



We zien onmiddellijk dat naarmate de frequentie afneemt de impedantie Z_a groter wordt en dus ook v_a , ondertussen is v_g echter kleiner geworden. Men kan nu bewijzen dat voor een bepaalde waarde van $R_a.C_f$ en $C_k.R_g$ de uitgangsspanning v_g onafhankelijk wordt van de frequentie. Is f_1 de laagste door te laten frequentie, dan moet de weerstand R ten minste 20 maal groter zijn dan de impedantie die C_f zou bezitten voor die frequentie. In dat geval immers kan R verwaarloosd worden ten opzichte van X_f en zullen we geen grote fout maken bij onze berekeningen:

$$v_g = v_a \frac{R_g}{\sqrt{R_g^2 + \frac{1}{\omega^2 C_k^2}}}$$

en

$$v_a = v_{g_1} S Z_a = v_{g_1} S \sqrt{R_a^2 + \frac{1}{\omega^2 C_f^2}}$$

dus

$$v_g = v_{g_1} S R_g \frac{\sqrt{R_a^2 + \frac{1}{\omega^2 C_f^2}}}{\sqrt{R_g^2 + \frac{1}{\omega^2 C_k^2}}} =$$

$$v_{g_1} S R_g \sqrt{\frac{R_a^2 (1 + \frac{1}{\omega^2 C_f^2 R_a^2})}{R_g^2 (1 + \frac{1}{\omega^2 C_k^2 R_g^2})}} =$$

$$v_{g_1} S R_a \sqrt{\frac{1 + \frac{1}{\omega^2 C_f^2 R_a^2}}{1 + \frac{1}{\omega^2 C_k^2 R_g^2}}}$$

v_g wordt onafhankelijk van de frequentie wanneer de breuk onder het wortelteken gelijk is aan één. In dat geval immers is

$$v_g = v_{g_1} S R_a$$

dit gebeurt blijkbaar wanneer

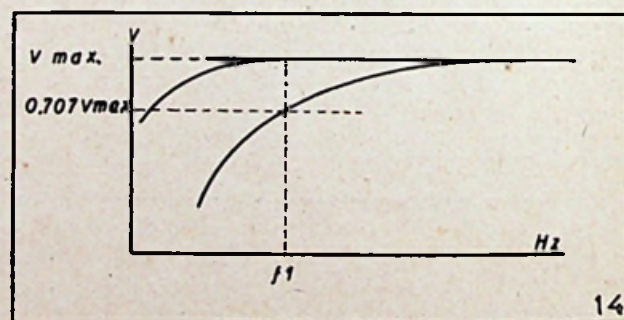
$$\frac{1}{\omega^2 C_f^2 R^2} = \frac{1}{\omega^2 C_k^2 R_g^2}$$

of

$$C_f R_a = C_k R_g$$

We merken op dat het voldoende is wanneer de tijdsconstanten (a) gelijk zijn.

De weergavekromme zal nu het verloop hebben zoals fig. 14 voorstelt:



b) De invloed van de kathodecondensator:

Zoals we reeds gezegd hebben, wordt dikwijls ter verkrijging der negatieve voorspanning van een buis en de kathodeleiding een weerstand opgenomen waarover in parallel een condensator geschakeld is, zie fig. 4.

Voor hoge frequenties vormt deze condensator praktisch een kortsluiting, voor lage en voornamelijk voor zeer lage frequenties wordt de impedantie van de condensator zeer groot. Deze impedantie kan zelfs zo groot worden t.o.v. R_k

(a) Onder RC tijd of tijdsconstante van een filter, die uit een weerstand en een capaciteit bestaat, verstaat men de tijdsduur in seconden, die een spanning aan een condensator nodig heeft, om zich over de weerstand tot op $1/e$ van haar oorspronkelijke waarde te ontladen: $e = 2.71828$.

(kathodeweerstand) dat het is alsof Ck niet bestaat. Het uiteindelijk resultaat hiervan is dat we stroomtegenkoppeling krijgen en dus vermindering van de versterking. We hebben ook gezien dat de nieuwe steilheid van de buis ons gegeven wordt door de volgende betrekking :

$$Sd' = \frac{Sd}{1 + Sd Zk}$$

Hierin is Sd de dynamische steilheid zonder tegenkoppeling en is bij pentodes gelijk aan S en Zk de kathodeimpedantie gevormd door Rk en Ck :

$$|Zk| = \frac{Rk \frac{1}{j\omega Ck}}{Rk + \frac{1}{j\omega Ck}}$$

$$Zk = \frac{Rk \frac{1}{\omega_1 Ck}}{\sqrt{Rk^2 + \frac{1}{\omega^2 Ck^2}}} = \frac{1}{\omega Ck} \frac{Rk}{\sqrt{Rk^2 + \frac{1}{\omega^2 Ck^2}}} = \frac{Rk}{\sqrt{Rk^2 Ck^2 \omega^2 + 1}}$$

De uiterste waarden welke Zk en dus ook Sd' in functie van de frequentie kunnen aannemen zijn :

$$\omega = \infty \quad Zk = 0 \quad Sd' = Sd$$

$$\omega = 0 \quad Zk = Rk \quad Sd' = \frac{Sd}{1 + Sd Rk}$$

Hieruit blijkt dat Sd' afhankelijk is van de frequentie en vermits

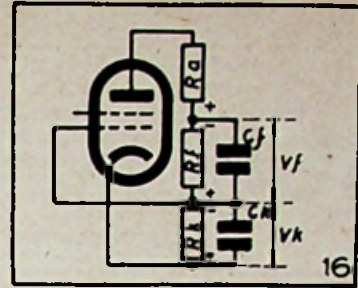
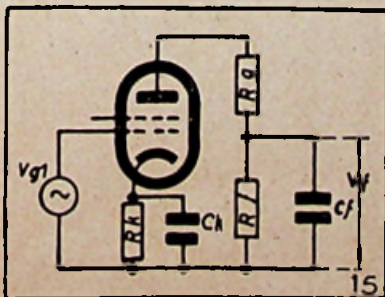
$$va = vg Sd' Za$$

zal de uitgangswisselspanning eveneens afhankelijk zijn van de frequentie.

Een eerste voor de hand liggend middel om de tegenkoppeling zo klein mogelijk te maken is Ck zo groot mogelijk te nemen. Wil men echter impedanties bekomen die klein zijn voor enkele periodes per seconde dan is men verplicht zeer grote capaciteiten te gebruiken (rond de tienduizend microfarad), dit is natuurlijk weer een moeilijkheid.

Een tweede methode die deze moeilijkheid uit de weg ruimt is deze waarbij de kathode rechtstreeks met het chassis verbonden wordt. De negatieve voorspanning wordt dan op een andere wijze bekomen.

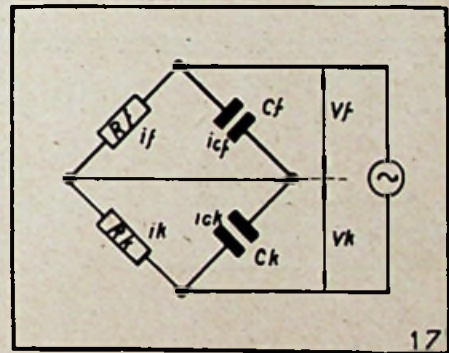
Een derde methode door weerstand-condensator filter in de anodekring. Het schema is als volgt. (fig. 15) :



Naarmate de frequentie afneemt zal Za en dus ook va toenemen ; maar zal ook Zk vergroten en dus va doen afnemen. Als we nu Za en Zk zodanig kunnen bepalen dat de toename van va juist gecompenseerd wordt door de afname van va, dan bereiken we dat de versterking onafhankelijk wordt van de frequentie.

Voor de duidelijkheid van hetgeen gaat volgen tekenen we het schema van fig. 15 op een andere wijze :

Het verloop der spanningen op een bepaald oogenblik zien we uit de fig. 16. Beschouwen we nu de kring gevormd door Rf, Cf, Rk en Ck van naderbij dan merken we dadelijk op dat deze een Sautybrug vormen waarvan een der diagonalen kortgesloten is (fig. 17). Over de andere diago-



naal staat een wisselspanning v_f + v_k. De spanningen v_f en v_k zullen in phase zijn wanneer de brug in evenwicht is, t.t.z. wanneer de stroom door de kortgesloten diagonaal gelijk is aan nul. In dit geval immers is i_f = i_k en i_cf = i_ck. Bij evenwicht zullen we ook hebben :

$$\frac{Rf}{Rk} = \frac{Ck}{Cf}$$

of

$$Rf \cdot Cf = Rk \cdot Ck \quad (1)$$

We hebben verder ook dat

$$\frac{Zf}{Zk} = \frac{Rf}{Rk}$$

in geval aan (1) voldaan is.

Dit bewijst men als volgt :

$$Z_f = \frac{R_f}{\sqrt{R_f^2 C_f^2 \omega^2 + 1}}$$

en

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

en

$$\frac{Z_f}{Z_k} = \frac{R_f}{R_k} \cdot \frac{\sqrt{R_k^2 C_k^2 \omega^2 + 1}}{\sqrt{R_f^2 C_f^2 \omega^2 + 1}} \quad (2)$$

Stellen we voorwaarde (1) in (2) dan bekomen we :

$$\frac{Z_f}{Z_k} = \frac{R_f}{R_k}$$

Voor hoge frequenties is $Z_f = Z_k = 0$ zodat de versterking

$$K_H = S_d R_a$$

Voor lage frequenties hebben we :

$$K_L = S_d' Z_a$$

$$Z_a = R_a + Z_f$$

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

$$K_L = S_d \cdot \frac{R_a + Z_f}{1 + S_d Z_k}$$

Is de versterking onafhankelijk van de frequentie dan moet de verhouding K_H/K_L gelijk zijn aan één :

$$\frac{K_H}{K_L} = \frac{S_d R_a}{S_d} \cdot \frac{1 + S_d Z_k}{R_a + Z_f} = 1$$

of

$$R_a + S_d Z_k R_a = R_a + Z_f$$

of

$$S_d Z_k R_a = Z_f$$

$$S_d R_a = \frac{Z_f}{Z_k} = K_H$$

Besluit :

Opdat de versterking onafhankelijk zij van de frequentie moeten we hebben :

$$1) \quad R_f C_f = R_k C_k$$

$$2) \quad \frac{C_k}{C_f} = \frac{R_f}{R_k} = K_H$$

Opmerking :

Het is moeilijk door een weerstand-condensator filter opgenomen in de anodekring, tegelijkertijd de vervorming op te heffen veroorzaakt door de kathodecondensator en anderzijds deze veroorzaakt door de koppelcondensator. In 't algemeen zal men de filter voornamelijk gebruiken voor het opheffen der vervorming veroorzaakt door de koppelcondensator. De kathodeweerstand zal in dat geval geshunteerd worden door een zeer grote capaciteit of, nog beter, men zal de kathode rechtstreeks verbinden met het chassis.

(Vervolgt)

RADARTECHNIEK

(Vervolg van blz. 167)

Gebruikt men een zelfde antenne voor de zender en de ontvanger dan kunnen we de indicen weglaten. Tussen de versterking G ener gerichte antenne en de oppervlakte A heeft men volgend verband :

$$G = K \cdot \frac{A}{\lambda^2}$$

K is een evenredigheidsfactor en λ de golflengte. Voor een gegeven golflengte is bijgevolg het draagvermogen rechtevenredig met \sqrt{A} . De verhoging der draagwijdte, door vergroting der antenneoppervlakte heeft bovendien als gevolg dat men de stralingshoek der antenne vermindert. Dit kan voordelig zijn in sommige gevallen, nadelig in andere. o.a. bij grote-afstandstoestellen.

**

De keuze van de impulsvorm, de impulsduur, de repeteerfrequentie, het topvermogen, de omwentelingssnelheid der antenne, de breedte van de antennestraal hangen dus af van het maximum en minimumdraagvermogen, de gewenste nauwkeurigheid bij de bepaling van de richting en de afstand, de uitgebreidheid van de doorzochte sector. En deze factoren, op hun beurt, hangen af van doelstelling en heel wat andere gegevens.

