

Radio-Nieuws.

ORGAAN VAN DE NED. VER.

Onder Redactie van J. CORVER,
BURNIERSTRAAT 38,
DEN HAAG.



VOOR RADIO-TELEGRAFIE.

Uitgever: N. VEENSTRA,
LAAN VAN MEERDERVOORT 30,
DEN HAAG, Tel. 32112.

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

INHOUD: Nederland-Indië op de korte golf. — Een nieuwe Amerikaansche antistoringsschakeling? — Versterking bij lijn en radio. — Hoogfrequentversterking. — Geluidsvervorming bij draadlooze telefonie. — Bouw van versterkers. — Radiolampen. — Het Radiostation Kootwijk. — Het Magnatron; waarom gaat 't niet? — De luidspreker-hoorn.

Nederland-Indië op de korte golf.

Het zijn Nederlandsche amateurs geweest, die — wat ons land betreft — het eerst den met 2 ampère in de antenne werkenden proefzender van het Radiolaboratorium te Bandoeng op 85 meter golflengte hebben gehoord.

Na de eerste welgeslaagde ontvangst op 27 Maart door den heer W. L. H. M. te Haarlem, is het verscheidene anderen eveneens gelukt, den Bandoengschen 250-watt-zender te nemen.

En in omgekeerde richting, van Nederland naar Indië, is thans een Nederlandsche amateurzender zoowel door het officieele ontvangstation te Bandoeng als door een Indisch amateur eveneens hoorbaar, en wat de roepletters betreft met zekerheid neembaar, opgenomen.

In „Radio-Nieuws” van Februari 1924 publiceerden we een antwoord-telegram, dat onze redactie door P A 9 bij de toen zoo succesvolle Trans-Atlantische proeven liet zenden aan de collega's van „Q S T”, die hun groet hadden gezonden.

„We hopen, zoo seinden we toen aan de heeren Warner en Schnell, dat de Nederlandsche amateurs binnen het jaar hun sigs over krijgen naar Oost-Indië en daarmee de radio-verbinding, die de geheele aarde omspant, voltooiën.” En we voegden er bij: Al te boud? We zullen zien!

op deze wijze dus een spectrum, dat alle golflengten bevat. De aard van de storing hangt geheel en al af van de intensiteit of ook de amplitude der golven in de verschillende deelen van het spectrum. Dit is volkomen analoog aan hetgeen ons uit de theorie van het licht bekend is. Daar is ook het spectrum anders, naarmate de lichtsoort anders is. Zoo zal het spectrum van een geelbrandende vlam in het roode gedeelte een grootere intensiteit bezitten dan dat van een helder wit brandende vlam. Omgekeerd zal natuurlijk ook het spectrum den aard van het licht bepalen. Werkt nu een dergelijk spectrum van golven op een enkelen, zwak gedempten kring, dan zullen natuurlijk die golven, welke dicht in de buurt liggen van de golf waarop de kring is afgestemd, het sterkst op dezen kring werken, terwijl de verder afgelegen deelen van het spectrum nagenoeg geen invloed uitoefenen. Deze tamelijk voor de hand liggende onderstelling wordt door de berekening volkomen bevestigd en men kan bewijzen, dat de energie, die door een storing van willekeurigen aard — waarmede natuurlijk een storing is bedoeld van een in de natuur voorkomende soort en geen die expresselijk wordt bedacht om de theorie in 't ongelijk te stellen — aan een zeer zwak gedempten, of m.a.w. zeer scherp afgestemden kring wordt medegedeeld, inderdaad alleen afhangt van de energie van het spectraal gebied dat met de afstemmingsfrequentie samenvalt. Hoe scherper de afstemming is, des te nauwer is het spectraal gebied, dat energie aan den kring overdraagt en bij een ongedempten kring, die echter practisch niet toegepast kan worden, omdat het dan oneindig lang zou duren eer de stationaire toestand bereikt wordt, wordt het spectraal gebied zelfs oneindig klein.

Dit wil echter niet zeggen, dat dan tevens de storingsenergie oneindig klein wordt daar natuurlijk de bijbehorende stroomsterkten oneindig groot zouden worden. Practisch gesproken is de storingsenergie voor kleine waarden der demping onafhankelijk van de demping. Wel kan de energie van het sein zeer groot worden bij verkleining der demping, en dus neemt de storingsvrijheid toe. Om practische redenen kan men echter met het verkleinen der demping niet al te ver gaan. Een der redenen is, dat een zéér scherpe afstemming een zeer langzaam oploopen der signaalsterkte aan het begin van iedere streep of punt tengevolge heeft en een langzaam uitklinken aan het einde.

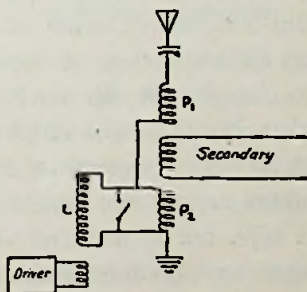
Nu wij gezien hebben dat het in de buurt der afstemmingsgolf gelegen spectraalgebied is, dat de storingsenergie overbrengt, is het ook gemakkelijk te begrijpen, dat, hoe ook de

schakeling gekozen wordt, en hoe ook de verschillende kringen, die men wenscht te gebruiken, worden gekoppeld, nooit eenig voordeel van beteekenis verkregen kan worden. Immers, hoe men de kwestie ook beschouwt, het is onder alle omstandigheden noodzakelijk, de seingolf door te laten en dan is men tevens gedwongen de onmiddellijk in de nabijheid gelegen deelen van het storingspectrum mede te nemen. Dit gedeelte van de storing raakt men dus nimmer kwijt, en hierdoor wordt juist ook bij een gewonen afgestemden kring de storingsenergie bepaald, zoodat van eenigerlei bijzondere wijze van schakelen geen enkel resultaat te verwachten is.

Iets anders is het wanneer men amplitude-begrenzers en in het algemeen stelsels toepast met weerstand, zelfinductie of capaciteit, die van de spanning of de stroomsterkte afhangen, maar afgezien van de bescherming tegen te groote stroomsterkten is het daarmee te bereiken practisch resultaat zéér twijfelachtig.

Wij zullen hier echter niet verder op doorgaan en liever zien in hoeverre onze voorgaande algemeene beschouwing van toepassing is op het stelsel van Dr. Mc. Caa. Gelijk uit de fig. blijkt is het een zeer eenvoudig stelsel dat geheel valt binnen de door ons gestelde grenzen. Er is alleen aan toegevoegd een generator, maar het eenige effect daarvan is, dat de door dezen geïnduceerde stroomen gesuperponeerd worden op de storingen en de seinen. Voor telegraphie beteekent dit niets dan normale heterodyne-ontvangst en bij telephonie kan deze hulpgenerator de verwarring slechts helpen vergrooten. Op de kabalistische verklaring die Q. S. T. geeft en die in „R. E.” in eenigszins andere woorden is weergegeven, zullen wij thans niet verder ingaan daar in het bovenstaande de onmogelijkheid van het stelsel van Mc. Caa voldoende is aangetoond.

In Q. S. T. wordt in het zelfde artikel nog een mechanisch anti-storingsrelais van denzelfden uitvinder genoemd, waarvan „R. E.” ook een bespreking heeft gegeven. Het blijkt echter, dat ook tegen dit relais dezelfde fundamenteele bezwaren zijn in te brengen en ik meen daarom goed te doen met à priori den experimenteerenden amateur ook tegen dit apparaat te waarschuwen, daar teleurstellingen niet kunnen uitblijven en in elk geval geen resultaten kunnen bereikt worden, die met de normale, beproefde selectie-



middelen niet bereikt kunnen worden. Eenig resultaat zou niets zijn dan een blaam voor de deugdelijkheid van hun toestel zonder het hulpmiddel van Mc. Caa.

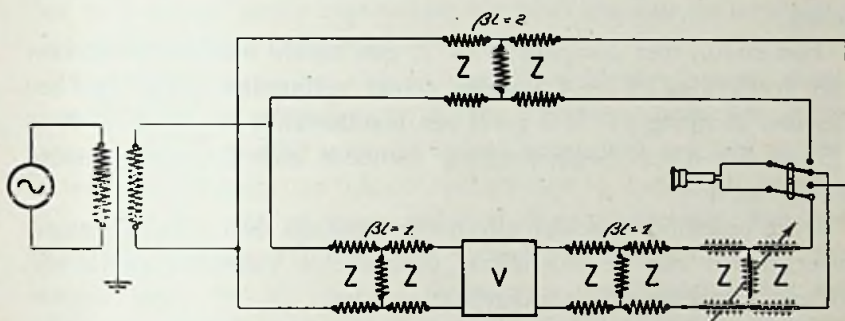
In Q. S. T. wordt aangegeven, dat in een bepaald geval de storingsvrijheid ten opzichte van een gewonen ontvanger verbeterde van 1 op niet minder dan ± 600 . Aangenomen dat de waarnemingen juist zijn en naar waarheid weergegeven, kan dit niet anders verklaard worden dan door een buitengewoon onoordeelkundige constructie van den gebruikten gewonen ontvanger.

Versterking bij lijn en radio.

Door Ir. A. H. DE VOOGT.

