

N° 4. 16^e JAARGANG
OCTOBER 1933

RADIO- NIEUWS

ORGAAN DER
NEDERLANDSCHE
VEREENIGING VOOR
RADIO-TELEGRAFIE

BIBLIOTHEEK

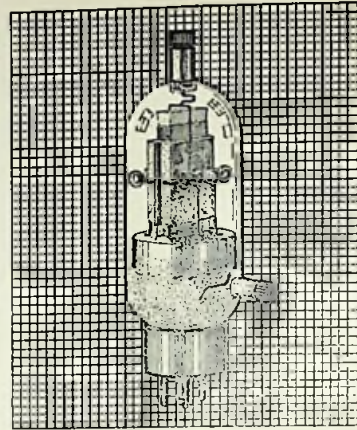
N.V.H.B.V.

INHOUD:

	Bladz.
Constructie en berekening van plaatstroom- apparaten	101
Vervorming bij de telefoon	114
Meet- en contrôle-inrichtingen voor Radio- lijnoverdragingen en omroepstudio's . .	119
Litteratuuruittreksel	135
Jaarverslag van de N.V.V.R. (1932) . . .	139



PHILIPS AMATEUR ZENDLAMPEN



PHILIPS SCHERMROOSTER
AMATEUR ZENDLAMP QC 05/15

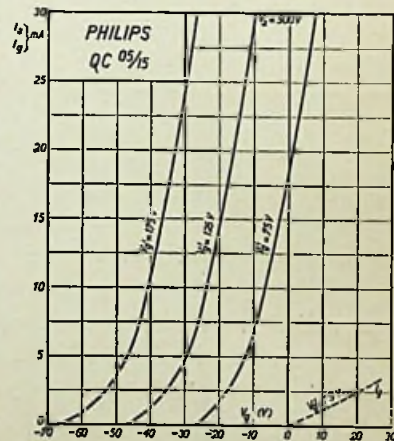
Groote emissie bij minimum
energieverbruik. - Mechanisch
sterk. —

Geschikt voor zeer korte golf-
lengten (tot beneden 5 meter). —

— Groot vermogen bij naar
verhouding lage anodespan-
ning. —

Philips Schermrooster zend-
lampen maken een ingrijpende
vereenvoudiging van de
zenderconstructie en van de
-bediening mogelijk. —

Vraagt de nieuwe amateur
zendlampen-catalogus.



PHILIPS RADIO

Radio-Nieuws.

ORGAAN VAN DE NED. VER.

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



VOOR RADIO-TELEGRAFIE.

Uitgever: N. VEENSTRA,
LAAN VAN MEERDERVOORT 30,
DEN HAAG, TEL. 332112.

Abonnementsprijs voor niet-leden f 4.— per jaargang van 4 nummers. Buitenland f 4.50. Leden der Vereniging (contributie f 8.— per jaar) ontvangen dit blad gratis.

Secretaris-Penningmeester. B. Slikkerveer, Obrechtstraat 104.6, Den Haag.

Constructie en berekening van plaatstroom- apparaten.

Door R. W. DIJKSTRA.

Overzicht. Constructie en werkwijze van plaatstroomapparaten worden uitvoerig besproken. Op grond daarvan worden grafieken en benaderingsformules afgeleid voor het berekenen van de dimensies van diverse onderdeelen voor deze apparaten.

Zuiver theoretische berekeningen en afleidingen worden in een Appendix gegeven; in den tekst worden alleen de eindresultaten vermeld, zoo mogelijk toegelicht door een eenvoudige beredeneering. Verschillende voorbeelden, ter toelichting van het gebruik van grafieken en formules, worden gegeven.

Algemeene beschouwingen. Voor het berekenen van plaatstroomapparaten zijn betrekkelijk weinig gegevens bekend, zoodat het ontwerp van een p.s.a. voor een bepaald doel heel vaak een kwestie wordt van probeeren, waarbij soms zeer eigenaardige resultaten te voorschijn komen. Nu is het experimenteel ontwer-

pen van een p.s.a. een zeer tijdroovend werk en de vraag doet zich onwillekeurig voor of er niet een snellere methode is, waarbij door berekening, zij het dan ook min of meer benaderd, een deel van het proefondervindelijke werk kan worden vervangen. In de volgende regelen hoop ik te kunnen aantonen dat dit inderdaad het geval is en dat het onzekere van de experimenteele methode van het ontwerpen van een p.s.a. voor een deel kan wegvallen om plaats te maken voor eenvoudige berekeningen die direct naar het doel voeren. Om dit te bereiken is een grondig onderzoek van de verschijnselen die zich in een p.s.a. afspeelen noodzakelijk.

Een plaatstroomapparaat kunnen we in drie hoofddeelen splitsen, te weten: a) de voedingstransformator, b) de gelijkrichtlamp of -cel, c) de afvlakrichting. We zullen daarbij aannemen, dat de belasting van het p.s.a. gegeven is d.w.z. dat bekend is welke stroom en bij welke

spanning deze moet worden geleverd. Deze laatste aanname kunnen we zeer eenvoudig stellen door te veronderstellen dat het p.s.a. belast wordt door een weerstand, waarin een zekere gelijkstroom moet worden in stand gehouden. In eerste instantie zullen we aannemen dat deze belastingsweerstand constant is, maar we zullen ook gevallen moeten onderzoeken waarbij deze weerstand variabel moet worden gedacht om een juist inzicht te krijgen in de werking van het plaatstroomapparaat.

De eigenschappen van de genoemde diverse onderdeelen zullen we onderzoeken en uit die theoretische beschouwingen een grondslag zien te vinden voor berekeningen. Ter vereenvoudiging zal hier en daar een ideale werkingstoestand van onderdeelen worden aangenomen, omdat de werkelijke toestand zich niet zoo gemakkelijk voor berekening leent. De berekening zal dan een benaderde zijn en de juistheid zal dan worden bepaald door het feit of we bij de idealisering van den toestand veel of weinig van den werkelijken toestand zijn afgeweken. Dit kan dan worden beoordeeld door voorbeelden, waarbij de gegevens van de gebruikte onderdeelen nauwkeurig bekend zijn of door metingen aan het apparaat geconstrueerd naar de benaderingsmethode van berekenen. Ook zullen we, voorzover mogelijk, de maximale afwijkingen van de benaderde berekeningen vast zien te stellen om op die manier een overzicht te krijgen van de nauwkeurigheid van de berekeningen.

A. Gebruik van hoogvacuum dioden.

De gemiddelde waarde van den gelijkgerichteten stroom. Als basis voor de beschouwingen van de werking van het plaatstroomapparaat zullen we het circuit, geschetst in fig. 1, aannemen. De

transformator T is de voedingstransformator die in de gelijkrichterketen een spanning e levert. Voorshands zullen we aannemen dat deze spanning zuiver sinusvormig is en onafhankelijk van den

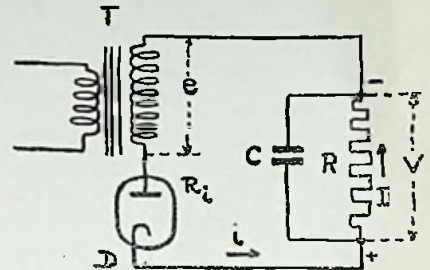


Fig. 1.

belastingstoestand van den transformator of m.a.w. we nemen aan dat de spanningsregulatie van den transformator perfect is, zoodat de secundaire klemmenspanning onafhankelijk is van de belasting van den transformator. We kunnen dan voor e dus schrijven:

$$e = E_m \sin \omega t,$$

waarin E_m de amplitude van de wisselspanning is en ω de cirkelfrequentie.

Van de gelijkrichtende diode D zullen we aannemen dat de werking ideaal is m.a.w. dat de inwendige weerstand R_i een constante is, zoolang de lamp stroom doorlaat en oneindig groot wanneer de lamp geen stroom doorlaat. We nemen dus aan dat de karakteristiek van de diode een rechte lijn is. Dit is bij benadering juist voor de tegenwoordig gebruikelijke hoogvacuum dioden, die we niet in den verzadigingsstroom laten loopen, wat zelden meer voorkomt.

Door den weerstand R wordt de belasting voorgesteld. Deze is overbrugd door een condensator C, die den pulseerenden gelijkstroom in het gelijkrichtercircuit moet afvlakken, zoodat de stroom door den belastingsweerstand R constant blijft. Deze stroom wordt alleen dan constant, wanneer de capaciteit C

oneindig groot is, een toestand die natuurlijk praktisch door gebruik van C en R niet te bereiken is. Bij onze beschouwingen zullen we evenwel voorloopig toch aannemen dat C zoo groot is dat de stroom I in R constant is en daarna onderzoeken in hoeverre deze toestand te benaderen is door de waarde van C te verkleinen. Daarbij zullen we dan een gunstigste waarde van C zien te vinden, waarbij de afwijking van den idealen toestand kleiner is dan een vooruit vast te leggen waarde.

Gedurende de halve periode dat de secundaire spanning e de plaat positief zou maken t.o.v. den gloeidraad gaat dan alleen stroom door de diode als de spanning e grooter is dan de gelijkspanning V, die zich over den belastingsweerstand ontwikkelt. De plaatspanning van de diode is n.l. gelijk aan $e - V$ en de stroom i door de diode is nul, zoolang $e - V$ negatief is en gelijk aan $\frac{e - V}{R_1}$ wanneer $e - V$ positief is. Een en ander is voorgesteld in fig. 2, waaruit we zien

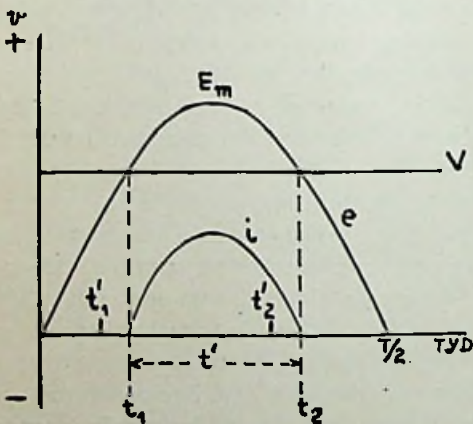


Fig. 2.

dat slechts gedurende een tijdsdeel t_1 van de halve periode waarin e positief is (d.w.z. de plaat positief zou maken t.o.v. den gloeidraad) een stroom door de gelijkrichtlamp gaat. Dit tijdsdeel is

korter naarmate de spanning V hooger is. Wanneer we nu de verhouding $V/E_m = a$ als bekend veronderstellen kunnen we de gemiddelde waarde I van den gelijkgerichten stroom uitdrukken als $I = k \frac{V}{R_1}$, waarin k natuurlijk afhankelijk is van a. De berekening van k is gegeven in Appendix I en de waarde van k, afhankelijk van a is gegeven in onderstaande Tabel I, waarvan fig. 3 de grafische voorstelling geeft.

Tabel I

a	k
1,00	0,000
0,95	0,0042
0,90	0,0095
0,85	0,0193
0,80	0,0330
0,75	0,0505
0,70	0,0705
0,65	0,0970
0,60	0,1295
0,55	0,1690
0,50	0,2187

Om het gebruik van deze gegevens te illustreren diene het volgende voorbeeld: Voor een 50-watt versterker hebben we een p.s.a. noodig dat 1000 volt en 70 mA kan leveren. We hebben de beschikking over een diode, die gebruikt mag worden met een wisselspanning van 1000 volt effectief. Welke secundaire spanning moet de voedingstransformator kunnen leveren als de inwendige weerstand van de diode 350 ohm is?

De gemiddelde gelijkgerichte stroom I is gelijk aan 0,07 A, $V = 1000$ volt en $R_1 = 350$ ohm. We kunnen dus met behulp van

$$I = \frac{kV}{R_1},$$

k berekenen en vinden

$$k = \frac{I R_1}{V} = \frac{0,07 \times 350}{1000} = 0,0245$$

Uit de kromme fig. 3 lezen we bij $k = 0,0245$ af $a = 0,83$.

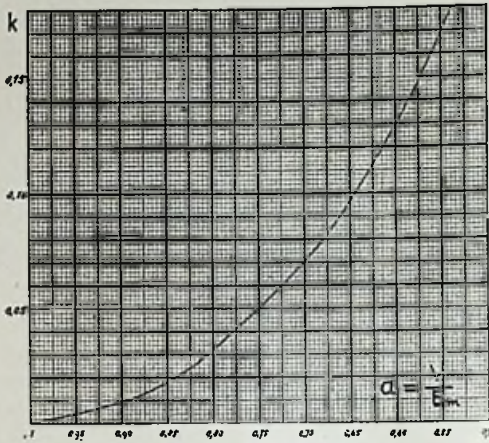


Fig. 3.

Dus $\frac{V}{E_m} = 0,83$, waaruit volgt $E_m = 1000 = 1205$ volt. De amplitude van de secundaire wisselspanning is dus 1205 volt, de effectieve waarde $E = \frac{E_m}{2} = 853$ volt.

Hier hebben we dus een geval, waarbij de effectieve spanning van de secundaire van den voedingstransformator lager kan zijn dan de gelijkgerichte spanning.