(Vervolgt)

JEAN IVENS

Radioelectrisch materieel in het groot

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

MEETTOESTELLEN « LERES »

Generatoren-Meetbruggen-Selfmeters

SPOELBLOKKEN

3 en 4 golfbereiken, alle kringen afgestemd

« M. C. H. »-KNOPPEN

voor meettoestellen

VARIABELE CONDENSATOREN « STAR »

op steatiet

« STAR »-AFSTEMSCHALEN

zonder kabels

« A. C. R. M. »-SCHALEN

voor meettoestellen

« C. D. »-LIJSTWERK (Parijs)

voor radiomeubels

« MUSICALPHA »-LUIDSPREKERS

met excitatie

« TRUVOX A. P. »-LUIDSPREKERS

« BIREFLEX »-LUIDSPREKERS

met drukkamer speciaal bestudeerd voor openlucht

« SERVICEMAN »-LAMPMETER

voor het uittesten van alle buizen

POTENTIOMETERS

met en zonder schakelaar

« LEM »-MICROFOONS

de onovertroffene

Het « PRONTO »-GEREEDSCHAPSTEL

voor het afstemmen van alle kringen

« HERSON »-WEERSTANDCODES

KOOLWEERSTANDEN

WIJ BOUWEN ZELF...

DE 6,5 WATT-VERSTERKER 647

(Vervolg van blz. 137)

BOUWBESCHRIJVING

In n° 4 van de Radio Revue hebben we grondig de schakeling van de versterker 647 besproken en in nummer 5 hebben we de klankcompensatie onderzocht alsmede de controle van het toestel.

Thans blijft ons nog alleen de bouwbeschrijving te behandelen. Dit zal heel gemakkelijk gaan aan de hand van de schema's en de foto's die in dit nummer zijn opgenomen.

We vestigen er nogmaals de aandacht van de zelfbouwers op, dat zoals voor de ontvanger 247, de bouwdozen die door de Firma Van Damme worden samengesteld voor de versterker absoluut alles bevatten wat nodig is om de versterker samen te stellen.

MONTAGE VAN DE BOUWDELEN

De stuk- en voorwerpenlijst is opgegeven naast het bouwschema.

Om het werk van de zelfbouwer te vergemakkelijken werden alle hoofdonderdelen (voedings-transformator, smoorspoel, luidsprekertransformator, lamphouders, potentiometers, netschakelaar, micro- en pick-uphuls enz.) op voorhand op het chassis gemonteerd.

Verder werden ook de voornaamste weerstanden en condensatoren op speciale plaketten gemonteerd — in totaal vijf — en deze laatste op het chassis bevestigd. Gemakkelijker kan het wel

niet! Maar toch wensen we de aandacht te vestigen van de zelfbouwer op deze speciale, eenvoudige en overzichtelijke montage-techniek.

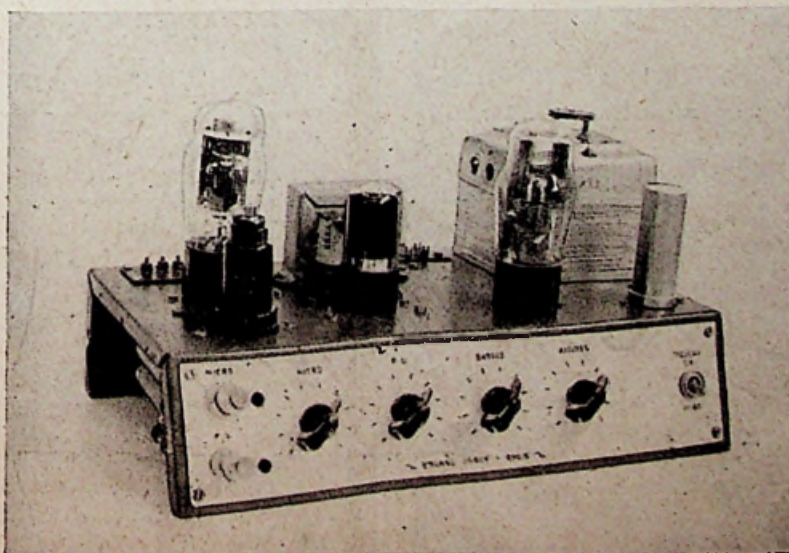
De overige weerstanden en condensatoren worden los bijgeleverd en moeten door de zelfbouwer gemonteerd worden.

DE BEDRADING

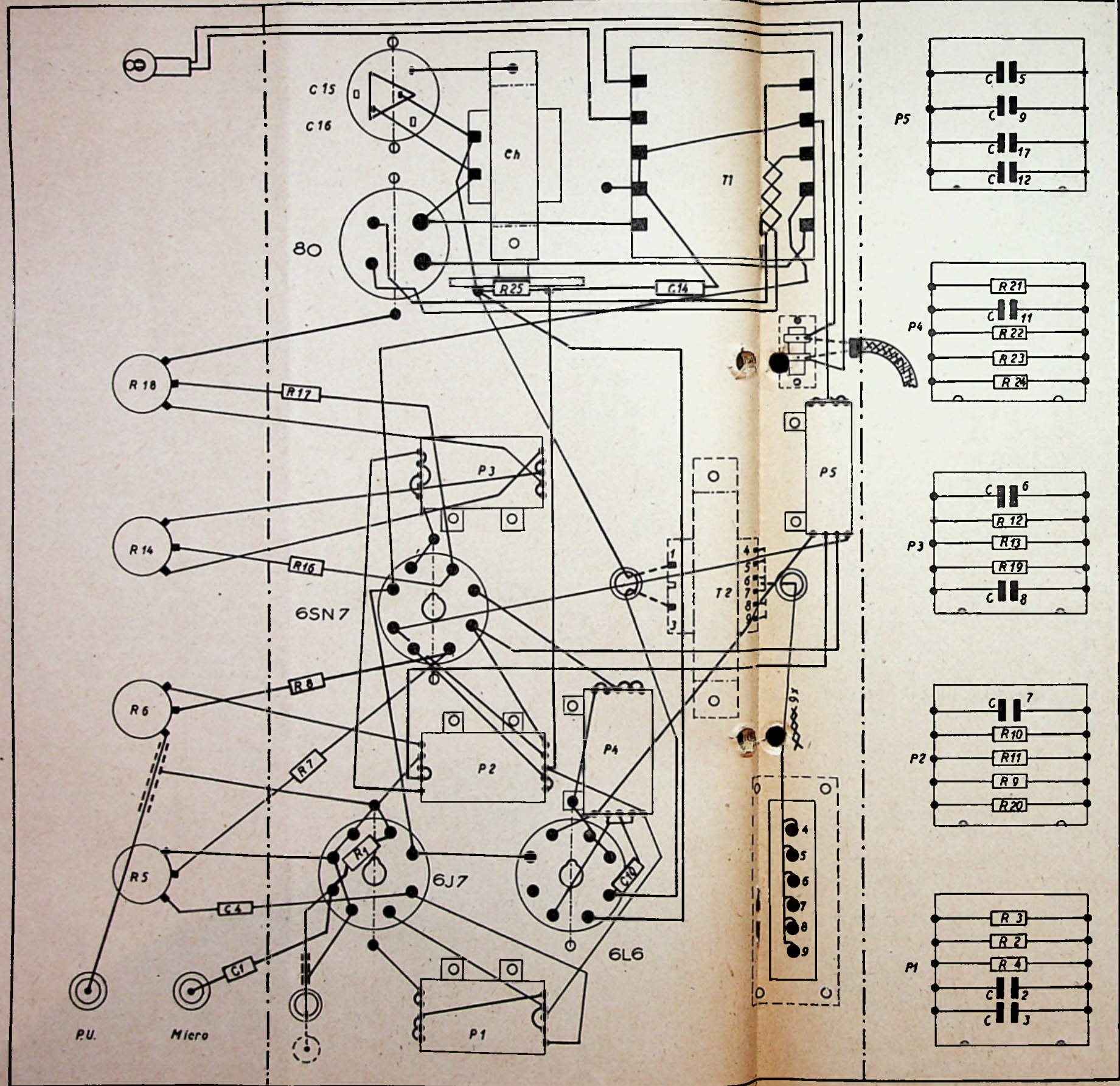
De bedrading zal men in logische volgorde uitvoeren. Men vertrekt dus best van de nettransformator en legt eerst, zo dicht mogelijk tegen het chassis, de gloeidraadkring van de gelijkrichterlamp aan; daarna de gloeidraadkringen van de andere lampen; vervolgens de hoogspanningskringen en de bijkomende kringen in de volgorde der buizen: 6J7, 6SN7, 6L6. Men volge hiervoor het bedradingsplan. Om elke verwarring te vermijden en om een beter inzicht te verstrekken in het werk geven we bijgaand de hulsverbindingen der gebruikte buizen.

Op een paar punten wensen we speciaal de aandacht te vestigen.

Weerstanden en condensatoren zijn alle op een zelfde zijde van de plaketten gemonteerd tussen twee lipjes. Deze lipjes nu zijn omgebogen op de keerzijde der plaketten en het is aan deze zijde dat alle draadverbindingen moeten worden uitgevoerd. Op deze wijze kan men altijd heel gemakkelijk een defecte weerstand of condensator vervangen zonder de draadverbindingen te moe-

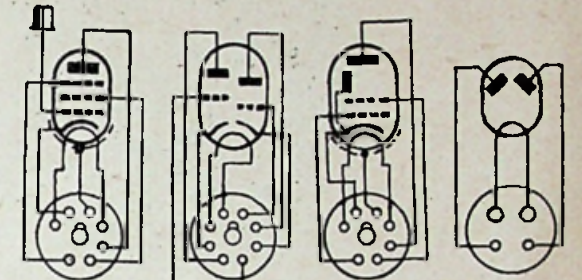


Zo ziet er de Versterker 647 uit.



ten losmaken. Dit is onbetwistbaar een groot voordeel.

Verzorg heel speciaal de draadverbindingen die afgeschermd moeten worden en die als dusdanig opgegeven zijn op de schema's: ondermeer de micro- en pick-upingangsringen.

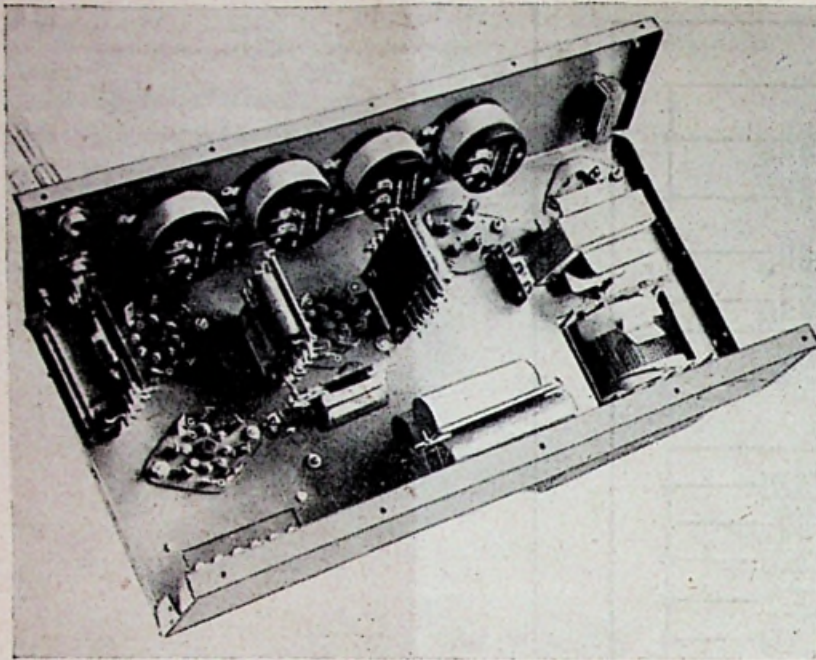


CJ7 6SN7 6L6 80

STUKLIJST

- Chassis 1
- T1 Nettransformator 1
- Ch Smoorspoel 1
- T2 Luidsprekertransformator 1
- Buizen — 6J7 1
- 6SN7 1
- 6L6 1
- 80 1
- Buisvoeten — octal 3
- vierpin 1
- Netschakelaar 1
- Speciale stekker voor micro 1
- Speciale stekker voor pick-up 1
- Plakket voor luidsprekerverbinding 1
- Plakket voor netverbinding 1
- Rubberdoorlaatmoffen 2
- Pijlknoppen 4
- Dekplaat (onder) 1
- Gegraveerde voorplaat 1

R1	5 MΩ	R13	30 kΩ
R2	2,7 MΩ	R14 (potent)	500 kΩ
R3	470 kΩ	R16	500 kΩ
R4	100 kΩ	R17	300 kΩ
R5 (potent)	500 kΩ	R18 (potent)	500 kΩ
R6 (potent)	500 kΩ	R19	250 kΩ
R7	470 kΩ	R20	6,8 kΩ
R8	470 kΩ	R21	200 kΩ
R9	6,8 kΩ	R22	470 kΩ
R10	220 kΩ	R23	470 kΩ
R11	22 kΩ	R24	170 kΩ
R12	250 kΩ	R25	2 kΩ
C1	1 k	C9	10 μF
C2	100 k	C10	1 k
C3	100 k	C11	20 k
C4	10 k	C12	50 μF
C5	10 μF	C14	8 μF
C6	100 pF	C15	16 μF
C7	10 k	C16	16 μF
C8	10 k		



Onderzicht op de Versterker 647.

