

Nº 2. 17^e JAARGANG

MAART 1934

RADIO- NIEUWS

ORGAAN DER
NEDERLANDSCHE
VEREENIGING VOOR
RADIO-TELEGRAFIE

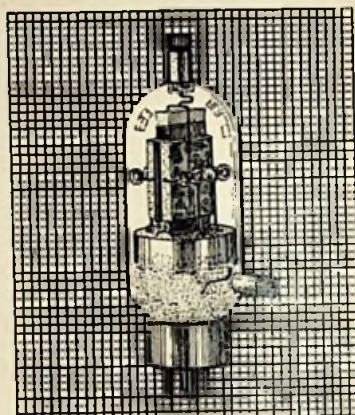
GIBLIOTHEEK
N.V.H.B.

INHOUD:

	Bladz.
Een „nieuwe” ooreigenschap?	21
Hoe plaatsen we de pick-up?	22
Modulatiebrom, Modulatieverdieping, ver- vorming der modulatie en kruismodulatie	29
Vereenigingsnieuws	52



PHILIPS AMATEUR ZENDLAMPEN



PHILIPS SCHERMROOSTER
AMATEUR ZENDLAMP QC 05/15

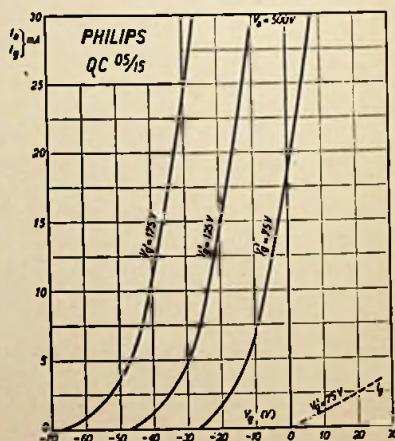
Groote emissie bij minimum
energieverbruik. - Mechanisch
sterk. —

Geschikt voor zeer korte golf-
lengten (tot beneden 5 meter).

— Groot vermogen bij naar
verhouding lage anodespan-
ning. —

Philips Schermrooster zend-
lampen maken een ingrijpende
vereenvoudiging van de
zenderconstructie en van de
-bediening mogelijk. —

Vraagt de nieuwe amateur
zendlampen-catalogus.



PHILIPS RADIO

Radio-Nieuws.

ORGAAN VAN DE NED. VER.

Ouder Redactie van J. CORVER,

BURNIERSTRAAT 38,

DEN HAAG.



VOOR RADIO-TELEGRAFIE.

Uitgever: N. VEENSTRA,

LAAN VAN MEERDERVOORT 30,

DEN HAAG, TEL. 332112.

Abonnementsprijs voor niet-leden f 4.— per jaargang van 6 nummers. Buitenland f 4.50. Leden der Vereeniging (contributie f 8.— per jaar) ontvangen dit blad gratis.

Secretaris-Penningmeester. B. Slikkerveer, Obrechtstraat 104.6, Den Haag.

Een „nieuwe” ooreigenschap?

Bij het verrichten van acoustische metingen aan luidsprekers scheen het eenige malen alsof de toonhoogte van een ongeveer „sinusvormige” toon veranderde, wanneer het oor dicht bij den luidspreker werd gebracht.

Teneinde na te gaan of het hier een persoonlijke afwijking, of een fout in de apparatuur betrof, werd met een stemvork van 435 hertz (a) bij een twintigtal personen hetzelfde geprobeerd.

Werd de stemvork krachtig aangeslagen, dan bleek dat allen met de stemvork vlak bij het oor een lageren toon hoorden, dan wanneer de stemvork zich op eenigen afstand bevond.

Eenige personen met een geïnfundeerd gehoor voor muziek schatten het verschil ongeveer een halven toon, dus zij hoorden de a als gis.

Laat men de krachtig aangeslagen stemvork vlak bij het oor uittrillen, dan hoort men eerst een sterke gis en een zwakke a. Bij het zwakker worden van het geluid wordt de sterkte van de gis in verhouding tot die van de a gaandeweg minder, waarna men ten slotte alleen de a hoort.

Dit laatste doet o.m. vermoeden, dat het oor de hoogte van een sinusvormigen

toon anders hoort, wanneer de intensiteit daarvan boven een bepaalde waarde stijgt. De volgende ruwe meting werd daarom verricht:

Met behulp van een toongenerator werden door een luidspreker verschillende tonen geproduceerd. De zuiverheid van deze tonen werd gecontroleerd door een microfoon met versterker, waarop een kathodestraaloscillograaf was aangesloten. De door deze laatste geprojecteerde lijnen waren op het oog niet te onderscheiden van een sinusvorm. Verder werd de intensiteit van het geluid steeds beneden de „bovenste gehoorgrens” gehouden.

Het bleek, dat bij toename van de intensiteit van het geluid, bij frequentie en sinusvorm die volgens de oscillograaf constant bleven, zelfs midden in de kamer deze toonverlaging duidelijk was waar te nemen. Bij de zeer lage tonen merkt men in dat geval een toonverhoging.

Bij twee personen met een geïnfundeerd gehoor voor toonhoogten werd dit verschijnsel verder nagegaan door hen bij elken toon het oor steeds dicht bij den luidspreker te laten brengen. Zij hoorden vlak bij den luidspreker de tonen van 150—300 hertz ongeveer een halven

toon hooger, en die van 350—3000 hertz van een halven- tot anderhalven toon lager, dan op grooteren afstand.

Fre- quentie in hertz	Indruk toonhoogte- verandering bij vrij groote intensiteit op:	
	Persoon A	Persoon B
150	$\frac{3}{4}$ toon +	$\frac{3}{4}$ toon +
200	$\frac{1}{2}$ " +	$\frac{1}{2}$ " +
250	$\frac{1}{2}$ " +	$\frac{1}{2}$ " +
300	$\frac{1}{2}$ " +	$\frac{1}{2}$ " +
350	$\frac{1}{2}$ " —	$\frac{1}{2}$ " —
400	$\frac{1}{2}$ " —	$\frac{1}{2}$ " —
450	$\frac{1}{2}$ " —	$\frac{1}{2}$ " —
500	$\frac{1}{2}$ " —	$\frac{1}{2}$ " —
550	$\frac{1}{2}$ tot $1\frac{1}{2}$ —	$\frac{1}{2}$ tot 1 —
600	" $1\frac{1}{2}$ —	" $1\frac{1}{2}$ —
900	" $1\frac{1}{2}$ —	" 1 —
1000	" —	" 1 —
1500	" +	" —
2000	" —	" —
3000	" —	" —
4000	? —	? —

Een en ander is in nevenstaand staatje aangegeven. (Een halve toon beteekent een verandering in frequentie van ongeveer 6 %).

a. Bij toename v/d intensiteit veranderde de toonhoogte „in het oor” 6 tot \pm 18 %.

b. Bij 4000 hertz was niet te schatten hoe veel de schijnbare verlaging bedroeg.

De vermelding van dit verschijnsel heb ik in de litteratuur over acoustiek niet kunnen vinden; wel vindt men daarin verschijnselen die wijzen op het optreden van „veelvouden” van den grondtoon, terwijl de resonantietheorie van het oor aangeeft, dat men in de buurt van den grondtoon evenveel hogere als lagere tonen kan verwachten. (Fletcher, Trendelenburg, Richardson).

Daar bovengenoemd verschijnsel eenigszins „vreemd” aandoet, is het misschien gewenscht dat in een physiologisch-technisch laboratorium nadere metingen worden verricht.

Groningen, December 1933.

Ir. J. J. H. VRIJDAGHS,
Directeur v. d. Middelbare
Techn. School te Groningen.

Hoe plaatsen we de pick-up?

Door P. KLUIT.

Tijdens het persklaar maken van dit artikel publiceerde de heer Cramwinckel namens het Philips' laboratorium een andere methode ter verkrijging van den juisten naaldstand, door middel van een armconstructie met vier scharnierpunten (zie R.-N. Jan. '34).

De beschouwingen hier gegeven leiden weliswaar niet tot zulk een minimaal kleine afwijkingfout als door den heer C. bereikt, doch gelden dan ook voor een eenvoudigen gebruikelijken arm.

Voor de „vingervaardige” amateurs

openen zich nieuwe perspectieven in den vorm van de bekrachtigde electro-dynamische p.u., waarop we later hier of in R.-E. zullen terug komen.

Nog afgezien hiervan neemt de belangstelling voor de p.u. tegenwoordig nog al toe, zoodat het wel aanbeveling verdient, de opstelling van dit instrument eens eenigszins volledig te bekijken.

Om verwarring te voorkomen, zullen we eerst enkele begrippen vastleggen:

Als we spreken over den draaistraal (L) dan bedoelen we de loodlijn uit de naaldpunt P op de draaiingsas M neergelaten

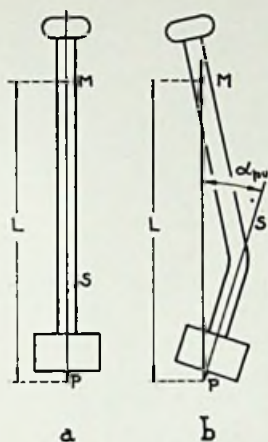


Fig. 1.

(fig. 1). De draaistraal ligt dus altijd in het vlak van de gramfoonplaat.

Onder de richting van de p.u. verstaan we de richting van het vlak PS. Dit is een vlak dat loodrecht staat op :

- 1e. het vlak waarin de naald trilt;
- 2e. het vlak van de gram.plaat.

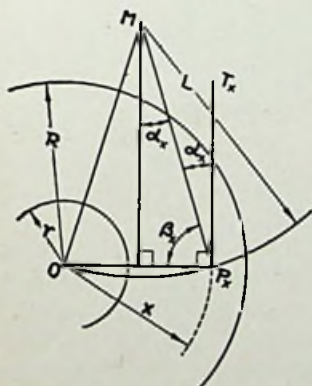


Fig. 2.

Verder zeggen we dat de p.u. recht aan den arm is bevestigd als de draaistraal in het vlak PS ligt (fig. 1a) en de p.u. zit schreef als deze er een hoek (α_{pu}) mee maakt (fig. 1b).

De ideale montage is nu die, waarbij in alle naaldstanden P_x (fig. 2), de raaklijn in P_x aan den cirkel met x als straal en O als middelpunt, samenvalt met de p.u.richting, m.a.w. de richting van de p.u. steeds loodrecht staat op de verbindingslijn van P_x met O . (O is gram.plaat center).

Hiertoe moeten de diverse punten P_x op een rechte lijn door O liggen.

Dit is mogelijk door een rechtgeleiding toe te passen of wel door den draaistraal oneindig lang te nemen.

De eerste manier brengt ongewenste plaatslijtage mee ('t loopt te zwaar), terwijl de andere methode ook „enkele” bezwaren heeft.

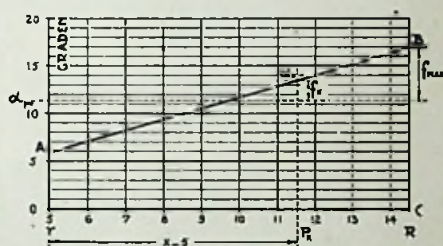


Fig. 3.

Met een normalen draaiarm is echter door een bijzondere opstelling dit ideaal toch wel te benaderen.

Aan de hand van fig. 2 gaan we eerst na wat de richtingsverandering is van een recht gemonteerde p.u. waarbij de draaistraalcirkel (of naaldbaan) door het hart der plaat O gaat.

Den straal van de buitengroef noemen we R , dien der binnengroef r .

De draaistraal (dus de p.u. zie fig. 1a) maakt in een punt P_x van de baan een hoek α_x met de tangént $P_x T_x$

$$\sin \alpha_x = \frac{x}{2L} \dots \dots (1)$$

$$\alpha_x \text{ is max. voor } x = R : \sin \alpha_R = \frac{R}{2L}$$

α_x is min. voor $x = r$: $\sin \alpha_r = \frac{r}{2L}$

Hoe groot de variatie van α_x wel is, zien we het best uit normaal voorkomende cijfers.

$L = 25$ cm, met een 30 cm gram.plaat dus : $R = 14,5$ cm en $r = 5$ cm.

De lijn AB in fig. 3 geeft aan hoe α_x verandert voor deze waarden van L, R en r.

De grootste hoek is $16,9^\circ$ en de kleinste $5,8^\circ$. Het is duidelijk, dat we medelijden dienen te hebben met de gram.plaat welke onder deze p.u. wordt „bewerkt”.

We komen een flinken stap vooruit door de p.u. scheef te monteeren, en wel onder een hoek, die het gemiddelde is tusschen α_n en α_r .

In ons voorbeeld dus :

$$\alpha_{pm} = \frac{16,9 + 5,8}{2} = 11,3^\circ.$$

De grootste fout (deze treedt nu op in de buiten- en binnengroef) is dus teruggebracht van $16,9^\circ$ op ongeveer $5,5^\circ$.

Dit is echter voor een lang en gelukkig leven der platen nog niet voldoende.

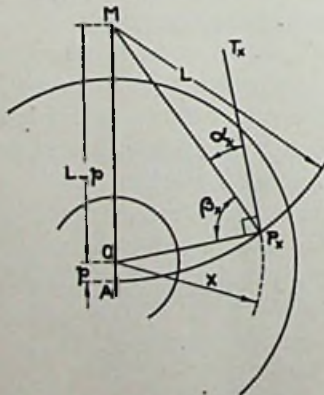


Fig. 4.

Als we de lijn AB wat vlakker konden laten verlopen, zou de fout verminderen.

Dit nu kunnen we bereiken door den draaistraalcirkel niet door O, doch door een verder van M gelegen punt te laten gaan (fig. 4).

Vergrooting van p heeft vergrooting van α_n en α_r tengevolge. Deze hoeken nemen echter niet in gelijke mate toe. Er zal dus een waarde p gevonden kunnen worden waarbij ze elkaar inhalen, wat we juist moeten hebben.

In fig. 4 is :

$$\sin \alpha_x = \cos \beta_x = \frac{L^2 + x^2 - (L - p)^2}{2Lx}$$

$$\sin \alpha_x = \frac{x^2 + 2pL - p^2}{2Lx} \quad (2)$$

Voor onze p.u. met $L = 25$ cm en 30 cm plaat berekenen we α_r en α_n voor verschillende waarden van p en vereenigen deze hoeken in een grafiek (fig. 5).

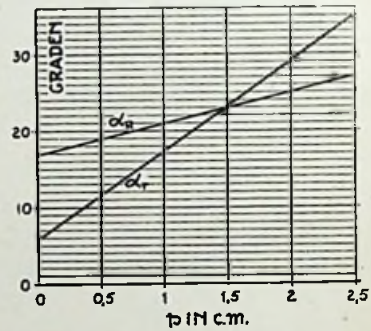


Fig. 5.

Uit deze grafiek blijkt, dat voor p ongeveer 1.5 cm α_r gelijk α_n wordt. De naaldpunt moet dus bij een draaistraal van 25 cm, met een 30 cm plaat, ongeveer 15 mm voorbij het plaatmidden zwaaien.

Uit fig. 5 blijkt ook nog, dat een te groote p ongeveer even schadelijk is als een te kleine.

