

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 34,

DEN HAAG. Tel. 32112.

Abonnementprijs 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: Waarom zeer hoge weerstanden bij weerstandversterking. — Mid-
delen tegen het genereeren van H. F. versterkers. — Een werkzame Hoogfrequent
schakeling. — Spanningsversterking door resonantie-transformatoren. — Over
hoogfrequentversterking en raamontvangst met volledige wisselstroomvoeding. —
Het vraagstuk der detectie met lekken roostercondensator. — Beschouwingen
over het ontstaan der atmosferische electriciteit. — De Raytheon-gelijkrichter. —
Het Marconi „Straalbundelzender” systeem met gerichte korte golven.

Waarom zeer hoge weerstanden bij Weerstand- versterking?

Door Ir. J. L. H. JONKER.

Daar de weerstandsversterking zich tegenwoordig zeer in de
algemeene aandacht verheugt, is het wellicht nuttig om de werking
van de radiolamp in deze schakeling nog eens nader te beschouwen,
daar zich in de praktijk verschijnselen voordoen, welke om een
motiveering vragen.

Wij hebben hier niet zo zeer het oog op de praktische moeilijk-
heden zooals terugkoppelingen e.d. als wel op een feit dat we uit
de praktijk weten, doch dat schijnbaar niet voldoet aan de ont-
wikkelde lampentheorie.

En dit feit is, dat de koppelweerstand R_a n.l. in vele gevallen
niet 8—10 maal de inwendige weerstand R_i van de lamp moet
worden genomen doch vaak met aanzienlijk voordeel tot 100 maal
 R_i kan worden opgevoerd.

Het komt ons voor, dat we, ten einde de kwestie geheel te kun-
nen overzien, het beste doen om de verschillende karakteristieke
grootheden van de radiolamp in verband met de ontwikkelde theorie
eens nader te beschouwen.

Beginnen we dan met den spanningsversterkingsfactor eens

critisch te bezien. Deze grootheid hangt nagenoeg uitsluitend af van de roosterconstructie en wel van de maaswijdte, zoodat het voor de hand ligt, dat ze constant zou zijn.

Indien nu g constant is, dan zullen de karakteristieken bij verschillende anodespanningen in het gebied der negatieve rooster-spanningen gelijkvormig en onderling verschoven zijn. Nu is dit inderdaad in de meeste voorkomende gevallen zoo, doch er komen afwijkingen voor welke we volledigheidshalve dienen aan te geven.

Dit is voornl. het geval bij dubbelroosterlampen met hulpanode. Indien men hier de statische krommen opneemt, dan kan men bij zeer groote spanningsversterking en grooten uitwendigen weerstand waarnemen, dat de g met lagere anodespanning vermindert. Volgens de Duitsche specialiteit voor weerstandsversterking v. Ardenne zou de oorzaak moeten liggen in een verschuiving van het minimum potentiaal door den uitwendigen weerstand ofschoon deze kwestie nog niet geheel opgehelderd is, en de positieve hulpanode wel een zekeren invloed zal uitoefenen. Het gevolg hiervan is in ieder geval, dat dergelijke krommen niet meer gelijkvormig zijn en zelfs elkaar kunnen snijden. Dit zijn slechts uitzonderingsgevallen en bij de gewone drie electrodenlamp zijn we alleszins gerechtigd om g praktisch als constant te beschouwen. Hier schuilt dus niet de fout.

Indien dus g constant is, dan kunnen we concludeeren uit de bekende formule

$$dV = g e_r \frac{R_a}{R_i + R_a}$$

waarin V het spanningsafval op den uitwendigen weerstand R_a is, dat indien R_a ongeveer 8 tot 10 maal de inwendige weerstand van de lamp wordt, we weinig verbetering door verhooging van den uitwendigen weerstand zouden hebben te verwachten.

Indien men nu voor R_i , zooals gewoonlijk gebeurt, die waarde substitueert, welke men berekent uit de gegevens van de lamp door den fabrikant verstrekt, dan komt men, zooals de ervaring ons leert, bedrogen uit. Wat is toch de kwestie?

In de formule is R_i de eenige factor, welke we nog niet nader beschouwden en we zouden dus omgekeerd uit de waarneming kunnen afleiden dat R_i niet constant kan zijn.

We zullen nu eerst de werking van de lamp statisch nagaan, waarna we later bij de verkregen resultaten de invloeden in aanmerking zullen nemen, welke bij dynamische werking optreden (begrenzing door capacatieve lek).

Bij den weerstandsversterker is een groote uitwendige weerstand

in serie met de lamp geschakeld. Het grootste deel van de spanning van de batterij zal dus op den uitwendigen weerstand komen en de lamp krijgt dus hiervan slechts een schamel deel.

De lamp zal dus in het onderste deel der kromme werken waarvoor de wet van de ruimtelading van Langmuir en Schotty geldt

$$I_a = k \left(E_a + \frac{E_g}{D} \right)^{3/2} \quad (1)$$

(Hierin is $D = \frac{1}{g}$)

Naar onderen is de geldigheid van deze wet begrensd en wel geldt bij een lagere E_a dan ongeveer 0.2 Volt een exponentieele wet $I = I_0 E^{\frac{E}{E_0}}$ (zie Barkhausen bl. 32).

Bij het gebied waar de weerstandlamp werkt zullen we wel te doen hebben met wet (1).

Nu is de definitie van inwendige weerstand $R_i = \frac{dE_a}{dI_a}$ dus is dit gelijk aan

$$R_i = \frac{2}{3k} \left(E_a + \frac{E_g}{D} \right)^{-\frac{1}{2}}$$

zoodat we zien dat R_i variabel is en afhankelijk van E_a en E_g .

Indien men nu den uitwendigen weerstand R_a in een gegeven geval vergroot, zal bij constante batterijspanning de E_a verminderen, dus zal de inwendige weerstand grooter worden, zoodat men gemakkelijk kan inzien, dat de gunstigste verhouding van R_a en R_i later bereikt wordt dan men zou verwachten. Dat wil dus zeggen, dat dan de uitwendige weerstand R_a voor een goed nuttig effect grooter uitvalt.

Intusschen kan men met de vergrooting van den koppelweerstand niet boven een bepaalde grens gaan, daar men anders wel den gelijkstroomweerstand kan vergrooten, doch den werkzamen uitwendigen weerstand niet.

Dit vindt zijn oorzaak in de capacatieve lek, indien deze in de grootte-orde valt van den koppelweerstand.

Nemen we deze capaciteit ongeveer $30 \mu \mu F$ dan zal de capacatieve weerstand bij 5000 perioden ongeveer 1 megohm bedragen, zoodat we bij een koppelweerstand van 2 à 3 megohm wel den ohmschen weerstand kunnen vergrooten doch dé uitwendige weerstand zal hier weinig door toenemen. Wél de R_i , zoodat we hier achteruit zullen gaan wat de versterking betreft.

De capacatieve lek, waarvoor als gemiddelde $30 \mu \mu F$ werd aangenomen stelt zich samen uit de capaciteiten van de onderdeelen

zoals weerstandjes en koppelcondensator ten opzichte van aarde en de capaciteiten van het rooster van de volgende lamp. (Zie Barkhausen bl. 98).

Ten einde deze eerste capaciteiten te verminderen bouwt Dr. Loewe zijn bekende lampen, waarin zich alle onderdeelen op een minimum afstand van elkaar bevinden. Dit heeft het voordeel dat men lampen met hogere spanningsversterking kan gebruiken daar de uitwendige weerstand dan ook meestal hooger moet liggen.

De laatst genoemde capaciteit nl. die van het rooster van de volgende lamp, wordt schijnbaar vergroot afhankelijk van de spanningsversterking van deze lamp.

Barkhausen geeft hiervoor nl. $c_u \left(1 + \frac{1}{D}\right)$. Dat zou er dus met de moderne lampen met hoge spanningsversterking leelijk uitzien, daar die capaciteit dan een aanmerkelijke waarde zou kunnen aannemen.

Intusschen lijkt dit kwaad erger dan het is, aangezien de belasting van den plaatkring bij juiste keuze van de koppelementen voor een groot deel capaciteef is, wat dit effect weer doet verminderen. Door de capaciteeve belasting treedt toch een phaseverschuiving op, waardoor de spanning van de plaat ten opzichte van de spanning van het rooster in phase wordt verschoven, zoodat dit effect wordt verkleind.

De bovenstaande overwegingen kan men in de praktijk toetsen door het inschakelen van een regelbaren koppelweerstand in een trap van een versterker.

Bij het opregelen vindt men eerst een sterke toename van het geluid gevolgd door een gebied waar de sterkte slechts langzaam toeneemt om ten slotte een maximum te bereiken en daarna in een geluidsverzwakking over te gaan.

Wij hopen hiermede eenig licht te hebben gegeven omtrent den invloed van de verschillende factoren, welke de keuze van den koppelweerstand bepalen.

Middelen tegen het genereeren van H. F. versterkers

Bewerkt door CHARON.

Alvorens een toestel te beschrijven, waarmee enkele H.F. schakelingen mogelijk zijn, die tot nu toe nog niet in Radio-Expres of Radio-Nieuws beschreven zijn, zal eerst een uittreksel gegeven worden, van een artikel van L. M. Hull in Q. S. T. van Januari 1924, waarin deze schakelingen besproken worden.

In dit artikel getiteld: „Antiregenerative Amplification” beschrijft Hull eenige methodes om het spontaan genereeren tegen te gaan van H.F. versterkers met afgestemden plaatkring. Met een artikel van Stuart Ballantine getiteld: „Radiofrequency Amplification” (Q. S. T. Maart 1924) behoort dit tot de beste artikelen, die over dit onderwerp geschreven zijn.

Om de uitdrukking antiregeneratief goed te begrijpen doen we het beste ook uiteen te zetten, wat onder regeneratief, non-regeneratief en super-regeneratief verstaan wordt.

Allereerst een definitie van regeneratie. Indien de plaatkring van een radiolamp op een of andere manier terugwerkt op den roosterkring van dezelfde lamp en wel zoo, dat de wisselstroomenergie in den roosterkring toeneemt, noemt men dit regeneratie.

Uit den aard der zaak volgt, dat aan regeneratie eerst versterking moet voorafgaan, anders zou er in den plaatkring geen overmaat van energie zijn, die terugwerken kan.

Onder de vele manieren, waardoor regeneratie kan ontstaan, zijn er twee, die bij radio-ontvangst het meest populair zijn.

1e. Een *inductieve* koppeling tusschen plaatkring en roosterkring. Dat is dus door middel van een terugkoppelspoel, wat een zeer goede en de aangenaamste methode is voor regeneratie.

2e. Een *capacitieve* koppeling tusschen plaat en roosterkring.

De capacitieve methode berust op de wet, dat indien in den plaatkring van een radiolamp een zelfinductie is opgenomen al of niet geshunt door een capaciteit, door elke capaciteit die tusschen plaat en rooster van de lamp bestaat, een stroom van H.F. trillingen vloeit naar den roosterkring, die de trillingen in dezen kring versterkt. Dit verschijnsel kan nog op een andere wijze belicht worden, door op te merken dat de trillingen in plaat- en roosterkring 180° in phase verschillen onder bepaalde vooropstellingen.

Er zijn twee methoden om capaciteef terug te koppelen.

a. of een variablen condensator aanbrengen tusschen plaat en rooster van de lamp, zoodat hiermede de grootte van het terugkoppelpad veranderd kan worden;

b. of de vaste plaatrooster capaciteit gebruiken als terugkoppelpad en de regeneratie doen ontstaan door den plaatkring af te stemmen met een variometer of een spoel met condensator in den plaatkring op te nemen.

Door sommigen wordt aangeraden de variabele terugkoppelspoel van een detectorlamp te shunten door een variablen condensator en door deze twee middelen den graad van regeneratie te regelen.

In een regeneratief ontvangtoestel kan men dus door een of

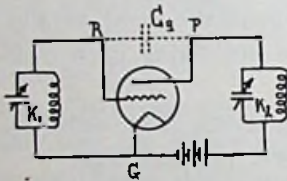
ander der hierboven beschreven manieren verschillende graden van regeneratie tot stand brengen nl. van den non-regeneratieve toestand, via het randje van genereeren naar genereeren.

Uit dit alles blijkt, dat we allen een regeneratief ontvangtoestel hebben en dat de „100 % vervormingvrije ontvanger” van Corver non-regeneratief genoemd kan worden.

In een superregeneratief ontvangtoestel laat men voortdurend een lamp volop genereeren. Verdere bijzonderheden hierover zijn o.a. te vinden in de boeken van Corver en Numans.

Het grondschema van een H.F. lampversterker met afgestemden plaatkring is in fig. 1 aangegeven.

Het stelt een H.F. lamp voor waarbij zoowel in den rooster- als in den plaatkring een afgestemde kring opgenomen is. Zooals bekend is, geeft dit theoretisch de grootste spanningsversterking, indien beide kringen K_1 en K_2 nauwkeurig op dezelfde golf zijn afgestemd. De roosterplaat capaciteit met capaciteit van lampvoetje en draden tezamen opgeteld wordt voorgesteld door één condensator C_q .



Hull fig. 1

Het grondschema uit fig. 1 is echter in de praktijk onbruikbaar voor ontvangen, daar juist indien men K_1 en K_2 ongeveer op dezelfde golf afstemt, de lamp spontaan gaat genereeren. Het schema uit fig. 1 is integendeel een schema voor een zender en wel volgens de Huth-Kühn schakeling. De oorzaak van dit genereeren blijkt te zitten, zooals hierboven uiteengezet, in de capaciteit tusschen plaat en rooster van de bewuste lamp, in fig. 1 aangegeven als de condensator C_q .

Anti-regeneratieve ontvangst noemt men nu elke H.F. versterking met afgestemde tusschenkringen, waarbij de door C_q veroorzaakte regeneratie op een of andere manier gecompenseerd of geneutraliseerd wordt.

* * *

Het ideaal is, dat het lastige genereeren onderdrukt wordt, of liever gezegd, onderdrukt kan worden. We moeten het genereeren kunnen beheerschen, en al naar dat het gewenscht is of niet laten genereeren, of op het randje van genereeren kunnen instellen of voluit laten genereeren.

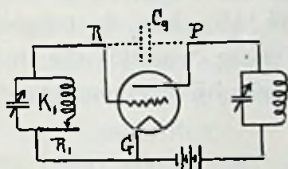
De eerste klasse van middeltjes hiertegen bestaat in het aanbrenge van zulke verliezen in den kring K_1 of K_2 of in beide, dat de energie, die door C_q naar K_1 teruggekoppeld wordt, er door geabsorbeerd wordt.

Hull en Ballantine noemen deze middeltjes „lossers”, d.w.z. verliesmiddeltjes, daar ze energie verloren doen gaan, en dus ook den versterkingsgraad kleiner maken, wat door sterker terugkoppelen van de detectorlamp nooit weer goed gemaakt kan worden. In een proefondervindelijk onderzoek hebben Ballantine (t. a. p.) en Hull nagegaan welke middelen goede resultaten geven en welke af te keuren zijn.

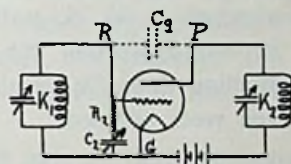
Onderstaande beweringen zijn dus geen schrijftafelgeleerdheid maar zijn gebaseerd op onderzoekingen en metingen.

Als zeer af te keuren verliesmiddeltjes noemt Hull dan:

1. Roosterpotentiometers, ook wel „Stabilizers” genoemd. Dat zijn potentiometers tusschen + en — gloeidraad der H. F. lamp.