Gelijktijdig met de toepassing van de versterkerlampen in de radio-techniek ontwikkelde zich ook bij de lijn- en kabeltelefonie een versterkings-techniek welke allengs van de grootste beteekenis is geworden voor het telefoon-verkeer. De eischen welke daarbij aan de versterkers gesteld worden, zijn in hoofdzaak bij lijn- en radio-telefonie dezelfde maar toch blijkt dat een vergelijking van deze eischen niet goed door te voeren is en wel voornamelijk, doordat men bij de lijn-telefoonversterkers meer met een *bedrijf* te maken heeft, terwijl dat bij de radio-huistelefoon-installaties nog niet zoozeer het geval is. Zoo komt het o.a. bij de lijn-telefoonversterkers aan op een groote gelijkmatigheid van de versterking, zoo- dat bijv. het uitwisselen van een lamp of het varieeren van den gloeistroom door het zakken van de batterij-spanning, slechts een zeer geringen invloed op de versterking mag uitoefenen. Dit is vooral noodzakelijk indien men met een lange telefoon-verbinding te doen heeft, waarin op regelmatige afstanden een grooter aantal telefoonversterkers ingeschakeld zijn. Zou bijv. door toevallige omstandigheden de versterking van elken versterker om 0,1-gedeelte kleiner worden, dan zal bij een verbinding met 10 versterkers, de spraakoverdracht onvoldoende geworden zijn en de verbinding „gestoord” zijn. Dit volgt uit het feit, dat één versterker voldoende versterking geeft om de verzwakking van de spreekstroom over het tusschen de versterkerstations gelegen traject op te heffen; blijft deze versterking echter telkens 0,1-gedeelte ten achter, dan zal bij den tienden versterker het geluid tot een zelfde waarde verzwakt zijn als aan het einde van elk traject. Er moet dan tot aan het ontvang-apparaat nóg zoo'n traject doorloopen worden en het geluid komt dus met geheel onvoldoende sterkte aan.

Men heeft dan ook een nauwkeurige meting ingevoerd voor de versterking van elken versterker teneinde voortdurend contrôle te kunnen uitoefenen op de werking. In de figuur is het schakelschema hiervoor aangegeven. De stroom van een zoemer wordt daarbij door een vaste demping gevoerd, bestaande uit een stelsel van serie- en parallel-weerstanden en ook door den te meten versterker V , welke daarvoor tusschen twee vaste dempingen ingeschakeld wordt en in serie geschakeld wordt, met een variabele demping. De vaste dempingen in dezen tak, zijn zoo gekozen, dat de som daarvan gelijk is aan de vaste demping, welke in den bovensten stroomtak



geschakeld is. De variabele demping wordt nu zóó ingesteld dat het geluid in een ontvangtelefoon over beide stroomwegen even sterk is. De variabele demping moet dan blijkbaar juist in staat zijn de versterking welke de versterker geeft, te vernietigen en nu wordt de versterkingsgraad uitgedrukt in het bedrag van de variabele demping waarop deze ingesteld is.

De *damping* in de lijntelefonie geeft men aan door de neperiaansche logarithme van de verhouding van begin- of ingangsspanning van een circuit tot eind- of uitgangsspanning. Men duidt de demping gewoonlijk aan met het product: βl zijnde de kilometrische demping β van een circuit vermenigvuldigd met de lengte van het circuit.

Het circuit behoeft niet uit een werkelijke lijn of kabel te bestaan, maar in het algemeen kan men bij elk apparaat of samenstel van apparaten dat een paar *ingangsklemmen* en één paar *uitgangsklemmen* bezit (een zoog. *vierpool*) spreken van een zekere *damping*, welke dan aangeeft de nep. log. van de verhouding van ingangs- tot uitgangsspanning. Ook een versterker kan men als een vierpool beschouwen; deze geeft dus een *negatieve* demping.

Heeft dus een circuit of een apparaat een demping $\beta l = 3$ dan beteekent dit dat begin- tot eindspanning in dat circuit zich steeds zullen verhouden als 20 tot 1, (nep. log. $20 = 3$); een versterker

welke eene versterking $\beta l = 2$ levert (negatieve demping $\beta l = -2$) vergroot de toegevoerde spanning dus bij zijne uitgangsklemmen tot het zevenvoudige.

Het voordeel van het gebruik van een logaritmische maat treedt aan het licht bij het samenschakelen van een aantal circuits en vierpolen. Zoekt men dan naar de verhouding van begin- en eindspanning van het totale circuit dan dienen de verhoudingen van begin- en eindspanningen van de deeltcircuits met elkaar vermenigvuldigd te worden; uitgedrukt in logaritmische waarden echter, behoeft men de getallen van de deel-circuits slechts bij elkaar te tellen.

Een circuit met demping $\beta l = 2$, geschakeld aan een versterker met versterking $\beta l = 1,5$ welke verder verbonden wordt aan een lijn met demping $\beta l = 3$ geeft een resulterende βl van $2 + 3 - 1,5 = 3,5$ d.w.z. beginspanning verhoudt zich tot eindspanning als 33 tot 1.

Deze optelling is echter alleen dan juist als de in- en uitgangsweerstanden van de aan elkaar geschakelde vierpolen gelijk zijn of met transformatoren aangepast worden.

In de figuur van de versterkingsmeting is bijv. aangenomen dat in- en uitgangsweerstand van den versterker zoowel als van de geteekende dempings-vierpolen, alle gelijk Z gemaakt zijn. *Slechts in dat geval geeft de meting de juiste βl -waarde.*

Het is immers duidelijk dat, indien men bijv. de variabele demping in de versterkingsmeting zou samenstellen uit lage weerstanden, die weliswaar de vereischte spannings-verhouding (βl -waarde) opleveren, maar in absolute waarde lager gelegen zijn dan de samenstellende weerstanden van de voorgeschakelde vaste demping van $\beta l = 1$ (zie figuur), dat in dat geval, de uitgangspanning van laatstgenoemde vaste demping naar verhouding zal dalen; er ontstaat dus een extra-demping, een *reflectieverlies* dat des te grooter zal zijn naarmate de uitgangsweerstand van de vierpool $\beta l = 1$ minder aanpast aan den ingangsweerstand van de vierpool met variabele demping. ¹⁾

Deze reflectie-verliezen doen zich ook steeds voor bij het samenschakelen van telefoon-lijnen of kabels met verschillende eigenschappen. Onder „weerstand” zijn daarbij ook frequentie-afhankelijke weerstanden (in het algemeen willekeurige impedanties) te

¹⁾ Het dempings-verlies door reflectie is $\ln \frac{1 \times p^2}{2 p}$ als p de verhouding is van aan elkaar geschakelde impedanties.

verstaan; de reflectie-verschijnselen worden dan zeer ingewikkeld en van de frequentie afhankelijk.

Uit het bovenstaande volgt, dat het sommeeren van βl -waarden slechts dan juist is, indien volkomen aanpassing aanwezig is.

Bij de versterkingsmeting van de lijn-telefoonversterkers wordt hiermede dan ook steeds rekening gehouden, terwijl ook in bedrijfs-toestand gezorgd wordt, dat lijnen en versterkers zoo goed mogelijk aan elkaar aangepast worden, teneinde de reflectie-verliezen tot een minimum te beperken. Het door den variabelen dempingsmeter aangegeven versterkingscijfer geeft daarmede dan tevens een waarde aan welke zeer weinig zal afwijken van de *werkelijke*, in bedrijfstoestand geleverde versterking.

Het versterkingscijfers dat bij den lijn-versterker bereikt wordt, gemeten met in-, uitgangs- en balans-transformatoren (de laatstgenoemde zijn noodig voor de balans-schakeling om het spreken in twee richtingen) en ideale lijnbalansen²⁾ bedraagt ongeveer $\beta l = 2,2$ d.i. een ongeveer negenvoudige versterking. Met normale lijnbalansen kan men bij gewone kabel-circuits niet veel hooger gaan dan $\beta l = 1,6$. Bij hogere versterking is het niet goed mogelijk de balans met de betrekkelijk onregelmatige lijnweerstand te bewaren; het heeft daarom in het algemeen geen zin om bijv. meer dan één versterkerlamp voor elke spreekinrichting bij de lijnversterkers toe te passen.

Een geringe verandering in den gloeistroom bijv. door de ontlasting van de batterij veroorzaakt, of een uitwisseling van versterker-lampen, mag geen grooter vermindering in de versterking geven dan $\beta l = 0,1$ dus van een elf- op een tienvoudige spanningsversterking. Nu kan men een verschil in geluidsterkte van $\beta l = 0,1$ nog juist waarnemen en dat nog maar alleen bij een snel omschakelen en onderling vergelijken. Men ziet hieruit dat de contrôle op de versterking bij de lijntelefonie wel ver vooruit is op die bij de radio-telefonie waar men eigenlijk nooit de versterking *meet*, maar meer, op het gehoor, schat. Een dergelijke schatting staat gelijk met het bepalen van βl -waarden op slechts $\beta l = 0,5$ à $\beta l = 1$ nauwkeurig! Het zou daarom wel zeer gewenscht zijn bij de radio-telefoon-versterkers een meting in te voeren welke op dezelfde grondslagen berust als die van lijn-telefoonversterkers. Behalve een zeer scherpe contrôle op de juiste keuze van gloei-, rooster-, en anode-spanning voor een lamp voor maximale versterking, kan men

²⁾ Op de balans-kwestie bij lijnversterkers zal hier niet nader ingegaan worden.

ook zeer goed verschillende lampen met elkaar vergelijken of verschillende combinaties van lampen en transformatoren onderzoeken.

In het circuit, of beter gezgd, in de samengestelde vierpool, van af radio-detectorlamp tot luidspreker, kan men stuksgewijze verbeteringen aanbrengen, ook al zijn deze nog zoo gering, teneinde het eindresultaat steeds te verbeteren. Bij vele amateur-proeven, waarbij getracht wordt een verbetering te verkrijgen, worden verbeteringen van bijv. $\beta_1 = 0,2$ of $0,3$ verwaarloosd als zijnde niet te constateeren, met het gevolg dat een totaal-verbetering van bijv. $\beta_1 = 1$ à $1,2$ bij het aanbrengen van *alle* geprobeerde wijzigingen of van de juiste *combinatie* van deze verbeteringen, niet tot stand komt, tot merkbare schade van het eindresultaat.

Nog een voordeel van het meten van de versterking is de mogelijkheid om de vervorming te meten. Men behoeft daarvoor slechts de versterking bij verschillende frequenties te meten en verkrijgt zoodoende de versterking als functie van de frequentie.

Deze karakteristieke kromme speelt een groote rol bij de kabeltelefonie waar het noodzakelijk is de vervorming van het spreekgeluid binnen zekere grenzen te houden en de vervorming door het kabelcircuit veroorzaakt, zooveel mogelijk op te heffen. Voor radio-telefonische ontvangers en luidsprekers-toestellen zou het opnemen van een dergelijke kromme ongetwijfeld van groot nut kunnen zijn.

