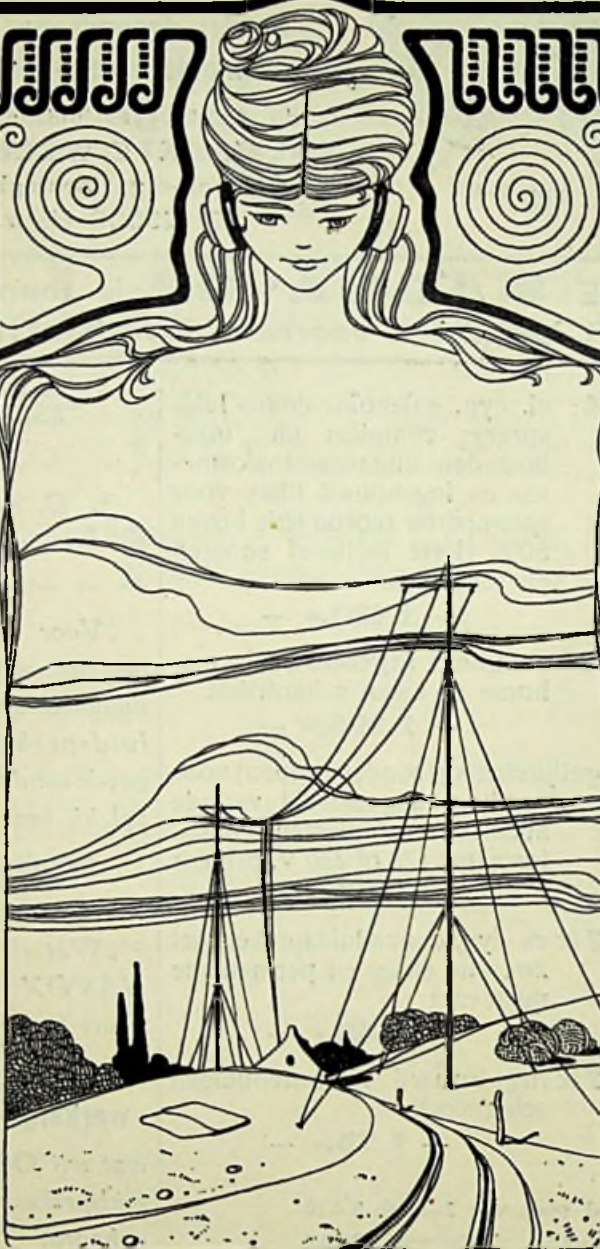


RADIO-NIEUWS



ORGAAN van de
NED. VER. voor RADIOTELEGRAFIE



type R 4.

DE MAGNAVOX

**electro-dynamische
solenoid-conus-luidspreker**

is de **eenige** luidspreker met
VOLMAAKTE WEERGAVE
van het volledige toonregister van
25—25000 Hertz.

**DE MAGNAVOX is thans
uit beperkten voorraad leverbaar!!!**

type R 4: el. dyn. solenoïde-conus luid-
spreker compleet met inge-
bouwden uitgangstransforma-
tor en ingebouwd filter voor
getemperde reproductie boven
5000 Hertz inclusief snoeren
en schakelaar

— f 130.- —

type R 4 compleet ingebouwd in ma-
honie of eiken schermkast

— f 195.- —

Kuprox gelijkrichter (zonder lampen) voor
voeding magneetveld van de
Magnavox compleet met trans-
formator 125 of 220 V. primair

— f 25.- —

type M 7 k el. dyn. conus luidspreker met
zwevend anker en permanente
magneten

— f 45.- —

type M 7 k ingebouwd in eenvoudigen
schermkast

— f 75.- —

Gehoorzaal open van 2—6 en 8—10
Beukstraat 10 - Telefoon 32584

N.V. „IDZERDA-RADIO”
DEN HAAG.

**J. C. schreef in
R. E.:**

*„Voor hem, die
den nieuwen electro-
dynamischen conus-
luidspreker onder
goede condities hoort
zal hij eene*

openbaring

zijn.”

*„Wat de MAG-
NAVOX Cy. ons
thans brengt,*

**overtreft
werkelijk alles**

*wat wij OOIT van
luidsprekers hebben
gehoord.”*

Radio-Nieuws.

ORGAAN VAN DE NED. VER.

Onder Redactie van J. CORVER,

BURNIERSTRAAT 38,

DEN HAAG.



VOOR RADIO-TELEGRAFIE.

Uitgever: N. VEENSTRA,

L. VAN MEERDERVOORT 30,

DEN HAAG. Tel. 32112.

Abonnementsprijs voor niet-leden / 9.— per jaargang van 12 nummers. Buitenland / 10.—

Leden der Vereeniging (contributie / 8.— per jaar) ontvangen het maandblad gratis.

Secretaris-Penningmeester: B. Slikkerveer, Obrechtstraat 104/6, den Haag.

INHOUD: Het cirkeldiagram voor den L.C. kring met enkele toepassingen. — Een en ander over Kortegolf-Ontvangst. — Over de belastbaarheid van den transformator in een plaatstroomapparaat. — De electromotorische kracht in een ontvanger. — Over het verlies van hooge tonen in weerstandsversterkers. — Wisselstroom voor gloeidraden. — Openbaar gemaakte Octrooiaanvragen.

Het cirkeldiagram voor den L.C kring met enkele toepassingen.

Door Ir. L. H. M. HUYDTS.

Inhoud: Afleiding van het stroomdiagram voor een serie L-C kring. Afleiding van het impedantiediagram voor een sperkring. De beteekenis van eene kleine capaciteit in serie met een L-C kring in de anodeketen van een hoogfrequentlamp. De invloed van eene dergelijke capaciteit op de genereerwijze van de hoogfrequentlamp.

In vele gevallen levert het cirkeldiagram van een L-C kring groot gemak op, zoowel voor de berekening als het inzicht van bepaalde schakelingen en problemen.

Hieronder volgt een beknopte afleiding van het cirkeldiagram aan het eind waarvan enkele toepassingen ter illustratie van het gebruik ervan gegeven worden.

Het cirkeldiagram voor den serie L-C kring.

In fig. 1 is een serie L-C keten voorgesteld met hoogfrequentieweerstand r .

Denken wij ons de in den kring geïnduceerde spanning één volt en is verder de frequentie f , dus $\omega = 2 \pi f$, dan is de stroom:

$$I = \frac{1}{r + j p}, \text{ indien } p = \omega L - \frac{1}{\omega C}$$

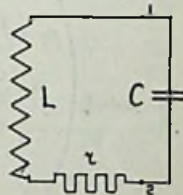


Fig. 1

De grootte van den stroom is

$$|I| = \frac{1}{\sqrt{r^2 + p^2}} \text{ of } I^2 = \frac{1}{r^2 + p^2}$$

Verder is:

$$I = \frac{1}{r + j p} = \frac{r - j p}{r^2 + p^2} = \frac{r}{r^2 + p^2} + \frac{-j p}{r^2 + p^2} = y + j x$$

y en x zijn de watt- en wattlooze componenten respect. langs Y- en X as, welke de grootte en fase van I bepalen.

Daar $I^2 = \frac{1}{r^2 + p^2} = \frac{y}{r}$ en eveneens I^2 gelijk is aan $y^2 + x^2$ is dus $y^2 + x^2 - \frac{y}{r} = 0$, d.w.z. het uiteinde van den *stroomvector*

I ligt op een cirkel met middellijn $= \frac{1}{r}$ en middelpunt op de y as ter hoogte $\frac{1}{2r}$.

De punten op den omtrek kunnen door de bijbehorende ω of p ($= \omega L - \frac{1}{\omega C}$) nader bepaald worden. Zie fig. 2.

Bij vergelijking met de resonantiekromme vindt men in de figuur niet alleen de grootte van den stroom, doch ook direct de bepalende twee componenten en den fasehoek φ .

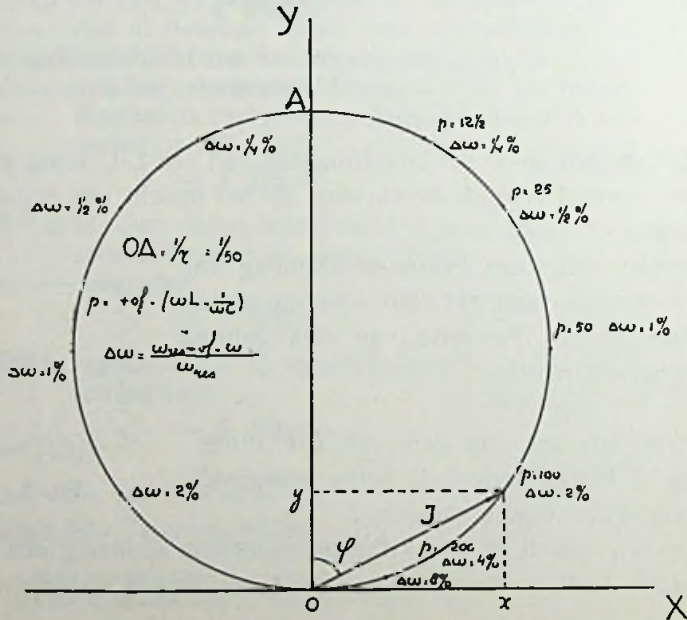


Fig. 2

$O A = \frac{1}{r}$ stelt de max. waarde van den stroom voor bij resonantie (De E is gedacht 1 V te zijn).

Wanneer $p = r$ wordt, dan is de stroom $= \frac{I_{res}}{\sqrt{2}}$ op welke waarde bij decrementsmetingen wordt ingesteld.

Fig. 2 stelt het cirkeldiagram voor van een L-C kring, waarvan $L = 2.65 \cdot 10^{-3}$ Henry, $r = 50$ Ohm, $\lambda = 2000$ M dus $\omega = 2 \pi \cdot 1.5 \cdot 10^5$ en $\omega L = 2500 \Omega$.

Uit de formule voor I volgt dat $\frac{y}{x} = \frac{r}{p}$.

Uit deze verhouding vindt men snel voor diverse waarden van p de corresponderende punten op den cirkel. In de figuur is naast p ook de grootte van $\Delta \omega$, zijnde het verschil met ω_{res} in % van ω_{res} aangegeven.

Verder is de reciproke waarde van I de impedantie van den kring.

Bij de rechter helft van den cirkel heeft men blijkbaar met inductieve impedantie, bij de linkerhelft met capacatieve impedantie te doen.

Het cirkeldiagram voor den parallel L-C kring.

Wanneer we ons de spanning niet in serie in den kring opgedrukt denken, doch aangelegd tusschen de punten 1 en 2 van fig. 2 dan hebben wij het geval, waarbij de L-C kring veelal als sper-impedantie wordt gebruikt (b.v. in de anodeketen van een hoogfrequentlamp).