De hier gevolgde methode is nog al bewerkelijk. We bepalen daarom p, uitgedrukt in L, R en r.

$$\frac{r^2 + 2pL - p^2}{2Lr} = \frac{R^2 + 2pL - p^2}{2LR}$$

uitgewerkt:

$$p^2 - 2pL + rR = 0.$$

Het blijkt dat we van deze vierkante vergelijking den negatieven wortel moeten hebben, dus :

$$p = L - \sqrt{L^2 - rR} \quad (3)$$

Substitueeren we 3 in 2 dan ontstaat :

$$\sin \alpha_x = \frac{x^2 + rR}{2Lx} \dots (4)$$

dus is

$$\sin \alpha_r = \sin \alpha_n = \frac{r + R}{2L} \dots (5)$$

Het is interessant een en ander meetkundig te bezien. In fig. 6 is aan p de

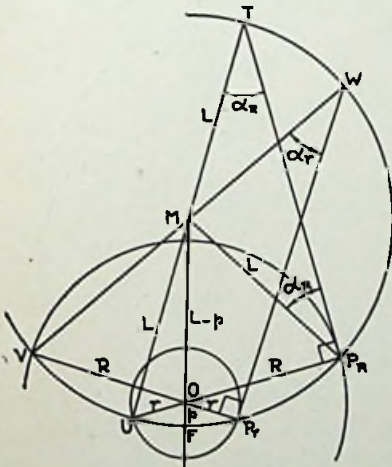


Fig. 6.

waarde volgens 3 gegeven, dus wordt voldaan aan : $\alpha_r = \alpha_n$

We verlengen P_nO tot deze den draai-straal-cirkel snijdt (U) en completeeren ΔUP_nT .

P_nT blijkt de tangent te zijn in P_n (Δ in halven cirkel). Bij T vinden we α_n terug, dus

$$\sin \alpha_n = \frac{UP_n}{2L}$$

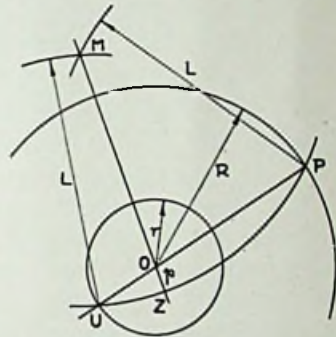
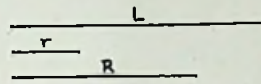


Fig. 7.

Vergelijken we dit met 5 dan volgt hieruit:

$$UP_n = r + R \text{ of in woorden:}$$

het punt U ligt op een afstand r van O, dus op de binnengroef. Evenzoo is $OV = R$.

Door de gelijkheid der sinussen of ook door de congruentie van de driehoeken VWP_r en UTP_n zien we duidelijk de gelijkheid van α_r en α_n voor ons.

Uit de substitutie van 3 in 2 met 4 als resultaat bleek: $rR = 2pL - p^2$

Dit kunnen we nu ook uit fig. 6 halen: In ΔMUP_n is volgens Stewart :

$$\begin{aligned} (L - p)^2 (r + R) &= L^2r + \\ &+ L^2R - rR (r + R) \\ (L - p)^2 &= L^2 - rR. \\ rR &= 2pL - p^2. \end{aligned}$$

Nu we den toestand meetkundig overzien, is het niet moeilijk voor gegeven L, r en R de lengte p te construeeren (fig 7).

Teeken de cirkels r en R met O als middelpunt. Neem een punt P aan den

grooten cirkel en trek PU door O. Neem L in den passer en cirkel deze om vanuit het snijpunt U en punt P; dit geeft M zijnde de draaiingsas.

Trekken we nu nog den draaistraal-cirkel, dan verschijnt OZ = p.

Het is nu wel mooi, dat we $\alpha_r = \alpha_n$ gelijk gemaakt hebben, doch we dienen ook na te gaan of er tusschen r en R geen vreemde dingen met α_x gebeuren. Een vereischte toch is, dat er niet te veel variatie in de grootte van α_x zit. We gaan dus een onderzoek instellen naar uitdrukking 4. We stellen $\sin \alpha_x = y$ dus :

$$y = \frac{x^2 + rR}{2Lx} \dots (6)$$

De grafische voorstelling is natuurlijk een gebogen lijn.

We bepalen of er een maximum of minimum is.

$$\frac{dy}{dx} = \frac{2Lx \cdot 2x - (x^2 + rR) 2L}{4L^2x^2} = \frac{x^2 - rR}{2Lx^2}$$

Dit wordt 0 voor :

$x^2 - rR = 0$ dus $x = \sqrt{rR}$ (— wortel onbruikbaar)

$$\frac{d^2y}{dx^2} = \frac{2Lx^2 \cdot 2x - (x^2 - rR) 4Lx}{4L^2x^4} = \frac{rR}{Lx^3}$$

voor x de waarde \sqrt{rR} ingevoerd :

$$\frac{d^2y}{dx^2} = \frac{rR}{LrR\sqrt{rR}} = \frac{1}{L\sqrt{rR}}$$

Deze uitdrukking heeft een positieve waarde, dus hebben we met een minimum te doen.

Bepalen we y_{min} of wel $\sin \alpha_{min}$ door in 6 voor x de waarde \sqrt{rR} te substitueeren :

$$\sin \alpha_{min} = \frac{rR + rR}{2L\sqrt{rR}} = \frac{\sqrt{rR}}{L} \dots (7)$$

In fig. 8 is het verloop van $\sin \alpha_x$ geteekend.

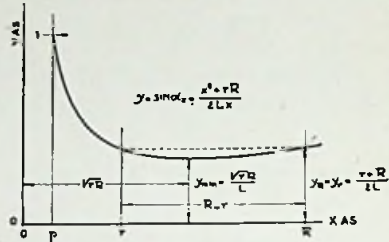


Fig. 8.

Voor $x < r$ neemt $\sin \alpha_x$ snel toe om voor $x = p$ (kleiner kan x niet worden) de max. waarde 1 te bereiken, immers

$$\sin \alpha_p = \frac{p^2 + 2pL - p^2}{2pL} = 1.$$

dus $\alpha_p = 90^\circ$.

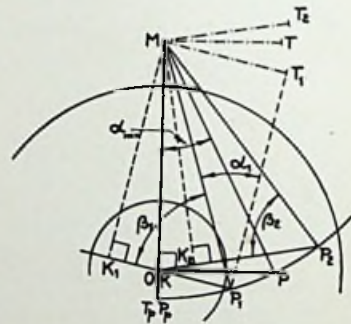


Fig. 9.

Natuurlijk is α_x voor $x < r$ voor ons niet van praktisch belang.

Meetkundig kunnen we de verandering van α_x volgen aan de hand van fig. 9.

Nemen we een naaldstand P_1 aan en laten de loodlijn MK_1 neer dan is $MK_1 = L \sin \beta_1$, evenzoo is $MK_2 = L \sin \beta_2$.

De lengte der loodlijn MK_x is dus maatgevend voor $\sin \beta_x$.

$\sin \beta_x$ bereikt zijn maximum als MK_x op zijn grootst is.

Nu vormt deze loodlijn met MO als hypotenusa en een deel van de lijn getrokken door P_x en O als derde zijde, een rechthoekigen driehoek (voor P_1 is dit ΔMK_1O).

MK_x wordt dus max. als ze samenvalt met de hypotenusa. De bewuste driehoek is dan samengeschrumpeld tot een lijn (MO)

$$MO = L \sin \beta_{\max.}$$

Het complement van β_{\max} is $\alpha_{\min.}$

$\alpha_{\min.}$ wordt dus gevonden waar de tangent evenwijdig loopt met de verbindingslijn van de draaiingsas met het gramplaat center.

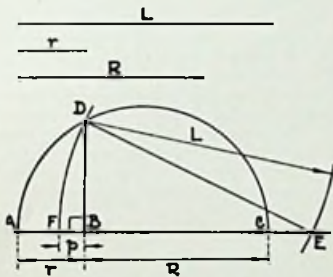


Fig. 10.

Nu is in ΔOMP

$$OP^2 = L^2 - (L - p)^2 = 2pL - p^2 \text{ of} \\ OP = \sqrt{rR}$$

dus

$$\sin \alpha_{\min} = \frac{OP}{L} = \frac{\sqrt{rR}}{L}$$

dit vonden we eveneens algebraïsch (7).

De lengte $P_x K_x$ ($L \sin \alpha_x$) is klaarblijkelijk maatgevend voor $\sin \alpha_x$. Deze lengten kunnen we overbrengen naar M. Er vormt zich dan een soort sterdiagram. MT is de minimum waarde ($MT = OP = L \sin \alpha_{\min}$).

Tenslotte blijkt nog in fig. 9, dat voor $x = p$ inderdaad $\alpha_x = 90^\circ$ wordt.

Uit het feit dat OP middelevenredig is tusschen r en R en loodrecht staat op OM, volgt nog een andere constructiemaniër voor p (fig. 10).

Maak $AC = r + R$. Teeken op AC een halven cirkel. L wordt omgecirkeld vanuit het snijpunt D. Dit geeft punt E. Maak $EF = L$ dan is $FB = p$.

Een aandachtig lezer zal opgemerkt hebben dat fig. 10 ook opgevat kan worden als een constructie van p direct aan de hand van uitdrukking 3.

Intusschen wijzen we er op, dat de beide constructiemethoden feitelijk niet veel zin hebben, daar p uit 3 zoo eenvoudig is te berekenen.

Bovendien geeft een berekening nauwkeuriger resultaat dan een constructie.

We gaven de constructies echter aan om het inzicht te verbeteren.

Uit de constructie van fig. 7 volgt echter wel een eenvoudige en nauwkeurige montage methode.

Geven we n.l. op een gramplaat de punten P en U aan, dan moet M zoodanig geplaatst worden, dat beide punten in de naaldbaan liggen.

We zijn er nu van overtuigd dat α_x in het interval r tot R weinig en regelmatig verandert en hebben alleen α_{pv} nog te bepalen.

Deze hoek is het gemiddelde van alle hoeken α_x in het interval r tot R. Dit voert dus tot een integraal :

$$\alpha_{pv} = \frac{1}{R-r} \int_r^R \text{bg} \sin \frac{x^2 + rR}{2Lx} \cdot dx \quad (8)$$

We hebben pech, we stuiten hier op een nogal „wilde” integraal die niet volgens de gewone methoden oplosbaar is.

De oplossing, waarop we hier niet zullen ingaan, voert tot een gecompliceerde elliptische functie.

We zouden echter graag voor α_{pv} een eenvoudigen vorm hebben, iets dergelijks als we voor p vonden en zullen trachten een benaderde waarde te vinden, die aan dezen eisch voldoet.

Grafisch levert de oplossing van 8 (voor bepaalde L, r en R) geen moeilijkheden op. Indien we dit voor de verschillende gevallen uitvoeren dan blijkt dat we met ruim voldoende nauwkeurigheid kunnen stellen :

$$\frac{\alpha_{\max} + \alpha_{\min}}{2} - \alpha_{pu} = \frac{\alpha_{\max} - \alpha_{\min}}{8}$$

Uitgewerkt geeft dit :

$$\alpha_{pu} = \frac{3}{8} bg \sin \frac{r+R}{2L} + \frac{5}{8} bg \sin \frac{\sqrt{rR}}{L} \quad (9)$$

De afwijking van dezen benaderden hoek t.o.v. den juisten (8) is absoluut te verwaarloozen en kleiner dan de montage-tolerantie.

We kunnen nu nog de maximumfout (de grootste afwijking van den idealen stand) in formule brengen :

$$f_{\max} = \alpha_{\max} - \alpha_{pu} = \frac{5}{8} \left(bg \sin \frac{r+R}{2L} - bg \sin \frac{\sqrt{rR}}{L} \right) \quad (10)$$

Deze treedt op in de buitenste en binnenste groef.

Voorbeeld.

Voor een p.u. met L = 25 cm en 30 cm gram.platen (r = 5 cm R = 14,5 cm) wordt :

$$\text{volgens 3: } p = 25 - \sqrt{625 - 72,5} = 1,49 \text{ cm, afgerond } \boxed{15 \text{ mm}}$$

Dit vonden we reeds in fig. 5.

Volgens 5:

$$\alpha_{\max} = \alpha_r = \alpha_R = bg \sin \frac{19,5}{50} = 23^\circ$$

Volgens 7:

$$\alpha_{\min} = bg \sin \frac{\sqrt{72,5}}{25} = 19,9^\circ$$

Volgens 9:

$$\alpha_{pu} = \frac{3}{8} \cdot 23 + \frac{5}{8} \cdot 19,9 = \boxed{21,1^\circ}$$

α_{\min} treedt op bij een x van \sqrt{rR} , dus 8,51 cm.

De naald punt is dan dus 85 mm van het midden der gram.plaat verwijderd.

$$\text{volgens 10: } f_{\max} = \alpha_{\max} - \alpha_{pu} = 23 - 21,1 = 1,9^\circ.$$

De maximum fout hebben we dus van $16,9^\circ$ (welke optrad bij de rechte p.u. met naaldbaan door middelpunt plaat) teruggebracht op $1,9^\circ$.

Al is deze afwijking nu gering, toch moeten we natuurlijk niet breken met de goede gewoonte om een naald slechts

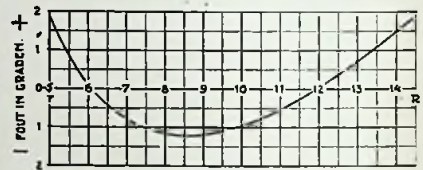


Fig. 11.

eenmaal te gebruiken. Op het vernielingswerk van een iets in den houder verdraaide naald is reeds herhaaldelijk door anderen gewezen.¹⁾

In fig. 11 is de foutenkromme getekend. Deze lijn is niets anders dan de grafische voorstelling van α_x , waarbij de x as over een afstand α_{pu} is verschoven.

We zien dat de fout naast R en r snel afneemt.

Rotterdam, Dec. '33.

¹⁾ Voor een vergelijking van de bereikte uitkomst met het betoog en de resultaten waartoe de heer Cramwinckel kwam in het vorig nummer, is het van belang om op te merken, dat de heer Kluit voor r mocht aannemen 5 cm, terwijl de heer C. hiervoor 3 cm koos. Het verschil is hierdoor gemotiveerd, dat r bij den heer Kluit de kleinste groef is, „waarin muziek zit”, terwijl de heer Cramwinckel den straal moest nemen van de uiterste uitloopgroef, daar hij een naald meermalen wenschte te gebruiken en dus beschadiging ook in de uitloopgroef moest voorkomen. Red.

Modulatiebrom, Modulatieverdieping, vervorming der modulatie en kruismodulatie,

Door A. J. HEINS VAN DER VEN.

Natuurkundig Laboratorium der N.V. Philips' Gloeilampenfabrieken

Eindhoven — Holland.

SUMMARY.

After definitions and a popular discussion, this paper gives a mathematical treatise on modulation hum, modulation rise, distortion and crossmodulation occurring in valves used as high frequency or intermediate frequency amplifier and in valves used as first detector or modulator in superheterodyne receivers.

Further a method is given for measuring the permissible tension (R.M.S.) on the grid for a given amount of modulation hum, modulation rise etc. Some curves and tables give the result of these measurements on different types of valves for 4 % modulation hum, 3 % modulation rise; 2,25 m % distortion and 6 % cross modulation.

Permissible tensions for other values of these phenomena can be found from these curves owing to the fact that the modulation rise is proportional to the tension causing the hum, whilst modulation rise, distortion and cross modulation are proportional to the square of the high frequency tension on the grid.