Bij de lijntelefonie worden versterker-lampen van zwaar kaliber gebruikt. Waren het oorspronkelijk wolfram-lampen, en lampen met oxyd-kathoden, tegenwoordig zijn ook de thorium-lampen in gebruik gekomen.

Merkwaardig is het, dat het bij de radio-telefoonversterkers gebruikte type versterkerlamp, langzamerhand op dat van de lijntelefonie is gaan gelijken. Bij de lijnversterkerlampen wordt steeds met een overmaat van electronen-emissie gewerkt teneinde de versterking van de lamp meer onafhankelijk van gloei- en anodespanning te maken; verder is het een eisch dat de lamp zelve niet de minste vervorming in het circuit introduceert zoodat bijv. de versterking bij een effectieve wisselspanning van $0,3$ Volt aan den ingangs-transformator niet merkbaar dalen mag. Dit maakt een zeer ruime karakteristiek noodzakelijk.

B. Pohlmann en *Dr. A. Gehrts*³⁾ berekenden het energie-effect van een versterker-lamp. Wordt daarbij aangenomen dat het rooster

³⁾ Die Verstärkerröhre der Fernmelde-technik. Siemens-Zeitschrift Mai—Juni 1922.

Zie ook „Radio-Nieuws” 2de Jaarg. blz. 168 en blz. 236 e.v.

(met de wikkelings-capaciteit van den ingangstransformator) een ingangs-weerstand van 1 Megohm vertegenwoordigt en dat in den anode-keten op ideale wijze aangepast wordt aan den inwendigen weerstand van de lamp, dan wordt de lineaire versterking (wortel uit de energie-versterking):

$$1000 \sqrt{\frac{S}{4D}}$$

waarin S de steilheid van de karakteristiek van de lamp voorstelt en D den „Durchgriff” of reciproke spanningsversterking (g) aangeeft. Voor de gebruikelijke versterker-lampen bij de lijn-telefonie zijn de waarden van S gelegen tusschen 0,5 en 1,5 m.A./V., bij een $g = \frac{1}{D}$ van 15 en 6. Dit geeft voor de lineaire versterking waarden van: 40 à 47, overeenkomende met een βl -waarde van 3,7 à 3,8. Deze getallen zijn zeer goed te toetsen aan die welke men in de versterkings-meetschakeling verkrijgt. Tengevolge van de balansschakeling gaat op twee plaatsen de helft van den stroom verloren overeenkomende met een verlies van $\text{nep. log. } 4 = 1,4$; verder is het rendement van de transformatoren nog in rekening te brengen zoodat de overblijvende versterking in de meetschakeling op $\beta l = 2,2$ à $2,4$ zal uitkomen, in overeenstemming met de ervaring.

In onderstaande tabel zijn de versterker-lampen van Western-Electric Cy.- en Siemens-en-Halske-fabriek vergeleken met eenige bekende Philips-lampen:

Type.	S.	$g = 1/D.$	R_i	Lin-Verst.
W. E. C: 101 D.	1,5 m. A/V	6	4000 \curvearrowright	47
S.—u. H: B. O.	0,5 „	15	30000 \curvearrowright	43
Philips: A 110	0,36 „	8,7	24000 \curvearrowright	28
Philips: B 406	1 „	6	6000 \curvearrowright	39

Het bereiken van een zoo groot mogelijke lineaire versterking beteekent dat men een gegeven, beschikbare, energie-hoeveelheid zoo sterk mogelijk vergroot. Het beteekent echter *niet* dat men uit een gegeven lamp, d.w.z. een gegeven gloeidraad, (gloeispanning en gloeistroom) en gegeven anode-spanning eene zoo groot mogelijke hoeveelheid energie verkrijgt. Het is gemakkelijk na te gaan (zie Pohlmann & Gehrts loc. cit.) dat voor dát doel niet D klein en S groot moet zijn, doch èn D èn S klein moeten zijn. Hierbij moet in aanmerking genomen worden dat deze theorie vooropstelt een volkomen aanpassing van de apparaten en dit nu is slechts binnen zekere grenzen te verwezenlijken. Bij groote omzet-verhoudingen van de transformatoren gaat het rendement achteruit en

krijgt men met nevenverschijnselen (zooals resonans door wikkelingscapaciteit e.d.) te doen.

Uit bovenstaande volgt echter dat men bij radio-telefonie-versterkers, waarbij men steeds met *eindversterking* te maken heeft dikwijls niet voor de vraag staat, een zoo groot mogelijke lineaire versterking te verkrijgen, dan wel, om voor een bepaalden, eenmaal aanwezigen luidspreker, de beste lamp te vinden.

Dit zijn blijkbaar twee geheel verschillende voorwaarden. De eisch van maximale lineaire versterking, welke bij de lijn-telefonie uitsluitend het vraagstuk beheerscht, speelt bij de radio-telefonische huis-installaties hoofdzakelijk een rol bij de vóór-versterking, tusschen detector-lamp en eind-versterking.

Intusschen blijkt wel, dat hoewel lijn-versterkings-techniek en radio-versterkings-techniek twee verschillende zaken zijn, toch wederzijds van ervaringen en metingen geprofiteerd kan worden.

Hoogfrequentversterking.

Na de voorafgegane beschrijving van enkele verschijnselen, welke bij de hoogfrequentversterking met afgestemden anodekring optreden, zullen wij hieronder de balans opmaken van de door velen gaarne gebruikte z.g. Koomansschakeling.

Sommen wij eerst de nadeelen op dan zijn deze o.a.:

- a. de vrij geringe selectiviteit, ondanks het gebruik van twee afstembare kringen;
- b. de minder gemakkelijke afregeling van korte golfstations;
- c. de soms al te groote genereeroneiging bij het afstemmen der beide ketens op dezelfde golflengte, ook dan, wanneer geen speciale terugkoppeling gebruikt wordt. Deze genereeroneiging is vaak oorzaak van vervorming bij telefonieontvangst; zij is in zekere mate afhankelijk van de antenne-grootte en -isolatie.

Tegenover deze nadeelen staan een serie voordeelen, waarvan wij hier noemen:

- a. de vrij groote ongevoeligheid t/o van laagfrequentspanningen, (o.a. die van het lichtnet) aan de antennezijde. De spoel van den anodekring is nog een extra kortsluiting voor deze.
- b. de groote eindsterkte die er mee bereikt wordt, vooral ook bij ontvangst van minder sterke stations. De oorzaak hiervan is te zoeken in de bovenaangehaalde genereeroneiging, waardoor ook in de eerste keten, de antenneketen, de spanningen vrij hoog oploopen. Deze komen versterkt op de detectorlamp en daar iedere detector-

werking eene kwadratische is, is deze versterking vooraf zeer effectief.

c. om de onder a. genoemde reden wordt het microfonisch effect van miniwattlampen of het gebrom bij wisselstroomvoeding, zijnde beiden van lage frequentie, eerst na de tweede lamp versterkt. Dit belangrijke voordeel mist men bij hoogfrequentversterking met behulp van smoorspoel of hoogen weerstand.

d. het instellen van telefoniestations is zeer gemakkelijk. Dit komt gedeeltelijk door de zeer geringe selectiviteit van den anodekring.

e. het gebruik van een hoogfrequentlamp spaart een laagfrequenttrap uit. Meervoudige laagfrequentversterking, brengt bij gebruik van transformatoren meestal vervorming mede.

Het tekort aan selectiviteit en te veel aan genereernejing kan eenigszins verbeterd worden door de antennespoel zoo klein mogelijk te kiezen of door deze slechts gedeeltelijk aan het rooster aan te sluiten.

Voor eene behoorlijke storingsvrijheid is echter één of zijn desnoods twee voorkringen aan de antennezijde noodig.

Volledigheidshalve vermelden wij hieronder nog twee varianten op de besproken schakeling.

Volgens het schema van fig. 14 kan de anode-keten gedeeltelijk met den tweeden kring gekoppeld worden.

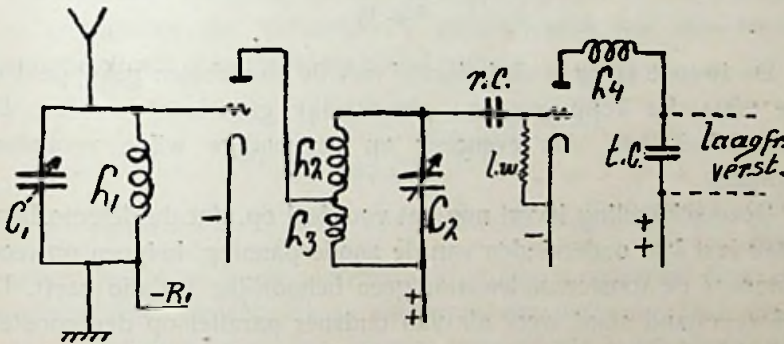


Fig. 14

Op dezelfde wijze als in den aanvang aangegeven is, kan nu de spanningversterking bepaald worden. Men vindt hiervoor

$$k \frac{Z}{Z + R} \cdot \frac{1}{1 - \omega^2 L_2 C_2}$$

hierin is k de spanningsversterkingsfactor van de lamp, Z is de impedantie van de anodeketen en R de anodeweerstand van de lamp.

De noemer van den laatsten term wijst er op, dat met deze schakeling de spanningsversterking kan opgevoerd worden en wel

door C_2 klein en L_2 groot te maken. De invloed van den weerstand in den anodekring is nu ook grooter geworden, zoodat men praktisch niet veel van die grootere versterking merkt, tenzij men voor spoelen met zéér geringe demping zorgt. Daarentegen is nu wel de selectiviteit van den anodekring verbeterd; ook dit kan op dezelfde wijze nagegaan worden als reeds werd aangegeven.

Wanneer de koppelspoel L_3 te klein gekozen wordt, gaat de eindsterkte achteruit. Ook bij zéér kleine koppelspoel blijft de selectiviteit geringer dan bij een schakeling met twee afgestemde kringen aan de antenzijde.