Vergeet ook niet dat gelijklopende draden best gewrongen worden: verbinding tussen net en primaire van de voedingstransformator, gloei-draadkringen, verbindingen tussen luidsprekertransformator en plaket voor luidsprekerverbinding. Dit verhoogt het esthetisch uitzicht van de bedrading.

Tenslotte nog enkele aanwijzingen betreffende de verbinding van de universele luidsprekertransformator. Klem 1 van de primaire moet verbonden worden met de hoogspanning en klem 3 met de plaat van de 6L6.

Klemmen 4, 5, 6, 7, 8, 9 van de secundaire verbindt men respectievelijk met de schroefklemmen 4, 5, 6, 7, 8, 9 van de plaket voor de luidsprekerverbinding.

Naargelang van de impedantie van de spreekspoel zal men de luidspreker verbinden volgens de gegevens van onderstaande tabel:

Impedantie spreekspoel (in Ω)	Verbindingsklemmen
0,5	4—5
1	8—9
1,5	4—6
2	5—7
3	6—8
3,5	7—9
4	4—7
5,5	5—8
7	6—9
8	4—8
11	5—9
15	4—9

Kent men echter de impedantie van de spreekspoel niet dan zal men, proefondervindelijk, de verbinding zoeken die maximum rendement geeft.

SLOTBESCHOUWING

Hiermede besluiten we de beschrijving van de 6,5 Wattversterker, type 647.

De zelfbouwer zal er veel genoeg aan beleven. Als wij er nu nog aan toevoegen dat de firma VAN DAMME, zonder bijkomende onkosten, een prachtige voorplaat levert waarop, buiten de dienstaanwijzingen, ook nog de naam of de firmanaam van de zelfbouwer gegraveerd wordt, dan stijgt natuurlijk nog aanzienlijk het commerciële uitzicht van de versterker en het lijdt dan ook geen twijfel dat de versterker 647 onder alle opzichten « succesrijk de vergelijking kan doorstaan met de beste merken en... dit aan ongeveer de helft van de prijs ».

✱

Op aanvraag van talrijke lezers laten we nu hieronder de prijzen en de leveringsvoorwaarden volgen zoals ze ons door de LABORATORIA VAN DAMME werden medegedeeld:

« Het geheel van de onderdelen van de versterker 647 kan geleverd worden tegen 1.850 frank + verzendingskosten.

Bij betaling op voorhand op onze postcheckrekening nr 2727.83 wordt deze prijs teruggebracht op 1.775 frank, vrachtvrij verzonden.

De versterker 647 kan ook geleverd worden volledig gecableerd en uitgetest tegen 2.200 frank + verzendingskosten of bij vooruitbetaling tegen 2.125 frank, vrachtvrij verzonden ».

Verdere inlichtingen zullen bereidwillig verstrekt worden door de LABORATORIA VAN DAMME, Prins Leopoldstraat, 28, Borgerhout-Antwerpen.

RADIO-CURSUS

Veertiende Lessenreeks

Wiskunde en grafische Oefeningen voor de Radiotechnicus ⁽¹¹⁾

door E. J. I. M. PALMANS
(Vervolg van blz. 113)

ENKELE BEGRIPPEN UIT DE RUIMTELIJKE MEETKUNDE

Alhoewel voor de Radiotechnicus wel wat van minder belang, dienen toch enkele zaken uit de ruimtelijke meetkunde te worden behandeld.

1) Ruimtelijk coördinatensysteem.

De ligging van een punt in een platvlak kon — zo hebben we gezien — worden bepaald door de afstanden van dat punt tot twee, in dat vlak liggende, loodrecht op elkaar staande lijnen (coördinaten).

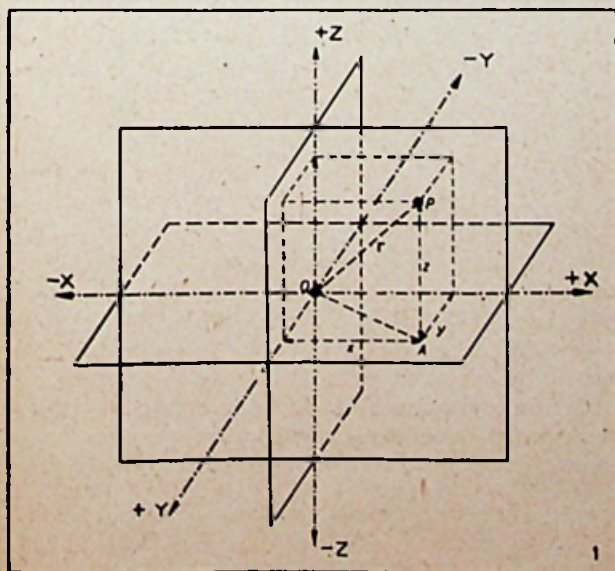
De bepaling van een punt in de ruimte vereist een stelsel van drie elkander in één punt loodrecht snijdende lijnen. Fig. 1 verklaart dit op voldoende wijze. Hier is het punt P bepaald door de afstanden:

x (afstand van P tot het yz vlak)

y (afstand van P tot het xz vlak)

z (afstand van P tot het xy vlak).

Gelijk in de vlakke meetkunde dienen we ook hier overeen te komen welke als positieve richting der coördinaten gekozen wordt. Ook dit is aangegeven in de figuren.



De afstand r van het punt P tot de oorsprong 0 van het coördinatensysteem is bepaald door:

$$r^2 = x^2 + y^2 + z^2$$

De meetkundige plaats van alle punten die op een zelfde afstand r van 0 liggen is een bol met 0 als middelpunt. De vergelijking:

$$x^2 + y^2 + z^2 = r^2$$

is dus deze van een bol met 0 middelpunt en r als straal.

We zouden nu kunnen voortgaan met de vergelijking te zoeken der ellipsoïde (lichaam dat we bekomen als we een ellips laten wentelen rond een harer hoofdassen) der paraboloiden of der hyperboloiden. Maar hiermee heeft een radiotechnicus slechts zelden te doen.

2) Door platte vlakken begrensde lichamen.

A) Het eenvoudigste onder deze is de kubus (fig. 2). Iedereen weet dat we hieronder verstaan een ruimtelijk lichaam, waarvan alle zijvlakken vierkanten zijn.

Brengen we U verder in herinnering:

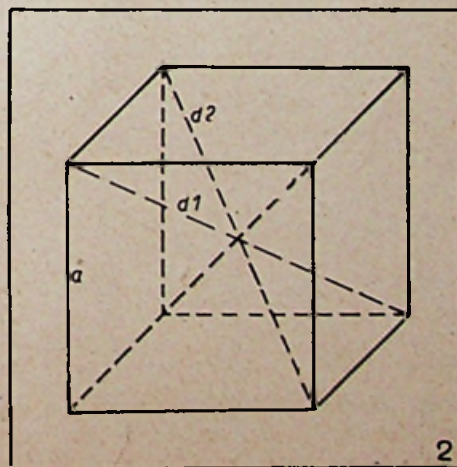
1°) Dat het totale oppervlak σ (gezamenlijk oppervlak S van alle begrenzingsvlakken) bepaald is door

$$\sigma = 6 S = 6 a^2$$

a zijnde de lengte ener ribbe.

2°) Dat het volume bepaald is door

$$V = a^3$$



3°) Dat de lengte van een der ruimtelijke diagonalen d gegeven is door

$$d = a \sqrt{3}$$

(Leidt dit zelf af).

B) Rechthoekig parallelipedum (fig. 3).

Dit lichaam onderscheidt zich slechts van de kubus hierdoor, dat de zijvlakken rechthoeken zijn.

1°) Vermits de begrenzingsvlakken twee aan twee gelijk zijn zal voor het oppervlak kunnen geschreven worden:

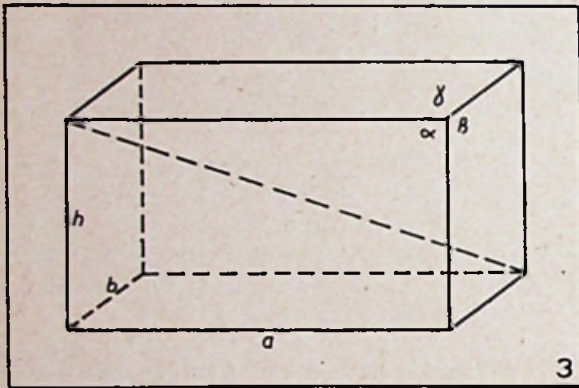
$$O = 2 (\text{opp } \alpha + \text{opp } \beta + \text{opp } \gamma)$$

of ook:

$$O = 2 (ah + bh + ab)$$

2°) Het volume — zo weet eenieder — is bepaald door:

$$V = \text{basis opp} \times \text{hoogte} = a.b.h.$$



C) Prisma.

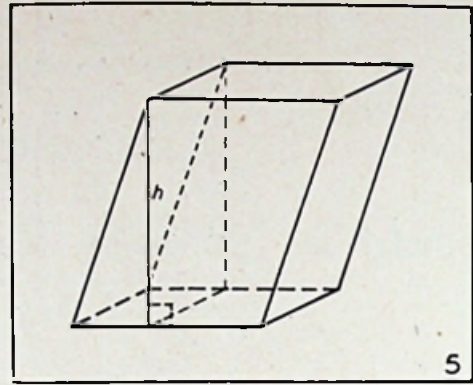
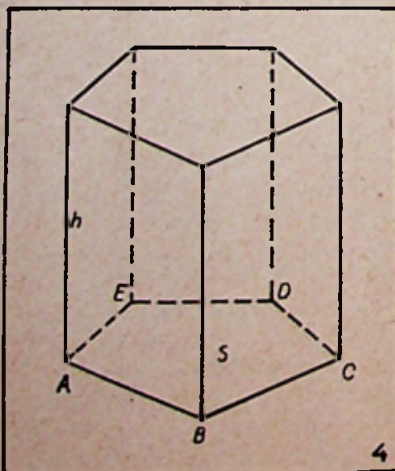
Dit ruimtelijk lichaam is hierdoor gekenmerkt dat twee tegenover elkaar liggende begrenzingsvlakken congruent en evenwijdig zijn. De overige begrenzingsvlakken zijn parallelogrammen (fig. 4).

Het volume is weer gegeven door:

$$V = S \times h$$

Deze formule hebben we reeds bekomen bij het rechthoekig parallelipedum, dat trouwens als prisma kan worden beschouwd.

De formule blijft echter geldig bij scheefhoekige prisma's (zie fig. 5). Tracht dit zelf weer te bewijzen, het biedt geen enkele moeilijkheid.

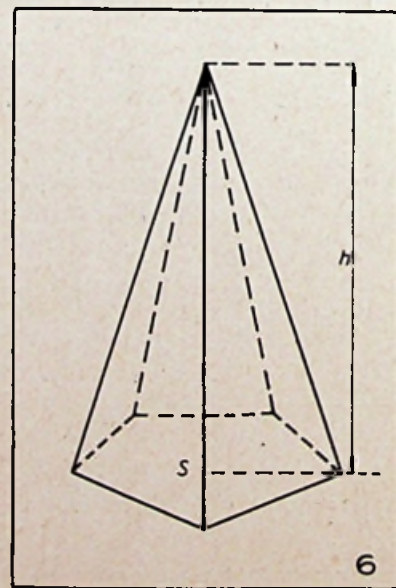


D) Pyramide.

De oorsprong van de naam « pyramide » voor een lichaam dat uitloopt in een spits is licht te verklaren wanneer men de in fig. 6 voorgestelde pyramide met de oud-egyptische voorbeelden vergelijkt. Haar totale oppervlak is natuurlijk gelijk aan de som van al de begrenzingsoppervlakken. Haar inhoud wordt bepaald door:

$$V = \frac{S \times h}{3}$$

waarin S het oppervlak van het grondvlak voorstelt en h de loodrechte afstand van spits tot grondvlak. Haar inhoud is dus een derde van de inhoud van een prisma met een zelfde grondvlak en een zelfde hoogte. Daar dit nu van zo'n groot belang voor U niet is zullen we op het bewijs dezer formule niet ingaan.

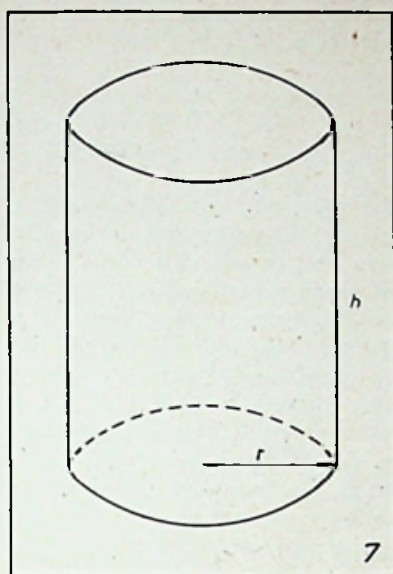


E) Cylinderkegel en bol.

