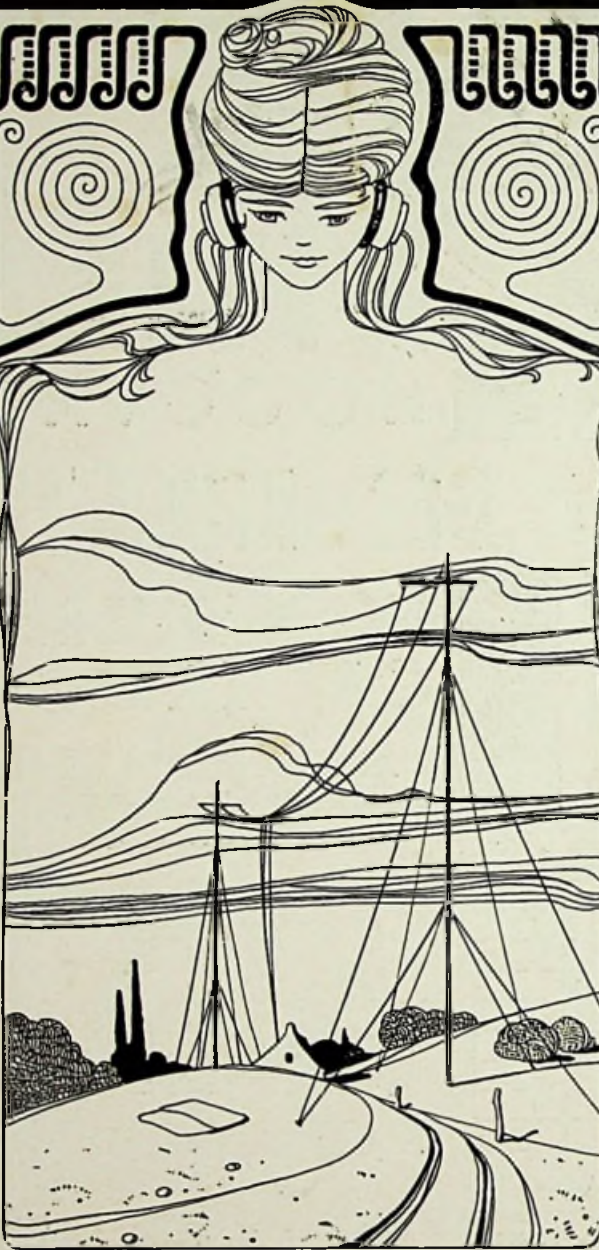


# RADIO-NIEUWS



ORGAAN van de  
NED. VER. voor RADIOTELEGRAFIE



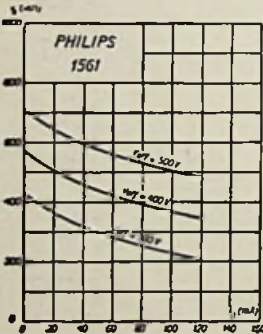
# PHILIPS

## HOOGVACUUM GELIJKRICHTBUIZEN

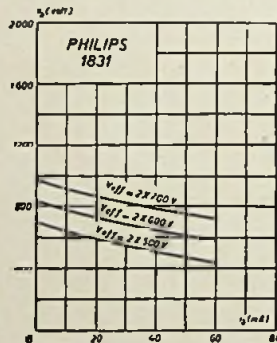


VOOR DUBBELFASIGE  
GELIJKRICHTING,

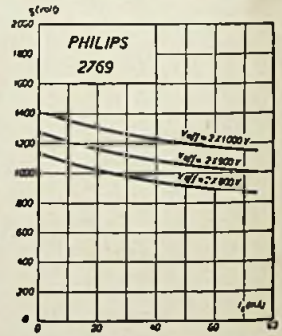
ZIJN IN HET BIJZONDER GESCHIKT VOOR  
VOEDING VAN VERSTERKERLAMPEN



**1561 VOOR**  
12 WATT VERSTERKERLAMPEN  
ZOOALS E 443 N, E 408 N.



**1831 VOOR**  
25 WATT VERSTERKERLAMPEN  
ZOOALS F 410, F 443



**2769 VOOR**  
GROETERE VERSTERKERLAMPEN  
ZOOALS M C 1/50

# N.V. PHILIPS' RADIO



# Radio-Nieuws.

ORGAAN VAN DE NED. VER.

Onder 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 / 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: Draadloze telefonie voor de lift in een mijnschacht. — Een eenvoudig vervangingsschema voor een inductief teruggekoppelde lamp en eenige toepassingen. — De laagfrequent-transformator in parallelvoeding. — Vereenigingsnieuws. — Openbaar gemaakte octrooiaanvragen.

## Draadloze telefonie voor de lift in een mijnschacht.

Door Dr. F. NOACK, Berlin—Schlachtensee.

In de mijnen vormt de liftschaft den communicatieweg tusschen boven- en ondergronds. Door die schacht loopen, behalve het ijzeren raamwerk voor de lift, velerlei buizen en geleidingen, van welker onderhoud het leven van al de menschen daar beneden kan afhangen.

Voor contrôle en onderhoudswerk komt het dan ook herhaaldelijk voor, dat de lift tot een bepaalde diepte in de schacht moet worden neergelaten, op een plaats, waar iets moet worden nagezien. Bij zulke contrôle-vaarten heeft men groote behoefte aan een telefonische verbinding met het machinehuis vanuit de bewegende liftkooi, ten einde orders te geven betreffende dalen, stijgen of stoppen. Tot dusver werden hiervoor signalen gegeven op de in de mijn gebruikelijke wijze, met slagen op een klok. Zulk een kloksignaal dringt evenwel niet door tot in het machinehuis zelf; het moet worden waargenomen door een machinist, die boven aan de schacht staat en die het doorgeeft naar het vaak 50 m of meer verwijderde machinehuis. Dit is dus een zeer omslachtige en weinig betrouwbare wijze van signaleeren en zelfs wanneer bij de contrôlevaart de liftkooi slechts heel langzaam beweegt, kan men toch

niet op elk willekeurig punt direct laten stoppen, ten einde juist daar iets na te zien.

Sedert vele jaren werd naar middelen gezocht om een directe verbinding tusschen liftkooi en machinehuis tot stand te brengen. Bij de eerste proeven werd een microfoon gebruikt, welke regelrecht tusschen het boven- en onder-einde van den draagkabel was geschakeld; deze kabel is n.l. van onderen en van boven aan de liftkooi bevestigd. (Zie de figuren). De draagkabel vormt één reusachtig groote lus, één draadwinding en als men daarin met behulp van een microfoon kleine wisselspanningen opwekt, is het mogelijk, door inductie de ontstane wisselstroompjes bovengronds op te vangen in een tweede, stilstaande wikkeling welke is gekoppeld met de door den draagkabel gevormde lus. Bij de proeven met dit systeem bleek een goede verbinding mogelijk, zoo lang de microfoon nieuw was; zeer spoedig evenwel bleken de microfonen het op te geven, blijkbaar door sterke overbelasting en vonkvorming tusschen de koolkorrels.

Reeds eenige jaren geleden kwam ik daarom op het denkbeeld, tusschen de liftkooi en bovengronds draadlooze telefonie toe te passen. Ik overwoog daarbij, dat men den draagkabel ook zeer

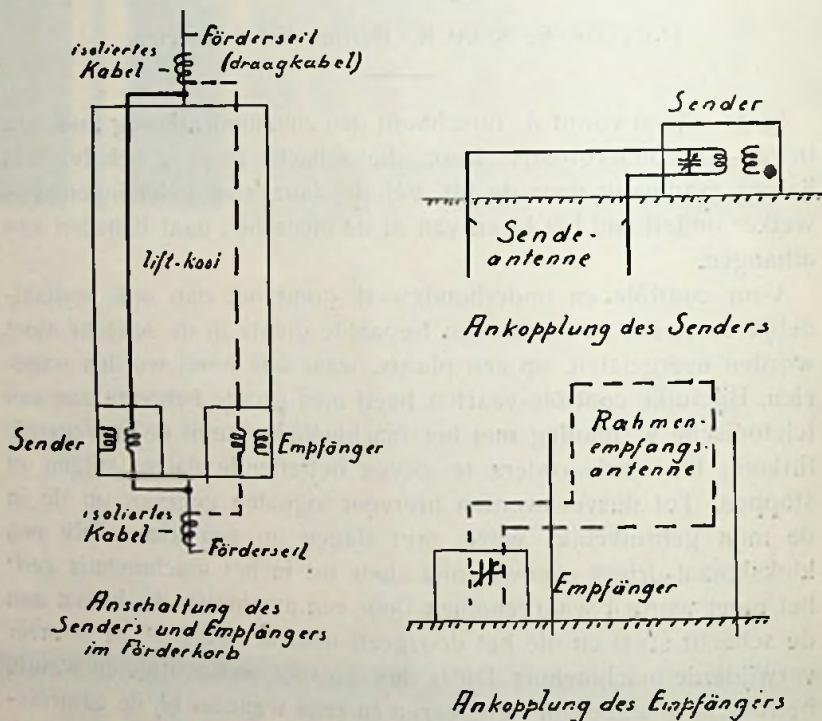


Fig. 1



goed voor het voortgeleiden van radiotrillingen moest kunnen gebruiken. Proeven, welke ik in die richting deed, hadden ook positief succes. Het bleek mogelijk, direct tusschen liftkooi en machinehuis draadloos te telefoneeren en zelfs bleek, dat de geluidsterkte absoluut onafhankelijk was van de plaats, waar de kooi zich bevond in de schacht.