Hull fig. 2a. — $R_1 = \text{max. } 50 \text{ Ohm}$



Hull fig. 2b. — Indien $R_2 = \pm 50.000 \text{ Ohm}$, C_2 een 2 plaats „vernier”,

Hiermee kan men aan het rooster van de H. F. lamp een positieve spanning geven ten opzichte van min gloeidraad. Het genereeren houdt dan op, doch de versterking van die lamp wordt dan zeer gering en ook wordt de telefonie onzuiver. Volgens Hull komt dit middeltje practisch overeen, met een variablen shuntweerstand over kring K_1 .

2. Shuntweertanden op de afgestemde kringen, dus tusschen rooster en gloeidraad of tusschen plaat en gloeidraad.

3. Spoelen of transformatoren bewikkeld met draad van hoogen weerstand.

4. Hoogfrequenttransformatoren met ijzerkern.

Volgens Hull zijn er echter twee verliesmiddeltjes, die ofschoon ze theoretisch slecht zijn, toch in de praktijk vrij goede resultaten geven.

Het genereeren kan onderdrukt worden, door een variablen serieweerstand. Volgens Hull is een waarde van maximaal 50 Ohm voldoende, fig. 2a.

De tweede manier bestaat in het toevoegen van een shuntweerstand in serie met een variablen condensator als in fig. 2b. Indien $R_2 \pm 50.000 \text{ Ohm}$ is, kan C_2 een twee-plaats fijnregel-condensator zijn.

Om de allerbeste resultaten met H. F. versterking te krijgen, moet men echter geen verliesmiddeltjes gebruiken.

* * *

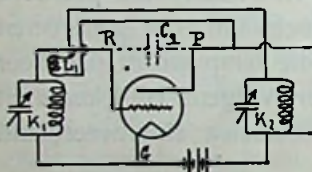
De tweede klasse van methodes, die door Hull en Ballantine onderzocht zijn, valt uiteen in twee groepen. Beide tasten de oorzaak van het genereeren aan — òf door te voorkomen, dat er een stroom vloeit door de capaciteit C_q — òf door het effect van dezen stroom op kring K_1 te compenseeren.

In de eerste groep, met als voorbeeld Hazeltine's neutrodyne, is de graad van compensatie progressief, zoodat overcompensatie mogelijk is. Is dit laatste het geval dan wordt de versterking van de lamp geringer.

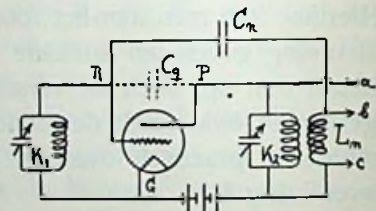
In de tweede groep, waarvan het „Rice” schema een voorbeeld is (beschreven in U. S. patent 1.334.118) kan de compensatie alleen verhoogd worden tot een critische waarde, die juist de terugkoppeling door C_q vernietigt, terwijl bij overcompensatie het genereeren weer optreedt.

De eenvoudigste methode van deze eerste groep is het middel van een tegengesteld werkende terugkoppelspoel zooals in fig. 3a.

Hierbij wordt aan de bestaande capacatieve koppeling C_q tus-



Hull fig. 3a.



Hull fig. 3b. — Hazeltine Neutrodyne.

schen rooster en plaatkring, nog een magnetische koppeling toegevoegd door de spoel L_1 . De verbindingen met deze spoel moeten tegengesteld zijn, vergeleken met een gewone terugkoppelspoel, zoodat de terugkoppeling door C_q tegengewerkt wordt.

In den Tuska Superdyne Receiver (Q. S. T. Nov. 1923) wordt deze methode toegepast, en het rooster en de gloeidraad van den detector aangesloten aan de pijltjes in de figuur.

Een nadeel van dezen vorm van compensatie is, dat een zelf-inductie in evenwicht gebracht moet worden met een capaciteit, zoodat de graad van compensatie vrij vlug met de golflengte van het ontvangen signaal verandert.

Een andere methode van deze groep is volgens Hazeltine's neutrodyne, fig. 3b.

De compensatie geschiedt hier door een kleinen condensator C_n , waarvan één kant is aangesloten aan het rooster van de H.F. lamp en de andere kant aan het hoogpotentiaal einde van een spoel L_n , die op een bepaalde wijze gekoppeld is met spoel K_2 in den plaatkring. De koppeling moet zoo zijn, dat de spanning over L_n tegengesteld in fase is met, en in een bepaalde verhouding staat tot de spanning aan het uiteinde van K_2 onverschillig op welke golflengte K_2 is afgestemd. De punten b en c van spoel L_n worden resp. verbonden aan rooster en gloeidraad van de volgende lamp.

Indien de magnetische koppelingscoëfficiënt tusschen de spoelen K_2 en L_n maximaal was ($K = 1$) en de parasitaire capacatieve koppeling tusschen deze twee geheel nul gehouden kon worden, zouden de trillingen, die van K_2 door middel van C_q teruggekoppeld worden op K_1 , voor alle golflengten tegengehouden worden.

De neutralisatie zou dan werkelijk onafhankelijk zijn van de frequentie en van het afstemmen van K_2 zooals in Prof. Hazeltine's origineele geschriften.

Het blijkt echter, dat men niet aan al deze koppelingsvoorwaarden tusschen spoelen L_n en K_2 tegelijk kan voldoen nl. \pm maximale magnetische koppeling, parasitaire capacatieve koppeling zeer klein tot nul, 180° faseverschil en constante verhouding tusschen de spanningen der spoelen onafhankelijk van de frequentie.

Aan alle handelstoestellen, die op deze wijze geneutrodyniseerd zijn, is dan ook op te merken, dat indien het toestel voor één golflengte juist afgesteld is, bij een andere golflengte weer genereer-neiging optreedt. H. Pomes is volgens zijn artikel in Radio-Expres 9 en 11, 1926 tot dezelfde conclusie gekomen.

Hull besluit aldus: „Deze constructieve moeilijkheden beletten ons gebruik te maken van de theoretische voordeelen van dit uitstekende schema.” Een begrafenis eerste klas, maar toch een begrafenis, en dus een waarschuwing om toch vooral maar nooit een neutrodyne volgens Hazeltine in elkaar te zetten. Er zijn betere neutrodyne schema's.

* * *

In fig. 3c bestaat de plaatkring van de H.F. lamp uit een variabelen condensator met twee spoelen in serie, wat in Nederland bekend is als het Super-Radiola schema.

De spoelen kunnen al of niet gekoppeld worden, dat komt er voor de compensatie niet op aan, maar voor het afstemmen is het gemakkelijk ze los te koppelen. Indien deze koppeling variabel is, wordt het meetbereik veel grooter dan met één spoel, daar de totale

zelfinductie van het stel spoelen groter of kleiner is, al naar gelang de koppeling sterker of zwakker is.

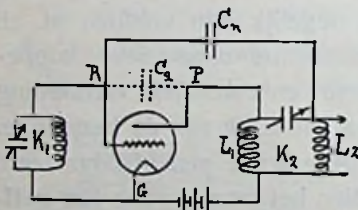
Spoel L_1 staat in den plaatkring van de H.F. lamp in kwestie en de uiteinden van spoel L_2 worden aan rooster en gloeidraad van de volgende lamp aangesloten, aan den gloeidraad natuurlijk door middel van een grooten condensator. Kring K_2 is afgestemd op de inkomende golflengte λ als Ck zoo'n stand heeft, dat

$$\lambda = 1885 \sqrt{(L_1 + L_2 + L_m) Ck. 1)}$$

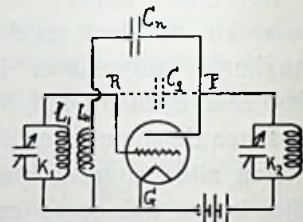
(Meter) (micro-Henry) (micro Farad)

De waarde van L_m is afhankelijk van den koppelingsgraad van de twee spoelen; en bij twee gelijke spoelen kan deze waarde varieeren tusschen nul en het dubbele van de zelfinductie van één spoel.

Als K_2 in resonans is met K_1 , is de spanning aan het bovineind van spoel L_2 juist in tegengestelde fase met die aan het bovineinde van L_1 , eenvoudig omdat deze twee punten door den luchtcondensator Ck verbonden zijn.



Hull 3c = Super Radiola-schema.



Hull fig. 3d.

Zoo kunnen de trillingen, die door Cq teruggekoppeld worden, gecompenseerd worden door Cn te verbinden tusschen het hoogspannings-einde van L_2 en het rooster van de bewuste lamp.

Deze schakeling heeft nog het eigenaardige, dat de verhouding tusschen de wisselspanning die aan het rooster der volgende lamp gegeven wordt, en de wisselspanning aan de plaat van de bewuste lamp L_2 Henry : L_1 Henry is, indien beide kringen in resonans zijn.

Bij transformator koppeling zoals in schema 3b is de verhouding van deze spanningen $\sqrt{L_2 : L_1}$.

In dit schema 3c is bij resonans de verhouding tusschen de spanningen voor en na den transformator gelijk aan het kwadraat van

¹⁾ Indien we met het Amerikaansche Bureau of Standards aannemen, dat de voortplantingssnelheid van aethertrillingen $2,9982 \times 10^8$ M. p. s. is, moet de factor in deze formule 1883,8 zijn en niet 1885 zoals vaak aangenomen wordt. Vandaar dat men in Amerikaansche geschriften steeds 1884 vindt aangenomen.

de windingsverhouding. Terwijl bij een gewonen H.F. transformator de verhouding gelijk is aan de windingsverhouding.

Het schema heeft de eigenaardigheid, dat terwijl de compensatie van het genereeren niet volmaakt is voor golflengten buiten het resonanspunt, de compensatie in het resonanspunt onafhankelijk is van de golflengte.

Volgens Hull voldoen tweelamps H.F. versterkers met dit schema goed.

* * *

In schema 3d is een spoel L_n opgenomen, zeer sterk gekoppeld met L_1 evenals in 3a.

Volgens Hull geeft dit twee belangrijke voordeelen:

1e. Bevat de plaatkring op zichzelf niet het compenseerende element.

2e. Kan de compensatie vast zijn, onafhankelijk van de golflengte over een groot meetbereik.

Bij één trap zooals afgebeeld, kan kring K_2 op elke manier direct of inductief met de volgende lamp verbonden worden.

De afgestemde ingangskring moet een spoel L_1 bevatten en er sterk mee gekoppeld (koppelcoëfficiënt 0,5 à 1) de compensatorspoel L_n . Ook moet de koppeling zoo zijn, dat de spanning van het hoogspanningseinde van L_n 180° in fase verschilt, met die van het hoogspanningseinde van L_1 .

Dit uiteinde van L_n is met de plaat verbonden, door middel van een condensator C_n , die zoo gekozen is, dat de terugkoppeling op K_1 door C_q , gecompenseerd wordt door de terugkoppeling door C_n .

De regeling van C_n is tamelijk kritisch, maar het schema is goed bruikbaar, daar een of twee trappen beheerscht kunnen worden zonder genereeren.

De voorwaarde voor compensatie is onafhankelijk van de golflengte waarop afgestemd is, en is als volgt:

$$\frac{C_n}{C_q} = \sqrt{\frac{L_1}{L_n}} = \frac{N_1}{N_n}$$

waarin N_1 en N_n de resp. windingsgetallen der spoelen L_1 en L_n zijn.

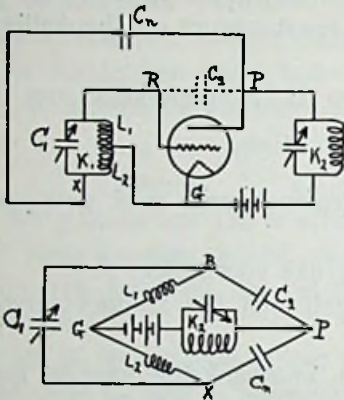
Indien dus de windingsverhouding bepaald is, hangt de waarde van C_n alleen af van de roosterplaatcapaciteit C_q .

* * *

Wheatstone'sche Brug Schema's.

Bij deze tweede groep van methodes is overcompensatie onmogelijk. Het is gemakkelijk te beschrijven, maar niet gemakkelijk in praktijk te brengen.

Het toegepaste principe is de volgende eigenschap van de Wh. brug. Als een brug met vier armen, die capaciteiten, zelfinducties of weerstanden kunnen zijn, behoort in evenwicht is en men een wisselspanning aanlegt tusschen een paar tegenovergestelde hoekpunten, dan ontstaat hierdoor geen spanningsverandering tusschen het andere paar hoekpunten van de brug. Met andere woorden een brug, die in evenwicht verkeert, is een netwerk waarin twee punten electrisch geïsoleerd zijn van twee andere punten.



Hull fig. 4a = „Rice” schema.

worden, totdat het evenwicht bereikt is. C_n kan dan afgesloten worden. De juiste waarde zal zelden grooter zijn dan 15 micro-micro-farad.

Het „Rice” schema is bovendien nog eens weergegeven met weglating van de lampelektroden, in den klassieken vorm van een Wh. brug.

De permanente compensatie is onafhankelijk van de golflengte en van het afstemmen van de kringen 1 en 2. Deze is ook onafhankelijk van den inwendigen weerstand en den versterkingsfactor van de lamp, mits er geen roosterstroom in de lamp optreedt.

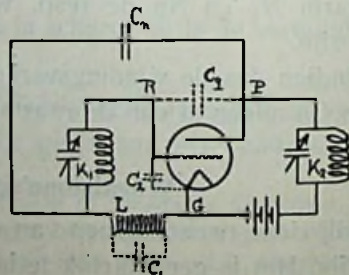
H. F. versterkers met 4—5 trappen zijn hiermee mogelijk en volkomen stabiel. Zooals bij alle H. F. bruggen moet opgepast worden voor parasitaire capaciteve koppelingen.

* * *

In fig. 4b zijn alle armen van de Wh. brug capaciteef C_n is een kleine variabele condensator; L is een smoorspoel van een zoodanige grootte, dat haar parasitaire capaciteit C_1 als kortsluit condensator dient voor H. F. stroomen.

C_1 is de derde arm van de Wh. brug en C_2 , dat is de gloeidraad-rooster capaciteit, de vierde arm.

De eenige extra elementen zijn de vaste spoel L en de conden-



Hull fig. 4b.

sator C_n , die éénmaal geregeld moet worden, en dan vastgezet.

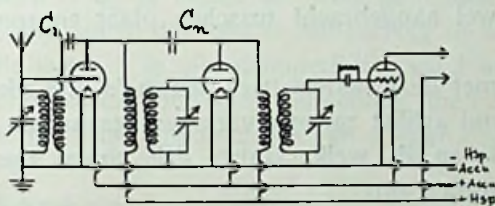
In Q.S.T. van Juni 1924 voegt Hull hieraan nog het volgende toe. L moet zoo groote zelfinductie hebben, dat de verstrooide capaciteit overheerschend is bij de verlangde golflengte en de spoel dus functioneert als een tamelijk constante capacatieve reactantie.

De evenwichtsvoorwaarde is $C_1 C_n = C_2 C_q$.

C_1 mag niet te groot zijn, want dit zou C_2 groot maken en de sterkte van het signaal beperken. Een honingraatspoel 1000 heeft bij Hull wel eens goed gewerkt (95 millihenry, 20 micro micro farad). Indien men een eenvoudige meerlagenspoel nam op een buis met een doorsnee van 3 inch, zoodat een hooge verhouding tusschen capaciteit en zelfinductie ontstond, zou men met een kleinere zelfinductie kunnen volstaan. Bijv. 500 windingen (22 dubbel katoen) op een 3 inch buis ware eerst eens te probeeren.