We hebben hier echter nog steeds te doen met geïdealiseerde toestanden. In de praktijk kunnen we daaraan niet voldoen, maar dat neemt niet weg dat de gelijkgerichte spanning groter kan zijn dan de effectieve wisselspanning. Bovenstaande geïdealiseerde berekening geeft een idee van de orde van grootte van de spanningen. Verderop zullen we die berekening nog corrigeren voor de gevallen, waarin de eigenschappen van dioden en transformatoren afwijken van den veronderstelden idealen toestand, dien we in het voorgaande hebben aangenomen.

De minimumcapaciteit van den ingangscapacitor. In het voorgaande werd aangenomen, dat de capaciteit van den shuntcondensator C over de belasting oneindig groot was. Omdat deze condensator eigenlijk het begin is van de afvlakrichting (tenminste in de meeste gevallen; uitzonderingen zullen we nog leeren kennen) zullen we dezen in het vervolg ingangscapacitor noemen. De capaciteit daarvan kan natuurlijk nooit oneindig groot worden genomen en daarom zullen we moeten onderzoeken welke de invloed is van een ingangscapacitor met eindige capaciteit en welke minimum-waarde toelaatbaar is voordat de voorgaande berekeningen hun waarde verliezen.

Wanneer C niet oneindig groot is dan zal de waarde van de gelijkgerichte spanning niet constant kunnen zijn, zooals boven werd aangenomen. Er zal een z.g. rimpel ontstaan d.w.z. op sommige oogenblikken gedurende een periode is de condensatorspanning (of de gelijkgerichte spanning) groter, op andere oogenblikken kleiner dan de gemiddelde waarde. Dit is als volgt te verklaren. Gedurende den tijd dat de diode geen stroom doorlaat, ontladde de condensator zich over den belastingsweerstand R en de spanning zal dus dalen. Op een zeker moment wordt de transformatorspanning gelijk aan de tegenspanning van den condensator en vanaf dat oogenblik laat de diode stroom door tot op het oogenblik, dat de condensatorspanning weer gelijk is geworden aan de transformatorspanning. Dan begint de condensator zich weer te ontladen. Gedurende den tijd dat de diode stroom doorlaat, wordt de condensator geladen en de spanning loopt dus op. Dit zullen we de laadperiode noemen. Aan het begin van de laadperiode is de condensatorspanning dus lager dan de gemiddelde gelijkge-

richte spanning, aan het einde van de laadperiode hooger.

Niet alleen dat we een rimpel krijgen, wanneer we den ingangscondensator verkleinen, ook de gemiddelde gelijkgerichte spanning kan dalen. Dit zien we gemakkelijk in, wanneer we den condensator geheel weggenomen denken. We krijgen dan elke periode een stroomstoot door R en de gemiddelde waarde van de gelijkgerichte spanning krijgt een zeer bepaalde waarde en kan niet meer betrekkelijk willekeurig t.o.v. E_m worden aangenomen. Zonder ingangscondensator wordt de gemiddelde waarde van de gelijkgerichte spanning gelijk aan (zie Appendix II):

$$V = \frac{E_m}{\pi} \cdot \frac{R}{R + R_1} = 0,3185 E_m \frac{R}{R + R_1},$$

dus in elk geval kleiner dan 32 % van E_m . Bij de vaststelling van de waarde van den ingangscondensator moeten we er dus ook rekening mee houden, dat we een eenmaal gevonden waarde $a = V/E_m$ niet behoeven te veranderen m.a.w. dat we door een te kleine waarde van den ingangscondensator een te grooten rimpel toelaten.

De vraag is dus nu: hoe klein mogen we onder gegeven omstandigheden de waarde van den ingangscondensator kiezen, voordat de gemiddelde waarde van de gelijkgerichte spanning belangrijk gaat afwijken van de eenmaal aangenomen waarde. Daartoe diene de volgende redeneering.

De ontlaadtijd van den condensator is (tenminste bij enkelvoudige gelijkrichting, waarover we tot nu toe uitsluitend hebben gesproken) langer dan de laadtijd. Het gevaar bestaat dus, dat de condensator tijdens de ontlading meer spanning verliest, dan in de laadperiode bijgeleverd kan worden. Wanneer dit het geval is, b.v. bij te kleinen condensator, dan daalt de gemiddelde gelijkgerichte

spanning beneden de aangenomen waarde. Tegenover dien korteren laadtijd staat evenwel het feit, dat de condensator geladen wordt over een veel kleineren weerstand (n.l. R_1 , die gewoonlijk $\ll R$ is) dus vlugger wordt geladen, hoewel een gedeelte van den stroom door de diode direct door R gaat. Om zeker te zijn, zullen we aannemen, dat de ontlaadperiode van den condensator het ongunstigste deel van de periode is en dus voor de maximale en minimale spanning van den condensator resp. optredende aan begin en eind van de ontlading bepaalde waarden stellen.

We kiezen deze waarden op grond van de volgende redeneering. In het ideale geval zou de condensator geladen worden tot een waarde E_m . Om bij berekeningen weer terug te komen op de waarde $a = V/E_m$, die we bij het berekenen van de spanningen hebben gevonden, zullen we aannemen dat de maximale condensatorspanning gelijk wordt aan $(2 - a)V$, wat voor waarden aan a kleiner dan 1 zeker kleiner is dan $E_m = V/a$. Wanneer we verder aannemen dat de minimumwaarde van de condensatorspanning evenver beneden de gemiddelde waarde ligt, als het maximum erboven, dan vinden we gemakkelijk dat die minimumwaarde gelijk moet zijn aan aV . We weten dus nu de verhouding van maximum- en minimumwaarde van de condensatorspanning n.l. $(2 - a)/a$; bovendien kunnen we uit de waarde van a ook den ontlaadtijd berekenen, zoodat we alle gegevens voorhanden hebben om den condensator te berekenen (zie Appendix III). Voor waarden van a kleiner dan 0,90, en dat is practisch haast altijd het geval, kunnen we de minimumwaarde van den ingangscondensator berekenen uit:

$$C = \frac{0,018 \cdot + 0,23 (1-a)}{f \times R_1} \text{ farad,}$$

waarin: $a = V/E_m =$ verhouding van gemiddelde gelijkgerichte spanning tot amplitude van de wisselspanning of:

$a = 0,707 V/E_{eff}$, als E_{eff} de effectieve wisselspanning is;

$f =$ frequentie van de wisselspanning in perioden per seconde;

$R_1 =$ inwendige weerstand (impedantie) van de diode in ohm.

Voor het gemak is in fig. 4 in een diagram aangegeven het verloop van de waarde $p = f R_1 C$ afhankelijk van de waarde a .

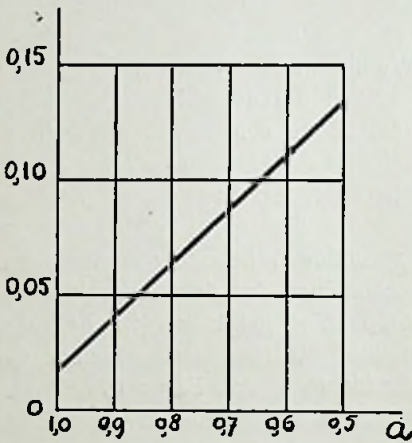


Fig. 4.

Misschien zal men zich afvragen waarom dit onderzoek naar de minimumgrootte van den ingangscondensator met zulk een nadruk is behandeld. Daarvoor zijn twee afdoende antwoorden. In de eerste plaats dat het rendement — wanneer we hieronder verstaan de verhouding van de gemiddelde waarde van de gelijkgerichte spanning tot de amplitude van de wisselspanning — van den gelijkrichter belangrijk kan afnemen wanneer die condensator te klein wordt genomen. Dit is in het voorgaande duidelijk aangetoond. In de tweede plaats is het helemaal niet noodig den condensator groter te maken dan noodzakelijk zonder dat daarbij het rendement in gevaar

komt. Vooral in plaatstroomapparaten voor grotere spanningen is dit een punt van economische beteekenis, omdat de condensatoren voor grotere spanningen niet zoo heel goedkoop zijn.

Voorbeeld van berekening. Voor een 25-watt versterker met voortrappen is een p.s.a. noodig dat bij een belasting van 60 milliampère een spanning van 500 volt kan leveren. We hebben hiervoor de beschikking over een diode die met een wisselspanning van 500 volt effectief mag worden gebruikt en die een inwendigen weerstand heeft van 300 ohm. Welke secundaire spanning moet de transformator kunnen leveren en hoe groot moet de capaciteit van den ingangscondensator minstens zijn?

Gegeven is dus: gemiddelde gelijkgerichte stroom $I = 0,06$ A., $V = 500$ volt; $R_1 = 300$ ohm. Hieruit kunnen we den factor k berekenen en vinden:

$$k = \frac{I R_1}{V} = \frac{0,06 \times 300}{500} = 0,036$$

Uit fig. 3 lezen we voor deze waarde van k af: $a = 0,7925$. De effectieve waarde van de secundaire transformatorspanning moet dus zijn:

$$E_{eff} = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \frac{V}{a} = \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{500}{0,7925} = 446 \text{ volt.}$$

Wanneer de frequentie van de wisselspanning 50 per/sec. is dan vinden we voor de minimumcapaciteit van den ingangscondensator:

$$\begin{aligned} C &= \frac{0,018 + 0,23(1-a)}{f R_1} = \\ &= \frac{0,018 + 0,23 \times 0,2075}{50 \times 300} = \\ &= \frac{6,56 \times 10^{-2}}{15 \times 10^3} = \frac{65,6}{15} \times 10^{-6} \text{ F.} \end{aligned}$$

Dus:

$$C = 4,38 \times 10^{-6} \text{ F.} = 4,38 \mu \text{ F.}$$

We willen niet nalaten in dit verband te verwijzen naar „Radio-Expres” No. 29 van 21 Juli 1933, waar op pag. 397 in

het artikel „Het zend-p.s.a.” ook over den invloed van den ingangscondensator wordt gesproken en wordt geconstateerd dat toename van de gemiddelde gelijkgerichte spanning nagenoeg niet meer optreedt wanneer we met vergrooten van den ingangscondensator een zekere waarde zijn gepasseerd. Deze waarde hebben we in het voorgaande bij benadering leeren berekenen. De spanningsreguleerende werking van den ingangscondensator wordt echter in het genoemde artikel wel een beetje te laag aangeslagen, zooals we nog zullen aantonen.

Een andere opmerking in het genoemde artikel willen we hier echter weerleggen en wel deze: „Ten slotte is een verandering van 4 op 5 μ F. nauwelijks meer merkbaar aan de outputspanning. Maar nu verkeeren we ook in het ongunstige geval, dat bij ieder positieve piek op de gelijkrichtlamp een veel te groote stroomstoot ontstaat die de oorzaak is dat we èn gelijkrichtlamp(en) èn eersten condensator met spoed naar de andere wereld kunnen helpen”. Zooals dat hier staat, moet het den indruk wekken dat *in elk geval* het gebruik van condensatoren van 4 à 5 μ F. als ingangscondensator ontraden moet worden omdat ze gevaar voor zichzelf en de gelijkrichtlamp meebrengen. Maar dit is niet waar, want dit hangt heelemaal af van het ontwerp van het p.s.a. Want we mogen gerust aannemen, dat de hoogste anodespanning die aan de diode kan optreden, gelijk is aan de amplitude van de wisselspanning minus de gemiddelde waarde van de gelijkgerichte spanning. En dit verschil kan en moet zoo gekozen worden dat de maximaal toelaatbare anodespanning van de diode niet wordt overschreden, zoodat er geen gevaar voor de lamp bestaat. De condensator moet natuurlijk de hoogst optredende

spanningen kunnen verdragen, in dit geval berekend zijn om betrouwbaar de effectieve wisselspanning te kunnen verwerken. Bij het inschakelen van het p.s.a. zijn er dan natuurlijk oogenblikken dat de diode overbelast wordt, vooral wanneer gloei- en plaatspanning gelijktijdig worden ingeschakeld. Maar voorzover de gebruikte lampen dit niet kunnen verdragen — en bij gelijkrichtlampen voor grooter vermogen is dit meestal het geval — moeten we de noodige voorzorgen nemen n.l. eerst den gloeidraad op temperatuur laten komen en dan de transformatorspanning regelbaar maken. Omgekeerd beteekent dit ook dat we bij uitschakelen eerst den transformator voor anodespanning moeten uitschakelen enz.

Aansluitend hieraan willen we er nog op attent maken, dat heel veel gelijkrichtlampen een kortsluiting van niet al te langen duur kunnen verdragen, een toestand die zeker ongunstiger is, dan de door bovenstaande opmerking gewraakte schakeling. Om samen te vatten: het gebruik van grootere ingangscondensatoren is niet verwerpelijk, mits we de noodige voorzorgen nemen.