Men kan nu afleiden dat de *impedantievector* ten naasten bij op een cirkel ligt.

Ter vereenvoudiging der afleiding zullen wij den serieweerstand r op een parallelweerstand R herleiden (fig. 3) en wel voor $\omega = \omega_{res}$.

Zij de spanning tusschen 1 en 2 gelijk E , dan moet R zoo groot zijn, dat het energieverlies in deze gelijk wordt aan het energieverlies in r .

Is r klein in verhouding tot ωL dan is

$$I^2 r = \left(\frac{E}{\omega L} \right)^2 r \text{ en dit moet gelijk zijn aan } \frac{E^2}{R} \text{ dus } R = \frac{(\omega L)^2}{r}$$

en daar $\omega L = \frac{1}{\omega C}$ is $R = \frac{L}{C r}$. Noem $\frac{L}{C} = a$ dan $R = \frac{a}{r}$.

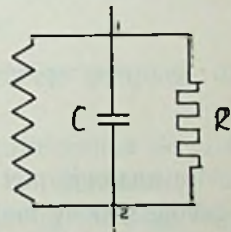


Fig. 3.

Bepalen wij de vervangingsimpedantie voor fig. 3 dan levert L

en C parallel een impedantie op
$$= \frac{j \omega L \times \frac{-j}{\omega C}}{j \left(\omega L - \frac{1}{\omega C} \right)} = \frac{\frac{L}{C}}{j p} = \frac{a}{j p}$$

Deze impedantie samengesteld met R geeft verder

$$Z = \frac{\frac{a}{j p} \times R}{a/jp + R} = \frac{R a}{a + R j p} = \frac{a}{\frac{a}{R} + j p} = \frac{a}{r + j p}$$

Vergelijken wij deze uitdrukking met die van I voor den seriekring, dan ziet men, dat er alleen verschil is in de constante a van de vergelijking.

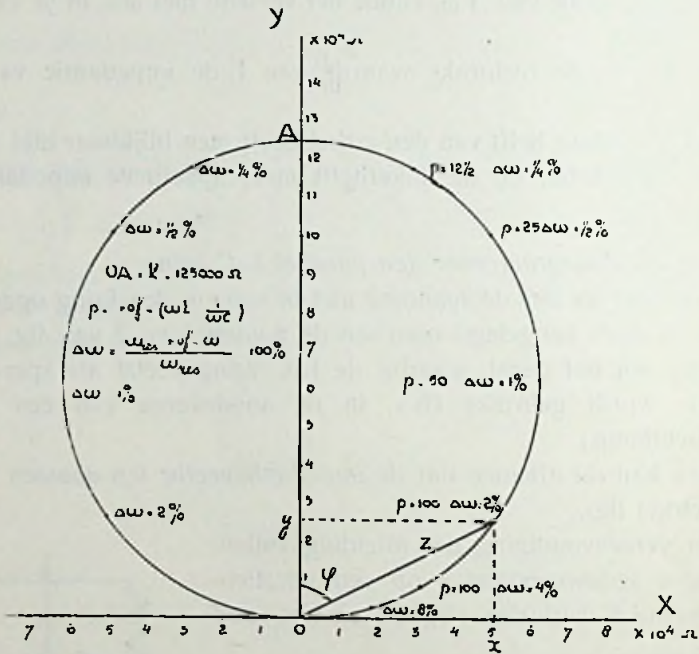


Fig. 4

In analogie met het daar afgeleide kunnen wij zonder meer de gevolgtrekking maken, dat dus ook de Z vector op een cirkel ligt. Stellen wij weer $Z = y + j x$ dan is blijkbaar

$$y = a \frac{r}{r^2 + p^2}$$

en

$$x = a \frac{-p}{r^2 + p^2}$$

terwijl verder de vergelijking van den cirkel wordt $x^2 + y^2 = \frac{a}{r} y$

$= 0$ of $x^2 + y^2 - Ry = 0$, d.w.z. het uiteinde van den vector Z ligt op een cirkel met middellijn R en middelpunt op de Y as op hoogte $\frac{R}{2}$. Daar ook nu weer $\frac{y}{x} = \frac{r}{p}$ is, krijgen wij voor de sper-impedantie van den kring geheel dezelfde cirkel als in fig. 2, mits voor $O A$ de waarde R genomen wordt. De bijgeschreven waarden van p en $\Delta \omega$ liggen op dezelfde plaats.

Bij dezelfde waarden van L , r en λ als in het beschouwde geval vinden wij

$$R = \frac{(\omega L)^2}{r} = \frac{2500^2}{50} = 125000 \text{ Ohm.}$$

Deze R als middellijn van den cirkel genomen, geeft voor de verschillende waarden van $p = \omega L - \frac{1}{\omega C}$ of van $\Delta \omega$ langs den omtrek van den cirkel, direct de grootte van de sper-impedantie en de waarde van de ohmsche en inductieve componenten. Zie fig. 4.

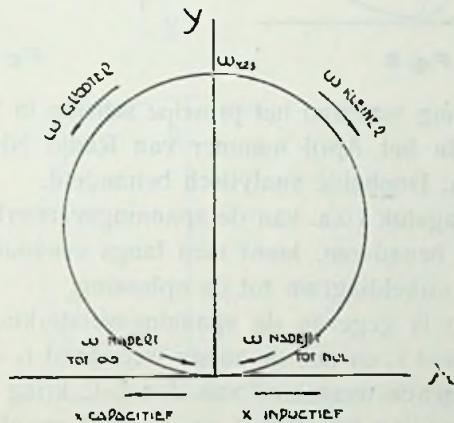


Fig. 5

Heeft de $L-C$ kring een grootere b.v. dubbele demping, dan krijgen wij een cirkel met den halven straal.

Wordt in plaats van p of $\Delta \omega$ langs den cirkelomtrek de ω als maat ingevoerd, dan vindt men aan den top ω resonantie. Naar links gaande wordt ω grooter en bij den oorsprong oneindig, in dit linker gedeelte is de impedantie capaciteef. Naar rechts gaande wordt ω kleiner en nadert bij O tot nul, in dit gedeelte hebben we inductieve impedantie. Fig. 5.

Wanneer bij de afleiding van de sper-impedantie geen verwaarloozingen waren gemaakt dan zou men tot de vergelijking van een spiraal zijn gekomen, die den aangegeven cirkel dicht benadert, doch

in het rechter gedeelte aan de benedenzijde de Y as op een hoogte $= r$ snijdt. Fig. 6.

Toepassing van het cirkeldiagram op serie schakeling van geringe capaciteit en een L-C kring in den anodeketen van eene hoogfrequent lamp.

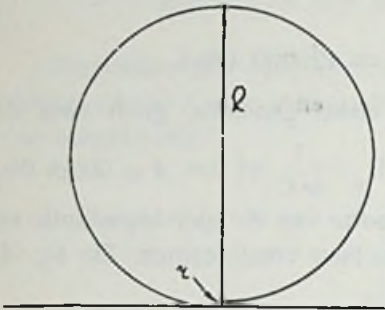


Fig. 6

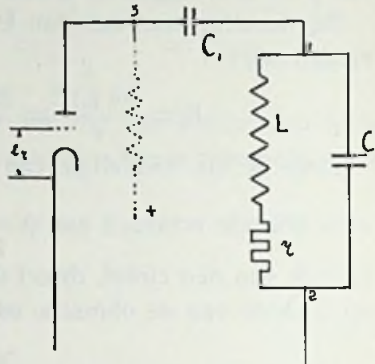


Fig. 7

Deze schakeling waarvan het principe schema in figuur 7 is geteekend, werd in het April nummer van Radio Nieuws uitvoerig door Drs. W. A. Dopheide analytisch behandeld.

Door het vraagstuk (o.a. van de spanningsversterking) van eene andere zijde te benaderen, komt men langs eenvoudigen weg met behulp van het cirkeldiagram tot de oplossing.

Van de lamp is gegeven de spanningsversterking-factor k , de helling of steilheid s , en dus de anode weerstand $r_a = k/s$.

De hoogfrequentie weerstand van den L-C kring is r .

Maximale spanning tusschen 1 en 2 treedt op als de stroom in den L-C kring een maximum is, dus als er door de lamp maximum energie aan r wordt besteed.

Daar r de eenige belastingweerstand is, kan gemakkelijk de maximum spanningsversterking bepaald worden. De lamp levert n.l. max. energie, wanneer de L-C kring zoo afgeregeld wordt, dat de totale uitwendige impedantie een ohmsche weerstand wordt, waarvan de grootte gelijk is aan r_a .

Daar volgens het cirkeldiagram, de impedantie van den L-C kring alle waarden kan hebben tusschen $R = \frac{L}{rC}$ en nul kan blijkbaar aan bovenstaande voorwaarde voldaan worden door een condensator C_1 in serie te plaatsen, die een zoodanige grootte heeft dat

$\frac{1}{\omega C_1}$ met de impedantie Z eene resultante oplevert die gelijk is aan r_a . Zie Fig. 8.

$\frac{1}{\omega C_1}$ is dus gelijk aan de inductieve componente van die Z , waarvan de ohmsche componente r_a is.

De grootte van C_1 volgt direct grafisch uit het cirkeldiagram. Schrijft men:

$$x_1^2 = \left(\frac{1}{\omega C_1} \right)^2 = r_a (R - r_a)$$

dan is ook op deze wijze C_1 vastgelegd, en wel is

$$C_1 = \frac{1}{\omega \sqrt{r_a (R - r_a)}}$$

De spanning tusschen 1—2 per volt roosterspanning m.a.w. de spanningsversterking der schakeling, vindt men uit stroom maal

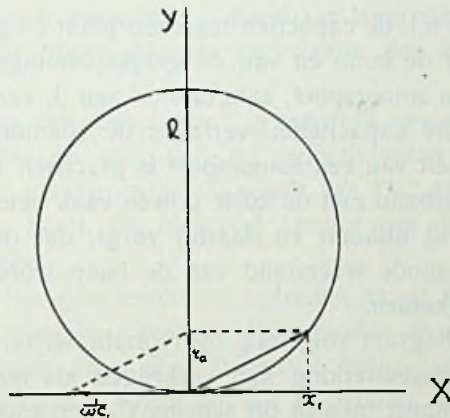


FIG. 8

impedantie. Daar de uitwendige belasting r_a is, wordt de stroom $s/2$ per volt roosterspanning dus de gezochte spanningsversterking v is:

$$v = s/2 \times Z = s/2 \sqrt{r_a R}$$

en daar $s = k/r_a$

$$v = \frac{1}{2} \sqrt{s \times k \times R} = \frac{1}{2} \sqrt{g R}$$

g = kwaliteit der lamp in amp/volt.

Deze max. spanningsversterking is dus te bereiken door C_1 de berekende waarde te geven. Practisch is dit niet steeds gemakkelijk te doen, daar bij een ontvanger één variabele meer het afstemmen op een station beduidend moeilijker maakt.