1°) De cylinder (fig. 7) kan tenslotte worden beschouwd als een rechthoekig prisma maar waarvan onderste en bovenste begrenzingsvlak cirkels zijn.

Het volume zal dus worden bepaald door:

$$V = S \times h = \pi r^2 h$$



Het oppervlak zal gelijk zijn aan de som van de oppervlakken van zijvlak en bovenste en onderste begrenzingsvlak, dus :

$$0 = 2 \pi r^2 + 2 \pi r h = 2 \pi r (r + h)$$

2° De kegel (fig. 8) is verwand met de pyramide, gelijk de cylinder verwand is met het prisma. Haar grondvlak is een cirkel.

Het volume zal dus bepaald zijn door :

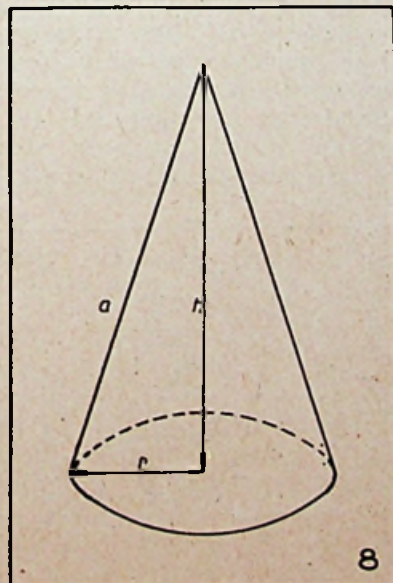
$$V = \frac{S \cdot h}{3} = \frac{\pi r^2 h}{3}$$

Het oppervlak (zo kunt ge zelf licht bepalen) door :

$$0 = \pi r (r + a) = \pi r (r + \sqrt{r^2 + a^2})$$

waar in a de afstand is van spits tot cirkelomtrek (zie figuur).

3° De bol werd reeds bij de analytische behandeling van ruimtelijke figuren in het begin



dezer les even vernoemd. Haar inhoud is gegeven door :

$$V = \frac{4}{3} \pi r^3$$

haar oppervlak door :

$$\theta = 4 \pi r^2$$

Op het bewijs dezer formules zullen wij weer niet ingaan.

Oefeningen :

1) Op een cylinder van 25 mm doorsnede moeten 15 draadwindingen worden gelegd, de ene naast de andere, hoeveel draad heb ik daarvoor nodig ?

2) Hoe groot is de doormeter van een ronde draad die een doorsnee-oppervlak heeft van k mm² ?

3) In de algemene electriciteitslessen heb ik U gegeven dat de zelfinductie kan bepaald worden door :

$$L = \frac{l'^2}{10^9 l} \text{ henry}$$

(zie Electronica E.P., blz. 257) waarin l' de lengte is van de gebruikte draad, l de lengte van de spoel. Hoeveel windingen moet ik nu leggen op een spoel van 2 cm doormeter en 6 cm lengte om een zelfinductie te hebben van 1/10 henry ?

4) Welke zijn de snijpunten van een cirkel, waarvan het centrum samenvalt met de oorsprong der coördinaten en straal r = 4, en een rechte y = 2x + 2 ?

(Stel de vergelijking op van de cirkel; deze vormt met de vergelijking der lijn een stelsel van twee vergelijkingen, die dient te worden opgelost. — Geeft ook de grafische oplossing.)

5) Het eindpunt P van een vector heeft als coördinaten :

$$x = 5 \quad y = 3 \quad z = 2.$$

Hoe groot is de lengte van de vector 0 P ?

6) Een bol heeft een straal van 5 cm; welke is zijn oppervlak, zijn inhoud, en de vergelijking van de bol als het middelpunt gelegen is in het centrum van het coördinatenstelsel.

7) Hoe lang is een ronde koperdraad van 1,5 mm doormeter en 1,38 kg gewicht; het specifieke gewicht van koper zijnde 8,93.

SLOTWOORD

Hiermede is dus na de Algemene Electriciteitsleer een tweede zeer belangrijke cursus ten einde. U zult reeds genoegzaam hebben kunnen onder vinden, dat ge wiskunde nodig hebt en de toekomst zal U wel bewijzen dat we U niets te veel hebben voorgelegd en U niet met onnodige zaken hebben belast. Hetgeen we gezien hebben volstaat maar is ook onontbeerlijk. Tot nu toe is het aantal dat de moed heeft opgegeven niet overdreven. Wel zijn er die, dunkt ons, wat onregelmatig werken, te oordelen naar de wijze waarop ons de oefeningen worden toegestuurd. Dat zij hierin zo haast mogelijk verbetering brengen — regelmatigheid in de studie is een hoofdvereiste.

Algemene Radiotechniek (6)

door E. J. I. M. PALMANS
(Vervolg van blz. 148)

II. — FOTOELECTRISCHE EMISSIE

Hiertoe volstaat het U te verwijzen naar een gedeelte van mijn artikels over Fotoelectriciteit verschenen in Radio Revue.

De U hier opgelegde leerstof beperkt zich tot Radio Revue n° 2, 1946, blz. 53 en 54.

III. — ELECTRONENEMISSIE DOOR BESCHIETING

Laat men in een hoog vacuumruimte electronen, ionen of aangeslagen atomen met grote snelheid tegen een metaaloppervlak aanbotsen, dan kunnen deze electronen bij botsing met de geleidingselectronen van het metaal aan deze laatste genoeg kinetische energie overdragen om hen in staat te stellen het metaal oppervlak te verlaten. In geval het electronen zijn, die op die wijze geleidingselectronen hebben bevrijd, spreekt men van *secondaire electronen* (secondaire emissie).

Voor nadere bijzonderheden verwijs ik U nu weer naar bovenvermelde artikelenreeks. Als leerstof neemt U hier dus op: Radio Revue n° 4, blz. 120 en 121 tot aan « Electronenvermenigvuldigers ».

IV. — KOUDE EMISSIE OF VELDEMISSIE

We weten, dat een thermische emissie van electronen slechts plaats heeft bij hoge temperaturen; bij een oxyde kathode is deze zelfs bij 800° K nog zeer klein.

Bij toepassing van een sterk positief elektrisch veld (van de orde van 10⁷ V/cm) kan niettemin ook bij kamertemperatuur reeds een aanmerkelijke electronenemissie uit het kathodemetaal plaats hebben. Dit noemen we dan *koude emissie* of *veldemissie*.

We weten, dat het inwendige van het metaal moet beschouwd worden als positief tegenover zijn omgeving, m.a.w. dat het potentiaalverloop

aan de rand van het metaaloppervlak een sprong vertoont, en dat dit potentiaal verloop kan worden weergegeven door kromme a van bijgaande figuur 27. Die minimale uittree-arbeid is hierbij weergegeven door V. Bij toepassing van een sterk positief electronisch veld zal het potentiaalverloop in functie van de afstand x van af het metaal gewijzigd worden volgens kromme b b.v. De potentiaaltrap aan de rand van het metaal wordt dus kleiner en bijgevolg het vrijmakingspotentiaal. Terzelfdertijd gaat een ons onbekend effect (het zg. *tunneleffect*) een rol spelen. Dit effect bestaat hierin, dat sommige geleidingselectronen waarvan de kinetische energie niet volstaat om door de potentiaalberg b heen te geraken nu direct door de gevonden tunnel T heen buiten het metaal kunnen treden. We zullen hier echter niet verder op ingaan.

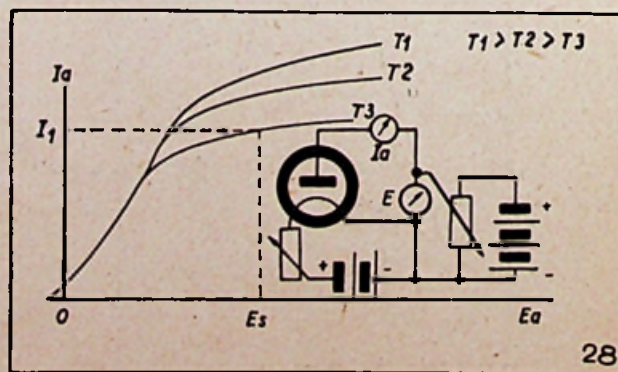
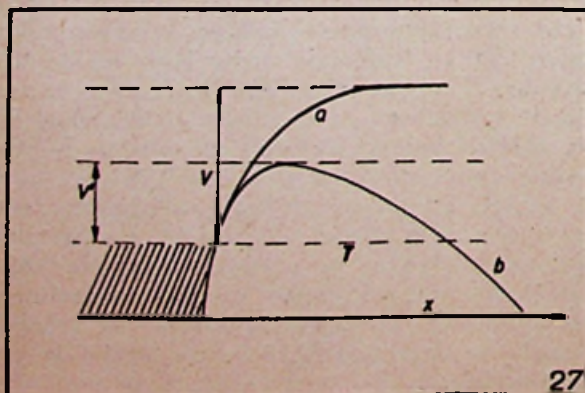
PAR. II

RADIOBUIZEN

1) De diode.

We hebben gezien, hoe bij verhitting van een gloeidraad hieruit electronen worden vrijgemaakt. Ge zoudt nu misschien verwachten, dat al deze vrijgemaakte electronen zich naar ene, tegenover de kathode opgestelde anode (samen vormen ze een *diode*) zouden begeven, van af het ogenblik dat hieraan de minste positieve spanning toegekend wordt (b.v. door tussenschakeling ener batterij zoals hieronder aangegeven op fig. 28). Dit is echter niet zo. De anodestroom groeit slechts geleidelijk bij stijgende anodespanning.

Eerst bij een welbepaalde spanning (de *verzadigingsspanning*) nemen al de vrijgemaakte electronen aan de anodestroom deel en wordt de zg. *verzadigingstroom* bereikt. Dit is toe te schrijven aan de *ruimtelading*. De electronen, die de gloeidraad hebben verlaten hebben bezitten aanvankelijk slechts een zeer kleine snelheid, hopen zich dus



op in de onmiddellijke nabijheid der kathode en oefenen op de nieuwe uit de gloeidraad tredende electronen een afstotende kracht uit. Eerst bij hogere anodespanningen wordt het ruimteladingsveld overwonnen.

Het potentiaalverloop tussen kathode en anode is tengevolge dezer ruimtelading veranderd en kan dus niet meer berekend worden slechts voortgaande op de elektrische ladingen van kathode en anode.

De betrekking tussen de anodestroom I_a en anodespanning E_a wordt zolang de verzadigingsstroom niet bereikt is bij benadering uitgedrukt door de formule van Langmuir-Schottky :

$$I_a = K E_a^{3/2}$$

waarin K een constante is die afhangt van de meetkundige afmetingen der diode. Volgens deze formule is het verloop der stroomspanningskurve inderdaad onafhankelijk van de gloeidraadverwarming. Deze kurve zal voor verschillende gloeistroomsterkten (verschillende temperaturen) de vorm hebben van bijgaande figuur 28. Naargelang de temperatuur hoger is, is het aantal beschikbare electronen groter en bereikt de verzadigingsstroom grotere waarden.

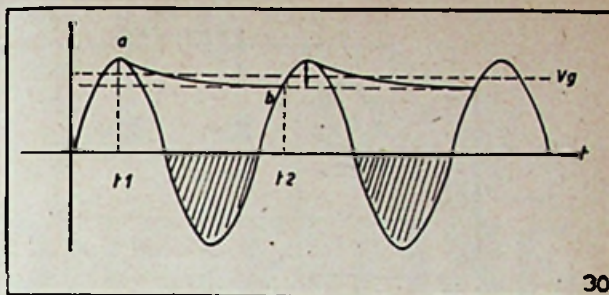
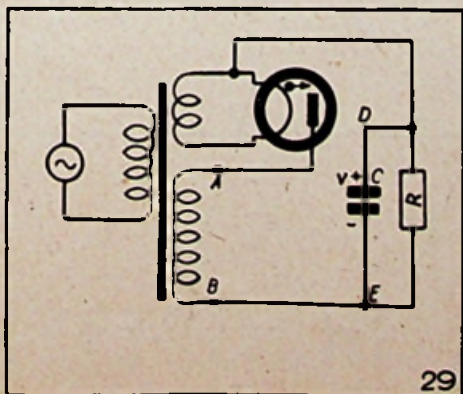
2) Toepassingen der diode.