Correcties voor niet-ideale werkings-toestanden. In het voorgaande werden twee dingen geïdealiseerd n.l. de diode en de voedingstransformator. We zullen nu moeten onderzoeken op welke wijze we de afgeleide formules moeten corrigeren om ook voor de niet-ideale toestanden bij benadering de secundaire transformatorspanning en de grootte van den ingangscondensator te kunnen bepalen.

a. *De voedingstransformator.* Het mag bekend worden verondersteld dat er in den transformator verliezen optreden, zoodra deze stroom moet leveren; verliezen die van dien aard zijn dat de secundaire klemmspanning kleiner is

dan de geïnduceerde e.m.k. We zouden nu natuurlijk kunnen zeggen dat dit een kwestie is van het ontwerp van den transformator en inplaats van met de e.m.k. te rekenen (wat we in het geval van den idealen transformator doen!) met de klemmenspanning rekenen. Maar dan heeft de voorafgaande berekening een belangrijk kleinere beteekenis, omdat we dan niet meer met een sinusvormig verloop van de transformatorspanningen mogen rekenen. Immers zoo gauw de transformator stroom moet gaan leveren, daalt de spanning en dat beteekent dan, dat de vorm van de wisselstroomkromme verandert. Daarom zullen we liever met de secundaire e.m.k. van den transformator rekenen en de optredende verliezen bij belasting extra in rekening brengen. Het spreekt vanzelf dat bij de eigenlijke berekening van den transformator de normale weg kan worden gevolgd en gerekend kan worden met de secundaire klemmenspanning bij belasting. Want die kunnen we op grond van onze voorgaande berekening ook vaststellen.

Bovenstaande berekeningen over het p.s.a. moeten we dus zoo lezen dat E_m voorstelt de amplitude van de secundaire electromotorische kracht van den transformator. Behalve de inwendige weerstand van de diode moet dus nu de verliesweerstand van den transformator, die daarmede in serie staat, ook nog in rekening worden gebracht. De ohmsche weerstand van de secundaire wikkeling R_2 is een deel van dezen weerstand. Het andere deel is de „getransformeerde” weerstand van de primaire wikkeling. Dit kunnen we als volgt gemakkelijk inzien. Zoo gauw er in de secundaire van den transformator een stroom gaat vloeien, wordt er in de primaire een tegen-electromotorische kracht opgewekt, die door de primaire spanning

moet worden overwonnen. Daartoe moet de primaire stroom grooter worden en deze toename heeft in den primairen weerstand een spanningsverlies tengevolge. De primaire spanning blijft constant; het ohmsche spanningsverlies is dus oorzaak, dat de secundaire spanning als gevolg van dien primairen weerstand ook nog iets afneemt. Hetzelfde effect zouden we ook krijgen als we den weerstand van de secundaire vermeerderd denken met den „getransformeerden” primairen weerstand. Is n_1 het aantal primaire windingen, n_2 het aantal secundaire, de transformatieverhouding dus $u = n_2/n_1$, dan kan worden aangetoond (zie Appendix IV) dat de „getransformeerde” primaire weerstand gelijk is aan:

$$R_1^i = u^2 R_1 = (n_2/n_1)^2 R_1.$$

De totale verliesweerstand van den transformator, die in serie staat met den inwendigen weerstand van de diode is dus:

$$R_v = R_2 + u^2 R_1.$$

Bovenstaande berekeningen blijven dus van waarde wanneer we voor E_m lezen: secundaire e.m.k. van den transformator en wanneer we R_1 vermeerderen met R_v dus voor R_1 schrijven $R_1 + R_v$. Nu weten we als regel R_1 en R_2 van een te ontwerpen transformator niet en evenmin de transformatieverhouding u , maar dan behelpen we ons voorloopig met een schatting van deze waarden, gebaseerd op de kennis van de waarden van vroeger gemaakte of berekende transformatoren. We zullen dit nog toelichten door een voorbeeld.

b. *De invloed van de kromming van de karakteristiek van de diode.* Er is aangenomen dat de karakteristiek van de diode een rechte lijn zou zijn, want de aanname van een constanten inwendigen weerstand beteekent niets anders. In werkelijkheid is dit niet het geval en

is de karakteristiek bij de kleinere waarden van anodespanning vrij sterk gebogen. Ook de overgang in den verzadigingsstroom gaat met een vrij sterke bocht. De bovenkant van de karakteristiek in de buurt van den verzadigingsstroom interesseert ons hier weinig want de tegenwoordig gebruikelijke hoogvacuum dioden worden zelden zoo gebruikt, dat ze in den verzadigingsstroom loopen. We zullen voorloopig alleen de correctie voor hoogvacuumdioden bespreken; het gebruik van gasgevulde gelijkrichters zullen we in een afzonderlijk gedeelte van dit artikel behandelen.

Welke correctie moeten we nu toepassen, wanneer we toch blijven rekenen met een constanten inwendigen weerstand? Dit zullen we duidelijk maken aan de hand van fig. 5. In deze figuur is door

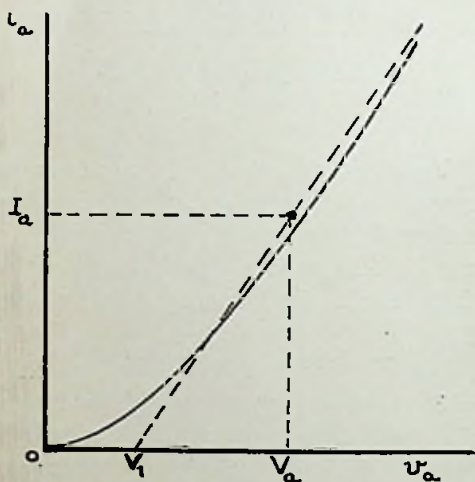


Fig. 5.

de getrokken lijn de vorm van de karakteristiek van een hoogvacuum diode aangegeven d.w.z. het verband tusschen den anodestroom i_a en de anodespanning v_a . Deze karakteristiek is niet recht m.a.w. de inwendige weerstand van de diode is niet constant voor verschillende waarden van v_a .

Voor onze berekeningen vervangen we nu de werkelijke karakteristiek door een lineaire, zooals aangegeven door de gestippelde lijn, die gedeeltelijk boven, gedeeltelijk onder de werkelijke karakteristiek ligt. Deze geïdealiseerde diodekarakteristiek gaat niet door het nulpunt van stroom en spanning maar snijdt op de v_a -as een deel V_1 af. Dit beteekent dus, dat we aannemen dat de diode eerst stroom begint door te laten, wanneer de anodespanning een bedrag V_1 heeft bereikt. Maken we de anodespanning nu grooter dan V_1 dan zien we dat bij kleinere waarden van v_a de stroom door de diode volgens de geïdealiseerde karakteristiek kleiner is dan de werkelijke stroom, bij de grootere waarden van v_a iets grooter dan de werkelijke stroom. Juist hierdoor kunnen we door de geïdealiseerde karakteristiek vrij nauwkeurig het gedrag van de diode voorstellen. Daar we aannemen dat de diode eerst bij een spanning V_1 (die voor elke diode natuurlijk afzonderlijk moet worden bepaald) stroom begint door te laten, moeten we de tegenspanning V op de diode dus vermeerderen met een bedrag V_1 . Deze waarde V_1 ligt bij de gebruikelijke dioden in de buurt van 15 à 20 volt. De inwendige weerstand van de diode is nu gegeven door de helling van de geïdealiseerde karakteristiek. Deze wordt als volgt vastgesteld: bij een zekere waarde V_a leest men op de geïdealiseerde karakteristiek af een zekeren anodestroom I_a . De inwendige weerstand waarmee we

hebben te rekenen is dan: $R_i = \frac{V_a - V_1}{I_a}$

waarin V_a en V_1 in volt en I_a in ampère moet worden ingevuld om R_i in ohm te krijgen.

De gegeven berekeningen moeten dus nu worden gecorrigeerd op de volgende wijze. Inplaats van R_i schrijve men $R_i + R_v$, waarin R_v de totale verliesweerstand

van den transformator is en R_i de inwendige weerstand van de geïdealiseerde diode. Verder moet de tegenspanning V op de diode worden vermeerderd met de tegenspanning V_1 van de diode, zooals die wordt bepaald uit de geïdealiseerde karakteristiek. Verder is E_m de amplitude van de secundaire e.m.k. van den transformator. We krijgen dus:

gemiddelde waarde van den gelijkgerichten stroom (in A.) $I = k \frac{V + V_1}{R_i + R_v}$,
 waaruit te berekenen is k en daarna

$$a = \frac{V + V_1}{E_m};$$

minimum waarde van den ingangscapacitor (in F.):

$$C = \frac{0,018 + 0,23(1-a)}{f(R_i + R_v)}.$$

We merken hierbij op, dat door de tegenspanning van de diode de waarde a iets grooter is dan in het ideale geval, waarin de rimpel werd berekend naar de waarde van V/E_m . Dit minimale verschil (V_1 is in de ongunstigste gevallen ongeveer 10 % van V) zullen we echter buiten beschouwing laten, omdat het hier meer gaat om de orde van grootte van C dan wel om een nauwkeurige vooruitberekening van de juiste waarde.

Voorbeeld van berekening. In fig. 6 is gegeven de karakteristiek van een diode (Marconi type U6). Deze diode moet worden gebruikt in een p.s.a. dat bij een spanning van 600 volt een stroom van 50 mililampère moet kunnen leveren (waarvan 50 volt verbruikt wordt in de afvlakmoorspoel en 550 volt nuttig beschikbaar moet zijn). Gevraagd worden de gegevens voor berekening van den transformator en de waarde van de ingangscapaciteit.

In de eerste plaats gaan we de karakteristiek van de diode idealiseeren en daaruit V_1 en R_i vaststellen. De geïde-

liseerde karakteristiek is in fig. 6 ingetekend. Daarbij lezen we af $V_1 = 18$

$$\text{volt; } R_i = \frac{100 - 18}{220 \times 10^{-3}} = 373 \text{ ohm.}$$

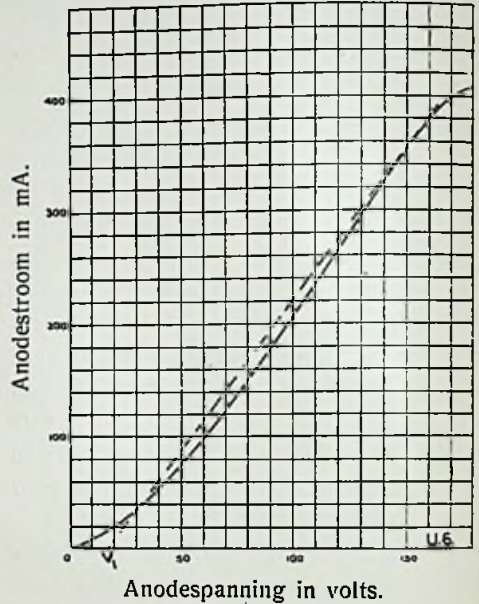


Fig. 6.

Voor den te gebruiken transformator moeten we nu voorloepig een schatting maken. We nemen de primaire spanning aan op 220 volt en schatten de secundaire e.m.k. die we nodig hebben op 660 volt, zoodat we hebben $u = \frac{660}{220} = 3$. Uit ervaring weten we dat we voor dit type transformator den primairen weerstand kunnen schatten op ongeveer 20 ohm, den secundairen op ongeveer 400 ohm. Met deze waarden hebben we voor R_v :

$$R_v = 400 + 3^2 \times 20 = 580 \Omega.$$

We krijgen dus als basis voor bereke-

ningen: $I = k \frac{V + V_1}{R_i + R_v}$ of

$$0,05 = k \frac{600 + 18}{373 + 580} = k \frac{618}{953},$$

waaruit: $k = 0,0775$.

Uit fig. 3 vinden we voor deze waarde van k : $a = 0,69$.

De amplitude van de secundaire e.m.k. moet dus zijn $E_m = \frac{618}{0,69} = 895 \text{ V.}$;

de effectieve secundaire e.m.k. dus

$$E_2 = \frac{895}{\sqrt{2}} = 632 \text{ V.}$$

Voor de transformatieverhouding vinden

$$\text{we dus } u = \frac{632}{220} = 2,87.$$

Voor deze waarde van u zouden we nu de berekening opnieuw op kunnen zetten. Maar we kunnen ook zeggen: de transformator mag geen grooteren verliesweerstand hebben dan 580Ω . Wanneer we dan een primairen weerstand van 20 ohm aanhouden, zouden we dus kunnen vastleggen dat R_2 hoogstens gelijk mag zijn aan $R_2 = 580 - 2,87^2 \times 20 = 415 \Omega$.

De secundaire klemmenspanning en belasting kunnen we als volgt bij benadering berekenen. De hoogst optredende spanning over diode en verliesweerstand van den transformator is $E_m - V = 295 \text{ volt}$. Hiervan komt op de diode:

$$\frac{R_1}{R_1 + R_v} \times 295 = \frac{373}{952} \times 295 \approx 115 \text{ volt.}$$

De maximale stroom door de diode is dus volgens de karakteristiek $\approx 250 \text{ mA}$. Dit kunnen we beschouwen als de amplitude van den secundairen stroom door den transformator. De effectieve secundaire stroom is dus

$$I_2 = \frac{250}{\sqrt{2}} = 177 \text{ mA.}$$

Den transformator moeten we dus berekenen op een secundaire klemmenspanning van $E_2 - I_2 R_v = 632 - 0,177 \times 580 = 529 \text{ volt}$ effectief en een belasting van 177 mA effectief.

Voor de berekening van de minimumcapaciteit van den ingangscondensator

zijn ook alle gegevens bij de hand. We vinden:

$$C = \frac{0,018 + 0,23(1-a)}{f(R_1 + R_v)} = \frac{0,018 + 0,23(1-0,69)}{50 \times 953} = 1,875 \times 10^{-6} \text{ F.}$$

wanneer we de frequentie f op 50 per/sec . aannemen.