Voor een bepaalde spoel is in een L-C kring R als functie van de ω niet zéér verschillend, daar met ω wel de hoogfrequentie snel stijgt, doch eveneens de C snel kleiner wordt. Voor C_1 vinden wij derhalve waarden die met eenige benadering omgekeerd evenredig zijn met ω .

Om eenige getallen te laten zien, zullen wij aannemen dat R, al of niet met eenige terugkoppeling op den L-C kring, tot $3 \times 10^5 \Omega$ op te voeren is.

Denken wij ons $g = 30 \times 10^{-3}$ amp./volt (b.v. de Philips A 415 of Telefunken R.E. 084), dan wordt de max. spanningsversterking

$$v = \frac{1}{2} \sqrt{g R} = 47.$$

Bepalen wij nu C_1 dan vinden wij voor λ 3000 M. 1000 M. en 300 M. respect. waarden van ongeveer 30,10 en $3 \mu\mu F$.

Het laatste getal wijst er op dat men bij de korte en zeker bij de zeer korte golven ook de parasitaire capaciteiten in rekening moet brengen.

Van invloed is n.l. de capaciteit tusschen plaat en gloeidraad, die afkomstig is van de lamp en van de gelijkspanningsvoeding wanneer deze via een smoorspoel, aangesloten aan 3, verkregen wordt.

Deze parasitaire capaciteiten verlagen de spanningsversterking. De eigen capaciteit van een smoorspoel is practisch 10 à 30 $\mu\mu F$, zoodat men in verband met de korte golven vaak beter met voeding via een weerstand uitkomt en daarbij zorgt, dat deze weerstand 3 à 4 maal de anode weerstand van de lamp wordt, om te veel demping te voorkomen.

Uit het cirkeldiagram volgt nog op typische wijze, dat men eene analoge spanningsversterking kan verkrijgen als met het schema van figuur 7, wanneer men in dit schema C_1 vervangen denkt door een zelfinductie L_1 (zie figuur 9).

Voor max. spanningsversterking moet nu de L-C kring zóó afge-regeld worden, dat de impedantie eene capacatieve componentte krijgt om zodoende in het linker deel van het cirkeldiagram te komen.

De grootte van L_1 vinden wij op dezelfde wijze als waarop C_1 werd afgeleid.

Practisch is spanningsversterking met zoo een smoorspoel moei-

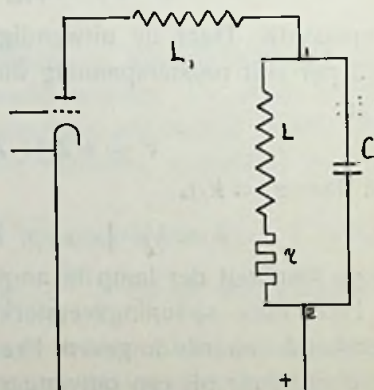


Fig. 9

lijk te bereiken daar voor de groote waarden die L_1 moet hebben, vrijwel geen smoorspoelen te maken zijn met voldoende geringe eigen capaciteit. Hierop stuit evenzeer eene combinatie van L_1 en C_1 af.

Genereernejing eener hoogfrequentlamp bij afgestemden rooster- en plaatkring.

Denken wij ons, dat beide kringen dezelfde demping hebben, dan is voor beide de impedantie als functie van de frequentie door een gelijk cirkeldiagram voor te stellen, zooals b.v. figuur 4 aangeeft.

De twee kringen vormen te samen met de plaat-rooster capaciteit van de lamp ééne schakeling die onder omstandigheden tot genereeren komt.

Genereeren kan n.l. voor zulke frequenties optreden waarvoor beide afgestemde kringen eene inductiviteit vormen. Deze inductiviteiten leveren met de plaat-rooster capaciteit eene bekende generatorschakeling op.

De gegenereerde frequentie is blijkbaar lager dan de afgestemde frequentie, daar alleen dan de impedantie der kringen inductief wordt.

De plaats op den cirkel waar genereeren optreedt, is ongeveer bepaald doordat de som van de inductiviteiten (x) van beide kringen met de plaat-rooster capaciteit een L-C kring oplevert die eene frequentie heeft, die niet veel afwijkt van de frequentie van ieder der kringen.

Of er werkelijk genereeren zal optreden hangt af van de bij die x behorende ohmsche y waarde. Hoe grooter de diameter van den cirkel hoe kleiner voor eene bepaalde inductiviteit x de bijbehorende weerstand y wordt en des te grooter de kans op genereeren. Een groote cirkel duidt op geringe demping van de kringen. Is derhalve de demping der kringen zeer gering, dan zal zelfs eene zeer kleine plaat-rooster capaciteit de hoogfrequentlamp doen genereeren.

Het optreden van genereeren zou voorkomen worden, indien men het inductief worden van de rooster of anodeketen verhindert. Iets dergelijks kan meer of minder bereikt worden met den condensator C_1 die in figuur 7 voorkomt. Bekijken wij het cirkeldiagram dan zien wij, dat eene capaciteit overeenkomende met $\frac{1}{\omega C_1} = \frac{1}{2} R$, genereeren volkomen uitsluit.

Is de anode L-C kring tamelijk gedempt, het cirkeldiagram klein, dan kan blijkbaar de capaciteit van C_1 grooter wezen.

Wordt C_1 zooals behandeld werd, toegepast om den L-C kring aan de lamp aan te passen, zóó dat de grootste spanningsversterking optreedt, dan vindt men voor C_1 bepaalde waarden en kan $\frac{1}{C_1}$ aanzienlijk kleiner blijken te zijn dan een $\frac{1}{2} R$. In dit geval wordt door C_1 de kans op genereeren wel verlaagd doch niet uitgesloten, hetgeen men trouwens bij goede, d.w.z. weinig gedempte kringen licht zal ervaren.

Bij minder goede kringen zal het gebruik van een serie condensator echter de schakeling grootendeels stabiliseeren, vooral als men een gedeelte van de versterking opoffert door C_1 aan den kleinen kant te kiezen. Door dit offer zal men in spanningsversterking niet veel achteruit gaan, daar men zal zien dat men meer kan terugkoppelen en zodoende de schade grootendeels inhaalt.

Over de selectiviteit van de schakeling zij opgemerkt, dat de aanpassing van de belasting aan den anode-weerstand van de lamp de demping van den kring ten naastebij verdubbelt.

Dit geldt niet alleen voor de behandelde schakeling, doch meer in het algemeen voor die gevallen waarbij op diverse wijzen de anodekring aan de hoogfrequentlamp is aangepast. Een en ander kan op eenvoudige wijze aangetoond worden, hetgeen hier achterwege gelaten is in verband met de reeds gevorderde plaatsruimte.

Een en ander over Kortegolf-Ontvangst.

Door Ir. J. J. VORMER.

(Slot).

Een *variabele versterker* is een inrichting waarvan de versterking automatisch geregeld wordt afhankelijk van de amplitude van het ontvangen signaal. Bij een zwak signaal moet de versterking groot worden, bij een sterk signaal gering. Hieruit blijkt reeds, dat deze inrichting zonder meer niet voor telegrafiezenders te gebruiken is, immers daar is op bepaalde oogenblikken de signaalsterkte 0 (bij seinen met onderbroken draaggolf). In deze „spacing”-momenten zou dan de versterking reusachtig groot worden, iets wat zeker niet gewenscht wordt.

Deze methode is aangewezen voor zenders waarbij men een doorlopend signaal heeft, dus voor telefonie. Ook hierbij moeten we echter nog een element van traagheid aanbrengen, aangezien 't anders mogelijk zou zijn dat de geheele modulatie (wat immers

ook een amplitude verandering van de draaggolf is) weggeregeld zou worden. Voor de regeling kunnen we uitgaan van de draaggolf en trachten de gemiddelde waarde hiervan constant te houden.

Na gelijkrichting geeft de draaggolf, in den anodekring van de detectorlamp, een gelijkstroom. We kunnen den gelijkstroom door een weerstand voeren, de gelijkspanning die aan de uiteinden van dien weerstand ontstaat, kan dan gebruikt worden als neg. roosterspanning voor een lamp. Is er nu voor gezorgd, dat met de roosterspanning van de lamp, de steilheid verandert, dan kunnen we op deze wijze een regeling van de versterking krijgen.

In 't algemeen zal de gelijkspanningverandering in de anodeketen der detectorlamp te klein zijn voor regeling, en we moeten deze dus versterken, door middel van een z.g. gelijkspanningversterker.

Zoo'n gelijkspanningversterking is niet eenvoudig. Bij een toestel dat volgens bovengenoemd principe op het Radio Laboratorium van de Rijkstelegraaf geconstrueerd was, werd bovendien de regeling toegepast op de h.f. lamp (golflengte was 17 m).

Dit waren waarschijnlijk de oorzaken dat 't toestel, hoewel de regeling goed werkte, in 't algemeen niet voldeed.

't Is trouwens ook mogelijk de regeling laag- of middelfrequent toe te passen, terwijl ook de gelijkspanningversterking ontgaan kan worden.

Dit laatste kan bv. gebeuren door op eenzelfde zender behalve de spreekfrequenties (bv. van 50 tot 3000 \sim) nog één hogere frequentie te moduleeren (bv. 5000 \sim). Deze frequenties worden aan de ontvangzijde door passende filters gescheiden en de constante 5000 \sim toon wordt dan voor de regeling gebruikt. Deze 5000 \sim kan gewoon l.f. versterkt worden en pas daarna gelijkgericht, voor het leveren van neg. roosterspanning. Met een dergelijk systeem werden eenigen tijd geleden door Telefunken proeven genomen.

Dit wat betreft de fading, en de middelen welke hiertegen aangewend kunnen worden.

Zoowel voor telefonie als ook voor telegrafie is het een vereischte dat de zender *constant* is. Procentueel gesproken moet een kg. zender veel constanter zijn dan een langegolf zender.

Immers is de variatie bij een langegolf zender 1 ‰ dan wordt dit voor 10 km = 30.000 \sim slechts 30 \sim . Bij een kg. zender van bv. 10 m = 30.000.000 \sim wordt eenzelfde variatie van 1 ‰ =

30.000 kp. d.w.z. bij ontvangst met zwever zou de zender geheel onhoorbaar worden.

Intusschen zij hier vermeld, dat 't toch wel mogelijk is een signaal van constante frequentie uit den ontvanger te krijgen zelfs wanneer de golflengte van den zender sterk slingert.