Maakt men de plaat ener diode meer dan 1 tot 2 Volt negatief ten opzichte van de gloeidraad, dan wordt de plaatstroom nul en blijft het al zou de negatieve spanning nog zoo groot worden. Vandaar kan de diode benut worden om de wisselstroom te ontdoen van hun negatieve alternanties.

a) Gelijkrichting.

Daar het overbrengen van elektrische energie economisch alleen mogelijk is bij middel van wisselstroom onder hoge spanning (verkregen bij middel van transformatoren) moet men om uit deze wetten weer gelijkstroomenergie te putten gebruik maken van gelijkrichters.

In onderstaande figuur 29 is een eenvoudige schakeling weergegeven voor spanningsgelijkrichting bij middel ener diode. R stelt de weerstand voor van het op de gelijkrichter aangesloten verbruikstoestel. In het kort kan de werking als volgt worden samengevat.



Daar de diode alleen stroom doorlaat in de richting van de anode naar de kathode kan de condensator C enkel geladen worden op de wijze in de figuur aangegeven en kan zich daarna niet door de diode maar alleen door de weerstand R ontladen. In volgende figuur (fig. 30) stelt de sinuslijn de wisselspanning voor tussen de punten A en B . Wordt de inwendige weerstand van de diode verwaarloosd, dan stijgt gedurende de eerste kwartperiode de spanning van de condensator C tot de maximale waarde van de wisselspanning. Van af t , daalt de spanning van A ten opzichte van B snel en C ontlad zich over R , volgens een e -macht :

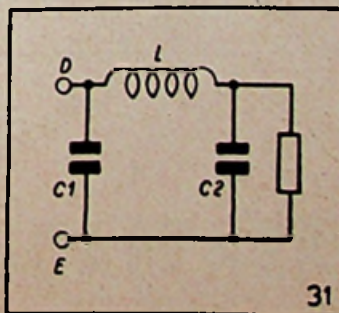
$$v = V_e^{-t/RC}$$

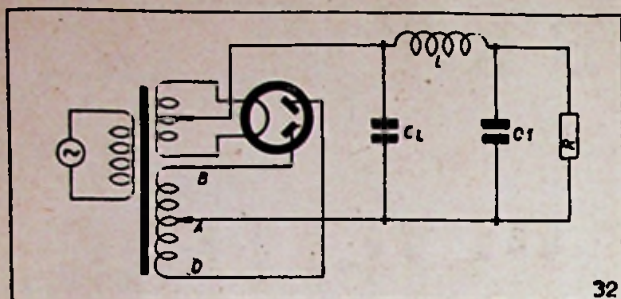
De spanning aan de klemmen van C zal grafisch kunnen weergegeven worden door de dikke getrokken lijn. Deze spanning kan aanzien worden als bestaande uit een glijkspanning V_g met daaroverheen een zg. « rimpelspanning ». Deze zal des te groter zijn naarmate C en R kleiner zijn (dit volgt immers uit voorgaande betrekking). Een grote waarde van C bevordert dus het « afvlakken van de rimpel ». Daarom wordt C ook afvlakcondensator genoemd.

Bij middel van een smoorspoel en een tweede afvlakcondensator kan de rimpel belangrijk verminderd worden. In nevenstaande figuur 31, waar de condensator C uit de vroegere figuur nogmaals getekend is, ziet men hoe in serie met de buitenketen de laagfrequentiesmoorspoel L en de tweede condensator C_2 geschakeld is.

Het tot hiertoe besproken gelijkrichtingssysteem bij middel ener enkele diode noemen we enkelzijdige gelijkrichting.

De wisselspanning heeft gedurende ieder periode slechts een halve periode het juiste teken, alleen gedurende die halve periode wordt stroom geleverd.





32

In de volgende figuur (fig. 32) zijn twee dioden (in een enkele glaskolf ingesloten en met gemeenschappelijke kathode-dubbeldiode) zodanig geschakeld, dat zij om de beurt gedurende een deel van een halve periode stroom aan de afvlakcondensator toevoeren. De secundaire van de transformator heeft een middenaftakking en moet natuurlijk tweemaal zoveel windingen hebben als bij de enkelzijdige gelijkrichting. De wisselspanningen van de eindklemmen B en D van de secundaire zijn ten opzichte van de middenafvlakking A gelijk doch in tegenfase. De spanning aan de belastingsweerstand R zal bij benadering weer kunnen voorgesteld worden door de getrokken kromme uit volgende figuur (fig. 33).

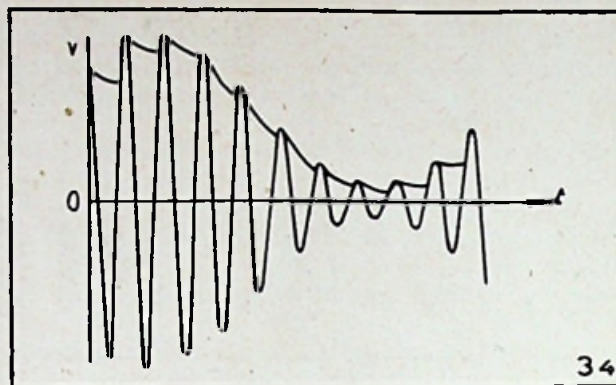
Hieruit blijkt, dat de frequentie van de rimpelspanning in dit geval gelijk is aan het dubbele van de frequentie der netspanning; dit maakt de werking van het afvlakfilter beter. De rimpel is minder diep omdat de afvlakcondensator zich telkens gedurende een kleiner tijdvak oplaadt. Daardoor zal ook de gemiddelde waarde van de spanning groter zijn dan in het vorige geval.

In aansluiting hiermede raad ik U verder aan het artikel van M. Douriau in Radio Revue n° 4, blz. 104, eens door te leren.

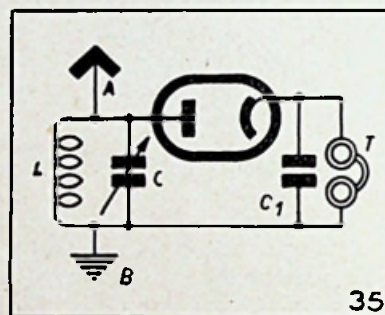
b) Diode als detector.

Alhoewel de detectie in bijzonderheden later zal behandeld worden willen we hier toch even het principe der detectie behandelen.

Het doel van de « detector » de « tekens » die door middel der radiogolven worden overgebracht waarneembaar te maken. Een telefoon in serie

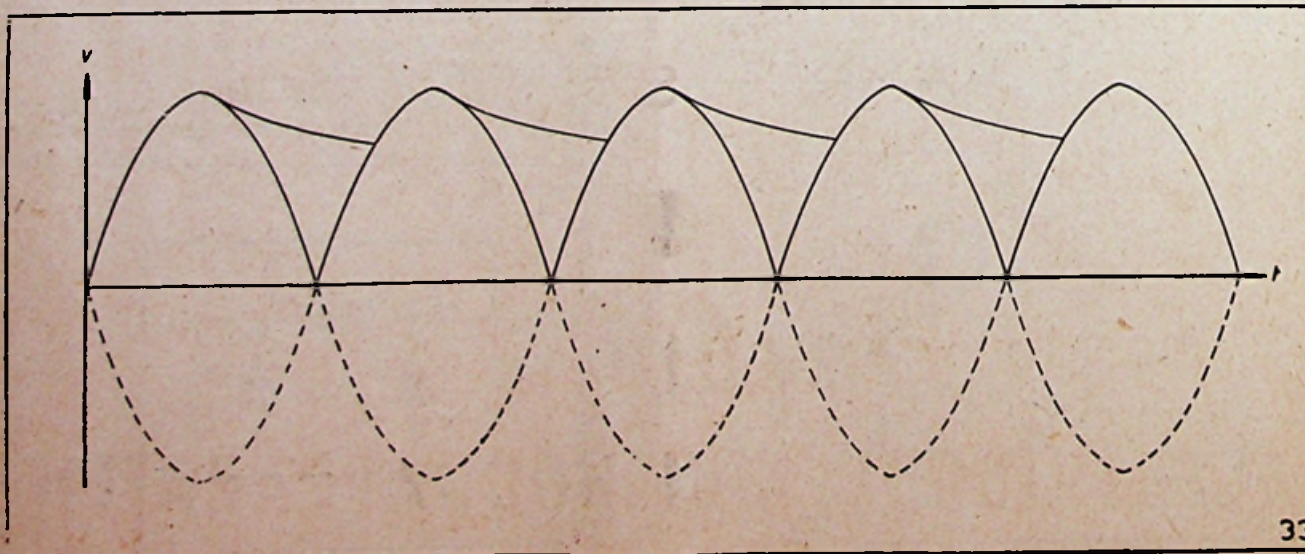


met de ontvanktkring kan immers van wege zijn traagheid en het feit dat de frequenties der radiogolven zelf buiten het gehoorveld vallen, geen resultaat geven. Men dient dus in de hoogfrequentkring een orgaan op te nemen, dat er voor zorgt, dat door de telefoon een stroom gaat van de frequentie en de vorm der toplijn van deze « gemo-



duleerde » hoogfrequentstroom, die aan de zenzijde bekomen wordt door inplanting van de laagfrequentstroom (als gevolg van de geluiden, voortgebracht voor de microfoon) op de hoogfrequent drager stroom.

In volgende figuur 34 stellen we zo'n gemoduleerde H.F.-wisselstroom grafisch voor. Iedereen zal nu wel inzien, dat, in principie, een gelijkrichtersysteem zoals vroeger besproken, de gewenste oplossing geeft. Het eenvoudigste radiotoestelletje met diodedetectie zal er dus uitzien gelijk geschematiseerd in figuur 35. (Vervolgt)



B E Z O E K T
DE
RADIOTENTOONSTELLING

TE BRUSSEL

Van 6 tot
15 September a. s.
in de Grote Hall
van het
Eeuwfeestpaleis

DE EERSTE SEDERT 1939



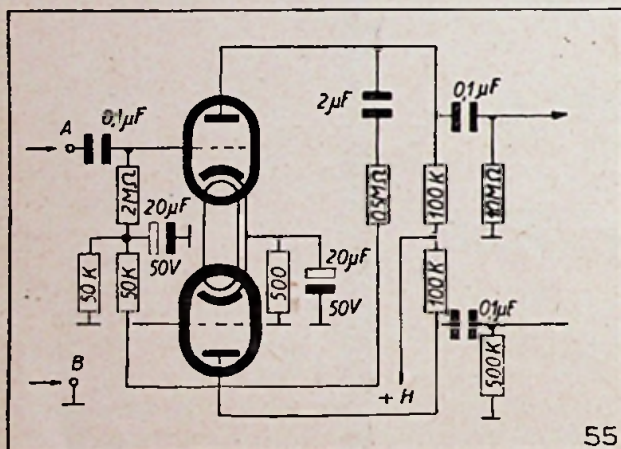
RADIO en
ELECTRISCHE HUISHOUDAPPARATEN

TELEVISIE CURSUS (10)

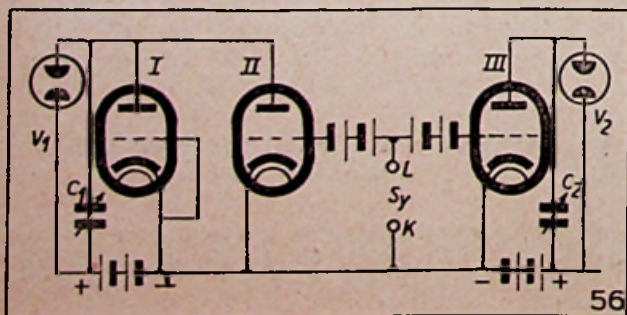
door R. DEVILLEZ
(Vervolg van blz. 154)

PRACTISCHE BESCHOUWINGEN OVER DE TIJDBASISSEN

1) **Versterking.** — Zoals men kan vaststellen is de keuze moeilijk. Elk stelsel heeft zijn voor- en nadelen. Na talrijke persoonlijke proefnemingen, schrijft Hans Günther in «Dass Grosse Fernsehbuch», dat het stelsel met thyratrons met een balansversterker (fig. 55) het meeste voordelen biedt. Hij beweert zelfs dat met dit stelsel de vervanging van de belastingsweerstand door een diode niet nodig is en is voorstaander van het gebruik van een variabele weerstand van $3\text{ M}\Omega$ en van een vaste weerstand van $10.000\ \Omega$ in serie, beiden van 3 watt.