De schakeling volgens fig. 15 is in principe geheel dezelfde als die van fig. 14; zij is echter praktisch veel bruikbaar.

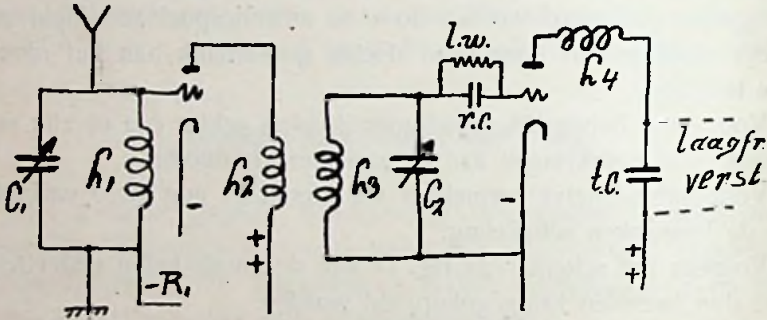


Fig. 15

De tweede kring is nu inductief met de anodeketen gekoppeld en de mate der koppeling kan gemakkelijk gevarieerd worden. De selectiviteit kan dus eveneens op eenvoudige wijze veranderd worden.

Deze schakeling levert nog het voordeel op, dat de detectorlamp geen last kan ondervinden van de anodespanning, hetgeen optreedt wanneer de roostercondensator geen behoorlijke isolatie heeft. De lekweerstand staat weer als van oudsher parallel op den roostercondensator. Bij gebruik van een kleine anodespoel is een beetje positieve koppeling met de antennespoel voordelig.

Het is met deze schakeling mogelijk de beide kringen afzonderlijk aan het genereeren te krijgen, in tegenstelling met het gewone schema, waarin de twee kringen bij genereeren vrijwel altijd één systeem vormen.

Ir. L. H. M. HUYDTS.

Geluidsvervorming van draadloze telefonie.

Door Dr. A. KOERTS.

(Vervolg van pag. 135.)

Lineaire vervorming. Strikt genomen, komt lineaire vervorming niet voor, doch van practisch standpunt beschouwd, kan men alle electriche ketens zonder ijzer en met constante waarden van zelfinductie capaciteit en weerstand beschouwen als te geven uitsluitend lineaire vervorming. Ketens met ijzer geven alleen dan lineaire vervorming wanneer het ijzer slechts tot ver beneden de magnetische verzadigingsgrens belast wordt en dus de zelfinductie onafhankelijk is van de stroomsterkte.

De lineaire vervorming kan in het algemeen als de onschuldigste soort van vervorming worden beschouwd, daar het tot op zekere hoogte mogelijk is, haar door geschikt gekozen hulpmiddelen te compenseeren.

Beschouwen wij om dit nader toe te lichten een electriche spanning, waarin een aantal frequenties $\omega_1, \omega_2, \omega_3$ enz. alle met gelijke sterkte in vertegenwoordigd zijn, bijv.

$$E = A (\sin \omega_1 t + \sin \omega_2 t + \sin \omega_3 t + \dots).$$

Werkt deze spanning op een trillingskring L, C, R, dan worden de amplituden der verschillende componenten aan den stroom evenredig met den vierkantswortel van:

$$\frac{1}{\left(\omega_1 L - \frac{1}{\omega_1 C}\right)^2 + R^2}, \text{ enz.}$$

De frequenties in de buurt der resonantie frequentie $\omega = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ komen dus sterk in de meerderheid en het is mogelijk deze versterking weer gedeeltelijk te compenseeren door een zeef toe te passen, die deze frequenties minder goed doorlaat dan de overige. Het geschiktste middel hiertoe bestaat uit een combinatie van een zelfinductie en een capaciteit in parallelschakeling, die, als gesloten kring beschouwd, dezelfde frequentie heeft als de eerste afgestemde kring L C R. Het spreekt van zelf, dat men dan niet volkomen den oorspronkelijken stroomvorm terug kan krijgen, doch, en dit is een zeer belangrijk punt, de gevoeligheid van ons gehoor voor relatief kleine verschillen is zéér gering. Dit is een zéér gelukkige omstandigheid, daar, indien het gehoor even gevoelig was voor groote intensiteiten als een physisch instrument

met dezelfde onderste gevoeligheidsgrens, vrijwel alle telefonie ondenkbaar zou zijn, terwijl thans zelfs met telefonen, die in het gebied der hoorbare frequenties een tamelijk scherpe piek vertoonen in hun resonantiekromme een redelijke verstaanbaarheid van telefonie te verkrijgen is.

Het is misschien niet ongewenscht hier met een kort woord nader op in te gaan. Wanneer men de werking van een versterker beoordeeld door eerst met één lamp, dan met twee, dan met drie enz. te luisteren, krijgt men ten naaste bij den indruk, dat de sterkte met gelijke stappen toeneemt, hetgeen overeenkomt met een arithmetische progressie, terwijl inderdaad de versterking, in physische maat gemeten, geometrisch is. Iets dergelijks vinden wij bij de bekende sterkteschaal, waarbij de sterkte, met het oor waargenomen, aangeduid wordt door de reeks der natuurlijke getallen, 1, 2, 3 nz. De door deze cijfers uitgedrukte sterkten loopen, met een physisch instrument bepaald, eveneens volgens een meetkundige reeks op. In de psychologie is dit reeds lang bekend, en hetzelfde geldt voor alle zintuigelijke gewaarwordingen. Zoo wordt ook een geometrisch oplopend verschil in toonhoogte als arithmetische progressie waargenomen. Noemt men de sterkte van de zintuigelijke gewaarwording g en de sterkte van het waargenomen verschijnsel p (rikkel) dan is de eenvoudigste betrekking tusschen p en g , die dit verschijnsel verantwoorden zou, van den vorm

$$g = \lg p + A.$$

De constante A kan daarbij bepaald worden door de volgende overweging: Er is steeds een waarde van p aan te wijzen, die juist nog niet waarneembaar is, maar bij een zeer kleine vergrooing waarneembaar wordt. Noemen wij deze waarde van p d (rempelwaarde), dan ligt het voor de hand te stellen

$$0 = \lg d + A,$$

waaruit

$$A = - \lg d,$$

en dus

$$g = \lg \frac{p}{d},$$

hetgeen nog vereenvoudigd kan worden tot

$$g = \lg p,$$

indien wij als eenheid, waarin wij p meten, d nemen.

Deze betrekking staat bekend als de psycho-physische wet van Fechner en ofschoon haar waarde betrekkelijk is en zelfs nog ver-

schillende andere uitdrukkingen, die echter alle het logaritmisch karakter bezitten, denkbaar zijn, is zij toch wel geschikt om ongeveer een indruk te geven van de verzachtende werking, die ons gehoor heeft op de ups and downs, die zich bijvoorbeeld in de resonantie-kromme van een luidspreker of van een electrischen kring voordoen.

Het is bijvoorbeeld bekend, dat de afstemming van een gedempt station op een meetinstrument veel en veel scherper is dan op het gehoor. zoodat een station, dat met het gehoor beoordeeld, een zeer vlakke afstemming heeft, bij meting op een instrument nog zeer scherp afgestemd blijkt te zijn. De verschillen tusschen de bepaling met het gehoor en die met een instrument zijn des te grooter naarmate de intensiteit grooter is. Dit alles ligt opgesloten in de wet van Fechner, die wij daarom, ook al is een exacte afleiding daarvan — en wat vooral van gewicht is: een directe controle — niet mogelijk, zullen aanvaarden, met de vereischte restrictie natuurlijk.

Nemen wij een enkel voorbeeld. Gegeven 2 tonen, beide met sterkte 100 (uitgedrukt in de bij die tonen behorende drempel waarden). Na de overbrenging door een telefoniestation mogen de sterkten resp. 200 en 300 zijn geworden. Onder toepassing van de wet van Fechner is dan het verschil der gewaarwordingen nog geen 7.5 %, terwijl het intensiteits verschil volgens de physische schaal 50 % is geworden. Bij grootere geluidsterkten wordt het verschil nog geringer, bij kleinere daarentegen grooter, doch steeds blijft het kleiner, dan volgens den physischen maatstaf gemeten. Ter voorkoming van misverstand zij opgemerkt, dat een geluid van 200 \times de drempelsterkte volstrekt niet bijzonder groot is.

Wil men de wet van Fechner niet aanvaarden als een exacte natuurwet, dan kan men zich er toe bepalen haar te beschouwen als een middel om een door een exact mathematisch verband niet weer te geven betrekking een uitdrukking te geven, die de in aanmerking komende verschijnselen in een hanteerbaren vorm weer geeft.

Hoe men de zaak ook beschouwen wil, het is duidelijk, dat de lineaire vervorming op zich zelf geen ernstige bezwaren mee behoeft te brengen. Immers indien zij zóó sterk is, dat de genietbaarheid van muziek er onder lijdt, dan is er altijd herstel mogelijk door toepassing van een geschikt gekozen apparaatuur.

(Wordt vervolgd).

Bouw van Versterkers.

Door Ir. H. MAK.

(Vervolg van pag. 63.)

Ten einde de klemspanning te becijferen, berekenen we eerst $y_2 \sin_1 \varphi^2$ welke echter zóó weinig van $\frac{1}{X_2}$ verschilt dat we dezen wel kunnen gelijkstellen, zoodat $y_2 \sin \varphi_2 = -17,55 \cdot 10^{-6}$.

$$\text{dus } y_2 = \frac{-17,55 \cdot 10^{-6}}{\sin \varphi_2}$$

$$R_2 \text{ is } 4 r_1 = 3200 \text{ } \Omega \quad X_2 = \frac{10^6}{17,55} \text{ } \Omega = 57000 \text{ } \Omega.$$

Hieruit volgt dat we gerust $\sin \varphi_2 = 1$ mogen stellen dus $y_2 = -17,55 \cdot 10^{-6}$.