Om de kwaliteit van hoogfrequentversterkerlampen te kunnen beoordeelen, is het van belang om naast de steilheid en de inwendige weerstand in het werkpunt, de eigenschappen van de lampen te kennen wat betreft de in het opschrift vermelde verschijnselen, welke zooals zal blijken ontstaan door krommingen der i_a-v_g karakteristiek.

Over de verschijnselen welke ontstaan door de krommingen der karakteristieken is reeds veel gepubliceerd, o.a. door Balth. van der Pol in het tijdschrift van het Ned. Radiogenootschap 1920 pag. 3 en 1921 pag. 125 in welk laatste artikel reeds wordt gewezen op de wederkerige invloed op elkaar van twee trillingen op een rooster (pag. 134), door Stuart Ballantine en H. Snow in de Proc. of the Inst. of Radio Eng. December 1930, door R. O. Carter in The Wireless Engineer Maart en Augustus 1931, door Balth. van der Pol en Th. J. Weyers in Physica Vol. 1 No. 1, 1933, terwijl binnenkort in Hochfrequenztechnik und Elektroakustik een artikel van M. J. O. Strutt zal verschijnen over Radioempfangsröhren mit grossem inneren widerstand. Naast een overzicht over de in het opschrift vermelde verschijnselen bij directe hoogfrequentversterking wordt in dit artikel en in dit verband ook de modulatorlamp of de eerste detector van superheterodyne ontvangers behandeld, terwijl verder een meetmethode voor het onderzoeken van de genoemde verschijnselen wordt gegeven.

I. Definities.

Modulatiebrom.

Heeft men op het rooster van een lamp twee spanningen van verschillende frequenties, ω_1 en ω_2 , dan zullen tengevolge van de krommingen van de i_a-v_g karakteristiek, zooals in het volgende nog

zal worden afgeleid, in de anodestroom behalve de frequenties ω_1 en ω_2 onder anderen ook de frequenties $\omega_1 - \omega_2$ en $\omega_1 + \omega_2$ voorkomen.

Is één van de spanningen, b.v. ω_1 het gewenschte hoogfrequentesignaal, en de andere spanning van lage frequentie, b.v. 50 of 100 perioden, ontstaan door onvoldoende afvlakking van de negatieve roosterspanning, dan beteekent het in de anodestroom voorkomen van de frequenties $\omega_1 - \omega_2$ en $\omega_1 + \omega_2$, dat het gewenschte H. F. signaal is gemoduleerd met de frequentie ω_2 . Dit verschijnsel wordt dikwijls modulatiebrom genoemd en openbaart zich als een brommen in de luidspreker, zoodra op een zender wordt afgestemd. De mate, waarin de modulatiebrom optreedt, kan worden aangegeven door de modulatie diepte, waarmede de brom op de draaggolf verschijnt. De modulatie-eigenschap wordt in superheterodyne ontvangers benut om met behulp van een H.F. hulpspanning met frequentie ω_2 het gewenschte H.F. signaal met frequentie ω_1 om te zetten in een middenfrequent signaal met de frequentie $\omega_2 - \omega_1$. Daartoe is dan in de anodeketen van de lamp een kring opgenomen, welke afgestemd is op deze middenfrequentie $\omega_2 - \omega_1$.

De lamp, welke deze functie in de superheterodyne ontvanger verricht, noemt men de eerste detector of modulator.

Modulatieverdieping.

Hieronder verstaat men het verschijnsel, dat de modulatie diepte m_1 van een gemoduleerd H.F. signaal na het passeeren van een H.F. versterkerlamp een grootere waarde m_2 heeft gekregen.

De mate, waarin dit verschijnsel optreedt, wordt aangegeven door

$$M = \frac{m_2 - m_1}{m_1}$$

Vervorming der modulatie.

Gelijktijdig met modulatieverdieping, waarvan men in de praktijk meestal weinig zal merken, worden ook harmonischen van de modulatiefrequenties gevormd, hetgeen wil zeggen, dat vervorming der modulatie optreedt. Dit is een bekend verschijnsel bij ontvangst van een zeer sterke zender op sommige ontvangers, waar het volume alleen wordt geregeld door verandering der negatieve roosterspanning van de eerste hoogfrequentlamp, indien de gebruikte lamp voor dit doel minder geschikt is.

Kruismodulatie.

Hieronder verstaat men het verschijnsel, dat bij ontvangst van zwakke zenders in de buurt van een zeer sterke plaatselijke zender, de modulatie van de storende plaatselijke zender verschijnt op de draaggolf van de gewenschte zender, d.w.z. op de draaggolf van de gewenschte zender hoort men de modulatie van de storende zender, terwijl, indien de draaggolf van de gewenschte zender niet aanwezig is op dezelfde afstemming, en indien het apparaat op dezelfde versterking ingesteld blijft, de storende zender niet of slechts zeer zwak hoorbaar is.

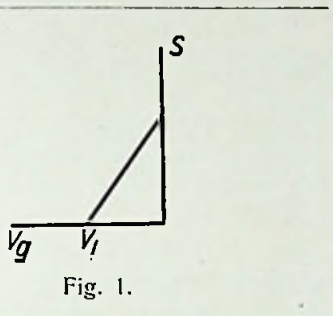
De kruismodulatiefactor K geeft aan de verhouding van de modulatie diepte afkomstig van de storende zender tot de modulatie diepte van de gewenschte zender, waarbij wordt verondersteld, dat beide zenders even sterk gemoduleerd zijn.

II. Verklaring der verschijnselen.

In het volgende zal onderscheid worden gemaakt tusschen lampen, welke gebruikt worden voor directe hoogfrequent versterking en die, welke gebruikt worden als 1ste detector of modulator in superheterodyne ontvangers.

A. Directe hoogfrequent versterking.

Als ideale vorm van de i_a-v_g karakteristiek wordt dikwijls beschouwd een geknikte karakteristiek volgens figuur 1, waarbij $i_a = 0$ voor grootere negatieve roosterspanningen dan v_1 , en voor kleinere :

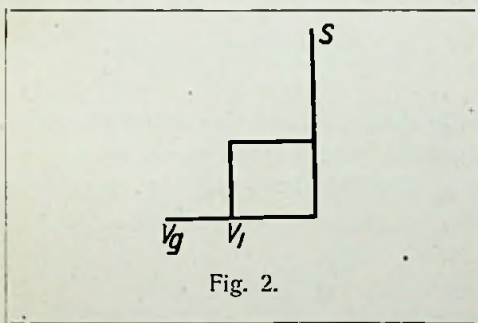


roosterspanningen dan v_1 , en voor kleinere :

$$i_a = i_0 + \alpha v_g$$

De steilheid van deze lamp (Fig. 2) is òf nul, n.l. voor $|v_g| > |v_1|$ òf constant voor $|v_g| < |v_1|$

$$S = \frac{\delta i_a}{\delta v_g} = \alpha$$



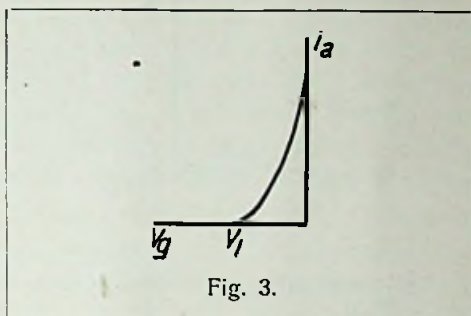
Een volumeregeling door verandering der negatieve roosterspanning is bij een dergelijke lamp dus niet mogelijk, en een karakteristiek volgens fig. 1 zou dan ook voor de H.F.versterkerlampen ongewenscht zijn.

Het voordeel zou zijn, dat bij een lamp met een dergelijke karakteristiek de in het opschrift vermelde verschijnselen niet optreden.

Een stapje verder gaande zou men kunnen aannemen, dat de karakteristiek (Fig. 3) zuiver kwadratisch was, bijv.

$$i_a = i_0 + \alpha v_g + \beta v_g^2$$

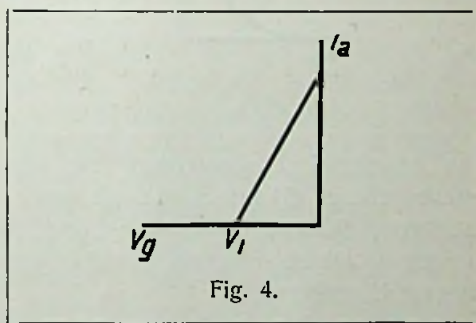
dan kan de steilheid als functie van de



negatieve roosterspanning worden voorgesteld door een rechte lijn

$$S = \frac{\delta i_a}{\delta v_g} = \alpha + 2\beta v_g$$

volgens fig. 4. De steilheid is hier dus niet meer constant maar afhankelijk van v_g , zoodat hier de mogelijkheid bestaat,



de versterking te regelen door v_g te veranderen.

Modulatiebrom.

Zoodra de steilheid voor verschillende waarden van v_g niet dezelfde is, treedt de modulatie-eigenschap van de lamp op, hetgeen als volgt is in te zien. Stel dat behalve het gewenschte H.F.signaal v_1 nog een andere wisselspanning v_s op het

rooster aanwezig is. Tengevolge van de aanwezigheid van v_s zal, zooals uit fig. 4 blijkt, de steilheid met dezelfde frequentie als v_s veranderen, zoodat de versterking

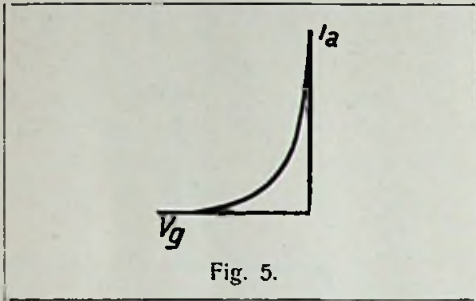


Fig. 5.

van het gewenschte signaal varieert met de frequentie van v_s .

Is de frequentie van v_s laag, bijv. brom, welke in de antenne wordt geïnduceerd of is ontstaan door onvoldoende afvlakking

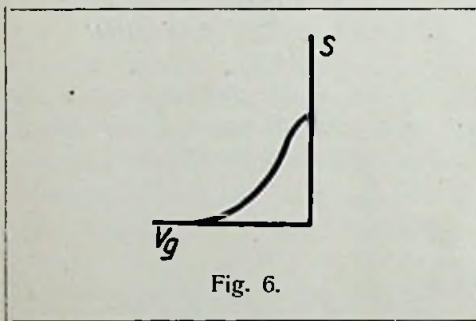


Fig. 6.

van de negatieve roosterspanning, dan openbaart zich dit verschijnsel als modulatiebrom, daardoor gekenmerkt, dat het brommen alleen optreedt, indien een draaggolf aanwezig is.

Het is duidelijk, dat de helling van de steilheidskarakteristiek ($\frac{\delta S}{\delta v_g}$; $\frac{\delta^2 i_a}{\delta v_g^2}$ of β) een maat is voor dit verschijnsel.

Modulatieverdieping.

De kwadratische vorm van de $i_a - v_g$ karakteristiek is in het algemeen niet te verwezenlijken. Fig. 5 geeft daarom een werkelijk voorkomende vorm van de $i_a - v_g$ karakteristiek aan. De steilheids-

karakteristiek is nu niet meer een rechte, maar wordt een gebogen lijn (Fig. 6). Deze kromming van de steilheid geeft aanleiding tot het optreden van modulatieverdieping, vervorming der modulatie en kruismodulatie.

In het geval van een kwadratische karakteristiek, waar de steilheid, uitgezet als functie van de negatieve roosterspanning, een rechte geeft, is de steilheid onafhankelijk van de amplitude van de spanning, waarmede deze gemeten wordt. Dit blijkt als volgt:

Om de steilheid voor een bepaalde negatieve roosterspanning v_{g0} te vinden, meet men de anodestroom bij een iets kleinere en bij een evenveel grotere negatieve roosterspanning, en het verschil in anodestroom deelt men door het verschil der beide roosterspanningen:

$$i_s = i_0 + \alpha v_g + \beta v_g^2$$

dan is dus bijv.

$$i_1 = i_0 + \alpha (v_{g0} - \Delta v) + \beta (v_{g0} - \Delta v)^2$$

$$i_2 = i_0 + \alpha (v_{g0} + \Delta v) + \beta (v_{g0} + \Delta v)^2$$

waaruit volgt:

$$S = \frac{i_1 - i_2}{2 \Delta v} = \alpha + 2\beta v_{g0}$$

De steilheid hangt dus alleen af van de negatieve roosterspanning v_{g0} en niet van Δv . Dit beteekent, dat de versterking

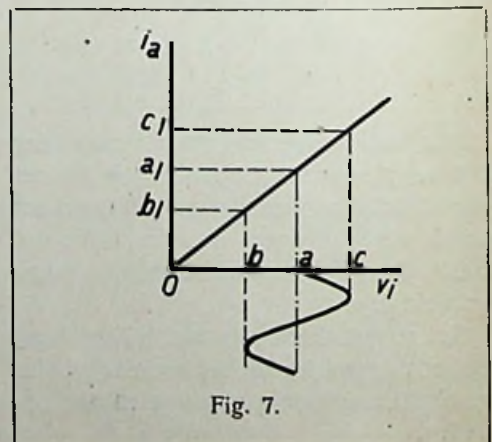


Fig. 7.

onafhankelijk is van de amplitude van de roosterwisselspanning, of wel de anodewisselstroom is evenredig met de roosterwisselspanning, hetgeen in beeld gebracht wordt door fig. 7, waar de anodewisselstroom i_a uitgezet is als functie van de roosterwisselspanning v_i .

Is de karakteristiek niet kwadratisch, maar een kromme van hogere graad, dan is de versterking in het algemeen afhankelijk van de amplitude van de

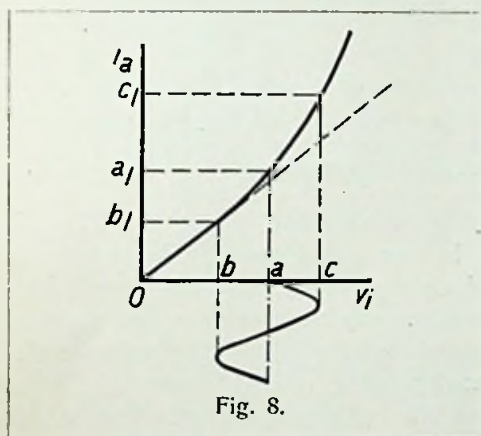


Fig. 8.

roosterwisselspanning, zoodat fig. 7 b.v. overgaat in fig. 8.

Denkt men zich nu in fig. 7 en fig. 8 een groote waarde van v_i , gemoduleerd,

dan is in figuur 7 de verhouding $\frac{a_1 c_1}{oa_1} =$

$\frac{ac}{oa}$, terwijl in fig. 8 $\frac{a_1 c_1}{oa_1}$ grooter is dan $\frac{ac}{oa}$.

Dit beteekent, dat in fig. 8 de modulatie-diepte grooter is geworden.

Vervorming der modulatie.

Uit fig. 8 blijkt tevens, dat ook vervorming der modulatie optreedt, daar in de anodestroom de modulatie onsymmetrisch geworden is ($a_1 c_1$ is nl. grooter dan $a_1 b_1$).

Kruismodulatie.

