

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. 32112.

Abonnementsprijs voor niet-leden f 9.— per jaargang van 12 nummers. Buitenland f 10.—
Leden der Vereeniging (contributie f 8.— per jaar) ontvangen het maandblad gratis.
Secretaris-Penningmeester: B. Silkkerveer, Columbusstraat 187, den Haag.

INHOUD: Karakteristiekversteiling. — Hoogfrequent Versterking. — Over
hooge-frequentie-versterking door resonantie-koppeling. — Bouw van versterkers.
— Het radiostation Kootwijk. — Negatron en Numans-Roostenstein-schema. —
Een Nieuwe Capaciteitsmaat? — Nogmaals: welke capaciteitsmaat? — Register
Radio-Nieuws 1924.

Karakteristiekversteiling.

Door Ir. H. O. ROOSENSTEIN.

Ieder amateur beseft tegenwoordig het groote voordeel van de terugkoppeling en men ontmoet dan ook haast geen toestel, waarin ze niet is toegepast.

Ondanks de enorme versterking, die er mede te behalen valt, bezit de terugkoppeling ook eigenschappen, die in bepaalde gevallen nadeelen kunnen zijn.

Zoo geldt b.v. de genoemde, groote versterking slechts voor één bepaalde frequentie m.a.w. zij is zeer selectief. Verder is de door terugkoppeling te bereiken versterking een gevolg van dempings-reductie: stopt het aankomende signaal, dan galmt de trilling nog langen tijd na in de ontvangketens.

Bovenstaande feiten maken, dat men bij selectieve laagfrequent-versterking (toonversterking) slechts een spaarzaam, bij non-selectieve l.f. versterking (telefonieversterking), in 't geheel geen gebruik van terugkoppeling mag maken: in het eerste geval schalen de signalen te lang na, in het laatste treedt ernstige vervorming op.

Willen wij het laatste nadeel vermijden, dan moeten wij terugkoppelen door middel van een element, dat zich voor alle frequenties gelijkelijk gedraagt m.a.w. door een weerstand. Dit idee werd reeds verwezenlijkt door *Turner* in zijn „*Kallirotron*”, een schake-

ling van twee lampen, die principieel gelijkwaardig is met een weerstandsversterker, waarvan de 2e lamp door middel van een weerstand teruggekoppeld is op de 1e. Ondanks de enorme versterkingen, welke met dit schema voor lage frequenties te bereiken zijn, heeft het geen ingang gevonden, waarschijnlijk ten gevolge van het feit dat twee afzonderlijke hsp.-batterijen, 2 groote, fijn variabele, inductievrije, weerstanden en twee lampen noodig zijn.

De dubbelroosterlamp nu, biedt ons de mogelijkheid een soortgelijk effect te bereiken, wanneer wij in den voorroosterketen een weerstand schakelen, dien wij om nader aan te duiden redenen „labilisatiweerstand” zullen noemen (zie fig. 1).

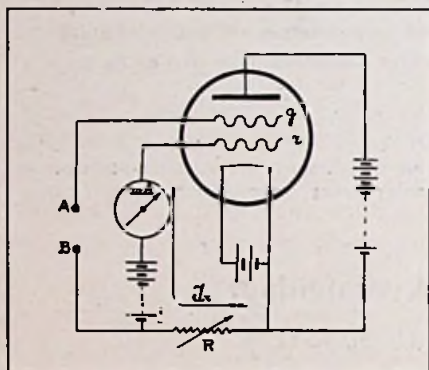


Fig. 1

Tusschen A en B in deze figuur worde verder een spanningsregelaar geschakeld. Wanneer we nu de stuurroosterspanning iets verhoogen, dan zal het stuurrooster meer electronen naar de plaat trekken, die anders op 't voorrooster terecht waren gekomen m.a.w.

de voorroosterstroom I_r vermindert. Nu veroorzaakt I_r op R een spanningsval welke ten gevolge heeft, dat 't punt B negatief wordt t.o.v. min-gloeidraad. Door de aangeduide verlaging van I_r zal dus

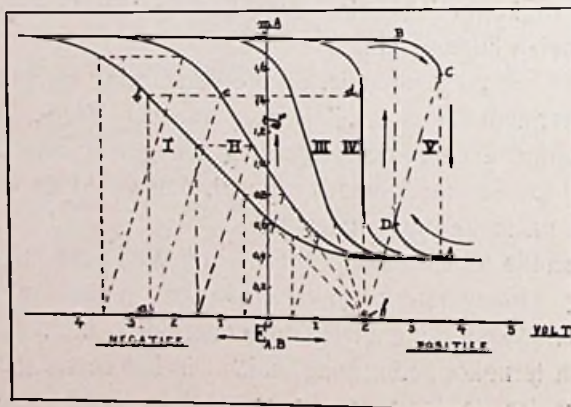


Fig. 2

B in spanning stijgen en met B gaat alles, wat aan B verbonden is: spanningsregelaar en stuurrooster, in potentiaal omhoog: de oorspronkelijke stijging van stuurroosterspanning wordt dus ondersteund. Het zal dus duidelijk zijn, dat de karakteristiek van

de lamp met weerstand R steiler loopt, dan de karakteristiek zonder dien weerstand. Wanneer I in fig. 2 de normale karakteristiek voorstelt, dan laat zich uit deze karakteristiek iedere volgende afleiden door het teekenen van driehoeken, gelijkvormig met $\triangle a b c$.

Van $\triangle a b c$ is $a b$ verticaal en $b c$ horizontaal, de helling van $a c$ hangt af van de grootte van den weerstand R . Op de wijze waarop karakteristiek II verkregen is, kan ook III ontstaan, wanneer R iets grooter genomen wordt. Nemen we R nog grooter, dan ontstaat de kromme IV, die een volkomen verticaal stuk bevat. Hier zal een uiterst kleine verhooging van $E_{A B}$ (spanning tusschen A en B) den vóórroosterstroom een reusachtige vermindering doen ondergaan: de gevoeligheid van het toestel is oneindig groot.

Maken we R nóg grooter, dan ontstaat een karakteristiek als V. Stijgt $E_{A B}$ van 0 Volt af, dan daalt de stuurroosterstroom tot 't punt C, waar de karakteristiek zich naar links afbuigt. 't Gevolg is, dat bij verdere vergrooing van $E_{A B}$ de roosterstroom „derailleert”, van de karakteristiek „afrolt” en terecht komt in 't punt A. Hetzelfde verschijnsel doet zich voor, wanneer we, beginnende met hooge waarden van $E_{A B}$, deze geleidelijk doen dalen. De cata-

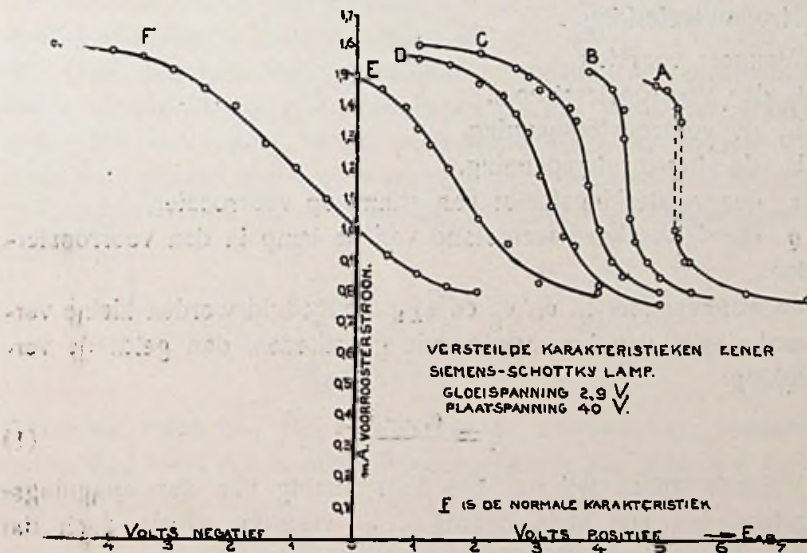


Fig. 3

strophe treedt nu op in 't punt D. Op het stuk CD van de karakteristiek V is geen evenwichtstoestand mogelijk.

Op de theoretische motiveering van bovenstaande constructie willen wij hier niet ingaan; om geen onnodige plaatsruimte te

vergen, zij volstaan met de mededeeling, dat zij door de verandering van den versterkingsfactor enigszins benaderd is, doch dat de experimenteel bepaalde karakteristiekbundel, zooals blijkt uit fig. 3, met de theorie in goede overeenstemming is. Als bijzonderheid kan hier vermeld worden, dat fig. 2 reeds geteekend was vóórdat de waarnemingen van fig. 3 gedaan werden.

Voor normale versterkingsdoeleinden is alleen kromme IV van belang. Om hierop in te stellen moet de labilisati weerstand een uiterst fijn regelbare, niet inductieve, capaciteitsvrije weerstand zijn. Daar destijds nog geen goede weerstanden verkrijgbaar waren, maakte ik een toestel, bestaande uit twee verticale glazen buizen, bevestigd aan een statief. De dikte der buizen bedraagt ca. 1 c.M., de lengte ca. 30 c.M. Zij zijn gevuld met oplossingen van kopersulfaat en aan de onderzijde gesloten door stoppen, waardoor de koperen electroden naar binnen komen. In beide buizen kan men de andere electroden van boven af min of meer laten zakken, waardoor de weerstand veranderd wordt. De beide buizen zijn in serie geschakeld; de eene, met een sterke oplossing gevuld, dient als fijnregeling van de andere. De maximale weerstand bedraagt ca. 6000 Ω .

Stroomversterking.

Wanneer voorstelt:

I_r den voorroosterstroom,

E_r de voorroosterspanning,

E_g de stuurroosterspanning,

ν den versterkingsfactor van stuur- op voorrooster,

ρ den inwendigen weerstand van de lamp in den voorroosterketen

en wanneer met i_r , e_r , e_g en e_{AB} aangeduid worden kleine vermeerderingen van bovengenoemde grootheden, dan geldt de vergelijking:

$$i_r = \frac{e_r - \nu e_g}{\rho} \quad (1)$$

Veronderstellen wij nu, dat de spanning van den spanningsregelaar met een klein bedrag e_{AB} vergroot wordt, doch dat verder niets aan de instelling wordt veranderd.

In dat geval is

$$e_g = + e_{AB} - i_r R \quad (2)$$

Door de bijbehorende vermeerdering (positief of negatief) van I_r wordt n.l. de spanningsval langs R met $i_r R$ vermeerderd.

Verder is

$$e_r = -i_r R \quad (3)$$

(2) en (3) in (1) geeft:

$$i_r \varrho = -i_r R - \nu e_{AB} + \nu i_r R$$

$$i_r = \frac{-\nu e_{AB}}{\varrho - R(\nu - 1)} \quad (4)$$

We zien hieruit, dat een vermindering van voorroosterstroom ontstaat, welke des te grooter is, naarmate de noemer van de breuk kleiner is. De gevoeligheid is oneindig groot wanneer

$$\varrho = R_{\text{kritisch}}(\nu - 1)$$

of $R_{\text{kritisch}} = \frac{\varrho}{\nu - 1}$ is. (5)

Daar $\nu \gg 1$ is, mag benaderd worden geschreven:

$$R_{\text{kritisch}} = \frac{\varrho}{\nu} = \frac{1}{S} \quad (6)$$

als S de steilte van de karakteristiek in Amp./Volt voorstelt ¹⁾.

Voor een Siemens-Schottky-lamp kan $S = 0,0002$ A./V. bedragen m. a. w.

$$R_{\text{kritisch}} = 5000 \Omega.$$

Praktisch blijkt men dan ook met 6000 Ω ruim toe te komen.

Uit (4) zou men kunnen besluiten, dat een waarde van e_{AB} , hoe klein ook, bij zuivere instelling I_r met b.v. 0,5 m.A. zou kunnen doen vermeederen. Dat is echter niet het geval: een volkomen recht stuk, zooals in fig. 2 geteekend is, bezitten de karakteristieken in werkelijkheid niet; zij hebben slechts een z.g. buigpunt d.w.z. één enkel punt, waar de kromming nul is. Wanneer dit buigpunt optreedt bij een spanning E_{AB_0} en een stroomsterkte I_{r0} , dan is, daar $E_{AB} = f(I_r)$ is, de reeks van Taylor neer te schrijven:

$$E_{AB_0} + e_{AB} = E_{AB_0} + \frac{i_r}{1!} E'_{AB} + \frac{i_r^2}{2!} E''_{AB} +$$

$$+ \frac{i_r^3}{3!} E'''_{AB} + \dots \text{)}$$

Feitelijk staat hier dus : wanneer de stroomsterkte toeneemt met i_r , dan moet die toename teweeggebracht zijn door een spanningsverhooging

$$e_{AB} = \frac{i_r}{1!} E'_{AB} + \frac{i_r^2}{2!} E''_{AB} + \frac{i_r^3}{3!} E'''_{AB} +$$

¹⁾ Tusschenrekening: als $E_r = \text{constant}$, dus $e_r = 0$, dan is volgens (1) $i_r = -\frac{\nu}{\varrho} e_g$. Ook is $\frac{i_r}{e_g} = S$ dus is $|S| = \frac{\nu}{\varrho}$.

²⁾ Voor eenvoudige litteratuur zie men b.v. Bendt, Grundzüge der Diff. u. Int. Rechnung (Verlag J. Weber Leipzig) of: Sammlung Göschen Bd. 87.

+ een rest welke bij kleine waarden van i_r te verwaarloozen is.

Nu was allereerst verondersteld, dat we in 't buigpunt ingesteld waren. Daarvoor is

$$E'_{AB} = 0.$$

Tevens kunnen we door nauwkeurige instelling de karakteristiek in dat punt verticaal maken.

Dan is tevens:

$$E'_{AB} = 0.$$

Blijft over:

$$e_{AB} = \frac{i_r^3}{3!} E''_{AB}$$

Het stroomeffect bedraagt dus:

$$i_r = \sqrt[3]{\frac{6 e_{AB}}{E''_{AB_0}}} \quad (8)$$

We zien hieruit, dat, voor een achttvoudig kleinere e_{AB} , i_r nog slechts tot zijn halve waarde daalt, m.a.w. de installatie is voor zwakke spanningsveranderingen relatief buitengewoon gevoelig. Zonder dieper op dit punt in te gaan, moeten wij er echter bijvoegen, dat, wil 't bovenstaande doorgaan voor de *ultra-zwakke* e_{AB} 's, het toestel door een godenhand ingesteld moet zijn! In bovenstaande formule is E''_{AB_0} een maat voor de ongeschiktheid van de gebruikte lamp: voor een lamp met een absoluut recht stuk in de karakteristiek, zou zij nul zijn.

Spanningsversterking.