Deze waarde ronden we natuurlijk af op $2 \mu\text{F}$.

Appendices.

1. Berekening van de gemiddelde waarde van den gelijkgerichten stroom.

De gemiddelde waarde van den gelijkgerichten stroom I is volgens fig. 2 te berekenen uit:

$$I = \frac{1}{T} \int_{t_1}^{t_2} \frac{1}{R_1} (E_m \sin \omega t - V) dt = \frac{1}{T R_1} \left\{ \frac{E_m}{\omega} (\cos \omega t_1 - \cos \omega t_2) - V (t_2 - t_1) \right\}$$

Hierin is:

$$\sin \omega t_1 = V/E_m = a, \text{ dus } \cos \omega t_1 = \sqrt{1-a^2};$$

$$t_2 = \frac{T}{2} - t_1 \text{ en } \frac{\omega T}{2} = \pi$$

Dus:

$$I = \frac{1}{T R_1} \left\{ 2 \frac{E_m}{\omega} \cos \omega t_1 - V \left(\frac{T}{1} - 2 t_1 \right) \right\} = \frac{V}{R_1} \left\{ \frac{2 \cos \omega t_1}{a \omega T} - \frac{1}{T} \left(\frac{T}{2} - 2 t_1 \right) \right\} = \frac{V}{R_1} \left\{ \frac{\sqrt{1-a^2}}{\pi a} - \left(\frac{1}{2} - 2 \frac{t_1}{T} \right) \right\} = \frac{V}{R_1} \left\{ \frac{\sqrt{1-a^2}}{\pi a} - \left(\frac{1}{2} - \frac{2 \omega t_1}{\omega T} \right) \right\} = \frac{V}{R_1} \left(\frac{\sqrt{1-a^2}}{\pi a} + \frac{bg \sin a}{\pi} - \frac{1}{2} \right).$$

Nu is I gelijkgesteld met $k \frac{V}{R_i}$, zoodat we voor den factor k vinden:

$$k = \frac{\sqrt{1-a^2}}{n a} + \frac{bg \sin a}{\pi} - \frac{1}{2}$$

II. *Berekening van de gemiddelde gelijkgerichte spanning zonder ingangscondensator.*

Wanneer er geen ingangscondensator is, verdwijnt ook de tegenspanning V en de diode zal gedurende de halve periode dat de anodespanning positief is, stroom doorlaten. Gedurende die halve periode is de anodespanning gelijk aan $\frac{e R_i}{R + R_i}$, de spanning over den belastingsweerstand dus $\frac{e R}{R + R_i}$. Als gemiddelde waarde van de gelijkgerichte spanning vinden we dus:

$$V = \frac{1}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} \frac{R}{R + R_i} E_m \sin \omega t dt = \frac{2 E_m R}{T(R + R_i)}$$

$$V = \frac{E_m}{\pi} \cdot \frac{R}{R + R_i}$$

III. *Berekening van de minimum waarde van de ingangscapaciteit.*

In den tekst is reeds besproken op welke gronden is aangenomen dat de ontlading van den condensator een spanningsverandering geeft van de beginw. $(2 - a) V$ op de eindwaarde $a V$. Voor de verdere berekening van de capaciteit C moeten we het er nu nog over eens worden hoe groot de ontladingsduur van den condensator is. Uit fig. 2 zal het zonder meer duidelijk zijn dat deze ontladingsduur t afhankelijk is van de verhouding $a = V/E_m$, want hoe grooter de waarde van a , des te kleiner is het tijdsverloop t dat de diode stroom doorlaat. Nu is $t + t' = T =$ de periode van den wisselstroom en bij constante tegenspanning V kunnen we voor verschillende waarden van a de waarden

van t_1 en t berekenen. De tegenspanning is echter niet constant maar verandert gedurende den doorlaattijd t_1 van de diode van $a V$ op $(2 - a) V$. We zullen echter toch blijven rekenen met de waarde t_1 voor constante tegenspanning en wel om de volgende reden. Op het tijdstip dat de diode stroom begint door te laten is de condensatorspanning lager dan de gemiddelde spanning V . Dit tijdstip t_{11} (zie fig. 2) valt dus eerder dan voor het ideale geval door t_1 is aangegeven. Maar aan het einde van den doorlaattijd is de condensatorspanning hoger dan V , dus ook het tijdstip t_{12} waarop de condensatorlading eindigt, valt eerder dan t_2 in het ideale geval. We veroorloven ons nu de vrij nauwkeurige benadering, dat we aannemen $t_{12} - t_{11} = t_2 - t_1 = t$, zoodat ook voor elk specifiek geval de ontladingsduur t is vastgelegd en kunnen nu de waarde van den condensator berekenen.

Volgens App. I is het tijdstip t_1 gegeven door $\sin \omega t_1 = a = \sin 2\pi \frac{t_1}{T}$

waaruit volgt: $\frac{t_1}{T} = \frac{bg \sin a}{2\pi}$.

Volgens fig. 2 is de doorlaattijd van de diode nu $t_1 = \frac{T}{2} - 2t_1$, de ontladingsduur van den condensator dus

$$t = T - t_1 = T - \left(\frac{T}{2} - 2t_1 \right) = \frac{T}{2} + 2t_1 =$$

$$= T \left(\frac{1}{2} + 2 \frac{t_1}{T} \right) = T \left(\frac{1}{2} + \frac{bg \sin a}{\pi} \right) =$$

$$= \frac{1}{f} \left(\frac{1}{2} + \frac{bg \sin a}{\pi} \right),$$

wanneer f de frequentie in per/sec. van de transformatorspanning voorstelt.

In dit tijdsverloop t ontladde de condensator C over een weerstand R waarbij de spanning daalt van de waarde $(2 - a) V$ op $a V$.

Dus:

$$a V = (2 - a) V \varepsilon^{-\frac{1}{RC}}$$
 wanneer ε de basis van de natuurlijke logaritmen is.

We vinden dus:

$$\varepsilon^{-\frac{1}{RC}} = \frac{a}{2 - a} \text{ of } \varepsilon^{\frac{1}{RC}} = \frac{2 - a}{a}$$

en:

$$\frac{t}{RC} = \ln \frac{2 - a}{a} = \ln(2 - a) - \ln a.$$

Met de zoeven berekende waarde van t vinden we dus:

$$f R C = \frac{\frac{1}{2} + \frac{\lg \sin a}{\pi}}{\ln(2 - a) - \ln a}.$$

De belastingsweerstand R is nu gelijk aan de gemiddelde waarde V van de gelijkgerichte spanning gedeeld door de gemiddelde waarde I van den gelijkgerichten stroom. Dus:

$$R = \frac{V}{I} = \frac{V}{k V} = \frac{R_1}{k}.$$

Hiermede vinden we uiteindelijk

$$p = f R_1 C = \frac{k \left(\frac{1}{2} + \frac{\lg \sin a}{\pi} \right)}{\ln(2 - a) - \ln a}.$$

We vinden de volgende waarden afhankelijk van a :

a	k Tabel I	$\frac{1}{2} + \frac{\lg \sin a}{\pi}$	$\ln \frac{2 - a}{a}$	$f R_1 C$ R_1 in Ω , C in F.
0,95	0,0042	0,900	0,1008	0,0375
0,90	0,0095	0,856	0,1925	0,0417
0,85	0,0193	0,822	0,302	0,0525
0,80	0,0330	0,794	0,405	0,0646
0,75	0,0505	0,760	0,511	0,0750
0,70	0,0705	0,746	0,620	0,0849
0,65	0,0970	0,725	0,734	0,0960
0,60	0,1295	0,706	0,848	1,080
0,55	0,1690	0,695	0,972	1,210
0,50	0,2187	0,667	1,099	1,325

Zetten we deze waarden van p uit in een grafiek t.o.v. a dan vinden we dat

voor de waarden van a kleiner dan 0,9 de grafiek nagenoeg lineair verloopt. Practisch zullen we steeds hebben te doen met waarden van a kleiner dan 0,9 en daarvoor kunnen we het lineaire gedeelte van de grafiek $p = f(a)$ voorstellen door:

$$p = f R_1 C = 0,018 + 0,23(1 - a)$$

IV. Berekening van den „getransformeerden” primairen weerstand van een transformator.

Een secundaire stroom I_2 beteekent een stroomtoename $I_1 = \frac{n_2}{n_1} I_2$ in de primaire van den transformator. Deze stroom I_1 geeft in de primaire een spanningsverlies $I_1 R_1$. Van de primaire spanning E_1 blijft dus $E_1 - \frac{n_2}{n_1} I_2 R_1$ beschikbaar voor transformatie. De secundaire spanning wordt dan dus:

$$E_2^1 = \frac{n_2}{n_1} \left(E_1 - \frac{n_2}{n_1} I_2 R_1 \right)$$

$$E_2^1 = \frac{n_2}{n_1} E_1 - \left(\frac{n_2}{n_1} \right)^2 R_1 I_2.$$

De stroom I_2 geeft in de secundaire bovendien een spanningsverlies $I_2 R_2$, zoodat de secundaire klemmenspanning gelijk is aan:

$$E_{2k} = E_2^1 - I_2 R_2 = \frac{n_2}{n_1} E_1 - \left(\frac{n_2}{n_1} \right)^2 R_1 I_2 - I_2 R_2$$

In onbelasten toestand is de secundaire e.m.k. gelijk aan:

$$E_2 = \frac{n_2}{n_1} E_1.$$

We zien dus, dat we kunnen rekenen met de secundaire e.m.k. mits we voor de berekening van de secundaire klemmenspanning den secundairen weerstand vermeerderen met den „getransformeerden” weerstand van de primaire:

$$R_1^1 = \left(\frac{n_2}{n_1} \right)^2 R_1$$

Vervorming bij de telefoon.

Door Dr. H. C. HUIZING.

Terwijl de luidsprekertechniek sinds haar ontstaan belangrijke vorderingen heeft gemaakt, valt het op, dat de gewone telefoon in dezen vooruitgang vrijwel niet heeft gedeeld, — en dit te meer omdat laatstgenoemde weergever al van veel ouderen datum is, terwijl toch een geweldig aantal van deze instrumenten dag en nacht gebruikt wordt. Ongetwijfeld heeft de versterkertechniek de verstaanbaarheid, speciaal voor telefonie op afstand, belangrijk verbeterd en men bemerkt dan ook nauwelijks meer of men een lokaal dan wel een interlocaal gesprek voert. Dit beteekent echter niet, dat hiermee het optimum van verstaanbaarheid verkregen is. Integendeel, de verstaanbaarheid zou nog belangrijk verbeterd kunnen worden door toepassing van een betere kwaliteit weergever. Het heeft weinig zin nieuwe vindingen op andere punten van de transmissieketen toe te passen, zoolang één schakel een zwakke plek vertoont. Juist in dezen tijd nu men bijv. in ons land geleidelijk overgaat tot automatisering van het telefoonbedrijf en nieuwe toesteltypen in groote quanta geplaatst worden, had de gelijktijdige invoering van een verbeterd telefoontype van groote waarde kunnen zijn.

Niet alleen daarom valt het te betreuren, dat de ontwikkelingsgang van de telefoon ten achter is gebleven, doch ook voor de omroepontvangst zou een vervormingsvrije telefoon in die gevallen in een behoefte voorzien, waarin de luisteraar zijn huisgenooten ongewenscht tot meeluisteren dwingt:

De voorkomende telefoontypen zijn:

- 2e. de Baldwin-telefoon,
- 3e. de condensator-telefoon,
- 4e. de electro-dynamische telefoon.

Hiervan is de Bell-telefoon algemeen in gebruik en daarom willen wij aan de hand van eenige voorbeelden de vervormingsmogelijkheden van dit type eens nader bekijken. Wij spreken dan van niet-lineaire en lineaire vervorming.

Beschouwen wij eerst de niet-lineaire vervorming. Deze kan door verschillende oorzaken optreden:

1e. een te groote gelijkstroomcomponent, waardoor het werkpunt op de magnetisatiekromme niet in een lineair gedeelte ligt of waardoor de luchtspleet te klein wordt;

2e. te groote amplitude van den wisselenden magnetischen krachtstroom in verhouding tot den reeds aanwezigen krachtstroom;

3e. te groote trilplaatamplitude in verhouding tot de luchtspleet.

Wat de laatste twee factoren betreft, valt op te merken, dat de op de trilplaat uitgeoefende kracht kwadratisch afhangt van de magnetische kracht en ook kwadratisch van den afstand tot de polen. Hierdoor treedt dus zoowel voor de stroomamplitude als voor de trilplaatamplitude zelf een grens op, indien men de lineariteit wil behouden.