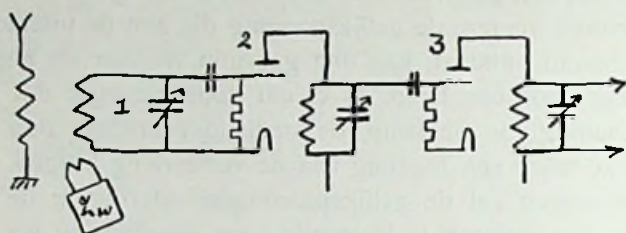


Fig. 6

Op welke wijze dit mogelijk is toont fig. 6, een schakeling afkomstig van Veaux. (*L'onde électrique* 1927, No. 66). Kring 1 is afgestemd op het te ontvangen signaal ω ; de zwever geeft een frequentie ω_1 ; 2 is een detector. In den plaatkring van dezen detector, welke afgestemd is op ω , krijgt men de frequenties ω en $\omega \pm \omega_1$. Hierachter volgt weer een detector 3. De plaatkring van dezen 2en detector is afgestemd op $2\omega_1$, d.i. een frequentie die door gelijkrichten van $\omega \pm \omega_1$ ontstaat. In dezen plaatkring en den daarachtervolgenden middelfrequentversterker krijgen we dan alléén een frequentie $2\omega_1$, onafhankelijk van de frequentie van het ontvangen signaal. Is ω er evenwel niet, dan ontstaat er ook geen $\omega \pm \omega_1$ dus ook geen $2\omega_1$.

De ontvangst wordt echter vrij wat eenvoudiger wanneer de zender aan redelijke eischen van constantheid voldoet. Dan kunnen eenvoudige toestellen gebruikt worden.

De bij den R. T. dienst in gebruik zijnde ontvangers bestaan meestal uit een genereerenden detector met l.f. versterkers. De l.f. wisselspanningen worden via kabels van de ontvangstations doorgegeven naar Amsterdam en daar, afhankelijk van de luchtstoringen, op 't gehoor of op den band genomen.

Gebeurt 't laatste, dan wordt te Amsterdam achter den kabel een l.f. versterker met gelijkrichter geschakeld. In den anodekring van den gelijkrichter is direct het schrijftoestel opgenomen, dus zonder tusschenschakeling van relais.

Met een dergelijke inrichting kunnen zeer hooge woordsnelheden geschreven worden. De hierbij gevoegde strook van ANH

fig. 7 werd te 't Schouw opgenomen met een gewoon Morsetoestel bij een snelheid van 300 woorden/min.

Een dergelijk hoog tempo is niet den geheelen dag mogelijk. Niet alléén omdat een bepaalde golflengte niet 24 uur neembaar is, maar ook door 't optreden van *echo's*.

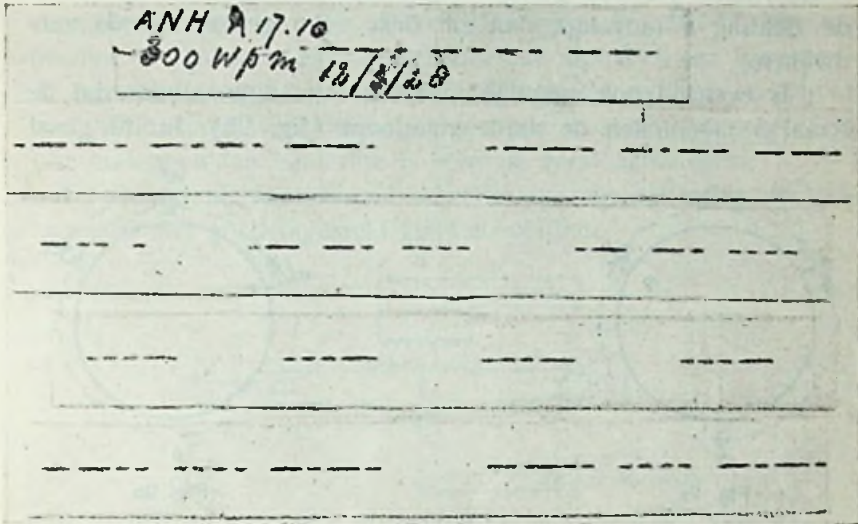


Fig. 7

Dit verschijnsel bestaat hierin, dat in het ontvangtoestel bv. 2 of meer punten waargenomen worden, terwijl er maar 1 geseind is. Bij een normale echo is iedere volgende punt zwakker dan de voorgaande. Zie fig. 8.

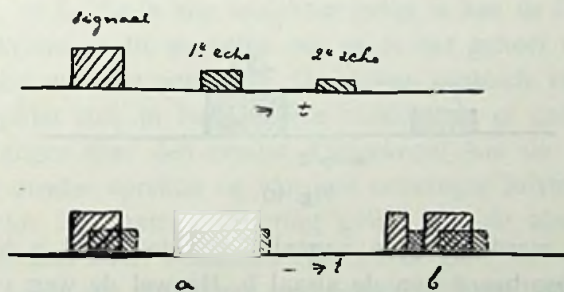


Fig. 8

Bij langzaam tempo heeft men hiervan niet veel hinder (fig. 8a); bij snel tempo kan het gebeuren dat de echo's de tusschenruimten min of meer gaan opvullen en dan wordt 't verschijnsel buitengewoon hinderlijk (fig. 8b).

De verklaring van het echo-effect is, dat de ontvanger even

na elkaar de signalen ontvangt welke zich van den zender uit in verschillende richtingen om de aarde hebben voortgeplant. Zie fig. 9a. Daar de weg langs a korter is dan langs b, hoort men eerst a en daarna b; b wordt bovendien op den langeren weg meer geabsorbeerd.

Gebruiken we een gericht antennesysteem, dat bv. alléén uit de richting a ontvangt, dan zal deze echo geheel moeten verdwijnen.

't Is evenwel ook mogelijk, dat een echo ontstaat doordat de straal a meermalen de aarde rondloopt (fig. 9b). In dit geval

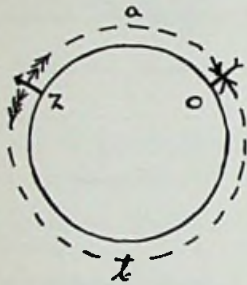


Fig. 9a

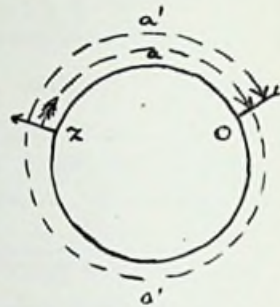


Fig. 9b

zal door toepassing van een gericht antennesysteem de echo niet verdwijnen, aangezien 't signaal en de echo dan uit dezelfde richting komen.

Er kan ook een z.g. omgekeerde echo ontstaan. Hierbij is 't signaal zwak en de echo sterk. Zie fig. 10. Dit verschijnsel treedt soms op bij de Indische kg. zenders en dan steeds 's morgens vroeg.

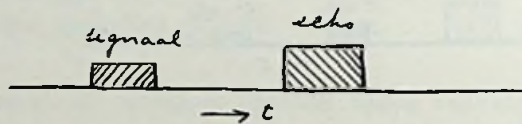


Fig. 10

Blijkbaar wordt in deze oogenblikken de straal a in fig. 9a sterker geabsorbeerd dan de straal b. Hoewel de weg van dezen laatste langer is, en we dus 't signaal via b later hooren, is dan de energie via b grooter.

Willen we op die oogenblikken Indië goed ontvangen, dan zouden we een antennesysteem moeten gebruiken dat op Amerika gericht is.

Tot slot nog een enkel woord over de ontvangst van de Indi-sche telefonie. Deze ontvangst heeft plaats in twee hutten gelegen in de duinen bij Meyendell op eenigen afstand van het Radio-Station.

Het toestel heeft een detector met 4 trappen l.f. versterking. Teneinde sterktevariaties tengevolge van fading te reduceeren wordt op twee toestellen ontvangen welke 100 à 150 m van elkaar verwijderd, opgesteld zijn. Deze ontvangsten worden l.f. gecombineerd. De antennes zijn: een afgestemde dipool en een Beverage- of beam-antenne. Een dergelijke inrichting is noodig: 1e. omdat het geluid soms vele malen per seconde in sterkte varieert, iets wat buitengewoon hinderlijk is voor de verstaanbaarheid.

2e. Omdat bij voortdurend veranderlijke signaalsterkte de lijn-balansen niet goed ingesteld kunnen worden.

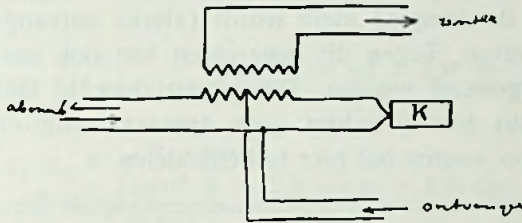


Fig. 11

Zoo'n lijnbalans heeft tot doel, het toestel van een abonné te verbinden met zender en ontvanger, zoodat met 't toestel, waaraan zich slechts 1 dubbeldraad bevindt, zoowel gesproken als ge-luisterd kan worden. De inrichting is schematisch voorgesteld in fig. 11. Hierin stelt k een zg. kunstlijn voor, d.i. een combinatie van R, C, en L, die in alle opzichten gelijk is aan de lijn naar den abonné. Wanneer dit werkelijk zoo is, is het geheel symmetrisch ten opzichte van den ontvanger. De stroom komende van dien ontvanger splitst zich in twee gelijke stukken en er gaat niets van den ontvanger naar den zender. Omgekeerd kan de abonné wel naar den zender spreken en van den ontvanger luisteren. Helaas is k slechts in eerste benadering gelijk aan de abonnélijn. De balans zal dus nooit volkomen zijn, en er gaat wel degelijk een deel van de in den ontvanger opgenomen telefonie, door naar den eigen zender. Is er nu in Indië ook een dergelijke inrichting, ook met een onvolkomen balans, dan doet zich 't volgende geval voor: zie fig. 12. Indië spreekt; wordt ontvangen te Meyendell; gaat naar Kootwijk en wordt daar uitgezonden; dit wordt in Indië ont-vangen. (Indië hoort dus zijn eigen stem terug). Ook hiervan

gaat weer een deel naar den Indischen zender, en wordt nog eens uitgezonden, enz. Zooals men ziet, is hier een terugkoppeling aanwezig, en 't is dus mogelijk dat de heele „4-draads“-verbinding Ned.—Ned.-Indië gaat genereeren.

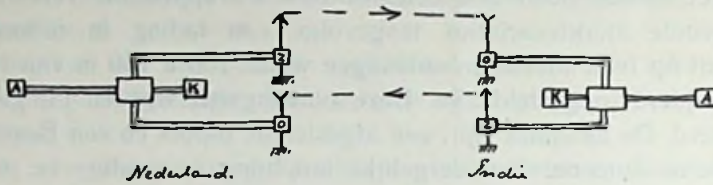


Fig. 12

Treden er bij de ontvangst sterktevariaties op dan is het juist alsof de demping van de „4-draads“-verbinding verandert. Stellen we nu de versterkers zoo in dat ze goed zijn bij groote demping, dan zal als de demping klein wordt (sterke ontvangst) 't geheel gaan genereeren. Tegen dit genereeren kan ook een z.g. „echo-sperre“ aangewend worden. Dit gebeurt hier te lande ook nog. Aangezien dit toestel echter geen speciaal radio-onderwerp is, zou het te ver voeren het hier te behandelen.