We weten, dat inschakeling van 1 Volt in den stuurroosterkring van een enkelroosterlamp op den plaatstroom hetzelfde effect heeft, als inschakeling van een ν -Volts batterij in den plaatkring. Hieruit volgt direct, dat op een in dien plaatkring geschakelden weerstand slechts een gedeelte van die ν -Volt „teruggewonnen” kan worden: de spanningsversterking, die een lamp kan leveren in een weerstands- (of smoorspoel-)versterker is steeds kleiner dan ν . In ons schema wordt dit anders. Wanneer we in den voorroosterkring een weerstand r plaatsen, b.v. tusschen de batterij en den mA-meter (fig. 1), dan geldt weer

$$i_r = \frac{e_r - \nu e_g}{\rho} \quad (1)$$

Ten gevolge van een vergrooting e_{AB} van E_{AB} ontstaat:

$$e_r = -i_r R - i_r r \quad (9)$$

$$e_g = -i_r R + e_{A B} \quad (10)$$

(9) en (10) in (1):

$$i_r \varrho = -i_r R - i_r r + \nu i_r R - \nu e_{A B}$$

$$i_r = \frac{-\nu}{\varrho + r - R(\nu - 1)} \times e_{A B} \quad (11)$$

Op den weerstand r , die b.v. bedoeld kan zijn als koppelweerstand voor een volgende lamp, ontstaat nu een spanning:

$$e_{\text{versterkt}} = i_r r = \frac{-\nu r}{\varrho + r - (\nu - 1) R} \times e_{A B} \quad (12)$$

De versterkingsfactor:

$$V = \frac{\nu r}{\varrho + r - (\nu - 1) R}$$

kan nooit hoger worden dan ν als $R = 0$ (normale weerstandsversterker), doch wordt oneindig groot, wanneer

$$R = \frac{\varrho + r}{\nu - 1}.$$

Ter contrôle deed ik de volgende proef.

Op een stuk koperdraad (0.06 Ω per Meter) konden op een willekeurigen afstand twee draadklemmen bevestigd worden. Hun onderlinge afstand werd 1 c.M. gekozen, zoodat de weerstand van het tusschenliggende draadstuk 0.006 Ω bedroeg. De uiteinden van den geheelen draad werden verbonden met een 2 V.-accu met in serie geschakeld gloeilampje. Door het indraaien van dit lampje in zijn fitting ontstond dus tusschen de draadklemmen als gevolg van den 0.15 A. sterken stroom een potentiaalverschil van $0.15 \times 0.0006 = 0.00009$ Volt.

De draadklemmen werden nu verbonden aan de punten A en B. De spanningsregelaar werd hier ter vereenvoudiging weggelaten en in plaats daarvan de gloeistroom zéér fijn regelbaar gemaakt: in 't algemeen heeft men voor de nauwkeurige instelling van het schema twee continu variabele grootheden noodig. Bovendien werd de g-keten niet direct aan R gelegd, doch aan een (uit te probeeren) punt van de r-hoogspanningsbatterij verbonden. Voor den weerstand r , die, zooals men weet, in weerstandsversterkers liefst zoo groot mogelijk gemaakt wordt (50.000 Ω) werd slechts 2000 Ω n.l. de inwendige weerstand van een voltmeter gekozen. Onnoodig te zeggen, dat door dezen lagen weerstand de spanningsversterking sterk gedrukt wordt: een normaal schema zou volgens (12) met $r = 2000$; $\nu = 10$ en $\varrho = 50.000$ ongeveer $2\frac{1}{2} \times$ verzwakt hebben.

Nadat vooraf zeer nauwkeurig op het kritische punt ingesteld

was, bleek het indraaien van het gloeilampje in de fitting tot gevolg te hebben, dat de uitslag van den voltmeter met 0.04 V. toenam.

De spanningsversterking was dus $\frac{0.04}{0.00009} =$ ruim 400-voudig.

De steilte der karakteristiek bedroeg $\frac{0.04}{2000} \times \frac{1}{0.00009}$ d.i. c.a. 200 m.A./Volt !!

Vergeleken met het normale schema is dus een ongeveer 1000-voudige verbetering te constateeren. Daar een goede weerstand-versterker niet $2\frac{1}{2} \times$ verzwakt, doch door 't gebruik van hogere weerstanden ongeveer $8 \times$ versterkt, lijkt 't naar analogie hiervan waarschijnlijk, dat met één lamp een 5000-voudige spanningsversterking verkrijgbaar is; voor zwakkere beginspanningen zelfs veel meer.

Wat betreft de praktische toepassingen van de boven beschreven gelijkstroomversterking denk ik aan de volgende:

1e. het meten van kleine potentiaalverschillen met een lamp in bovenstaande schakeling als nulinstrument b.v. als hulp apparaat bij de brug van Wheatstone of ter bepaling van potentiaalverschillen in concentratieketens (iets voor chemici?).

2e. De ontvangst met schrijftoestel, waarbij steilten van 200 m.A./Volt wel aanlokkelijk moeten zijn. Bij de voorloopige beproeving van een tweelampstoestel, waarvan de eene lamp als normale detector werkte en de tweede gelabiliseerd was, bleek uit het heftige schommelen van de naald van den m.A.-meter zelfs bij zwakke signalen, dat het apparaat buitengewoon gevoelig was. Intusschen was dit apparaat voor schrijfontvangst ongeschikt: door het op het randje van genereeren staan van de 1e lamp is de plaatstroom van die lamp reeds onstabiel. Wordt nu de uiterst gevoelige 2e lamp op de 1e gekoppeld, dan staat de plaatstroommeter van de 2e lamp reeds te „wapperen”, lang voordat het kritische punt bereikt is: een goed instellen is onmogelijk. Om het euvel te ontgaan kan een lamp l.f. met roostercondensator tusschengeschakeld worden. Misschien zal men ermee kunnen volstaan, de gelabiliseerde lamp zelve als laagfrequentlamp met roostercondensator uit te voeren. Ook is het te beproeven de detectorlamp te labiliseeren, waardoor deze tegelijkertijd ook l.f. zou versterken — zooals men ziet: een uitgebreid veld voor proefnemingen.

Wisselstroomversterking.

We zullen nu overgaan tot het plaatsen van een telefoon in voorrooster- of plaatketen. Om redenen, die hier wegens hun ge-

compliceerdheid niet verklaard kunnen worden, zullen we de telefoon bij voorkeur in den plaatkring schakelen. De werking verandert daardoor in principe niet, daar voorrooster- en plaatstroom bij voldoende hooge spanning volkomen van elkaar afhankelijk zijn: stijgt de eene, dan *moet* de andere dalen e.o. We verbinden verder klem A met een experimenteel te bepalen punt van de r-hsp.-batterij en stellen nu met labilisatie- en gloeistroomweerstand (met fijnregeling!) in op het indifferente punt van de kritische karakteristiek.³⁾ Men kan natuurlijk ook den spanningsregelaar aanwezig laten en den gloeistroom constant. Dit is gecompliceerder, maar geeft gemakkelijker instelling: om noodeloos gepruts te voorkomen, zou ik ieder amateur, hoe ervaren ook in 't behandelen van een *normaal* schema, willen aanraden op deze wijze te beginnen.

Voor $E_{A B}$ kan men met voordeel een (continu variabele) vloeistofpotentiometer gebruiken, zooals door schrijver dezes aangegeven werd in Radio-Expres van 15-11-'23. Om in dat geval den gloeistroom absoluut constant te houden, kan bij gebruik van ongeschikte ijzerweerstandjes — en meestal is dat 't geval — de schakeling toegepast worden, welke is aangegeven in „Radio Nieuws” 1923, blz. 364 (ook „Radio-Expres” 3-4-'24).

Zoodra bij het instellen het kritische punt genaderd wordt, merken we, dat de microfonesche effecten van de lamp in sterkte schijnen toe te nemen; gezoem van het elektrische lichtnet kan zeer hinderlijk worden, geruisch van de plaatbatterij neemt geweldige afmetingen aan enz. enz.: het is geen oogenblik stil in de telefoon.

Hieruit is wel direct duidelijk, dat de constructie van een dergelijk apparaat, wil het geschikt zijn tot het leveren van een hooge, rustige, constante versterking, aan zware eischen moet voldoen. Zoo veroorzaakt b.v. het spreken in het vertrek een natrillen van de inwendige lampdeelen, dat in de telefoon hinderlijk kan zijn.

Na deze, ongetwijfeld verblijdende, waarnemingen, welke getuigen van een zéér hooge versterking, doen we er nog een minder prettige. Naar 't karakter van formule (4) te oordeelen, moet de gevoeligheid met sprongen toenemen, naarmate we dichter bij het kritische punt komen. Dit feit is ook werkelijk te constateeren bij de gelijkstroomversterking. Bij de toepassing van het schema als audio-versterker zoeken we echter vergeefs naar een kritisch *punt*: hier bestaat een kritisch *gebiedje*, waar de versterking maximaal is.

³⁾ Een m.A.-meter in den plaat- of voorroosterkring is bij deze schakelingen steeds noodzakelijk ter controle.

Het ligt voor de hand, dat de oorzaak van deze afwijking gezocht moet worden in de zelfinductie van de telefoon. Wanneer we ons voorstellen, dat in den r-keten in plaats van den weerstand r bij de voorgaande beschouwingen een telefoon met een weerstand r en een zelfinductie L geplaatst wordt, dan is het effect daarvan analytisch al zéér gemakkelijk na te gaan door in plaats van de letter r in formule (11) te substitueeren de combinatie $j \omega L + r_1$ zijnde de weerstand, die L en r_1 in de keten brengen en die geheel voor r in de plaats treedt.

We krijgen

$$\bar{i}_r = \frac{-r \bar{e}_{AB}}{\varrho - R(\nu - 1) + j\omega L + r_1}$$

$\varrho - R(\nu - 1) + r_1 = a$ stellende, vinden wij voor de absolute grootte van \bar{i}_r :

$$i_r = \frac{r e_{AB}}{\sqrt{a^2 + \omega^2 L^2}}.$$

Nu kan volgens het voorgaande $a = 0$ gemaakt worden in welk geval voor gelijkstroom oneindig groote versterking optreedt. Voor wisselstroom is dan echter slechts te bereiken:

$$i_r = \frac{r e_{AB}}{\omega L}.$$

Werkende met een normale schakeling ($R = 0$) hadden we kunnen bereiken:

$$i_r' = \frac{r e_{AB}}{\sqrt{\varrho^2 + \omega^2 L^2}}$$

(r_1 is verwaarloosd t. o. v. ϱ).

De verhouding der gevoeligheden is:

$$\frac{i_r'}{i_r} = \sqrt{\frac{\varrho^2}{\omega^2 L^2} + 1}.$$

Daar steeds $\varrho \gg \omega L$ is, bereikt de versterking een veel hogere waarde dan in een normaal schema. Over de grootte van $\frac{i_r'}{i_r}$ is het uiterst moeilijk iets mede te deelen omdat de grootte ϱ merkwaardige kuren vertoonen kan. Practisch bleek mij, dat de versterking van deze éénlamps-schakeling gelijkwaardig was aan die van een normalen tweelamps-l.f.-versterker. Over het gedrag van ϱ hoop ik overigens een volgenden keer iets mede te deelen.

Het effect van de telefoonzelfinductie is dus blijkens het bovenstaande al zeer nadeelig en ik heb op verschillende wijzen getracht deze klip te omzeilen.

Dat ze op de versterking een fnuikenden invloed heeft, wordt wel bewezen door het feit, dat een lageweerstandstelefoon (weinig zelfinductie) in dit schema opvallend veel geluid geeft. Een radicale methode is natuurlijk de toepassing van een telefoon welke zelfinductie, noch capaciteit bezit: een thermotelefoon dus. Voor zoover mij echter bekend is, zijn de hedendaagsche thermotelefoons zóó ongevoelig, dat er geen denken aan is, op deze wijze resultaat te bereiken.

Verder is het te probeeren in plaats van de telefoon een hoogen weerstand te gebruiken, die dient als koppelweerstand voor een volgende lamp. Hoewel tijdsgebrek mij verhinderde dit schema volledig te probeeren, wezen voorloopige proefnemingen er op, dat in deze richting waarschijnlijk veel te bereiken is.

Behalve de zelfinducties spelen ook de capaciteiten een versterkingsbeperkende rol. Zoo is b.v. de capaciteit van het stuurrooster t. o. v. den gloeidraad een der oorzaken, dat een voor gelijkstroom gelabiliseerd toestel voor wisselstroom niet volkomen juist is ingesteld: men moet in dat geval voor maximale geluidsterkte de waarde van R iets veranderen. Het is dus zaak alle toeleidingsdraden enz. zoo kort mogelijk te houden, daar de parasitaire capaciteiten, hoewel opzichzelve in 't algemeen niet erg hinderlijk, in verbinding met zelfinducties de versterking bedenkelijk kunnen drukken.

Een ander punt is het gebruik van een roostercondensator (b.v. om een hsp. batterij uit te sparen).

Wanneer deze ingeschakeld wordt met b.v. een lek op den gloeidraad, dan zal bij 't labiele punt een laag- of hoogfrequent gekrijsch optreden. De oorzaak hiervan hoop ik nog eens mede te deelen; thans volsta ik met te zeggen dat dit gekrijsch te vermijden is door het roosterlek aan te sluiten aan een punt der r-hsp.-batterij. De roostercondensator moet perfect isoleeren.

Wij willen hiermede dit overzicht beëindigen. Zonder twijfel valt er op dit gebied nog geweldig veel te experimenteren en juist dáárom leek het gewenscht reeds thans tot publicatie over te gaan. De voorloopige proeven, welke, wegens chronisch tijdsgebrek, bijna een jaar duurden, zijn hiermede afgesloten.

Binnen afzienbaren tijd hoop ik nog nadere mededeelingen te kunnen doen en ben ondertusschen steeds bereid met hen, die de experimenten in de een of andere richting (schrijfontvangst?) willen voortzetten, in gedachtenwisseling te treden.

Hoogfrequent Versterking.

Is de afgestemde anode-keten effectief ?

Onder dit opschrift verscheen in het vorig nummer een beschouwing, welke moeilijk leesbaar was door de vele drukfouten in den tekst en de formules.

Alvorens verder te gaan, volgt hieronder nog eerst een overzicht van het behandelde met weglating van de afgeleide formules.

In de schakeling voor hoogfrequentversterking, schema Koomans, treedt eene maximale spanningsversterking op bij afstemming van den anodekring op de te ontvangen golf.

Wanneer de afgestemde anodekring *geen* weerstand heeft, dan is de spanningsversterking gelijk aan den spanningsversterkingsfaktor van de lamp.

De selectiviteit van de anodeketen is echter zeer matig, de resonantiekromme is van anderen aard en vorm dan die van een serieketen b.v. de antenneketen.