Als geleidbaarheden schieten dus alléén over de watt componenten der admittanties:

$$\frac{r_1}{Z_1^2} \text{ en } \frac{R_2}{Z_2^2} \dots \text{ resp. } \frac{800}{(57000)^2} \text{ en } \frac{3200}{(57000)^2}$$

dus een totale geleidbaarheid van $\frac{4000}{(57000)^2} = 0,123 \cdot 10^{-5}$ zoodat de resulteerende impedantie wordt:

$$Z_u = 820\,000 \text{ } \Omega.$$

Achter een lamp met $60.000 \text{ } \Omega$ anode weerstand zal dus van een roosterspanning e_r een klemspanning op deze impedantie over-

$$\text{blijven: } e_k = e_r \cdot k \cdot \frac{820}{820 + 60} = 0,93 e_r k.$$

Op een goede smoorspoel zouden we dit ook kunnen verkrijgen. Nu komt echter het feit dat de secundaire capaciteit gevoed wordt via het smorend effect der spreiding, en, waar we hier de capaciteit overwegend klein namen, zal de klemspanning van die capaciteit grooter dan e_k zijn.

Die capaciteit is: $u^2 C_1 = 4,4^2 \cdot 150 \cdot 10^{-12} = 20 \cdot 150 \cdot 10^{-12} = 3 \cdot 10^{-9} \text{ F}$. Bij $\omega = 5000$ is hiervan de impedantie $\frac{1}{\omega c} = \frac{10^6}{15} = 87000 \text{ } \Omega$ zoodat de klemspanning van de capaciteit zich zal verhouden tot e_k als $87 : 57$, dus wordt, in het vervangingschema de sec. klemspanning: $\frac{87}{57} \times 0,93 \cdot e_r k = 1,4 \cdot e_r k$.

Voor de werkelijke verkregen roosterspanning moeten we rekening houden met de transformatie verhouding, dus krijgen we aan het volgend rooster:

$$e_{r2} = 4,4. 1,4. e_r. k = 6,2. e_r. k.$$

Een hoogere transformatieverhouding veroorzaakt kleinere Z_u , terwijl dan tevens de capaciteit, door de grootere u , groot wordt, t.o.v. de smorende werking der spreiding, en dan komt er een *kleinere* verhouding tusschen e_{r2} en e_r .

Blijkbaar zal een dergelijke afwijking ook bestaan voor elke andere frequentie dan 795, zoodat we van de geluidsvervorming van dezen transformator overtuigd kunnen zijn, bij telefonie gebruik. Hier staat tegenover dat een dergelijke transformator bijzonder gunstig is voor ontvangst van ongedempte telegrafiesignalen, juist wegens het prefereeren van een toon. Zouden we een grootere primaire gebruiken, dan zou, bij dezelfde spoelcapaciteit (deze verandert immers nagenoeg niet, door vergrooting van het aantal windingen) en dezelfde frequentie een kleinere naijlende admittantie (susceptantie) het gevolg zijn. D. w. z. er moet voor resonantie een *kleinere* secundaire capaciteit worden toegevoegd, d.w.z., waar de werkelijke cap. der sec. spoel dezelfde blijft, moet u kleiner uitvallen.

Bij gebruik van open kern, waaruit dus lage zelfinductie volgt, komt dus een hooge transformatieverhouding. Evenzoo bij dunne, of minder compleet gesloten kernen. Hierdoor treft men bij sommige Deutsche merken transf. verhoudingen van 16 aan. De strooiingscoëfficiënt is dan echter belangrijk grooter, door de kern constructie is de totale strooiingszelfinductie niet veel grooter, zoodat, de werkelijke sec. klemspanning lang niet 16 of meer maal die van de prim. wordt. Hier komt bij dat die kernconstructie zéér veel windingen vereischt, dus, bij matige afmetingen van het geheel, zéér hoogen weerstand, dus zal de resonantie minder scherp uitvallen dan in ons vorig voorbeeld. De groote transf. verhouding veroorzaakt weinig plaatsruimte voor de primaire, dus tamelijk lage L , waardoor de prim. klemspanning laag uit uitvalt. De resultaten vallen dan ook zoo weinig in 't voordeel van het type „weinig ijzer en veel koper” uit dat m.i. het enorm draadverbruik hier mede niet is te motiveeren.

* * *

Gaan we nu berekenen welke transformatieverhouding voor vervormingslooze telefonie gewenscht is, uitgaande van de primaire in het vorig voorbeeld dan moeten we voor de frequentie b.v. 10.000 nemen, dus voor $\omega = 2 \pi 10000 = 63000$. De geheele berekening zal ik hier niet geven, daar dit een onnoodig gebruik van plaatsruimte zijn zou, dus zal ik me bepalen tot de uitkomsten.

De transformatieverhouding met dezen resonantie-eisch wordt dan $u = 0,28$, waaruit volgt dat we niet eens meer behoeven te gaan rekenen of er soms extra hoge spanningen op het rooster ontstaan, aangezien we in het hoorbaarheidsgebied niet met resonanties te doen hebben.

Van laagsgewijze gewikkelde spoelen, van een breedte van c.a. 30 m.M. behoeven we dus niets te verwachten. Sommige constructeurs voegen tusschen eenige draadlagen een laag oliepapier, b.v. om de 1000 windingen. Het effect van deze methode op de capaciteit is ook zeer gering, dus zit daarin de vooruitgang niet. De fout is al begonnen, wanneer blijkt bij de berekening, dat de primaire, als er geen secundaire spoel was, voorijlenden stroom opneemt bij de resonansfrequentie. De secundaire moet dan na ijlenden stroom opnemen. We beginnen dus, om een leiddraad in de constructie-keuze te hebben, met te berekenen welke eigen capaciteit de prim. spoel hebben mag, om nog na-ijlenden stroom op te nemen bij $10000 \sim$ d. i. $\omega = 63000$.

De grens is: resonantie der prim. spoel zelf op $\omega = 63000$. Nemen we weer aan een goed verkrijgbare waarde van $L_1 = 11$, dan wordt $\omega L = \frac{1}{\omega c}$ of $c = \frac{1}{\omega^2 L} = \frac{10^{-6}}{63^2 \cdot 11} = \frac{10^{-9}}{44} = 2,25 \cdot 10^{-11}$, zoodat de eigen spoelcapaciteit niet meer mag zijn dan circa $20 \mu\mu F$.

Vergelijken we nu de tabel, dan blijkt dat een wikkeling, van 0,07 zijde geïsoleerd en niet meer dan $7\frac{1}{2}$ m.M. breed, en laagsgewijs gelegd, hieraan voldoet.

Het is dus gewenscht geen bredere lagen te maken dan 7 à 8 m.M. Vergelijken we nu de transformator-typen, waarmee men practisch is geslaagd om goede telefonie-overdracht te krijgen, dan zien we al direct dat hier ongeveer die spoelbreedte is toegepast. Welke wikkelverhouding is dan gewenscht? Men zal dan eveneens resonantie wenschen van het secundaire deel, d.w.z. niet van de secundaire spoel op zich zelf, alsof deze niet of los gekoppeld was met de primaire, doch bij de gebruikelijke zeer vaste koppeling en spreidings zelfinductie. Voor de gekozen $\omega = 63000$ moet dus $2 \omega k L_1 - \frac{1}{u^2 \omega (c_1 + c_r)} = 0$. Daar onwillekeurig deze spoelen wat vlak, en groot van diameter uitvallen wordt k (spreidingscoëfficiënt) hier grooter d.i. 15 à 20 %.

Stellen we dus $k = 15 \%$, dan wordt met de overige gegevens:

$$2 \cdot 63 \cdot 0,15 \cdot 11 \cdot 10^3 = \frac{1}{u^2 \cdot 63 \cdot 10^3 \cdot (20 + 5) 10^{-12}}$$

$$u^2 = \frac{10^6}{2.0,15.63^2.11.25} = \frac{10}{4,9} = 2,74$$

$$u = 1,67.$$

Met dit type is het dus al eenigszins de moeite waard om van wal te steken.

Indien we nu de bereikte versterking willen berekenen voor telefonie, moeten we dit doen voor liefst twee frequenties, resp. op de boven en ondergrens van de hoorbaarheid, dus b.v. $\omega_{\text{min.}} = 100$ en $\omega_{\text{max.}} = 10000$. Beginnen we met $\omega_{\text{min.}}$ dan hebben we weder het vervangingsschema te bezien, om te konstateeren dat we parallel hebben: 1e. $20 \mu\mu\text{F}$ primair; 2e. 11 H primair en secundair, getransformeerd

$$z_2 = \sqrt{r^2 + \left(2k\omega L_1 - \frac{1}{u^2\omega(c_1 + c_r)}\right)^2}$$

1o. geeft een susceptantie $-\omega C = -2\pi 100.20.10^{-12} = -12,5 \cdot 10^{-9} \text{ m h o}$.

2o. geeft, met den prim. weerstand à 500Ω een impedantie $z_1 =$

$$\sqrt{r^2 + \omega^2 L^2} = \sqrt{500^2 + 4\pi^2.100^2.11^2} = \sqrt{4,87.10^7} \Omega$$

met een susceptantie: $\frac{\omega L}{z_1^2} = +1,4.10^{-4} \text{ m h o}$ waarmede we dus de uitkomst van 1o. niet behoeven te vergelijken.

In het secundair deel is, door serieschakeling, de invloed van de capaciteit overwegend. Deze levert een reactans van $3.10^7 \Omega$ zoodat we met den invloed hiervan op de primaire niet behoeven te rekenen. De transformator krijgt dus een prim. klemspanning, als een weerstand van 7000Ω , in de plaatketen van de voorafgaande lamp, zoodat bij de reeds gemelde eigenschappen van die lamp de klemspanning wordt: $\frac{7}{67} \times 14. e_{1r}$. De eerste factor $\frac{7}{67}$ is zeer ongunstig, doch groeit in 't begin snel met de frequentie. Zoodra de factor ongeveer 0,5 is, zal de stijging sterk minderen, zoodat de vervorming van dezen transformator boven ongeveer 800 perioden zeer weinig is. De lage tonen zullen echter relatief zwak worden weergegeven.