2) **Volmaakt horizontale lijnen.** — Met al deze stelsels verkrijgt men schuine lijnen tengevolge van het feit dat de straal naar beneden getrokken wordt terwijl hij een lijn beschrijft. Deze verplaatsing naar onder geschiedt door de beeldaf-tasting. We zullen trouwens later aantonen dat deze schuine lijnen voordelen hebben voor de tasting met afwisselende lijnen. Nochtans, indien men volstrekt wil een stelsel verkrijgen waarin de lijnen volmaakt horizontaal verlopen kan men nog het schakelschema van fig. 56 gebruiken, dat

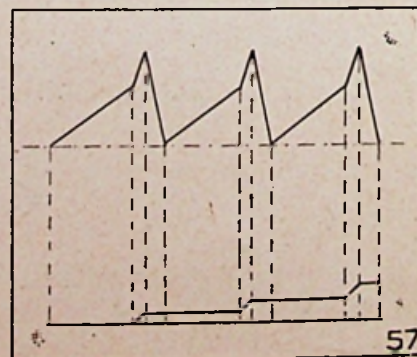


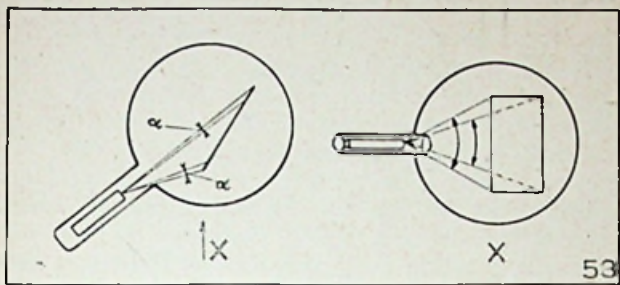
eveneens wordt opgegeven door Günther in het hierbovengenoemde boek.

In deze schakeling worden neonlampen of thyratrons gebruikt. En alleen de linker condensator die voor de lijnaftasting dient heeft een belastingtriode-diode. Inderdaad triodes II en III dienen niet als belasting; hun rooster heeft een negatieve voorspanning uit de batterijen die ze normaal dicht houden. De synchronisatie-impuls worden aangevoerd, gemengd, tussen de punten L en K; elke lijnimpuls zet dus de twee betreffende triodes even open. In de linkerkring wordt triode I plotseling dicht geslagen waardoor de gehele spanning op de klemmen van de condensator terecht komt wat de ontlading veroorzaakt terwijl rechts, slechts op dit moment de condensator een geringe lading verkrijgt die slechts zo lang duurt als de impuls. Daaruit volgt dat de klemmenspanning van de rechter condensator die de beelddeflectiespanningen produceert, constant blijft tussen twee lijnimpuls, dus gedurende de aftasting van een lijn wat weer voor gevolg heeft dat de straal in een horizontaal vlak verloopt. Het is slechts gedurende de korte lijnimpuls precies op het ogenblik dat de terugloop begint dat de straal naar beneden gehaald wordt om in het vlak van de volgende lijn te storten. Fig. 57 toont het verloop der spanningen op de klemmen van de lijn- en beeldcondensatoren. De capaciteit van de beeldcondensator wordt zo geregeld dat de laatste lijnimpuls de spanning ten naaste bij gelijk maakt aan de waarde welke nodig is om de terugloop te verwekken. De lijnimpuls doet dan de terugloop aanvangen.

Dit stelsel wordt vooral gebruikt in Duitsland waar de beeldimpulsjes betrekkelijk kort zijn en moeilijk te onderscheiden zijn van de lijnimpulsjes.

3) **Omgekeerde beelden.** — Tot dusver hebben we alleen als nuttige beweging beschouwd de gang van links naar rechts en van boven naar onder en als terugloopbeweging de omgekeerde richtingen. Dit is het geval met de iconografen





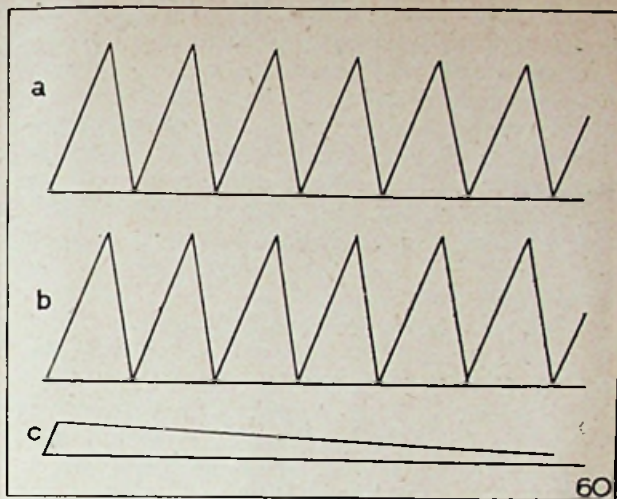
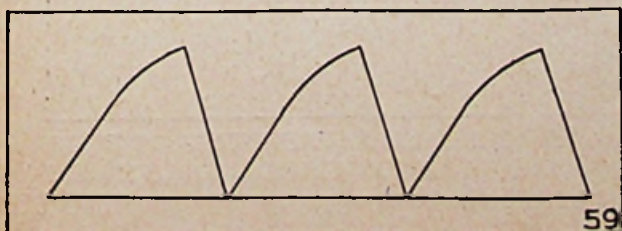
der ontvangtoestellen. In de iconoscopen nochtans mag men niet uit het oog verliezen dat het beeld omgekeerd wordt door het objectief en dat bijgevolg de aftasting moet geschieden van rechts naar links en van onder naar boven.

4) Invloed van de helling van het scherm. —

Wanneer de iconoscoop van het Zworykin-type is, waar het scherm schuin staat ten opzichte van de as der buis, wordt de aftasting enigszins ingewikkelder. Inderdaad uit fig. 58 blijkt al dadelijk dat dezelfde hoek beschreven van boven naar onder door de kathodestraal niet dezelfde afstand bestrijkt op het scherm en dat om het scherm af te lopen over de breedte van links naar rechts, de straal een grotere hoekbeweging moet maken aan de onderkant dan wel aan de bovenkant van het beeld. Daaruit volgt dan dat, vermits de afstand tussen twee op eenvolgende lijnen vanzelfsprekend gelijk moet blijven, de verticale verplaatsingssnelheid van de straal groter moet zijn aan de onderkant van het beeld dan wel aan de bovenkant en dat de amplitude der lijntrillingen groter moet zijn aan de onderkant, d.i. aan het begin van het beeld dan wel aan de bovenzijde.

Om dit resultaat te verkrijgen stelt men vast dat voor wat betreft de verticale aftasting, deze eis overeenstemt met de bovenkant van de zaagtanden (fig. 59) af te buigen wat zeer gemakkelijk kan geschieden door het gebruik van een kleinere RC zodat men het kromme deel van het ladingsdiagram kan gebruiken of, wat op hetzelfde neerkomt de startspanning te verhogen opdat ze in het kromme deel van het diagram zou terecht komen.

Voor de horizontale aftasting is het probleem wat meer ingewikkeld. Inderdaad het te verkrijgen aspect is dit van fig. 60a waaruit blijkt dat de amplitude van elke zaagtand iets lager is dan die van de voorgaande (dit verschil werd in de tekening sterk overdreven om het beter zichtbaar te maken). Men komt hiertoe door op de klassieke trilling een andere zwakke en omgekeerde te superponneren. De frequentie moet gelijk zijn aan die van de beeldtrillingen, de ampli-



tude is gelijk aan het verschil der amplitudes voor de eerste en de laatste lijn. In fig. 60 onder het diagram dat men moet verkrijgen, hebben we de twee krommen B en C getekend waarvan de resultanten de gewenste uitslag voorstellen.

5) Afwisselende aftasting. — Om het hoofdstuk der aftasting te sluiten zullen we nu nader toelichten wat de afwisselende aftasting is, waarover we hierboven reeds terloops hebben gesproken. Het is een bekend feit dat het zien der bewegende beelden mogelijk is tengevolge van de traagheid van ons netvlies. Nochtans heeft deze traagheid het grote nadeel dat ze tevens oorzaak is van de verblinding. Een lichtindruk blijft langer nawerken op ons netvlies naarmate deze sterker is. Daaruit volgt ook dat in de bioscoop bij het afrollen van 24 beelden per sec. de lichte vlekken langer nawerken op ons netvlies dan de donkere delen van het beeld, met het gevolg dat het volgende beeld nog lichte vlekken zal vertonen daar waar er geen meer zouden moeten zijn. Dit verschijnsel noemt men het flikkeren van het beeld. Dit verschijnsel was veel hinderlijker in de eerste periode van de bioscoop toen slechts 14 beelden per sec. werden geprojecteerd. Onze lezers welke nog herinneringen hebben aan deze «goede oude tijd» zullen zich dit ongetwijfeld herinneren. Om dit flikkeren te verminderen, dat trouwens sterker werd naarmate de lichtsterkte der projectoren toenam, heeft men een procedé uitgedacht waarbij eenvoudigweg al het licht versperd werd gedurende een zekere periode der projectie van het beeld.

Het is ongetwijfeld iedereen bekend dat de kinoprojectoren de beelden sprongsgewijze vertonen, m.a.w. elk beeld wordt even stil gehouden voor het projectievenster en wel gedurende de 2/3 van de tijd, voor elk beeld dus 2/3 van 1/24 sec. hetzij 1/36 sec. en dat vervolgens de film terug in beweging gebracht wordt tot het volgende beeld voor het venster komt, maar gedurende deze tijd wordt de lichtstraal tegengehouden door het zgn. Malteserkruis en het scherm in de zaal wordt niet belicht. Hoe dit alles juist geschiedt kunnen we hier niet beschrijven daar dit buiten

het raam van ons artikel valt. Het volstaat te weten dat door gelijkaardige middelen, want er zijn er verschillende, juist het flikkeren van het beeld sterk verminderd wordt. In de moderne apparaten, tengevolge van de sterkte der projectielampen, is men er zelfs toe gekomen de projectie tweemaal te onderbreken gedurende de tijd dat de film onbeweeglijk blijft. Vanzelfsprekend verloopt dit alles veel te vlug om het op te merken, tenzij misschien door het verdwijnen van het flikkeren der beelden.

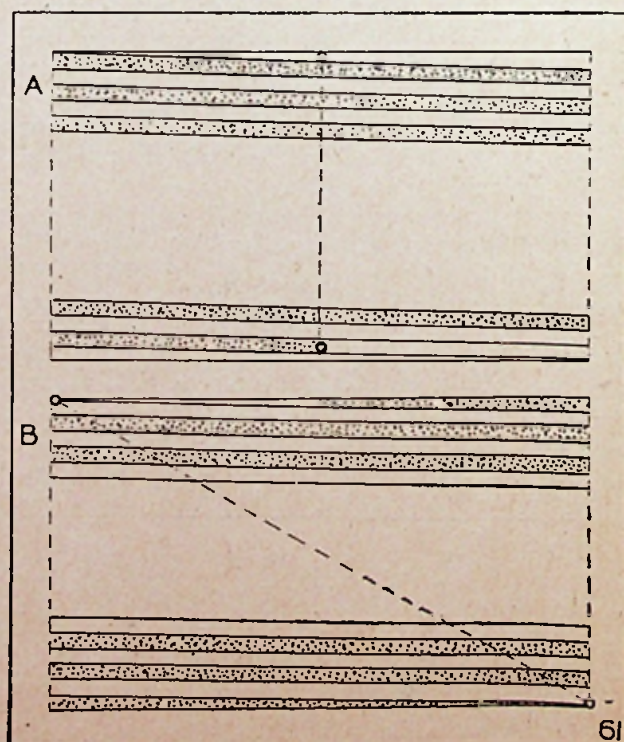
In Televisie heeft men ook last van het flikkeren, vooral wanneer de beelden op bioscoopschermen geprojecteerd worden. Het is hier niet mogelijk de projectie te onderbreken gedurende een deel van de tijd waarop het beeld verschijnt, want hier is het beeld samengesteld uit lijnen die op verschillende ogenblikken worden geprojecteerd en die bij ons slechts de indruk verwekken gelijktijdig te verschijnen juist tengevolge van de traagheid van ons netvlies. Men heeft er dan iets anders op uitgedacht. In de plaats van de lijnen zo maar achter elkaar af te tasten zendt en ontvangt men eerst de lijnen met oneven rangnummer om daarna die met even rangnummer te zenden en te ontvangen. Op die wijze worden de lichte vlekken der oneven lijnen de tijd gegeven om op ons netvlies te verdwijnen. Aldus gebeurt elke aftasting van het beeld in de helft van de voorheen voorziene tijd, dus in $1/50$ sec. Men verkrijgt overigens dit resultaat zeer gemakkelijk door een oneven getal lijnen te nemen. Inderdaad geeft de eerste aftasting in dit geval de tekening van fig 61a, waarbij de beeldimpuls gegeven werd in het midden van de voorlaatste lijn. Het punt klimt dan weer op tot het midden van de bovenste boord van het beeld en herbegint er de aftasting van de tweede helft ener lijn die de eerste vooraf gaat, springt vervolgens naar de tweede over enz., om ditmaal te eindigen op het einde der laatste lijn (fig. 61b). Het punt gaat dan terug naar het begin der eerste lijn en het gehele beeld is hiermede uitgezonden. Men zou op dezelfde wijze drie derden van een beeld kunnen uitzenden door een aantal lijnen te gebruiken dat niet deelbaar is door drie. Tot dusver maakte de lichtsterkte der ontvangen beelden een dergelijke maatregel nog niet noodzakelijk maar voor de kleurentelevisie zou het misschien wel eens noodzakelijk kunnen worden vermits dan drie beelden, elk in een der hoofdkleuren zou moeten uitgezonden worden.