Uit de afgeleide formule voor de resonantiekromme van de anodeketen, waarbij de kring verliesvrij is gedacht, volgt, dat de selectiviteit het grootste is, wanneer een kleine zelfinductie en een groote capaciteit wordt gekozen.

Fig. 6 geeft een nadere illustratie van de formule. Grafiek A stelt

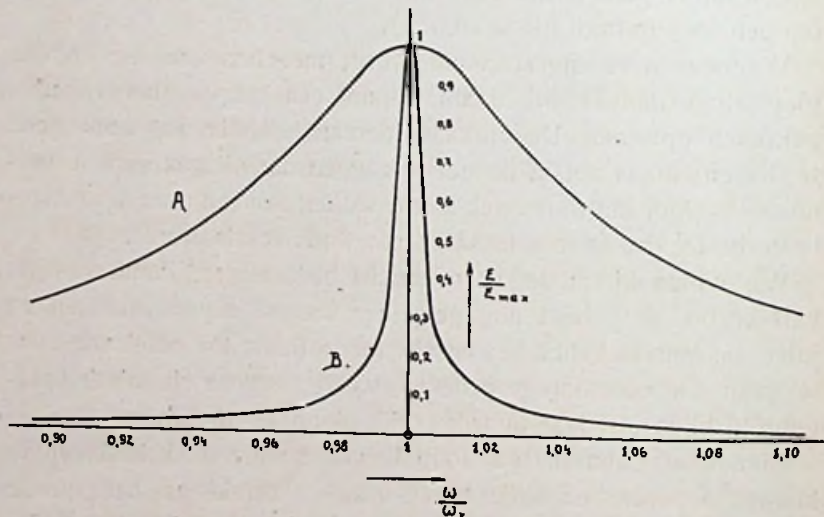


Fig. 6

de resonantiekromme van een anodeketen voor, waarvan de kring bestaat uit een zelfinductie $L = 2$ millihenry, capaciteit $C = 325$

$\mu \mu F$ dus golflengte $\lambda = 1500$ m.; de anodeweerstand der lamp bedraagt 40.000 ohm.

Ter vergelijking is in grafiek B voor dezelfde grootheden van L, C en λ de resonantiekromme van een serieketen aangegeven en wel voor het geval, dat deze nog een weerstand van 10 ohm heeft. (Bij weerstand nul zouden de stroom en spanningen onbeperkt aangroeien).

Zelfs in het ideale geval van een verliesvrij anodekring is derhalve theoretisch de selectiviteit van de anodeketen zéér gering. Practisch merkt men echter bij het hanteeren van een toestel met hoogfrequenteschakeling wel degelijk en vrij behoorlijke selectiviteit van den anodekring op. Dit is evenwel toe te schrijven aan genereer-neiging van het stelsel als geheel genomen, dus van het stelsel bestaande uit antennekring, eerste lamp en anodekring. Zorgt men, dat men een eind buiten het genereergebied blijft, dan vindt men werkelijk een zéér geringe selectiviteit van de anodeketen.

Is er een *weerstand* in den anodekring, dan worden de versterking en selectiviteit beide geringer.

Voor de spanningsversterking werd bij afgestemden anodekring gevonden:

$$\frac{1}{1 + \frac{R r C}{L}}$$

Hierin is R de anodeweerstand van de lamp en r de weerstand van den anodekring.

Vult men in deze formule waarden in welke bij kleinere golflengten praktisch voorkomen, dan vindt men, dat de spanningsversterking bij die korte golven slechts 2 en zelfs minder kan bedragen. Een bruikbare versterking is dan alleen mogelijk met behulp van een terugkoppeling.

De weerstand in den anodekring maakt tevens ook de selectiviteit, die, zooals uit bovenstaande bleek, toch reeds matig is, nog geringer.

Het toenemen van eene terugkoppeling op den anodekring is een middel om dezen kring verliesvrij te maken. Bij afstemming treedt dan een spanningsversterking op, welke gelijk is aan den versterkingsfactor van de lamp. De selectiviteit van de anodeketen blijft echter, zooals uit grafiek A fig. 6 volgt, gering.

Samenvattend kan men dus zeggen, dat hoogfrequentversterking met afgestemde anodeketen en terugkoppeling op deze slechts een versterking kan opleveren welke hoogstens gelijk is aan den spanningsversterkingsfactor van de lamp. Bovendien is de selectiviteit

niet die, welke men van twee afgestemde kringen zou verwachten.

Vergelijkt men deze schakeling met een enkellampsschema en directe terugkoppeling op den antennekring, dan kan met dit laatste eene grootere versterking verkregen worden.

Uit ervaring zal men deze conclusies, welke uit berekeningen aan de hand van het schema zijn afgeleid, niet licht beamen.

En terecht! Het gebruik van twee afgestemde kringen met een hoogfrequentlamp ertusschen geeft voor zwakke en middelmatige stations eene versterking welke minstens zoo goed is, als eene verkregen met detectorlamp plus laagfrequentlamp en transformator. Vooral bij grootere golflengten.

Ook is het met de selectiviteit van den afgestemden anodekring niet zoo kwaad gesteld, als berekend is.

Blijkbaar is er met het schema Koomans meer aan de hand dan men zich gemakshalve voorstelt. Dit volgt al direct uit het feit, dat dit schema zich in sommige gevallen precies andersom gedraagt dan men zou verwachten.

Bij een primair-secundair toestel met terugkoppeling op den secundairen kring kan men opmerken, dat bij het op elkaar afstemmen der beide kringen het systeem moeilijker genereert. Een gedeelte van den antenneweerstand wordt in dat geval op den secundairen kring overgedragen en om weer in de buurt van genereeren te komen, moet de terugkoppeling iets *vergroot* worden.

Is er nu een hoogfrequentlamp tusschen beide kringen geschakeld, dan bemerkt men, dat de tweede kring moeilijk tot genereeren te brengen is en daarvoor een sterker terugkoppeling noodig is, dan bij het voorgaand geval. Dit is te wijten aan den anodeweerstand van de hoogfrequentlamp die parallel op den anodekring staat en daardoor een aanzienlijke demping in het systeem brengt.

Zoodra echter de antennekring op den anodekring wordt afgestemd, treedt plotseling een onverwachte neiging tot genereeren op. Zelfs is het mogelijk dat het systeem genereert, terwijl de terugkoppeling geheel is weggedraaid.

Deze neiging tot genereeren is niet aan de tweede lamp toe te schrijven, doch treedt ook op indien we een enkele lamp aan rooster en plaatszijde een slingerketen geven, zooals fig. 7 vertoont. Het is daarbij niet noodig, dat de spoelen van kring I en II elkaar beïnvloeden.

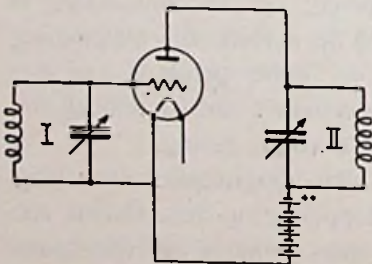


Fig. 7

Deze schakeling werd dan ook voor enkele jaren door de firma Huth gepatenteerd als methode om ongedempte golven voor zenddoeleinden voort te brengen.

De grootte der wisselstroomen die in I en II optreden, kan met behulp van een spoeltje, kristaldetector en kleinen galvanometer (zie fig. 8) onderzocht worden. Daarbij blijkt dat de hoogfrequent-energie in kring I veel geringer is dan in II. De verhouding der stroomen is van 'velerlei afhankelijk, doch bedraagt in normale gevallen ongeveer 1 op 10.

Dit is een voordeel van de hoogfrequentschakeling, dat voor omroepontvangers niet gering te achten is. In genereerstand is men n.l. niet zóó hinderlijk voor buremedeluishteraars als met een primair toestel.

De energie, die in kring I verbruikt wordt, moet blijkbaar van de anodebatterij afkomstig zijn, daar deze de eenige energiebron in de schakeling is.

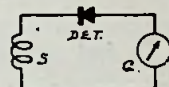


Fig. 8

Hoe echter de energie op kring I wordt overgebracht is niet uit de voorstelling van het schema op te maken. Daarbij is blijkbaar geen rekening gehouden met de parasitaire capaciteiten, welke in de lamp optreden.

In deze schakeling is de capaciteit tusschen rooster en gloeidraad en die tusschen plaat en gloeidraad te verwaarloozen, daar beiden parallel staan op de veel grootere capaciteiten der twee kringen.

Dit is evenwel niet het geval met de capaciteit tusschen plaat en rooster en deze moet dan ook nader beschouwd worden. De grootte ervan varieert bij de ontvanglampen tusschen 5 en 10 $\mu\mu$ F, maar kan door de constructie der lampvoetjes en door onvoordeelig loopende draden tot 20 $\mu\mu$ F en meer aangroeien.

Ofschoon dit nog een kleine capaciteit is, is het gevolg ervan zéér hinderlijk en treedt daardoor genereeren in ontvangschakelingen zeer licht op.

Men kan zich hiervan overtuigen door die capaciteit zelf grooter te maken en wel door aan plaat en rooster ieder een met zijde geïsoleerd draadje aan te brengen en deze twee over een klein stuk in elkaar te draaien, daarbij er acht op gevende, dat de isolatie niet beschadigd wordt.

Een stukje ter lengte van 5 c.M. (ongeveer 5 $\mu\mu$ F) blijkt de genereereneiging reeds zeer te verhoogen. Maakt men deze capaciteitsdraadjes 15 c.M. lang dan is de hoogfrequentschakeling lastig te hanteeren en bij 40 c.M. lengte treedt genereeren op bij korte en lange golven, ook dan, wanneer de twee kringen niet op elkaar zijn afgestemd.

Deze eigenschap van de rooster-plaat capaciteit doet zich ook bij diverse andere schakelingen gelden. In een primair ontvangtoestel kan het „gemakkelijk” genereeren eveneens op bovenstaande wijze verkregen worden. Een zeer kleine variabele condensator tusschen plaat en rooster zou misschien in vele gevallen zelfs dienstig kunnen zijn.

De invloed der lampcapaciteit op de hoogfrequentschakeling zal nog nader besproken worden.

Ir. L. H. M. HUYDTS.

Verbeteringen,

In het artikel van Ir. Huydts op bladzijden 21—27 (dat door een vergissing ongecorrigeerd is geplaatst) staan een aantal zeer storende zetfouten.

Pag. 22 regel 3, vervang „betere” door: „kring”,
formule voor waarde van Z, vervang de e's door C's,
laatste regel, vervang 40 door t/o.

Pag. 23 formule voor Z alsboven,

$$\text{volgende regel, lees } \omega L = \frac{1}{\omega C},$$

(vervang overal verder in den tekst de h door L),

$$\text{lees: } i_L = \frac{k \times e_r}{j \omega L} \text{ en } i_c = \frac{k \times e_r}{-j/\omega C}, \omega L = \frac{1}{\omega C}$$

Pag. 24 formule bovenste regel, vervang de e's door C's (in den tekst de h's door L's).

Pag. 25 regel 3 vervang „met den” door „wordt dan”,
formules regel 4 en 6 vervang \times door +, en in regel 3 e door C (in den tekst de h's door L's).

$$\text{Pag. 26 lees: } \frac{Z}{Z + R} = \frac{1}{1 + R/Z}$$

vervang in tekst h's door L's,

regel 9 v. o. vervang 7 door r,

regel 5 v. o. lees: van de eerste lamp.

Pag. 27 regel 1 vervang „6 maal” door „k maal”.

Over hooge-frequentie-versterking door resonantie-koppeling.

II.

In het September-nummer 1924 van dit orgaan heb ik het geval besproken, waarbij de afgestemde tusschenkring is gekoppeld aan den daaraan voorafgaanden raamkring. De schakeling biedt zeer versterkte en toch goede ontvangst, maar de behandeling van het toestel verlangt een behoorlijke routine, doordat men vele onverwachte verschijnselen aantreft.

Wat dit laatste betreft, is een andere schakeling voordeeliger, waarbij men den tusschenkring koppelt aan den daaropvolgenden plaatkring.

De redacteur van Radio-Nieuws heeft in een noot van het bovengenoemde nummer den wensch te kennen gegeven, dat ook de laatstgenoemde schakeling wiskundig werd uitgewerkt.

We nemen nu het volgende schema:

We nemen aan, dat er geen merkbare roosterstroomen optreden en dat de wisselspanning, die van antenne of raam op het rooster van de eerste lamp te voorschijn geroepen wordt, voorgesteld kan worden door $E = P e^{j\omega t}$, waarbij P en ω reëel zijn en j de bekende imaginaire eenheid voorstelt.

Men krijgt nu door toepassing van de wetten van Kirchhoff en van de vergelijking van de lamp, het volgende stel vergelijkingen:

$$\left. \begin{aligned} i_2 &= i_1 + i_3 \\ i_1 &= S \left(E - \frac{1}{k} \int \frac{i_2}{C} dt \right) \\ i_4 &= S \left(- \int \frac{i_2}{C} dt + \frac{1}{k} e_1 \right) \\ L_{12} i_3^{11} + L_2 i_4^{11} + r_2 i_4^1 + \frac{de_1}{dt} &= 0 \\ L_{12} i_4^{11} + L_1 i_3^{11} + r_1 i_3^1 + \frac{i_2}{C} &= 0 \end{aligned} \right\}$$

Uit de 2e vergelijking volgt i_2 in den vorm:

$$i_2 = \frac{kC}{S} i_1^1 + kCE^1$$

en dus

$$i_1 + i_3 = \frac{kC}{S} i_1^1 + kIE^1.$$

Uit de 3e vergelijking volgt door differentiatie en oplossing naar $\frac{de_a}{dt}$ de betrekking:

$$\frac{de_a}{dt} = \frac{k}{S} i_4^1 + k \frac{i_2}{C}$$

waarin de nog i_2 kunnen vervangen door $i_1 + i_3$.

We krijgen aldus het volgende stel van drie vergelijkingen in i_1 , i_3 en i_4 :

$$(1) \quad L_{12} i_3^{11} + L_2 i_4^{11} + r_2 i_4^1 + \frac{k}{S} i_4^1 + \frac{k}{C} (i_1 + i_3) = 0$$

$$(2) \quad L_{12} i_4^{11} + L_1 i_3^{11} + r_1 i_3^1 + \frac{1}{C} (i_1 + i_3) = 0$$

$$(3) \quad i_1 + i_3 = \frac{kC}{S} i_4^1 + kCE^1.$$

We denken nu, dat de door antenne of raam op het eerste rooster geleverde spanning wordt voorgesteld door $E = p_j^{11} t$ en nemen aan, dat daardoor in het toestel wisselstromen tevoorschijn worden geroepen, die we kunnen voorstellen door

$$\left. \begin{aligned} i_1 &= U e^{j\omega t} \\ i_3 &= V e^{j\omega t} \\ i_4 &= W e^{j\omega t} \end{aligned} \right\}$$

waarbij U , V en W complex kunnen zijn, maar W reëel is. Het is duidelijk, dat het geheel voordeliger werkt, naarmate W grooter wordt. De tweede lamp is detector-lamp. De gerichte stroom zal sterker zijn, naarmate W grooter is. Ze zal recht-evenredig zijn met het kwadraat van de spanning op de condensator C , daar ze bepaald wordt door de tweede afgeleide bij de karakteristiek van de lamp.