Bij een sinusvormigen stroom met hoekfrequentie ω is de op de trilplaat werkende kracht evenredig met

$$(B + b \sin \omega t)^2$$

hetgeen aanleiding geeft tot de periodieke termen

$$2 B b \sin \omega t \text{ en } - \frac{b^2}{2} \cos 2 \omega t$$

waarvan de laatste dus te verwaarloo-

zen blijft, zoolang b klein blijft. Is echter bijv. aan voorwaarde 2 niet meer voldaan, dan komt deze harmonische trilling te voorschijn. Een overdreven voorbeeld hiervan geeft fig. 1. In dit geval is de vervorming zeer sterk en wel zoodanig, dat de amplitude van de eerste harmonische ongeveer even groot is als die van den grondtoon. De in fig. 1 weergegeven trilplaatbeweging is verkregen door in

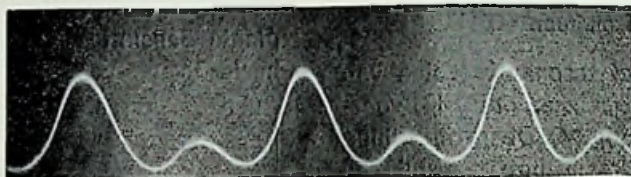


Fig. 1. $\sin \omega t - \cos 2 \omega t$. Grondtoon 50 H. Vergr. 150 \times .

het centrum der trilplaat een zeer licht stukje aluminiumfolie te bevestigen, dat dus de bewegingen meemaakt. Laat men op de eene zijde van dit folie een lichtbundel vallen, dan treedt anderzijds slechts licht uit door de uiterst kleine openingen in dit folie. Een dergelijke opening, die dus ook de trilplaatbeweging meemaakt, doet nu dienst als lichtbron en registreert de beweging op een voorbijvallende fotografische plaat. Als voorbeeld van een onvervormde trilling dient fig. 2, waarbij door de curve heen een tweede trilling (periode 0,01 sec.) loopt, die als frequentienormaal dient en afkomstig is van een 100-perioden stem-

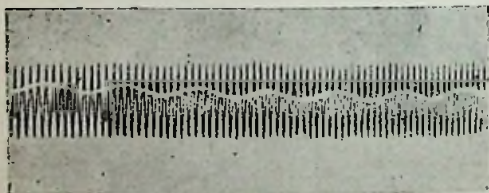


Fig. 2. Toonhoogte 1042 H.

vork, die den stralengang onderschept. Doordat de fotografische plaat valt en

dus een versnelde beweging heeft, komen de trillingen steeds verder uiteen te liggen.

Wat de lineaire vervorming betreft, kunnen wij twee oorzaken noemen:

1e. de trilplaat heeft bepaalde voorkeurfrequenties;

2e. de weerstand der windingen is niet voor alle frequenties gelijk.

Bij de gebruikelijke telefoons ligt de

grondtoon van de trilplaat bij een frequentie van omstreeks 900 hertz, hetgeen

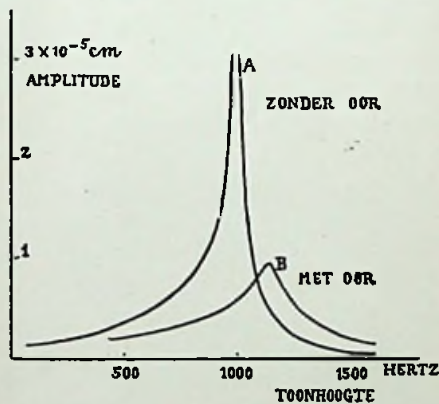


Fig. 3.

Resonantiekrommen van een Bell-telefoon.

bereikt wordt door een juiste keuze van straal en dikte. De demping is in 't algemeen zeer klein, zoodat de resonantiekromme een sterke piek vertoont; en wel van dien aard dat bij een frequentie gelijk aan de helft van den grondtoon de amplitude bijv. een tiental malen zoo klein is als in het resonantiepoint (zie fig. 3 kromme A). Voor de afgegeven geluidsenergie verschilt dit dus een fac-

tor 10^2 . In sommige gevallen is deze verhouding nog eenige malen grooter. Heeft men nu dus samengestelde trillingen, waarvan de grondtoon beneden 500 perioden ligt, dan ligt dikwijls één der

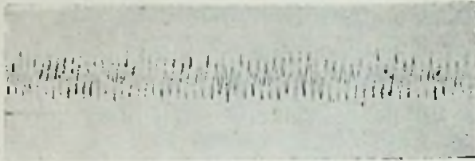


Fig. 4. Grondtoon 455 H.

boventonen in het resonantiegebied van den grondtoon. Een zeer duidelijk voorbeeld hiervan is fig. 4. De grondtrilling van den wisselstroom ligt hier bij 455 hertz. Het octaaf dat in de stroomtrilling veel zwakker was dan de grondtrilling, is echter zoo sterk naar voren gehaald

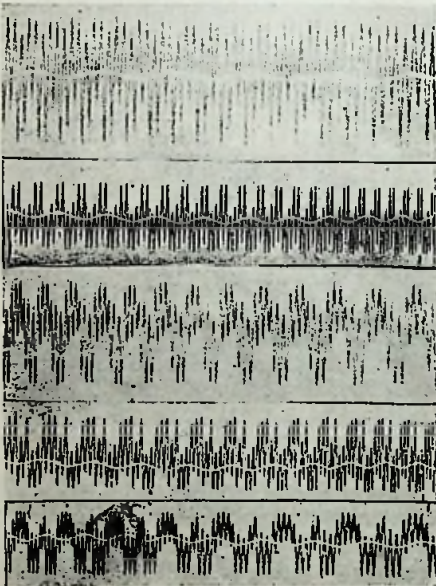


Fig. 5. Grondtoon, resp. 304, 233, 152, 130 en 82.5 hertz.

het in de trilplaatcurve een eenige malen grootere amplitude heeft dan de grondten gevolge van het resonantie-effect, dat

toon; deze laatste is geheel op den achtergrond geraakt, het geluid dus sterk vervormd. Voor stroomen van lagere frequentie treedt hetzelfde op, maar dan voor hogere harmonischen, indien deze in het trillingscomplex voorkomen. Fig. 5 geeft hiervan nog enkele voorbeelden, waarin tevens sprake is van niet-lineaire vervorming. Hier zijn het achtereenvolgens de harmonischen $3n_0$, $4n_0$, $6n_0$, $7n_0$ en $11n_0$ welke ongeveer samenvallen met den grondtoon (910 hertz) van de trilplaat. Tenslotte geeft fig. 6 een voorbeeld van een relaxatietrilling met



Fig. 6. Relaxatietrilling 44, 4 H. en vrije trilling 910 H.

grondtoon 44,4 hertz. Door het bekende hoekige verloop van een dergelijke stroomtrilling, krijgt de trilplaat periodiek een stoot en daardoor gelegenheid een vrije trilling uit te voeren, waarvan de frequentie dus die van den grondtoon is.

Bovenstaande curven zijn opgenomen, terwijl de telefoon vrij in de lucht straalt. In het gebruik houdt men de telefoon echter aan het oor, hetgeen een gunstige factor blijkt te zijn. Dit volgt onmiddellijk uit fig. 3 kromme B. Deze grafiek is opgenomen met de telefoon aan het oor en wel stevig aanliggend met behulp van een elastieken band om het hoofd, zoodat de afsluiting volkomen was. Hierdoor is het verschil tusschen de twee gevallen geprononceerder dan bij normaal gebruik. Uit de curven A en B blijkt, dat de grondtoon verschuift; dit komt doordat de lucht in den gehoorgang terugwerkt op de trilplaat. Deze wijziging

heeft, wat de vervorming betreft, geen beteekenis; wel echter de demping die aanmerkelijk grooter is geworden, zoodat de boven beschouwde lineaire vervorming gunstiger uitvalt, indien men de telefoon aan het oor brengt. In dit opzicht heeft telefoonontvangst dus iets vóór op luidsprekerontvangst.

Het kennen van de resonantiekromme van een vrij stralende telefoon heeft dus slechts betrekkelijke waarde; daarom heeft men naar methoden gezocht om deze resonantiekromme bij normaal acoustisch belaste telefoon te kunnen vinden. Daartoe werden twee methoden toegepast en wel de eene o.a. aangegeven door de C. C. I. T.¹⁾, waarbij de telefoon via een afgesloten ruimte van bepaald volume en druk acoustisch gekoppeld wordt aan een condensatormicrofoon, zoodat men met de laatste metingen kan verrichten. De andere methode maakt gebruik van een kunstoor, dat aan de telefoon wordt gekoppeld, terwijl men tevens een condensatormicrofoon gebruikt. Deze methode is o.a. door West in de laboratoria van het British Post Office ontwikkeld. Beter is het indien men met het menselijke oor aan de telefoon metingen kan verrichten. Ook voor de physiologie van het oor zelve kan dit van beteekenis zijn.

Daartoe willen wij de methode, zooals deze in het Groningsche oorheelkundig laboratorium is uitgewerkt en volgens welke curve B (en dus A ook) is opgenomen, even nader bezien. Brengen wij in onze telefoon een extra plaat aan bijv. vlak voor de trilplaat doch van deze geïsoleerd door een dunnen mica ring dan vormen de twee platen een condensator waarvan de capaciteit periodiek verandert als de trilplaat trilt. De andere plaat moet dus niet trillen, dus voldoende dik

zijn en tevens de uitstraling niet hinderen; dik kopergaas is dus bijv. geschikt. Deze condensator wordt nu opgenomen in een trillingskring I (fig. 7), in welke dus frequentie-modulatie optreedt, zoodra de trilplaat trilt. De grootte dezer

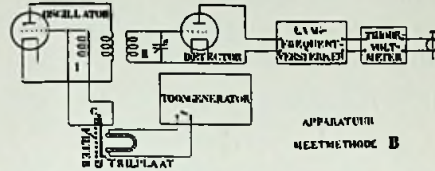


Fig. 7. Meetmethode met telefoon aan het normale oor.

modulatie wordt bepaald door de gemiddelde amplitude over het geheele trilplaat oppervlak d.i. dus een effectieve amplitude die ook juist de werkelijke geluidsstraling bepaalt. Het verdere deel der apparatuur dient om tot metingen te kunnen komen en is een soortgelijke schakeling als door Riegger¹⁾ is aangegeven.

Kring II wordt op den oscillator afgestemd, niet precies maar men werkt op een steil en lineair gedeelte van de resonantiekromme. Door de frequentiemodulatie treden nu spanningsvariaties in II op, welke gedetecteerd en versterkt worden. Tenslotte is de aflezing van den triodevoltmeter een maat voor de effectieve trilplaat-amplitude. Met een sinusvormigen toongenerator aan de telefoonwindingen kan men aldus bij willekeurige frequentie metingen verrichten, terwijl het oor tegen de telefoon gedrukt kan worden. Bij deze methode is dus de condensatormeetmicrofoon (trilplaat-filter) onderdeel van de telefoon zelf.

Tot nu toe beschouwden wij alleen de benedenzone van het spraakgebied bij de lineaire vervormingsmogelijkheden. Wat de hogere tonen betreft, treden dezelfde

¹⁾ Comité consultatif international télégraphique.

¹⁾ Wiss. Veröff. Siemens. Bd. 3 p. 67, 1924.

verschijnselen op door de hogere eigenfrequenties der trilplaat. Zooals bekend, vormen de eigenfrequenties van een trillende plaat geen harmonische reeks. Zij komen te voorschijn uit de oplossing van de voor een trillende plaat geldende differentiaalvergelijking, in dit geval voor een aan den rand geklemde. De algemeene vorm van deze oplossing luidt:

$$w(r, \varphi) = A \cos(n\varphi - \dots) \{ J_n(kr) + \lambda J_n(ikr) \} \cos(pt - \epsilon)$$

waarin J_n de Besselsche functie van de n^{de} orde is. Deze oplossing geeft lijnen en cirkels, alsmede de combinaties daarvan als knoopfiguren. Het optreden van een bepaalde trillingswijze hangt o.a. af van de wijze, waarop de plaat in trilling wordt gebracht. Zoo treedt bij de gewone tweepolige telefoon de eerste boventoon, d.i. met 1 knooplijn, niet op, daar de twee telefoonwikkelingen ongelijknamige polen leveren en het dus niet mogelijk is, dat de twee trilplaatheften tegenphasig bewegen. Boventonen met een even aantal knooplijnen kunnen echter wel optreden, evenals die met knoopcirkels welke laatste meestal zeer sterk zijn.

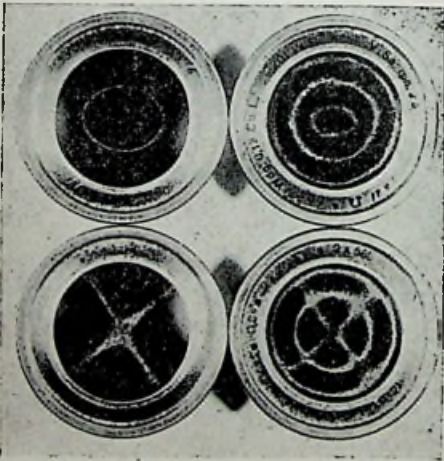


Fig. 8. Chladni-figures bij 2395, 3062, 10410 en 12060 hertz.

Fig. 8 laat een foto zien van de zandfiguren voor 4 sterk optredende trillingswijzen van een nieuw model telefoon, zooals deze in de in gebruik zijnde automatische telefoontoestellen voorkomt.

Deze knoopfiguren ontstaan als men den van een toongenerator afkomstigen wisselstroom op de juiste frequentie instelt. In het frequentiegebied tusschen 3062 en 10410 liggen nog enkele boventonen, waarvan die met 1 cirkel en 2 knooplijnen ook een zeer sterke uitstraling (bij 6160 hertz) geeft. Terwijl dus eenerzijds de aanwezigheid dezer boventonen maakt dat de trilplaat hoge tonen kan weergeven, zijn zij anderzijds weer een oorzaak van vervorming door hun hoge toppen in de resonantiekromme.