* * *

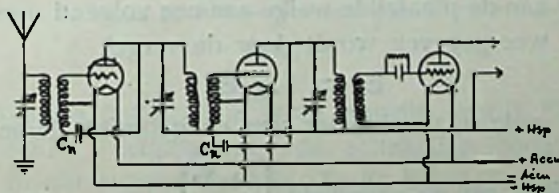
In de figuren 5a en 5b geeft Hull uitgewerkte schema's voor een



Hull fig. 5a naar schema 3d.

tweelamps H. F. versterker, waar resp. 3d en een modificatie van 4a aan ten grondslag liggen.

Alleen regeneratie in versterkers met afgestemde tussenkringen wordt door Hull besproken, daar hij dit op 't oogenblik van het meeste belang acht.



Hull fig. 5b naar modificatie van schema fig. 4a.

Regeneratie in H. F. versterkers met weerstand koppeling is een meer gecompliceerd probleem, dat reeds gedeeltelijk in 1917 door Fransche militaire radio-experts opgelost is.

Daarbij werd reeds de ingang van een trap capaciteef gekoppeld

met den uitgang van een volgende lamp, zoodat hiermee de regeneratie tegengewerkt werd. *)

Behalve wat Nichols in U. S. patent 1.325.879 en Heising U. S. patent 1.426.733 gepubliceerd hebben en wat hierboven mede geadeld is, zijn Hull geen andere publicaties bekend (Januari 1924) over het onderwerp: Anti regeneratieve H. F. versterking.

* * *

Andere anti-regeneratieve methodes, die in buitenlandsche tijdschriften wel eens beschreven worden, zijn de volgende twee.

Een kleine modificatie van Hull 3b, dus Hazeltine's neutrodyne, is wel deze, dat het rooster en de gloeidraad van de volgende lamp direct aan plaat en gloeidraad van de H. F. lamp in kwestie aangesloten wordt, dus aan de punten a en c en niet aan de punten b en c, zooals Hazeltine voorstelt. Dit gewijzigde schema is bekend als Cowper's neutrodyne.

Een andere mogelijkheid is de toevoeging, van twee kleine neutrodyne condensatoren in serie geschakeld, aan het grondschema uit fig. 1 en wel aangebracht tusschen plaat en rooster van de bewuste lamp.

Ervaringen met deze laatste twee schema's zijn niet bekend.

In een volgend artikel zullen ervaringen beschreven worden met Hull 2a, 3d, 4a en 4b, welke laatste drie vooral zeer superieure neutrodyne schema's zijn.

October 1926.

Een Werkzame Hoogfrequentschakeling.

Alle h.f. schakelingen hebben dit gemeen, dat het verband tusschen opgelegde effectieve roosterspanning E_r en de verkregen eff. spanning aan de plaatszijde welke aan een volgend rooster wordt toegevoerd, weergegeven wordt door de vergel.

$$E_2 = f \cdot g E_r.$$

Hierin is g de sp.verst.factor van de gebruikte lamp, bepaald door opmeting van de grootheid $\left(\frac{\Delta e_p}{\Delta e_r}\right)_{i_p = C}$ van een serie lampkarakteristieken ($i_p = f(e_r)$ $e_p = C$).

Hier worden kleine letters gebruikt omdat we hier te doen hebben met gelijkstroomgrootheden. Natuurlijk moet bijv. bij weer-

*) Zie o.a. Corver's Draadloos Amateurstation, 6e druk, fig. 105.

standversterking g bepaald worden in het punt (e_r, i_p en $e_b - i_p r_u$) en niet zooals de heer Roorda in zijn artikel aangeeft bij (e_r, i_p en e_b) en het gelijkstroomspanningsverlies eerst later in rekening te brengen.

De factor wordt bepaald door de in den plaatkring geschakelde zelfinducties, capaciteiten en weerstanden en door de inwendige

inpedantie $Z_i = \left(\frac{\Delta e_p}{\Delta e_r} \right)_{e_r = C}$ eveneens opgemeten in dat punt

van den karakteristiekenbundel waarvan de coördinaten overeenkomen met de gelijkstroomcomponenten van de *in werking zijnde* h.f. lamp.

Vereenigen we fg tot één factor dan zou deze inplaats van een lampconstante een lampveranderlijke worden zoodat we beter g kunnen behouden en een nieuwen factor f als schakelfactor ervoor plaatsen. Uit de hiervolgende afleiding zal volgen dat bij $g = 10$, fg tot 30 kan oploopen, een „constante” die nooit uit de statische karakteristieken is op te meten om welk punt men de lijnen ook laat draaien. We zullen dan ook in het vervolg de karakteristieken op hun plaats laten en in elk afzonderlijk geval f berekenen.

Het meest interesseert ons op het oogenblik hoe f zal veranderen, indien we in fig. 1 het glijcontact b van a naar c verplaatsen, en

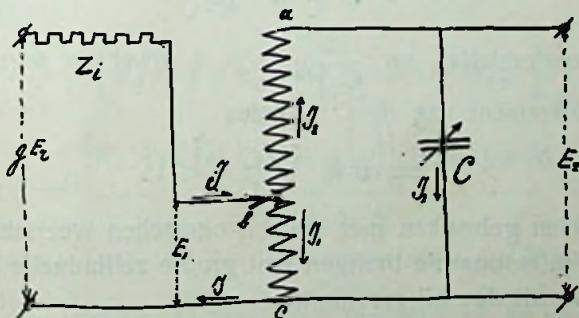


Fig. 1

bij welken stand van b , f zoo groot mogelijk wordt. Fig. 1 is een vereenvoudigde weergave van de schakeling zooals de heer Schaaper die aangegeven heeft in „Radio Express” van 22 October No. 43. Ook voor mij is deze schakeling nieuw en het zal blijken dat werkelijk bij juiste plaatsing van b , de factor $f > 1$ wordt maar het verband is niet zoo eenvoudig als de heer Schaaper zich denkt.

Laten we eerst aannemen dat b met a samenvalt, dan hebben we de gewone h.f. schakeling zooals deze in een Koomansontvanger aanwezig is. Hierover is reeds genoeg gepubliceerd, doch

voor analogie met de gevolgde benaderingen zullen we toch eerst nog even de afleiding geven.

In dit geval wordt $f = \frac{Z}{Z_1 + Z}$ waaruit volgt dat $f = 1$ voor $z_i = 0$ of voor $z = \infty$ is, of beter f wordt praktisch gelijk aan de eenheid voor $z \gg z_i$. Dit wordt dan op de volgende manier bereikt. Z bestaat uit de parallel impedanties

$$\bar{Z}_1 = R + j \omega L \text{ en } \bar{Z}_2 = \frac{1}{j \omega C}$$

$$\text{of } \bar{Z} = \frac{\bar{Z}_1 \bar{Z}_2}{\bar{Z}_1 + \bar{Z}_2} = \frac{(R + j \omega L) \frac{1}{j \omega C}}{R + j \left(\omega L - \frac{1}{\omega C} \right)} \quad (1)$$

Was $R = 0$ dan zou voor $\omega L = \frac{1}{\omega C}$, $z = \infty$ worden en dus $f = 1$.

Vullen we deze waarde voor ω in (1) in dan wordt

$$\bar{Z} = \frac{\frac{R}{j \omega C} + \frac{L}{C}}{R} = \sqrt{\frac{L}{C}} \left(\frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}} - j \right)$$

$$\text{of } Z = \sqrt{\frac{L}{C}} \sqrt{\frac{L}{R^2 C} - 1}$$

We veronderstellen nu $\frac{L}{C R^2} \gg 1$ ofwel het logarithmisch dempingsdekrement van de C L keten

$$\delta = \pi R \sqrt{\frac{C}{L}} \ll 1.$$

d.w.z. spoelen gebruiken met kleinen ohmschen weerstand en de C L keten in resonantie brengen met groote zelfinductie en kleine cap. Dan wordt dus bij resonantie

$$Z_{\max} = \frac{L}{C R}$$

We zien hieruit dat dit tevens de voorwaarde is waarbij z_{\max} zoo groot mogelijk wordt en tot 0,5, $10^6 \Omega$ kan bedragen. Rekenen we $z_{\max} = 0,2 \cdot 10^6$ en $z_i = 5 \cdot 10^4 \Omega$ dan wordt

$$f = \frac{Z}{Z_1 + Z} = \frac{20}{25} = 0,8.$$

f wordt nu door keuze van nog betere spoelen of een lageren lampweerstand ten hoogste gelijk aan de eenheid, zoodat hierdoor de verhouding $\frac{E_s}{E_r}$ niet veel grooter wordt.

Is in fig. 1 de zelfinductie van spoel ab L_2 , de weerstand R_2 , en die van bc resp. L_1 en R_1 en de coeff. voor wederzijdsche inductie in bc door ab M_{21} en die in ab door bc M_{12} dan komen we voor een willekeurigen stand van het contact b tot het volgende stel vergelijkingen.

$$\bar{e}_1 = R_1 \bar{i}_1 + j \omega L_1 \bar{i}_1 - j \omega M_{21} \bar{i}_2 \quad (1)$$

$$\bar{e}_1 = R_2 \bar{i}_2 + j \omega L_2 \bar{i}_2 - j \omega M_{12} \bar{i}_1 - \frac{j}{\omega C} \bar{i}_2 \quad (2)$$

$$\text{en } \bar{i} = \bar{i}_1 + \bar{i}_2 \quad (3)$$

(Het min. teeken van den derden term vloeit voort uit de aangenomen positieve stroomrichtingen I_1 en I_2 in fig 1).

Uit (1) en (2) volgt

$$\bar{i}_1 = \frac{R_2 + j \omega (L_2 + M_{21}) - \frac{j}{\omega C}}{R_1 + j \omega (L_1 + M_{12})} \bar{i}_2 = \frac{\bar{a}}{\bar{b}} \bar{i}_2 \quad (4)$$

(4) en (2) geeft

$$\bar{e}_1 = \bar{i}_2 \left(R_2 + j \omega L_2 - \frac{j}{\omega C} - j \omega M_{12} \frac{\bar{a}}{\bar{b}} \right) \quad (5)$$

(4) en (3) geeft

$$\bar{i} = \bar{i}_2 \left(\frac{\bar{a}}{\bar{b}} + 1 \right) = \bar{i}_2 \frac{\bar{a} + \bar{b}}{\bar{b}} \quad (6)$$

(6) in (5)

$$\bar{e}_1 = \bar{i} \cdot \frac{\bar{b}}{\bar{a} + \bar{b}} \left(R_2 + j \omega L_2 - \frac{j}{\omega C} - j \omega M_{12} \frac{\bar{a}}{\bar{b}} \right) = \bar{i} \bar{Z}.$$

$$\text{dus } \bar{Z} = \frac{\left\{ R_2 + j \left(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C} \right) \right\} \bar{b} - j \omega M_{12} \bar{a}}{\bar{a} + \bar{b}} \quad (7)$$

Hier zien we $(\bar{a} + \bar{b})$ in den noemer staan en opdat de verhouding $\frac{E_1}{g E_r}$ (zie fig. 1) zoo groot mogelijk zij, in verband met den voorschakelweerstand z_i moet z een max. zijn dus $(\bar{a} + \bar{b})$ tot nul naderen.

Nu is

$$\bar{a} + \bar{b} = R_1 + R_2 + j \left(\omega L_1 + \omega M_2 + \omega M_{12} + \omega M_{21} - \frac{1}{\omega C} \right)$$

Evenals bij de Koomansschakeling stellen we $(R_1 + R_2)$ klein ten opzichte van de overige grootheden zoodat de noemer minimum wordt voor

$$\omega^2 = \frac{1}{(L_1 + L_2 + M_{12} + M_{21}) C} \quad (8)$$

Als werkzame zelfinductie vinden we dus

$$L_w = L_1 + L_2 + M_{12} + M_{21} = n_1^2 L_1^{(1)} + n_2^2 L_2^{(1)} + n_1 n_2 M_{12}^{(1)} + n_2 n_1 M_{21}^{(1)}$$

Hierin is n_1, n_2 resp. het aantal windingen van bc en ab. $L_1^{(1)}$ is het aantal magn. inductielijnen dat spoel bc omvat als deze uit één winding bestaat en door 1 ampère doorlopen wordt. $M_{12}^{(1)}$ is het aantal magn. ind. lijnen dat spoel ab, uit 1 winding bestaande hiervan omvat. Op analoge wijze wordt $L_2^{(1)}$ en $M_{21}^{(1)}$ gedefinieerd.

In het algemeen is $M_{12}^{(1)} < L_1^{(1)}$ en ten hoogste is $M_{12}^{(1)} = L_1^{(1)}$. Evenzoo is $M_{21}^{(1)} \leq L_2^{(1)}$. Al naar gelang de verhouding $\frac{M_{12}^{(1)} M_{21}^{(1)}}{L_1^{(1)} L_2^{(1)}} = k_1 k_2 = k^2$ gelijk of kleiner is dan de eenheid spreekt men van een vaste of losse magn. koppeling. Nu hoeft niet $L_1^{(1)} = L_2^{(1)}$ te zijn. Dit is alleen het geval als de diameter van de windingen van spoel bc en ab gelijk zijn. Dit laatste zullen we voorop stellen en de heer Schaaper heeft hiervoor gezorgd, door beide spoelen op één koker te winden. Altijd is $M_{12}^{(1)} = M_{21}^{(1)}$ mits we met ijzervrije ketens te doen hebben.

Is nu nog $L^{(1)} = M^{(1)}$, dus zoo vast mogelijke koppeling, dan wordt de werkzame zelfinductie van de schakeling zoo groot mogelijk, bij eenzelfde totalen ohmschen weerstand $R_1 + R_2$.

Dus de benodigde capaciteit om de schakeling weer in resonantie te brengen met de opgedrukte spanning E_1 zoo klein mogelijk en wordt het meest bereikt, dat het logaritmisch dekrement van de schakeling

$$\mathcal{D} = \pi (R_1 + R_2) \sqrt{\frac{C}{L_w}} \ll 1 \quad (10)$$

In de veronderstelling

$$L_1^{(1)} = L_2^{(1)} = M^{(1)} \quad (11)$$

wordt

$$L_w = (n_1 + n_2)^2 L^{(1)} \quad (12)$$

en aangezien bij verplaatsing van het contact $(n_1 + n_2)$ constant blijft, vinden we dus dat dan de condensator niet meer verstemd behoeft te worden om den CL_w kring in resonantie te houden.