Mijn proefnemingen geschieden in een mijn met een schachtdiepte van 1000 m. De proeven toonden aan, dat hiervoor slechts een zender en ontvanger van gering vermogen noodig waren.

De proeven hadden plaats met een zender, waarin twee gewone ontvanglampen, in balansschakeling, als zendlampen dienst deden, dus met heel gering vermogen; men verkreeg voldoende energie met 4 Volt gloei- en 120 Volt anodespanning, die dus door droge batterijen kon worden geleverd. Om den zender zoo eenvoudig mogelijk te houden, werden de microfoonstroomen onder tusschenschakeling van één versterkertrap onmiddellijk toegevoerd aan de roosters der beide zendlampen.

Als ontvanger was voldoende een lampdetector met twee trappen laagfrequentversterking.

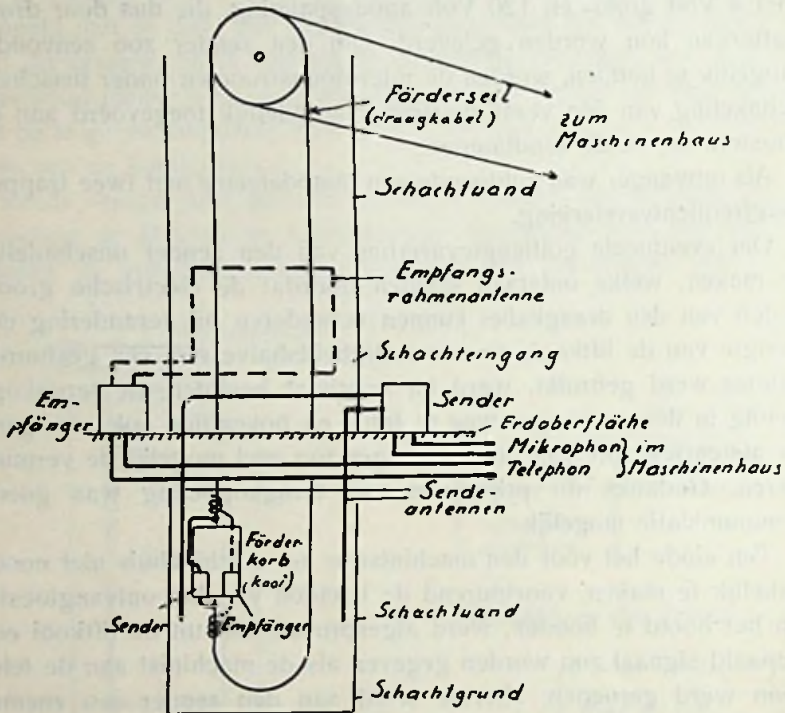
Om eventueele golflengtevariatiën van den zender onschadelijk te maken, welke ontstaan konden doordat de electriche grootreden van den draagkabel kunnen veranderen bij verandering der hoogte van de liftkooi, en eenvoudigheidshalve niet een gestuurde zender werd gebruikt, werd bij voorbaat besloten, de terugkoppeling in den ontvanger weg te laten en bovendien ook overigens de afstemscherpte van den ontvanger zoo veel mogelijk te vermindern. Ondanks dit prijsgeven van terugkoppeling was goede communicatie mogelijk.

Ten einde het voor den machinist in het machinehuis niet noodzakelijk te maken, voortdurend de telefoon van het ontvangtoestel op het hoofd te houden, werd afgesproken, dat uit de liftkooi een bepaald signaal zou worden gegeven als de machinist aan de telefoon werd geroepen. Hiertoe werd aan den zender een zoemer geschakeld in de plaats van de microfoon, zoodat uit de telefoon in het machinehuis een zeer krachtige toon weerklonk. Ook werden nog proeven gedaan om door den ontvanger in het machinehuis een bel in bedrijf te laten zetten, maar dit vereischte een zeer gevoelig relais in den ontvanger, waardoor de installatie kostbaarder werd en ten slotte minder bedrijfszeker dan bij het werken met den zoemer.

Zeer belangrijk bleek zoowel de koppeling van den zender als van den ontvanger met den draagkabel. Heeft men slechts een-

zijde verbinding noodig, zoodat zich in de liftkooi enkel een zender en in het machinehuis enkel een ontvanger bevindt, dan is mij de volgende wijze van koppelen van zender en ontvanger met den draagkabel het meest practisch gebleken:

De liftkooi is meestal niet ideaal galvanisch met den draagkabel verbonden, zoodat tusschen de verbindingspunten van den bovensten draagkabel en het onder aan de kooi verbonden einde een tamelijk groote weerstand bestaat. Men kan daarom den zender zeer goed galvanisch verbinden met boven en onder-einde van den draagkabel. Hierbij is het doelmatig, de antenne (den draagkabel) inductief te koppelen met den zender en de draagkabelantenne niet af te stemmen.



Anordnung des  
Senders und Empfängers  
bei Gegensprechverkehr

Fig. 2

Voor den ontvanger bleek een andere koppelingswijze gunstig. In de eerste plaats kan men twee geïsoleerde kabels links en rechts van den draagkabel in de schacht hangen, zoodanig, dat de afstand dezer kabels tot den draagkabel zoo gering mogelijk is. Alleen mag natuurlijk het aanbrengen der opvangkabels niet zoo geschie-



den, dat de bewegingen van de liftkooi erdoor bemoeilijkt worden. Volgens deze methode dient de eene geïsoleerde kabel als ontvangantenne, de andere als contra-antenne; de twee kabels worden parallel aan den draaicondensator van een afgestemden trillingskring verbonden en deze trillingskring wordt dan inductief gekoppeld met den eigenlijken ontvangkring.

Men kan evenwel als ontvangantenne ook een draadraam gebruiken. Hierbij is het doelmatig gebleken, een raam te maken van één winding en met afmetingen  $5 \times 7$  meter, boven in de schacht opgehangen. Het vlak van dit raam moet evenwijdig gesteld worden aan het vlak van de lus, gevormd door den draagkabel. De raamantenne wordt bevestigd aan den binnenbouw van de schacht en wel op 3 à 4 m afstand van den draagkabel. Deze raamantenne kan of aperiodisch gekoppeld zijn met den ontvanger, of zelf deel uitmaken van den afgestemden ontvangkring.

Wil men kruisverkeer inrichten, zoodat men, zoowel in de liftkooi als bovengronds, zoowel een zender als een ontvanger heeft, dan is het aan te bevelen, in de liftkooi den zender galvanisch te verbinden met boven- en onderende van den draagkabel, evenals dat zooeven werd aangeduid, maar den ontvanger met boven- en onderkabel capaciteef te koppelen. De eenvoudigste methode hiervoor is, dat men rondom boven- en onderkabel een stuk geïsoleerden kabel wikkelt, aan beide zijden over ongeveer 1 meter lengte. De einden der beide stukken geïsoleerde kabel kan men dan het best inductief, onafgestemd in den ontvanger binnen voeren. Boven aan de schacht verbindt men den ontvanger weer aan een raamantenne, terwijl men daarentegen den zender bovengronds aan twee stukken geïsoleerde kabel verbindt, die in de schacht neerhangen, zooals hierboven ook al werd aangegeven als één der methoden voor de ontvangkoppeling.

Zender en ontvanger bovengronds stelt men natuurlijk het best op in de onmiddellijke nabijheid van den ingang der schacht. Langs speciale geleidingen voert men dan de microfoonstroom en de telefoniestroom naar den zender en de telefoniestroom naar den ontvanger naar het machinehuis.