Tenslotte veroorzaken de luchtholten vóór en achter de trilplaat nog resonantie-effecten, welke gezien hun afmetingen ook in het hogere toongebied liggen. Trilplaat en luchtholte kunnen een gekoppeld systeem vormen met twee graden van vrijheid, waardoor twee eigenfrequenties in de resonantiekromme optreden. Dit verschijnsel kan men gemakkelijk hoorbaar maken door op de telefoon een eind buis te plaatsen dat door middel van een uitschuifbare tweede buis op een bepaalde lengte kan worden ingesteld. Door juiste instelling kan men de luchtkolom bijv. afstemmen op den grondtoon van de trilplaat, in welk geval het telefoonrendement veel grooter wordt en het afgegeven geluid zeer sterk. Het in de elektrische trillingsleer bekende dubbelgolf verschijnsel treedt hier evenzoo op. Fig. 9 geeft dit effect objectief weer en laat zien hoe de trilplaatamplitude afneemt en weer toeneemt door het uitwisselen van energie tusschen de beide trillingssystemen. Deze curve is verkregen door de trilplaat met behulp van een gelijkstroom een uitwijking te geven en daarna den stroom te verbreken, terwijl

een afgestemde buis op de telefoon bevestigd is.

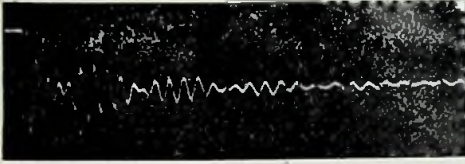


Fig. 9. Vrije trilling van een mechanisch-acoustisch systeem met twee vrijheidsgraden.

Hiermede hebben we de verschillende oorzaken, die tot vervorming kunnen leiden, naar voren gebracht en het blijkt dus, dat de moeilijkheid voornamelijk schuilt in de lineaire vervorming, daar we de niet-lineaire kunnen voorkomen door de amplitude binnen bepaalde

grenzen te houden. Evenals bij de ontwikkeling van de luidsprekertechniek schijnt ook hier het electrodynamische type zooals uitgewerkt door Wenté en Thuras¹⁾ de gewenschte verbetering²⁾ te zullen brengen. Momenteel echter is de prijs van dit type nog te hoog om voor algemeen gebruik in aanmerking te komen. Naast dit type zou echter ook het condensatormodel³⁾ belangrijk betere resultaten kunnen geven.

Otologisch Laboratorium te
Groningen, September 1933.

¹⁾ Bell Syst. Techn. J. Vol. 7 p. 140 1928, Vol. 10 p. 565, 1931.

²⁾ Fay en Hall: Journ. Acoust. Soc. Am. Vol. 5 p. 50, 1933.

³⁾ Green: Phil. Mag. Ser. 7 Vol. 2 p. 497 1926, Vol. 7 p. 115, 1929.

Meet- en contrôle-inrichtingen voor Radio- lijnoverdragingen en omroepstudio's.

Door

G. C. REITSMA.

1.

Inleiding.

Het over een gedeelte van haar weg voortgeleiden van radioprogramma's langs draadgeleidingen, hetzij luchtlijnen, telefoonkabels of speciale muziekkabels, neemt den laatsten tijd door het steeds intensiever wordende radioverkeer meer en meer toe. Deze radio-lijn-overdragingen, zooals we ze hier gemakshalve zullen noemen, kunnen ten doel hebben de plaats, van waaruit de uitzending geschiedt, d.i. b.v. de studio, de concert-

zaal, enz. met den zender te verbinden of wel het door een bepaalden zender uitgezonden programma ook aan één of meer andere zenders ter uitzending door te geven.

Het eerste vindt hier te lande veelvuldig plaats, het tweede daarentegen slechts zelden; in landen met vele, kleinere zenders, die niet elk voor zich een goed maar duur radioprogramma kunnen geven, wordt dit meer toegepast. Zij worden hierdoor ook in staat gesteld hun luisteraars op hoogen trap staande programma's voor te zetten.

Een dergelijke directe elektrische koppeling van meerdere zenders brengt dus zoowel technische als kunstzinnige en economische voordeelen met zich mede; technische omdat in tegenstelling met een „draadloze” koppeling de nadeelige invloeden van atmosferische storingen en sluiering worden ontgaan.

Bovendien worden de radioprogramma's den laatsten tijd ook dikwijls buiten den zender om via lijnverbindingen aan een aantal radiodistributiecentrales in de verschillende plaatsen des lands doorgegeven. Deze wijze van overdraging is vooral dan van belang, wanneer een draadloze uitzending tengevolge van luchtstoringen, sluiering enz. niet ongestoord ontvangen kan worden.

De radio-overdraging heeft bovendien voor het betrokken telefoonbedrijf het voordeel van een economischer gebruik der lijnen, daar de voornaamste radio-uitzendingen toch meest in de stille avonden plaats vinden.

Door het C.C.I. (Comité Consultatif International des Communications Téléphoniques à grande Distance) zijn voor de overdraging van radioprogramma's langs telefoonlijnen zoowel in technisch als in organisatorisch opzicht richtlijnen aangegeven, welke in verschillende landen tot den aanleg van een speciaal net van z.g. muziekgeleidingen hebben gevoerd.

Van een economisch standpunt gezien, is het niet doenlijk over een gepupiniseerde lijn het geheele door het menschelijk oor waarneembare frequentiespectrum van 20—20.00 Hz te zenden. Men voert de lijnen, de versterkers en de tot den zender behorende deelen derhalve zoodanig uit, dat de hierin veroorzaakte verliezen aan hooge en lage tonen niet merkbaar zijn. In Amerika en Engeland wordt den laatsten tijd met een frequentieband van 30—8000

Hz gewerkt. Ook in Duitschland is deze band sinds eenigen tijd als norm aangenomen. Men kan derhalve iets meer dan 8 octaven uitzenden.

De frequentieband, welke dus bij luchtlijnen moet worden overdragen, bedraagt 30—8000 Hz en bij kabels 30—0,8 f_0 . Hierbij is f_0 de grensfrequentie van het betreffende kabelcircuit. Daar een bovenste grens van 8000 Hz bij een radio-overdraging een practisch ideale weergave mogelijk maakt, kan voor de kabels met een grensfrequentie van 10.000 Hz worden volstaan. Stelt men minder hooge eischen, dan kunnen de muziekprogramma's ook langs licht gepupiniseerde vierdraads-kabelverbindingen worden doorgegeven. Bij middelmatig gepupiniseerde kabels is slechts een goede overdraging van spraakfrequenties mogelijk. De normale telefoonversterkers zijn slechts geschikt voor frequenties vanaf 300 Hz. Daar bij radio-overdragingen ook de lagere frequenties van groot belang zijn, past men in de speciale muziekgeleidingen z.g. radiolijnversterkers toe, die tot 30 Hz goed doorgeven.

Hoewel de frequentieband van luchtlijnen voor radio-overdragingen gunstig is, geeft men toch de voorkeur aan kabels, omdat de eigenschappen hiervan minder aan variaties onderhevig zijn en men de storende invloeden als overspreken, nevenspreken en nevengeruisch beter kan bestrijden dan dit bij luchtlijnen het geval is. Deze bestrijding kan o.a. bestaan uit een doelmatige afscherming der kabels en een bijzondere verdraaiing der aderen onderling. Het is hierdoor mogelijk nevenspreekdempingen van meer dan 13 Neper tusschen de diverse overdragings-circuits te verkrijgen. Dit is een waarde, die zelfs door de meeste telefoonbedrijven bij de afname van de muziekkabels reeds voorgeschre-

ven wordt. De geruisch-onsymmetrie kan reeds tot $\frac{1}{4}$ % worden gereduceerd. Staan speciale muziekgeleidingen niet ter beschikking, dan moet men zich meestal tevreden stellen met een nevenspreekdemping van hoogstens 9 Neper voor kabels en van 7 Neper voor luchtlijnen, terwijl ook de geruisch-onsymmetrie veel ongunstiger is.

Bij een radio-overdraging langs telefoonlijnen wordt de geluidsterkte van de zachtste passages daardoor bepaald, dat deze voldoende boven het sterkteniveau van het nevensgeruisch van de lijn moet liggen, teneinde hierdoor niet gehinderd te kunnen worden. Aan de maximale geluidsterkte wordt door de nevenspreekdemping een grens gesteld. Bij kabels mag dit sterkteniveau niet meer dan + 1,1 Neper en bij luchtlijnen + 0,5 Neper bedragen om te voorkomen, dat parallel loopende circuits er door gestoord worden of de radiolijnversterkers de spanningsspitsen vervormd doorgeven.

Het verschil tusschen het maximale en het minimale geluidsterkteniveau bepaalt op zijn beurt de lengte der versterkervelden, dit zijn de afstanden tusschen de opeenvolgende versterkers in een overdragingscircuit. Deze afstand bedraagt voor de statisch afgeschermede en muziek-gepupiniseerde kern-vierdraadslijnen van het Deutsche telefoonnet ongeveer 75 km overeenkomende met een versterkerveld-demping van ongeveer 3 Neper bij 800 Hz.

Het doorgeven van een programma via een lijnverbinding naar den zender heeft in groote trekken als volgt plaats. Het betreffende programma wordt ter plaatse met één of meer microfoonen of andere opneeminrichtingen (we denken b.v. aan de gramfoonplaat en de geluidsfilm) in elektrische trillingen omgezet en direct door een bijbehorenden

versterker op een zoodanig sterkteniveau gebracht, dat aan de bovengenoemde eischen wat betreft maximale en minimale geluidsterkte is voldaan.

Terwijl tot zoover de verzorging van de uitzending zich in handen van de betreffende omroeporganisatie bevond, neemt het telefoonbedrijf, in ons land dus de Rijkstelefoondienst of in bijzondere gevallen de Gemeentelijke Telefoondienst (b.v. bij uitzendingen vanuit Amsterdam, Den Haag of Rotterdam) de verdere doorzending naar de studio over. Zij heeft er voor te zorgen, dat het vereischte sterkteniveau behouden blijft en geen merkbare vervorming van de aan den ingang van de lijnverbinding toegevoerde geluidstrillingen optreedt.

In de studio der omroeporganisatie wordt het doorgegeven programma wederom gecontroleerd en tenslotte weer via een lijnverbinding naar den zender geleid. Veelal wordt ook de studio uitgeschakeld en het programma direct aan den zender doorgegeven.

De geheele verbinding behoort, voordat de uitzending aanvangt, van begin tot einde in bedrijfsvaardigen toestand te worden gebracht en op de juiste wijze worden ingesteld. Vanzelfsprekend is een nauwe samenwerking der technische diensten van omroeporganisatie resp. telefoonbedrijf hierbij van groot belang. Gedurende de uitzending behoort aan de verbinding niets meer te worden veranderd. De evtl. naregeling der geluidsterkte dient principieel alleen aan den microfoonversterker te geschieden. Natuurlijk moet er streng tegen gewaakt worden, dat de lijnverbinding gedurende de uitzending b.v. in een der tusschengelegen telefooncentrales verbroken wordt of dat er een telefoongesprek opgeschakeld wordt.

Dikwijls wordt naast de radiolijnverbinding een extra telefoonverbinding af-

gehuurd, teneinde ruggespraak tusschen de plaats van opname en de studio mogelijk te maken.

Contrôlemetingen aan radio-lijnverbindingen.

Na de voorgaande algemeene beschouwingen over de wijze van voortgeleiding van radio-programma's over telefoonlijnen naar den zender, welke beschouwingen uit den aard der zaak zeer algemeen gehouden zijn en in geen geval op volledigheid mogen bogen, willen wij in het onderstaande onze aandacht eens aan de contrôle van de elektrische eigenschappen der radio-lijnverbindingen schenken.

De oorspronkelijke metingen aan telefoonverbindingen beperkten zich tot gedurende den wereldoorlog tot eenvoudige gelijkstroommetingen. Na den oorlog bracht echter de steeds toenemende verkabeling van het bestaande luchtlijnennet met zich mede, dat de telefoon-meet-techniek op het gebied van wisselstroommetingen belangrijke vorderingen maakte. Zij heeft hierbij ruim gebruik gemaakt van de intusschen ontwikkelde drie-electroden-lampen. Het benutten van telefoonverbindingen voor radio-overdragingen was oorzaak, dat aan deze verbindingen steeds hogere eischen gesteld werden, waardoor het noodig bleek, speciaal voor deze verbindingen bijzondere meetinrichtingen te construeeren, waarop hieronder wat nader zal worden ingegaan. De tot voor korten tijd gebruikelijke instrumenten, waarmede binnen een frequentiebereik van 300—2500 Hz, overeenkomend met de in aanmerking komende spraakfrequenties, metingen konden worden verricht, moesten eenerzijds geschikt gemaakt worden voor een bereik van 30—10.000 Hz, terwijl anderzijds geheel nieuwe instrumenten moesten worden uitgedacht

en geconstrueerd.

De telefoon- en radiomuzieklijnen moeten voortdurend gecontroleerd worden en demping- en niveaumetingen worden verricht. Tot dusver werden de lijnen achtereenvolgens met de tusschen de eindpunten overeengekomen frequenties doorgemeten.