Over de belastbaarheid van den transformator in een plaatstroomapparaat.

Door J. v. SLOOTEN, e. i.

Zooals bekend is, wordt de in een diode-gelijkrichter geplaatste hoogspanningstransformator sterk stootsgewijs belast. De warmteontwikkeling in de beide wikkelingen is dientengevolge groot. Ik heb mij nu ten doel gesteld de volgende vraag te beantwoorden.

Wanneer van een transformator gegeven is de toelaatbare stroomsterkte bij normale wisselstroombelasting, welke gelijkstroom mag dan door dezen transformator geleverd worden bij een bepaalde spanning, wanneer hij in een diode-gelijkrichter wordt geplaatst?

Om deze vraag te beantwoorden, zal ik weer gebruik maken van de zelfde vereenvoudigende veronderstellingen, die door mij gebruikt zijn in Radio-Nieuws van November 1927.

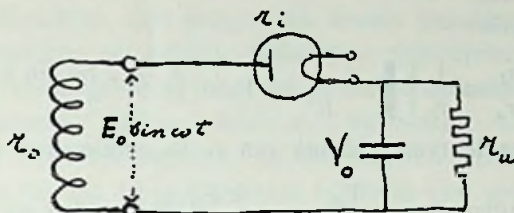
In het kort zijn zij het volgende :

1. De diode heeft een constanten en bekenden inwendigen weerstand.
2. De eerste afvlakcondensator is zeer groot.

Bovendien neem ik nu nog een derde aan :

3. De weerstand van de transformatorwinding is gering ten opzichte van den weerstand van de diode.

De topspanning van den transformator is E_0 .



De gelijkspanning wordt weer $V_0 = k E_0$ gesteld. Hierin is k dus de spanningsfactor. Wanneer we den weerstand van de secundaire wikkeling r_0 noemen, is de warmteontwikkeling per periode gelijk aan :

$$W = \int i^2 r_0 dt = \int \frac{E_0^2 (\sin \omega t - k)^2}{r_1^2} dt =$$

$$= \frac{r_0 E_0^2}{r_1^2 \omega} \int_{bg \sin k}^{\pi - bg \sin k} (\sin^2 \varphi - 2k \sin \varphi + k^2) d\varphi.$$

$$W = \frac{r_0 E_0^2}{r_1^2 \omega} [(\pi - 2 bg \sin k) (k^2 + 1/2) - 3k \sqrt{1 - k^2}]$$

Het vermogen, dat in warmte wordt omgezet, is v maal grooter, wanneer v de netfrequentie is.

Wanneer we nu i_m de toelaatbare wisselstroombelasting noemen, dan is de toelaatbare warmteontwikkeling

$$W_t = i_m^2 r_0 = \frac{E_0^2}{2 r_m^2} r_0$$

Hierin is r_m de uitwendige weerstand, bij de wisselstroombelasting i_m . Dus $r_m = \frac{E_0}{\sqrt{2} i_m}$.

Bij schakeling als gelijkrichter is de ontwikkelde warmte:

$$W = W_t \left(\frac{r_m}{r_1} \right)^2 \left\{ \frac{\pi - 2 bg \sin k}{\pi} (k^2 + \frac{1}{2}) - \frac{3k}{\pi} \sqrt{1 - k^2} \right\}$$

Om nu de toelaatbare gelijkstroombelasting te vinden stellen we : $W = W_t$

Daar r_m een gegeven weerstand is, kunnen we nu bij een bepaalden spanningsfactor k de kleinst toelaatbare r_1 vinden.

Daar het ons echter te doen is om de waarde van den uitwerdige gelijkstroom I_m , moeten we van de door mij in het reeds genoemde artikeltje gegeven betrekking tusschen k , r_i en $r_u = \frac{k E_0}{I}$ gebruik maken.

Deze luidde :

$$\frac{r_i}{r_u} = \frac{1}{\pi} \left\{ \sqrt{\frac{1}{k^2} - 1} - \frac{\pi - 2 \operatorname{bg} \sin k}{2} \right\}$$

Maken we hiervan gebruik om r_i te elimineeren terwijl we r_u en r_u vervangen door $\frac{E_0}{i_m \sqrt{2}}$ en $\frac{k E_0}{I}$ dan vinden we voor de toelaatbare gelijkstroombelasting :

$$I_m = i_m \cdot \sqrt{2} \cdot \frac{\frac{1}{\pi} \sqrt{1 - k^2} - \frac{k}{2} \cdot \frac{\pi - 2 \operatorname{bg} \sin k}{\pi}}{\sqrt{\left(k^2 + \frac{1}{2}\right) \frac{\pi - 2 \operatorname{bg} \sin k}{\pi} - \frac{3k}{\pi} \sqrt{1 - k^2}}}$$

We kunnen dit samenvaten tot:

$$I_m = i_m \cdot f_k.$$

Deze formule is te controleeren voor het kortsluitgeval $k = 0$. Daarvoor gaat zij over in

$$I_0 = i_m \frac{2}{\pi} = 0,64 i_m.$$

En dit is met een elementaire beschouwing eveneens af te leiden.

Het berekenen van f_k voor verschillende waarden van k is een langdradig werk. Ik heb het tot drie decimalen gedaan, maar zal hier het resultaat in 2 decimalen geven.

k	$f_k = \frac{I_m}{i_m}$
0	0,64
0,1	0,62
0,2	0,60
0,3	0,57
0,4	0,55
0,5	0,52
0,6	0,49
0,7	0,46
0,8	0,41
0,9	0,36
0,95	0,27
1,00	0,00

Ik merk nog even op, dat $k = 0,7$ vrijwel overeenkomt met het geval van gelijkspanning gelijk aan effectieve wisselspanning, dat in de practijk als normaal geldt.

Schakelt men een transformator met middenaftakking in een dubbelen gelijkrichter, dan krijgt men zooals vanzelf spreekt, bij de halve spanningen de dubbele toelaatbare stroomsterkten.

Ik zal ter verduidelijking nog een enkel voorbeeld geven. De Ferrix transformator MP₁₀₀₀ heeft een toelaatbare wisselstroombelasting van 100 milliampères. In een enkelen gelijkrichter geschakeld, mag hij dus 46 m.A. leveren bij 1000 Volt gelijkspanning en nog 36 m.A. bij 1270 Volt, enz.

Om de hoogste waarden van k ($k = 0,9, 0,95$) te realiseeren, zal men echter dioden met zeer geringen weerstand moeten toepassen en dan komt de derde gemaakte vereenvoudigende aanname in gevaar.

In ieder geval laat de tabel $f_k = f(k)$ duidelijk de gelukkige omstandigheid zien, dat bij stijgende gelijkspanning de toelaatbare stroom slechts langzaam afneemt.

Dit is een gevolg van het afgeplatte karakter van de sinusvormige spanningskromme. Had deze kromme een zuiver rechthoekig karakter, dan zou f_k voor alle waarden van k dezelfde zijn, een opmerking, die het overdenken waard is.

De electromotorische kracht in een ontvangraam.

Door Ir. H. MAK.

Bij golven, welke zóó gepolariseerd zijn, dat de maximale inductie in een verticalen draad plaats vindt, veronderstellen we een E. M. K. in den draad: E_1 volts per meter. Wij willen nu hier afleiden, welke E. M. K. onder die omstandigheden in een raam, dat zich in een verticaal vlak bevindt, wordt opgewekt. Veronderstellen we eerst een raam, gelegen in het vlak van voortplanting der golven. Elke winding heeft twee horizontale deelen, waarin niets wordt geïnduceerd, tengevolge der veronderstelde polarisatie-richting, terwijl in de twee verticale deelen gelijke en tegengestelde E. M. K.'s worden opgewekt. Dat het resultaat niet nul is, is alleen te danken aan de faze verschuiving van de spanningen in deze beide verticalen.

Hieruit is dan tevens af te leiden, hoe groot de E. M. K. ten opzichte van een even hooge antenne wordt, zoodat de zéér geringe intensiteit van het raam blijkt.

Beschouwen we de verticaal, die het dichtst bij den zender is, als uitgangspunt, waar de spanning niet is verschoven.

De spanning is dan voor te stellen door $E_1 h$, waarin h de hoogte van het raam is. Een oogenblikswaarde is dan:

$$e = E_{1 \max} h \sin. \omega t$$

waarbij dan ω de cirkelfrequentie van de radiogolf voorstelt.

Analoog met het idee cirkelfrequentie is de gedachte aan een cirkel, welke in één periode wordt doorlopen. De lineaire afstand, in één periode doorlopen, is de golflengte λ , welke dus met 2π overeenkomt. Een andere lengte, in dezelfde richting d , is nu als hoek voor te stellen:

$$\alpha = \frac{d}{\lambda} 360 \qquad \alpha = \frac{d}{\lambda} \cdot 2\pi.$$

het eerste in graden, het tweede in radialen.

Bij een horizontale afmeting van het raam d zal dus de elektrische fazehoek, in radialen, tusschen de zijden van het raam zijn:

$$\alpha = \frac{d}{\lambda} \cdot 2\pi.$$

De oogenblikswaarde van de E. M. K. in de van den zender afgekeerde zijde wordt dan:

$$e^1 = E_{1 \max} h \sin. \left(\omega t + \frac{2\pi d}{\lambda} \right)$$

zoodat het verschil der berekende spanningen de resultante per winding vormt. Dit is:

$$e_w = e - e^1 \quad \text{of} \\ e_w = E_{1 \max} h [\sin. \omega t - \sin. (\omega t + \alpha)].$$

Na berekening geeft de som dezer sinussen:

$$e_w = E_{1 \max} h 2 \sin \omega t \sin \frac{\alpha}{2}$$

In middelbare waarden:

$$\text{E. M. K. per winding } E_w = eh 2 \sin \frac{\alpha}{2}$$

Hebben we meer windingen op gelijke afstanden van den zender aangebracht, zoodat er geen fazeverschil onderling bestaat, dan is de totale E. M. K. voor w windingen:

$$Et = e h w 2 \sin. \frac{\alpha}{2}$$

Zijn de windingen wel verschoven opgesteld, b.v. met een tusschenruimte a , overeenkomende met een hoek β , dan vinden we als resultante de som der sinus-functies, d.i. er komt een factor $\cos \beta$

bij, we krijgen dan: $Et = e h w 2 \sin. \frac{\alpha}{2} 2 \cos \beta$ voor 2 windin-

gen. Daar a steeds enkele c.m. is ten opzichte van een golflengte van tientallen, meest zelfs honderdtallen meters, is deze relatief zóó klein, dat de $\cos \frac{\beta}{2}$ zonder wroeging $= 1$ gesteld kan worden.