De kruismodulatie kan, zooals boven reeds is vermeld, ontstaan, indien op het rooster, behalve het gewenschte signaal v_i , ook een sterk storend signaal v_s aanwezig is. Om dit in te zien zet men in een grafiek uit de versterking V_i van het signaal van het gewenschte station als functie van verschillende waarden van het storend signaal v_s . Bij een kwadratische karakteristiek is, zooals boven

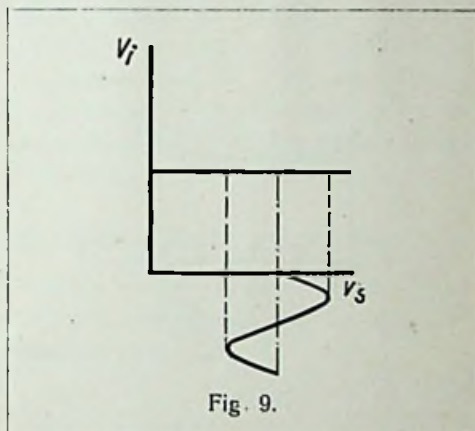


Fig. 9.

gebleken is, de steilheid, dus ook de versterking, onafhankelijk van de amplitude van de roosterwisselspanning, zoodat de versterking van het gewenschte station voor verschillende waarden van de stoorspanning constant is (fig. 9).

In het geval van de $i_a - v_i$ karakteristiek volgens figuur 5 is de versterking wel afhankelijk van de amplitude op het rooster (fig. 10). Heeft men nl. in dit geval een groote stoorspanning op het rooster, dan verandert hierdoor de gemiddelde steilheid en dus ook de versterking van het gewenschte station.

Denkt men zich in fig. 10 een groote waarde van v_s gemoduleerd, dan kan men gemakkelijk inzien, dat dit een modulatie van de draaggolf van het gewenschte station tengevolge heeft.

Na het bovenstaande zal het duidelijk

zijn, dat modulatieverdieping, vervorming der modulatie en kruismodulatie niet optreedt, indien de $i_a - v_g$ karakteristiek door een rechte lijn of door een tweede machtsfunctie kan worden voorgesteld, en dat de kromming van de

steilheidskarakteristiek $(\frac{\delta^2 S}{\delta v_g^2}; \frac{\delta^3 i_a}{\delta v_g^3}$ of γ)

samenhangt met het optreden van deze verschijnselen.

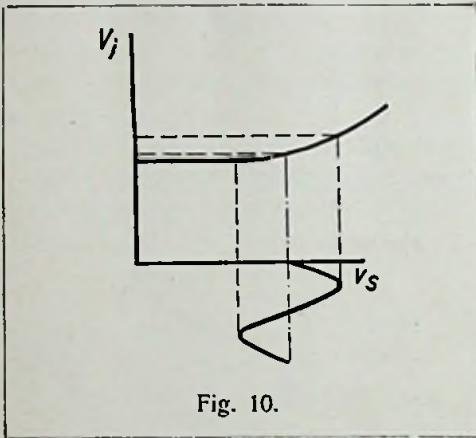


Fig. 10.

B. Modulatorlampen.

Bij een eerste detector of modulatielamp in een superheterodyne ontvanger heeft men op het rooster, behalve de spanning v_1 afkomstig van het gewenschte station nog een hulpspanning v_h afkomstig van een ingebouwde oscillator.

Is de steilheid van de lamp afhankelijk van de negatieve roosterspanning, dan zal door het aanbrenge van de hulpspanning v_h de steilheid met dezelfde frequentie als v_h veranderen. Tengevolge hiervan ontstaan in de anodestroom, zoals later mathematisch nog blijken zal, o.a. de verschilfrequentie van v_1 en v_h , de z.g. middenfrequentie.

Bij hoogfrequentversterking met schermroosterlampen maakt men voor de bere-

kening van de versterking gebruik van

$$i_{aw} = S v_1$$

waarin

i_{aw} = anodewisselstroom,

v_1 = roosterwisselspanning

S = de steilheid van de $i_a - v_g$ karakteristiek.

Heeft men in de anodeketen een afgestemde kring, waarvan de impedantie R_a is, dan is, indien men de inwendige weerstand van de lamp voorstelt door R_l , de anodewisselspanning gelijk aan

$$S v_1 \frac{R_l R_a}{R_l + R_a}$$

zoodat de versterking gelijk is aan

anodewisselspanning
roosterwisselspanning $= V = S \frac{R_l R_a}{R_l + R_a}$

In een superheterodyne-ontvanger is bij de modulatorlamp van belang de verhouding van de middenfrequente anodewisselspanning tot de hoogfrequente signaalspanning op het stuurrooster. Men zou dit de heterodyneversterking van de modulatorlamp kunnen noemen.

In analogie met de directe hoogfrequentversterking spreekt men hier over de „conversiesteilheid” S_c , welke het verband heeft tusschen de middenfrequent anodewisselstroom i_{aw} en de hoogfrequente signaalspanning op het rooster v_1

$$i_{aw} = S_c v_1$$

De heterodyneversterking is dan, geheel analoog met het bovenstaande, gelijk aan

$$S_c \frac{R_l R_a}{R_l + R_a}$$

Het zal duidelijk zijn, dat de helling van de steilheidskarakteristiek een maat is voor de heterodyneversterking.

Modulatiebrom.

Is de $i_a - v_g$ karakteristiek zuiver kwadratisch, dan zal in de modulatorlamp geen modulatiebrom ontstaan. Immers,

de helling van de steilheidskarakteristiek is hier een maat voor de versterking en in fig. 4 is deze helling in het beschouwde gebied $v_k < v_1$ constant, en de conversiesteilheid, of de heterodyneversterking, uitgezet als functie van de negatieve roosterspanning geeft fig. 2, indien men S vervangt door S_c .

Is de $i_a - v_k$ karakteristiek van hoogere graad dan de tweede, dan is, zooals reeds vermeld, in het algemeen de steilheidskromme niet meer recht maar gekromd, zoodat de conversiesteilheid niet meer constant is. Zoodra dit het geval is kan modulatiebrom optreden, hetgeen, na wat hierover is gezegd bij de directe hoogfrequent versterking, zonder meer duidelijk zal zijn.

Modulatieverdieping.

Vervorming der modulatie.

Kruismodulatie.

Kan de $i_a - v_k$ karakteristiek worden voorgesteld door een vorm van de derde graad $i_a = i_0 + \alpha v_k + \beta v_k^2 + \gamma v_k^3$, dan treden deze verschijnselen niet op. Immers kan in dit geval de steilheid worden voorgesteld door een kwadratische vorm:

$$S = \frac{\delta i_a}{\delta v_k} = \alpha + 2\beta v_k + 3\gamma v_k^2$$

en de helling van de steilheidskromme door een rechte :

$$\frac{\delta S}{\delta v_k} = 2\beta + 6\gamma v_k$$

De conversiesteilheid als functie van de negatieve roosterspanning zal dus eveneens door een rechte kunnen worden voorgesteld, zoodat dit geval geheel analoog is met een zuiver kwadratische $i_a - v_k$ karakteristiek en directe hoogfrequent versterking, waar, doordat daar de steilheidskarakteristiek een rechte lijn is, de

drie hier genoemde verschijnselen niet optreden.

Men kan zeggen, dat alle verschijnselen een orde opschuiven. Waar bij directe hoogfrequent versterking een kwadratische vorm van de $i_a - v_k$ karakteristiek alleen aanleiding geeft tot het optreden van modulatiebrom en niet van modulatieverdieping, vervorming en kruismodulatie, is dit bij modulatorlampen in superheterodyne ontvangers het geval, indien de $S - v_k$ karakteristiek kan worden voorgesteld door een kwadratische vorm, en de genoemde verschijnselen treden hier eerst op, indien de $i_a - v_k$ karakteristiek van hoogere orde is dan de derde. (Bij directe hoogfrequent versterking hoger dan de tweede).

III. Mathematische behandeling.

Hiervoor wordt uitgegaan van de ontwikkeling volgens Taylor van de $i_a - v_k$ karakteristiek:

$$i_a = i_0 + \alpha v_k + \beta v_k^2 + \gamma v_k^3 + \delta v_k^4 + \epsilon v_k^5 \dots \text{enz.} \dots \dots (1)$$

Verder zal het gewenschte signaal steeds worden aangeduid met de index i , het storende signaal met de index s en voor superheterodyne ontvangers het oscillatorsignaal of wel de hulpspanning met h .

A. Directe hoogfrequentversterking.

Modulatiebrom.

Substitueert men in vgl. 1

$$v_k = v_1 \cos \omega_1 t + v_s \cos \omega_s t$$

waarin v_s een laagfrequente wisselspanning is, dan vindt men onder aanname, dat de anodeketen van de lamp is afgestemd op de frequentie ω_1 , in welk geval alleen dat gedeelte van de anodestroom van belang is waarin termen met $\cos \omega_1 t$ voorkomen, voor dit gedeelte:

$$i_{a_1} = \alpha v_1 \cos \omega_1 t \left[\left(1 + \frac{3}{4} \frac{\gamma}{\alpha} v_1^2 + \frac{3}{2} \frac{\gamma}{\alpha} v_s^2 + \dots \right) + 2 \frac{\beta}{\alpha} v_s \cos \omega_s t \left(1 + \frac{3}{2} \frac{\delta}{\beta} v_1^2 + \frac{3}{2} \frac{\delta}{\beta} v_s^2 + \dots \right) + \frac{3}{2} \frac{\gamma}{\alpha} v_s^2 \cos 2 \omega_s t \left(1 + \dots \right) + \frac{\delta}{\alpha} v_s^3 \cos 3 \omega_s t \left(1 + \dots \right) + \dots \right]$$

Dit stelt voor een hoogfrequent signaal van de frequentie ω_1 , met een amplitude αv_1 ($1 + \frac{3}{4} \frac{\gamma}{\alpha} v_1^2 + \dots$), gemo-

duleerd met de frequenties ω_s , $2\omega_s$, $3\omega_s$, enz. De modulatie diepte voor ω_s is

$$m_{b_1} = \frac{1 + \frac{3}{2} \frac{\delta}{\beta} v_1^2 + \frac{3}{2} \frac{\delta}{\beta} v_s^2 + \dots}{1 + \frac{3}{4} \frac{\gamma}{\alpha} v_1^2 + \frac{3}{2} \frac{\delta}{\beta} v_s^2 + \dots} 2 \frac{\beta}{\alpha} v_s$$

en voor $2\omega_s$

$$m_{b_2} = \frac{1 + \dots}{1 + \frac{3}{4} \frac{\gamma}{\alpha} v_1^2 + \frac{3}{2} \frac{\delta}{\beta} v_s^2 + \dots} \frac{3\gamma v_s^2}{2\alpha}$$

en voor $3\omega_s$

$$m_{b_3} = \frac{1 + \dots}{1 + \frac{3}{4} \frac{\gamma}{\alpha} v_1^2 + \frac{3}{2} \frac{\delta}{\beta} v_s^2 + \dots} \frac{\delta}{\alpha} v_s^3$$

In het algemeen zijn de optredende spanningen zoo klein, dat men $\frac{\delta}{\beta} v^2$, $\frac{\gamma}{\alpha} v^2$ en de hogere orde termen mag verwaarloozen ten opzichte van de eenheid. Onder deze aanname wordt:

$$m_{b_1} = 2 \frac{\beta}{\alpha} v_s$$

$$m_{b_2} = \frac{3}{2} \frac{\gamma}{\alpha} v_s^2$$

$$m_{b_3} = \frac{\delta}{\alpha} v_s^3$$

Bovendien zijn in practisch voorkomende gevallen $\frac{\gamma}{\alpha} v_s^2$, $\frac{\delta}{\alpha} v_s^3$ en de hoo-

gere orde termen klein ten opzichte van $\frac{\beta}{\alpha} v_s$, zoodat men eigenlijk voor de mo-

dulatiebrom alleen te maken heeft met de grondcomponente. Men kan dus in eerste benadering schrijven:

$$m_b = 2 \frac{\beta}{\alpha} v_s$$

Uit het voorgaande blijkt, dat:

1. de modulatie diepte, waarmede de brom op de draaggolf verschijnt, in eerste benadering onafhankelijk is van de grootte van het hoogfrequent signaal,

2. de modulatiebrom met groote benadering evenredig is met de amplitude van de stoorspanning.

Modulatieverdieping.

Substitueert men in vgl. 1

$$v_x = v_1 \cos \omega_1 t$$

dan vindt men voor het gedeelte van de anodestroom dat de termen $\cos \omega_1 t$ bevat:

$$i_{a_1} = \alpha v_1 \cos \omega_1 t$$

$$\left(1 + \frac{3}{4} \frac{\gamma}{\alpha} v_1^2 + \frac{5}{8} \frac{\delta}{\alpha} v_1^4 + \dots \right) \quad (2)$$

Hieruit volgt, dat de versterking evenredig is met

$$\alpha \left(1 + \frac{3}{4} \frac{\gamma}{\alpha} v_1^2 + \frac{5}{8} \frac{\delta}{\alpha} v_1^4 + \dots \right)$$

Zooals reeds bij de verklaring der verschijnselen werd aangeduid, is de versterking dus afhankelijk van de amplitude van de roosterwisselspanning, in-

dien de termen van derde en hogere orde niet verwaarloosd kunnen worden.

Is het hoogfrequent signaal gemoduleerd, dan moet in vgl. 2 v_1 vervangen worden door $v_1 (1 + m \cos p t)$ waarin m de modulatie diepte en p de modulatie-frequentie voorstelt.

Men vindt dan :

$$i_{ai} = \alpha v_1 \cos \omega_1 t \left\{ (1 + m \cos pt) + \frac{3}{4} \frac{\gamma}{\alpha} v_1^2 (1 + m \cos pt)^2 + \frac{5}{8} \frac{\varepsilon}{\alpha} v_1^4 (1 + m \cos pt)^4 + \dots \right\}. \quad (2a)$$

of na herleiding

$$i_{ai} = \alpha v_1 \cos \omega_1 t \left[\left\{ 1 + \frac{3}{4} \frac{\gamma}{\alpha} v_1^2 (1 + \frac{3}{2} m^2) + \frac{5}{16} \frac{\varepsilon}{\alpha} v_1^4 (1 + 5 m^2 + \frac{15}{8} m^4) + \dots \right\} + m \cos pt \left\{ 1 + \frac{9}{4} \frac{\gamma}{\alpha} v_1^2 (1 + \frac{1}{4} m^2) + \frac{25}{16} \frac{\gamma}{\alpha} v_1^4 (1 + \frac{3}{2} m^2 + \frac{1}{8} m^4) + \dots \right\} + m^2 \cos 2 pt \left\{ \frac{9}{8} \frac{\gamma}{\alpha} v_1^2 + \frac{25}{16} \frac{\varepsilon}{\alpha} v_1^4 (1 + \frac{1}{2} m^2) + \dots \right\} + m^3 \cos 3 pt \left\{ \frac{3}{16} \frac{\gamma}{\alpha} v_1^2 + \frac{25}{32} \frac{\varepsilon}{\alpha} v_1^4 (1 + \frac{1}{8} m^2) + \dots \right\} + \dots \right]. \quad (3)$$

Hieruit volgt, dat de modulatie diepte van de oorspronkelijke modulatiefrequentie p is geworden:

$$m^1 = m \frac{1 + \frac{9}{4} \frac{\gamma}{\alpha} v_1^2 (1 + \frac{1}{4} m^2) + \frac{25}{16} \frac{\varepsilon}{\alpha} v_1^4 (1 + \frac{3}{2} m^2 + \frac{1}{8} m^4) + \dots}{1 + \frac{3}{4} \frac{\gamma}{\alpha} v_1^2 (1 + \frac{3}{2} m^2) + \frac{5}{8} \frac{\varepsilon}{\alpha} v_1^4 (1 + 5 m^2 + \frac{15}{8} m^4) + \dots}$$

De modulatieverdieping is dus

$$M = \frac{m^1 - m}{m} = \frac{\frac{3}{2} \frac{\gamma}{\alpha} v_1^2 (1 - \frac{3}{2} m^2) + \frac{5}{4} \frac{\varepsilon}{\alpha} v_1^4 (1 + \frac{5}{8} m^2 - \frac{5}{16} m^4) + \dots}{1 + \frac{3}{4} \frac{\gamma}{\alpha} v_1^2 (1 + \frac{3}{2} m^2) + \frac{5}{16} \frac{\varepsilon}{\alpha} v_1^4 (1 + 5 m^2 + \frac{15}{8} m^4) + \dots}$$

Voor voldoende kleine waarden van v_1 kan men in de noemer de hogere orde termen verwaarloozen ten opzichte van de eenheid en in de teller ten opzichte van de eerste term, zoodat met groote benadering :

$$M = \frac{3}{2} \frac{\gamma}{\alpha} v_1^2 (1 - \frac{3}{8} m^2)$$

Voor kleine waarden van m kan men eveneens met groote benadering schrijven:

$$M = \frac{3}{2} \frac{\gamma}{\alpha} v_1^2$$

Voor $m = 0,5$ is de fout dan ongeveer 10 %.