Daar dit systeem zeer tijdroovend is, vooral bij metingen aan radio-muzieklijnen met hun groot frequentiebereik, werd er groote behoefte gevoeld aan een inrichting waarbij de verschillende frequenties van het geheele frequentiebereik van 30—10.000 Hz automatisch uitgezonden en ontvangen worden en hierdoor de voor de meting benodigde tijd aanmerkelijk verkort wordt.

Een dergelijke automatische meetinrichting werd voor het eerst in 1931 tijdens de C.C.I. bijeenkomst te Praag door Siemens & Halske gedemonstreerd. Dit had tot gevolg, dat in de daarop volgende voltallige zitting van het C.C.I. de voor dergelijke metingen noodzakelijke richtlijnen werden vastgesteld.

In fig. 1 is de schakeling van deze meetinrichting in principe aangegeven.

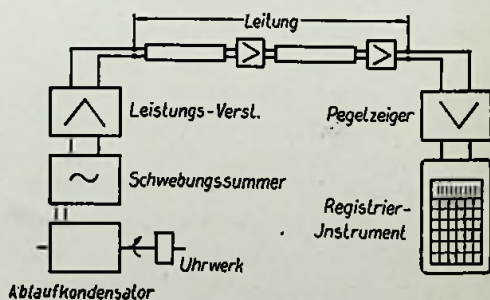


Fig. 1. Meetschema van den registreerenden niveaumeter.

Het zendgedeelte bestaat uit een generator (zwevingszoemer en energieversterker). Door middel van een draai-condensator (afloopcondensator), die door een uurwerk wordt aangedreven,

wordt de frequentie in het bereik van 0—10.000 Hz veranderd. Terwijl dit zendgedeelte aldus het geheele frequentiespectrum in het eene einde van de lijn stuurt, wordt op het andere einde een niveaumeter (Pegelzeiger), gecombineerd met een registreer-apparaat, aangesloten. Hiermede wordt de grootte van de aankomende spanningen opgeteekend op een papierband, waarop reeds een logarithmische schaalverdeling voor de frequentie en de demping is gedrukt.

van den zwevingszoemer (fig. 2) levert de eene (HFG 1) een vaste frequentie van ca. 130 kilohertz, terwijl de door de tweede (HFG 2) opgewekte frequentie door den draaicondensator C zoodanig veranderlijk is, dat uit beide frequenties een zweving van het gewenschte toonfrequentiebereik van 30—10.000 Hz resulteert.

Dit hoogfrequente mengsel wordt aan een gelijkrichterlamp G1 toegevoerd, die de overblijvende toonfrequentiespanningen op

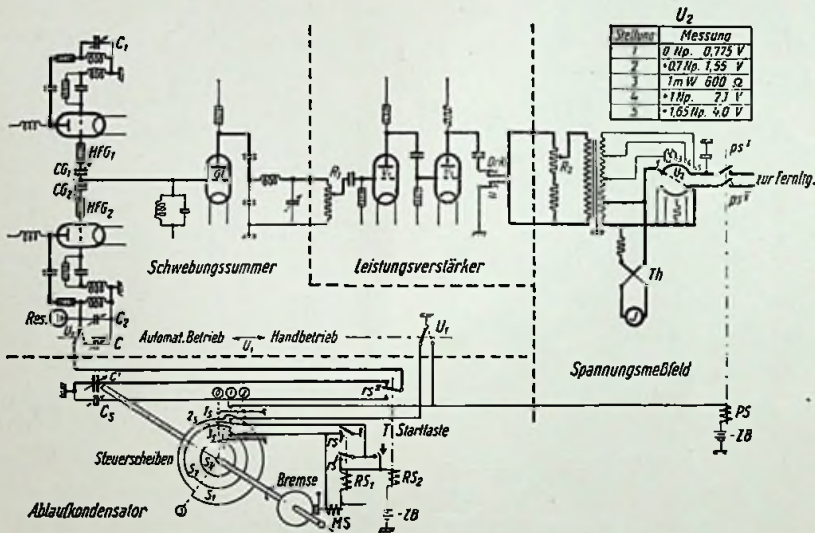


Fig. 2. Schakeling van den registreerenden niveaumeter (zendgedeelte).

Het uurwerk van het registreerapparaat wordt even voor het begin van de uitzending der meetfrequenties door middel van een via de lijn gezonden hulp-sig-naal in werking gesteld. De noodige gelijkheid van zender en ontvanger is verzekerd door de gelijkmatige beweging van de beide uurwerken. Het is mogelijk, behalve de registreerende metingen, ook willekeurige metingen met bepaalde frequenties te verrichten. In fig. 2 en 3 zijn de schakelingen van het zenden en ontvanggedeelte afgebeeld.

Van de beide met terugkoppeling werkende hoogfrequent-lampgeneratoren

haar beurt aan den versterker doorgeeft. Door een specialen vorm van de platen van den draaicondensator is bereikt, dat bij een nuttigen draaiingshoek van max. ongeveer 230° de logarithme der opgewekte meetfrequenties tusschen 100—10.000 Hz rechtevenredig is met den draaiingshoek. Beneden 100 Hz bestaat een lineaire verhouding tusschen meetfrequentie en draaiingshoek.

Voor de ijking van den zwevingszoemer op de juiste golflengte (2160 m) is een resonator (Res.) ingebouwd. De toonfrequentie wordt op 0 ingesteld door de frequenties der beide hoogfrequent-

generatoren met behulp van den ijkcondensator C_1 aan elkander gelijk te maken. Voor een gemakkelijke contrôle wordt gebruik gemaakt van een hoogohmige hoofdtelefoon, die op de uitgangsklink DrK wordt aangesloten. De versterker zorgt voor de voor het zenden benodigde energie, die vrij moet zijn van hoogere harmonischen.

Door bijzondere maatregelen is verkregen, dat de amplituden der afgegeven

paalden belastingsweerstand, of een zendspanning in de lijn sturen, die dank zij den zeer kleinen te verwaarlozen inwendigen weerstand constant is. Hierdoor is het mogelijk, niet alleen de door het C.C.I. gedefinieerde restdemping van een lijn, doch ook de demping van een z.g. vierpool te meten, indien men den inwendigen weerstand van den generator gelijk maakt aan den golfweerstand van de vierpool.

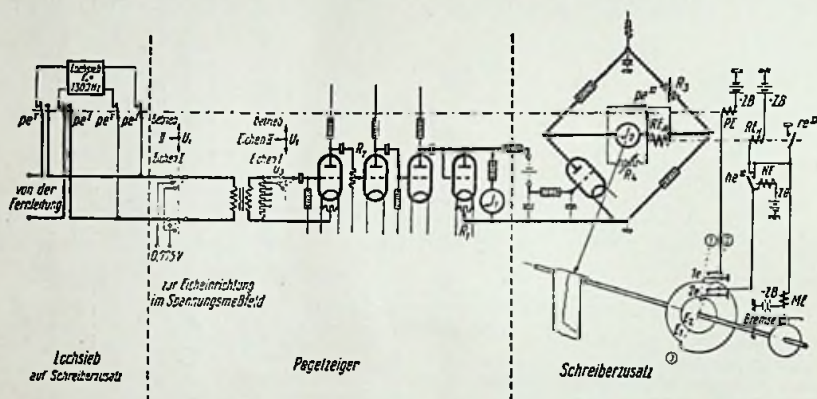


Fig. 3. Schakeling van den registreerenden niveaumeter (ontvanggedeelte).

meetspanningen in het geheele frequentie bereik constant blijven. Met den potentiometer R_1 van den versterker wordt deze amplitude grof ingesteld, terwijl met R_2 op het spannings-meetpaneel een fijnregeling op de juiste waarde mogelijk is. Op dit meetpaneel kan bovendien met U_2 de grootte der verschillende spanningen en energieën ingesteld worden, welke noodig zijn voor niveau- en versterkingsmetingen, zoolwel als voor de meting van amplitudevervorming.

De E.M.K. kan bij laagohmigen uitgang (ca. 1—10 ohm) op 0,775 volt, $2 \times 0,775 = 1,55$ volt en $e^1 \times 0,755 = 2,11$ volt ingesteld worden. De zoemer kan derhalve door het bijschakelen van reële of complexe weerstandscombinaties of aangepast worden aan een be-

Bij vierpolen met sterk frequentieafhankelijke golfweerstand kan men zich echter ook zonder meer tot de meting van het spanningsniveau beperken, als men den generator bij een E.M.K. van 0,775 volt laagohmig op den vierpool aansluit.

De weerstanden voor de vorming van een aan de C.C.I. voorschriften beantwoordenden normaal-generator (inwendige weerstand 600 ohm bij een E.M.K. van 1,55 volt) zijn in het apparaat ingebouwd en kunnen met den omschakelaar U_2 in stand 3 ingeschakeld worden.

De draaicondensator C kan met de hand op een bepaalde waarde ingesteld worden en bezit hiertoe een fijnregeling en een schaal, die direct in hertz geijkt is. Voor registreerende metingen wordt deze condensator door middel van een

omschakelaar vervangen door C_1 , die met het uurwerk is gekoppeld. Tevens zijn met dit uurwerk de nokkenschijven S_1 , S_2 en S_3 verbonden, die de stuurteekens voor het inschakelen van den aan de andere zijde van de lijn geschakelden ontvanger uitzendt. Door het drukken op knop T begint het uurwerk te loopen en geschiedt het inschakelen van den ontvanger en het uitzenden der meetfrequenties automatisch. Om te vermijden, dat bij uurweraandrijving van den condensator C_1 bij vergissing ook de met de hand bedienbare condensator C ingeschakeld blijft, waardoor een foutieve meting zou worden verkregen, is de drukknop door den schakelaar U_1 (zie fig. 2) electrisch vergrendeld.

In fig. 3 is het schema van den eigenlijken niveaumeter aangegeven. De niveaumeter bestaat uit een drielampsversterker met een als ventiel werkende gelijkrichterlamp in den uitgang. Hierin is een in Neper geijkt aanwijsinstrument I_1 opgenomen, dat voor directe aflezing der meetresultaten dient. Moeten deze geregistreerd worden, dan gebruikt men het registreerapparaat I_2 , dat als diagonaal in een brugschakeling is opgenomen. Deze schakeling heeft het voordeel, dat de geheele breedte van het registreerpapier gebruikt kan worden, zonder dat men een gedeelte hiervan tengevolge van een evtl. nog aanwezigen ruststroom verliest.

Zoals reeds werd vermeld, wordt de ontvangapparatuur door middel van bepaalde signalen door den zender automatisch ingeschakeld. Teneinde te voorkomen, dat deze inschakeling door spraak- of stoorfrequenties zou kunnen worden veroorzaakt, is voor den drielampsversterker een filter geschakeld met een doorlaatfrequentie van 1300 Hz.

Bij de meting van lijnen die in het frequentiespectrum dicht op elkander

volgende niveauvariatiën vertoonen, is het mogelijk den tijdsduur van de meting tot het viervoudige te verlengen, om er zeker van te zijn, dat het registreerapparaat deze snelle variatiën volgt.

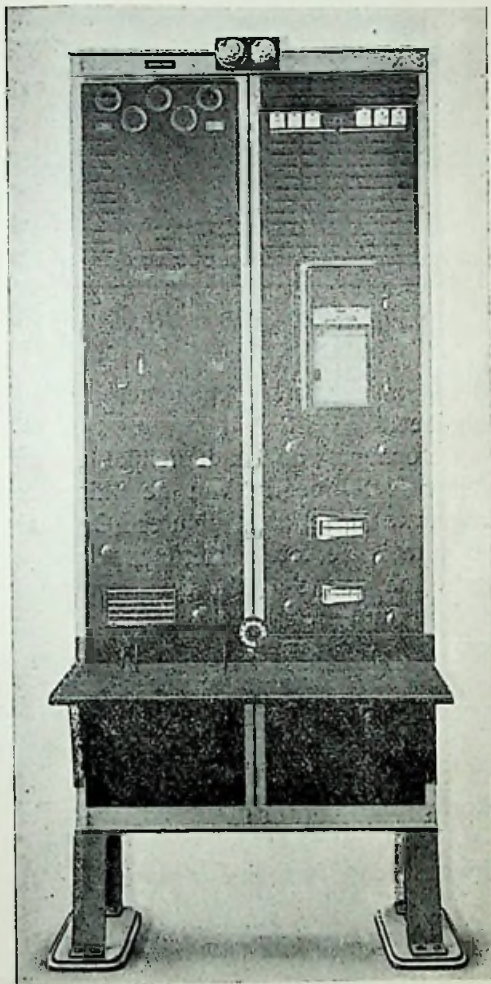


Fig. 4. Registreerende niveau-meeitinrichting (stationnaire installatie).

Hierbij kan van hetzelfde registreerpapier gebruik gemaakt worden.

In fig. 4 is een niveau-meeitinrichting voor stationnaire opstelling afgebeeld.

Het linkergeedeelte omvat het zendgeedeelte, terwijl in het rechterdeel de ont-

vanger met het registreerapparaat zichtbaar zijn.

In fig. 5 is op kleinere schaal een met

Voor omroepdoeleinden wordt de geheele apparatuur ook in transportabele uitvoering geleverd (fig. 7 en 8).