De hoogere tonen echter vrij gelijkmatig, zoodat in deze richting met veel succes transformatoren zijn gebouwd. De sec. klemspanning is werkelijk hoger dan de primaire, dank zij de geringe capaciteit; bij de lagere frequenties ongeveer u maal, bij de hoogere, het resonansgebied naderende zelfs iets meer. De ijzerverliezen komen hier te hulp om de werking weer wat te drukken bij de hoogere frequenties, zoodat op de lage tonen na, deze transformator aan eischen van versterking en zuiverheid voldoet, echter

nog wel den wensch overlaat een constructie te zoeken welke tot hooger optransformeeren in staat stelt.

Berekening van de klemspanning voor $\omega_{\max} = 10000$ acht ik na 't voorgaande niet meer noodig.

Beschouwen we nu de tabel, dan schijnt de redding te moeten komen van onderverdeeling der spoelen in schijven. Beginnen we b.v. met 6 schijven, 4000 wdg. 15 H en 6 $\mu\mu$ F cap. (2 c.M². ijzerkern).

Nemen we $k = 0,15$ dan vinden we, voor resonans op $\omega = 10000$ de wikkerverhouding u ongeveer 1,42. Geven we de prim. wikkeling een zoodanige waarde dat deze zelf zou resoneeren op $\omega = 63000$, en dat dus sec. capaciteit moet resoneeren met spreidings zelfinductie, dan krijgen we bij zelfde constructie en primair ong. 6500 wdg. een $L_1 = 45$ H.

u wordt dan 1,75.

Met 100 per. is de impedantie voor de eerste schijfconstructie ongeveer 9500 Ω , zoodat er nog maar zeer weinig terecht komt van de klemspanning achter de lamp met 60000 Ω inwendigen weerstand, terwijl in het tweede voorbeeld deze impedantie ongeveer 27500 Ω wordt.

Bij de spanningsversterking 14 worden de klemspanningen dus

$$\text{resp. } e_r \cdot 14. \frac{9500}{60000 + 9500} = \frac{1}{7} \cdot 14. e_r \text{ en}$$

$$\frac{27500}{87500} \cdot 14. e_r = \frac{1}{3} \cdot 14. e_r$$

of meer geheel berekend: 2 e_r resp. 4, 36 e_r zoodat aan de secundaire zijde ontstaan:

$$e_{r2} = 1,4. 2. e_r = 2,8 e_r \text{ en}$$

$$e_{r2} = 1,75. 4,36. e_r = 7,8 e_r.$$

Lamp met volgenden transformator geven bij 100 ω dus resp 2,8 en 7,8 voudige spanningsversterking. Van alle doorgewerkte modellen hebben we dus eerst in 't laatste geval eenig behoorlijk resultaat voor lage frequenties, dank zij de zéér groote primaire spoel, terwijl de hoogvallende resonantie een waarborg is geen vervorming te krijgen. Hieruit blijkt dus wel dat het niet alleen moeilijk is, de vervorming te onderdrukken, doch tevens, zoodra dit genoegzaam is gelukt, is het nog zeer bezwaarlijk een behoorlijke transformatie verhouding te verkrijgen.

Wat zou nu het gevolg zijn als we b.v. een smoorspoel maakten met 1,4 maal zooveel windingen als nu de primaire spoel heeft?

De capaciteit blijft dezelfde, de weerstand neemt toe, hetgeen

van weinig invloed zal zijn, doch de zelfinductie wordt tweemaal zoo groot, waardoor er aan het 2e rooster ongeveer $e_{r2} = 8,7 \cdot e_{r1}$ zou komen.

De resonantie-toon zou echter lager liggen, n.l. op ongeveer 7000 trillingen.

We kunnen nu de slotsom van deze beschouwingen opzetten n.l.:

Een telegrafie transformator is nog eenvoudig te construeeren, volgens de gewoon gebruikelijke modellen.

Een goede transformator voor telefonie krijgt een zoo kleine wikkerverhouding, dat het dubieus wordt of men een transformator zal bouwen, dan wel eenvoudig smoorspoelkoppeling zal houden. Daar tóch meer is te bereiken met transformatie kan men deze prefereren, en construeert dan een schijfsgewijs opgebouwde primaire, van c.a. 6000 à 4500 windingen, om een gesloten ijzern kern van zéér goede qualiteit blik (transformatorijzer) van 2 à 3 c.M². doorsnede. De constructie van de secundaire wordt dezelfde, met een wikkerverhouding 1,7 à 2.

Kiest men smoorspoel koppeling dan construeere men de smoorspoel gelijk of iets grooter dan de primaire van een transformator.

Als nadeel behoudt men bij de smoorspoel natuurlijk de niveleering van de roosterpotentiaal met lekweerstand, hetgeen bij een transformator meer juist voor alle belastingen door de secundaire geschiedt.

Als draad gebruike men de dunste soorten, 0,07 à 0,06 m.M. liefst *niet* geëmailleerd, doch bij voorkeur dunne zijde isolatie daar hiermede de capaciteit kleiner uitvalt.

Uit de berekening volgt meteen dat het des te lastiger is een goeden telefonie-transformator te construeeren naarmate de impedantie van de voorafgaande lamp hooger is:

Het is daarom gemakkelijker goede qualiteit te bereiken met cenige cascaden van lampen van geringe impedantie (R. E. 89, A 404, B 406) dan met lampen van hooge impedantie. Het berekende voorbeeld betrof een lamp van vrij hooge impedantie. Aan de hand van het voorafgaande is een beeld te krijgen van de constructie eischen (transformatieverhouding) van transformatoren welke achter lampen van lage impedantie moeten werken. Men vindt hiermede hoogere transformatieverhouding met gevolg dat de kleinere spanningsversterking van die lampen eenigszins wordt gecompenseerd.

Bij den geringen invloed van capaciteit der voorgestelde constructies, komt een gunstige eigenschap der ijzerverliezen te voorschijn. Zonder deze zou de transformator steeds sterker werken naarmate de frequentie toeneemt. De ijzerverliezen nemen echter ook met

de frequentie toe, hetgeen de gelijkmatigheid der versterking t.o.v. de frequentie zeer ten goede komt.

Januari 1925.

Radiolampen.

Door H. NIELESEN en H. C. A. VAN DUUREN.

(Vervolg van bladz. 144.)

Stellen we de vervorming door één condensator met lekweerstand x %, dan krijgen we in een vijfampsversterker met 4 condensatoren en lekweerstand

$$\left(\frac{100-x}{100}\right)^4 = 0.97$$

$$\frac{100-x}{100} = 0.9924$$

$$x = 0.76.$$

Dit verschilt zeer weinig van $\frac{0.03}{4} = 0.75$. Indien de toelaatbare vervorming klein is, kunnen we dus eenvoudigheidshalve zetten:

$$\text{Toelaatbare vervorming van één condensator met lekweerstand} = \frac{\text{totaal toelaatbare vervorming.}}{\text{aantal (condens. + lekweerst.)}}$$

Bij een vijfampsversterker krijgen we dus

$$\frac{a}{\sqrt{1+a^2}} = 0.9925.$$

Hieruit volgt

$$a = 8,15$$

Dus

$$C = \frac{8,15}{2 \cdot \pi \cdot 50 \cdot 2} = 0,013 \mu \text{ F.}$$

We zullen de vervormingskromme bepalen van een versterker met één roostercondensator van $0,007 \mu \text{ F}$ en één lekweerstand van 2 megohm. Van de gebezigde lamp is $R_1 = 80.000 \Omega$ en $k = 15$.

Met behulp van formule (26) berekenen we $e_{g2} = f(\omega) e_{g1}$.

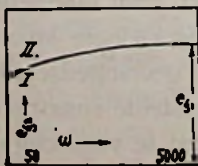


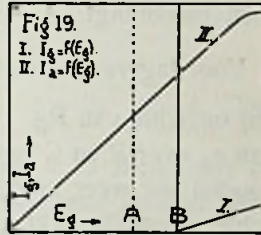
Fig. 18.

Dit levert fig. 18. Kromme I stelt voor de vervorming tengevolge van de verdeeling van e_a over R en C. Bij kromme II is mede in aanmerking genomen de vervorming tengevolge van de verandering van Z_a , deze laatste kromme is dus het totale resultaat van (26). We zien, dat de verandering van Z_a met de frequentie in dit geval (grootte R en

kleine C) zeer weinig invloed heeft (slechts 1/8 % maximaal).

We willen nu nog nagaan, wat er geschiedt, indien we niet gezorgd hebben voor de *vermijding van roosterstroom*. We maken hierbij grove benaderingen. 't geen echter toelaatbaar is, omdat 't ons slechts te doen is om de orde van grootte te bepalen van de aangerichte onheilen.

We stellen ons voor met een lamp te werken met de karakteristieken van fig. 19. We hebben daar duidelijkheidshalve I_g op andere schaal geteekend dan I_a . Kromme I is ideaal voorgesteld. Aan deze roosterstroomkromme wijden we speciaal onze aandacht. In 't algemeen zal I_g niet lineair met E_g veranderen; maar bij eerste benadering is dit wel aan te nemen. We stellen de roostergelijken-



spanning zóó in, dat we in punt A werken. Voor trillingen met amplitudes tot en met A B treedt geen roosterstroom op; zoo gauw we rechts van B komen is er roosterstroom. Practisch is de grens niet zoo scherp, omdat de roosterstroomkromme aanvankelijk zeer vlak verloopt (vergelijk fig. 4).

We onderzoeken nu wat er met het deel van de wisselspanning gebeurt dat rechts van B komt.

We nemen hiertoe als voorbeeld een lamp met de volgende karakteristieke grootheden: $R_i = 30.000 \Omega$; $k = 10$; terwijl bij 5 Volt positieve roosterspanning een roosterstroom van $165 \mu A$ optreedt. De grootte van den roosterstroom loopt voor verschillende lampentypen nog al sterk uiteen. In het onderhavige geval kunnen we ons over 't gebied waar roosterstroom optreedt in de roosterketen, dus parallel aan R (vergelijk fig. 16) een lek denken van

$$\frac{5}{165 \times 10^{-6}} \Omega = 30.000 \Omega = R_g.$$

We kunnen nu voor dit gebied de algemeene formule (26) toepassen, met eenige verwaarloozingen.