Bijzonder belangrijk is de keuze der golflengte, waarmee men werkt. De gunstigste resultaten zijn door mij destijds verkregen met golflengten beneden 100 meter.

De afbeeldingen zullen de bedoeling van een en ander nader verduidelijken.



## Een eenvoudig vervangingsschema voor een inductief teruggekoppelde lamp en eenige toepassingen.

### II.

Door Ir. J. M. OP DEN ORTH.

In „Radio Nieuws” van November j.l. hebben we een formule afgeleid voor de vervangingsimpedantie van een inductief teruggekoppelde lamp. De aandachtige lezer zal echter reeds gemerkt hebben, dat de vergelijkingen (3) en (4) op blz. 317 eenigszins verminkt zijn overgekomen. In verg. (3) moet n.l.  $\omega^2 M$  een plus teeken bezitten (dit geldt natuurlijk ook voor de voorafgaande uitdrukking voor  $\frac{e_1}{i_1}$ ) en in verg. (4) is de term  $+ r_1 r_2$  in den teller weggefallen.

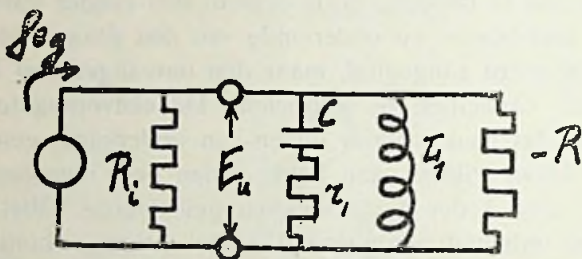


Fig. 14

We hebben gevonden, dat bij een weerstandslooze roosterspoel en bij een vaste koppeling tusschen rooster- en terugkoppelspoel de terugkoppeling neerkwam op het parallel schakelen van een negatieven weerstand aan de roosterspoel. Dit zullen we thans toepassen op het geval, dat de kring, waarop teruggekoppeld wordt, gelegen is in de anodeketen van een hoogfrequentlamp en gedempt wordt door een weerstand in serie met de afstemcapaciteit. Het vervangingsschema hiervan wordt voorgesteld door fig. 14. Het verband tusschen roosterspanning en uitgangsspanning is vastgelegd in de volgende vergelijking:

$$S_{e_g} = E_u \left( \frac{1}{R_i} - \frac{1}{R} + \frac{1}{j \omega L_1} + \frac{1}{r_1 + \frac{1}{j \omega C}} \right)$$

Indien we weer naar de eigentrillingen van het systeem vragen, dan vinden we daarvoor weer die frequentie, waarvoor  $E_u$  niet nul



behoeft te worden, indien  $e_s = 0$  wordt. Dit is dus die frequentie, waarvoor de term tusschen haakjes, dus de *totale admittantie* nul wordt.

Noemen we korthedshalve  $\frac{1}{R_1} - \frac{1}{R} = -\frac{1}{r}$  (1), dan wordt deze voorwaarde:

$$-\frac{1}{r} + \frac{1}{j\omega L_1} + \frac{1}{r_1 + \frac{1}{j\omega C}} = 0. \quad (2)$$

hetgeen te herhalen is tot:

$$-\omega^2 L_1 C (r - r_1) - j\omega (L_1 - r r_1 C) + r = 0$$

Stellen we nu  $j\omega = \alpha$ , dus  $-\omega^2 = \alpha^2$ , dan gaat deze vergelijking over in:

$$\alpha^2 L_1 C (r - r_1) - \alpha (L_1 - r r_1 C) + r = 0. \quad (2')$$

De wortels van deze vergelijking zijn:

$$\alpha_{1,2} = \frac{(L_1 - r r_1 C) \pm \sqrt{(L_1 - r r_1 C)^2 - 4 L_1 C r (r - r_1)}}{2 L_1 C (r - r_1)} \quad (3)$$

Indien die wortels reëel en ongelijk zijn, dan krijgen we een „trilling” van den vorm

$$C_1 \varepsilon^{\alpha_1 t} + C_2 \varepsilon^{\alpha_2 t},$$

d.w.z. we krijgen geen eigenlijk periodiek verschijnsel maar een exponentieele toe- of afname van de beginverstoring. Dit zal zich voordoen, indien de term onder het wortelteeken grooter dan nul is.

Is deze term gelijk aan nul, dan is  $\alpha_1 = \alpha_2$  en de „trilling” heeft de gedaante

$$C_1 \varepsilon^{\alpha_1 t} + C_2 t \varepsilon^{\alpha_1 t},$$

dus weer een aperiodiek verloop.

Wordt de term onder het wortelteeken kleiner dan nul, dan kunnen we  $\alpha_1 = a + jb$  en  $\alpha_2 = a - jb$  stellen. We krijgen dan een periodiek verschijnsel en wel een trilling van den vorm

$$C \varepsilon^{at} \cos (bt + \varphi).$$

De periode wordt blijkbaar door  $b$  bepaald en de demping door  $a$ .

Het komt er dus op aan den aard van de wortels  $\alpha_1$  en  $\alpha_2$  vast te stellen.

We zullen daartoe een bepaalde, overigens willekeurige waarde van  $L_1$  en  $C$  fixeeren en nagaan, hoe  $\alpha_1$  en  $\alpha_2$  bij die waarden afhangen van  $r$  en  $r_1$ . In fig. 15 hebben we allereerst geteekend de meetkundige plaats van die waarden van  $r$  en  $r_1$ , waarvoor de vorm onder het wortelteeken (b) gelijk aan nul wordt. Die kromme wordt dus bepaald door:

$$(L_1 - r r_1 C)^2 - 4 L_1 C r (r - r_1) = 0.$$

of herleid:

$$r = \frac{1}{\pm 2 \sqrt{\frac{C}{L_1} - r_1 \frac{C}{L_1}}}$$

We kunnen ons hier beperken tot het positieve teken in den noemer. Deze beperking beteekent immers (zie vergelijking (1)), dat we alleen die gevallen beschouwen, waar de terugkoppeling zoo sterk is, dat de absolute waarde van den negatieven vervangingsweerstand  $R$  kleiner is dan de inwendige weerstand  $R_1$  van de hoogfrequentlamp. Indien de terugkoppeling zoo zwak is, dat aan deze voorwaarde niet eens voldaan is, kan er natuurlijk in geen geval genereeren optreden.

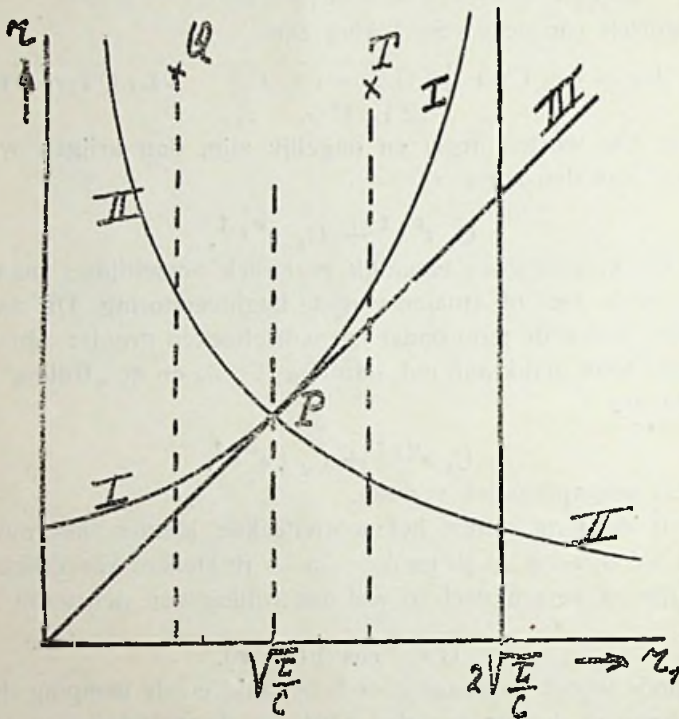


Fig. 15

Kromme I in fig. 15 voldoet dus aan de vergelijking

$$r = \frac{1}{2 \sqrt{\frac{C}{L_1} - r_1 \frac{C}{L_1}}}$$

Voor punten boven deze kromme is de vorm onder het wortel-



teeken negatief, en krijgen we dus periodiek verlopende trillingen. Voor punten op en beneden die kromme hebben de trillingen een aperiodiek verloop.

Kromme II voldoet aan de vergelijking  $L_1 - r r_1 C = 0$ . Voor punten boven deze kromme is dus  $L_1 - r r_1 C < 0$  en voor punten er onder is  $L_1 - r r_1 C > 0$ .