Vervorming der modulatie.

Uit vgl. 3 volgt tevens, dat de vervorming der modulatie door de tweede harmonische gelijk is aan :

$$D_2 = \frac{\text{amplitude 2de harmonische}}{\text{amplitude grondfrequentie}} = \frac{\frac{9}{8} \frac{\gamma}{\alpha} v_1^2 + \dots}{1 + \frac{9}{4} \frac{\gamma}{\alpha} v_1^2 (1 + \frac{1}{4} m^2) + \frac{25}{16} \frac{\varepsilon}{\alpha} v_1^4 (1 + \frac{1}{2} m^2) + \dots}$$

+ $\frac{25}{16} \frac{\varepsilon}{\alpha} v_1^4 (1 + \frac{3}{2} m^2 + \frac{1}{8} m^4) + \dots$
en de vervorming door de 3de harmonische

$$D_3 = m^2$$

$$\frac{9}{16} \frac{\gamma}{\alpha} v_1^2 + \frac{25}{32} \frac{\varepsilon}{\alpha} v_1^4 \left(1 + \frac{1}{8} m^2\right) + \dots$$

$$1 + \frac{9}{4} \frac{\gamma}{\alpha} v_1^2 \left(1 + \frac{1}{4} m^2\right) + \dots$$

Daar de totale vervorming $D = \sqrt{D_2^2 + D_3^2 + \dots}$ wordt deze in hoofdzaak bepaald door D_2 . Beperkt men zich tot kleine waarden van de vervorming, wat in de praktijk steeds gewenscht zal worden, dan wordt de noemer evenals in het vorige geval 1, terwijl dan in de teller de hoogere orde termen te verwaarloozen zijn ten opzichte van de eerste term.

Met groote benadering is dus

$$D = \frac{9}{8} m \frac{\gamma}{\alpha} v_1^2$$

Kruismodulatie.

Kruismodulatie treedt, zooals reeds werd vermeld, op, indien op het rooster, behalve het gewenschte signaal $v_1 \cos \omega_1 t$ een gemoduleerd storend signaal $v_s \cos \omega_s t (1 + m_s \cos pt)$ aanwezig is.

Substitueert men in vgl. 1

$$v_x = v_1 \cos \omega_1 t + v_s \cos \omega_s t (1 + m_s \cos pt)$$

dan vindt men na herleiding voor de termen met $\cos \omega_1 t$:

$$i_{a1} = \alpha v_1 \cos \omega_1 t \left[\left(1 + \frac{3}{4} \frac{\gamma}{\alpha} v_1^2 + \frac{5}{8} \frac{\varepsilon}{\alpha} v_1^4 + \dots\right) + \frac{3}{2} \frac{\gamma}{\alpha} v_s^2 (1 + m_s \cos pt)^2 + \frac{15}{4} \frac{\varepsilon}{\alpha} v_1^2 v_s^2 (1 + m_s \cos pt)^2 + \frac{15}{8} \frac{\varepsilon}{\alpha} v_s^4 (1 + m \cos pt)^4 + \dots \right]$$

Daar kruismodulatie juist optreedt bij ontvangst van zwakke zenders, is v_1

klein, zoodat de termen $\frac{\gamma}{\alpha} v_1^2$, $\frac{\varepsilon}{\alpha} v_1^4$ enz. verwaarloosd kunnen worden.

Verwaarloost men bovendien de termen met $\cos 2 pt$, $\cos 3 pt$, enz. dan vindt men:

$$i_{a1} = \alpha v_1 \cos \omega_1 t \left[\left\{ 1 + \frac{3}{2} \frac{\gamma}{\alpha} v_s^2 (1 + \frac{1}{2} m_s^2) + \frac{15}{8} \frac{\varepsilon}{\alpha} v_s^4 (1 + \frac{3}{8} m_s^4) + \dots \right\} + \left(3 \frac{\gamma}{\alpha} v_s^2 + \frac{15}{2} \frac{\varepsilon}{\alpha} v_s^4 + \dots \right) m_s \cos pt \right]$$

De termen $\frac{3}{2} \frac{\gamma}{\alpha} v_s^2 (1 + \frac{1}{2} m_s^2)$,

$$\frac{15}{8} \frac{\varepsilon}{\alpha} v_s^4 (1 + \frac{3}{8} m_s^4)$$

geven hier aan de reeds eerder vermelde toename van de versterking van het gewenschte signaal tengevolge van de aanwezigheid van het storende signaal.

Voor de modulatie diepte, afkomstig van de storende zender, vindt men

$$\frac{3 \frac{\gamma}{\alpha} v_s^2 + 1 + \frac{3}{2} \frac{\gamma}{\alpha} v_s^2 (1 + \frac{1}{2} m_s^2) + \frac{15}{2} \frac{\varepsilon}{\alpha} v_s^4 + \dots}{\frac{15}{8} \frac{\varepsilon}{\alpha} v_s^4 (1 + \frac{3}{8} m_s^4) + \dots} m_s$$

Onder aanname, dat de modulatie diepte van de beide zenders gelijk is, vindt men de kruismodulatiefactor, door deze uitdrukking te deelen door m_s . Beperkt men zich verder tot kleine waarden van de kruismodulatie, dan is met groote benadering

$$K = 3 \frac{\gamma}{\alpha} v_s^2$$

Het verwaarloozen der hoogere orde termen in de uitdrukkingen voor M , D en

K is alleen geoorloofd, indien de amplitudes van de voorkomende roosterwisselspanningen voldoende klein zijn. Ter orientatie diene, dat men kan rekenen, dat dit bij de meeste lampen het geval

is, indien $\frac{\gamma}{\alpha} v^2 < 0,02$ à $0,03$.

Uit het voorgaande blijkt, dat :

1) de modulatieverdieping, vervorming der modulatie en de kruismodulatie in eerste benadering evenredig zijn met het kwadraat van de roosterwisselspanning.

2) voor alle drie verschijnselen in eerste benadering de vorm $\frac{\gamma}{\alpha} v^2$ maatgevend is,

3) de kruismodulatiefactor in eerste benadering alleen afhangt van de grootte van de stoorspanning.

$$\text{Noemt men } \frac{\beta}{\alpha} v = b$$

$$\text{en } \frac{\alpha}{\gamma} v^2 = c$$

dan is de modulatiebrom $m_h = 2 b$

de modulatieverdieping $M = \frac{3}{2} c$

de vervorming der modulatie $D = \frac{9}{8} mc$

de kruismodulatie $K = 3 c$

B. Modulatorlampen.

In een superheterodyne ontvanger heeft men op het rooster van de eerste detector of modulatorlamp behalve het gewenschte signaal en eventueele stoorspanningen nog een hulpsignaal $v_h \cos \omega_h t$.

Om tot een algemeene vergelijking te komen kan men b.v. in verg. 1 substitueeren

$$v_r = v + v_h \cos \omega_h t$$

waarin v het gewenschte signaal en eventueele stoorspanningen voorstelt.

Na eenige herleiding vindt men :

$$i_a = A_0 + \alpha_0 v + \beta_0 v^2 + \gamma_0 v^3 + \dots \\ + (A_1 + \alpha_1 v + \beta_1 v^2 + \gamma_1 v^3 + \dots) \\ v_h \cos \omega_h t + (A_2 + \alpha_2 v + \beta_2 v^2 + \gamma_2 v^3 + \dots) \\ v_h^2 \cos 2\omega_h t + \text{enz.}$$

waarin

$$A_0 = i_0 + \frac{1}{2} \beta v_h^2 +$$

$$+ \frac{3}{8} \delta v_h^4 + \frac{5}{32} \phi v_h^6 + \dots$$

$$\alpha_0 = \alpha + \frac{3}{2} \gamma v_h^2 + \frac{15}{8} \epsilon v_h^4 + \dots$$

$$\beta_0 = \beta + 3 \delta v_h^2 + \frac{15}{8} \phi v_h^4 + \dots$$

$$\gamma_0 = \gamma + 15 \epsilon v_h^2 + \dots$$

enz.

$$A_1 = \alpha + \frac{3}{4} \gamma v_h^2 + \frac{5}{8} \epsilon v_h^4 + \dots$$

$$\alpha_1 = 2 \beta + 3 \delta v_h^2 + \frac{15}{4} \phi v_h^4 + \dots$$

$$\beta_1 = 3 \gamma + \frac{15}{2} \epsilon v_h^2 + \dots$$

$$\gamma_1 = 4 \delta + 15 \phi v_h^2 + \dots$$

enz.

Daar de anodeketen is afgestemd op de frequentie $\omega_h - \omega_i$ zijn alleen de termen $v_h \cos \omega_h t$ van belang, daar de andere termen nooit de frequentie $\omega_h - \omega_i$ kunnen opleveren. Men kan zich dus beperken tot

$$i_a = (A_1 + \alpha_1 v + \beta_1 v^2 + \gamma_1 v^3 + \dots) \\ v_h \cos \omega_h t \dots \dots \dots (4)$$

a. Kleine waarde van het hulpsignaal v_h

Voor dit geval vereenvoudigen zich de uitdrukkingen voor A_1, α_1, β_1 enz. tot

$$A_1 = \alpha \\ \alpha_1 = 2\beta \\ \beta_1 = 3\gamma \\ \gamma_1 = 4\delta$$

zoodat verg. 4 overgaat in

$$i_a = (\alpha + 2\beta v + 3\gamma v^2 + 4\delta v^3) v_h \cos \omega_h t \quad (5)$$

Substitueert men hierin

$$v = v_1 \cos \omega_1 t$$

dan vindt men

$$i_a = \left[\alpha + \frac{3}{2} \gamma v_1^2 + 2\beta v_1 \left(1 + \frac{3}{2} \frac{\delta}{\beta} v_1^2 \right) \cos \omega_1 t + \frac{3}{2} \gamma v_1^2 \cos 2\omega_1 t + 3\delta v_1^3 \cos 3\omega_1 t + \dots \right] v_h \cos \omega_h t$$

of na herleiding en weglaten van de termen welke niet van belang zijn en verandering van $\omega_h - \omega_1$ door ω_0 .

$$i_{a_0} = \beta v_1 v_h \left(1 + \frac{3}{2} \frac{\delta}{\beta} v_1^2 + \dots \right) \cos \omega_0 t \quad (6)$$

Conversiesteilheid.

Volgens definitie is de conversiesteilheid S_c gegeven door

$$i_{a_0} = S_c v_1$$

zoodat

$$S_c = \beta v_h \left(1 + \frac{3}{2} \frac{\delta}{\beta} v_1^2 + \dots \right)$$

Evenals bij directe hoogfrequentversterking is dus de versterking afhankelijk van de amplitude van de roosterwisselspanning v_1 .

Voor kleine waarden van v_1 is

$$S_c = \beta v_h$$

Daar $\frac{\delta^2 i_a}{\delta v_1^2} = \frac{\delta_a}{\delta v_1} = 2\beta$, is de helling

van de steilheidskarakteristiek een maat voor de conversiesteilheid.

Modulatiebron.

Substitueert men in verg. 5

$$v = v_1 \cos \omega_1 t + v_s \cos \omega_s t$$

dan vindt men voor het gedeelte van de anodestroom dat alleen de termen met $\cos \omega_0 t$ en $\cos \omega_s t$ bevat (dus met verwaarloozing van de hogere harmonischen in de modulatiebron):

$$i_{a_0} = \beta v_1 v_h \cos \omega_0 t \left[\left(1 + \frac{3}{2} \frac{\delta}{\beta} v_s^2 + \frac{3}{2} \frac{\delta}{\beta} v_1^2 + \dots \right) + 3 \frac{\gamma}{\beta} v_s \cos \omega_s t \left\{ 1 + \frac{5}{2} \frac{\epsilon}{\gamma} (v_1^2 + v_s^2) + \dots \right\} \right]$$

hetgeen overeenkomt met een middenfrequentiesignaal, geoduleerd met de frequentie ω_s tot een modulatie diepte

$$m_b = \frac{1 + \frac{5}{2} \frac{\epsilon}{\gamma} (v_1^2 + v_s^2) + \dots}{1 + \frac{3}{2} \frac{\delta}{\beta} v_1^2 + 3 \frac{\delta}{\beta} v_s^2 + \dots} 3 \frac{\gamma}{\beta} v_s$$

Voor kleine waarden van de amplitudes v_1 en v_s gaat dit over in

$$m_b = 3 \frac{\gamma}{\beta} v_s$$

Evenals bij directe hoogfrequentversterking is de modulatiebron in eerste benadering recht evenredig met de amplitude van de stoorspanning en onafhankelijk van de grootte van het hoog-

frequentiesignaal. In plaats van $\frac{\beta}{\alpha} v$, is hier

$\frac{\gamma}{\beta} v_s$ maatgevend, het verschijnsel is als

het ware een orde opgeschoven.

Modulatieverdieping.

Ter bestudeering van dit verschijnsel kan men in vergl. 6 v , vervangen door

$$v_1 (1 + m \cos p t)$$

Men vindt dan bij verwaarloozing der termen met $\cos 3 p t$ en hoger

$$\begin{aligned}
 i_{a_0} = & \beta v_i v_h \cos \omega_h t \left[\left\{ 1 + \right. \right. \\
 & \left. \left. + \frac{3}{2} \frac{\delta}{\beta} v_i^2 (1 + \frac{3}{2} m^2) + \dots \right\} + \right. \\
 & \left. + m \cos p t \left\{ 1 + \frac{9}{2} \frac{\delta}{\beta} v_i^2 (1 + \frac{1}{4} m^2) + \right. \right. \\
 & \left. \left. + \dots \right\} + m^2 \cos 2 p t \left(\frac{9}{4} \frac{\delta}{\beta} v_i^2 + \right. \right. \\
 & \left. \left. + \dots \right) \right] \dots \quad (7)
 \end{aligned}$$

Op analoge wijze als bij directe hoogfrequentversterking vindt men hieruit voor de modulatieverdieping:

$$M = \frac{3 \frac{\delta}{\beta} v_i^2 (1 - \frac{3}{8} m^2) + \dots}{1 + \frac{3}{2} \frac{\delta}{\beta} v_i^2 (1 + \frac{3}{2} m^2) + \dots}$$

Is de amplitude van de roosterwisselspanning v_i klein, dan gaat dit over in:

$$M = 3 \frac{\delta}{\beta} v_i^2 (1 - \frac{3}{8} m^2)$$

hetgeen zich voor kleine waarden van de modulatie diepte m verder laat vereenvoudigen tot

$$M = 3 \frac{\delta}{\beta} v_i^2$$

Vervorming der modulatie.