Wijzigen we de volgorde van optellen der in één draad opgewekte spanning, dan vinden we, dat het in principe geheel hetzelfde is, of de wikkeling per winding enkele c.m. verschuift, of dat deze als een vlakke spiraal is aangebracht. Verder is ook dit weer gelijk aan een cylinderwikkeling, blijkens het $= 1$ worden van de \cos . functie.

Gaan we nu na hoe groot de elektrische hoek is, dien het raam omvat, dan blijkt ook hier dat de breedte van het raam van een meter of minder klein is t.o.v. de kleinere omroepgolven. In deze omstandigheden wordt de sinus gelijk aan den hoog zoodat, met de restrictie dat het raam klein is t. o. v. de golflengte, geldt:

$$Et = e h w d. \frac{2 \pi}{\lambda}.$$

Hieruit volgt dus dat zonder eenige noemenswaardige verwaarloozing werkelijk de E. M. K., in een raam opgewekt, evenredig is met het *totale* door de windingen omsloten oppervlak. Dit geldt voor een rechthoekig raam, waarvan één zijde in de richting van maximale inductie ligt, en het windingsvlak in de voortplantingsrichting der golven. Blijft het raam in dit vlak, dus in het vlak gevormd door polarisatie-richting en voortplantingsrichting, dan is, ook bij verplaatsing van het raam in dit vlak, het effect constant. Men denke zich hiertoe het schuingestelde raam verdeeld in vele, kleine, rechthoekige rechthoekjes, welker som het totaal oppervlak vormt. Tegelijk volgt hieruit, dat de vorm van het raam-oppervlak er niets toe doet, zoodat de laatste formule eveneens voor ovale en ronde ramen geldig is. Draait men het raam uit het voorbeschreven vlak om een verticale as over een hoek γ , dan wordt de spanning daarmede met $\cos \gamma$ vermenigvuldigd. Draait men om een horizontale as, in de richting van den zender liggend, om een hoek Θ , dan volgt vermenigvuldiging met $\cos \Theta$, alles in de veronderstelling van verticale polarisatie. Is dit niet het geval, dan bevindt het polarisatie-vlak zich in een willekeurigen stand. De draaiingen moeten dan plaats vinden om assen, in dit vlak en resp. loodrecht op de voortplantings- of de polarisatie richting. De ontvangsterkte wordt dan:

$Et = (E h w d) \cos \gamma \cos \Theta \frac{2 \pi}{\lambda}$. Er zijn dus twee gevallen waarvoor de sterkte nul wordt n.l. voor de nulwaarde van één der

beide cosini. Het maximum is éénduidig van stand en ontstaat als beide cosini = 1.

Door de beide nulvoorwaarden wordt een vlakkenbundel bepaald, waarvan de drager loodrecht op het polarisatievlak staat.

Door bepaling van twee dezer vlakken is de geheele bundel bepaald en dus ook het polarisatievlak. Bij peilingen neemt men genoegen met één vlak, dat vrijwel steeds verticaal is. In de veronderstelling, dat geen redenen aanwezig zijn tot afwijken van een rechte voortplanting is dan de richting naar den zender bekend. Dit is echter niet onder alle omstandigheden juist, vooral bij kleinere golven, welke gemakkelijk afwijkingen ondergaan. De peiling geeft tenslotte slechts één der vlakken van genoemde bundel aan, op de plaats van meting. Combinatie met andere metingen kan tot onderscheid van trillings- en voortplantingsrichting voeren.

Vergelijken we tenslotte nog even de spanning in een open antenne en die in een raam met even groote zijden, dan zien we als verhouding: $1 : \frac{2 \pi d}{\lambda}$ wat tot getalwaarden van 30 tot 1000 aanleiding geeft.

De evenhooge antenne heeft dus 30 tot 1000 maal grooter E. M. K.

Over het verlies van hooge tonen in weerstandsversterkers.

In de Wireless World heeft A. L. M. Sowerby een artikel geschreven over dit onderwerp, waaraan we een en ander ontleenen.

Velen zijn nog van meening, dat weerstandsversterkers en vormingsvrije versterkers identiek zijn. Dit is echter verre van waar. Zoowel de lage als de hooge tonen kunnen in een niet oordeelkundig gebouwen versterker, ook al is de koppeling met weerstanden uitgevoerd, onvoldoende versterkt worden. We willen het nu echter alleen hebben over het verlies van hooge tonen in weerstandsversterkers. ¹⁾

Laten we eerst eens zien langs welke wegen de hooge tonen ontsnappen. Fig. 1 stelt voor één trap van een weerstandsversterker, waarin gestippeld geteekend zijn de diverse parasitaire capaciteiten waarlangs de hooge tonen kunnen weglekken.

¹⁾ Zie over het verlies van lage tonen het artikel in R.-N. van 1 Maart '28.

Het zijn: C_1 de plaat-gloeidraad capaciteit van de eerste lamp V_1 .
 C_3 de eigen capaciteit van den anodeweerstand.
 C_4 de som van de rooster-gloeidraad capaciteit van de volgende lamp V_2 en de eigen capaciteit van den lekweerstand en
 C_5 , de rooster-plaatcapaciteit van V_2 .

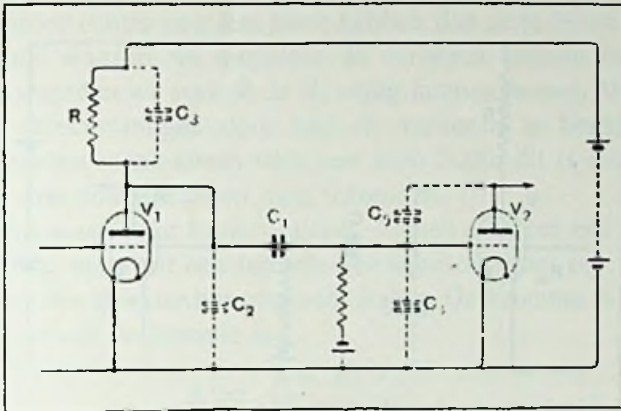


Fig. 1

We kunnen echter al deze capaciteiten vervangen denken door één capaciteit C (Fig. 2) daar ze alle parallel staan. Van C_2 C_3 en C_4 is dit eenvoudig te zien en van C_5 door een berekening of een proef aan te toonen.

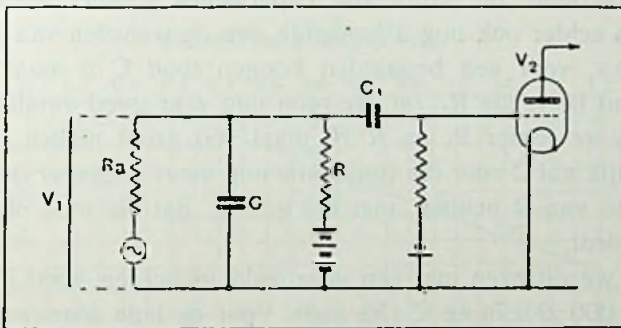


Fig. 2

We zullen nu fig. 2 iets anders teekenen en alleen de weerstanden en capaciteiten waar we mee te maken hebben, erin teekenen. In fig. 3 nu stellen R_a en R respectievelijk den inwendigen weerstand van V_1 en den anodeweerstand voor, terwijl C de som is van de parasitaire capaciteiten en C_1 de roostercondensator van de volgende lamp.

Voor de laagste tonen mogen we den weerstand van C als onein-

dig hoog beschouwen. In dit geval wordt de spanning evenredig verdeeld tusschen R_a en R . Daarom nemen we R groot vergeleken bij R_a om zoo groot mogelijke spanning op de volgende lamp over te dragen en dus zoo groot mogelijke versterking per trap te verkrijgen.

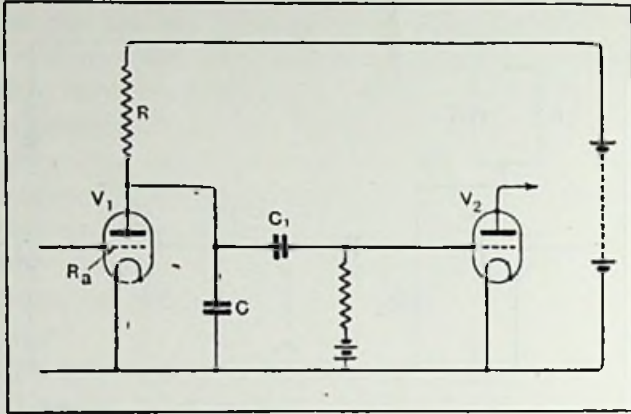


Fig. 3

Naarmate echter de te versterken toon hooger wordt, zal de weerstand van C voor deze frequentie kleiner worden terwijl de weerstanden van R_a en R voor alle frequenties gelijk blijven. Het is dus niet moeilijk in te zien, dat men meer verlies van hooge tonen krijgt, naarmate de parasitaire capaciteiten groter worden. Dit verlies is echter ook nog afhankelijk van de waarden van R_a en R . Indien b.v. voor een bepaalden hoogen toon C 5 maal zooveel weerstand heeft als R_1 zal die toon nog zeer goed versterkt worden. Als we echter R_a en R 10 maal zoo groot maken terwijl C gelijk blijft, zal C voor die frequentie nog maar ongeveer den halven weerstand van R hebben, met het gevolg, dat die toon slecht versterkt wordt.

Laten we dit even met een voorbeeld toelichten. Laat R_a 10.000 en R 60.000 Ω zijn en C 150 $\mu\mu F$. Voor de lage tonen mogen we de impedantie van C als oneindig groot beschouwen en zal $\frac{6}{7}$ van de spanning overgedragen worden. Voor een toon 5000 is de impedantie ongeveer 210.000 Ω , zoodat de impedantie van R en C parallel ongeveer 58.000 Ω is. Nu verschilt dit niet zoo heel veel van de oorspronkelijke 60.000 Ω van den anodeweerstand, zoodat we nog een goede versterking krijgen van dezen toon 5000. Als we echter R_a en R 10 maal zoo groot maken, dus respectievelijk 100.000 en 600.000 Ω dan zal voor een toon 5000 de impedantie van C en R parallel ongeveer 190.000 Ω zijn, zoodat maar een klein

gedeelte van de spanning aan het rooster van V_2 wordt overgedragen. We zien dus, dat voor het behoud der hooge tonen, R , R_a en C betrekkelijk laag gehouden moeten worden en dat we een te groote waarde van C eenigszins kunnen compenseeren door R en R_a lager te kiezen.

We moeten echter nog iets meer hebben dan deze feiten en liefst een formule waaruit we ongeveer de verliezen kunnen berekenen en welke waarden we voor R en R_a veilig kunnen nemen. We zullen de zaak vereenvoudigen door niet de verliezen te bepalen voor alle frequenties maar alleen voor een toon 5000, dit is de hoogste toon, die een omroepstation mag uitzenden.