De vraag is nu hoe verandert \bar{Z} in vergel. (7) met de veronderstellingen (8) en (11). Na eenig omrekenen vinden we dan

$$\bar{Z} = \frac{R_1 R_2 + \frac{L_1}{C} + j \left(\omega R_1 L_2 + \omega R_2 L_1 \right) - \frac{R_1}{\omega C}}{R_1 + R_2}$$

of

$$\bar{z} = \frac{n_1 n_2 R^{(\omega)^2} + \frac{n_1^2 L^{(\omega)}}{C} + j \times \left\{ \omega n_1 R^{(\omega)} n_2^2 L^{(\omega)} + \omega n_2 R^{(\omega)} n_1^2 L^{(\omega)} - \frac{n_1 R^{(\omega)}}{\omega C} \right\}}{(n_1 + n_2) R^{(\omega)}}$$

Nu is volgens (8) en (12)

$$\omega^2 = \frac{1}{(n_1 + n_2)^2 L^{(\omega)} C}$$

$$\text{dus } \bar{z} = \left[n_1 n_2 R^{(\omega)^2} + \frac{n_1^2 L^{(\omega)}}{C} + j \frac{n_1 n_2 R^{(\omega)} L^{(\omega)}}{(n_1 + n_2) \sqrt{L^{(\omega)} C}} \times \right. \\ \left. \times \left\{ (n_1 + n_2) - \frac{(n_1 + n_2)^2}{n_2} \right\} \right] \frac{1}{(n_1 + n_2) R^{(\omega)}}$$

Dit is nog te herleiden tot

$$\bar{z} = \left[n_1 n_2 R^{(\omega)} + n_1^2 \sqrt{\frac{L^{(\omega)}}{C}} \left(\frac{1}{R^{(\omega)}} \sqrt{\frac{L^{(\omega)}}{C}} - j \right) \right] \frac{1}{(n_1 + n_2)}$$

Nu was volgens (10) verondersteld

$$\beta = \pi (R_1 + R_2) \sqrt{\frac{C}{L_\omega}} = \pi R^{(\omega)} \sqrt{\frac{C}{L^{(\omega)}}} \ll 1$$

zoodat dus met groote benadering

$$z = \frac{n_1 n_2}{n_1 + n_2} R^{(\omega)} + \frac{n_1^2}{n_1 + n_2} \frac{L^{(\omega)}}{C R^{(\omega)}} = \frac{n_1 n_2}{(n_1 + n_2)^2} R + \frac{L_1}{C R} \text{ wordt.}$$

Stellen we hierin $n_2 = 0$ dan wordt $z = \frac{L}{C R}$ hetgeen we voor de Koomansschakeling reeds eerder gevonden hebben.

Nu loopt bij het verschuiven van het contact van a naar c, de eerste term van 0 tot $\frac{1}{4} R$ als b in het midden van ac aangekomen is, hier voorbij loopt de waarde weer terug om bij c weer nul te worden. Maar nu is ook de 2e term nul geworden zoodat dus dan $z = 0$ wordt en van onze geheele spanningsversterking niets overblijft. We zullen dus in de buurt van het midden moeten blijven voor welk geval de 2e term nog vele malen grooter zal zijn dan $\frac{1}{4} R$. Een rekenvoorbeeld met normale praktische waarden zal dit nog duidelijker demonstreeren.

Rekenen we, dat voor de totale spoel ac, $\frac{L}{C R} = 10^5 \Omega$ is en dat dit bereikt is met een spoel met een wisselstroomweerstand van 50Ω en stel $n_1 = 0,1$ ($n_1 + n_2$) en dus $n_2 = 0,9$ ($n_1 + n_2$), dan wordt $z = 0,09 \cdot 50 + 0,01 \cdot 10^5 \approx 1000$. We kunnen dus in alle praktisch voorkomende gevallen den eersten term nog t.o.v. den tweeden verwaarloozen zoodat

$$Z = \frac{L_1}{C R} = \frac{n_1^2 L^{(1)}}{C R}$$

$$Z_{\max} = \frac{(n_1 + n_2)^2 L^{(1)}}{C R}$$

noemen we $\frac{n_1 + n_2}{n_1} = \alpha$ dan wordt dus

$$Z = \frac{1}{\alpha^2} Z_{\max} \quad (14)$$

Ergo de schijnbare weerstand neemt dus met $1/\alpha^2$ af zoodat we zouden denken dat als b met a samenvalt, dit de gunstigste stand is. Maar tegelijkertijd gebeurt er met het verschuiven van het contact iets anders.

Niet interesseert ons de verhouding $\frac{E_1}{g E_r}$ maar $\frac{E_2}{g E_r}$ en nu is $\bar{e}_2 = \bar{i}_2 \frac{1}{j \omega C}$ en volgens (6) is $\bar{i}_2 = \frac{\bar{b}}{\bar{a} + \bar{b}}$ i. Tevens is $\bar{i} = \frac{\bar{e}_1}{Z}$ dus

$$\bar{i}_2 = \frac{\bar{b}}{\bar{a} + \bar{b}} \frac{\bar{e}_1}{Z}$$

$$\text{of } \bar{e}_2 = \frac{\bar{e}_1}{Z} \cdot \frac{\bar{b}}{(\bar{a} + \bar{b}) j \omega C}$$

De vraag is nu hoe groot wordt de factor

$$\frac{\bar{b}}{(\bar{a} + \bar{b}) j \omega C} = \bar{Y}$$

met onze veronderstellingen die omtrent demping, koppeling en ω vastgelegd zijn in de vergelijkingen (8), (10) en (12).

$$\begin{aligned} \bar{Y} &= \frac{R_1 + j \omega (L_1 + M)}{(R_1 + R_2) j \omega C} = \frac{n_1 R^{(1)} + j \omega L^{(1)} (n_1^2 + n_2 n_1)}{(n_1 + n_2) R^{(1)} j \omega C} \\ &= \frac{n_1}{n_1 + n_2} \times \frac{R^{(1)} + j \omega L^{(1)} (n_1 + n_2)}{R^{(1)} j \omega C} \end{aligned}$$

We mogen weer veronderstellen dat we met goed geconstrueerde spoelen te doen hebben dus $R^{(1)} \ll \omega L^{(1)}$. Dan wordt

$$Y = \frac{n_1}{n_1 + n_2} \cdot \frac{L}{R C} = \frac{1}{\alpha} Z_{\max}$$

$$\text{en dus } E_2 = \frac{1}{\alpha} \frac{Z_{\max}}{Z} E_1$$

$$\text{of } E_2 = \left(\frac{1}{\alpha} \cdot \alpha^2 \right) E_1 = \alpha E_1 \quad (15)$$

Dus door het verschuiven van het contact van a naar c daalt z

met $1/\alpha^2$ en stijgt E_2 met α . Door deze eigenschap is het nu mogelijk dat $f > 1$ kan worden, doordat onder invloed van den voorschakelweerstand Z_1 de kwadratische afname van Z geringer invloed op het eindresultaat heeft dan de lineaire toename van E_2 n.l.

$$E_2 = \alpha E_1 = \alpha \cdot \frac{Z}{Z_1 + Z} g E_1 = \alpha \cdot \frac{1/\alpha^2 Z_{\max}}{Z_1 + 1/\alpha^2 Z_{\max}}$$

Stellen we nog $\frac{Z_{\max}}{Z_1} = \beta$ dan wordt dus

$$f = \frac{\alpha \beta}{\alpha^2 + \beta} \quad (16)$$

Stellen we de afgeleide van f naar α gelijk aan nul

$$\text{dus } \frac{d f}{d \alpha} = \beta (\alpha^2 + \beta)^{-1} - \alpha \beta (\alpha^2 + \beta)^{-2} \cdot 2 \alpha = 0$$

dan geeft dit de extreme waarden

$$1^e \quad \beta = 0 \Rightarrow f = 0 \text{ (min.)}$$

$$2^e \quad \frac{1}{\alpha^2 + \beta} = 0 \Rightarrow \begin{cases} \beta = \infty; r_1 = 0 \text{ (niet te verwezenlijken max.)} \\ \alpha = \infty; n_1 = 0 \text{ (min.)} \end{cases}$$

en als derde vergl.

$$1 - \frac{2 \alpha^2}{\alpha^2 + \beta} = 0$$

$$\text{of } \alpha = \sqrt{\beta} \quad (17) \quad \text{en dus } f_{\max} = \frac{1}{2} \sqrt{\beta} \quad (18)$$

Zoodra dus $\beta > 4$ wordt $f > 1$.

Berekenen we nu het praktische geval, dat de heer Schaaper aangegeven heeft:

$$Z_{\max} = 10^6 \Omega$$

$$Z_1 = 5 \cdot 10^5 \Omega \quad \text{dus } \beta = 20 \quad \text{en dus } \alpha = \sqrt{20} = 4,46.$$

De heer Schaaper heeft voor $\alpha = 5$ gekozen zoodat hij in zijn geval de juiste plaats experimenteel gevonden heeft. Dit geeft den schakelfactor $f = 2,23$ en rekenen we $W_{\text{avg}} = 10$, dan wordt dus de spanningsversterking van de geheele schakeling 22,3!

Fig. 2 geeft $f = f(\alpha)$ bij verschillende waarden voor $\beta = \frac{Z_{\max}}{Z_1}$

weer. We zien hieruit dat de stand van het contact b in de buurt van het max niet zoo erg kritisch is. Tevens merken we op dat alle maxima van f liggen op een rechte door den oorsprong van het coord. stelsel. Noemen we n.l. den hoek dien de verbindinglijn van een punt $(f_{\max}, \alpha_{\max})$ en de oorsprong, maakt met de α as φ dan is

$$\text{tg } \varphi = \frac{f_{\max}}{\alpha_{\max}} = \frac{1/2 \sqrt{\beta}}{\sqrt{\beta}} = 1/2 \quad (19)$$

Dus $\text{tg } \varphi$ is voor alle verhoudingen $\beta = \frac{Z_{\max}}{Z_1}$ constant.

Nu was $f = \frac{Z}{Z_1 + Z} \alpha$ of volgens (19) $\frac{f_{\max}}{\alpha_{\max}} = \frac{Z}{Z_1 + Z} = \frac{1}{2}$ of $Z = Z_1$.

Dus voor max instelling reduceeren we, door het verschuiven van het contact, de impedantie z in den plaatkring zoover, totdat deze gelijk geworden is aan den invendigen weerstand der h.f. lamp. Van deze eigenschap zullen we een volgenden keer als we de selectiviteit van de schakeling behandelen gebruik maken.

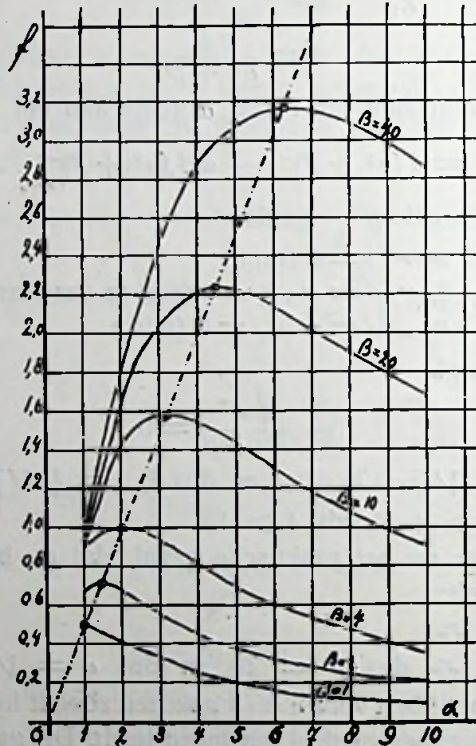


Fig. 2

Bekijken we nu nog wat voor invloed het heeft als we praktisch niet aan de koppelingsvoorwaarde voldoen. In dit geval vermindert de werkzame zelfinductie als we het contact b verplaatsen, zoodat we den condensator groter moeten maken om de CL_W keten in resonantie te houden. Hierdoor wordt $Z < 1/\alpha^2 Z_{\max}$. Tevens geven dan de strooiinducties $S_1 = n_1^2 (L_1^{(1)} - M^{(1)})$ en $S_2 = n_2^2 (L_2^{(1)} - M^{(1)})$ een secundaire spanningsverlaging dus $E_2 < \alpha E_1$. De geheele schakeling wordt dus minder effectief. Opdat de zelfinductie evenredig is met n^2 moet de lengte van de spoel klein zijn t.o.v. de linaire afmetingen van het windingsvlak. Men moet dus spoelen nemen met een grootere doorsnede dan de gebruikelijke honingraatspoelen en in bankwikkeling gewonden

opdat de windingen zoo dicht mogelijk bij elkaar komen te liggen en toch de eigencap. klein blijft.

De vorm van het electricse veld rondom ac zal niet veranderen bij verplaatsing van het contact van a naar c d.w.z. de eigencap. van spoel ac blijft constant en is als parallel cap. op den condensator c op te vatten. De eigencap. van de spoel beïnvloedt de waarde van f volgens (16) dus niet. Wel moet deze klein gehouden worden opdat de veronderstelling omtrent de demping blijft gelden.

Hiermede hoop ik aangetoond te hebben dat de heer Schaaper met zijn hoogfrequenteschakeling in spaartransformatoruitvoering werkelijk het hoogfreq. verst. vraagstuk een grooten stap heeft vooruit gebracht.

27 Oct. '26.

Ir. H. DE LANGE Dz. e.i.

Spanningsversterking door resonantietransformatoren.

Door Ir. H. O. ROOSENSTEIN.

Naar aanleiding van het artikeltje van den heer Schaaper in „Radio-Expres” 43 meenen wij, dat het wellicht niet ondienstig is, hier een berekening weer te geven, die wij indertijd uitvoerden met het oog op het ontwerpen van een middelfrequentversterker.

Resonantietransformatoren komen overal voor in de radiotechniek. Een voorbeeld van een resonantietransformator met afgestemde primaire spoel treft men aan in het gewone inductieve ontvangoestel. Van een bespreking van dit type willen wij hier afzien en ons bepalen tot de behandeling van de transformatoren, waarbij

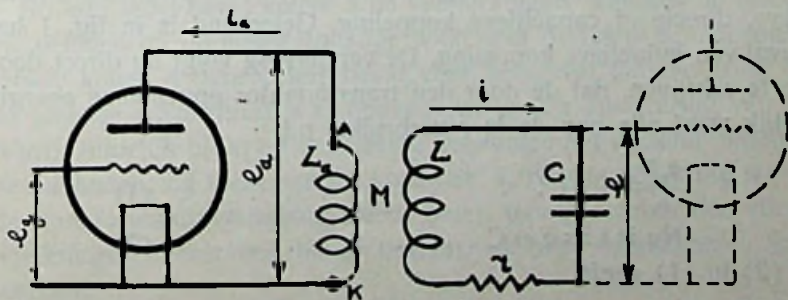


Fig. 1

de capaciteit parallel op de primaire wikkeling te verwaarloozen is. Het vervangingschema van een dergelijken transformator is in fig. 1 afgebeeld. De in deze figuur genoteerde spanningen en

stroomen stellen alle zuivere wisselspanningen en -stroomen voor. Verder worde aangeduid met:

g = de versterkingsfactor van de lamp.

$V = \frac{e}{e_a}$ de " " den transformator.

$V_{\text{totaal}} = \frac{e}{e_g}$ " " de geheele trap.

De berekening van de maximale versterking is nu al zeer eenvoudig. Om te beginnen denke men zich den geheelen secundairen kring LrC gegeven. Het komt er nu op aan, voor een gegeven waarde van e_g een zoo groot mogelijke spanning e te verkrijgen. Daartoe moet de stroomsterkte i en dus ook het energieverbruik in r zoo hoog mogelijk worden opgevoerd. De transformator moet dus zooveel mogelijk energie uit den anodeketen van de lamp opnemen en nu is het een zeer bekende wet, dat deze voorwaarde vervuld wordt, wanneer de uitwendige weerstand gelijk is aan den inwendigen weerstand van de stroombron (d.i. de plaatgloedruimte van de lamp). Verbinden wij de klemmen van C nu, in plaats van met L, met de punten A en K, dan ontstaat de gewone h.f.-versterker met afgestemden kring en het laat zich berekenen, dat deze kring zich tusschen de punten A en K gedraagt als een weerstand L/rC . Daar deze weerstand meestal grooter is dan de inwendige lampweerstand ρ , volgt uit het bovenstaande, dat de energieoverdracht niet de meest gunstige is, dat het dus mogelijk moet zijn, op de een of andere wijze hoogere spanningen op C te verkrijgen.