Voor de hogere frequenties (2500 à 5000) kunnen we $\frac{1}{\omega C}$ verwaarloozen ten opzichte van $\frac{R R_g}{R + R_g}$ terwijl $R_g \ll R$ dus de laatste uitdrukking wordt ongeveer R_g .

Dit levert

$$e_{g2} = e_{g1} k \frac{R_a R_g}{(R_a + R_g) R_i + R_a R_g} \dots \dots \dots (28)$$

$$e_{g2} = 4 e_{g1}.$$

We vergelijken deze uitkomst met de versterking voor $R_g = \infty$. Dan wordt, benaderd:

$$e_{g2} = e_{g1} k \frac{R_a R}{(R_a + R) R_1 + R_a R} \dots \dots \dots (29)$$

$$e_{g2} = 6,6 e_{g1}$$

De versterking der spanning zakt dus door roosterstroom van 6,6 op 4 d. i. 30 % 't welk een zeer onaangename vervorming met zich meebrengt.

Voor lagere frequenties kunnen we $\frac{1}{\omega C}$ niet meer verwaarloozen ten opzichte van R_g . Dan begint de vervorming door de verdeling van e_a over R en C een belangrijke rol te spelen. Om dit na te gaan zouden we weer in een omslachtige berekening vervallen, die ons echter onnoodig lijkt, omdat we hieruit geen andere gevolgtrekking kunnen maken dan die waartoe we hiervoor reeds kwamen, n.l. *roosterstroom veroorzaakt hevige vervorming; draag er dus zorg voor de omstandigheden zóó te kiezen, dat ze niet optreedt.*

Bij al deze berekeningen hebben we geen acht geslagen op den invloed van de capaciteit tusschen rooster en gloeidraad. Nemen we deze in aanmerking, dan wordt de impedantie (vergelijk fig. 20):

$$\bar{Z}_a = \frac{R_a \left(\frac{1}{j \omega C} + \frac{\frac{R}{j \omega C_1}}{R + \frac{1}{j \omega C_1}} \right)}{R_a + \frac{1}{j \omega C} + \frac{\frac{R}{j \omega C_1}}{R + \frac{1}{j \omega C_1}}} \dots \dots \dots (30)$$

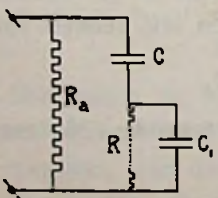


Fig. 20.

Waarin C_1 de rooster-gloeidraad capaciteit voorstelt.

't Is ons slechts te doen om den invloed van die capaciteit na te gaan. We kunnen daartoe volstaan met 't beschouwen van twee gevallen waarin zich de berekening aanmerkelijk laat vereenvoudigen.

Voor hooge frequenties n.l. kunnen we eenvoudig zeggen $e_{g2} = e_a$. En bovendien is $\frac{1}{j \omega C} \ll$ de ermee in serie staande impedantie, dus wordt bij benadering:

$$\bar{Z}_a = \frac{R_a R : j \omega C_1}{R_a R + \frac{1}{j \omega C_1} (R_a + R)} \dots \dots \dots (31)$$

Na eenig rekenen volgt hieruit:

$$Z_a = \frac{R_a R : \omega C_1}{\sqrt{\frac{(R_a + R)^2}{\omega^2 C_1^2} + R_a^2 R^2}} \dots \dots \dots (32)$$

Substitueeren we hierin $n = 5000$; $R_a = 160.000 \Omega$; $R = 2$ megohm; $C_1 = 5 \mu\mu F$, dan blijkt, dat:

$$R_a^2 R^2 \ll \frac{(R_a + R)^2}{\omega^2 C_1^2}.$$

Dus (32) wordt:

$$Z_a = \frac{R_a R}{R_a + R} \dots \dots \dots (33)$$

Dit is de substitutie weerstand van R_a en R . 't Blijkt dus dat voor de hogere frequentie de lampcapaciteit geen invloed heeft.

Voor de lagere frequenties is de wisselstroomweerstand van C_1 zeer groot ten opzichte van R . Daarvoor geldt dus de berekening als voor $C_1 = 0$.

We zien dus, dat de lampcapaciteit bij de hier aangenomen waarden een in alle deelen te verwaarloozen invloed uitoefent.

(Wordt vervolgd).

Errata.

In het voorlaatste artikel moet ingevoegd worden op pag. 13 bovensten regel na het woord: lampcapaciteit: en een geringe convectiestroom tengevolge van de enkele electronen die ook bij negatieve roosterspanning nog op het rooster terecht komen.

Het radiostation Kootwijk.

Door Ir. E. F. W. VöLTER.

(Vervolg van blz. 128).

Tusschen de beide hoogfrequentie aggregaten is een schakelzuil met handwiel opgesteld. Hiermede worden omgeschakeld:

- 1e. dubbelpolig de 6000 \sim generatorleiding der beide machines op de primaire wikkeling van den spanningstransformator;
- 2e. dubbelpolig de veldbekrachtiging der beide generatoren;
- 3e. twee signaallampen op veld 5 van den schakellessenaar, ter aanduiding welke der beide omvormers in bedrijf is;
- 4e. enkelpolig de geleiding tusschen een magneetinductor welke zich op de as van iederen hoogfrequentie-generator bevindt en een

frequentiemeter van den toerenregelaar voor aflezing van het toeren van den generator.

Voorts bevindt zich in de schakelzuil nog een spanningstransformator, behoorende bij den hoogfrequentie-voltmeter in den schakellessenaar (veld VIII); terwijl een stroomtransformator in

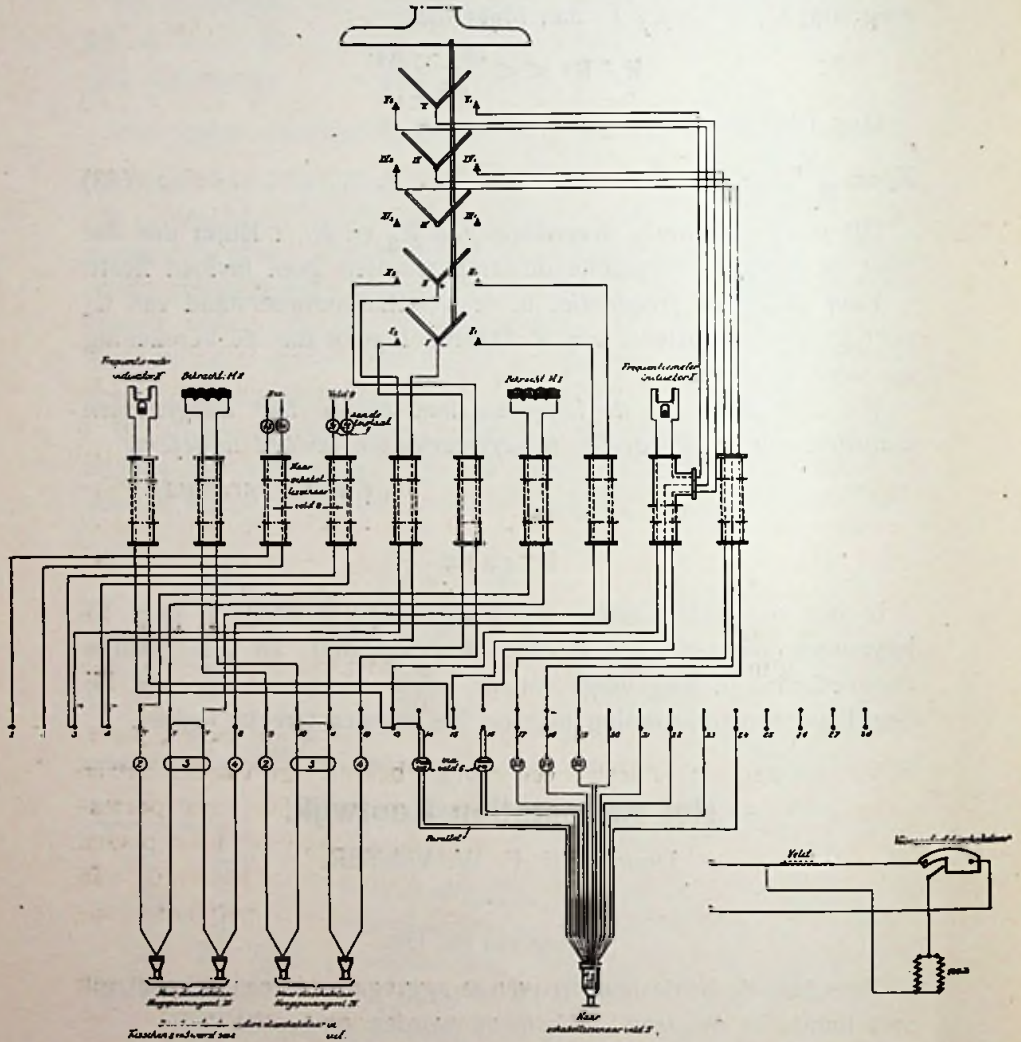


Fig. 13. Klemmenbord voor gecombineerden omschakelaar.
Fundament. Machine. II.

de gemeenschappelijke leiding van beide generatoren secundair verbonden is met een ampèremeter welke boven op de zuil geplaatst is en den generatorstroom aanwijst (0—1200 Amp.) zie stroomloop schakelzuil fig. 13.

Hiermede zijn we tot een beschrijving der middelfrequentie-omvormers gekomen.

Deze omvormers waarvan één als reserve, dienen in eerste instantie voor de opwekking der benodigde hoogfrequente energie.

Zij bestaan uit een aandrijvende draaistroommotor, direct gekoppeld met een éénfazens wisselstroomgenerator van 6000 perioden.

De motor is gebouwd voor 3000 Volt, 50 per. (sterschakeling), bij eene stroomopname van 120 en $\cos \varphi = 0.93$.

Hieruit volgt: opgenomen energie = $3000 \times 120 \times \sqrt{3} \times 0.93 = 580$ K.W. = circa 800 P.K.