Kromme III geeft aan  $r - r_1 = 0$ . Deze „kromme” is dus een rechte lijn.

Het valt niet moeilijk aan te toonen, dat de drie krommen alle moeten gaan door het punt P met de coördinaten  $r = r_1 = \sqrt{\frac{L_1}{C}}$  en dat de rechte III in P kromme I raakt. We zullen zien, dat de ordinaat door het punt P het kwadrant verdeelt in twee stukken met geheel verschillende eigenschappen.

Beschouwen we daartoe het punt Q, waarvoor  $r_1 < \sqrt{\frac{L_1}{C}}$  is. In dat punt treden *gedempte periodieke* trillingen op; *periodiek*, omdat Q boven kromme I ligt en *gedempt*, omdat de dempingscoëfficiënt

$$a = \frac{L_1 - r r_1 C}{2 L_1 C (r - r_1)}$$

(zie verg. 3) er negatief is; de teller is immer negatief en de noemer positief. Gaan we langs de ordinaat door P naar beneden, dan neemt a (absoluut genomen) af, tot we in het punt komen, waar hij kromme II snijdt. In dat punt is blijkbaar a, dus de demping gelijk aan nul. Daar dat punt nog steeds boven kromme I ligt, zal er in dat punt een *ongedempte vrije trilling* kunnen blijven voortbestaan. Zakken we nog verder, dan wordt de demping negatief; de amplitude der trillingen neemt toe en er treedt genereeren op.

Dezelfde beschouwingen gelden voor ieder punt van de kromme I voor zoover die kromme links van P gelegen is. *Dit deel van kromme I geeft dus de meetkundige plaats van die waarden van r en r<sub>1</sub>, waarvoor genereeren in sinusvormige trillingen begint op te treden.*

De frequentie van die trillingen wordt, zooals we boven zagen, bepaald door het imaginaire gedeelte j b van de wortels  $\alpha_1$  en  $\alpha_2$  in verg. (3). Indien we in verg (3) substitueeren  $L_1 - r r_1 C = 0$ , dan vinden we:

$$j b = \frac{\sqrt{-4 L_1 C r (r - r_1)}}{2 L_1 C (r - r_1)} j = \frac{1}{\sqrt{L_1 C}} \sqrt{\frac{r}{r - r_1}}$$

De cirkelfrequentie van die trillingen wordt dus

$$\frac{1}{\sqrt{L_1 C}} \sqrt{\frac{r}{r - r_1}}$$

en zij neemt dus toe met toenemende  $r_1$ .

Geheel anders wordt de toestand voor een punt T rechts van de ordinaat door P. In T krijgen we weer een gedempte periodieke trilling juist als in Q en wel om dezelfde redenen. Verkleinen we  $r$ , dan komen we eerst aan de kromme I, waar  $b$  gelijk aan nul en dus beide wortels gelijk aan

$$\frac{L_1 - r r_1 C}{2 L_1 C (r - r_1)}$$

worden. Daar we ons boven kromme II en boven de rechte III bevinden, is de teller negatief en de noemer positief en dus zijn beide wortels negatief. *In I wordt de kring dus aperiodiek*; we krijgen een exponentieele afneming van de evenwichtsverstoring. Tusschen I en III blijft dit karakter behouden;  $a_1$  en  $a_2$  zijn er reëel en negatief; echter ongelijk. Naderen we zeer dicht tot III, dan nadert de noemer tot nul en een der wortels loopt naar min oneindig. Voor de andere nadert ook de teller tot nul en deze wortel behoudt een eindige, negatieve waarde. *Passeeren we III, dan wordt de eene wortel van min oneindig positief oneindig en er treedt dus een exponentieele toeneming van de evenwichtsverstoring op: het systeem is niet meer stabiel.*

We vinden dus, dat voor punten links van P de stabiliteitsgrens gegeven wordt door de vergelijking  $L_1 - r r_1 C = 0$ , of  $r = \frac{L_1}{r_1 C}$  (de blokkeeringsweerstand van den kring) en rechts van P door  $r = r_1$ . Daar in P de blokkeeringsweerstand  $\frac{L_1}{r_1 C} = r_1$  wordt kunnen we het volgende zeggen:

*Voor waarden van  $L_1$ ,  $C$  en  $r_1$ , waarvoor de blokkeeringsweerstand van den door deze elementen gevormden trillingskring grooter is dan  $r_1$ , treedt genereeren op voor een waarde van  $r$ , welke gelijk is aan den blokkeeringsweerstand; voor waarden van  $L_1$ ,  $C$  en  $r_1$ , waarvoor de blokkeeringsweerstand kleiner is dan  $r_1$ , treedt onstabielheid op voor een waarde van  $r$  zoodanig, dat  $r = r_1$ .*

Uit de krommen volgens fig. 15 leiden we nog de volgende merkwaardige resultaten af: Indien we  $r_1$  grooter maken, zullen we slechts tot een bepaalde waarde van  $r_1$  de terugkoppeling sterker behoeven te maken, indien we genereeren willen krijgen. Neemt  $r_1$  boven deze waarde toe, dan neemt de benodigde terugkoppeling weer af. En verder: Indien we ons bevinden in een punt vlak boven



P, dan zal zoowel een *toeneming* als een *afnemning van den dempingsweerstand*  $r_1$  *onstabieleit veroorzaken.*

De wijze van onstabiel worden links van P is geheel anders dan rechts van dat punt. Links van P wordt slechts voor één bepaalde, reële waarde van  $\omega$  aan vergelijking (2) voldaan, dus voor die waarde wordt de totale admittantie = 0. Sinusvormige trillingen worden er daardoor opgewekt. Rechts van P voldoet geen enkele reële waarde van  $\omega$  aan vergelijking (2), dus voor geen enkele reële waarde van  $\omega$  wordt de totale admittantie = 0. Eigenlijke periodieke trillingen worden er niet opgewekt, ten minste zoo lang we het geval lineair kunnen blijven beschouwen. Het is echter niet onmogelijk, dat we toch wel een periodiek verschijnsel krijgen, indien we niet-lineaire gedeelten van de karakteristiek in onze beschouwing gaan betrekken (relaxatietrillingen). Maar zelfs al krijgen we dus ten slotte toch een trilling met een bepaalde frequentie, dan wordt de totale admittantie voor die frequentie toch niet gelijk aan nul op het randje van onstabiel worden.

Hiermee hangt nauw samen, dat we een geheel andere versterking krijgen voor punten op II links van P en voor punten van III rechts van P. We krijgen immers in het algemeen in fig. 14

$E_u = S e_z$ , waarin  $z$  de totale impedantie.

De versterking  $\frac{E_u}{e_g}$  wordt dus:

$$\frac{E_u}{e_g} = Sz.,$$

en deze hangt dus bij een bepaalde S uitsluitend af van de totale impedantie Z. In een bepaald punt van kromme II links van P wordt de impedantie voor één frequentie oneindig groot (de admittantie was immers nul) en *voor die frequentie krijgen we dus een oneindig groote versterking.* Een oneindig kleine verandering van  $r$  geeft vlak bij het genereerpunt nog een eindige verandering van de versterking; het bekende effect, dat juist de laatste toevoeging aan de terugkoppeling, welke nog mogelijk is zonder dat genereeren optreedt, de grootste uitwerking heeft.

Voor punten op III rechts van P krijgen we geheel andere resultaten. De impedantie blijft daar immers *eindig voor alle reële frequenties*; derhalve *treedt voor geen enkele reële frequentie een oneindig groote versterking op.* Ook het effect, dat juist de laatste toevoeging aan de terugkoppeling de grootste werking heeft, treedt hier veel minder op. Voor de frequentie, waarin het systeem door niet-lineaire invloeden mocht gaan trillen, wordt in dit opzicht geen uitzondering gemaakt.

Een ander verschilpunt is, dat de terugkoppeling links van P een zeer *selectieve versterking* kan geven, terwijl de terugkoppeling rechts van P de keten juist *aperiodiek* maakt.

Tot slot zullen we nog nagaan, hoe Z, dus de versterking, afhangt van de frequentie in een punt van de kromme II.

Indien we in de algemeene uitdrukking voor z, welke gemakkelijk is af te leiden, invullen  $L_1 - r r_1 C = 0$ , dan vinden we:

$$z = \frac{\omega^2 L_1 C r \left( r_1 + \frac{1}{j \omega C} \right)}{\omega^2 L_1 C (r - r_1) - r}$$

De essentiële punten van deze resonantiekromme zijn: voor  $\omega = 0$  wordt  $z = 0$ ; voor  $\omega = \sqrt{\frac{r}{L_1 C (r - r_1)}}$  wordt  $z = a$

en voor  $\omega = a$  wordt  $z = \frac{r r_1}{r - r_1}$ .