Uit de vergelijkingen (1) en (2) volgt door aftrekking:

$$L_{12} i_3^{11} + L_2 i_4^{11} + r_2 i_4^{11} + \frac{k}{S} i_4^1 = k(L_{12} i_4^{11} + L_1 i_3^{11} + r_1 i_3^1)$$

$$\text{of } kL_1 i_3^{11} + k r_1 i_3^1 - L_{12} i_3^{11} = L_2 i_4^{11} + r_p i_4^1 - kL_{12} i_4^{11}$$

als we nog $r_2 + \frac{k}{S}$ vervangen door r_p . Hierin stelt toch $\frac{k}{S}$ de

inwendige weerstand van de lamp voor en dus de som $p_2 + \frac{k}{S}$ kan door r_p worden vervangen: de totale weerstand in de plaatkring van de tweede lamp. Vervangt men nu i_3 en i_4 door de boven gegeven uitdrukkingen, dan vindt na deeling door de exponentiële factor:

$$V(-k L_1 \omega^2 + k j \omega r_1 + L_{12} \omega^2) = W(-L_2 \omega^2 + r_p j \omega + k L_{12} \omega^2)$$

en dus

$$\frac{V}{W} = \frac{\omega^2 (-L_2 + k L_{12}) + r_p j \omega}{\omega^2 (-k L_1 + L_{12}) + k j \omega r_1}.$$

De vergelijking (3) levert na invoeging en deeling als boven

$$U + V = \frac{k C}{S} j \omega U + k C P j \omega$$

$$U \left(1 - \frac{k C}{S} j \omega\right) + V = k C P j \omega.$$

Hierdoor kan men V uitdrukken in U als volgt:

$$V = k C P j \omega + U \left(\frac{k C}{S} j \omega - 1\right).$$

Verder vindt men W uitgedrukt in U met behulp van de voorafgaande vergelijking:

$$W = \frac{\omega^2 (-k L_1 + L_{12}) + k j \omega r_1}{\omega^2 (-L_2 + k L_{12}) + r_p j \omega} \left\{ k C P j \omega + U \left(\frac{k C}{S} j \omega - 1\right) \right\}$$

Voegt men nu de gevonden waarden voor V en W in de vergelijking (2) in, dan krijgt men een betrekking, waaruit de waarde van U kan worden afgeleid:

$$\begin{aligned} -L_{12} \frac{\omega^2 (-k L_1 + L_{12}) + k j \omega r_1}{\omega^2 (-L_2 + k L_{12}) + r_p j \omega} \left\{ k C P j \omega + U \left(\frac{k C}{S} j \omega - 1\right) \right\} \omega^2 \\ + (-L_1 \omega^2 + r_1 j \omega) \left\{ k C P j \omega + U \left(\frac{k C}{S} j \omega - 1\right) \right\} \\ + k P j \omega + U \frac{k}{S} j \omega = 0 \end{aligned}$$

of anders geschreven:

$$\begin{aligned} U \left\{ \left(\frac{k C}{S} j \omega - 1\right) \left[-L_{12} \omega^2 \frac{\omega^2 (-k L_1 + L_{12}) + k j \omega r_1}{\omega^2 (-L_2 + k L_{12}) + r_p j \omega} \right. \right. \\ \left. \left. + (-L_1 \omega^2 + r_1 j \omega) \right] + \frac{k}{S} j \omega \right\} = \\ -k P j \omega \left[-L_{12} \omega^2 \frac{\omega^2 (-k L_1 + L_{12}) + k j \omega r_1}{\omega^2 (-L_2 + k L_{12}) + r_p j \omega} C \right. \\ \left. + (-L_1 \omega^2 + r_1 j \omega) C + 1 \right]. \end{aligned}$$

Hieruit volgt U in den vorm:

$$(4) \quad U = - \frac{C k P j \omega \Delta}{\left(\frac{k C}{S} j \omega - 1\right) \Delta + \frac{1}{C}},$$

als men onder Δ verstaat de uitdrukking:

$$\Delta = -L_{12} \omega^2 \frac{\omega^2 (-k L_1 + L_{12}) + k j \omega r_1}{\omega^2 (-L_2 + k L_{12}) + r_p j \omega} + (-L_1 \omega^2 + r_1 j \omega) + \frac{1}{C}.$$

De uitdrukking Δ is van veel belang. We zullen aanstonds zien, dat de tusschenkring gaat „genereren”, als Δ nul wordt.

Uit 't voorgaande van U volgt nu de waarde van V :

$$\begin{aligned} V &= U \left(\frac{k C}{S} j \omega - 1 \right) + k C P j \omega \\ &= - \frac{C k P j \omega \Delta \left(\frac{k C}{S} j \omega - 1 \right)}{\left(\frac{k C}{S} j \omega - 1 \right) \Delta + \frac{1}{C}} + k C P j \omega. \\ (5) \quad &= \frac{k P j \omega}{\left(\frac{k C}{S} j \omega - 1 \right) \Delta + \frac{1}{C}} \end{aligned}$$

Voor zoover nodig, volgt hieruit nog W in den vorm:

$$W = \frac{\omega^2 (-k L_1 + L_{12}) + k j \omega r_1}{\omega^2 (-L_2 + k L_{12}) + r_p j \omega} \times \frac{k P j \omega}{\left(\frac{k C}{S} j \omega - 1 \right) \Delta + \frac{1}{C}}.$$

De spanning op den condensator vinden we uit:

$$i_2 = i_1 + i_3 = (U + V) e^{j \omega t}.$$

De amplitude van i_2 wordt dan:

$$U + V = \frac{k P j \omega (1 - C \Delta)}{\left(\frac{k C}{S} j \omega - 1 \right) \Delta + \frac{1}{C}}.$$

De spanning op den condensator wordt dan:

$$(6) \quad - \int \frac{i_2}{C} dt = - \frac{k P (1 - C \Delta)}{C \left(\frac{k C}{S} j \omega - 1 \right) \Delta + 1}.$$

Deze uitdrukking voor de spanning is van veel belang, daar de door den detector gelijkgerichte stroom hiervan afhangt en wel evenredig is met het kwadraat van de uitdrukking. We kunnen nu de afstemming van den tusschenkring en verder den koppelingsgraad zoodanig regelen, zooals aanstonds zal blijken, dat Δ nul wordt. In dat geval levert de tusschenkring blijkbaar een k-voudige versterking, want de spanning wordt dan op het tweede rooster $k P$.

We zullen nu de voorwaarde nagaan, waaronder de tweede lamp zoogenaamd „generert”.

Daarvoor moet nagegaan worden, onder welke omstandigheden het nevenstaand schema stroomen toelaat van den vorm:

$$i_3 = V e^{j \omega t}$$

$$i_4 = W e^{j \omega t}$$

Vooreerst denken we ω reëel, het grensgeval tusschen de gedempte trilling en het geval, dat de trillingen zich zelf opwerken. We kunnen dan een dergelijk stel vergelijkingen afleiden als in het begin van dit artikel en vinden dan een soortgelijk stel als het stel (1), (2) en (3) n.l.:

$$(7) \quad L_{12} i_3^{11} + L_2 i_4^{11} + r_2 i_4^1 + \frac{k}{S} i_4^1 + \frac{k}{C} i_3 = 0$$

$$(8) \quad L_{12} i_4^{11} + L_1 i_3^{11} + r_1 i_3^1 + \frac{1}{C} i_3 = 0.$$

Na invulling van de boven aangenomen uitdrukkingen voor V en W vinden we de volgende voorwaarden:

$$-L_{12} V \omega^2 - L_2 W \omega^2 + r_2 W j \omega + \frac{k}{S} W j \omega + \frac{k}{C} V = 0$$

$$-W L_{12} \omega^2 - V L_1 \omega^2 + r_1 V j \omega + \frac{1}{C} V = 0.$$

Gerangschikt naar V en W levert dit op:

$$V \left(-L_1 \omega^2 + r_1 j \omega + \frac{1}{C} \right) = W (L_{12} \omega^2).$$

$$V \left(-L_{12} \omega^2 + \frac{k}{C} \right) = -W \left(-L_2 \omega^2 + r_2 j \omega + \frac{k}{S} j \omega \right).$$

Door deeling vindt men:

$$\frac{-L_{12} \omega^2 + \frac{k}{C}}{-L_1 \omega^2 + r_1 j \omega + \frac{1}{C}} = \frac{-L_2 \omega^2 + r_2 j \omega + \frac{k}{S} j \omega}{-L_{12} \omega^2}$$

$$\text{of } L_{12}^2 \omega^4 - \frac{k}{C} L_{12} \omega^2 = L_1 L_2 \omega^4 - \omega^2 \left\{ \frac{L_2}{C} + r_1 r_p \right\} \\ - \omega^3 (L_2 r_1 j + L_1 r_p j) + \frac{r_p}{C} j \omega.$$

Hier is weer $r_2 + \frac{k}{S}$ vervangen door de totale weerstand in de plaatkring r_p . Worden nu het reële en het imaginaire deel van deze vergelijking afzonderlijk gelijk nul gesteld, dan vinden we:

$$(L_1 L_2 - L_{12}^2) \omega^2 = \frac{-k L_{12} + L_2 + C r_1 r_p}{C}$$

$$\text{en } (L_2 r_1 + L_1 r_p) \omega^2 = \frac{r_p}{C}.$$

Uit beide kan ω^2 worden opgelost in den vorm:

$$\omega^2 = \frac{-k L_{12} + L_2 + C r_1 r_p}{C(L_1 L_2 - L_{12}^2)} \quad \text{en} \quad \omega^2 = \frac{r_p}{C(L_2 r_1 + L_1 r_p)}$$

Is b.v. r_1 zeer klein ten opzichte van r_p , wat algemeen het geval is, dan levert de tweede vergelijking op

$\omega^2 = \frac{1}{C L_1}$, de natuurlijke trilling van de tusschenkring. Worden verder beide uitdrukkingen van ω^2 aan elkaar gelijk gesteld, dan vindt men de noodzakelijke waarde voor de koppeling, uitgedrukt door L_{12} . Wordt r_1 weer klein genomen ten opzichte van r_p , dan heeft men:

$$\frac{-k L_{12} + L_2 + C r_1 r_p}{C(L_1 L_2 - L_{12}^2)} = \frac{1}{C L_1}$$

waaruit volgt:

$$L_{12}^2 - k L_1 L_{12} + C L_1 r_1 r_p = 0$$

$$\text{of} \quad L_{12}^2 - k L_1 L_{12} + \frac{r_1 r_p}{\omega^2} = 0.$$

Hieruit volgen twee waarden voor L_{12} , waarvan alleen de kleinste bruikbaar zal zijn:

$$L_{12} = \frac{k L_1}{2} - \sqrt{\left(\frac{k L_1}{2}\right)^2 - \frac{r_1 r_p}{\omega^2}}$$

Is ω^2 heel groot, dan wordt L_{12} heel klein. In dat geval is in de vergelijking de term L_{12}^2 naast de andere weg te laten en vindt men:

$$-k L_1 L_{12} + \frac{r_1 r_p}{\omega^2} = 0$$

$$\text{of} \quad L_{12} = \frac{r_1 r_p}{k L_1 \omega^2} = \frac{r_1 r_p C}{k}$$

Na deze uitweiding over de mogelijkheid van de tusschenkring om zelf te trillen, keeren we terug tot de ontvangst van de van buiten opgedrongen trilling. We krijgen nu de beteekenis van de factor Δ . We hadden daar gesteld:

$$\begin{aligned} \Delta = & -L_{12} \omega^2 \frac{\omega^2 (-k L_1 + L_{12}) + k j \omega r_1}{\omega^2 (-L_2 + k L_{12}) + r_p j \omega} + (-L_1 \omega^2 + r_1 j \omega) \\ & + \frac{1}{C} = \frac{(L_1 L_2 - L_{12}^2) \omega^4 + \omega^8 (-L_1 r_p - L_2 r_1) j + \omega^2 (-r_1 r_p}{\omega^2 (-L_2 + k L_{12})} \\ & \quad + \frac{-L_2 + k L_{12}}{C} + \frac{r_p j \omega}{C} \\ & \quad + r_p j \dots \end{aligned}$$

Wordt nu de teller van deze uitdrukking gelijk nul gesteld, dus het reële en het imaginaire deel afzonderlijk, dan vinden we juist

dezelfde voorwaarden voor ω^2 , die we boven hadden voor de eigen trilling.

Door het juist instellen kan men dan op het tweede rooster een spanning verkrijgen gelijk aan kP . Wil men voor deze juiste instelling de selectiviteit onderzoeken, dan moet men de algemeene uitdrukking voor die spanning, n.l.

$$\frac{kP(1 - C\Delta)}{C\left(\frac{kC}{S}j\omega - 1\right)\Delta + 1}$$

onderzoeken naar haar veranderingen met de opgedrongen frequentie ω in de buurt van de eigen frequentie van den tusschenkring. Neemt men in aanmerking, dat $\frac{kC}{S}j\omega$ groot is ten opzichte van 1, dan is het alvast duidelijk, dat een groote capaciteit C de selectiviteit sterk bevordert. Noemen we de eigen frequentie een oogenblik ω_1 , dan vinden we nog voor de uitdrukking $C\Delta$ de waarde:

$$C\Delta = C(\omega^2 - \omega_1^2) \frac{(L_1 L_2 - L_{12}^2)\omega^2 - j\omega(L_1 r_p + L_2 r_1)}{\omega^2(-L_2 + kL_{12}) + r_p j\omega}$$

Wordt de uitdrukking $C\Delta$ grooter, dan neemt de selectiviteit toe. Verder neemt deze toe met $\frac{kC}{S}j\omega = r_p C j\omega$. Nemen we nog als bijzonder geval L_2 en L_{12} beide heel klein, dan vinden we:

$$C\Delta = -\frac{\omega - \omega_1^2}{\omega_1^2}$$

mogelijk, als ook r_1 heel klein wordt genomen.

De vereischten voor de selectiviteit zijn verschillend. Voor telefonie is er in de buurt van de afstemming géén scherpe selectiviteit gewenscht, buiten de buurt van afstemming wel. Voor bepaalde getallengegevens is dat alles met de voorgaande formules na te gaan.

Van eenig belang is het nu nog na te gaan, hoe het staat met de sterkte van de demping in de buurt van de afstemming, daar dit indirect aanwijzing geeft over de selectiviteit en de moeilijkheid om het toestel op den rand van „genereeren” te brengen.