Uit verg. 7 volgt eveneens op analoge wijze als bij directe hoogfrequentversterking en na verwaarlozing van hoogere orde termen

$$D = \frac{9}{4} \frac{\delta}{\beta} v_i^2$$

Kruismodulatie.

Substitueert men in verg. 5

$$v = v_i \cos \omega_i t + v_s (1 + m_s \cos p t) \cos \omega_s t$$

dan vindt men op analoge wijze als bij

directe hoogfrequentversterking na verwaarlozing der hoogere orde termen

$$K = 6 \frac{\delta}{\beta} v_s^2$$

Ook bij modulatorlampen blijkt dus, dat de modulatieverdieping, vervorming der modulatie en kruismodulatie in eerste benadering recht evenredig zijn met het kwadraat van de roosterwisselspanning.

Verder is i.p.v. $\frac{\gamma}{\alpha} v^2$ hier $\frac{\delta}{\beta} v^2$ maatgevend voor deze verschijnselen.

Men kan dan ook in het algemeen zeggen, dat bij modulatorlampen in superheterodyne ontvangers alles een orde opschuift; ook bij de versterking is dit reeds het geval. Bij directe hoogfrequent versterking rekent men met de steilheid, of in eerste benadering met α ; bij de eerste detector in een superheterodyne ontvanger met de conversiesteilheid, of in eerste benadering met β .

De hier gevonden uitdrukkingen gelden weer uitsluitend voor kleine waarden van de roosterwisselspanningen. Wat v_i en v_s betreft zal hieraan in de practijk meestal wel voldaan worden. De conversiesteilheid is echter, zooals gebleken is, in eerste benadering evenredig met v_s , zoodat de hulpspanning bijna altijd groot gekozen wordt. Bovengevonden uitdrukkingen hebben dan ook voor de practijk geen algemeene waarde, en een meetmethode hierop gebaseerd zou slechts resultaten geven, welke alleen gelden, indien met een kleine hulpspanning gewerkt wordt.

b. Willekeurige waarde van het hulp-sigitaal.

Om meer algemeen geldende uitkomsten te verkrijgen is het noodig de grootheden A_1 , α_1 , β_1 waarin de grootte van het hulp-sigitaal v_h zit in verg. 4 te laten staan. Substitueert men in verg. 4

$$v = v_1 \cos \omega_1 t$$

dan vindt men na herleiding en onder weglating van de termen welke niet van belang zijn indien men tevens $\omega_h - \omega_1$ vervangt door ω_0 :

$$i_{s0} = \frac{1}{2} \alpha_1 v_1 v_h \left(1 + \frac{\gamma_1}{\alpha_1} v_1^2 + \dots \right) \cos \omega_0 t \quad (8)$$

Conversiesteilheid.

De conversiesteilheid wordt hier dus gegeven door

$$S_c = \frac{1}{2} \alpha_1 v_h \left(1 + \frac{\gamma_1}{\alpha_1} v_1^2 + \dots \right)$$

of voor kleine waarden van v_1 door

$$S_c = \frac{1}{2} \alpha_1 v_h$$

Modulatiebrom.

Substitueert men in verg. 4

$$v = v_1 \cos \alpha_1 t + v_s \cos \omega_s t$$

dan vindt men na herleiding voor de termen met $\cos \omega_s t$, geheel analoog met het geval bij directe hoogfrequentversterking:

$$i_{s0} = \frac{1}{2} \alpha_1 v_1 v_h \cos \omega_s t \left(1 + 2 \frac{\beta_1}{\alpha_1} v_s \cos \omega_s t + \dots \right)$$

in eerste benadering overeenkomende met een modulatie met de storende frequentie ω_s tot een modulatie diepte:

$$m_b = 2 \frac{\beta_1}{\alpha_1} v_s$$

Na vervanging van α_1 en β_1 door de bovenvermelde vormen volgt weer onder weglating van de termen van hogere orde de vroeger gevonden waarde

$$\frac{3\gamma}{\beta} v_s$$

Modulatieverdieping.

Vervangt men in verg. 8 v_1 door $v_1 (1 + m \cos pt)$, dan verkrijgt men

$$i_{s0} = \frac{1}{2} \alpha_1 v_1 v_h \cos \omega_s t \left\{ (1 + m \cos pt) + \frac{\gamma}{\alpha} v_1^2 (1 + m \cos pt)^3 + \dots \right\}$$

welke uitdrukking geheel overeenkomt met verg. 2a voor directe hoogfrequentversterking.

Op analoge wijze volgt dan ook weer met dezelfde benaderingen:

$$M = \frac{3 \gamma_1}{2 \alpha_1} v_1^2$$

Eveneens vindt men in verband met het voorgaande zeer gemakkelijk de

Vervorming der modulatie:

$$D = \frac{9 \gamma_1}{8 \alpha_1} v_1^2 m$$

en de

Kruismodulatiefactor:

$$K = 3 \frac{\gamma_1}{\alpha_1} v_s^2$$

Na substitutie van α_1 en γ_1 en verwaarlozing der termen van hogere orde, gaan deze uitdrukkingen voor M , D en K weer over in de vroeger gevonden.

Het voordeel is nu, dat de gevonden uitdrukkingen gelden voor elke waarde van de hulpspanning v_h . Wel zit de grootte van v_h in de grootheden α_1 , β_1 en γ_1 ; dit is echter geen bezwaar, daar men toch in het algemeen de hulpspanning een bepaalde vooruit vastgestelde waarde geeft. Verder geldt hier weer dezelfde restrictie als bij directe hoogfrequentversterking, dat de amplitude van

v_1 en v_s zoodanig moet zijn, dat $\frac{\gamma_1}{\alpha_1} v^2$

$< 0,02$ à $0,03$ of, wat op hetzelfde neerkomt, dat de gevonden formules gelden tot een kruismodulatiefactor van 6 à 9 %.

Het feit, dat, evenals bij directe hoogfrequentversterking, bij modulatorlampen in superheterodyne ontvangers modulatieverdieping, vervorming en kruismodulatie in eerste benadering evenredig zijn met het kwadraat van de roosterwisselspanning v_1 of v_s blijft bestaan.

De afwijking van deze evenredigheid bij grotere amplitudes wordt bepaald door het zesde differentiaalquotient van de karakteristiek en is dus een voorbeeld van een 6de orde effect.

IV. Meetmethode.

A. Voor directe hoogfrequentversterking.

Denkt men zich op het rooster van de lamp een laagfrequent wisselspanning $v \cos \omega t$, dan zullen in de anodestroom voorkomen de frequenties $\omega, 2\omega, 3\omega \dots$ enz.

Uitgaande van verg. 1 vindt men :

$$i_a = i_0 + \alpha v \cos \omega t + \beta v^2 \cos \omega 2t + \gamma v^3 \cos 3 \omega t + \dots$$

of na herleiding

$$i_a = (i_0 + \frac{1}{2} \beta v^2 + \frac{3}{8} \delta v^4 + \dots) + \alpha v \cos \omega t + (1 + \frac{3}{4} \frac{\gamma}{\alpha} v^2 + \frac{5}{8} \frac{\epsilon}{\alpha} v^4 + \dots) + \frac{1}{2} \beta v^2 \cos 2\omega t (1 + \frac{\delta}{\beta} v^2 + \dots) + \frac{1}{4} \gamma v^3 \cos 3\omega t + (1 + \frac{5}{4} \frac{\epsilon}{\gamma} v^2 + \dots) + \dots$$

De verhouding van de stroom met frequentie 2ω tot de stroom van de grondfrequentie wordt gegeven door

$$d_2 = \frac{\frac{1}{2} \beta v (1 + \frac{\delta}{\beta} v^2 + \dots)}{\alpha (1 + \frac{3}{4} \frac{\gamma}{\alpha} v^2 + \frac{5}{8} \frac{\epsilon}{\alpha} v^4 + \dots)}$$

of voor kleine waarden van de spanning:

$$d_2 = \frac{1}{2} \frac{\beta}{\alpha} v$$

Op analoge wijze is :

$$d_3 = \frac{\frac{1}{4} \gamma v^2 (1 + \frac{5}{4} \frac{\epsilon}{\gamma} v^2 + \dots)}{\alpha (1 + \frac{3}{4} \frac{\gamma}{\alpha} v^2 + \frac{5}{8} \frac{\epsilon}{\alpha} v^4 + \dots)}$$

of voor kleine waarden van de spanning

$$d_3 = \frac{1}{4} \frac{\gamma}{\alpha} v^2$$

Zowel de modulatiebrom als d_2 wor-

den dus bepaald door $\frac{\beta}{\alpha} v$, zoodat het

mogelijk is, door het meten van d_2 een beeld te verkrijgen van het gedrag van de lamp wat betreft modulatiebrom.

Hetzelfde geldt voor modulatieverdieping, vervorming der modulatie, kruismodulatie en d_3 .

Men vindt zeer gemakkelijk

modulatiebrom $m_b = 4 d_2$

modulatieverdieping $M = 6 d_3$

vervorming der modulatie $D = 4\frac{1}{2} m d_3$

kruismodulatie $K = 12 d_3$

De roosterwisselspanning, waarbij een zeker percentage, b.v. x % modulatiebrom optreedt, kan men dus vinden door te meten bij welke waarde van de roosterwisselspanning $d_2 = \frac{1}{4} x$ %.

Voor de andere drie verschijnselen meet men dan bij een bepaalde waarde van d_3 . Deze resultaten zijn weer alleen juist,

indien de genoemde verschijnselen in geringe mate optreden, wat in de practijk ook algemeen gewenscht zal worden, dus

b.v. indien weer $\frac{\gamma}{\alpha} v^2 < 0,02 \text{ à } 0,03$;

deze methode is dan ook heel goed bruikbaar om te onderzoeken, welke roosterwisselspanningen een bepaalde lamp op het rooster kan verwerken, voordat één der verschijnselen in merkbare mate optreedt.

B. Modulatorlampen.

Zooals reeds werd vermeld, kan een betrouwbaar resultaat alleen verkregen worden, indien men de lamp tezamen met een bepaalde waarde van de hulpspanning beschouwt.

De meetmethode is dan geheel analoog aan de voorgaande.

Denkt men zich, behalve de H.F.hulpspanning ω_h , op het rooster nog een laagfrequent wisselspanning $v \cos \omega t$, dan vindt men door substitutie van $v_x = v \cos \omega t$ in vgl. 4.

$$i_a = \left\{ (A_1 + \frac{1}{2} \beta_1 v^2 + \dots) + \alpha v \cos \omega t (1 + \frac{3}{4} \frac{\gamma}{\alpha} v^2 + \dots) + \frac{1}{2} \beta v^2 (1 + \frac{\delta_1}{\beta_1} v^2 + \dots) + \frac{1}{4} \gamma v^3 \cos 3 \omega t (1 + \frac{5}{4} \frac{\epsilon}{\gamma} v^2 + \dots) + \dots \right\} v_h \cos \omega_h t$$

Dit stelt voor een hoogfrequent signaal met de frequentie ω_h , gemoduleerd met ω en harmonischen van ω .

Hier is

$$d_2 = \frac{\frac{1}{2} \beta_1 v (1 + \frac{\delta_1}{\beta_1} v^2 + \dots)}{\alpha (1 + \frac{3}{4} \frac{\gamma}{\alpha} v^2 + \dots)}$$

en

$$d_3 = \frac{\frac{1}{4} \gamma_1 v^2 (1 + \frac{5}{4} \frac{\epsilon_1}{\gamma_1} v^2 + \dots)}{\alpha_1 (1 + \frac{3}{4} \frac{\gamma_1}{\alpha_1} v^2 + \dots)}$$

of, indien v klein is

$$d_2 = \frac{1}{2} \frac{\beta_1}{\alpha} v$$

en

$$d_3 = \frac{1}{4} \frac{\gamma_1}{\alpha_1} v$$

Men kan dus ook hier, nl. na detectie van het hoogfrequent signaal, door meten van d_2 en d_3 een beeld van de verschillende verschijnselen verkrijgen.

V. Meetinstallatie.

A. Directe hoogfrequent versterking.

Om te onderzoeken, welke wisselspanning een bepaalde lamp op het rooster kan verwerken, voordat een bepaald percentage modulatiebrom, modulatieverdieping, vervorming of kruismodulatie optreedt, kan men, zooals hiervoor werd vermeld, in de anodestroom de verhouding van de tweede of de derde harmonische tot de grondfrequentie meten.

Dit kan o.a. als volgt geschieden (Fig. 11) :

Op het rooster van de te onderzoeken lamp wordt een zuiver sinusvormige wisselspanning van b.v. 500 per sec. gezet. Deze wisselspanning wordt geleverd door een lampgenerator G en passeert vervolgens een filter F_1 , dat de in de generator gevormde harmonischen voldoende onderdrukt.

In de anodeketen van de lamp is een in trappen regelbare potentiometer r_1 van 100.000 Ω opgenomen, waaraan de weerstanden r_2 , r_3 en r_4 van resp. 11.000, 1100 en 110 Ω kunnen worden parallelgeschakeld. Elke parallelschakeling maakt

de weerstand in de anodeketen een factor 10 kleiner. De weerstanden r_5 en r_6 geven de mogelijkheid, nogmaals een factor 10 verder te gaan. De spanning die men hier verkrijgt, wordt door een voorversterker

waarde voor d_2 of d_3 te geven, hetgeen dan weer overeenkomt met een bepaalde waarde voor modulatiebrom, modulatieverdieping enz. Men zal deze toelaatbare wisselspanning liever uitzetten als functie

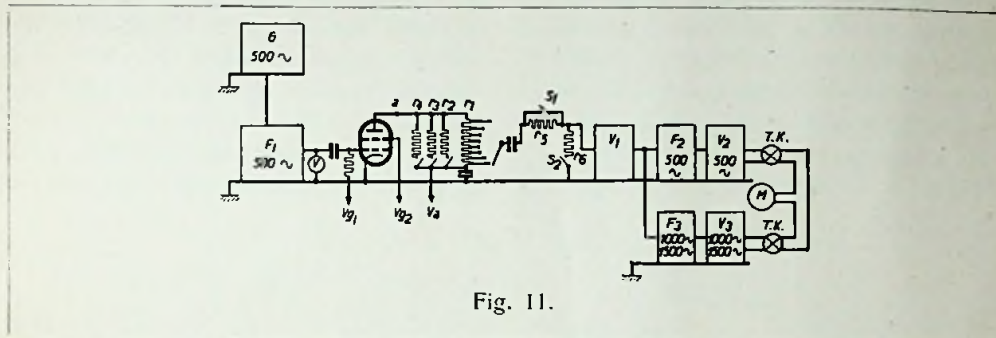


Fig. 11.