In fig. 16 is deze resonantiekromme geschetst. Het verschil met de ideale resonantiekromme is dus hoofdzakelijk, dat hier voor  $\omega = a$  de impedantie niet nul wordt.

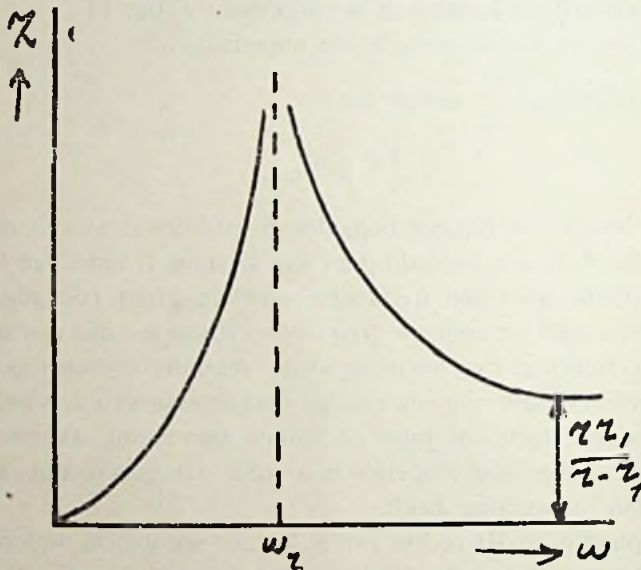


Fig. 16

Een ander verschilpunt met de ideale, volkomen weerstandslooze resonantie vinden we in de fazeverhoudingen vlak voor, en vlak na het resonantiepunt. Bij ideale resonantie heeft z immers aan den eenen kant van het resonantiepunt een zuiver inductief en aan den anderen kant een zuiver capacitef karakter. In het boven beschouw-



de geval heeft  $z$  aan den eenen kant het karakter van  $r_1 + \frac{1}{j \omega C}$ , en voor  $\omega = \alpha$  wordt  $z = \left( r_1 + \frac{1}{j \omega C} \right)$ . De fasesprong bedraagt dus ook hier  $180^\circ$ , maar vlak voor en na de resonantie heeft  $z$  dus een Ohmschen component.

Als volgend extreem geval zullen we thans beschouwen de schakeling volgens fig. 17, waarin de demping veroorzaakt wordt door

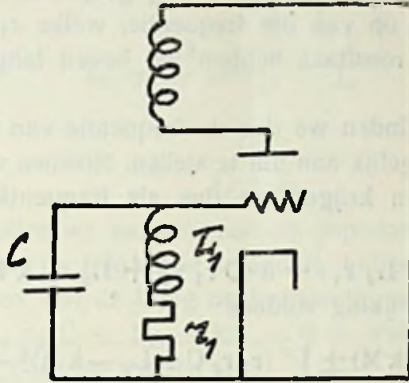


Fig. 17

een weerstand  $r_1$  in serie met  $L_1$ . Het vervangingsschema is getekend in fig. 18, waarin  $z$  de vervangingsimpedantie voor de teruggekoppelde lamp voorstelt. Nemen we weer een vaste koppeling aan, dan vinden we voor  $z$ :

$$z = \frac{r_1 r_2 + j \omega L_1 r_2 + j \omega L_2 r_1}{r_2 + j \omega L_2 - j \omega k M}$$

De totale impedantie  $z_1$  tusschen de klemmen van den condensator wordt dan:

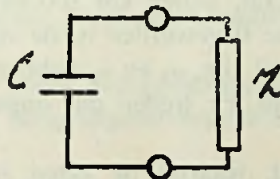


Fig. 18

$$z_1 = \frac{1}{z + \frac{1}{j \omega C}} =$$

$$\frac{j \omega (L_1 r_2 + L_2 r_1) + r_1 r_2}{-\omega^2 C (L_1 r_2 + r_1 L_2) + j \omega (C_1 r_1 r_2 + L_2 - k M) + r_2} \quad (4)$$

De eigen trillingen van de keten vinden we door b.v. een fictieve E.M.K. in serie met C in de keten op te nemen en dan te vragen, voor welke frequentie een stroom kan optreden, indien die E.M.K. = 0 is. Dit is blijkbaar die frequentie, waarbij  $z$  gelijk, maar tegengesteld is aan de impedantie van den condensator, omdat dan immers de totale impedantie in de keten in rondgaanden zin nul is.

Deze voorwaarde beteekent echter, dat de noemer  $z + \frac{1}{j \omega C}$  in de bovenstaande uitdrukking voor  $z_1$  gelijk nul wordt. Vrije trillingen treden dus op van die frequentie, welke  $z_1$  *oneindig groot maakt*. Ditzelfde resultaat hebben we boven langs anderen weg afgeleid.

Uit verg. (4) vinden we dus de frequentie van de eigen trilling door den noemer gelijk aan nul te stellen. Noemen we  $j \omega = \alpha$ , dus  $-\omega^2 = \alpha^2$ , dan krijgen we dus als frequentiebepalende vergelijking:

$$\alpha^2 C (L_1 r_2 + L_2 r_1) + \alpha (C r_1 r_2 + L_2 - kM) + r_2 = 0.$$

Aan deze vergelijking voldoen:

$$\alpha_1 = \frac{-(r_1 r_2 C + L_2 - kM) \pm \sqrt{(r_1 r_2 C + L_2 - kM)^2 - 4 r_2 C (L_1 r_2 + L_2 r_1)}}{2 C (L_1 r_2 + L_2 r_1)}$$

Om na te gaan, waar genereeren optreedt en van welken aard, dat dit is, beginnen we met  $kM = 0$  te nemen en laten dan  $kM$ , dus de terugkoppeling, aangroeien. Voor  $kM = 0$  vinden we:

$$\alpha_1 = \frac{-(r_1 r_2 C + L_2) \pm \sqrt{(r_1 r_2 C + L_2)^2 - 4 r_2 C (L_1 r_2 + L_2 r_1)}}{2 C (L_1 r_2 + L_2 r_1)}$$

We onderscheiden twee gevallen:

1. Vorm onder het wortelteeken kleiner dan nul.
2. Vorm onder het wortelteeken grooter dan nul.

In het eerste geval zal, indien  $kM$  zoo ver aangegroeid is, dat  $r_1 r_2 C + L_2 - kM = 0$  geworden is, de vorm onder het wortelteeken nog meer negatief zijn,  $\alpha_1$  en  $\alpha_2$  hebben voor die waarde van  $kM$  dus den vorm  $\pm j b$ . Er treden dus ongedempte sinusvormige trillingen op.

In het tweede geval, waarbij de keten zonder terugkoppeling aperiodiek is, zal bij toeneming van  $kM$  eerst de vorm onder het wortelteeken gelijk aan nul worden en wel voor een waarde van  $-(r_1 r_2 C + L_2 - kM)$  die nog negatief is. De keten wordt dus eerst periodiek. Vergrooten we  $kM$  nog meer, dan wordt de vorm onder het wortelteeken negatief en op een bepaald punt wordt ook nu  $r_1 r_2 C + L_2 - kM = 0$ . Op dat punt zijn  $\alpha_1$  en  $\alpha_2$  dus ook hier van den vorm  $\pm j b$  en er worden dus ook hier ongedempte sinus-



vormige trillingen gegeneerd. *De bijzondere wijze van onstabiel worden, waarbij de verstoring exponentieel toeneemt, welke we boven vonden, treedt dus hier niet op.* Voor de frequentie der opgewekte trilling vinden we:

$$\omega = \frac{\sqrt{4 r_2 C (L_1 r_2 + L_2 r_2)}}{2 C (L_1 r_2 + L_2 r_1)} = \sqrt{\frac{r_2}{L_1 C (r_2 + u^2 r_1)'}}$$

indien u weer de transformatieverhouding van den terugkoppeltransformator voorstelt.

Noemen we

$$\frac{r_2}{L_1 (r_2 + u^2 r_1)} = \frac{1}{L}$$

dan vinden we:

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{L C}}$$

Vervolgens zullen we nagaan, hoe de impedantie van den afgestenden kring met de frequentie verandert, indien we zoover teruggekoppeld hebben, dat de kring op het randje van genereeren verkeert, dus dat  $r_1 r_2 C + L_2 - kM = 0$  is. Vullen we deze voorwaarde in verg. (4), dan vinden we:

$$Z_1 = \frac{j \omega (L_1 r_2 + L_2 r_1) + r_1 r_2}{-\omega^2 C (L_1 r_2 + L_2 r_1) + r_2}$$

Indien we de transformatieverhouding u weer invoeren en dan weer  $\frac{r_2}{L_1 (r_2 + u^2 r_1)} = \frac{1}{L}$  stellen, dan wordt:

$$Z_1 = \frac{r_1 + j \omega L}{1 - \omega^2 L C} \dots \dots \dots (5)$$

In fig. 19 hebben we z als functie van de frequentie geteekend.