6) De aftasting met variabele snelheid. — Alvorens dit hoofdstuk over de aftasting af te sluiten, moeten we nog eerst een stelsel vermelden dat thans nog ter studie ligt en dat grote wijzigingen zou kunnen aanbrengen in de beginselen waarop de televisie berust. Dit stelsel werd het eerst bestudeerd door de Duitser Thun in 1930. Het blijkt dat er heel wat tijd nodig is om het uit te proberen. Ziehier het beginsel waarop het systeem berust. Thun heeft opgemerkt dat de lichtindrukken een belangrijker effect hebben naarmate ze bij een gelijkblijvende intensiteit langer

duren. Daarom is het ook dat een bliksemstraal waarvan de lichtintensiteit enorm groot is ons minder verblinden^u toeschijnt dat dit wel het geval is met een lamp met een veel minder grote lichtsterkte, maar waarvan het licht ons lang in de ogen schijnt. Het is één van de procedés die in moderne folterkamers wordt toegepast op slachtoffers om ze tot bekentenissen te leiden van feiten die zelfs nooit bedreven zijn geworden. Op dezelfde wijze reageert de fluorescerende stof van het scherm der iconografen en wordt sterker fluorescerend wanneer ze getroffen wordt door een kathodestraal met dezelfde intensiteit maar gedurende een langere periode.

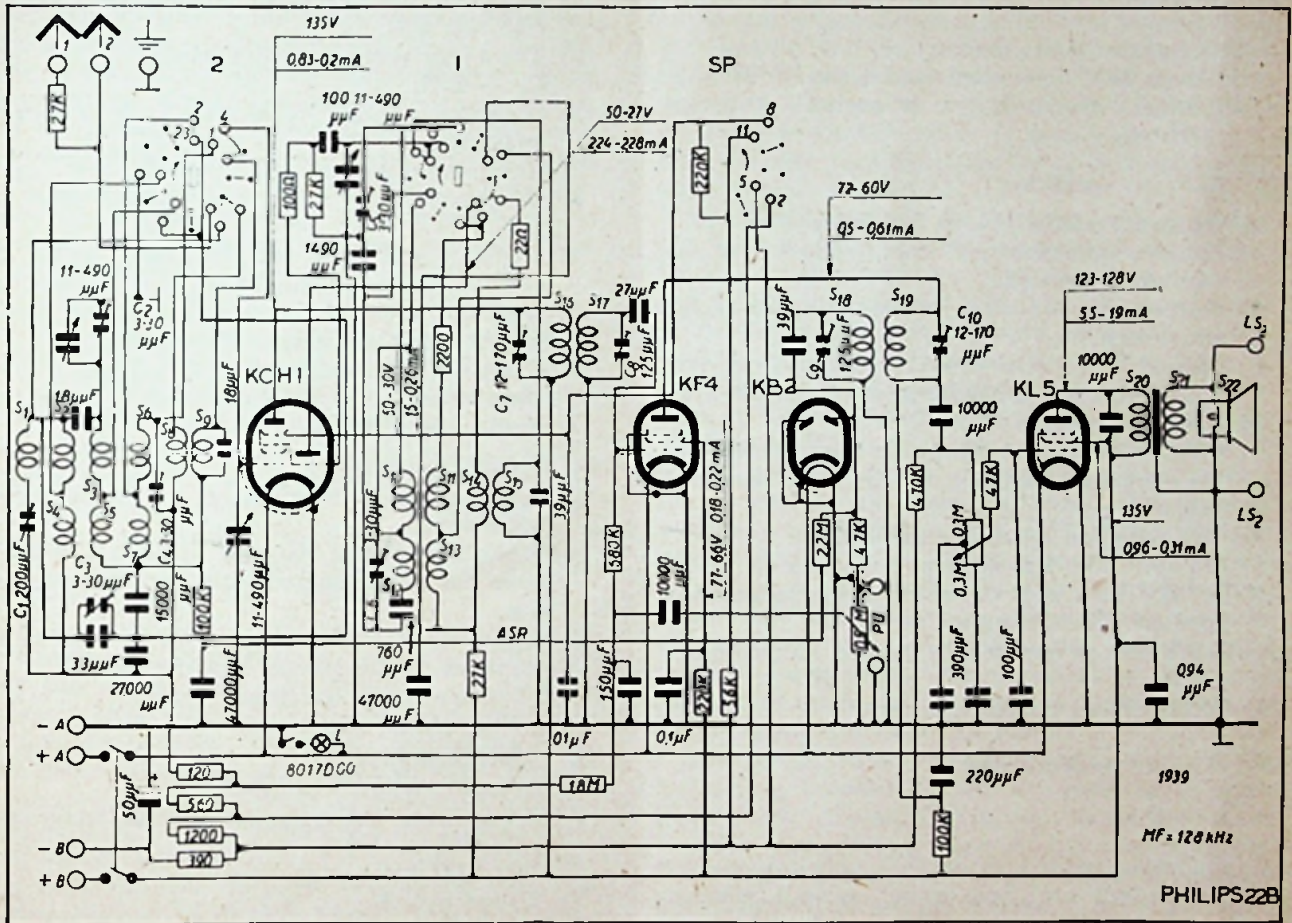
Uitgaande van dit beginsel stelde Thun voor de intensiteit van de kathodestraal in de iconograaf constant te houden maar in tegendeel de verplaatsingssnelheid van de straal te veranderen onder de invloed der seinen door de iconoscoop uitgezonden. De aftasting, in plaats van met een eenvormige snelheid te gebeuren zou dus geschieden met een variabele snelheid. Om hiertoe te geraken stelde Thun voor een lijncondensator en een pentode te gebruiken als belastingsweerstand en de stroomvariaties van de iconoscoop naar het stuurrooster van deze pentode te voeren, zodat de negatieve voorspanning van dit rooster toeneemt. Op die wijze verwekt een zeer sterk verlicht punt op het scherm van de iconoscoop een zeer sterke negatieve voorspanning op de pentode waardoor de inwendige weerstand van deze lamp verhoogt wat de lading van de condensator weer vertraagt en bijgevolg ook de aftastingsnelheid van de straal. Omgekeerd zou een donkerder punt de lading van de condensator versnellen terwijl de roostervoorspanning vermin-

(Zie vervolg blz. 192)



SERVICE...

SERVICE DOCUMENTATIE VOOR DE ONTVANGER PHILIPS 22B (VOOR BATTERIJVOEDING)



1. Schema : Zie hierboven.

2. Algemeen :

Reflex-superheterodyne-ontvanger met zeven afgestemde kringen; bandfiltervoorselectie; middelfrequentie- en spieglfrequentiefilters; automatische sterkteregeling; spaarschakelaar en inschakelbare schaalverlichting.

3. Spanningen en stromen :

Anodespanning : + B = 144 volt.

Gloeispanning : 2 V.

Gloeistroom :

Verlichtingslamp L uit = 0,43 A.

Verlichtingslamp L in = 0,6 A.

Totale anodestroom :

Besparend = 5,9 mA.

Normaal = 11,7 mA.

4. Golfbanden :

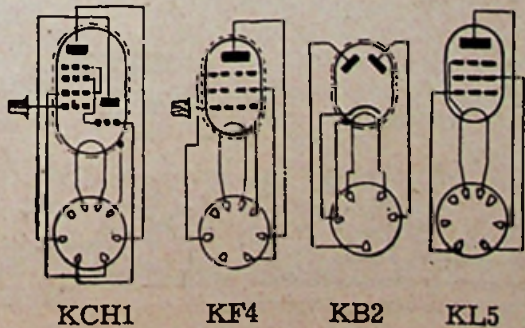
K.G. : 16,8 — 51 m (17,86 — 5,88 Mc)

O.G. : 198 — 585 m (1515 — 513 Kc)

L.G. : 708 — 2000 m (424 — 150 Kc)

5. Buizen :

KCH1 — KF4 — KB2 — KL5.



6. Ohmse weerstand der spoelen :

S1	130 Ω	S6	5 Ω	S10	12 Ω	S14	< 1 Ω	S18	135 Ω
S2	25 Ω	S7	45 Ω	S11	4,5 Ω	S15	< 1 Ω	S19	135 Ω
S3	5 Ω	S8	< 1 Ω	S12	35 Ω	S16	135 Ω	S20	620 Ω
S4	95 Ω	S9	< 1 Ω	S13	9 Ω	S17	135 Ω	S21	< 1 Ω
S5	45 Ω							S22	5 Ω

7. Afregeling :

Als kunstantenne dienen :

- 1) voor M.F. : een condensator van 32.000 μμF,
- 2) voor O.G. en L.G. : de normale kunstantenne.

A. M.F. en sperkring :

- 1) Apparaat aarden en op L.G. schakelen.
- 2) Draaiccondensator en volumeschakelaar op maximum draaien.
- 3) Outputindicator over trimtransfo aan L.S.2 aansluiten.
- 4) Gemoduleerd sein van 128 kHz naar g₁ van KCH1 voeren via condensator van 32.000 μμF.
- 5) S16 shunten met 25 k Ω
- 6) C25, C26 en C21 trimmen op max. output.
- 7) De dempingsweerstand van 25 k Ω over S17 leggen.
- 8) C20 trimmen op maximum output.
- 9) De 25 k Ω en kunstantenne wegnemen.
10. De 128 kHz aan de antennebus leggen via normale kunstantenne.
- 11) Sterk sein geven en C4 trimmen op minimum output.
- 12) Trimmers vastzetten met was.

B. H.F. en generatordeel :

I. — O.G.

- 1) Apparaat aarden en op O.G. schakelen.
- 2) Volumeregelaar maximum, outputindicator aansluiten.
- 3) Draaiccondensator op minimum capaciteit brengen met 15° mal.
- 4) Gemoduleerd sein van 1442 kHz (208 m) over normale kunstantenne aan de antennebus leggen.

- 5) Trimmen op maximum output in volgorde C15, C6, C11.

- 6) Trimmers vastzetten met was.
- II. — L.G.

- 1) Apparaat op L.G. schakelen, outputindicator aansluiten.
- 2) Volumeregelaar op maximum draaien.
- 3) Condensator op minimum brengen met 15° mal.
- 4) Gemoduleerd sein van 404 kHz (742,5 m) over normale kunstantenne aan antennebus leggen.
- 5) C16 trimmen op maximum output.
- 6) C16 vastzetten met was.

Opmerking : Het K.G.-gebied wordt niet afzonderlijk getrimd.

C. Spiegelfrequentie :

- 1) Apparaat op O.G. schakelen ; outputindicator aansluiten.
- 2) Sterk signaal van 968 kHz (310 m) toevoeren over normale kunstantenne aan de antennebus.
- 3) Apparaat in de buurt van 422 m precies afstemmen op de spiegel van dit signaal.
- 4) C7 trimmen op minimum output.
- 5) C7 vastzetten met borgkit.

D. Schaalinstelling :

- 1) Apparaat op O.G. schakelen.
- 2) 320 m sein via normale kunstantenne naar antennebus sturen.
- 3) Apparaat hierop afstemmen.
- 4) Wijzer instellen op 320 m.

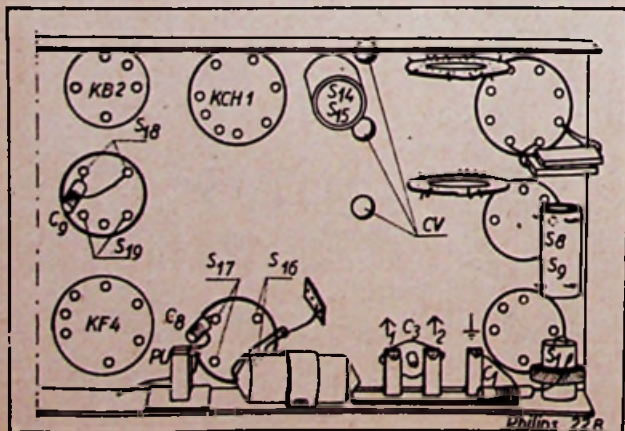
Intermitterende Fouten

(Vervolg van blz. 191).

lijke werk dat ze veroorzaken. De technicus moet nog eenigszins psycholoog zijn en een vergelding zoeken in de eenvoudige herstellingen die hij vlug kan uitvoeren.