V_1 versterkt. In de anodeketen van de laatste lamp van deze voorversterker is een weerstand van 1000Ω opgenomen, waarop twee filters, F_2 en F_3 , elk met een versterker, zijn aangesloten. Het ééne filter, F_2 , laat alleen de grondfrequentie ω door, het andere filter, F_3 , kan worden afgestemd op 2ω of 3ω . De versterker achter dit laatste filter is regelbaar, terwijl de thermokoppels, waarin beide versterkers eindigen, tegen elkaar geschakeld zijn.

De voorversterker is zoo gedimensioneerd, dat daarin bij de optredende wisselspanningen geen extra vervorming ontstaat.

Met behulp van deze installatie is het mogelijk, voor een bepaalde wisselspanning op het rooster direct de verhouding van de tweede of de derde harmonische tot de grondfrequentie te meten, nl. door de versterking van de harmonische zoo te regelen, dat het meetinstrument M nul aanwijst. De ingestelde versterking is dan een maat voor deze verhouding d_2 of d_3 . Omgekeerd kan men ook meten, welke wisselspanning op het rooster noodig is om een bepaalde

van de steilheid dan voor verschillende negatieve roosterspanningen, daar deze alleen maar een middel is om op een kleinere steilheid in te stellen. De installatie is daarom zoo ingericht, dat men tevens in elk punt de steilheid kan meten, nl. met behulp van de in trappen regelbare potentiometer r_1 .

Men gaat nu als volgt te werk: op het rooster van de te onderzoeken lamp wordt bij een bepaalde negatieve roosterspanning een wisselspanning van 0,1 Volt 500 per sec. gezet. Terwijl de versterking van de harmonische tijdelijk uitgeschakeld is, wordt nu de regelbare potentiometer r_1 zoo ingesteld, dat het meetinstrument M een bepaalde uitslag heeft.

De voorversterker is zoo gedimensioneerd, dat de stand, waarbij alle weerstanden parallel geschakeld zijn aan r_1 , s_1 geopend en s_2 kortgesloten is, en de potentiometer op het eerste contact staat, overeenkomt met een steilheid van 10 mA/V. De potentiometer bestrijkt juist een factor 10, verdeeld in evenredige deelen, zoodat het laatste contact overeenkomt met een steilheid van 1 mA/V; door s_2 te openen en s_1 kort te sluiten

bestrijkt men het gebied van 1 mA/V tot 0,1 mA/V en in totaal van 10 mA/V tot 0,1 μ A/V.

Nadat de steilheid aldus is bepaald, wordt de versterking van de tweede of derde harmonische op het gewenste bedrag ingesteld, waarna de toelaatbare wisselspanning kan worden gemeten, hetgeen men voor verschillende waarden van de steilheid (ingesteld door middel van de negatieve roosterspanning) kan herhalen.

schakeld worden. Van de arm van de potentiometer voert een condensator naar het rooster van een versterkerlamp V_4 . De H.F.-smoorspoel dient hier om te voorkomen, dat ook op het rooster van deze versterkerlamp nog een spanning van 500 perioden zou komen. Na versterking wordt gedetecteerd (D) en de detector voert weer naar een voorversterker V_1 , filters enz. zooals bij directe hoogfrequent versterking behandeld. Ook hier moet er natuurlijk weer voor gezorgd

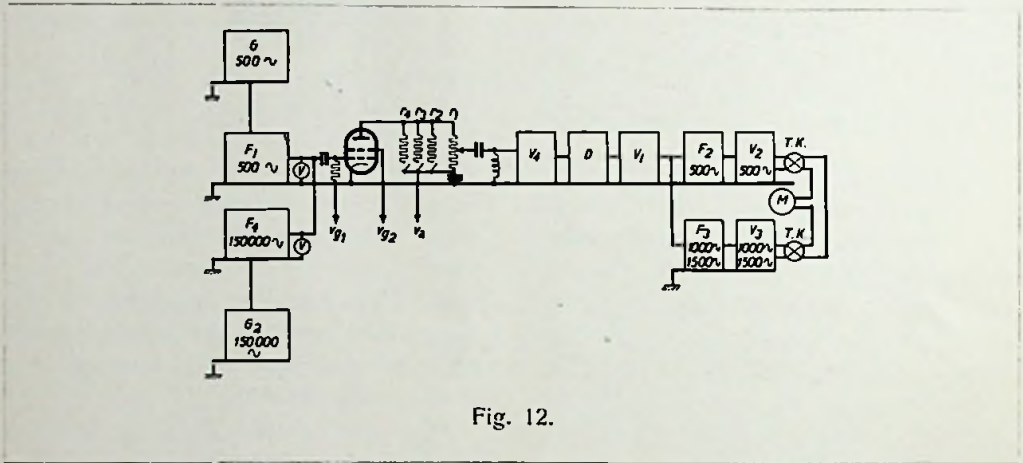


Fig. 12.

B. Modulatorlampen.

Fig. 12 geeft de meetinstallatie voor modulatorlampen weer. Hier wordt, behalve de sinusvormige wisselspanning van 500 perioden, aan het rooster van de te onderzoeken lamp ook een hoogfrequent wisselspanning (in dit geval van ongeveer 150 kilo-perioden) toegevoerd.

In de anode is hier een potentiometer r_1 van 10.000 Ω opgenomen. De parasitaire capaciteit, welke parallel met de weerstand staat, moet nl. bij de frequentie van 150 kilo-perioden te verwaarlozen zijn, zoodat een potentiometer van 100.000 Ω hier niet goed bruikbaar is. Met de potentiometer kunnen weerstanden van 1100, 110 en 11 Ω parallel ge-

worden, dat behalve in de te onderzoeken lamp nergens vervorming optreedt. Als detector wordt daarom een diode gebruikt, welke met een hoogfrequent spanning van ongeveer 10 Volt werkt.

De werkwijze verloopt geheel analoog aan die bij directe hoogfrequent versterking, alleen wordt de lamp, behalve op bepaalde anode-, schermrooster- en negatieve roosterspanning, ook met een bepaalde hulpspanning (af te lezen op een triode voltmeter) ingesteld. De stand van de potentiometer geeft hier de grootte van de conversiesteilheid in een bepaald punt, zoodat men met behulp van deze installatie kan bepalen de toelaatbare roosterwisselspanning als functie van de conversiesteilheid.

VI. Meetresultaten.

A. Directe hoogfrequent versterking.

Modulatiebrom.

Gemeten werd steeds de roosterwisselspanning V_{eff} , waarbij $d_2 = 1\%$, hetgeen blijktens het voorgaande overeenkomt met 4% modulatiebrom.

Eenige resultaten van metingen aan de Philipslampen E442, E445, E446, E447, E449, E455 en E462 zijn verzameld in de krommen van Fig. 13 en in Tabel I. De

beeld van één dezer metingen, nl. voor $d_2 = 1\%$ en $d_3 = 2\%$. Men kan hieruit zien, dat de twee krommen werkelijk overal met groote benadering een factor 2 verschillen.

Uit fig. 13 en de tabel I blijkt verder, dat reeds betrekkelijk kleine spanningen modulatiebrom kunnen geven, zoodat het bij het ontwerpen van een ontvanger van belang is, dat geen laagfrequente wisselspanning op het rooster der hoogfrequentlampen kan komen.

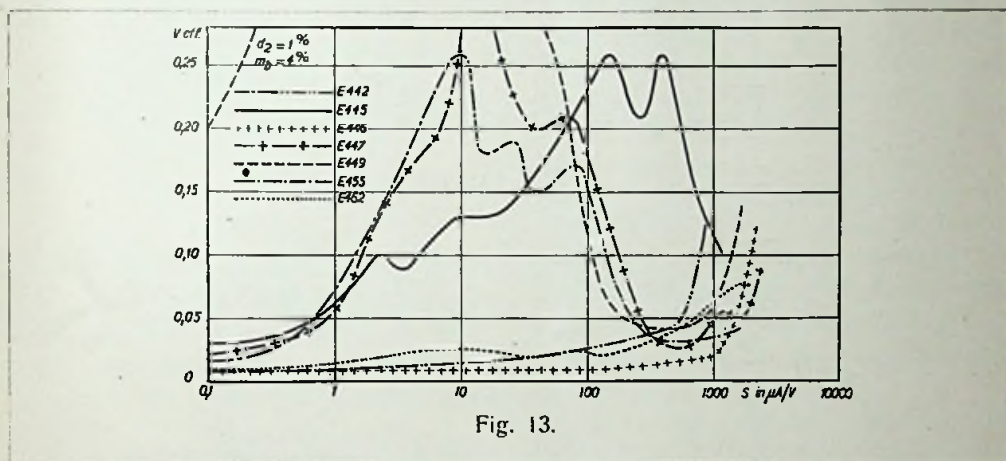


Fig. 13.

E449 (hexode) is hier en in het volgende gemeten, terwijl aan het derde rooster een negatieve spanning werd aangelegd steeds gelijk aan de helft van de negatieve voorspanning van het eerste rooster. De spanning van de beide andere roosters was 80 V. Gebruikmakende van de eigenschap, dat de modulatiebrom in eerste benadering evenredig is met de stoorspanning, kunnen uit deze resultaten de toelaatbare wisselspanningen voor verschillende waarden van de modulatiebrom worden afgeleid. Om deze eigenschap te verifieeren zijn eenige metingen gedaan bij verschillende waarden van d_2 , waaruit dan zou moeten blijken, dat de toelaatbare wisselspanning inderdaad evenredig is met d_2 . Fig. 14 geeft een

Modulatieverdieping.

Vervorming der modulatie.

Kruismodulatie.

In verband met deze verschijnselen is gemeten de roosterwisselspanning, waarbij $d_3 = 0,5\%$ overeenkomende met

$$M = 3\%$$

$$D = 2,25 \text{ m}\%$$

$$K = 6\%$$

Fig. 15 en tabel II geven eenige resultaten van metingen aan dezelfde lampen als boven. Daar in eerste benadering de drie hier genoemde verschijnselen evenredig zijn met het vierkant van de roosterwisselspanningen, kunnen uit fig. 15 en tabel II de toelaatbare wisselspannin-

gen voor andere waarden van M, D en K worden afgeleid.

Met het oog op modulatieverdieping

kunnen de gemeten lampen, behalve de E445, slechts een kleine spanning verwerken, welke bij kleiner wordende steil-

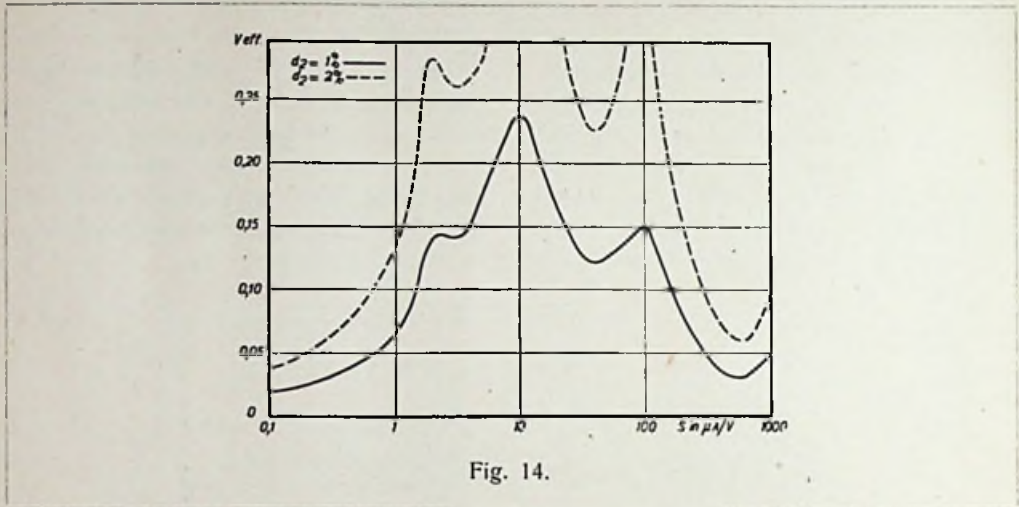


Fig. 14.

en vervorming der modulatie zou het gewenscht zijn, dat de lamp bij kleiner wordende steilheid een steeds grootere

heden geleidelijk grooter wordt. De E447 en E455 kunnen een behoorlijke spanning, nl. 1 à 2 Volt, verwerken bij steil-

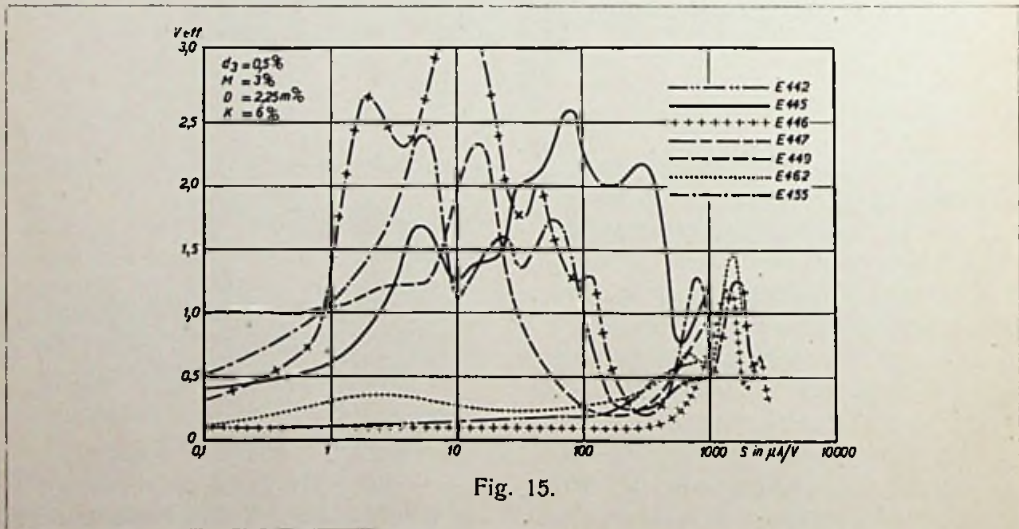


Fig. 15.

wisselspanning op het rooster zou kunnen verwerken. Immers, naarmate het te ontvangen signaal sterker is, zal men de lamp op een kleinere steilheid instellen.

Bij een steilheid van ongeveer $300 \mu\text{A/V}$

heden van ongeveer $100 \mu\text{A/V}$ tot $1 \mu\text{A/V}$ en de E449 (een hexode) van ongeveer $30 \mu\text{A/V}$ tot kleiner dan $0,1 \mu\text{A/V}$.

Welke lamp men nu zal kiezen hangt af van de ontvanger. Wil men met het

apparaat spanningen van 10 à 100 μV tot 1 V zonder vervorming kunnen ontvangen en zonder de antenne-aansluiting te veranderen, dan moet de versterking op een tienduizendste tot een honderduizendste van de maximale gebracht

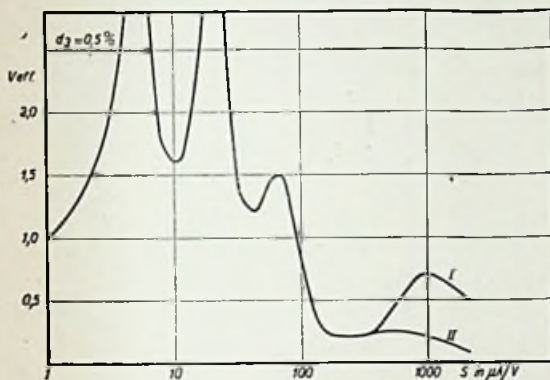


Fig. 16.

kunnen worden. Regelt men b.v. alleen op de eerste hoogfrequent versterkerlamp, dan zal men hiervoor de E449 nemen, omdat deze bij een steilheid van 0,1 $\mu\text{A/V}$ het grootste signaal kan verwerken.