Ook hier springt de fase in het resonantiepoint  $180^\circ$ , maar *vlak voor en na de resonantie heeft de impedantie een Ohmschen component.*

Wanneer we een aldus teruggekoppelden trillingskring in de anodeketen van een hoogfrequentversterker opnemen, dan wordt de versterking:

$$\frac{E}{e_g} = k \frac{Z_1}{R_1 + Z_1}$$

Vullen we hierin de boven gevonden waarde voor  $z_1$  (verg. 5) in, dan krijgen we:

$$\frac{E}{e_g} = k \frac{r_1 + j \omega L}{R (1 - \omega^2 L C) + r_1 + j \omega L}$$

De absolute waarde van de versterking v wordt dan:

$$v = k \sqrt{\frac{r_1^2 + \omega^2 L^2}{\{r_1 + R(1 - \omega^2 LC)\}^2 + \omega^2 L^2}}$$

Voor  $\omega = \omega_r$ , welke voldoet aan  $1 - \omega^2 LC = 0$ , wordt  $v = k$  juist als in het ideale, weerstandslooze geval. Indien we  $\omega$  iets grooter dan  $\omega_r$  nemen, wordt  $R(1 - \omega^2 LC)$  negatief en de noemer wordt dus kleiner dan de teller, zoodat de *versterking groter dan  $k$  wordt*. De maximale versterking ligt dus niet bij die frequentie, waarvoor de impedantie oneindig groot wordt.

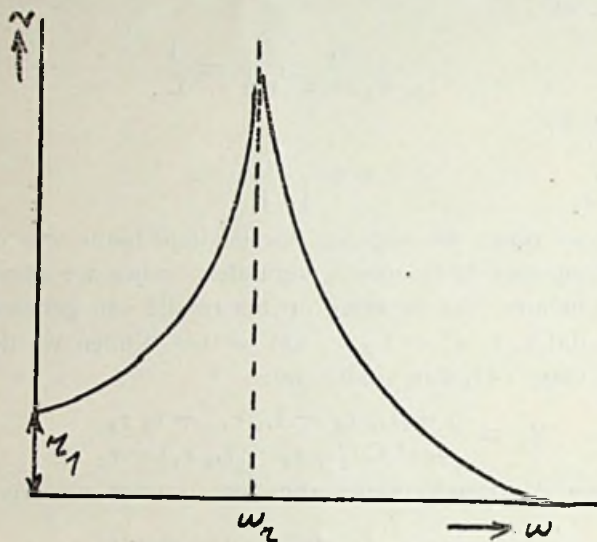


Fig. 19

De versterking blijft, bij verdere toeneming van  $\omega$ , grooter dan  $k$ , zoolang tot  $R(1 - \omega^2 LC)$  gelijk wordt aan  $-2r_1$  en neemt dan weer gewoon af.

We hopen in een slotartikel nog een en ander over deze materie te behandelen en in het bijzonder iets mede te deelen over den invloed van de spreiding van den terugkoppeltransformator.

Den Haag, 15 November 1931.

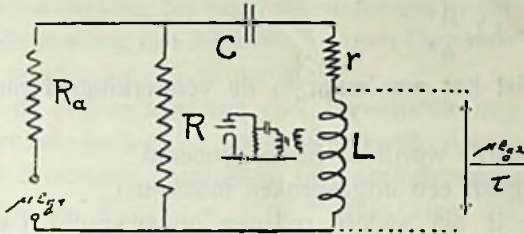
## De laagfrequent-transformator in parallelvoeding. (Hypermu-schakeling).

Eenigen tijd geleden is in *Experimental Wireless* een uitvoerige beschouwing verschenen over de thans zoo veel toegepaste schakeling, waarbij een laagfrequenttransformator ontlast wordt van den gelijkstroom door een weerstand parallel te schakelen terwijl de kop-



peling voor de trillingen in hoorbare frequentie wordt gevormd door een condensator.

Wij ontvingen over dit artikel een referaat met enkele kanteekeningen, dat, behalve de conclusies, ook den gang der berekening in het kort weergeeft.



Het vervangingsschema voor de z.g. Hypermu-schakeling is weergegeven in figuur 1. Daarin is:

$e_{g1}$  = l.f. wisselsp. voorgaande lamp.

$e_{g2}$  = l.f. wisselsp. volgende lamp.

$\mu$  = versterkingsfactor voorgaande lamp.

$R_a$  = inwendige weerstand voorgaande lamp.

$R$  = koppelweerstand.

$C$  = koppelcondensator.

$L$  = prim. zelfinductie v. d. transformator.

$r$  = prim. weerstand v. d. transformator.

$\tau$  = transformatieverhouding (= windingsverhouding genomen).

$K$  = „coupling efficiency” (speciale definitie).

Afgeleid wordt:

$$\frac{e_{g2}}{e_{g1}} = \mu \tau \left( \frac{\omega L}{|A^2 + B^2 \left( \omega L - \frac{1}{\omega C} \right)^2|^{1/2}} \right) \quad \dots \quad 1)$$

Daarin wordt de vorm tusschen haakjes  $K$  genoemd, terwijl

$$A = R_a + r + \frac{R_a r}{R} = R_a + r B$$

$$\text{en } B = 1 + \frac{R_a}{R}.$$

Grootte-orden:

$$A = 10 \text{ à } 20.000 \Omega.$$

$$B = 1 \text{ à } 1.5.$$

Voor middel- en hoge frequenties is zeker  $\frac{1}{\omega C} \ll \omega L$ , dus

$$K = \frac{\omega L}{(A^2 + B^2 \omega^2 L^2)^{1/2}} \approx \frac{1}{B} = \frac{R}{R + R_a} (\omega L \gg A).$$

Max. versterking  $\left( \frac{dK}{d\omega} = 0 \right)$  treedt op voor een frequentie:

$$\omega^2 = \frac{2}{C \left( 2L - \frac{A^2}{B^2} C \right)} \dots \dots \dots (2)$$

$$\left( \text{niet } \omega L = \frac{1}{\omega C} ! \right)$$

$$\text{Voor } C = 2L \frac{B^2}{A^2} \dots \dots \dots (2a)$$

verdwijnt juist het maximum in de versterkingskromme (de bult er uit !)

Deze C-waarde wordt de juiste genoemd.

C kleiner geeft een uitgesproken maximum.

C grooter is om andere redenen ongewenscht (waarschijnlijk wordt op het Nachhall-effect gedoeld).

2) Wordt ingevoerd in 1) en K wordt berekend voor

$$\omega = \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} + \frac{A}{\sqrt{2 \cdot L \cdot B}} \dots \dots \dots (3)$$

De aldus berekende K wordt  $K_0$  genoemd.

$$K_0 = \frac{1}{\sqrt{2B}} \dots \dots \dots (4)$$

Voor middel- en hoge frequenties was  $K = \frac{1}{B}$ .

Voor  $\omega_0$ , die met den hier wat vreemden naam van „afsnij-frequentie” wordt betiteld, is de K dus 70 % van de K voor middel- en hoge frequenties.

\* \* \*

Hierna worden de uitkomsten vergeleken met een „serie gevoeden” transformator ( $R = \infty$ ;  $C = \infty$ ).

Hiervoor is K voor hoge- en middelfrequenties:

$$K^1 = \frac{\omega L}{\{(R_a + r)^2 + \omega^2 L^2\}^{1/2}} \approx 1 \dots \dots \dots (5)$$

Voor welke frequentie krijgt men hier een daling van de versterking tot 70 % ?

$$\text{Dit is voor freq. } \omega_0^1 = \frac{R_a + r}{L} \dots \dots \dots (6)$$

Vergelijkt men dit met 3) dan blijkt:

$$\frac{\omega_0^1}{\omega} = \frac{\frac{R_a + r}{L}}{\frac{A}{\sqrt{2 \cdot L \cdot B}}} = \sqrt{2} \left\{ 1 + \frac{R_a (B - 1)}{R_a + r B} \right\}$$



Voor  $r \ll R_a$  wordt  $\frac{\omega_0^1}{\omega} = \sqrt{2B}$ , en aangezien  $B = 1$  à  $1.5$ , is  $\frac{\omega_0^1}{\omega} = 1.4$  à  $1.7$ .