Dit zal gelukken, wanneer de uitwendige impedantie op de een of andere verliesvrije wijze tot ρ wordt teruggebracht.

Theoretisch gaat dat even goed met één van de middelen: inductieve, directe of capacatieve koppeling. Geteekend is in fig. 1 het geval van inductieve koppeling. De versterking volgt nu direct door op te schrijven, dat de door den transformator opgenomen energie gelijk moet zijn aan de in r verbruikte n.l.

$$\frac{e_a^2}{\rho} = i^2 r \dots \dots \dots (1)$$

$$\text{Nu is } i = e \omega C \dots \dots \dots (2)$$

(2) in (1) geeft

$$V = \sqrt{\frac{e^2}{e_a^2}} = \frac{1}{\omega C \sqrt{r \rho}}$$

of, daar de secundaire spoel vrijwel in resonantie is met de te versterken frequentie

$$V = V \frac{L}{C r \varrho} \dots \dots \dots (3)$$

Uit deze vergelijking volgt onmiddellijk, dat voor het geval dat bv. $L/rC = 4 \varrho$ is, de resonantiekring, op de juiste wijze gekoppeld met den plaatkring, een tweevoudige versterking zal geven. Doordat echter in deze schakeling slechts de helft van de aanwezige spanning in den plaatkring (ge_g) wordt uitgenut, is het resultaat, dat de uitgangsspanning e precies gelijk is aan ge_g . Ware dezelfde resonantiekring als vliegwielen in den plaatkring gebruikt, dan zou het spanningsverschil op den condensator, zooals te verwachten was, minder geweest zijn nl. $4/5 ge_g$. In dit geval is dus van het gebruik van een hoogfrequenttransformator practisch geen voordeel te verwachten. Gelukkig komen ook geheel andere getallen voor; wij hebben er in de volgende tabel eenige opgenomen.

$\frac{L}{C r} : \varrho$	V	e : g e _g als transformator.	e : g e _g als vliegwielen.
1	1	0,5	$1/2$
4	2	1	$4/5$
9	3	1,5	$9/10$
16	4	2	$16/17$
25	5	2,5	enz.
36	6	3	nadert tot
49	7	3,5	één
64	8	4	

In deze tabel bevat kolom 3 de versterkingen, wanneer de resonantieketen op de meest gunstige wijze aan de lamp is aangepast, terwijl kolom 4 deze cijfers bevat voor het geval dat die kring op de gewone wijze direct was opgenomen in den anodekring van de lamp. Duidelijk blijkt uit deze beide kolommen het verschil tusschen de methoden: bij toenemende „kwaliteit” L/rC van den kring wordt de transformatorversterking steeds beter, terwijl er voor den vliegwielenkringversterker een limiet bestaat, die niet overschreden kan worden.

Getallenvoorbeeld: $L = 2 \cdot 10^{-3}$ Henry (honingraatspoel 200).
 $C = 10^{-10}$ Farad.
 $r = 331\frac{1}{3}$ Ohm.
 $\varrho = 2 \cdot 10^4$ Ohm.

Hier is $\frac{L}{C r \rho} = 60$ en valt dus volgens de tabel een 4-voudige verbetering tegenover andere wijzen van hoogfrequentversterking te boeken.

Gelijk uit (3) volgt, is het van groot belang, dat in den resonantieketen van den transformator L groot, C klein en r klein is. Aan welken eisch de lamp in deze schakeling moet voldoen, volgt uit den totalen versterkingsfactor van de lamp + transformator:

$$V_{\text{totaal}} = \frac{g}{2} \times V = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{g^2 L}{C r \rho}} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{g S L}{C r}} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{K L}{C r}}. \quad (4)$$

We zien hieruit, dat het product K van steilheid en versterkingsfactor, het kencijfer (Güte) van de lamp, zoo groot mogelijk moet zijn.

Een moderne lamp met een kencijfer van ca. 8×10^{-3} kan volgens deze formule tezamen met de besproken resonantieketen een bijna 50-voudige spanningsversterking leveren. Speciaal bij lampen met een hoog kencijfer en een lagen versterkingsfactor, geeft dus het gebruik van resonantietransformatoren een aanzienlijke verbetering tegenover andere methoden van koppeling. In dit verband is het zeer verklaarbaar, dat de A 425, die een kencijfer 20×10^{-3} heeft, in deze schakeling zooveel doet.

Verder volgt uit (4), dat de versterking grooter is, naarmate L grooter gekozen wordt en C en r kleiner zijn.

De vraag is nu nog, hoe groot L_a voor het verkrijgen van de beste werking moet zijn. Wordt een autotransformator gebruikt, dan lijkt het ons het eenvoudigste, het punt, waar de spoel afgetakt moet worden, empirisch te bepalen. Voor het in fig. 1 afgebeelde geval zullen wij de berekening in hoofdtrekken hier weergeven.

Wij gaan weer uit van de voorwaarde, dat voor het verkrijgen van de maximale versterking noodig is, dat de transformator tusschen de klemmen A en K een impedantie heeft, die gelijk is aan den inwendigen weerstand van de lamp:

$$\rho = j \omega L_a + \frac{\omega^2 M^2}{r + j \left(\omega L - \frac{1}{\omega C} \right)}$$

Na uitwerking valt deze vergelijking uiteen in

$$\omega L - \frac{1}{\omega C} = \frac{r}{\rho} \omega L_a \dots \dots \dots (5)$$

en

$$r \rho + \omega L_a \left(\omega L - \frac{1}{\omega C} \right) - \omega^2 M^2 = 0 \dots \dots (6)$$

Substitutie van het eerste lid van (5) in (6) geeft in de veronderstelling, dat

$$\frac{r}{\varrho} L_a^2 \ll M^2 \dots \dots \dots (7)$$

de uitkomst

$$r \varrho = \omega^2 M^2 = k^2 \omega^2 L L_a$$

waarin K de koppelingscoëfficiënt is

of
$$L_a = \frac{r \varrho C}{k^2} \dots \dots \dots (8)$$

Met behulp van deze uitkomst kan achteraf gecontroleerd worden, dat aan (7) practisch steeds voldaan wordt: immers door de waarde, die in (8) voor L_a gevonden wordt, te substitueeren in (7) volgt

$$\frac{r^2 C}{L} \ll k^4$$

of

$$\vartheta^2 \ll \pi^2 k^4$$

waarin ϑ het logarithmisch decrement van den trillingskring voorstelt. De sterke koppelingen, welke in deze transformatoren toe te passen zijn, maken dat aan deze voorwaarde gemakkelijk voldaan wordt. Tot geheel onjuiste uitkomsten kan de berekening echter leiden, wanneer ze toegepast wordt in gevallen, waar L_a tengevolge van zijn eigencapaciteit in resonantie zou kunnen komen met de te versterken frequentie. Het zal duidelijk zijn dat de toestand dan een geheel andere wordt dan waarvoor deze berekening opgezet is. Zoolang L_a kleiner blijft dan L — en dit is bij de grootere golf-lengten steeds het geval — behoeft voor een dergelijken toestand niet gevreesd te worden.

Getallenvoorbeeld.

Hoe groot moet de primaire zelfinductie zijn van den in het eerste voorbeeld beproken transformator?

Wanneer een koppelingscoëfficiënt $k = 0,5$ aangenomen wordt, volgt door substitutie in (8):

$$L_a = \frac{33^{1/3} \times 2 \cdot 10^4 \cdot 10^{-10}}{0,25} = 0,00027 \text{ Henry.}$$

Met behulp van formules, welke b.v. in „Het draadloos Amateurstation” te vinden zijn, kan men nu het benoodigde aantal windingen zonder moeite berekenen.

In het voorgaande werd dus het bewijs geleverd, dat het schema van den heer Schaaper (zie fig. 2, uit diens artikel in Radio-Expres

No. 43 overgenomen) theoretisch juist is. Practisch doet de bijzondere uitvoering van de terugkoppeling, door een condensator, die bij een bepaalden stand de schakeling neutrodyniseert, een zeer

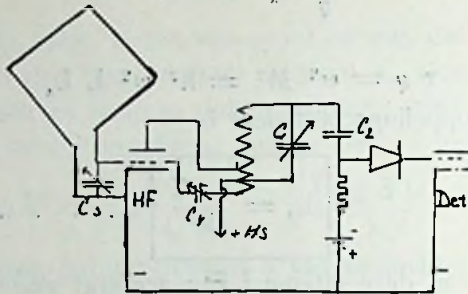


Fig. 2

stabiele werking verwachten, die een proef er mede zeker rechtvaardigt. Na wat thans over het schema gezegd is, meenen wij de kritiek door P. R. I. hierop uitgeoefend, stilzwijgend te kunnen voorbijgaan.

Over hoogfrequentversterking en raamontvangst met volledige wisselstroomvoeding.

Door E. SCHAAPER.

De aanhef van mijn artikel over hoogfrequentversterking in „R.-E.” No. 43 is, naar mij gebleken is, zoo gesteld geweest, dat het den indruk schijnt gewekt te hebben, als zou de schakeling niet oorspronkelijk zijn, maar door mij aan anderen ontleend.

Ik moet hiertegen ten sterkste protesteeren; reeds in Mei van dit jaar heb ik met verschillende leden der afd. Hilversum het schema bsproken.

Aan het slot van het artikel in „Radio-Expres” beloofde ik nadere gegevens te zullen verstrekken, wat betreft de constructie van een vervormingsvrijen raam-ontvanger met algeheele wisselstroomvoeding. Voor dat ik daar echter aan toe kom, wil ik de theorie nog wat verder behandelen en wel, zooals in mijn vorige publicatie, op bijna uitsluitend beredeneerende wijze. De wiskundige berekening laat ik aan Ing. de Lange over. Het zal dan interessant zijn na te gaan in hoeverre theorie en praktijk kloppen.

Beschouwen we fig. 1. Het schema is daar gegeven, zooals het moet zijn om de hoogstmogelijke geluidsterkte te bereiken. Het gebruik van C_4 ter regeling der terugkoppeling en neutrodynisee-

ring: te gelijk schijnt nog niet algemeen duidelijk te zijn, en aangezien het essentieel is ter vermindering van vervorming, gaat er even op door.

Stellen we een aankomende gemoduleerde golf, plus een collectie lucht en tramstoringen. In de beide afgestemde kringen blijven deze nog geheel gescheiden, maar bij de detectorlamp worden de luchtstoringen op de draaggolf gemoduleerd.

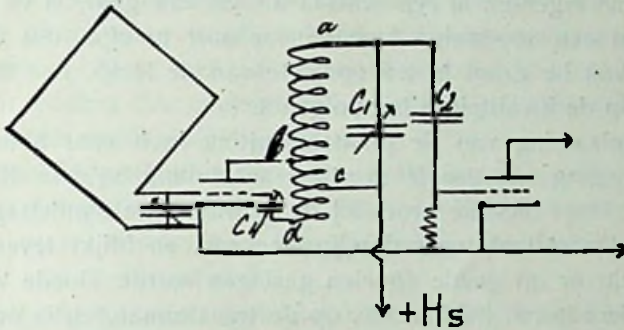


Fig. 1

Hebben we nu een zwak station en passen we terugkoppeling op de detectorlamp toe, dan wordt die heele hutspot flink versterkt, en krijgen we tramstoringen met een beetje muziek. Gooien we echter de terugkoppeling op de detectorlamp overboord, en koppelen de h.f. lamp terug, dan worden de storingen lang zoo sterk niet opgehaald en krijgen we muziek met storingen. Een heel verschil, dat vooral op zwakke stations, zooals Sevilla goed te merken is. Op dezelfde wijze gaat het met de modulatie ook; passen we dempingsreductie toe op de detectorlamp, zoo krijgen we heftige vervorming, gebruiken we de h.f. lamp, dan kunnen we merkwaardig sterk terugkoppelen zonder noemenswaardige veronzuivering van het geluid.

Tevens komt bij het gebruik van C_4 nog het voordeel dat de instelling der terugkoppeling zéér soepel is, zóó soepel als ik tot nu toe nog niet heb meegemaakt. De oorzaak is wel te zoeken in een zeer geringe fase verschuiving door de zuiver versterkende werking der h.f. lamp. Het is blijkbaar een principiële fout om een detectorlamp nog andere functies te laten verrichten.

Wat de versterking en de selectiviteit betreft, heb ik reeds in „R.-E.” de transformatie der spanningen als een der oorzaken van grootere versterking aangegeven. Intusschen blijkt nog een andere factor een rol te spelen. Voeren we n.l. een wisselspanning toe aan een, met die spanning in resonantie zijnden kring, zoo zal

die spanning daarin zoo hoog opslingeren, tot zij met de verliezen evenwicht gemaakt heeft. Bij de Koomansschakeling is de lampimpedantie wel het meest remmend, aangezien deze op de geheele spoel aangesloten staat. Sluiten wij nu echter de lamp op slechts een $\frac{1}{4}$ der spoel aan, zoo zullen de spanningen tot een veel hoogere waarde kunnen opslingeren, en zoodoende de eindgeluidsterkte veel bevoordeelen.

Waar het eigenlijk in een schema als dit om gaat, is de spoel, welke van een zoodanige kwaliteit behoort te zijn, dat de impedantie van bc groot is ten opzichte van de lamp. Een handige controle op de kwaliteit is het volgende:

Bij verplaatsing van de plaataansluiting in b naar a mag de genereerneiging *niet grooter* worden; aansluiting bij d in dit geval losmaken. Doet men de proef bij de gebruikelijke handelsspoelen, dan is het resultaat meer dan bedroevend, en blijkt tevens hoe weinig acht er op goede spoelen geslagen wordt. Goede verliesvrije condensatoren hebben we, op de transformatoren is ook niet veel meer aan te merken, maar goede spoelen ?

Het eenige wat er op zit, als men uit een schema als dit, er uit

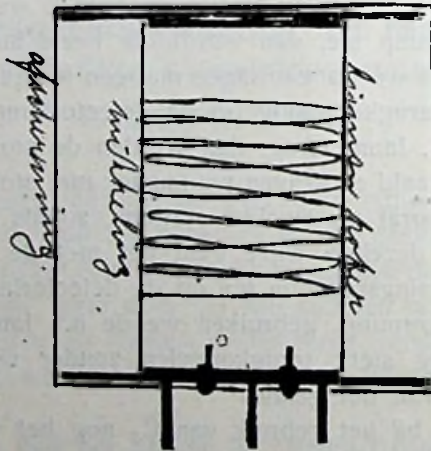


Fig. 2

wil halen, wat er in zit, is zelf maken, en dan merkt men het geweldige verschil bij overgang van schema Koomans (anode verbonden met a) en de nieuwe schakeling (anode verbonden met b). Maakt men een vierlamper op de juiste wijze en gaat men raamontvangst toepassen, dan is de genereerneiging moeilijk te bedwingen. Het beste schernt men dan de spoel af. Zoo kwam ik tot de constructie van fig. 2.

De eigenlijke wikkeling neemt een ruimte in beslag van 5×5 c.M. en is gewikkeld op een koker met geribt oppervlak (Radion

of Becol) van $\pm 5 \times 9$ c.M. De geheele spoel is beschermd en afschermd door middel van een rood koperen bus van 10×10 c.M. Alle naden dichtsoldeeren !