Regelt men door gelijktijdige verandering van de negatieve roosterspanning van twee lampen, dan moet per lamp een factor 100 à 300 geregeld kunnen worden, zoodat in dat geval waarschijnlijk een E445, E447 of E455 de voorkeur verdient.

Met het oog op kruismodulatie moet de lamp juist bij instelling op grootere steilheden een behoorlijk signaal op het rooster kunnen verwerken. Kruismodulatie treedt immers op bij ontvangst van zwakke zenders in de buurt van een sterke zender. Wat dit verschijnsel betreft is blijkens de krommes van fig. 15 de E445 het gunstigste. Deze lamp kan nl. bij 300 $\mu\text{A/V}$ een signaal van ruim 2 Volt verwerken, en het minimum van 0,75 Volt bij een steilheid van 600 $\mu\text{A/V}$ is belangrijk gunstiger dan het minimum

van de andere types, nl. ongeveer 0.25 V bij 300 $\mu\text{A/V}$.

Bij deze spanningen treedt dan, zooals reeds vermeld, 6 % kruismodulatie op; daar zeer weinig kruismodulatie reeds hinderlijk kan zijn, laat men de eerste lamp meestal voorafgaan door twee afgestemde kringen, waardoor de plaatselijke zender zoodanig wordt verzwakt, dat met een willekeurige lamp practisch geen kruismodulatie meer optreedt.

Verder blijkt uit fig. 15 en tabel II heel duidelijk, dat de niet selektroden, zooals b.v. de E 442, E 446 voor volumeregeling veel minder geschikt zijn.

De weerstand, welke bij deze metingen in de anodeketen is opgenomen (r_1 in fig. 11) is klein ten opzichte van de inwendigeweerstand van de lamp. In de practijk is in de anodeketen van de lamp meestal een afgestemde kring opgenomen, waarvan de impedantie in sommige gevallen van dezelfde orde kan zijn als de inwendige weerstand.

Om na te gaan, of dit van invloed is

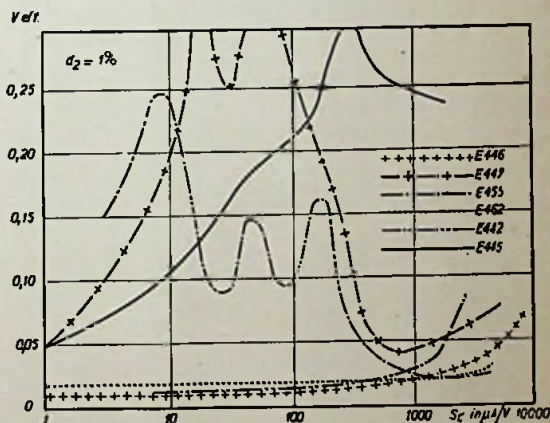


Fig. 17.

op de gevonden resultaten, zijn eenige metingen gedaan met een impedantie in de anodeketen. Daartoe werd bij a in fig. 11 een afgestemde kring met een im-

TABEL I.

Lamp type	v	v _{g2}	i _{a, norm}	S _{norm}	R _{i, norm}	S = 1000 μ A/V		S = 100 μ A/V		S = 10 μ A/V		S = 1 μ A/V		S = 0,1 μ A/V		
						V _{g1}	V _{eff}	V _{g1}	V _{eff}	V _{g1}	V _{eff}	V _{g1}	V _{eff}	V _{g1}	V _{eff}	
E 442	200 V	100 V	1,5 mA	0,9 mA/V	0,8 M Ohm	-1,5	0,15	-3,6	0,025	-4,8	0,015	-5,5	0,01	-	0,2	0,009
E 445	200 V	100 V	6 mA	1 mA/V	0,3 M Ohm	-2	0,11	-16	0,23	-30	0,13	-38	0,06	-42	0,03	0,03
E 446	200 V	100 V	3 mA	2,5 mA/V	2 M Ohm	-3,4	0,02	-4,3	0,01	-5,2	0,009	-5,7	0,008	-	5,9	0,008
E 447	200 V	100 V	4,5 mA	2 mA/V	1 M Ohm	-3	0,05	-9	0,18	-30	0,20	-42	0,056	-44	0,02	0,02
E 449	200 V	80 V	3 mA	2 mA/V	0,5 M Ohm	-2	0,06	-4	0,12	-8	0,5	-10	1,5	-11	0,2	0,2
E 455	200 V	100 V	3 mA	2 mA/V	0,35 M Ohm	-2	0,035	-6,5	0,16	-19,5	0,26	-32,5	0,07	-35,5	0,015	0,015
E 462	200 V	100 V	3 mA	2 mA/V	0,45 M Ohm	-3	0,06	-5,5	0,02	-8	0,02	-10	0,013	-11	0,009	0,009

TABEL II.

Lamp-type	v _a	v _{g2}	i _{a, norm}	S _{norm}	R _{i, norm}	S = 1000 μ A/V		S = 100 μ A/V		S = 10 μ A/V		S = 1 μ A/V		S = 0,1 μ A/V		
						V _{g1}	V _{eff}	V _{g1}	V _{eff}	V _{g1}	V _{eff}	V _{g1}	V _{eff}	V _{g1}	V _{eff}	
E 442	200 V	100 V	1,5 mA	0,9 mA/V	0,8 M Ohm	-1,5	0,65	-3,6	0,18	-4,8	0,15	-5,6	0,1	-	6,2	0,1
E 445	200 V	100 V	6 mA	1 mA/V	0,3 M Ohm	-2	1,3	-16	2,3	-30	1,2	-38	0,6	-42	0,4	0,4
E 446	200 V	100 V	3 mA	2,5 mA/V	2 M Ohm	-3,4	0,65	-4,5	0,1	-5,2	0,1	-5,7	0,1	-	5,9	0,1
E 447	200 V	100 V	4,5 mA	2 mA/V	1 M Ohm	-3	0,5	-9	1,35	-30	4	-42	1,25	-44	0,3	0,3
E 449	200 V	80 V	3 mA	2 mA/V	0,5 M Ohm	-2	1,0	-4	0,3	-8	2	-10	1,2	-11	1,0	1,0
E 455	200 V	100 V	3 mA	2 mA/V	0,35 M Ohm	-2	0,5	-6,5	1,0	-19,5	1,1	-32,5	1,1	-35,5	0,4	0,4
E 462	200 V	100 V	3 mA	2 mA/V	0,45 M Ohm	-3	0,6	-5,5	0,25	-8	0,3	-10	0,25	-11	0,1	0,1

TABEL III.

Lamp type	Amplitude v_h	$S_{c, \text{norm}}$	$S_c = 400 \mu A/V$		$S_c = 100 \mu A/V$		$S_c = 10 \mu A/V$		$S_c = 1 \mu A/V$		$S_c = 0,1 \mu A/V$		
			V_g	V_{eff}	V_g	V_{eff}	V_g	V_{eff}	V_g	V_{eff}	V_g	V_{eff}	V_g
E 442	3 V	250	—	0,28	—	5,6	0,15	—	7,9	—	0,13	—	—
E 445	6 V	200	—	0,25	—	12,5	0,21	—	41,5	—	0,11	—	45,5
E 446		800	—	0,04	—	7,8	0,012	—	9,4	—	0,009	—	9,6
E 447		600	—	0,07	—	7,6	0,045	—	15	—	0,20	—	39
E 455	2 V	400	—	0,025	—	5,2	0,024	—	13	—	0,24	—	41
E 462	4 V	500	—	0,028	—	8,4	0,02	—	10	—	0,019	—	13,5

TABEL IV.

Lamp type	Amplitude v_h	$S_{c, \text{norm}}$	$S_c = 400 \mu A/V$		$S_c = 100 \mu A/V$		$S_c = 10 \mu A/V$		$S_c = 1 \mu A/V$		$S_c = 0,1 \mu A/V$		
			V_g	V_{eff}	V_g	V_{eff}	V_g	V_{eff}	V_g	V_{eff}	V_g	V_{eff}	V_g
E 442	3 V	250	—	0,25	—	5,6	0,10	—	7,9	—	0,10	—	—
E 445	6 V	200	—	1,6	—	12,5	1,3	—	41,5	—	0,7	—	15,5
E 446	4 V	800	—	0,4	—	7,8	0,1	—	9,4	—	0,1	—	9,6
E 447	4 V	600	—	0,42	—	7,6	0,24	—	15	—	1,55	—	39
E 455	2 V	450	—	0,28	—	5,2	0,24	—	13	—	2,8	—	41
E 462	4 V	500	—	0,6	—	8,4	0,38	—	10	—	0,19	—	13,5

pedantie $\frac{L}{CR}$ van $0,4 \text{ M } \Omega$ opgenomen.

Fig. 16 geeft het resultaat van één dezer metingen, waaruit blijkt, dat de

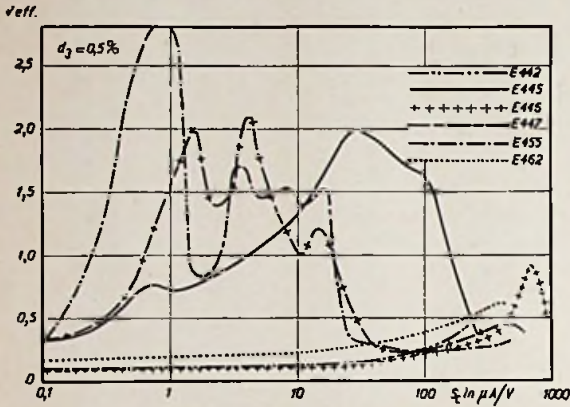


Fig. 18.

impedantie in de anodeketen geen invloed heeft, zoolang de daardoor ontstaande wisselspanningen in de anode niet zeer groot worden.

Kromme I geeft de waarden, welke met de normale methode gevonden worden, en kromme II de waarden, waarbij de afgestemde kring in de anodeketen is opgenomen. Bij kleine steilheden vallen I en II samen, bij groote steilheden ligt kromme II lager, doordat de wisselspanningen, welke aan de anode optreden, daar zeer

groot worden; immers, bij een steilheid van 1 mA/V is de inwendige weerstand van de betreffende lamp ongeveer $2 \text{ M } \Omega$, zoodat de versterking met een impedantie van $0,5 \text{ M } \Omega$ in de anode ongeveer $400 \times$ is.

Een wisselspanning van $0,2 \text{ Volt}$ effectief op het rooster geeft dus in de anode een amplitude van $400 \times 0,2 \sqrt{2} = 110 \text{ Volt}$. In de praktijk heeft men meestal niet met zulke hoge spanningen te maken, zoodat men kan aannemen, dat de gevonden resultaten ook voor de praktijk van waarde zijn.

B. Modulatorlampen.

Fig. 17 en tabel III geven de resultaten betreffende modulatiebrom. Evenals bij directe hoogfrequent versterking werd hier gemeten met $d_2 = 1 \%$. Fig. 18 en tabel IV geven de resultaten voor modulatieverdieping, vervorming der modulatie en kruismodulatie, waarbij evenals in het vorige, werd gemeten met $d_3 = 0,5 \%$.

Een vergelijking van de hier gevonden resultaten met die bij directe hoogfrequent versterking verkregen, leert, dat de krommen zeer veel overeenkomst vertoonen, zoodat hier gedeeltelijk dezelfde opmerkingen gemaakt kunnen worden als bij het voorgaande.

Eindhoven, 9 November 1933.

Vereenigingsnieuws.

BIBLIOTHEEK.

Ranonkelstraat 23, Den Haag.

Leestijd 14 dagen.

Aangekocht zijn:

A. A. M. Enserink, De Nederlandsche radio-wetgeving geschiedkundig ontwikkeld. 1933. 248 blz.

W. Vogt, Radioleven. Een kwarteeuw

pioniersarbeid en een modern beroep. 1933. 278 blz.

H. Weiss, Rundfunk im Aufbruch. Handbuch des deutschen Rundfunks 1934. 1933. 208 blz.

De catalogus 1934 is gereed en wordt op franco aanvraag aan het Secretariaat der N. V. V. R., Obrechtstraat 106, den Haag, aan de leden toegezonden.

GECO LAMPEN

De lampen, die ook **INDERDAAD** datgene presteeren, wat men, op grond van de karakteristieken, ervan mag verwachten!

De Heer CORVER schreef in Radio-Expres:

... „Wat dat betreft, zou er veel voor te zeggen zijn als algemeen de methode werd toegepast van den fabrikant der **GECO-lampen**, die niet de uiterste waarden opgeeft maar gemeten waarden bij een veel lagere anodespanning dan de maximale en bij nul roosterapanning. Maxima zou men alleen oscillografiisch kunnen bepalen wilde men niet reeds bij de meting de lamp bederven.

Opgaven als die der **GECO-lampen** daarentegen kan men zelf meten; en dan blijken ze ook te kloppen!”

VRAAGT UITVOERIGE PROSPECTUS MET KARAKTERISTIEKEN BIJ:



**N. V. Algemeene Radio
Import Maatschappij**

Surinamestraat 15
DEN HAAG.

LUXE BANDEN

RADIO NIEUWS 1933

voor hen, die hun losse ex. willen laten inbinden

**Prijs f 1.40 afgehaald
f 1.55 franco per post**

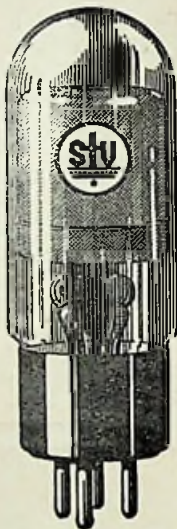
**LEVERING UITSLUITEND NÀ INZENDING VAN HET
BEDRAG AAN HET BUREAU VAN**

**RADIO-NIEUWS
LAAN VAN MEERDERVOORT 30
DEN HAAG**



STABILISATORLAMPEN

VOOR CONSTANT HOUDEN VAN SPANNINGEN

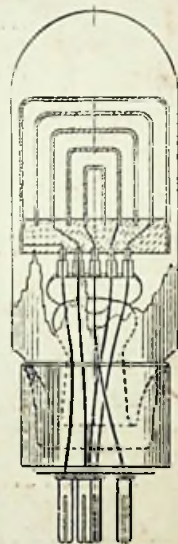


DE STABILISATOR-GLIMLAMP
(systeem Körös)

IS DE MEEST VOLMAAKTE
SPANNINGSVERDEELER

voor

RADIO-ZENDERS
RADIO-ONTVANGERS
VERSTERKERS
MEETINSTALLATIES
RELAIS-VOEDING



EEN PLAATSTROOM-APPA-
RAAT, VOORZIEN VAN EEN
STABILISATORLAMP LEVERT
EVEN CONSTANTEN STROOM
ALS EEN ACCU-BATTERIJ



TYPE **STV 280/40**, MET 4 BANEN, ELK 70 V. (TOTAAL 280 V.), 30 mA.
" **STV 280/80**, " " " " 70 V. (" 280 V.), 40 mA.
" **STV 600/200**, " " " " 145 V. (" 580 V.), 200 mA.

VRAAGT OFFERTE

LAAN VAN MEERDERVOORT 30

C.E.B.

TEL. 335277, TELEGR. „CEB HAAG“

DEN HAAG