Wat „gelijkmatige” versterking betreft (hoogstens daling tot 70 % van de versterking bij middel- en hoge frequenties) komt men met parallelvoeding dus 30 à 40 % lager. De totale versterking is echter iets minder ( $\pm 25$  % meestal).

Neemt men de afwezigheid van voormagnetisatie nog in aanmerking, dan blijkt het, dat men — wat bovenstaand criterium van 70 % betreft — 1 à 2 octaven lager komt bij parallelvoeding.

Krommen bij het Engelsche artikel laten zien dat een 20 % variatie in  $R_a$ ; een 11 % variatie in  $L$ ; een 25 en 50 % vermindering van  $C$  — betrokken t.o.v. de waarden, gebonden door vergelijking 2a) — nagenoeg geen invloed hadden.

Normale waarden zijn:  $R_a = 5000 \Omega$ ;  $R = 20.000 \Omega$ ;  $L = 45$  H;  $C = 4 \mu F$ ;  $r = 1000 \Omega$  (waarschijnlijk Ferranti AF4!).

Voor 20 Hz is de versterking bij par. voeding 170 % grooter dan bij serievoeding; voor 30 Hz idem idem 100 %; voor 50 Hz. idem idem 30 % (alles t.o.v. de versterking voor middel- en hoge frequenties).

\* \* \*

Voor de frequentie  $\omega = \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$  wordt de uitwendige weerstand klein ( $= \frac{R_a r}{R_a + r}$ ) en de plaatwisselstroom dus groot met kans op vervorming. Deze frequentie ligt echter meestal beneden het hoorbare gebied.

(Hoe groot zou trouwens de roosterwisselspanning voor zoo lage frequenties zijn? Een zender is daarmee nogal karig.)

\* \* \*

De wisselstroomcomponente door het plaatspanningsapparaat wordt klein gehouden en wordt bij lagere frequenties steeds kleiner tot aan  $\omega = \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ ; voordeel: minder last van koppeling.

Beneden  $\omega = \omega_0$  neemt de wisselstroom-componente door het p.s.a. weer toe, maar bij deze frequenties neemt de versterking snel af.

\* \* \*

De heer v. Steeden (cand. e.i.) heeft de demping van een dergelijk systeem berekend.

Uit de vergel.  $\omega^2 - j\omega \left\{ \frac{R_r + R_a r + R R_a}{L (R + R_a)} \right\} - \frac{1}{L C} = 0$

volgt de dempingsfactor  $\beta = \frac{r + \frac{R R_a}{R + R_a}}{2 L} \dots \dots \dots (7)$

(Wat min of meer voor de hand ligt, wanneer men het vervangingsschema bekijkt en denkt aan  $\beta = \frac{r_{tot}}{2 L}$ ).

Deze  $\beta$  is een maat voor den tijd, dien het systeem noodig heeft om uit te trillen (Nachhall effect). Stelt men b.v. als eisch, dat de amplitudo verminderd moet zijn tot op 't één millioenste gedeelte in een tijd:

$t = \frac{1}{4}$  à  $\frac{1}{2}$  sec. voor spraak;  $\frac{1}{2}$  à 1 sec. voor muziek (vergelijk Prof. Aiger, *Wissensch. Grundlagen der Rundfunkempfänger*) dan moet  $\beta t = 14$  en dus  $\beta = 14$  à 60 zijn.

Mogelijk mag men zelfs in plaats van afname tot één millioenste deel wel een afname tot één duizendste deel stellen, zoodat  $\beta$  kleiner mag wezen. Met behulp van vergel. 7) zal men bij een gegeven transformator, lamp en koppelweerstand de  $\beta$  moeten controleren. Is deze te klein dan moet 4 verkleind (andere transf.) of  $r, R, R_a$  vergroot worden.

## Vereenigingsnieuws.

### BIBLIOTHEEK.

Ranonkelstraat 23, den Haag.

(Leestijd 14 dagen.)

De bibliotheek ontving ten geschenke van de schrijvers:

*K. E. Kuiper* en *H. C. Huizing*, *Engelsch-Nederlandsch radiotechnisch woordenboekje*. 1931. 64 blz.

Verder werden opgenomen:

*J. van Zuilen*, *Het radioboek* 1931. 288 blz.

*L. B. Turner*, *Wireless, A treatise of the theory and practice of high. freq. el. signalling*. 1931. 528 blz.

*H. Barkhausen*, *Elektronen-Röhren. I. Allgemeine Grundlagen*, 4e Aufl. 1931. 171 blz.

*J. A. J. Bouman* en *J. Roorda jr.* *Radio-technisch vademecum*. 1931. 231 blz.

*Ferranti*, *The true road to Radio*. 1931. 250 blz.

*P. Haverkamp*, *Elektriciteitsleer, i. h. b. als grondslag v. d. studie v. d. radiotelegrafie. II*. 1931.



## Openbaar gemaakte Octrooiaanvragen op het gebied der Hoogfrequentietechniek.

---

**No. 52739 Ned.** (Afsplitsing Art. 8a O. W.) van octrooiaanvraag No. 42184 Ned., ingediend 20 Juli 1928; ingediend 24 Juli 1930. Openbaargemaakt 16 November 1931, voorrang van 3 Augustus 1927 af (Duitschland).

„Telefunken” Gesellschaft für drahtlose Telegraphie m. b. H., Berlijn.

*Voorrichting gevoelige draaibare raamantenne.*

*Conclusie:* Voorrichting gevoelige draaibare raamantenne, met het kenmerk, dat de primaire spoel van een overdraagtransformator zoodanig op het draaibare gedeelte van de raamantenne en de secundaire spoel van dien transformator zoodanig op het vaststaande gedeelte van de raamantenne aangebracht is, dat de elektrische energie-overdracht niet door de draaiing beïnvloed wordt.

2 blz. beschrijving, 2 conclusies, 1 fig.

**No. 48744 Ned.** Aanvraag ingediend 31 October 1929. Openbaar gemaakt 16 November 1931.

Firma Gebrüder Kleinmann, Berlijn-Lichtenberg.

*Verbetering aan een stekerpen, welke uit een enkel stuk plaatmetaal is gerold, voor het inpersen in den stekervoet, in het bijzonder voor radiolampen, waarbij de kop, die bestemd is om in de massa van den voet te worden geperst, door aaneensluiting van een aantal metalen lippen een volkomen gesloten kruin vormt.*

*Conclusie:* Verbetering aan een stekerpen, welke uit een enkel stuk plaatmetaal is gerold, voor het persen in den stekervoet, in het bijzonder voor radiolampen, waarbij de kop, die bestemd is om in de massa van den voet te worden geperst, door aaneensluiting van een aantal metalen lippen een volkomen gesloten kruin verkrijgt. De verbetering bestaat daarin, dat, indien de kop van onderen van een kraag is voorzien, het tusschen den kraag (i) en de kruin (f) gelegen gedeelte (c) naar den kraag toe conisch dikker wordt.

2 blz. beschrijving, 2 conclusies, 3 fig.

**No. 47822 Ned.** Aanvraag ingediend 29 Juni 1929. Openbaar gemaakt 16 November 1931. Voorrang van 30 Juni 1928 af (Duitschland).

„Telefunken” Gesellschaft für drahtlose Telegraphie m. b. H. Berlijn.

*Zendschakeling voor lampzenders, in het bijzonder voor korte golven.*

*Conclusie:* Zendschakeling voor lampzenders, in het bijzonder voor korte golven, waarbij tusschen de anode en de kathode, of tusschen den rooster en de kathode een als capacatieve spanningsdeeler uitgevoerde trillingsketen aangesloten is, met het kenmerk, dat de, over een hoogfrequentsmoorspoel op het midden van de zelfinductie van de trillingsketen aangesloten anodegelykspanningsleiding (A), niet met de kathode verbonden is over den blokcondensator, die tusschen de condensatoren van de trillingsketen en de kathode ligt, maar over een afzonderlijken condensator ( $C_1$ ), die met de spanningsbron parallel geschakeld is.

1 blz. beschrijving, 1 conclusie, 2 fig.

**No. 46899 Ned.** Aanvraag ingediend 22 Juni 1929. Openbaar gemaakt 16 November 1931, voorrang van 16 November 1928 af (Ver. Staten van Amerika).

N.V. Philips' Gloeilampenfabrieken, Eindhoven.