De pennen (General Radio No. 277-P bv.) komen door kleine openingen in de afscherming heen, terwijl de afscherming met pen c verbonden is. Voor de wikkeling verwijs ik voorloopig nog naar „R.-E.” No. 43, waarbij echter voor korte golf foutief vermeld is 30—8—8 windingen. Dit moet zijn: 60—16—16 windingen. Door de afscherming wordt de totale zelfinductie kleiner, daarom neme men $\pm 20\%$ meer, alleen wikkeling c d kan op $\frac{2}{3}$ terug gebracht worden. Een neutrodon C_4 van $50 \mu\mu F$ (General Radio) is dan echter noodzakelijk.

Wie een Super Radiola ontvanger heeft, kan eenvoudig de proef met deze schakeling nemen door plaat- en hoogspanningsbatterij-aansluiting te verwisselen. Terugkoppeling en neutrodynisering zijn dan echter uitgeschakeld.

De ontvanger met de nieuwe Loewe lampen laat zich ook met dit schema uitvoeren, waarbij de lage impedantie der dubbel-roosterlampen het mogelijk maakt om met minder goede handels-spoelen toch tot goed resultaat te komen.

Gaan we thans over tot de constructiebeschrijving van een vervormingsvrijen 4 lamper, eventueel met wisselstroom-voeding. Schema fig. 3.

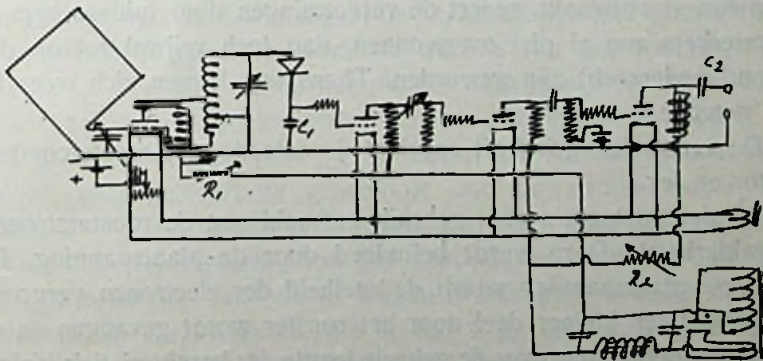


Fig. 3

De sec. kring wordt hier door middel van smoorspoel (Lissen) en condensator ($5000 \mu\mu F$) parallel gevoed, om den roostercondensator en lekweerstand te vermijden. C_1 is $\pm 15 \mu\mu F$: twee in elkaar gedraaide draadjes. C_2 is $1 \mu F$. R_1 en R_2 zijn Rheo-weerstanden ter regeling der anodespanning. De anode gelijkrichter is de Ferrix E. G. combinatie, waarbij de lamp zonder gloei-

weerstand aangesloten is. De weerstandlampen krijgen zoodoende ± 200 volt, waardoor de niet-lineaire vervorming verdwijnt. Het geheel is volmaakt bromvrij, door het gebruik van den kristal detector en het geringe anodestroom verbruik der weerstandlampen (A 125). De versterking van dezen ontvanger is niet zóó groot als met gelijkstroomvoeding aangezien er nog geen H.F. lamp van de zelfde kwaliteit als de Schrack O E 4 is te krijgen voor wisselstroomvoeding. Het wordt tijd ervoor.

Over het geheel is verder weinig meer op te merken, dan dat men door regeling van de roostercondensatoren den ontvanger aan elken goeden luidspreker kan aanpassen.

Bij een goede uitvoering van het geheel kan men tot ± 30 M. naar beneden komen met goed rendement. Het zou mij aangenaam zijn als de verschillende gebruikers van dit schema mij van hun praktische ervaringen op de hoogte wilden stellen.

Het vraagstuk der detectie met lekken roostercondensator.

In het October-No. van de *Proceedings of the Institute of Radio Engineers* wordt dit onderwerp aangeroerd door Lloyd P. Smith.

Hij wijst erop — evenals in Radio-Nieuws reeds is geschied — dat de belangstelling voor hetgeen eigenlijk bij de detectie gebeurt, opnieuw is ontwaakt, sedert de vervormingen door luidsprekers en versterkers zoo al niet overwonnen, dan toch vrijwel tot op den grond onderzocht zijn geworden. Thans wendt men zich weer tot de detectie.

De verhandeling betreft speciaal de detectie met roostercondensator en lek.

Bij deze detectie wordt gebruik gemaakt van de roosterstroomkarakteristiek. Deze wordt beïnvloed door de plaatspanning. Bij *hogere* plaatspanning wordt de snelheid der electronen vergroot, waardoor een kleiner, deel door het rooster wordt gevangen en de roosterstromen dus over de geheele lengte der karakteristiek *kleiner* worden. Het zou dus bij voorbaat niet uitgesloten zijn, dat de plaatspanningvariaties, die van de aankomst van een signaal het gevolg zijn, ook nog weer zouden terugwerken op de roosterstroomkarakteristiek, maar plaatspanningvariaties van bijv. 5 Volt hebben een zoo geringen invloed, dat ten slotte de invloed der veel kleinere, gewoonlijk in een detectorlamp optredende variaties mogen worden verwaarloosd.

Het belangrijke punt, maar minder eenvoudig is de invloed van roosterspanningsveranderingen, die eerst wordt nagegaan *zonder* aanwezigheid van den roostercondensator.

In fig. 1 is als getrokken lijn een statische roosterstroomkarakteristiek weergegeven. Stel, dat een vaste roosterspanning is aangelegd, overeenstemmende met het punt a op de karakteristiek.

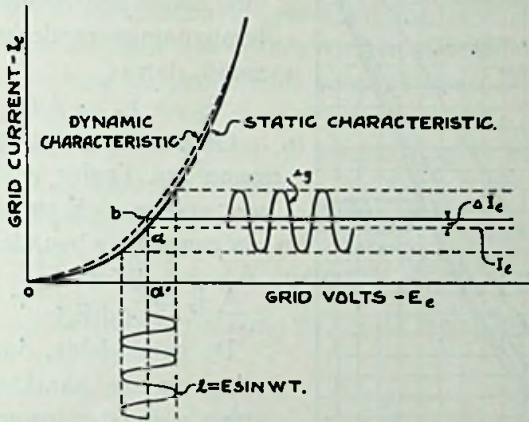


Fig. 1

Wanneer dan een wisselspanning $E \sin. \omega t$ op het rooster aankomt, zal de roosterspanning ter weerszijden van het punt a' tot gelijke waarden E heen en weer schommelen. De roosterstroom zal echter ten gevolge van de kromming in de karakteristiek *niet* symmetrisch schommelen boven en beneden de waarde van den roostergelijkstroom I_c . Zoo lang de op het rooster aankomende golfreijn aanhoudt, zal de gemiddelde roosterstroom zich ingesteld houden op een grooter bedrag $I_c + \Delta I_c$ omdat de stroomtoename voor gelijke spanningsvariatie grooter is dan de stroomafname. De gemiddelde roosterspanning a_1 wordt inmiddels constant gehouden.

Door de vermeerdering van den gemiddelden roosterstroom met ΔI_c moeten we dan terecht komen in een punt b eener andere, *dynamische*, karakteristiek, die in fig. 1 gestippeld is geteekend. Deze dynamische karakteristiek wijkt van de statische alléén af in het gebied waar gelijkrichting optreedt, dat is in het gebogen gedeelte. De rechte gedeelten vallen samen.

Ten einde deze theorie te toetsen, werden bij verschillende roosterrüstspanningen roosterstroom-metingen gedaan, terwijl aan het rooster hoogfrequente wisselspanningen werden opgedrukt van 0.20, 0.40, 0.60 en 1.00 Volts. Daarbij werden de dynamische karakteristieken gevonden weergegeven in fig. 2.

Men ziet direct, dat de stroomtoenamen *niet* evenredig zijn met de aangelegde wisselspanningen.

Stelt, naast de boven al ingevoerde waarden, E_c de roosterrustspanning voor, dan is

$$I_c = f(E_c)$$

en wanneer i_g de momenteele roosterstroomvermeerdering voorstelt, door een momenteele roosterspanningverandering e veroorzaakt, dan is

$$I_c + i_g = f(E_c + e).$$

Onder toepassing van het theorema van Taylor vindt de schrijver, voor $e = E \sin \omega t$ ten slotte als een nauwe benadering:

$$\Delta I_c = \frac{E^2 d^2 I_c}{4 d E_c^2} + \frac{E^4 d^4 I_c}{64 d E_c^2}.$$

De gemiddelde, door de kromming in de karakteristiek ontstaande roosterstroomverandering bestaat dus uit twee termen, waarvan de eerste evenredig is met de tweede, de andere met de

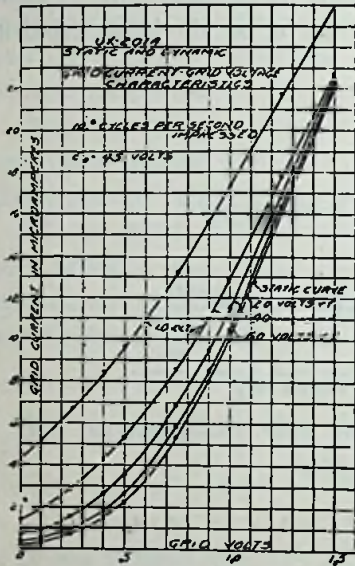


Fig. 2

vierde macht der aankomende wisselspanning. Dit is een fout, welke onverbrekkelijk is verbonden aan gelijktichting door een gebogen karakteristiek en die leidt tot vervorming. Maar aangezien E in het algemeen zeer klein zal wezen, kan men voor practische gevallen den tweeden term verwaarloozen, zoodat voor een aankomende sinusoïdale wisselspanning

$$\Delta I_c = \frac{E^2 d^2 I_c}{4 d E_c^2} \quad (1)$$

De toename van den gemiddelden roosterstroom is dus evenredig met E^2 , hetgeen het snel uiteenwijken der krommen in fig. 2 verklaart.

* * *

De schrijver gaat nu verder na, hoe deze uitkomst wordt voor een gemoduleerde golf. De momenteele waarde der wisselspanning kan daarvoor aldus worden uitgedrukt:

$$e = E \cos pt (1 + K \cos qt)$$

waarin $E \cos pt$ de draaggolf voorstelt en $E K \cos qt$ een hoorbare trilling, terwijl K de verhouding is tusschen de amplituden van radio- en audio-frequentie ($K = \frac{\text{modulatiepercentage}}{100}$). Voor volledige modulatie (100 %) is $K = 1$.

Uitsluitend aandacht wijdende aan de veranderingen in den gemiddelden roostergelijkstroom, vindt de schrijver voor het geval der gemoduleerde golf een uitdrukking, die men ter vergelijking met (1) aldus kan schrijven:

$$\Delta I_{c(\text{mod.})} = \left(1 + \frac{K^2}{2}\right) \frac{E^2 d^2 I_c}{4 d E_c^2} \quad (2)$$

* * *

In fig. 3 is de karakteristiek geteekend van den roosterstroom eener lamp, wanneer door een op het rooster aankomende gemoduleerde wisselspanning de gemiddelde roosterstroom tot het bedrag $I_c + \Delta I_c$ stijgt.

De momenteele waarde i_g van de verandering in roosterstroom oscilleert om de gemiddelde waarde $I_c + \Delta I_c$. Voor die momenteele waarde wordt gevonden:

$$i_g = \frac{E^2 d^2 I_c}{4 d E_c^2} \left[\left(1 + \frac{K^2}{2}\right) + 2 K \cos q t + \frac{K^2}{2} \cos 2 q t + \dots \right].$$

Naast den gelijkstroomterm komt hierin de $\cos q t$ -term voor van

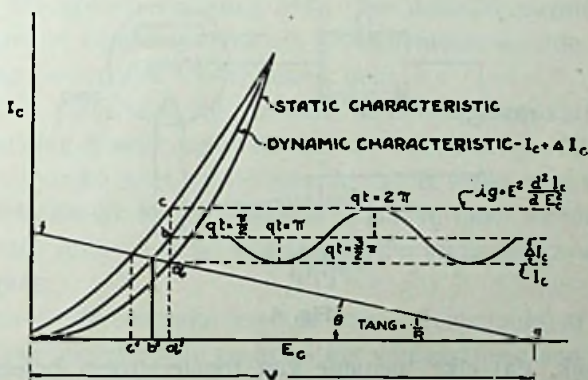


Fig. 3

hoorbare frequentie, maar ook $\cos 2 q t$, d.w.z. de dubbele frequentie, die voor $K = 1$ (100 % modulatie) tot een waarde van 25 % van de enkele frequentie aangroeit, welk percentage verder evenredig met K afneemt.

Nemen we het geval van $K = 1$, dan vinden we voor

$$q t = \frac{\pi}{2}, \quad i_g = \Delta I_c$$

$$q t = \pi, \quad i_g = 0$$

$$q t = \frac{3}{2}\pi, \quad i_g = \Delta I_c$$

$$q t = 2\pi, \quad i_g = 2 \Delta I_c.$$

Dit beteekent in fig. 3, dat de roosterstroom periodiek varieert

tusschen de waarden a en c om het gemiddelde b. Dat wil zeggen: een roosterstroomvariatie, geheel *boven* de waarde a der statische karakteristiek.

Dat is dus wat er gebeurt, als een 100 % gemoduleerde golf aan het rooster wordt aangelegd bij een lamp *zonder roostercondensator en zonder lekweerstand*. Men krijgt hier een roosterstroomverandering in audiofrequentie, maar de roosterspanning ondergaat geen audiofrequente verandering; zij blijft als het ware gefixeerd in a_1 en in den plaatkring ontstaat dus geen hoorbaar effect, want dit kan alleen optreden als de roosterspanning wél audiofrequent verandert.

* * *

We weten, dat als een roostercondensator met lekweerstand wordt ingeschakeld, de plaatstroom daalt bij aankomst van een signaal op het rooster. Dat kan niet anders gebeuren dan door een daling van de roosterpotentiaal.

Bezien we de gewone schakeling, in fig. 4 weergegeven, dan is

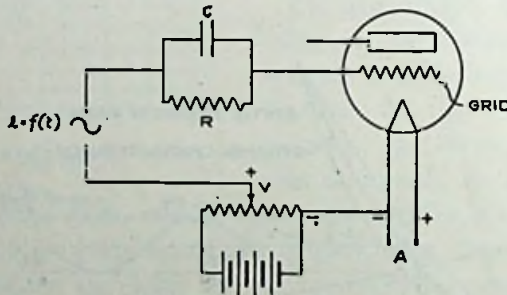


Fig. 4

het duidelijk, dat elke toename van roosterstroom beteekent een vermeerdering van stroom door den lekweerstand R . Is R constant, dan kunnen we in fig. 3 een lijn fg trekken, onder een hoek φ , zóó dat $\tan \varphi = 1/R$ en die verschuiven tot fg door het punt a der statische karakteristiek gaat. Het punt g geeft dan de spanning V aan, welke aangelegd moet worden om bij den gegeven weerstand R het rooster op de rustspanning a_1 te brengen, want $a_1 g$ stelt nu den spanningsval aan den weerstand R voor, wanneer de stroom $aa_1 = I_c$ er door gaat.

De schrijver past nu de volgende beschouwing toe.