De rotorspanning bedraagt 740 Volt. Zooals we gezien hebben geschiedt het aanloopen dezer motoren door middel van een druknopschakeling vanaf veld V van den schakellessenaar.

De aanloopweerstand der motoren bestaan uit 3 weerstandskasten (voor iedere fase één) met 3 schakelwalsen. Over de contactbaan van iedere wals wordt door middel van een hulpmotor een glijcontact voortbewogen, hetwelk al naar de draairichting van den motor de weerstanden in of uitschakelt. Deze voortbeweging geschiedt schoksgewijze met behulp van een stalen veer welke telkens gespannen wordt en bij het ontspannen het glijcontact over de breedte van een contactstuk der schakelwals plotseling doet voortschieten. Hierdoor wordt boogvorming en verbranding der contacten voorkomen.

De bediening van den hulpmotor — welke als gelijkstroomseriemotor is uitgevoerd — geschiedt door middel van 3 relais, t.w. een hulp, een aanloop en een teruglooprelais.

Bij het bedienen van den aanloopdrukknop wordt de magneetwikkeling van het hulprelais één moment bekrachtigd via den halven voorschakelweerstand; in aangetrokken toestand heeft een permanente bekrachtiging via den geheelen voorschakelweerstand plaats. Zoodra het hulprelais contact maakt, worden de wikkelingen van het aanlooprelais bekrachtigd en dientengevolge de hulpmotor onder spanning gezet.

Aan het begin en eindpunt van de contactbaan bevindt zich een schakelaar, welke door het glijcontact zelf wordt bediend. De beginschakelaar is geteekend (zie fig. 14) in den stand vóór het aanloopen van den hulpmotor; bij het aanloopen draait de beginschakelaar een kwart cirkel in den door de pijlrichting aangegeven zin en schakelt de roode signaallamp in.

Is het glijcontact aan het einde van de baan gekomen, dan beweegt deze den eindschakelaar eveneens over een kwart cirkel volgens de aangegeven draairichting. Hierdoor wordt o.a. de groene

signaallamp uitgeschakeld, welke gedurende de geheele aanloopperiode brandde. Er blijft dan uitsluitend de roode signaallamp branden. Wordt nu de stroom in de hulprelaiswikkeling verbroken, dan maakt dit relais zoodanig contact, dat het teruglooprelais wordt ingeschakeld. Dit laatste relais doet den hulpmotor in omgekeerde richting loopen, waardoor de aanloopweerstand van den 800 P.K.-motor worden ingeschakeld.

Ten einde deze periode in een sneller tempo te doen plaats vinden

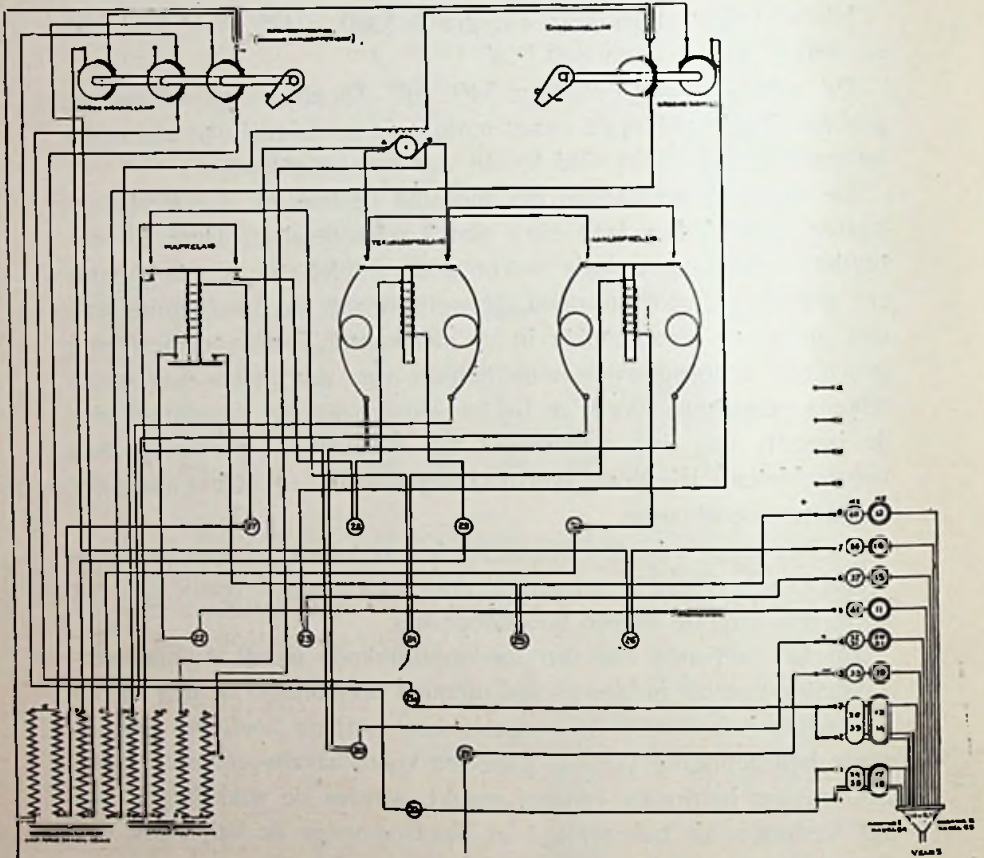


Fig. 14. Schema v/d autom. aanloopw. Machine I \odot en Machine II \ominus .

dan de aanloopperiode, is in den motorstroomkring via het aanlooprelais een weerstand opgenomen, welke zich niet in den stroomkring via het teruglooprelais bevindt.

Voorts is parallel aan het anker permanent een regelbare weerstand geschakeld ten einde de snelheid van den hulpmotor te kunnen varieeren. Op den beginschakelaar bevinden zich 3 contacten waarvan het linker contact voor het gloeien van de roode signaallamp dient; het middelcontact bevindt zich in den stroomkring,

waardoor de inschakelspoel van den olieschakelaar behoorende bij den 800 P.K. motor gevoed wordt. Valt nu tijdens het bedrijf door een of andere oorzaak de olieschakelaar uit, dan kan deze niet worden ingezet, alvorens de hulpmotor geheel op nul is teruggedraaid en de beginschakelaar zich in den geteekenden stand bevindt.

Het derde contact dient ten eerste om een deel van den voorschakelweerstand van het hulprelais uit te schakelen en ten tweede om den stroomkring in de magneetwikkeling van het teruglooprelais te verbreken, zoodra het glijcontact in zijn beginstand is aangekomen, waardoor dus de hulpmotor tot rust wordt gebracht.

Op den eindschakelaar bevinden zich 2 contacten waarvan het rechter contact — zooals we gezien hebben — een groene signaal-lamp ontsteekt of dooft, terwijl het linker contact den magneetstroom van het aanlooprelais verbreekt, en als gevolg hiervan den hulpmotor eveneens tot stilstand brengt, zoodra het glijcontact zijn eindstand bereikt heeft.

Zie schakelschema automatische aanloopweerstand fig. 14.

(Wordt vervolgd.)

Het Magnatron; waarom gaat 't niet?

We wijzen erop, dat het vorig No. van „Radio Nieuws” het April-No. was en dat Bugiaro, waarmede het artikel over het Magnatron was onderteekend, een Italiaansch woord is, dat „leugenaar” beteekent.

Het „magnatron” was een Aprilmop en versterking kan de inrichting niet geven.

Waarom gaat nu echter de redeneering, waarop het magnatron heette te berusten, niet op? Een aantal lezers hebben een duidelijke verklaring gevraagd, waar de fout in de redeneering school.

Als men er zich toe zet om de fout aan te wijzen, die in de redeneering moet bestaan, dan blijkt dit nog niet zoo heel gemakkelijk. Daarom zullen we er een prijsvraag van maken, die in „Radio Expres” zal worden uitgeschreven.

De luidspreker-hoorn.

De mededeelingen van den heer B. de Bruin in R. N. No. 4 betreffende de gebogen hoorn-constructie geven mij aanleiding tot eenige opmerkingen.

Inderdaad komt ook mij de werkwijze van den heer de Bruin, waarbij de berekende halve doorsneden loodrecht op een vlakke plank gelijmd worden, practischer voor dan de montage dezer doorsneden op een ijzerdraad als as.

Dat alleen de gebogen hoorn evenwel resonantie geeft bij lagere frequenties is minder juist. Elke hoorn, ook de „logarithmische” hoorn, zal resoneeren op de toonhoogte, overeenkomende met zijne lengte als open orgelpijp en op pag. 97 gaf ik dan ook in R. N. No. 3 de eigen frequentie van den 1 M. langen hoorn op. Deze resonantiepunten zijn met geen enkelen hoorn te vermijden en worden veroorzaakt door de plotselinge wijziging van het golf-front der geluidstrillingen bij het verlaten van de einddoorsnede.

Tegenspreken moet ik evenwel het feit dat deze eigen resonantie bij den gebogen „logarithmischen” hoorn aanleiding zou geven tot het „in elkaar loopen van de tonen van een cello”. Integendeel, deze lage tonen worden door den beschreven luidspreker bijzonder fraai en natuurlijk weergegeven. Ik meen de ervaring van den heer de Bruin te moeten toeschrijven 1e aan het feit dat hij een gewone telefoon gebruikte, en 2e aan het materiaal van den hoorn.

De beste hoorn is toch niet in staat om van een onvolkomen weergave eener kleine trilplaat met te groote amplitude een goed eindresultaat te geven. Bovendien is ivoorkarton niet een trillingsvrij materiaal als linoleum of papierpap. Van ivoorkarton laten zich b.v. vrij goede membranen vervaardigen, iets wat men met laatstgenoemde materialen niet zal kunnen doen.

Dat dezelfde hoorn met rechte as iets gunstiger eigenschappen zal hebben, acht ik weliswaar niet onwaarschijnlijk, doch vervormende eigenschappen kon ik bij den gebogen hoorn niet ontdekken.

J. M. VERFF.