*Antifading ontvangtoestel met volumeregeling, waarbij een aantal antennes met verschillende fading-karakteristiek wordt toegepast.*

*Conclusie:* Ontvangstelsel met volumeregeling, waarbij een aantal antennes met verschillende fading-karakteristiek wordt toegepast, met het kenmerk, dat de volumeregeling in elk der met de verschillende antennes verbonden gedeelten van de ontvanginrichting plaats vindt in afhankelijkheid van de grootte van de totaal, door alle antennes tezamen, ontvangen energie.

2 blz. beschrijving, 1 conclusie, 1 fig.

**No. 44375 Ned.** Aanvraag ingediend 5 Januari 1929. Openbaar gemaakt 16 November 1931.

N.V. Philips' Gloeilampenfabrieken, Eindhoven.

*Ontladingsbuis met een gloekathode voor directe wisselstroomvoeding.*

*Conclusie:* Ontladingsbuis met een gloekathode voor directe wisselstroomvoeding, gekenmerkt door een kern van zirconium of hafnium, die bedekt is met een electronen-emitterende laag van zoodanige samenstelling, dat de werktemperatuur der kathode overeenkomt met de temperatuur, waarbij het kernmateriaal zijn grootste specifieke warmte bezit.

2 blz. beschrijving, 2 conclusies, 3 fig.

**No. 43467 Ned.** Aanvraag ingediend 27 October 1928. Open-



baar gemaakt 16 November 1931. Voorrang van 28 October 1927 af (Engeland).

Marconi's Wireless Telegraph Ltd. Londen.

*Electrische ontladingsbuis met twee anoden en twee stuurroosters.*

Doel is een zeer effectieve versterking bij uiterst hoge frequenties te verkrijgen, waarbij spontaan genereeren vrijwel geheel ondrdrukt wordt.

*Conclusie:* Electrische ontladingsbuis, welke een uit een of meer gedeelten bestaande gloeikathode, twee anoden en twee stuurroosters bevat, met het kenmerk, dat twee tusschen elk der anoden en den bijbehorenden stuurrooster geplaatste schermroosters zijn aangebracht, welke laatste binnen de buis onderling verbonden zijn, terwijl bij voorkeur de geheele opstelling symmetrisch wordt gekozen.

2 blz. beschrijving, 2 conclusies, 2 fig.

**No. 42747 Ned.** Aanvraag ingediend 3 September 1928. Openbaar gemaakt 16 November 1931.

N.V. Philips' Gloeilampenfabrieken, Eindhoven.

*Radio-ontvangtoestel met ingebouwde plaatsspannings- en rooster-spanningsapparaten en afgeschermd versterkingstrappen.*

*Conclusie:* Radio-ontvangtoestel met een aantal in cascade geschakelde versterkingstrappen en met ingebouwde plaatsspannings- en rooster-spanningsapparaten en waarbij alle versterkingstrappen in afzonderlijke afgeschermd compartimenten zijn aangebracht en waarbij afzonderlijke afvlakrichtingen (weerstand en zelfinducties en condensatoren) voor het afvlakken van de voedingsstroom naar de electroden der bijbehorende versterkerlampen zijn gebezigd met het kenmerk, dat deze afvlakorganen zich binnen de compartimenten althans binnen die voor de hoogfrequent-versterkingsbuisen bevinden.

3 blz. beschrijving, 1 conclusie, 1 fig.

**No. 39352 Ned.** Aanvraag ingediend 17 December 1927. Openbaar gemaakt 16 November 1931. Voorrang van 17 December 1926 af voor de conclusies 1 tot en met 5; van 14 Februari 1927 af voor conclusie 6 en van 14 Juli 1927 af voor conclusie 7 (Duitsland).

Siemens-Schuckertwerke Aktiengesellschaft. Berlijn Siemensstadt.

*Hoogvacuumontladingsbuis met gloeikathode.*

*Conclusie:* Hoogvacuumontladingsbuis met gloeikathode, met het kenmerk, dat de gloeikathode uit hoogkant of in hoofdzaak hoog-



kant ten opzichte van het naburige anodeoppervlak opgestelde vlakke metalen deelen, en bij voorkeur uit een metalen band bestaat.

3 blz. beschrijving, 7 conclusies, 10 fig.

**No. 42479 Ned.** Aanvraag ingediend 11 Augustus 1928. Openbaar gemaakt 16 November 1931, voorrang van 13 Augustus 1927 af (Ver. Staten van Amerika).

N.V. Philips' Gloeilampenfabrieken, Eindhoven.

*Inrichting voor het overbrengen van beelden door middel van een lichtgeleider.*

Doel is om gelijktijdig stralende energie van plaatsen van verschillende stralingsintensiteit over te dragen naar even zoo vele andere punten van willekeurige ligging.

*Conclusie:* Inrichting voor het overbrengen van beelden door middel van een lichtgeleider, met het kenmerk, dat deze lichtgeleider buigzaam is en bestaat uit een bundel lichtgeleidende strengen, die ieder een varieerende dwarsdoorsnede hebben.

3 blz. beschrijving, 3 conclusies, 7 fig.

**No. 39528 Ned.** Aanvraag ingediend 3 Januari 1928. Openbaar gemaakt 15 October 1931. Voorrang van 3 Jan. 1927 af (Ver. Staten van Amerika).

N. V. Philips' Gloeilampenfabrieken, Eindhoven.

*Ontladingsbuis, waarin zich een piëzo-electrisch element en een gasvulling bevinden, en een frequentierelais, bevattende een dergelijke ontladingsbuis.*

*Conclusie:* Ontladingsbuis, waarin zich een piëzo-electrisch element, bestaande uit een piëzo-electrisch kristal met zijn electroden en een gasvulling bevinden, met het kenmerk, dat een der electroden, waartusschen het piëzo-electrisch kristal is opgesteld, electricch en eventueel ook mechanisch is verbonden met den rooster van een, in dezelfde ontladingsbuis opgesteld electrodensysteem, dat een koude kathode bevat, welks oppervlak groot is ten opzichte van de anode.

2 blz. beschrijving, 2 conclusies, 1 fig.

# 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 roosterspanning. Maxima zou men alleen oscillographisch kunnen bepalen wilde men niet reeds bij de meting de lamp bederven.

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

**VRAAGT UITVOERIGE PROSPECTUS MET KARAKTERISTIEKEN BIJ:**



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

Nassau-Ouwerkerkstraat 3  
**DEN HAAG.**

≡ **Televisie voor den Amateur** ≡

door **J. CORVER** en **G. J. ESCHAUZIER**

**Prijs in driekleurendrukomslag f 1.25**

**Het Zendend Amateurisme in Nederland**

door **W. KEEMAN** - **Prijs f 1.50**

Uitgaven van **N. VEENSTRA** te 's-Gravenhage



**Beide boeken zijn verkrijgbaar  
bij den boekhandel en tegen  
inzending van het bedrag, plus  
f0.15 voor porto, bij den Uitgever**

# VARTA

GLOEI- EN PLAATSTROOM-ACCU'S

VOOR

ONTVANG- EN ZEND-INSTALLATIES

HET MERK!

## Fa. CH. VELTHUISEN

OPGERICHT IN 1891

18 OUDE MOLSTRAAT - Telefoon 116227\* - Giro 28376 - 's-GRAVENHAGE.

### WEAMETER

De Precisie WISSELSTROOM AMPÈREMETER  
FABRIKAAT „GOSSEN”

Voor 15 -75 Perioden (ook te gebruiken voor gelijkstroom) wordt voor de volgende meetbereiken geleverd. 1. Twee meetbereiken: 0.25 en 0.05 Ampère f 37.50. 1 en 2 Ampère f 37.50.  
2. Eén meetbereik: 5 Ampère f 26.50. 10 Ampère f 26.50. 25 Ampère f 26.50.  
50 Ampère f 26.50. 100 Ampère f 26.50.

Uitvoering en grootte zijn als van den Wevometer; de drukknop-schakeling vervalt echter.

**MAVOMETER nieuwste type f 22.75.**

BIJBEHOOREND ETUI f 2.—.

Maweco Volt, Amp. en m.Amp. is een instrument om de Mavometer voor wisselstroom geschikt te maken.

**BIJZONDER GESCHIKT VOOR ONDERWIJSINRICHTINGEN EN LABORATORIA!**

NIEUWE geheel herziene derde druk

## KORTEGOLF-ONTVANGST

door Ir. J. J. NUMANS.

PRIJS INGENAAID f 4.—, GEBONDEN f 5.50.

Alom bij den Boekhandel verkrijgbaar, en tegen inzending van het bedrag, plus f 0.20 voor porto, bij den Uitgever

**N. Veenstra** Laan v. Meerdervoort 30  
DEN HAAG