Berekeningen op deze basis opgezet, komen niet tot een eenvoudige formule, maar uit een formule gecombineerd met een kromme, kunnen we alle gewenschte gegevens halen. De kromme is gegeven in fig. 4, terwijl de formule is:

$$A = \frac{3 R \cdot R_a \cdot C}{100 (R + R_a)} \dots \dots \dots (1)$$

waarin R en R_a uitgedrukt zijn in megohms en C in $\mu \mu F$. De bovenste kromme in fig. 4 geeft de waarden van A van 0 tot 1,2; de onderste die van 1 tot 5,8, terwijl de verticale assen het behoud en verlies van een toon 5000 in % aangeeft. Voor goede versterkers zullen we dus te maken hebben met de bovenste kromme,

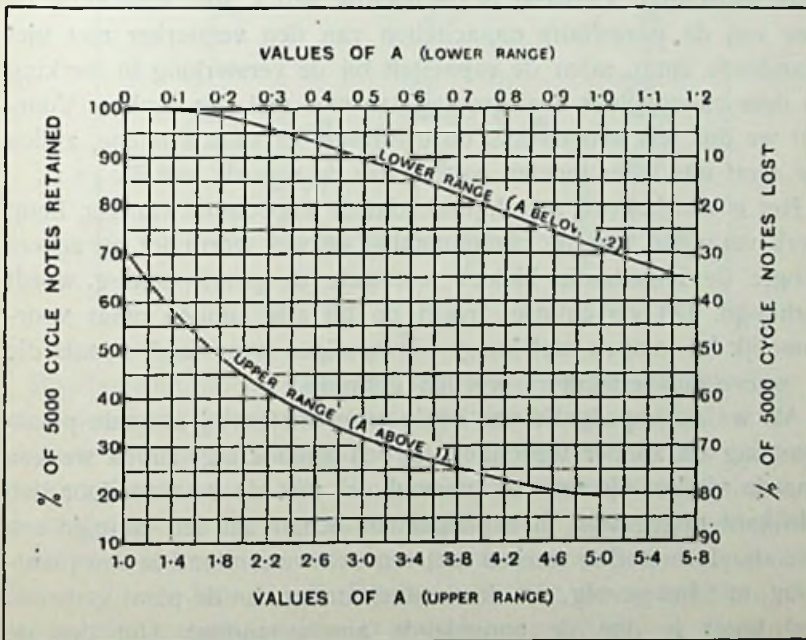


Fig. 4

terwijl we uit de onderste kromme de verliezen kunnen zien bij ongunstig gekozen waarden van R , R_a en C .

Hoe we met deze krommen werken, zullen we met een paar voorbeelden toelichten en nemen daarvoor weer de gevallen, die we zoeven hebben bekeken; dus

$$\text{Geval I } R = 60.000 \Omega = 0,06 \text{ megohm.}$$

$$R_a = 10.000 \Omega = 0,01 \text{ megohm.}$$

$$C = 150 \mu \mu \text{ F.}$$

$$\text{Geval II } R = 600.000 \Omega = 0,6 \text{ megohm.}$$

$$R_a = 100.000 \Omega = 0,1 \text{ megohm.}$$

$$C = 150 \mu \mu \text{ F.}$$

Vullen we deze waarden in de formule (1) in, dan vinden we in geval I voor $A = 0,04$ en in geval II $A = 0,385$. Vergelijken we deze waarden met de kromme dan vinden we voor geval I een verlies dat te verwaarlozen is en voor geval II een verlies van 6,6 %, dat we met het oog op de ongevoeligheid van het mensche-lijk oor ook mogen verwaarlozen. -

Het geval komt echter voor, dat in de praktijk zoowel de waarde van C als die van R_a veel hooger is. De waarde van R_a is n.l. niet gelijk aan den inwendigen weerstand van de lamp volgens opgave van de fabriek, maar is in werkelijkheid veel hooger en hangt af van den anodeweerstand, plaatspanning en aangelegde negatieve roosterspanning. Evenzoo is de waarde van C niet eenvoudig de som van de parasitaire capaciteiten van den versterker met niet brandende lamp, maar de capaciteit bij de versterking in werking en deze capaciteit is veel grooter dan men wel zou denken. Voor- dat we dus iets hebben aan onze formule en onze kromme, zullen we eerst iets meer moeten weten over de waarde van R_a en C .

Het is een bekend verschijnsel, dat de impedantie van een lamp sterk verandert met de plaatspanning en wel wordt tot op zekere hoogte de impedantie kleiner naarmate de plaatspanning wordt verhoogd. Dit verschijnsel treedt op bij alle lampen maar voornamelijk bij lampen met hoogen inwendigen weerstand, zooals die in weerstandsversterkers worden gebruikt.

Als we de impedantie van zoo'n lamp meten bij normale plaatspanning en zonder weerstand in den anodekring, zullen we een waarde vinden die vrijwel overeenkomt met de waarde door den fabrikant opgegeven. In het algemeen echter zal een lamp in een weerstandsversterker werken met een extra weerstand in den plaat-kring, met het gevolg, dat de anodespanning aan de plaat gemeten, veel lager is dan de aangelegde anodespanning. Om dus de impedantie van de lamp in werking te leeren kennen, moet men

de anodespanning kennen, gemeten aan de plaat, en den plaatstroom meten.

Wat de waarde van C betreft, hebben we gezien, dat deze de som is van de parasitaire capaciteiten, die in fig. 1 gestippeld zijn aangegeven. Voor C_2 en C_3 samen kunnen we in de meeste gevallen de waarde op $12 \mu \mu F.$ stellen. Evenzoo zal de capaciteit C_4 ongeveer $13 \mu \mu F.$ zijn. De waarde echter van C_5 moeten we nog iets nader beschouwen. De werkelijke waarde van deze capaciteit is $(g + 1)$ maal de waarde van C_5 bij gedoofde lamp, wanneer g de spanningsversterkingsfactor van V_2 is. In de meeste gevallen is de bereikte versterking $\pm 3/8$ van den spanningsversterkingsfactor. De waarde van C_5 is ongeveer $10 \mu \mu F.$, zoodat de werkelijke waarde is $7 g \mu \mu F.$ Deze waarde gevoegd bij de vroeger gevonden $25 \mu \mu F.$ voor C_2, C_3 en C_4 samen, geeft dus voor C ongeveer

$$(7A + 25) \mu \mu F. \quad \dots \quad (2)$$

We zien uit deze formule dat bij onze tegenwoordige lampen met een spanningsversterking van laat ons zeggen 40, de waarde van C ongeveer $300 \mu \mu F.$ is, en m. a. w. dus een flink bedrag vertegenwoordigt.

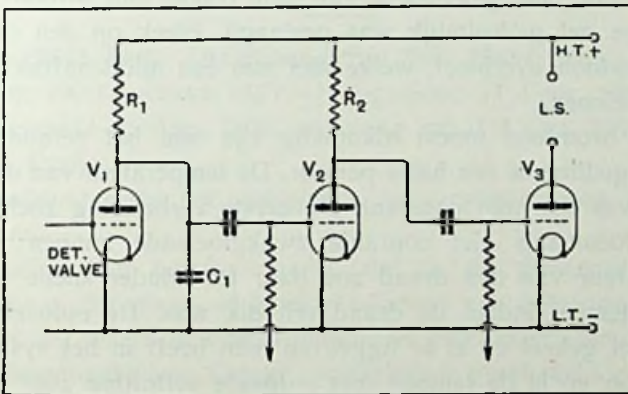


Fig. 5

Beschouwen we nu eens een voorbeeld uit de praktijk. Fig. 5 laat zien een detector met plaatgelijkrichting, gevolgd door 2 trappen weerstandsversterking. V_1 en V_2 zijn lampen met een versterkingsfactor van ± 30 . V_3 is een eindversterkerlamp met versterkingsfactor 6. De impedantie van V_1 en V_2 , R_a , is 0,6 megohm.

De waarde van C is voor den eersten trap volgens formule (2) $210 + 25 = 235 \mu \mu F.$ Hierbij komt nog de waarde van den vasten condensator C_1 , zoodat we voor $C \pm 350 \mu \mu F.$ kunnen

aannemen. Vullen we deze waarden in formule (1) in, dan vinden we voor A een waarde van 4,9 hetgeen volgens de kromme uit fig. 4 overeenkomt met een verlies van 80 % voor een toon 5000. Voor den volgenden trap is C door den lagen versterkingsfactor van V_3 veel minder en wel $7 \times 6 + 25$ of $67 \mu \mu F$. Voor dezen trap vinden we na uitrekening een verlies van $28\frac{1}{2}$ %, hetgeen minder is dan bij den eersten trap, maar van de totale versterking van de hooge tonen blijft niet veel over. Het geringe verlies aan hooge tonen in den tweeden trap hebben we te danken aan de geringe spanningsversterking van V_3 .

We mogen dus uit dit voorbeeld de gevolgtrekking maken, dat het voor het behoud der hooge tonen in een weerstandsversterker beter is, 2 trappen met geringere versterking te nemen, dan één trap met groote versterking.

Wisselstroom voor gloeidraden.

Door Ir. H. MAK.

Nadat, in 1919 de eerste proef mijnerzijds in de richting tot het voeden van den gloeidraad van een triode met stroom uit het Delftsche net gedeeltelijk was geslaagd, bleek op den duur, dat een bromtoon overbleef, welke niet met een middenaftakking was te overwinnen.

Deze bromtoon moest afkomstig zijn van het veranderen der emissie gedurende een halve periode. De temperatuur van den gloeidraad was dus niet constant. De eerste verbetering zocht ik dus in de toenmaals niet courante zwakgloeiende lampen; de lage temperatuur van den draad zou daar tot minder snelle afkoeling leiden, temeer indien de draad vrij dik was. De oplossing bleek daar niet geheel en al te liggen en men heeft in het systeem van Ir. Jonker en in de lampen met indirecte verhitting zéér goed geslaagde stappen.

Een andere oplossing kan gelegen zijn in het combineeren van trioden, welke door onderling faze-verschoven stroomen gevoed worden. Een interessante mogelijkheid is nu daar, waar één triode twee geheel gescheiden gloeidraden bevat.

In een algemeen geval zal een zekere compensatie van de emissie der verschillende draden plaats vinden, tengevolge van het faze-verschil. Bij twee draden in één triode, welke gevoed worden door stroomen onder 90 graden fazeverschil, zal de warmteproductie per draad evenredig zijn met het kwadraat van den stroom, welke

stroom gelijk is aan de max. waarde, vermenigvuldigd met den sinus van de richting van den stroomvector.