Daarvoor moeten we teruggaan tot de beide vergelijkingen, die we boven hadden voor het „genereeren”, n.l.

$$L_{12} i_3^{11} + L_2 i_4^{11} + r_2 i_4^1 + \frac{k}{S} i_4^1 + \frac{k}{C} i_3 = 0$$

$$L_{12} i_4^{11} + L_1 i_3^{11} + r_1 i_3^1 + \frac{1}{C} i_3 = 0.$$

Eenvoudiger zijn ze aldus te schrijven:

$$\begin{cases} L_{12} i_3^{11} + L_2 i_4^{11} + r_p i_4^1 + \frac{k}{C} i_3 = 0 \\ L_{12} i_4^{11} + L_1 i_3^{11} + r_1 i_3^1 + \frac{1}{C} i_3 = 0 \end{cases}$$

We probeeren nu hieraan te voldoen door te stellen:

$$i_3 = V e^{(\lambda + j \omega) t}$$

$$i_4 = W e^{(\lambda + j \omega) t}$$

waarbij λ en ω nu reëel zijn. Worden deze uitdrukkingen ingevuld, dan vindt men na rangschikking naar V en W en deeling door de exponentiële factor:

$$V \left\{ L_{12} (\lambda + j \omega)^2 + \frac{k}{C} \right\} + W \left\{ L_2 (\lambda + j \omega)^2 + r_p (\lambda + j \omega) \right\} = 0$$

$$V \left\{ L_1 (\lambda + j \omega)^2 + r_1 (\lambda + j \omega) + \frac{1}{C} \right\} + W L_{12} (\lambda + j \omega)^2 = 0.$$

Worden V en W geëlimineerd, dan vindt men de betrekking:

$$\frac{L_{12} (\lambda + j \omega)^2 + \frac{k}{C}}{L_1 (\lambda + j \omega)^2 + r_1 (\lambda + j \omega) + \frac{1}{C}} = \frac{L_2 (\lambda + j \omega)^2 + r_p (\lambda + j \omega)}{L_{12} (\lambda + j \omega)^2}$$

Stellen we hierin λ gelijk nul, dan krijgen we door zoowel het reële als het imaginaire deel nul te stellen de beide vergelijkingen van vroeger voor ω^2 terug. Denken we nu λ niet nul, maar klein, dus te verwaarloozen naast ω , dan zal het reële deel gelijk nul gesteld, dezelfde waarde voor ω^2 opleveren als vroeger. Wordt de verkregen waarde voor ω^2 ingevoegd in het imaginaire deel, dan kan daaruit λ worden opgelost en men vindt dan:

$$\lambda = \frac{-(L_2 r_1 + L_1 r_p) + \frac{r_p}{C} \times \frac{1}{\omega^2}}{2(L_1 L_2 - L_{12}^2)}$$

Nemen we als controle L_2 en L_{12} gelijk nul en daarmee ook r_1 , heel klein, dan komt er de bekende uitdrukking:

$$\lambda = -\frac{r_1}{2L_1}$$

In het voorgaande is de aandacht vrijwel voortdurend gericht geweest op het werken op het randje van „genereren”. Toch laten de boven afgeleide formules ook toepassingen toe, die daar buiten vallen. Tot slot nemen we als voorbeeld daarvan de bepaling van de dempingsreductie bij de natuurlijke trilling van den tus-schenkring door een zeer kleine koppeling met den plaatkring. De

algemeene vergelijking voor de verhouding van W en V wordt voor dat geval:

$$W = V \frac{-\frac{k}{C}}{r_p j \omega}.$$

Wordt deze waarde ingevoegd in de vergelijking (8), dan vinden we

$$-L_1 \omega^2 + \left(r_1 - L_{12} \frac{k}{C r_p} \right) j \omega + \frac{1}{C} = 0.$$

De tusschenkring heeft dus een natuurlijke trilling met een dempingsfactor:

$$\lambda = - \frac{r_1 - L_{12} \frac{k}{C r_p}}{2 L_1} =$$

Deze is weer nul, als $L_{12} = \frac{r_1 r_p C}{k}$ in overeenstemming met een vroegere formule.

Amersfoort.

Dr. H. M. PLAS.

Bouw van versterkers.

Door Ir. H. MAK.

Noemen wij van een lamp de spanningsversterking α , de steilheid van de kortsluitkarakteristiek $S = \frac{d I_a}{d e_r}$. Door Barkhausen en Schottky is nu het eerst vastgesteld dat deze lamp, werkend op een uitwendige impedantie $z_a = \sqrt{r_u^2 + x_u^2}$ en met een anode-weerstand: $r_a = \frac{d I_a}{d e_a}$ een wisselstroom in die uitwendige impedantie veroorzaakt: $i_{u a} = \frac{e_r \cdot \alpha}{\sqrt{(r_u + r_a) + x_u^2}}$ waarbij e_r is de aan het rooster aangelegde wisselspanning.

Dit wil dus zeggen, dat op de keten, gevormd door inwendigen en uitwendigen weerstand (impedantie) als 't ware een wisselspanning werkt, gelijk aan de aan het rooster aangelegde, vermenigvuldigd met de spanningsversterking α .

Veel gebruikt men ook in plaats hiervan D , den „Durchgriff”, waarbij dan $D = \frac{1}{\alpha}$. Het is nu mijn bedoeling na te gaan hoe, bij den bouw van versterkers, hiervan het best partij wordt getrokken.

Bij voeding van de anode over een weerstand, terwijl dan het spanningsverlies in dezen weerstand als wisselspanning aan de volgende lamp dienst doet (weerstandskoppeling) gaat men veelal den eisch vooropstellen, maximum energieverbruik te verkrijgen in dien weerstand. Ging er niet tevens gelijkstroom door dan zou dit maximale verwarming beduiden. Nu er ook gelijkstroom door vloeit, heeft deze eisch geen reële waarde, aangezien niet de energie, in dien weerstand verloren, doch veeleer de klemspanning beteekenis heeft.

We moeten dus streven naar een maximale klemspanning. Deze zal zijn: $r_u i_{wa} = \frac{\alpha e_r \cdot r_u}{r_a + r_u}$ en wordt dus gelijk aan αe_r voor $r_u = \infty$.

Dit is niet te verwezenlijken, doch voor de practijk blijkt, dat de hoogste weerstand ook de hoogste versterking zal geven. Hier komt echter de overweging bij dat in dien weerstand ook veel gelijkspanning verloren gaat, en men dus ook vergroote anodebatterijen moet hebben. Heeft de lamp zonder weerstand b.v. 100 volt anodespanning noodig voor 1 m. a., en willen we een gemiddelden plaatstroom van 1 m.a. hebben met voorschakeling van 200.000 Ω , dan zal hierin verloren gaan 200 volt, dus moet de anodebatterij 300 volt zijn. Heeft diezelfde lamp een anode-weerstand van 50.000 Ω dan volgt hieruit, dat de klemspanning van den koppelweerstand $\frac{200\,000}{50\,000 + 200\,000} \times \alpha e_r$ wordt d.w.z. we bereiken $\frac{4}{5}$ of 80 % van de maximale versterking.

Indien α nu b.v. 10 is, dan zal de verhouding der spanning aan het rooster van de eerste lamp tot de klemspanning a/d koppelweerstand zijn: $\frac{4}{5} \times 10 = 8$, d.w.z. we bereiken 8-voudige spanningsversterking. Daar we niet vastlegden hoe e_r ontstond, ontbreken hier de gegevens om aan de uitdrukking „energie-versterking” eenige beteekenis toe te kennen.

Nemen we den koppelcondensator niet te klein (gelijkrichting ligt niet in de bedoeling) dan zal de reactantie van dezen niet in aanmerking komen t.o.v. de gebruikte roosterlek, en moeten we dus, ter bepaling van de ontstaande wisselspanning rekening houden met de parallelschakeling van: anodevoedings-weerstand + roosterlek + roostercapaciteit.

De laatste komt dus in den vorm: $X \pm \frac{1}{\omega c}$ zoodat de totale uitwendige admittantie wordt:

$$y = \sqrt{\left(\frac{1}{r_a} + \frac{1}{r_r}\right)^2 + \omega^2 c^2}; \quad r_r \text{ is de roosterlek.}$$

Van deze admittantie is $\cos \varphi$ te bepalen:

$$\cos \varphi = \frac{\frac{1}{r_a} + \frac{1}{r_r}}{y} \text{ welke dus van } \omega \text{ afhankelijk zal zijn, even-}$$

als y . Hieruit volgt dat zelfs met koppelweerstand de versterking niet theoretisch vervormingsvrij kan zijn. Echter zijn de roostercapaciteiten (ca. $5 \mu\mu\text{F}$) zoo klein en de geluidsfrequenties laag genoeg om binnen het hoorbaarheidsgebied uitstekend resultaat te hebben. Met succes bouwt dan ook de Fa. Verseveldt tegenwoordig weerstands-laagfrequentieversterkers, welke goedkoop zijn en zuiver werken. De hooge anode-spanning is, sinds het populair worden van gelijkgerichten wisselstroom, geen bezwaar; de secundaire van een transformator kan elke spanning geven, en een hoog vacuumlamp kan veel gelijkrichten zonder daar schade van te ondervinden.

We bepaalden y en $\cos \varphi$. De uitwendige impedantie wordt nu $z_u = y_y$ terwijl de schijnbare resulteerende ohmsche weerstand wordt $r'_u = z_u \cos \varphi$.

Hieruit volgt dat onze parallelschakeling zich gedraagt als de serieschakeling van een ohmschen weerstand $z_u \cos \varphi$ en een inductieven weerstand

$$x_u^i = \sqrt{z_u^2 - (z_u \cos \varphi)^2} = z_u^2 \sqrt{1 - \cos^2 \varphi}.$$

De totale plaatketen-impedantie wordt dan :

$$z_t = \bar{r}_a + \bar{z}_u = \sqrt{(r_a + z_u \cos \varphi)^2 + x_u^i{}^2},$$

de klemspanning wordt $e_k = \alpha e_r \cdot \frac{z_u}{z_t}$.

Hierbij ondervinden we het geringe nut van een karakteristiek, waarvan men de steilheid S afleidt. Deze is een maat voor de stroom, zoolang er géén uitwendige weerstand is; zoodra echter deze eenige waarde krijgt wordt S kleiner, dus de reële karakteristieken minder steil. Het lijkt me van groot belang, op deze consequentie van de formule van Schottky en Barkhausen de aandacht te vestigen.

Met smoorspoelkoppeling komen we voor geheel andere gevallen. Een direct voordeel is de lage ohmsche weerstand, zoodat de gelijkstroom-batterij niet zulk een hoge spanning behoeft te hebben.

Voor telegrafie, wat betreft l.f. versterking, en voor weinig uiteenlopende golflengten, wat betreft h.f. versterking, is de zaak betrekkelijk eenvoudig. Men tracht dan n.l. stroomresonantie te

krijgen tusschen de zelfinductie der spoel en eigen, eventueel bijgeschakelde capaciteit; terwijl verder in rekening blijven de spoelweerstand, de roosterlekweerstand en de rooster capaciteit.

Voor al met lagen spoelweerstand en uiterst hoogen lekweerstand kunnen hier zeer hooge impedanties optreden, welke weer, goed op het schema lettend, te berekenen zijn.

Zoo heeft b.v. een smoorspoel 10 Henry, $10^{-4} \mu F$ en 1000Ω dan moeten we voor de resonantietrilling de impedantie berekenen. De resonantietrilling is:

$$T = 2 \pi \sqrt{LC} = 2 \cdot \pi \cdot \sqrt{10 \cdot 10^{-10}} = 2 \pi \cdot 10^{-4} \cdot \sqrt{10}$$

$$T = \frac{2 \pi \sqrt{10}}{10000} \text{ of } \approx = \frac{10000}{2 \pi \sqrt{10}}$$

De zelfinductie geeft dan een reactans $\omega L = 2 \pi \cdot \frac{10000}{\sqrt{10}} \cdot L = 10 \cdot \frac{10000}{\sqrt{10}} \Omega$. Met den weerstand levert dit (serieschakeling) een

$$\text{impedantie } z' = \sqrt{\left(\frac{10^5}{\sqrt{10}}\right)^2 + (1000)^2}.$$

De impedantie z' ligt nu parallel met de capaciteit, zoodat een admittantie ontstaat, die we berekenen als volgt:

$$\text{De serieschakeling van } L \text{ en } r \text{ geeft } \cos \varphi = \frac{r}{\sqrt{r^2 + \omega^2 L^2}}$$

$$\text{en } r' = \sqrt{r^2 + \omega^2 L^2} \text{ met een admittantie } y = \frac{1}{z'}.$$

De wattstroom verhoudt zich dus tot den totaalstroom als $y : y \cos \varphi$ dus als $1 : \cos \varphi$.

Aangezien echter reeds de schijnbare weerstand van de spoel zich verhoudt tot den ohmschen weerstand als $1 : \cos \varphi$, zoo verhoudt zich, daar de wattlooze stroomen bij resonans elkaar compenseeren, de ohmsche weerstand tot de resulterende impedantie als $\cos^2 \varphi : 1$.

In ons geval dus als

$$\frac{1000^2}{\left(\frac{10^5}{\sqrt{10}}\right)^2 + 1000^2} : 1 = \text{ongeveer } \frac{10^6}{10^9} = 10^{-3},$$

zoodat de resulterende impedantie circa 1 millioen ohm is.

De toegevoerde stroomen zijn hier in fase, en bij gebruik van 1 millioen Ω lekweerstand zouden we dus een koppel-aggregaat verkrijgen van 500.000Ω , hetgeen ons zou brengen op een versterking van $\frac{500000}{550000} \times 10 = \text{circa } 9,1$. Dit, zonder verhooging van batterijspanning. Zagen we nu kans, om den weerstand 100Ω

te nemen in plaats van 1000Ω dan zou $\cos^2 \varphi$ ongeveer 10^{-5} geweest zijn, zoodat dan de impedantie van de spoel zou worden $10^5 \cdot 100 = 10^7 \Omega$. Met $10^7 \Omega$ lek zou dit een resultaat leveren van 5.000.000 ohm, waaruit een versterking van 9,9 zou volgen.

Moeten we echter onzen versterker voor laagfrequentversterking toepassen bij telefonie, dan zouden we zéér op den verkeerden weg zijn.

We mogen hier geenszins van resonantie gebruik maken, omdat dit direct de bevoorrechtiging van bepaalde tonen beteekent. Integendeel mag geen merkbare resonantie optreden, tenzij voldoende buiten de hoorbare frequenties. Aan de hand van de volgende beschouwingen zal blijken, dat we daarom moeten streven naar maximale zelfinductie, bij minimum capaciteit, terwijl een uiterst geringe ohmsche weerstand zeker geen ideaal is.