Het zou van zeer groot belang zijn indien de andere colegas ons hun ervaringen zouden willen mededeelen over het geval van intermitterende werking der ontvangers. De uitwisseling van inlichtingen brengt voordeelen voor allen en voor niemand nadeel, en niets is naiever dan de helaas te vaak toegepaste methode waarbij al de opgedane ervaring zoo geheim mogelijk gehouden wordt.

De dynamische analyse met nauwkeurige instrumenten geeft vaak vlugge en uitstekende resultaten in de hierboven opgesomde gevallen.



Het Vraagstuk der intermitterende Fouten in Radio-ontvangers

door Jean LIPS (Radio Service, Basel).

Elke reparateur kent de onaangename gevalletjes van ontvangers die, zoodra zij bij den klant zijn, intermitterend beginnen te werken, terwijl ze in het werkhuis normaal functioneeren. Zelfs wanneer een dergelijke zieke ontvanger plotseling zijn kwaal toch vertoont, dan volstaat soms een eenvoudige meting in een gevoelig punt om hem terug op dreef te helpen. Men is dan verplicht de werking opnieuw gade te slaan en de oorzaak van het defect te omschrijven zoodra het gebrek weer optreedt.

Het gebeurt echter nog na het opheffen van een schijnbare fout en zelfs wanneer de ontvanger terug bij den eigenaar is, dat na een paar dagen dezelfde « flauwe grap » zich voordoet. Het gevolg is dan dat de klant u beschuldigt niets gedaan te hebben om de fout op te heffen en dan wordt het uiterst moeilijk om dezen klant te overtuigen van de moeilijkheid van dergelijke herstellingen. Daarenboven is al het werk te herbeginnen, natuurlijk op eigen risico, gevaar en kosten, zooniet is de klant verloren.

De methode die er in bestaat het apparaat in functie te laten gedurende meerdere uren, terwijl men een ander werk uitvoert, lijkt de eenvoudigste te zijn, maar het is tevens de minst doelmatige. Het is beter, volgens den uitslag der diagnose gesteund op den aard der fout, op voorhand sommige foutmogelijkheden op te heffen. Vervolgens te trachten de oorzaak van de slechte werking terug te verwekken. Plotselinge verminderingen aan kracht kunnen voortkomen van een sterkteregelaar in slechten staat, van den golf-lenteschakelaar, of van contacten tusschen lamp-pinnen en lamp houders. Tenslotte, vooral in den laatsten tijd, van slechte lasschen aan de buitenelectrodes der lampen (pinnen of veertjes). Het is noodzakelijk deze fouten de eene na de andere op te heffen. De potentiometer kan vervangen, of hersteld worden, door hem uit het toestel los te maken en de veeren van het schuifcontact te reinigen. De contactveeren van den golflengteschakelaar kunnen terug worden aangespannen en tevens goed gereinigd met benzine b.v. — Bij oude types, moeten de contactoppervlakten gereinigd en gepolijst worden met zeer fijn zandpapier. Dit is soms een werkje van langen duur dat vooral ongemakkelijk is wanneer de schakelaar in een ongunstige positie gemonteerd is. De lamp-pinnen en contacten worden zorgvuldig afgevlind en opnieuw gesoldeerd, dit kan ook gebeuren met de roosterklem op den top der lamp. Lichte schokjes op de verschillende deelen, van den ontvanger kunnen eventueel de fout weer terug doen ontstaan.

Een zeer goede methode bestaat er in een zeer sterk niet gemoduleerd sein te doen inwerken op de antenne van den ontvanger en dan de fout terug te doen ontstaan door zeer lichtjes te kloppen op het bouwdeel waarvan men veronderstelt de oorzaak van het defect te herbergen. Het kraken van den potentiometer kan zoo onmiddellijk gedetecteerd worden.

Een fout waardoor de ontvangsterkte aanzienlijk vermindert om daarna langzaam terug te gaan tot het oorspronkelijke niveau kan doorgaans gemakkelijk gelocaliseerd worden. Dit verschijnsel wordt bijna altijd veroorzaakt door een onderbreking van den gloeikring in één der lampen. De technicus zal onmiddellijk inzien in welke trap de fout ontstaan is en zal er onmiddellijk uit afleiden welke lamp in dit opzicht defect is.

Het gebeurt dat de ontvanger sterke vervorming vertoont bij tusschenpoozen. De oorzaak hiervan kan gelegen zijn in de trilspeel van den luidspreker. Deze speel zet door verwarming uit en klemt in de luchtspleet. Een verzorgde centreering of het vervangen van de speel indien ze te sterk vervormd is, heffen hier de fout op.

De vervormingen die ontstaan op krachtige stations kunnen voortkomen van een gebrek in de automatische sterkteregeling.

Een condensator waarvan de isolatie slecht geworden is (zonder daarom kortgesloten te zijn), veroorzaakt in dezen kring met hooge weerstand een lek der regelspanning en het blokkeren der lampen die er door beïnvloed worden zoodra een krachtig sein ontvanger wordt.

Elke reparateur kent het geval van den ontvanger waarvan de geluidsterkte vermindert of verhoogt wanneer een elektrische schakelaar in de buurt bediend wordt.

In dit geval is de fout gelegen in een slecht contact in den golflengteschakelaar of in de roosterlek. Het is niet mogelijk een algemeen middel op te geven om dergelijke fouten te verhelpen.

Wij hebben getracht hier enkele mogelijke fout-oorzaken op te geven die tamelijk vaak voorkomen. Voor elk geval moe de technicus vanzelfsprekend nadenken en de fout methodisch opzoeken alvorens ze te kunnen verhelpen. De door den klant opgegeven symptomen of aanwijzingen over het gedrag van den ontvanger zijn soms zeer nuttig en in elk geval waard genoteerd te worden.

Van het standpunt van den koopman uit zijn dergelijke herstellingen vanzelfsprekend niet interessant, want men kan ze niet aanrekenen in overeenstemming met het lange en soms moei-

(Zie vervolg onderaan blz. 190).

TELEVISIECURSUS

(Vervolg van blz. 188)

dert. Vanzelfsprekend is het noodzakelijk dat de beweging van de kathodestraal identisch is in de iconoscoop en in de iconograaf; het stelsel moet dus toegepast worden op beide apparaten en wel derwijze dat de iconoscoop zelf zijn eigen horizontale aftasting regelt.

Het voordeel van dit procedé is vooral gelegen in het feit dat de beelden vaak zeer lichte zones bevatten waarin de aftasting vertraagd wordt wat de frequentie der stroomvariatiés vermindert zodat de modulatiefrequentieband smaller wordt voor een aantal punten ofwel kan men de rasterfijnheid van het beeld verhogen zonder de frequentieband te verbreden.

De verwezenlijking biedt evenwel vrij wat moeilijkheden. Vermelden wij n.l. de vertraging die kan ontstaan tussen het ogenblik waarop de straal op een sterk verlicht punt komt en het moment waar de stroom die hij opwekt in de modulatieweerstand na omvorming in spanningsval op het rooster der pentode komt en de aftasting vertraagt. Vermelden we nog de moeilijkheid om de synchronisatie te verwezenlijken. Deze kan inderdaad niet meer verbeterd worden door een afzonderlijke inrichting die impulses verwekt bij regelmatige tussenpozen, want de duur der aftas-

ting van één lijn is afhankelijk van de belichting of de lichtsterkte der verschillende punten van deze lijn. Men moet dan gebruik maken bij de weergave van een klare of donkere lijn aan de linkerkant van het beeld dat uit te zenden is (niet vergeten dat in de iconoscoop het beeld is omgekeerd). Deze band geeft eveneens een impuls met constante amplitude na elke lijn en dit kan gebruikt worden om de terugloop in werking te brengen. Men kan deze heldere lijn eveneens vervangen door een geleidende band die uitwendig geladen wordt door een spanningsbron en die bij elke doorgang van de kathodestraal ontladen wordt over een modulatieweerstand.

Een andere moeilijkheid van het stelsel is dat de transmissietijd van het beeld zelf variabel is vermits deze gelijk is aan de som der transmissietijden van al de lijnen waaruit het beeld is samengesteld. Tenslotte is ook de afwisselende aftasting in deze voorwaarden moeilijk te verwezenlijken. Kortom, een dergelijk inrichting is moeilijk om af te regelen en het blijkt wel dat dit zelfs tot dusver nog niet geschied is. Daarin is zeker nog stof tot opzoekingen voor hen die voldoende geduld hebben.

(Vervolgt)

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

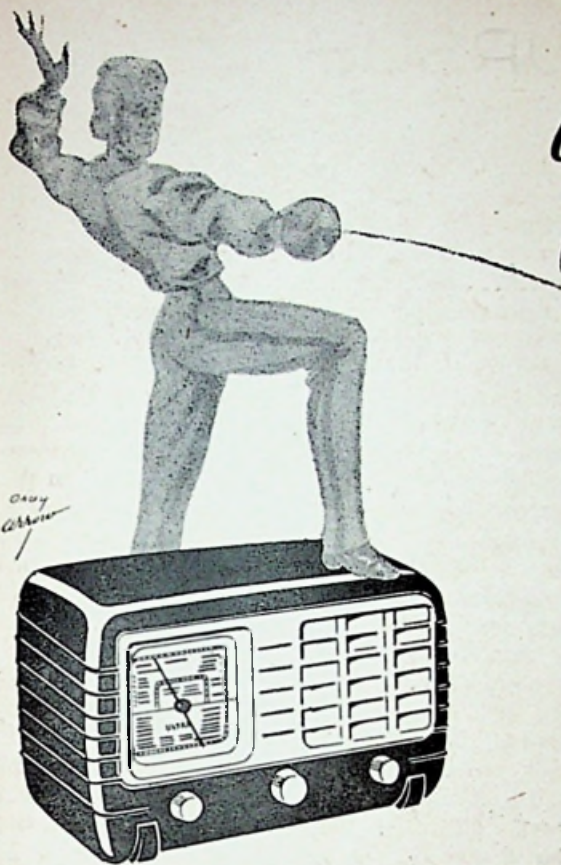
PHILIPS

"Miniwatt" ..

buizen en onderdeelen te gebruiken.

Alle moderne typen uit
— voorraad leverbaar. —





Gemakkelijke overwinning

Iedere demonstratie wordt automatisch door een verkoop gevolgd.

Want...

ULTRA is het ontvangloestel 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

INHOUD

Dr. V. K. Zworykin	161
De Cathode Follower	162
Radartechniek	165
De brede-frequentiebandversterker	168
Wij bouwen zelf... De Versterker 647	175
Radio-Cursus (XIV) :	
— Wiskunde (11)	179
— Algemene Radiotechniek (6)	182
Televisie-Cursus	186
Service... Philips 22B	189
Intermitterende fouten	191

B O N

(Voor de Redactie.)

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

.....

.....

.....

.....

.....

.....

.....

.....

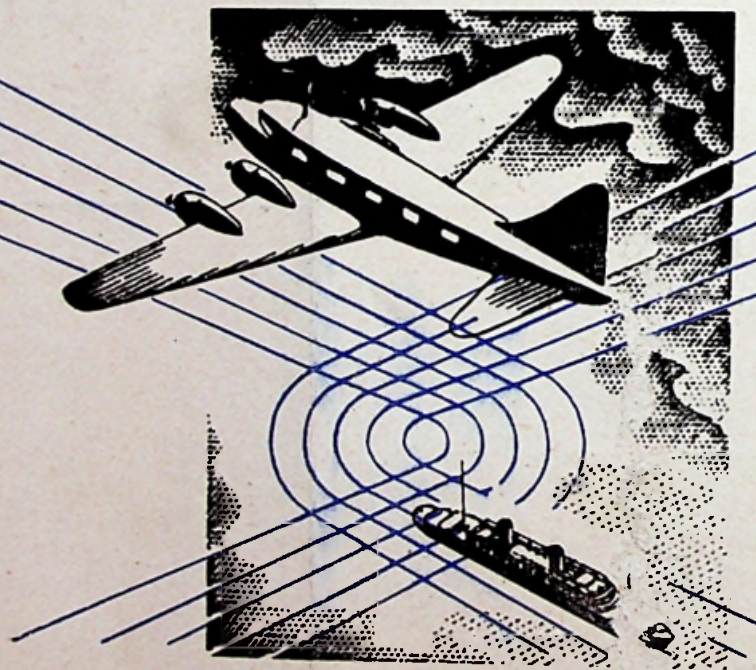
Naam.....

Adres

.....

VEILIGHEID OP ZEE

Veiligheid in de Lucht



met den

Decca Navigator