Daar nu deze vectoren loodrecht op elkaar staan, zal bij gelijkheid der stroomen en weerstanden de max. waarde van den stroom in beide gevallen dezelfde zijn, zoodat slechts te beschouwen overschiet, de som der twee periodieke functies. Dit wordt nu:

$$\sin^2 \omega t + \sin^2 \left(\omega t \pm \frac{\pi}{2} \right) \text{ wat we vervangen door:}$$

$$\sin^2 \omega t + \cos^2 \omega t = 1.$$

De constante gelijkheid aan 1 van deze functie beteekent, dat de voortgebrachte warmte constant is. Voor verhitting van een afzonderlijke kathode moet dit ideaal zijn, terwijl zéér waarschijnlijk, ook indien beide draden zelf als kathode optreden, een groote constantheid der emissie is te verwachten.

Voor amateurs, in de gelegenheid op dit terrein proeven te doen, is het voorgaande misschien een bruikbare suggestie.

Openbaar gemaakte Octrooiaanvragen

op het gebied der Hoogfrequentietechniek.

No. 29345 Ned. [Afsplitsing van No. 16451 Ned., ingediend 11 Sept. 1920 (octrooi 14277)], ingediend 11 Febr. 1925. Openbaar gemaakt 16 Aug. 1926, voorrang vanaf 4 Oct. 1917. Marius Latour, Parijs.

„Inrichting voor het ontvangen en versterken van elektrische stroomen.”

De uitvinding bestaat daarin, dat in de gemeenschappelijke stroombaan der plaat- of gloeidraadketens van ontvangers en versterkers een waarschuwinginrichting is geschakeld, die werkt met een differentiaal relais. De eene wikkeling is geschakeld in de plaat- of gloeidraadketen en de andere wikkeling is via een weerstand met de polen der batterij verbonden een en ander zoodanig, dat de beide wikkelingen bij normaal bedrijf elkaars werking opheffen. Verandert echter de stroom in de eerste wikkeling door een defect der thermionische toestellen, dan werkt het relais.

Conclusie: „Toestel voor het ontvangen of versterken van elektrische stroomen, bestaande uit twee of meer in cascade geschakelde thermionische toestellen, waarvan de platen en eventueel ook de gloeidraden gevoed worden door een enkele stroombron, waarbij in het gemeenschappelijke deel der gloeidraad- of der plaatketens

een der wikkelingen van een differentiaalrelais is geschakeld, waarvan de andere wikkeling is verbonden met de klemmen van de stroombron en hetwelk den stroomkring sluit van een waarschuwingssignaal, zoodra een der thermionische toestellen defect raakt."

2 blz. beschr., 1 fig., 1 concl.

No. 29440 Ned. [Afsplitsing van No. 14726 Ned., ingediend 6 Mei 1920, (octrooi 13715)], ingediend 20 Febr. 1925. Openbaar gemaakt 15 Sept. 1926, voorrang 30 Jan. 1919 voor concl. 1 en vanaf 9 Juli 1919 voor concl. 2. Société Française Radio-Électrique, Parijs.

„Hoogfrequentie-wisselstroommachine.”

De uitvinding is in het bijzonder van toepassing op hoogfrequentie wisselstroommachines met variabele impedantie van het gelijkpooltype en bestaat hierin, dat bij dergelijke machines de verhouding van de magnetische breedte van de statortanden tot den hart-

afstand der statortanden gelijk is aan $\frac{1}{q}$, terwijl de rotor $\frac{q}{2}$ maal zooveel tanden heeft als de stator, waarbij q een willekeurig oneven getal is. Op deze wijze wordt de q e harmonische versterkt naar voren gebracht.

Conclusie: „Hoogfrequentie-wisselstroommachine van het gelijkpooltype met onbewikkelden rotor, waarbij de statortanden, de rotortanden en de tusschenruimten tusschen deze laatste even breed

zijn, met het kenmerk, dat de rotor $\frac{q}{2}$ maal zooveel tanden bezit als de stator, waarbij q een willekeurig oneven getal is.”

2 blz. beschr., 4 fig., 2 concl.

No. 27485 Ned. Ingediend 28 Juni 1924. Openbaar gemaakt 15 Oct. 1926, voorrang vanaf 11 Juli 1923. Marconi's Wireless Telegraph Co. Ltd. Londen.

„Inrichting voor het opwekken van hoogfrequente trillingen.”

De uitvinding betreft een inrichting voor het opwekken van korte golven van 100 m of minder van groote energie. Hiervoor is niet te gebruiken een parallelschakeling van trioden met één trillingskring omdat de toevoerleidingen naar de roosters en anoden een lengte verkrijgen waardoor het aantal trioden dat gebruikt kan worden, beperkt wordt. Volgens de uitvinding worden meerdere trillingskringen gebruikt, bij voorkeur bij iedere triode een kring in de plaatketen. Een willekeurig aantal kringen kan nu door staven

onderling verbonden worden. De kringen worden in een rij opgesteld en door middel van condensatoren en weerstanden met de verbindingsstaven verbonden. Elke kring bevat liefst twee zelf-inducties en twee condensatoren, waarvan één instelbaar is.

2 blz. beschr., 4 fig., 5 concl.

Conclusie: „Hoogfrequentiegenerator, welke een aantal trillingsketens bevat, welke met behulp van dwarsstaven parallel zijn geschakeld en zoodanig zijn ingericht, dat zij met dezelfde frequentie werken, waarbij elke trillingsketen met een afzonderlijke generatorbuis of met twee of meer parallel geschakelde buizen is verbonden.”

2 blz. beschr., 1 fig., 3 concl.

No. 28217 Ned. Ingediend 6 Oct. 1924. Openbaar gemaakt 15 Oct. 1926. Sidney Leopold Price, Londen.

„*Kristaldetector.*”

Volgens de uitvinding wordt een kristaldetector verkregen, die niet gemakkelijk zijn gevoeligheid verliest en wanneer het noodig mocht blijken, gemakkelijk weder gevoelig kan worden gemaakt, terwijl hij niet door vocht, stof of atmosferische invloeden wordt benadeeld. Het contact tusschen kristal en contactmakend element, welke deelen in een luchtledig omhulsel zijn aangebracht, kan worden verbroken door het omhulsel te kantelen en weder worden hersteld door het omhulsel wederom verticaal te stellen. Een of beide deelen kan of kunnen zijn ondersteund door een draaibaar gedeelte, dat zich als slinger gedraagt of door een slinger kan worden bewogen, terwijl een nieuwe contactplaats kan worden verkregen, doordat een van beide deelen nadat het contact is verbroken, ten opzichte van het andere kan worden verplaatst. Ook kan het kristal worden rondgedraaid door middel van een tandwiel-tje, dat wordt bewogen door een aan een slinger bevestigden pal.

Conclusie: „Kristaldetector, bevattende een kristal en een contactelement, gekenmerkt doordat deze deelen op zoodanige wijze binnen een omhulsel zijn aangebracht, dat het contact kan worden verbroken en opnieuw gemaakt door het omhulsel te kantelen en het daarna weer in den vorigen stand te brengen.”

Het NEDERLANDSCH OCTROOI-BUREAU

H. W. DAENDELS, ROLF VAN HASSELT & W. v. d. VLIET
INGENIEURS EN OCTROOI-BEZORGERS
OPGERICHT IN 1888

HOOFDKANTOOR:

BIJKANTOOR:

DEN HAAG, Laan Copes v. Cattenburch 24 AMSTERDAM, Heerengracht 516

BELAST ZICH MET HET AANVRAGEN VAN

OCTROOIEN (PATENTEN)

voor **Uitvindingen** op Radio- en elk ander gebied in alle landen der wereld, en het deponeren van **Handels- en Fabrieksmerken**.

De **GROOTE VRAAG** naar den

Schrack Triotron Luidspreker

is het beste bewijs voor zijne superieure eigenschappen

De heer JAC VAN LOOI schreef in het Dagblad „Het Volk“:

..... kunnen wij iets vertellen van de resultaten met dezen luidspreker verkregen. Die zijn in één woord uitnemend. Een bijzonder kenmerk van dezen luidspreker is de groote nuanceering van het geluid, de geschiktheid om zeer samengestelde geluiden weer te geven, waardoor de verschillende instrumenten van een orkest niet als een soort musicale hutspot worden weer-gegeven, maar ieder op zich zelf te onderkennen zijn.....

..... verder bemerkten wij met dezen luidspreker eerst goed, welk een voorname plaats de contrabas, de cello en de pauken ook in het radio-orkest innemen. Hun klank wordt met warme verve door den Triotron weer-gegeven.....

..... de Triotron kan een zeer groote hoeveelheid geluid weer-geven zonder moeite; bij sterke passages in orgelmuziek constateerden wij, dat de vloer meedreunde.

De Prijs bedraagt slechts **f 38.-.**

HANDELMIJ. VAN SETERS & C^o.

Nassau Ouwkerkstraat 3 ——— DEN HAAG.

Banden Radio-Nieuws 1927

Prijs: f 1.40 afgehaald, f 1.55 franco per post. Levering uitsluitend na inzending van het bedrag aan het bureau van Radio-Nieuws:

Laan van Meerdervoort 30 -- Den Haag.

VARTA

GLOEI- EN PLAATSTROOM-ACCU'S

DE BETROUWBARE, ONGEËVENAARDE
STROOMBRON VOOR

RADIO

RADIO-INRICHTING

Fa. CH. VELTHUISEN -- Den Haag

TELEF. 12412

A^o. 1891

GIRO 28376

OUDE MOLSTRAAT 15A-18

-- JUFFR. IDA STRAAT 5



**De Philips gloeistroom
transformator n^o 4008**

**Vermogen 20 Watt
Stroomsterkte 6 Amp.**

Prijs f 9.75

Ziet de 3 interessante étalages!



Door gebruik van de

TELEFUNKEN **Superversterkerlamp RE 134**

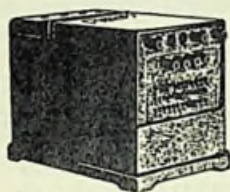
bereikt U met één trap L.F.-versterking,
dezelfde geluidsvermeerdering als met twee trappen met
normale lampen.

TELEFUNKEN

vert. door **SIEMENS & HALSKE A. G.**, 's-Gravenhage

Huygenspark 38-39.

DE NIEUWE
PHILIPS
PLAATSPANNINGAPPARATEN
N^o 3002 EN N^o 3003



PRYS FL.55.-

PRYS FL.69.-

Enkele belangrijke voordeelen zijn:

1. Groot electricch vermogen
2. Volmaakte afvlakking en dubbelphasige gelijkrichting
3. Zes plaatsspanningen, die gelijktijdig gebruikt kunnen worden
4. Het aanraken van onder spanning staande deelen volkomen uitgesloten
5. Ingebouwde lampen, waardoor breukrisico tot minimum beperkt

Het apparaat No. 3003 bezit een inrichting, die het mogelijk maakt 3 verschillende afzonderlijk regelbare geijkte negatieve roosterspanningen af te nemen