Een bepaalde zelfinductie heeft een reactantie, evenredig met ω . Is bij de laagste hoorbare ω deze reactantie klein, dan zal in het geluidsgebied een zeer merkbare stijging optreden van de klemspanning van onze smoorspoel, dus zullen, wat dit betreft, de hogere tonen sterk bevoorrecht zijn. Is de reactantie reeds groot t. o. v. r_a dan zal eenige stijging weinig invloed hebben, daar we toch reeds omstreeks 90 % van $a e_r$ als klemspanning hebben. Bij deze zelfinductie, welke niet beneden omstreeks 5 H. moet zijn, zal de kleinste capaciteit den hoogsten resonantietoon geven. We kiezen uit praktische overwegingen niet een resonantietoon geheel buiten alle hoorbaarheid, daar dit zeer lastige eischen stelt, doch b.v. een toon van 10.000 trillingen. Deze is zeker hoorbaar, doch het oor is er betrekkelijk weinig gevoelig voor, en is zelfs in dat gebied maar zelden in staat om van twee tonen te bepalen welke het hoogst is. Met deze keuze is de capaciteit bepaald volgens $T = 2 \pi \sqrt{LC}$ waarin in ons geval $T = 10^{-4}$ en $L = 5$.

Bij een h.f. versterker zouden we L eenigszins lager kunnen nemen en wordt $T = 1/3 \cdot 10^{-4}$ bij $\lambda = 10.000$ M. De nog bestaande resonantie wordt door weerstand sterk tegengewerkt, dus verbeteren we de zuiverheid bij l.f. versterking door dezen vrij hoog, b.v. 5000Ω te nemen. Wat deze drie punten betreft, is het gezegde evenzoo van toepassing op een telefoon, zoodat mijn conclusie is, dat, mits men niet te weinig windingen legt, eenig weerstanddraad op de spoeltjes de qualiteit eer verbetert dan verslechtert.

De praktische uitvoering van een dergelijke smoorspoel kan zoo veel mogelijk op een l.f. transformator van gebruikelijke constructie gelijken. Men legt b.v. om een gesloten kern van 1 c.M.² ijzer

circa 4000 windingen, van 0,06 m.M. koper laagsgewijs. We krijgen dan een niet slechte spoel van L ongeveer 8 H. en een capaciteit van circa $100 \mu\mu F$, dus een resonantietijd

$$T = 2\pi \sqrt{8 \cdot 10^{-10}} = 4\pi \sqrt{2} \cdot 10^{-5} = \frac{1}{5700}$$

De resonans-frequentie is dus c.a. 5700 perioden. Voegen we echter de smoorspoel tezamen uit b.v. 6 schijfspoelen van 2 m.M. breed, onderling gescheiden door 2 m.M. carton, dan kunnen wij een capaciteit van 8 à 10 $\mu\mu F$ bereiken. We nemen dan wat grooter kern b.v. 2 c.M.² met gevolg dat L circa 16 H. wordt en de resonantietijd

$$T = 2\pi \sqrt{16 \cdot 10^{-11}} = 8\pi \sqrt{10} \cdot 10^{-6} = \frac{1}{12500}$$

We komen dan op een resonantietoon van 12.500 perioden wat veel gunstiger is, terwijl door grootere kern ook de draadlengte, dus de weerstand grooter is, waardoor minder scherpe resonantie ontstaat. Deze smoorspoel zal dan ook, met ongeveer $1/10 \mu F$. koppelcondensator en 1 megohm roosterlek goede resultaten geven. Bij een frequentie van 100 perioden, welke wel als laagste mag aangemerkt worden (de hoorbaarheid gaat verder, doch het oor wordt ongevoelig! is de werking niet ideaal meer:

$$X = 2\pi n L = 2 \cdot \pi \cdot 100 \cdot 16 = 9600 \Omega$$

De verbetering is te vinden in meer windingen. De resonantietijd zal dan wel grooter worden, doch door den verhoogden weerstand, zal dit geen storenden invloed hebben, terwijl, bij dezelfde wikkelmethode, de capaciteit weinig van het aantal windingen afhankelijk is. Met circa 8000 windingen en een koperweerstand van circa 5000 Ω krijgt men een combinatie welke even zuiver werkt als de weerstandskoppeling, doch meer versterking geeft, zonder tot ongehoorde batterijspanningen te noodzaken.

Transformator-koppeling.

Dit geeft op 't eerste gezicht een veel beter resultaat, doordat men de verkregen spanning der vorige gevallen kan optransformeeren. Dit valt practisch nogal tegen. Menigeen ondervond reeds, dat een bepaalde transformator, als smoorspoel geschakeld, even sterk resultaat gaf, soms met minder vervorming. Dit deed het succes van het transformeeren sterk in twijfel trekken. Het bleek dat, bij de meeste der 1:4 of 1:5 gewikkelde typen (speciale voorbeelden zijn de *vroeger* door Telefunken gemaakte transformatoren) zooveel capaciteit aanwezig was, dat deze bij vele geluids-frequenties al als kortsluiting fungeerde. De te gebruiken wikkelverhouding is ook niet zoo eenvoudig vast te stellen.

Vroeger was de opvatting: weerstand primaire wikkeling = anode weerstand van de voorafgaande lamp. Bij gelijkstroom is dit het middel om de hoogste temperatuur in die wikkeling te krijgen, doch met transformatiebeginselen is het in strijd. Eveneens nam men als ideaal weerstand van een secundaire spoel, den weerstand (reactans) van het volgende rooster. Rein Wirtz geeft hiervoor op $10^7 \Omega$ zoodat ook de secundaire wikkeling zoo mogelijk een weerstand van 10 miljoen ohm moest hebben.

Beter is de gevolgtrekking dat de transformatieverhouding moet zijn $u = \sqrt{\frac{X_r}{r_a}}$ welke ongeveer voor l.f. versterking op 45 uitvalt.

X_r is dan de reactantie van het rooster, op negatieve potentiaal gebracht, dus voor gelijkstroomen ontoegankelijk zoodat alleen de capacatieve reactantie overschiet. Hierbij moet om maximum versterking te krijgen echter niet de spoelcapaciteit worden vergeten. Tevens is de invloed van de capaciteit aan de sec. wikkeling op de belasting van de primaire, afhankelijk van de transformatie-verhouding.

Om de werking van een l.f. transformator te overzien, moeten we beginnen met alle eigenschappen van secundaire en belasting over te brengen op de primaire, zoodat daaruit een primaire impedantie resulteert welke als sluiting van de plaatketen der vorige lamp dienst doet. Voor versterking van één bepaald frequentiegebied mag deze impedantie resoneeren op een daarin gelegen frequentie, voor vormingsvrije versterking zijn resonantie-effecten weer uit den boeze, terwijl dezelfde overwegingen gelden als bij smoorspoelen: hooger zelfinductie, minimale capaciteit en vlakke resonantie-kromme, als gevolg van weerstand.

(Wordt vervolgd.)

Het radiostation Kootwijk.

Door Ir. E. F. W. VOLTER.

(Vervolg.)

Gelijkvloers is nog aanwezig een 220 volts accumulatoren batterij met laadbord en verhoogingsdynamo. De gelijkstroom dient o.a. voor de bekrachtiging der hoogfrequentie-generatoren en magnetisatie omvormers, voor de gelijkstroommotoren der reserve koelpompen, de aanloop weerstanden der 800 P.K. draaistroommotoren en den hoogfrequentie scheidingschakelaar. Bovendien worden

hiermede gevoed de inschakelmagneten der olieschakelaars, de tijdspoelen der O. M. T. relais, alle relais behorende bij de seininrichting en den toerenregelaar, de seinspoel, de lichtsignaalinrichting, de noodverlichting en — tot vóór de concentratie van het seinbedrijf te Amsterdam — alle motoren en toestellen in het telegraafkantoor. De noodverlichting is zoodanig ingericht, dat bij het wegvallen van de spanning de verlichting van het machinegebouw automatisch op de batterij wordt omgeschakeld.

Fig. 4 geeft in een éénpolig schema een algemeen overzicht van alle zoowel in het transformator- als seingebouw aangesloten transformatoren, motoren en schakelapparaten.

* * *

Hiermede zijn we gekomen tot eene beschrijving van de schakelinrichting in de seinzaal. Aldaar bevinden zich de hoogfrequentie aggregaten met het geheele hoogfrequentie gedeelte, benevens diverse draaistroom-gelijkstroomomvormers.

In het midden van de zaal is een schakelpodium opgesteld, van waar men een overzicht over de geheele installatie heeft en van waaruit alle machines en apparaten bediend en gecontroleerd worden. De eigenlijke schakellessenaar bestaat uit 8 horizontale velden

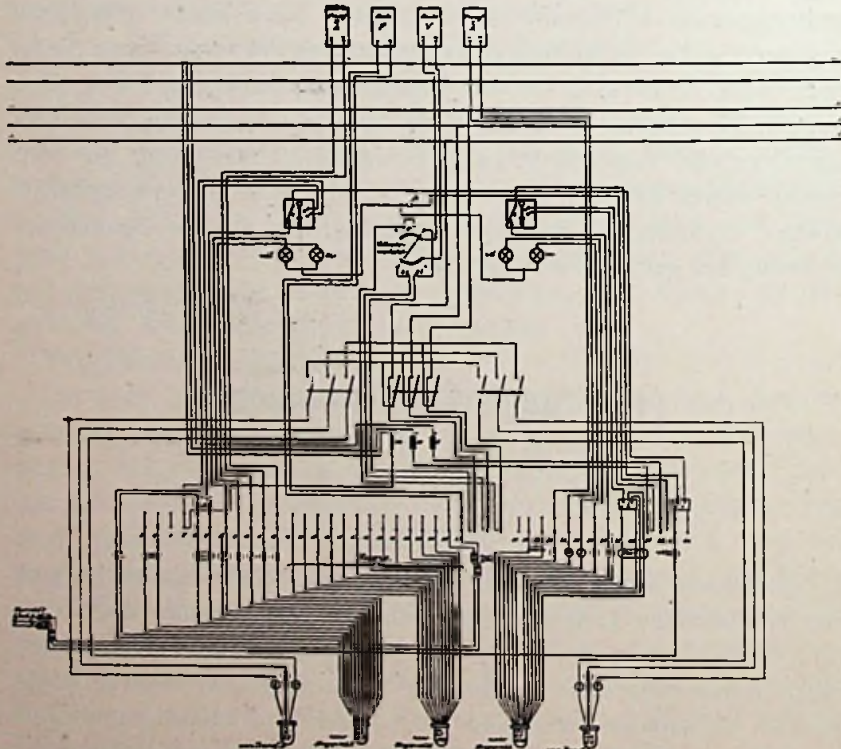


Fig. 5 Veld I

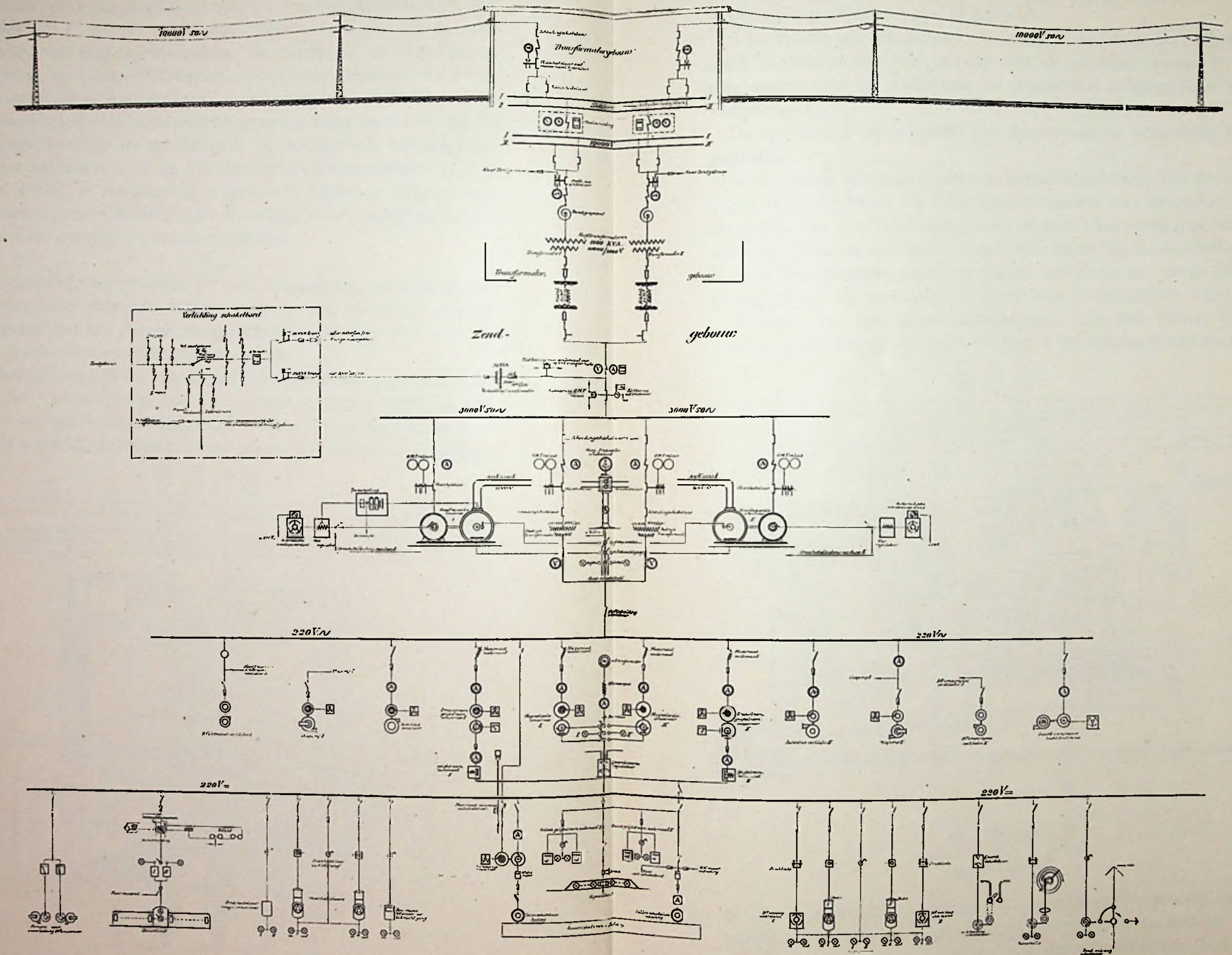


Fig. 4.

met daarachter in schuinen opstand de benoodigde meters, welke in gebogen profielvorm zijn uitgevoerd.