Als een draaggolf aankomt, die den roosterstroom van a tot b zou willen doen stijgen, dan zal de spanningsval aan den lekweerstand worden vergroot, dus instelling plaats vinden op een ander punt der roosterlekstroomlijn fg . Het punt van evenwicht zal het punt worden, waar in fig. 3 de lijn fg de door b gaande dynamische

karakteristiek snijdt en dus zal de roosterspanning dalen tot b_1 , hetgeen een daling geeft van den plaatstroom. Aangenomen is, dat de condensator en lekweerstand zoodanige grootte bezitten, dat van den hoogfrequentstroom het geheel geacht kan worden, door den condensator te passeeren.

Dit wat betreft de detectie van een ongemoduleerde draaggolf.

Een gemoduleerde draaggolf, die eenzelfde roosterstroomvariatie ΔI_c zou willen tot stand brengen, als de hiervóór beschouwde ongemoduleerde golf, zal ook tot een gemiddelden toestand voeren bij dezelfde zoeven gevonden roosterspanning b_1 , maar als de modulatie weer 100 % bedraagt, zal die modulatie nu den lekstroom periodisch doen veranderen tusschen de waarden overeenkomende met de snijpunten van f g met de statische karakteristiek en met de dynamische c-karakteristiek, zoodat de roosterspanningen gaan varieeren tusschen a^1 en c^1 . Deze variatie bepaalt het effect in den plaatkring.

Hierbij is aan te nemen, dat de roostercondensator klein genoeg is en dus zóó groote reactantie bezit voor audiofrequenties, dat de audiofrequentie (samengesteld uit fundamenteele en 2de harmonische) geheel door den lekweerstand gaat.

Uit fig. 3 volgt, dat de grootste audiofrequente variaties der roosterspanning zouden optreden als de lekstroomlijn f g horizontaal liep, d.w.z. bij zeer groote waarde van R welke weerstand dan aan een betrekkelijk hooge positieve spanning moet worden gelegd om de lekstroomlijn door het goede punt der statische karakteristiek te laten gaan.

Practisch geeft een lekweerstand van 1.5 megohm al een voldoende vlakke lekstroomlijn en komt het verder alleen aan op keuze der juiste positieve spanning, waaraan die weerstand wordt gelegd.

Proeven bevestigden de juistheid dezer beschouwingen en toonden, dat gezorgd moet worden, dat de lekstroomlijn de karakteristiek snijdt in het punt, waar de steilheidsverandering het grootst is.

$$\left(\frac{d^2 I_c}{d E_c^2} \text{ maximum} \right).$$

* * *

De boven gestelde voorwaarden omtrent de verhouding in grootte van roostercondensator en lekweerstand brengen mede, dat deze beschouwingen streng genomen alleen gelden voor zeer lage modulatiefrequenties. Van de hoogere geluidsfrequenties passeert een gedeelte door den condensator.

De schrijver betoogt, dat de roosterstroomveranderingen, veroorzaakt door de audiofrequentie in de gemoduleerde draaggolf, welke

tot dusver aangenomen werden, zich geheel langs de roosterstroomlijn te bewegen (dus tusschen a en b in fig. 5), een horizontaal liggende ellips zouden opleveren, als de audiofrequentie alléén door de capaciteit van den roostercondensator passeerde. Wanneer —

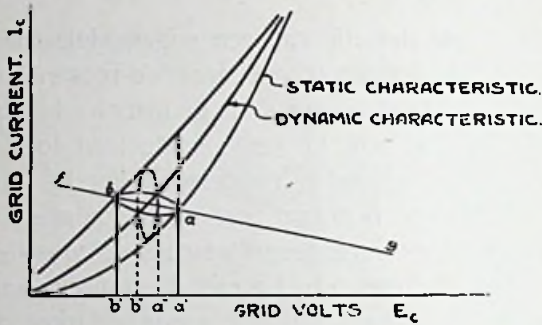


Fig. 5

zoals in 't algemeen het geval is — zoowel door den weerstand als door den condensator audiofrequente stroomen vloeien, ontstaat een samenvoeging der stroomen door condensator en weerstand en nemen de roosterstroomvariatiés den vorm der kléine schuine ellips in fig. 5 aan. Hoe kléiner de condensator, hoe méer men in fig. 5 nadert tot variatiés langs de roosterstroomlijn; hoe grooter de condensator, des te hooger wordt de ellips (zie de gestippelde in fig. 5) in welk geval de roosterspanningvariatiés, die het effect in den plaatkring geven, van a' b' worden gereduceerd tot a'' b''.

Ofschoon dus een kléine roostercondensator voordeel oplevert in dit opzicht, gaat bij een al te kléine waarde de schijnweerstand voor de hoogfrequente stroomen te groot worden en komt een kléiner deel der spanningen op het rooster der lamp. Bij proeven bleek de gebruikelijke waarde van $250 \mu\mu F.$ voor den roostercondensator een optimum te geven.

Uit deze beschouwingen volgt, dat een roostercondensator zónder lek goede detectie zou moeten geven als men daarbij maar een middel had om het rooster op de gewenschte spanning te houden. Om dit te beproeven, werd een groote zelfinductie in de plaats gesteld voor den lekweerstand (schijnweerstand 6 à 7 megohm voor freq. 500). Bij lagen Ohmschen weerstand van deze zelfinductie krijgt men een lekstroomlijn, ongeveer loodrecht verloopend, zoodat daaruit geen roosterspanningsveranderingen kunnen voortvloeien. Met een passenden roostercondensator werd nu werkelijk een iets verhoogde werking verkregen.

Ten slotte wordt de opmerking gemaakt, dat de amplitude van het gedetecteerde signaal zal variéeren als een functie van de

frequentie. De roostercondensator heeft voor de hooge toonfrequenties een lageren schijnweerstand. Voor de hooge frequenties gebeurt dus hetzelfde, wat in 't algemeen gebeurt als de condensator te groot is: er treedt een verzwakking in.

Hetgeen een vervormingsoorzaak is.

Beschouwingen over het ontstaan der atmosferische electriciteit.

Door Th. A. L. MOLLINGER.

Voor zoover mij bekend, is over bovenstaand onderwerp nog heel weinig in radio-kringen gepubliceerd en daar wij allen de gevolgen van deze atmosferische electriciteit helaas maar al te goed kennen, is het misschien niet overbodig, eenige beschouwingen aan haar ontstaan te wijden.

We weten allen, dat de lucht vocht bevat, nu eens meer, dan weer minder. Deze vochtigheidstoestand hangt van verschillende factoren af, voornamelijk van de temperatuur. Hoe warmer de lucht, des te meer vocht kan deze bevatten, hoe kouder, des te minder. Bij iedere temperatuur behoort een zekere hoeveelheid vocht, waarbij de lucht verzadigd is en de vochtigheidstoestand der lucht wordt in den regel uitgedrukt in het percentage van den verzadigingstoestand.

Stijgt warme, vochtige lucht op, dan heeft uitzetting en daardoor afkoeling plaats, waarbij de relatieve vochtigheidstoestand toeneemt tot den verzadigingstoestand en bij nog verdere afkoeling heeft wolkvorming plaats, d.w.z. condensatie of sublimatie van den waterdamp.

Zoo ontstaan de wolken, die in verschillende vormen en op verschillende hoogten kunnen voorkomen.

Nu rijst de groote vraag: hoe komen deze wolken aan eene electricische lading?

Alvorens deze vraag rechtstreeks te beantwoorden, moeten we eerst eenige verschijnselen behandelen, welke hierop betrekking hebben.

Wanneer met waterdamp verzadigde lucht afkoelt, condenseert deze damp niet zoo maar, overal tegelijk; de damp geeft er de voorkeur aan, zich op voorwerpen af te zetten, in casu op de wanden van het vat, waarin men de lucht afkoelt. Ditzelfde verschijnsel kunnen we geregeld 's winters waarnemen in een kamer, waar gestookt wordt en waar meestal eene hoeveelheid waterdamp aan-

wezig is, die *in absoluten zin* grooter is dan die, welke de lucht bij de temperatuur der buitenlucht zou kunnen bevatten. Daar de ruiten en de onmiddellijke omgeving daarvan in den regel een temperatuur hebben, die niet veel van die der buitenlucht verschilt (aannemende dat er geen dubbele ramen zijn), dan condenseert de bij die temperatuur overzadigde waterdamp zich *tegen de ruiten*.

Heeft de waterdamp niet een dergelijk vast en koud voorwerp bij de hand om zich op af te zetten, dan stelt ze zich ook wel met minder tevreden; stofdeeltjes in de lucht zijn ook al voldoende. Dit verklaart bv. gedeeltelijk, dat eene stad als Londen, waar door druk verkeer veel stof — en door fabrieksschoorsteen veel rook en roet — in de onderste luchtlagen wordt opgejaagd resp. ontlast, vooral in het najaar veel last wordt ondervonden van mist.

Is er ook geen stof voorhanden, waarop de waterdamp zich kan verdichten, ja, dan wordt 't al heel moeilijk iets anders te vinden in den dampkring.

In dat geval — wat op grootere hoogten, waar geen stof meer is, altijd voorkomt — stelt de waterdamp zich zelf tevreden met zich af te zetten op ... geïoniseerde lucht.

De volgende proef verduidelijkt dit.

Stel u voor, dat in de glazen klok van een luchtpomp twee electroden zijn ingesmolten, die in de klok ieder voorzien zijn van een koperen plaat. De klok wordt met vochtige stofvrije lucht gevuld en op de pomp geplaatst, waarna de electroden verbonden worden met eene electriseermachine, zoodat de eene plaat positief, de andere negatief geladen wordt. Ten gevolge hiervan wordt de lucht rondom de electroden geïoniseerd, d.w.z. negatief geladen rondom de kathode en positief rondom de anode. Nu gaan we de lucht uitpompen, waarbij ten gevolge van de uitzetting de temperatuur daalt. Hierdoor stijgt het percentage van den vochtigheids-toestand, totdat de lucht ten slotte verzadigd wordt en gaat condenseeren. Aangezien het glas van de klok niet direct de lagere temperatuur heeft aangenomen en de electroden ook niet, kan de waterdamp zich niet op deze vaste voorwerpen afzetten en condenseert nu op de *negatieve* ionen. Men ziet nl. rondom de kathode een nevel verschijnen, doch niet om de anode.

Eerst bij voortgezette evacuatie — dus bij nog lagere temperatuur — ontstaat ook een nevel rondom de anode, welke veel ijler is dan die om de kathode.

Ditselfde proces speelt zich nu af in de vrije natuur. De lucht is altijd eenigszins geïoniseerd; de graad van ionisatie hangt weer van verschillende factoren af, voornamelijk van zonnebestraling en

temperatuur, ook van radio-actieve stralingen van de zon uitgaande, althans volgens de nieuwste theorieën, die hieromtrent bestaan. Niet onaardig om hier tegenover nog even te vermelden, dat vóór de theorie van Heaviside, die ionisatie door het zonlicht aannam, dit verschijnsel toegeschreven werd — en door velen nog wordt — aan den invloed van zich haast overal in den grond bevindende radio-actieve stoffen, die de haar omringende lucht in de porieën der aardlagen ioniseeren terwijl bij vermindering van den atmosferischen druk deze geïoniseerde lucht in den dampkring vrij komt.

Wat ionen eigenlijk zijn en hoe ionisatie door zonlicht mogelijk is, zal in een artikelenserie over atoomstructuur wat nader worden uiteengezet.

In ieder geval zijn er dus positieve en negatieve lucht-ionen in den dampkring aanwezig. Stijgt nu de vochtige lucht op, dan heeft hetzelfde proces plaats als hierboven beschreven in de klok der luchtpomp: op eene bepaalde hoogte — dus bij eene bepaalde temperatuur — condenseert de waterdamp op de *negatieve* ionen. Indien deze lucht, die nu een gedeelte van haar waterdamp verloren heeft, verder omhoog stijgt, wordt ze bij nog lagere temperatuur opnieuw oververzadigd, waarbij de waterdamp nu condenseert op de overgeblevene, dat zijn de *positieve* ionen. Deze laatste nevelvorming is, evenals bij de proef met de luchtpomp, ijler dan de eerste.

Zodoende ontstaan dus bij langzame opstijging van luchtmassa's over groote uitgestrektheden verscheidene wolklagen, die reeds bij hare vorming eene elektrische lading hebben, hetzij eene negatieve of eene positieve. De onderste wolkenlagen hebben dus eene negatieve lading ten opzichte van de hooger gelegene.

Duidelijk is ook meestal het verschil in dichtheid te constateeren: de onderste lagen bestaan uit grauwe zware regenwolken, de bovenste meer uit lichte witte z.g. schapenwolken of vederwolken.

Tegengesteld geladen wolkenlagen trekken elkaar aan en houden elkaar zodoende in evenwicht. Tusschen de wolkenlagen onderling en tusschen deze en de aarde bestaat een regelmatig electrisch veld. De grootte van de lading der wolken is verschillend en hangt af van het aantal ionen per volume-eenheid, dus van de mate van ionisatie. Wordt de lading, dus ook het potentiaalverschil tusschen de lagen, zeer groot, dan heeft ontlading plaats in den vorm van een of meer bliksemstralen. Hierdoor wordt de onderlinge aantrekking der lagen minder, zoodat ze niet meer al het gewicht aan vocht kunnen vasthouden en het teveel in den vorm van regen naar beneden valt. Dit is dan tevens eene verklaring van het feit, dat een

onweder in den regel gepaard gaat met een geweldigen slagregen.

Soms leiden de omstandigheden tot stormachtig verloop in de condensatie boven beperkte gebieden; dan worden de ladingen zeer groot en de spanningen onregelmatig verdeeld. Er vormen zich dan geen wolken van laagsgewijze structuur, doch groote stapelwolken en donderkoppen, waarin ontladingen plaats hebben in den vorm van bliksemstralen, waaruit regens vallen met duidelijk aantoonbare electriche ladingen. De lading van den slagregen, afkomstig uit de lager gelegen wolkmassa's is dan negatief, de minder intense regen aan het einde van een onweersbui, afkomstig uit de hogere wolkgedeelten, heeft eene positieve lading.

De laatste soort wolkvorming veroorzaakt in de radio hevige luchtstoringen; die van de laagsgewijze wolkverdeeling zijn minder hinderlijk.

Ten slotte nog een enkel woord over de door ons allen zoo verwenschte luchtstoringen.

Dat een bliksemstraal oorzaak is van eene hevige luchtstoring behoeft geen nader betoog, doch dat er toch nog zeer hinderlijke luchtstoringen kunnen zijn zonder bliksemvorming, ligt iets minder voor de hand. Deze moeten geweten worden aan z.g. donkere ontlading der wolken. Wanneer het potentiaalverschil niet groot genoeg is voor het doen overspringen van eene vonk, heeft dikwijls toch ontlading plaats, doch dit geschiedt dan zonder lichtverschijnsel. Deze donkere ontladingen zijn minder intensief, doch planten zich niettemin door den ether voort, tot groot ongerief der talrijke radio-luisteraars.

Over de verschillende soorten, die men in de luchtstoringen onderscheidt, moge verwezen worden naar een zeer interessant artikel in de Telefunken Zeitung van eenige jaren geleden van de hand van Dr. Esau.

De Raytheon-gelijkrichter.

In het Amerikaansche maandblad „Radio News” van Nov. 1925 werden eenige mededeelingen gedaan omtrent de werking van den Raytheon-gelijkrichter, reeds beschreven in Radio-Expres No. 33 van 13 Aug. j.l. en waarvan de merkwaardigheid is, dat deze geen gloeidraad bevat, doch eene heliumgasvulling van lage spanning.