In de velden zijn ingebouwd alle handels, drukknoppen, schakelaars, signaallampen enz., terwijl aan de verticale voorzijde de handwielen voor het aanloopen en regelen der hulpmachines zijn aangebracht.

De lessenaar is door middel van deuren aan de achterzijde toegankelijk.

Veld I bevat de handels voor de afstandsbediening van de olieschakelaars der beide 100 KVA transformatoren met bijbehorende signaallampen (in- uit; rood-groen). Voorts twee driepolige schakelaars, welke de 220 volts kabels van de beide transformatoren op een tusschenrailsysteem schakelen, benevens een derde schakelaar, welke dit tusschenrailsysteem met de hoofdrails verbindt.

Hierdoor kan dus iedere transformator voor zich alswel beide parallel op de hoofdrails gezet worden. Voor iederen transformator

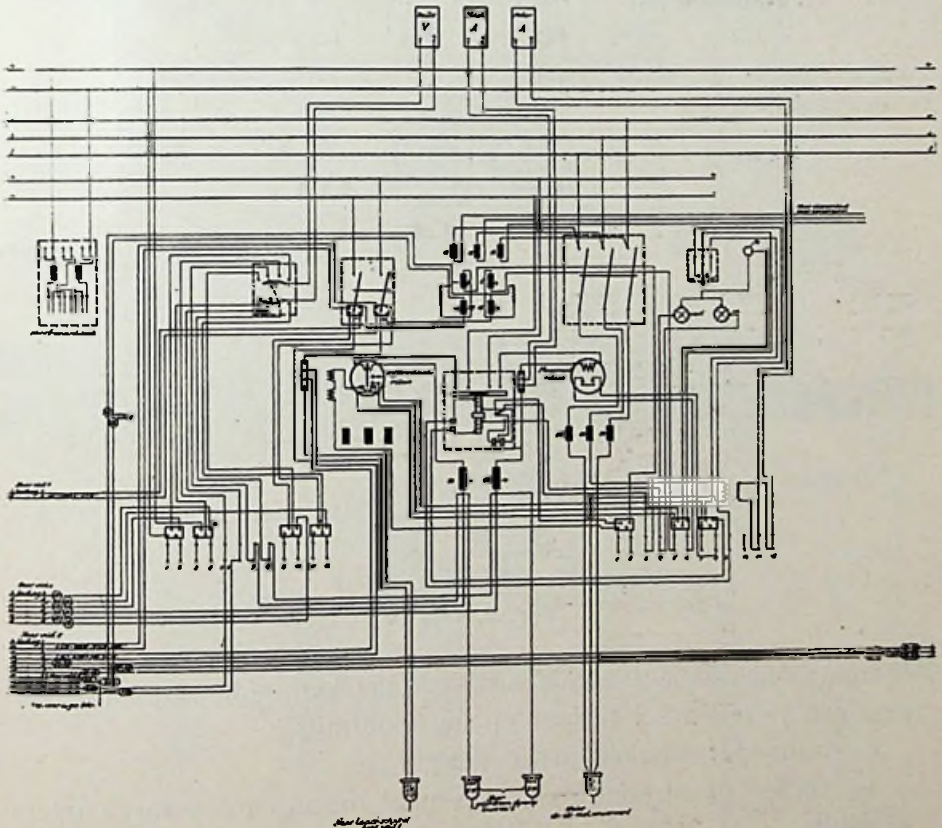


Fig. 6 Veld III

is een ampèremeter met stroom transformator aanwezig, welke laatste zich aan de hoogspanningszijde bevindt en wel in serie met het relais voor den automaat van den olieschakelaar. Een volt-

meter geeft met behulp van een voltmeteromschakelaar de fase-spanningen aan.

Fig. 5 geeft het schema van Veld I aan.

Veld III is ingericht voor de bediening van een der beide draai-stroomgelijkstroom omvormers 220 volt voor het laden der accu-batterij enz. Met een schakelaar wordt de stator van den draai-stroommotor bekrachtigd. Aan de voorzijde van den lessenaar be-vindt zich een handrad voor het aanlopen van den motor. De opgewekte gelijkstroom wordt met behulp van een schakelaar met

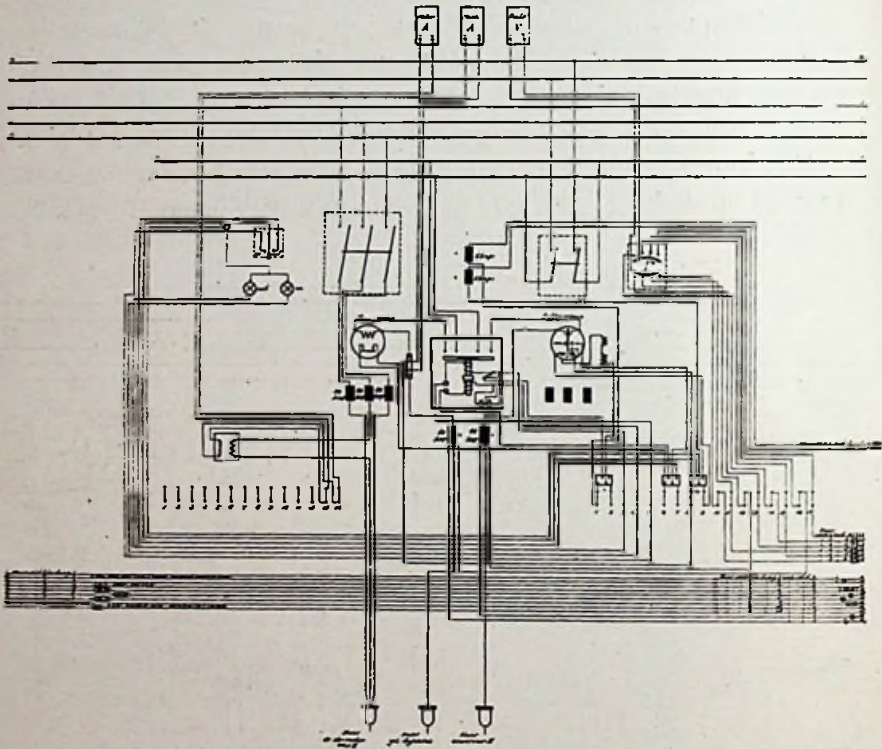


Fig. 7 Veld IV

terugstroomautomaat op de tussenrails verbonden en van daar met een tweeden schakelaar op de hoofdrails.

De automaat schakelt den generator af:

1e. indien de stroom zijne maximaal toelaatbare waarde overschrijdt;

2e. wanneer bij parallel bedrijf met batterij, tengevolge van het zakken van de generator-spanning, de stroom uit de batterij zou terugloopen.

Er is dus 1 maximaal en 1 nulspanningrelais aanwezig, benevens

een signaalinrichting, welke den stand (in of uit) van den automaat aanwijst.

Aan de voorzijde bevindt zich een handrad voor de bediening van den veldweerstand.

Aan instrumenten zijn aanwezig: een voltmeter 0-250 volt benevens omschakelaar met 4 standen, waarmede gecontroleerd worden de spanningen van dynamo I en II, van de verzamelrails en van de batterij; een wisselstroom ampère meter 0-100 A, (voor omvormer) en een ampère meter 0-100 A gelijkstroom.

Fig. 6 geeft het schema van veld III aan.

Veld IV is ingericht voor de bediening van het 2e (reserve) aggregaat en nagenoeg gelijk aan het hierboven genoemde. Schakelschema, zie fig. 7.

Veld V bevat de apparaten benoodigd voor het op afstand doen aanloopen en in bedrijf stellen der beide hoogfrequentie aggregaten.

In het horizontale gedeelte zijn aangebracht 2 handels voor de

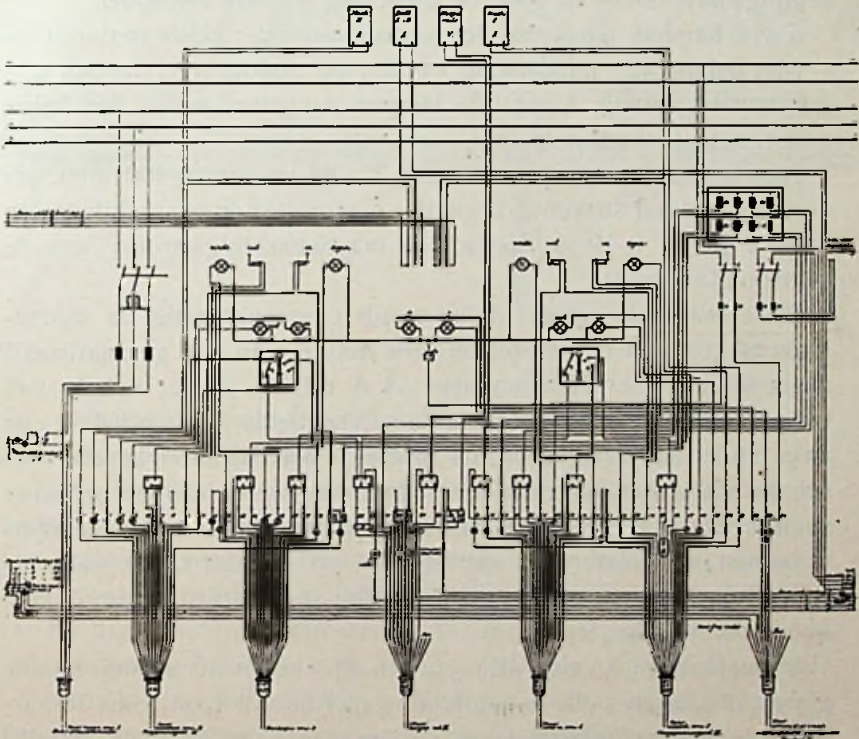


Fig. 8 Veld V

bediening van de beide olieschakelaars (waardoor dus de 3000 volt op de statoren wordt gezet), benevens contrôlélampen (in — uit).

Hierachter bevinden zich de drukknopschakelaars voor het aan-

lopen der 800 P.K. motoren, eveneens met bijbehorende contrôle-signaallampen.

Het uitschakelen kan evenzoo door middel van een drukknoop geschieden, doch ook door den olieschakelaar uit te zetten, waarna de motor van den aanloop-weerstand automatisch terugloopt.

Voorts zijn nog 2 roode signaallampen aanwezig, welke aanwijzen welke der beide hoogfrequentie aggregaten in bedrijf is (stand van de schakelzuil).

In het hellende gedeelte zijn aangebracht 2 wisselstroom amp. meters 0-400 amp., welke den motorstroom van den betreffenden hoogfrequentie omvormer aanwijzen. Een voltmeter 0-4000 volt geeft de motorspanning aan. Een gelijkstroom amp. meter met schaal 40-0-40 amp. welke in de toevoerleiding van de batterij ligt, wijst aan of deze geladen of ontladen wordt.

Zie schema veld V, fig. 8.

Veld VI dient voor het aanloopen en regelen der beide magnetiseeringsomvormers en voor de bediening van de seinspoel.

Twee handels schakelen den statorstroom der beide motoren in.

Met behulp van handwielen worden de aanloopweerstand uitgeschakeld, terwijl 2 contrôle lampen aangeven welke der beide omvormers in bedrijf is.

Aan instrumenten zijn aanwezig 2 amp. meters 0-400 amp. ter contrôle van het stroomverbruik der omvormers en een gelijkstroom ampère meter 0-10 A, welke den magnetiseeringsstroom van de seinspoel aangeeft.

Deze magnetiseeringsstroom wordt overeenkomstig de morse-teekens gesloten of verbroken door middel van een gepolariseerd snelseinrelais met blaasmagneet (4 A relais) of met behulp van trager werkende z.g. tusschenrelais. Van beide soorten relais zijn twee stuks aanwezig (één als reserve). Met behulp van een omschakelaar is het mogelijk den seinstroom, welke van het primaire seinrelais, dat is het relais, hetwelk via een lijnrelais de telegraafstroomen uit Amsterdam ontvangt, of op een der beide snelseinrelais te schakelen, welke uitsluitend bij snelbedrijf in gebruik zijn, of op de tusschenrelais.

Deze laatste (Veld VII) kunnen op hun beurt weder stroom geven of naar de oude seinrichting met hoofdstroomrelais (waar-door de totale hoogfrequente stroom gaat), en daaraan parallel geschakelde ballastweerstand of naar de meergenoemde seinspoel.

Zie schema Veld VI, fig. 9.

Veld VII. Van hieruit heeft o.a. de bediening plaats van de venti-

latoren voor de koeling der oude hoofdstroom relais. Deze relais worden weinig meer gebruikt en zijn vervangen door de hierboven reeds genoemde seinspoel, waarop bij de beschrijving van het hoogfrequente gedeelte nader zal worden teruggekomen. Daar over

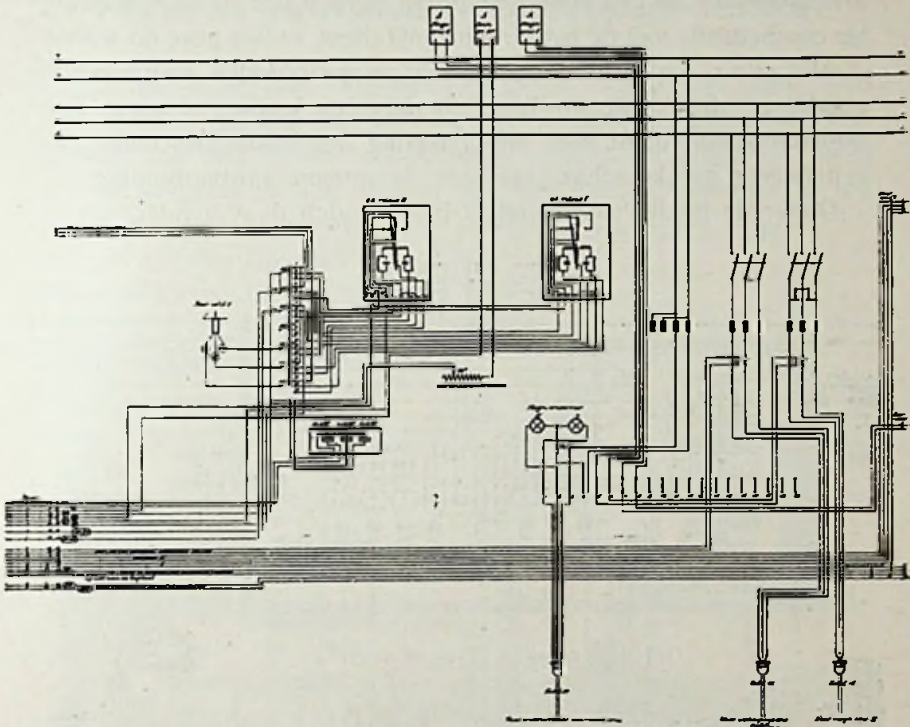


Fig. 9 Veld VI

de contacten der oude relais de volle machinestroom gaat, moeten deze voortdurend gekoeld worden.

Twee hefboomschakelaars schakelen den statorstroom voor de draaistroommotoren der beide seinrelais-ventilatoren in. Hieraan is een blokkeercontact verbonden, hetwelk zorg draagt dat de seinrelais niet kunnen werken, alvorens de ventilatoren in bedrijf zijn. De bij deze motoren behorende aanloopweerstand met handwiel bediening bevinden zich aan de voorzijde van den lessenaar.

Voorts zijn op dit veld nog aanwezig de bedieningshandels voor de oliecirculatiepompen, benevens twee ster-driehoek-schakelaars voor de bediening der beide smoorspoel-ventilatoren. Deze smoorspoel maakt deel uit van het hoogfrequente gedeelte, hetwelk later behandeld zal worden.

Ten slotte bevinden zich in dit veld nog een automatische V

zender voor oproep, een aardschakelaar ten einde de antenne bij onweer onmiddellijk aan aarde te kunnen leggen en de beide meer-genoemde tusschen-relais.

Deze tusschenrelais zijn van 3 wikkelingen voorzien, één voor arbeidsstroom en één voor ruststroom, terwijl een derde wikkeling ter compensatie van de ruststroomspoel dient, indien geseind wordt.

Alle relais zijn zichtbaar opgesteld en gemakkelijk toegankelijk, zoodat ze steeds gecontroleerd en nagezien kunnen worden. Een doorschakelaar dient voor omschakeling der beide tusschenrelais, een tweede gelijke schakelaar voor de antenne-aardverbinding.

Onder de beide tusschenrelais bevindt zich de V-zender, waar-

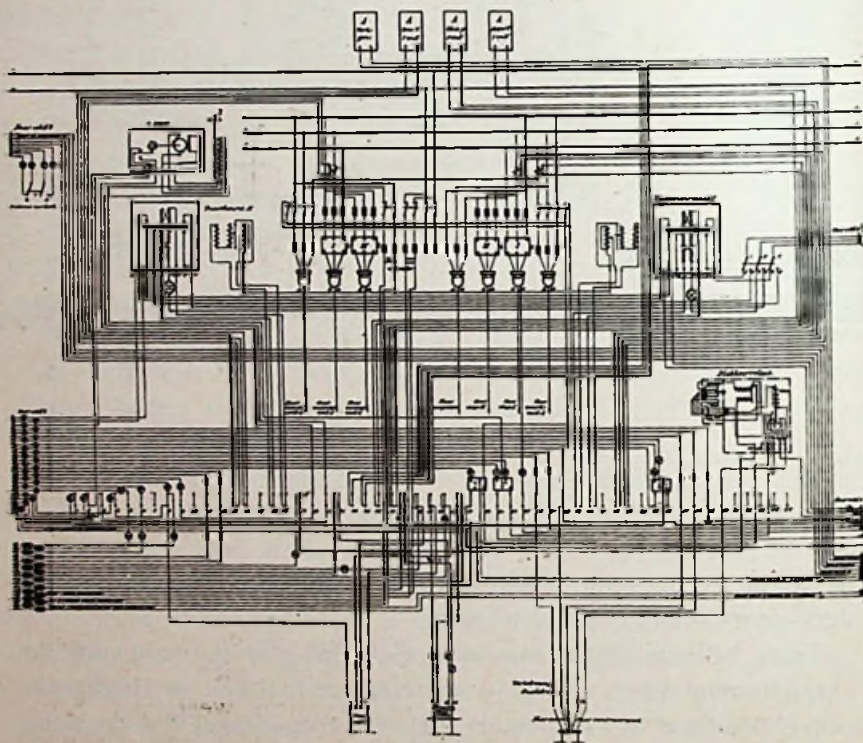


Fig. 10 Veld VII

van de snelheid door middel van een krukje geregeld kan worden. Hieronder is nog opgesteld een acoustische signaalgever, welke zoowel van uit Amsterdam, als in het seingebouw bediend kan worden ten einde het personeel te waarschuwen.

In het hellende vlak zijn aanwezig een amp. meter 0-100 A. voor de beide motoren van de seinrelais-ventilatoren, een amp. meter 0-80 A. voor de twee oliepompmotoren en een amp. meter 0-15 A.

voor de twee ventilatormotoren voor de smoorspoelkoeling, benevens een frequentie meter aanwijzende 90—110 poolwisselingen. Zie schema veld VII, fig. 10.

Negatron en Numans—Roostenstein-schema.

Het was in het jaar 1919 dat John Scott Taggart een patent nam op een nieuw schiema, dat door hem het „Negatron” genoemd werd. Zooals zoo vele andere schakelingen schijnt het Negatron thans vrijwel vergeten te zijn, doch er zijn verschillende redenen, die mij er toe brengen dit schema hier in een van zijn voor- naamste toepassingen wat nader te beschouwen.

Fig. 1a toont deze schakeling zooals ze geteekend staat in de oorspronkelijke publicatie van Scott-Taggart.¹⁾ Zooals men ziet, wordt gebruik gemaakt van een speciale lamp, die twee (vlakke) anoden bezit en een (vlak) rooster tusschen

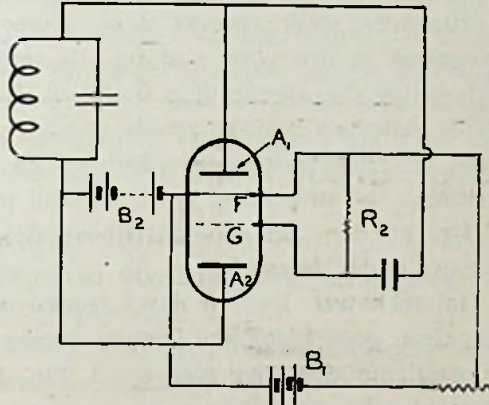


Fig. 1a

één dier anoden en den gloeidraad. Daar het schema in dezen vorm nogal onoverzichtelijk is, teekenen we het over, waardoor

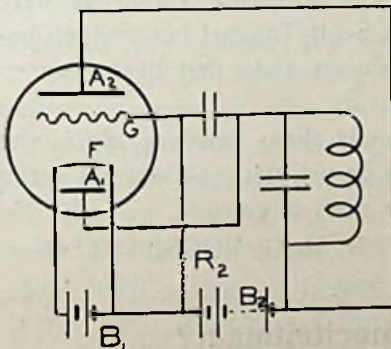


Fig. 1b

het er komt uit te zien als in fig. 1b. Uit de verklaring, die Scott-Taggart er van geeft, blijkt nu, dat bij juiste instelling de A_1 -keten zich gedraagt als een negatieve weerstand. Schakelt men hierin een vliegwielkring, dan zal dus het systeem gaan genereeren. Voorwaarde is, dat A_1 en A_2 samen den verzadigingsstroom trekken. Zooals men ziet, is dit Negatron een

¹⁾ Radio-Review 1921 (Vol. II) blz. 599. Zie ook Sammlung Vieweg: H. G. Möller-Elektronenröhren, blz. 193.

Intusschen had ik met het overteekenen van fig. 1a nog een

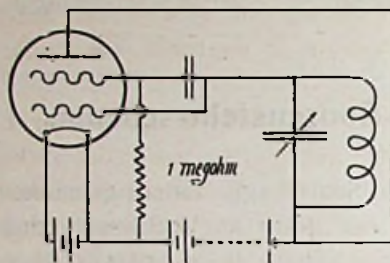


Fig. 2

andere bedoeling. Bij aandachtige beschouwing van het oorspronkelijke schema bleek mij n.l. iets, dat, merkwaardig genoeg, nog nooit iemand opgevallen schijnt te zijn, n.l. een verpletterende overeenkomst met het generatorschema, dat door den heer Numans en mij beschreven werd.²⁾

Bizonder sterk spreekt deze overeenkomst, wanneer we het Negatron in den vorm van fig. 1b vergelijken met de generatorschakeling die afgebeeld is in fig. 2. Het eenige verschil tusschen beide schema's bestaat, zooals men ziet, in de verschillende plaatsing van de „vooranoode", doch — de eerlijkheid gebiedt, het te erkennen — principieel is dit verschil niet.

Bracht dan het Numans-Roostenstein-schema heelemaal niets nieuws onder de zon?

Ja, toch wel. Daar is in de eerste plaats het feit, dat voor 't negatron geen bijzondere lampen noodig zijn: een gewone dubbel-roosterlamp doet het even goed. Op dat idee schijnt nog nooit iemand gekomen te zijn.

Verder volgt uit de beschrijvingen van den heer Numans en mij misschien beter dan uit die van Scott-Taggart, dat het schema is onafhankelijk van allerlei toevallige omstandigheden en behept met buitengewone genereerkwaliteiten. Bovendien vermelden deze beschrijvingen vele dingen waarover Scott-Taggart het zwijgen bewaart. De onpartijdige lezer zal een en ander het beste kunnen beoordeelen.

Het feit, dat deze schakeling reeds thans een vrij algemeene toepassing gevonden heeft, stelt mij gerust, dat, ook wat het nuttig effect betreft, onze arbeid niet voor niets is geweest.

Ir. H. O. ROOSENSTEIN.

Een Nieuwe Capaciteitmaat?

In aansluiting op het redactioneele onderschrift in het vorig nummer van „Radio-Nieuws", zou ik gaarne enkele opmerkingen maken en tenslotte een voorstel doen.

²⁾ Zie R. N. 1924, blz. 39 en 117.

Voor het voorstel van den heer van Vianen, om, inplaats van micro-micro- een korter voorvoegsel te gebruiken, valt inderdaad zeer veel te zeggen. Micro-micro-farad is werkelijk een heele mondvol!

Echter lijkt het me niet raadzaam, in Nederland op ons eigen houtje een nieuw voorvoegsel te gaan gebruiken, zonder dat zulks internationaal is vastgesteld, zooals bijv. met de andere gebruikelijke voorvoegsels als micro-micro het geval is. Veel verwarring zou gesticht worden, omdat capaciteitmaten ook in andere takken van wetenschap en techniek gebruikt worden, behalve alleen de radio. Bovendien weet men dan in het buitenland niet, wat bijv. een Nederlandsch schrijver met zoo'n afkorting bedoelt en zelfs Nederlandsche electrotechnici en natuurkundigen, die nu toevallig eens niet van radio op de hoogte zijn, zullen over die radio-benaming struikelen. Dat is niet gewenscht. Voorvoegsels als milli- en micro- en combinaties daarvan zijn voor ieder ontwikkeld persoon volkomen begrijpelijk.

Ik zou dan ook in overweging willen geven, om, zoolang niets anders internationaal is vastgesteld, voorloopig toch maar de lange benaming micro-micro-farad te gebruiken.

Overigens zou het aanbeveling verdienen, dat eens eindelijk internationaal hieromtrent iets werd vastgesteld. Ook in andere takken van wetenschap en techniek komt het toch voor, dat het handig zou zijn om met billioenste deelen van een bepaalde eenheid te kunnen rekenen. In de leer van de electro-magnetische trillingen van heel hooge frequentie (kleine golflengte) behelpt men zich, bijv. zeer ten ongerieve van buitenstaanders, met de z.g. Angström-eenheden. Ook daaraan zou dan een eind kunnen komen.

Het lijkt me niet van belang ontbloot, hier eens even na te gaan, welk voorvoegsel eventueel in aanmerking zou kunnen komen. Op den voorgrond moet natuurlijk staan, dat de afleiding in de eerste plaats logisch moet zijn en in de tweede plaats, (als direct gevolg) zóó, dat ook een niet-ingewijde de beteekenis gemakkelijk kan vatten, afgaande op de reeds bekende voorvoegsels.

Pico heeft weinig zin en komt dus niet in aanmerking. Billi lijkt op het eerste gezicht wel bruikbaar, maar toch zou ik het niet willen aanbevelen. Immers: als billi beteekent één billioenste, zou milli moeten beteekenen één millioenste — maar het is één duizendste. Hierin zit een verwarringstichtend element.

Beter zou zijn, aan de afleiding van micro- vast te houden. Aldus komt men tot BICRO- voor één billioenste, analoog aan micro- voor één millioenste. Bicro-farad klinkt inderdaad niet slecht!

Een ander, meer „persoonlijk” bezwaar tegen billi, dat men overigens niet au sérieux behoeft te nemen ! Wanneer men hoort en leest van billi-farads, billi-amperes en billi-volt, voelt men wellicht de vraag opkomen: hoeveel is dan één billi ritchi ? ! (Ritchi is ook de naam van een bekend Amerikaansch geleerde).

Hoe aantrekkelijk het ook moge zijn, om voortaan met bicro-farads te gaan rekenen, toch lijkt het me verstandiger om voorloopig de benaming micro-micro-farad te gebruiken, totdat internationaal is vastgesteld, dat bijv. bicro- één billioenste beteekent en dus in de plaats gesteld kan worden van micro-micro-. De getalwaarden, waarin men de capaciteiten uitdrukt, kunnen daarbij gelijk blijven, zoodat invoeren van de nieuwe benaming geen noemenswaardige bezwaren zal hebben.

Den Haag, Januari 1925.

J. J. NUMANS.

Nogmaals: welke capaciteitsmaat?

Met instemming las ik in het Januari-nummer van Radio-Nieuws, dat de heer van Vianen bezwaar maakte tegen de lengte van de uitdrukking „micro-micro-farad”. Ook mij schijnt dit woord voor praktisch gebruik te onhanteerbaar en daar het waarschijnlijk is, dat de kleine capaciteitseenheden in de toekomst veel gebruikt zullen worden, lijkt de kwestie wel belangrijk genoeg, om er nog eens op terug te komen. Immers, wanneer we in de toekomst gedwongen zouden zijn ons voortdurend uit te drukken in termen als micro-micro-farads, milli-micro-farads, milli-micro-volts en dergelijke, die bij consequent volgen van het systeem hieruit voortspruiten, dan wordt korthed er niet mede gebaat. En daar is juist bij de internationale eenheden voortdurend naar gestreefd.

Wat betreft het voorstel van den heer van Vianen het volgende :

Sinds langen tijd is de naam billifarad in gebruik voor de capaciteitsgrootte van $0.001 \mu F$ (dus niet voor één billioenste Farad ¹). Daaraan ontleent ook de bekende billi-condenser in de Marconi-apparaten zijn naam. Om geen verwarring te stichten, is het dus het beste in te voeren de

pico-farad (p F.) = één millioenste μF .

Moge het, ook door Prof. Eccles aangegeven voorvoegsel „pico” ons spoedig even onontbeerlijk zijn als zijn zoo handige collega’s „milli” en „micro”.

Ir. H. O. ROOSENSTEIN.

¹) Waarschijnlijk ligt de oorzaak hierin, dat de Amerikanen (en Franschen) onder „billion” het getal 1.000.000.000 verstaan.