Ten einde de werking van dezen gelijkrichter goed te begrijpen, dienen we even na te gaan, aan welke voorwaarden de gelijkrichting moet voldoen. Deze zijn: twee verschillende electroden met een

tusschenruimte; een geleidende middenstof hier tusschen (althans in de eene richting beter geleidend dan in de andere) en een zeker minimum van elctreische wisselspanning. Hoewel we gewoon zijn, in den regel als geleidende middenstof te gebruiken een electronenstroom, die door een gloeidraad wordt uitgestooten en door een anode wordt aangetrokken, kunnen we inplaats hiervan ook gebruiken een geïoniseerd gas van lage spanning. Als regel wordt hiertoe helium-, argon- of neongas gebezigd, z.g. edelgassen, waarbij de electronenbanen om de kern voltallig zijn en die derhalve geen neiging vertoonen, verbindingen met andere stoffen aan te gaan.

Tot goed begrip van de zaak zij er volledigheidshalve op gewezen, dat een neutraal gas eene goede isolatie vormt, doch dat een geïoniseerd gas geleidend is. Dit laatste komt, omdat ten gevolge van een of andere oorzaak (Röntgenbestraling, invloed van radio-actieve stof of een zeer hooge spanning tusschen de electroden) de atomen een of meer electronen verliezen en zodoende eene positieve lading krijgen, terwijl er dus ook vrije (negatieve) electronen rondzweven.

Leggen we nu tusschen de electroden een potentiaal verschil aan, dan worden de vrije electronen aangetrokken door de anode en de positief geladen gasresten door de kathode. Evenals nu bij de vroeger veel gebruikte laagvacuumlampen, botsen de vrije electronen bij hunne beweging naar de anode tegen neutrale gasatomen aan, waarbij electronen van deze laatste worden weggeschoten. Zoo neemt de ionisatie en daarmee het geleidingsvermogen tot een zekere grens toe. De afstand tusschen de electroden moet hierbij minstens zoo groot zijn als de gemiddelde afstand tusschen twee atomen bij den gebezigden lagen druk, daar anders de kans, dat een electron op zijn weg naar de anode tegen een atoom zou botsen, te klein zou zijn en zodoende geen verdere ionisatie zou intreden.

Het potentiaalverschil tusschen de electroden moet zoo groot zijn, dat de electronen met voldoende kracht worden aangetrokken, ten einde de atomen uit elkaar te schieten.

Wanneer nu beide electroden even groot waren, zouden de vrije electronen door beide electroden, die om beurten anode zijn, even goed worden aangetrokken, dus zou er in dat geval geen sprake zijn van gelijkrichting. Maakt men echter het oppervlak der electroden zeer verschillend van grootte — een plaat of cylinder tegenover een kort dun staafje —, dan heeft wel gelijkrichting plaats. De verklaring hiervan is de volgende.

Uit proeven en berekeningen heeft men gevonden, dat de massa van een electron ongeveer $\frac{1}{2000}$ gedeelte bedraagt van die van de

rest van het atoom (gasrest). Ten gevolge hiervan is het eerste veel gemakkelijker beweegbaar dan de tweede. Is nu de anode groot en de kathode klein, dan worden de lichte electronen wel gemakkelijk aangetrokken door het grootte oppervlak der anode, doch de zware gasresten niet gemakkelijk door de kleine kathode; deze laatste heeft er niet voldoende „vat” op. Omgekeerd echter worden de zware gasresten wel zonder bezwaar aangetrokken door een

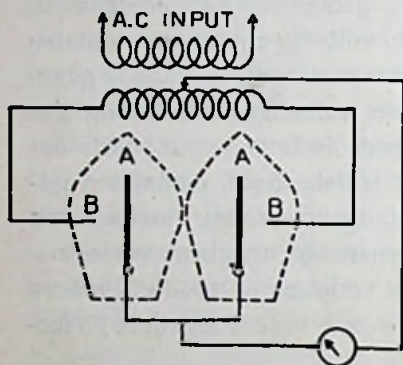


Fig. 1

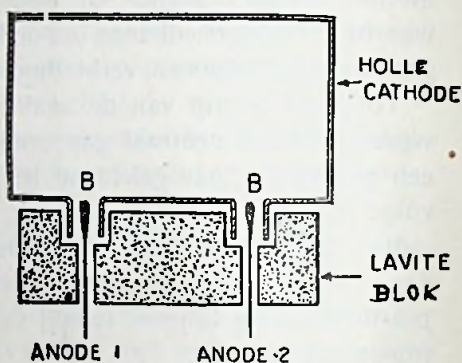


Fig. 2

grootte kathode en de zeer lichte electronen worden toch ook in voldoende mate aangetrokken door de kleine anode. Zoo kan in de eene richting een stroom van 250—300 m.A. ontstaan, terwijl deze in de andere richting hoogstens een paar μ A. bedraagt.

Wat de aan te leggen spanning betreft, deze moet in de goede richting minstens ± 175 Volt, in de andere richting ± 135 Volt bedragen.

Wil men nu beide fasen van den wisselstroom gelijkrichten, dan zou men twee van deze inrichtingen kunnen gebruiken, waarvan de schakeling geheel kan overeenstemmen met die van een 2-fasen gloeidraad gelijkrichter (zie fig. 1). Het is echter ook zeer goed uitvoerbaar, de twee gelijkrichters tot één instrument samen te voegen, door een gemeenschappelijke grootte kathode en twee afzonderlijke anodes te gebruiken. Dit is schematisch voorgesteld in fig. 2, waarbij dient te worden opgemerkt, dat de holle kathode A de beide anodes B geheel omgeeft, daarbij twee nauwe cylindertjes vormende om de anodes, waarbij feitelijk niet voldaan wordt aan de gestelde voorwaarde, dat de afstand der electroden minstens gelijk moet zijn aan den gemiddelden afstand der gasatomen bij den aanwezigen lagen druk. Dit is met opzet gedaan, teneinde het werkzame oppervlak der anodes tot een minimum te beperken, nl. alleen den top. Hier krijgen de electronen nl. gelegenheid, een langeren weg af te leggen en zoodoende ggasmoleculen

te ontmoeten, waardoor de tegen-stroom gedurende de andere phase tot een minimum beperkt wordt.

Dit is bepaald een kenmerk van dezen gelijkrichter. Een tweede kenmerk is, dat de anodes geheel omgeven en afgeschermd worden door de kathode, waardoor de ontlading beschermd wordt tegen den invloed van ladingen, die zich eventueel tegen den glaswand konden ophoopen, waardoor groote constantheid van den electronenstroom wordt gewaarborgd. Tevens wordt de isolatie op den bodem beschermd tegen temperatuursverhooging, veroorzaakt door het electronen-bombardement.

Als gevolg van beide genoemde kenmerken moet deze gelijkrichter een vrijwel onbeperkten levensduur hebben.

Voor de schakeling wordt verder verwezen naar Radio-Expres No. 33 van 13 Aug. j.l.

M.

Het Marconi „Straalbundelzender” systeem met gerichte korte golven.

(Vervolg.)

III. De zenders en de benodigde energie.

De energie wordt ontwikkeld door drie 3-cylinder 4-takt Dieseliemotoren, die ieder 165 rem-P.K. geven bij 300 toeren per minuut. Teneinde eene constante snelheid te waarborgen is iedere motor nog voorzien van een 7-tons vliegwiel. Om te beletten dat trillingen aan de zendlampen worden medegedeeld, zijn de 3 motoren opgesteld op een groot betonblok met een gewicht van ongeveer 300 ton en rustende op stukken kurk. Tusschen het betonblok en den vloer van de machinekamer is een luchtspleet vrijgelaten van 15 c.M. Door middel van eene soepele koppeling is elk der motoren direct gekoppeld met een compounddynamo van 92 K.W., die gelijkstroom levert met eene spanning van 440 Volt op het schakelbord. Men kan deze machines naar behoefte ieder afzonderlijk gebruiken of parallel schakelen.

Voor de aandrijving dezer motoren dienen twee lucht-compressors, welke laatste weer worden aangedreven door petroleummotoren, die op hetzelfde betonblok zijn opgesteld als de groote Dieselmotoren. De lucht wordt in twee cylinders geperst op een druk van 300 Eng. ponden per vierkante inch. (Men schijnt eene voorliefde te hebben voor het getal 300. — M.) Verder zijn er nog verschillende hulp-motor-generatoren, aangedreven door de 440

Volt gelijkstroom, die wisselstroom leveren voor de diverse kringen:

Drie 50 K.V.A. wisselstroommachines 1000 Volt 300 per. voor voeding van den hoogspanningstransformator, die de spanning optransformeert tot 8 à 10.000 Volt.

Drie 1,2 K.V.A. wisselstroommachines 220 Volt 500 per, die na transformatie en afvlakking 2000 Volt spanning leveren voor de anodes der stuurlampen van den zender. Evenals de voorgaande, worden ook deze machines afzonderlijk gebruikt en niet parallel.

Twee wisselstroommachines van 20 K.V.A. 500 Volt 300 per. voor voeding van de gloeidraden van alle gelijkrichters, na omlaag getransformeerd te zijn tot 11—12 Volt. De 2e machine dient uitsluitend voor reserve.

Twee 18 K.W. 24 Volt gelijkstroommachines voor voeding van de gloeidraden der versterkerlampen. Een dezer machines is voldoende voor voeding van de gloeidraden van alle zendlampen der beide zenders en tevens voor lading der batterijen, die stroom leveren voor de gloeidraden der stuurlampen. Twee 8 K.W. gelijkstroommachines 110/165 Volt voor verlichting van alle gebouwen, lading der verlichtings-batterij en voor de contrôle- en sein-relais.

Twee van de drie Dieselmotoren met de 440 Volts generatoren parallel kunnen gemakkelijk de energie voor de beide zenders leveren, zoodat de 3e in reserve blijft.

Batterijen.

Tal van accu-batterijen worden hierbij gebruikt:

Eene verlichtingsbatterij, 60 cellen 110 Volt 330 amp. uur (met cellen-schakelaar);

Vier 8 cellen 16 Volt 420 amp. uren batterijen voor levering gloeistroom stuurlampen; twee voor iederen zender beurtelings in gebruik;

Twee 400 Volt 5 amp. uren batterijen met *platen zonder massa*, dus enkel lood, ieder 220 cellen voor negatieve roosterspanning voor de versterkerlampen;

Twee 200 Volts en twee 6 Volts draagbare batterijen voor den lokalen heterodyne-ontvanger, waarmede de uitgezonden teekens gecontroleerd worden.

Schakelbord.

Dit heeft eene breedte van 23 M. en bestaat uit verschillende paneelen.

Water- en stookolie voorziening.

Het water wordt opgepompt naar een groote tank voor huis-

houdelijk gebruik en naar een koel-vijver, die eene capaciteit heeft van 30.000 gallons.

Het koelwater van de motoren wordt verkregen uit een tank boven in het hoofgebouw. Voor iederen motor zorgt een circulatiepomp voor de circulatie van het water, waarna het door buizen naar den vijver afvloeit.

De tanks voor de stookolie liggen vlak aan den weg, teneinde eene gemakkelijke verwisseling der tankwagens mogelijk te maken. De capaciteit van de tank is voldoende voor een continu-bedrijf van twee weken.

Gelijkrichters.

In het machinehuis zijn twee stel lamp-gelijkrichters opgesteld in een goed gesloten en beveiligd vak op rails, die den hoogspannings-gelijkstroom voor de beide zenders leveren. Iedere zender heeft een gelijkrichter voor de zendlampen en een voor de stuurlampen. Eerstgenoemde bestaat uit 16 Marconi MR 7a lampen en een gloeistroom-voltmeter. Hiertoe behooren nog een omlaag transformeerende gloeistroom-transformator met automatischen regelweerstand, twee smoorspoelen, drie stel afvlakcondensatoren met beveiligings- (ontladings-)schakelaar en weerstand en een hoogspanningstransformator 1000—10.000 Volt.

De afdeling van de gelijkrichters der stuurlampen is op soortgelijke wijze ingericht, doch bevat slechts 2 MR 7a lampen.

Zenders.

De hoogspanningsgelijkstroom wordt door middel van loodkabels naar de zenders geleid via een aan den muur bevestigden schakelaar, waarmede de hsp. eventueel kan worden uitgeschakeld. Ook zijn er omschakelaars, waarmede de hsp. op den anderen zender (met kleinere golflengte) kan worden overgeschakeld.

Vanaf de negatieve-roosterbatterij der versterkerlampen loopen 4 kabels, die van verschillende spanningen zijn afgetakt, naar schakelaars en zekeringen aan den muur en van daar naar de roosters der versterkerlampen.

Door uiterste zorg aan de constructie van den zender te besteden, is een zeer constante golflengte verkregen, wat bij korte-golfwerk van het hoogste belang is. Het belangrijkste onderdeel hiervoor is de „master-oscillator”, zooals bekend een teruggekoppelde genereerende kring, die zijne frequentie induceert op de rooster spoel der zendlampen. De bij den master-oscillator behorende lamp heet dan ook stuurlamp. Deze kring, die dus in zijn geheel stuurzender kan worden genoemd, is geheel afgeschermd van de rest van den zender.

De slingerkring van den stuurzender is gekoppeld met een anderen slingerkring, versterker No. 3 genoemd. Dit is deels een versterkerkring, deels een stabilisator, die als een buffer werkt om tijdens het seinen de golf constant te houden en is ook geheel afgeschermd. Deze versterker is op zijn beurt weer gekoppeld met een versterker No. 2, die weer gekoppeld is met de roosterkringen van versterker No. 1, den eigenlijken hoofdiscillator, waarin oliegekoelde lampen worden gebezigd.

Men geeft hier de voorkeur aan oliekoeling boven waterkoeling, omdat vooral voor de korte golven, lampcapaciteit en weerstandsverliezen tot een minimum moeten worden teruggebracht en dit beter bereikt kan worden met de eerste methode, omdat olie isoleert. Voor dit doel wordt gebezigd kerosine-olie met een weinig transformatorolie, dat eenige kleur geeft en tevens ten goede komt aan het isoleerend vermogen. Deze olie voert de warmte snel af, is goedkoop, heeft een goed isoleerend vermogen, bezit een hoog ontvlammingspunt en verkoolt niet spoedig tegen heete vlakken.

De zender beslaat 3 of 4 paneelen, naar gelang een of twee vaste golflengten gebruikt worden. In de stations, die nu voor communicatie met de Dominions worden gebouwd, kunnen twee golflengten gebruikt worden en heeft elke zender dan ook 4 paneelen.

Links beginnende, bevat paneel A versterker No. 1 of hoofdiscillator en den h. f. koppelkring met het antenne-voedingssysteem.

De hier gebezigde lampen zijn twee Marconi C A T 2 lampen. De gloeispanning dezer lampen schommelt tusschen 18 en 21 Volt, met een stroomsterkte van 50 amp. per lamp. De gloeidraad-, rooster- en anode-invoeren worden door een luchtstroom afgekoeld en de oliepompen jagen per uur 300 gallons olie per lamp door het koelsysteem. De gloeidraden worden gevoed met 24 Volt gelijkstroom van een motor-generator. De hoogspanning bedraagt, zooals reeds aangegeven, 8—10.000 Volt en de negatieve roosterspanning ongeveer 400 Volt. Tijdens de proeven bedroeg de totale anode-energie voor de beide lampen ongeveer 18 K.W. bij een stroomsterkte van 1,1 Amp. per lamp. De h. f. kringen van dit paneel kunnen snel van de eene op de andere golflengte worden overgeschakeld.

(Wordt vervolgd.)