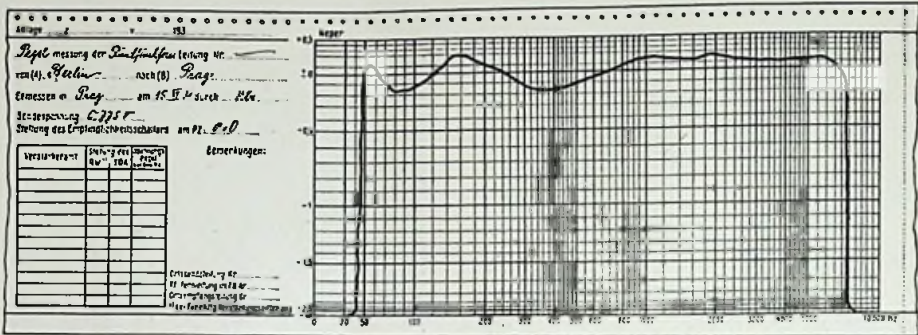


Fig. 5. Verkleind model van een met den reg. niveaumeter opgenomen kromme.

dezen niveaumeter opgenomen kromme afgebeeld.

De opname van een dergelijke kromme duurt met inbegrip van de ijking der apparaten slechts 4 minuten. Op ware grootte is de totale lengte van het afgebeelde model 480 mm, terwijl de lengte van de curve zelf ca. 250 mm bedraagt.

De vele voordeelen van een dergelijk volledig, zwart op wit gesteld diagram van een bepaalde lijn behoeven hier wel niet te worden onderstreept. Door den korten tijd, die noodig is voor de meting, is het bovendien mogelijk de betreffende lijnen economisch te benutten.

Fig. 6 geeft een afbeelding van het geopende registreerapparaat.

In het algemeen worden verschillende knooppunten van een muzieklijnennet met een zend- en ontvangerinrichting uitgerust, waardoor elk knooppunt zowel kan zenden als ontvangen. Een klinkenveld met snoeren en een diensttelefoon completeren deze apparaturen tot een all-round meetinrichting voor alle bedrijven, die met muzieklijnen in aanraking komen, i.c. telefooncentrales, omroepstudio's, enz.

Een groot gedeelte van de programma's wordt, zooals reeds vermeld, niet uit de omroepstudio's, doch vanuit ver-

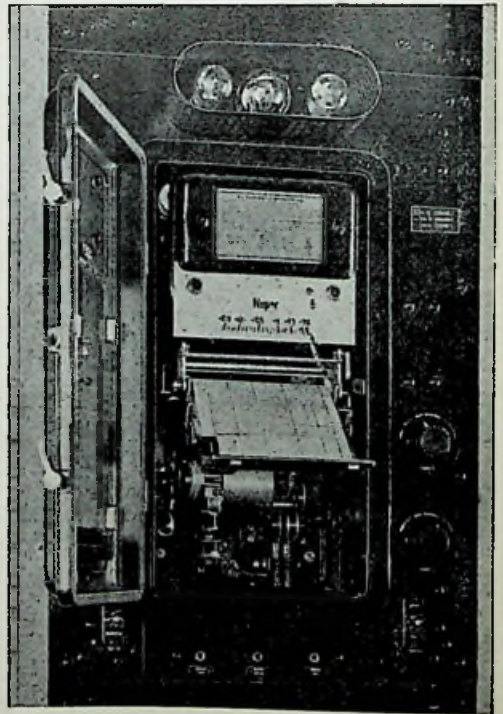


Fig. 6. Registreerapparaat van den Siemens-Niveaumeter.

schillende plaatsen des lands uitgezonden, zooals dit b.v. bij de A.V.R.O. stedenavonden het geval was.

Tegelijk met de microfonen en de voorversterkers voor deze uitzending kan dan tevens het transportabele zendgedeelte van de bovenafgebeelde niveaumetinginrichting medegevoerd worden, ten einde vóór de uitzending aan de andere

betere lijn te gebruiken. Door de curve komen de voornaamste onregelmatigheden van de lijn karakteristiek, die op de uitzending van invloed kunnen zijn, aan het licht.

Naast de niveaumetinginrichting werd een andere apparatuur ontwikkeld, waarmee men het gehalte aan hogere harmonischen van een uitzending kan be-

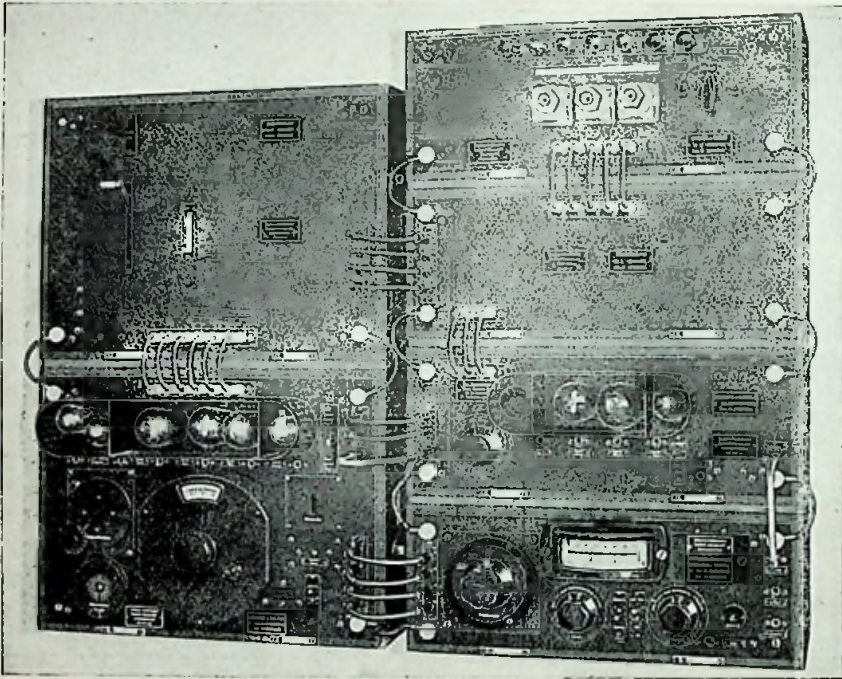


Fig. 7. Registreerende niveaumetinginrichting in transportabele uitvoering (zendgedeelte).

zijde van de lijn een frequentiecurve van de te gebruiken lijn te kunnen opnemen. Aan de hand van deze curve wordt dan nagegaan of de lijn geschikt is. Is dit niet het geval, dan dient de lijn óf in overeenstemming met de voor een goede uitzending te stellen eischen te worden gebracht, hetgeen in vele gevallen door bijzondere regelmogelijkheden in de tusschenliggende versterkerstations kan geschieden, óf men dient een andere,

palen. Deze z.g. klirfactor (excuseer het germanisme!) geeft de verhouding van de effectieve waarde der hogere harmonischen tot de grondtrilling aan en bepaalt dus de niet-lineaire vervorming van lijnen, versterkers, enz. Fig. 9 geeft een afbeelding van een dergelijke meetinrichting in statief-vorm.

De afmetingen en de bouw zijn zoodanig, dat het statief zonder meer met

een stationnaire niveaumeter volgens fig. 4 kan worden gecombineerd, waarbij voor het tot stand brengen der verschillende meetvervindingen het klinkenveld van dezen niveaumeter wordt benut. De zweivingszoemer met energieversterker van de niveaumeetinrichting levert de voor de klirfactor-metingen benodigde wisselspanningen. Hieruit worden de

met een z.g. richtspanningsmeter. In de brugschakeling wordt de grondfrequentie van de resulterende, al of niet door harmonischen verontreinigde zendspanning gescheiden en de overblijvende harmonischen aan den richtspanningsmeter toegevoerd. Dit is een geijkte versterker met gelijkrichter, waarin de harmonischen tot een, met een galvanometer meetbaren

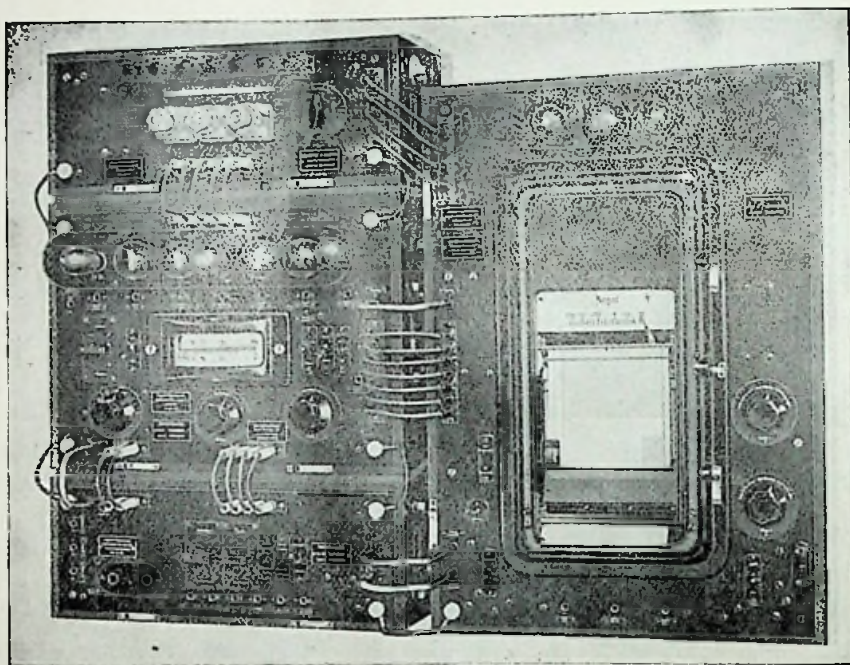


Fig. 8. Registreerende niveaumeetinrichting in transportabele uitvoering (ontvanggedeelte).

evtl. nog aanwezige harmonischen met een filter afgescheiden; de overblijvende, practisch sinus-vormige meetspanning wordt in de te onderzoeken lijn of versterker gezonden. Bij een meting aan een lijn wordt aan het andere einde met behulp van den klirfactormeter het gehalte aan harmonischen van de oorspronkelijke sinusvormige spanning bepaald.

De klirfactormeter bestaat in principe uit een brugschakeling, gecombineerd

vorm worden teruggebracht. Op deze wijze kan dus de niet-lineaire vervorming van een lijn of versterker worden bepaald.

* * *

In tegenstelling met de bovenomschreven inrichtingen, die dienen om vóór het begin van de uitzending de lijnen en apparaten door te meten, zullen hieronder nog eenige toestellen worden besproken, waarmede de overdraging tij-

dens de uitzending kan worden gecontroleerd.

Hiertoe heeft Siemens, wederom in

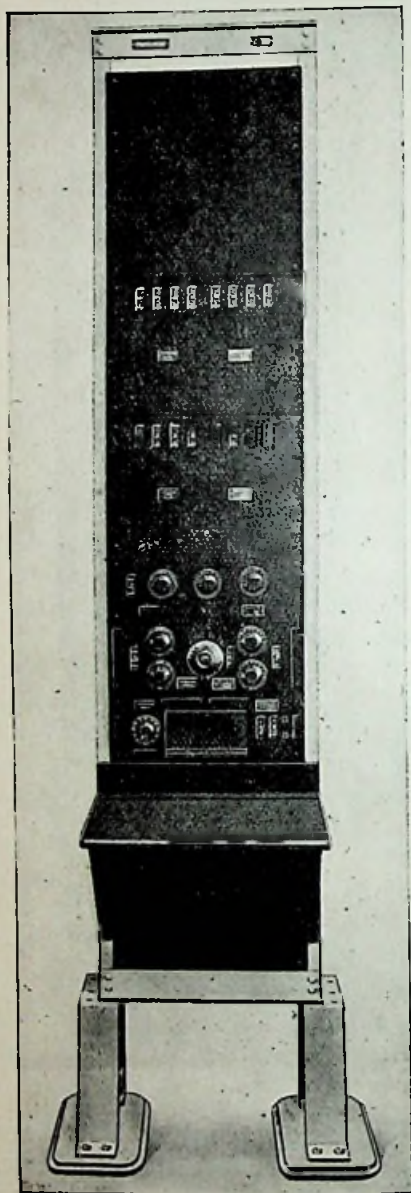


Fig. 9. Klirfactor-meetinrichting.

samenwerking met het C.C.I., een speciale „set” ontwikkeld, waarbij alle noodige instrumenten in den vorm van paneelen

tezamen in een rek zijn gemonteerd. Fig. 10 geeft hiervan een beeld.

Fig. 11 geeft schematisch de schakeling van een dergelijk rek weer.

In het linker gedeelte worden de over de lijn aankomende toonfrequent-spanningen via eenige speciale schakelingen LV, C en HF, waarvan het doel hieronder zal worden aangegeven, naar den z.g. zender-eindversterker ZEV gevoerd. Deze eindversterker vormt weliswaar geen gedeelte van den eigenlijken zender, wordt echter zoo genoemd, omdat het vóór den zender de laatste versterker in de lijn is.

Met de bovenvermelde speciale schakelingen worden een drietal hulpapparaten bedoeld. De eerste (LV) heeft ten doel bij de in de praktijk voorkomende lengteverschillen de lengte der aankomende lijnen op een normaal-waarde (10 km) te brengen. In het tweede hulpapparaat (C) worden de onregelmatigheden in de dempingscurve van de lijn in groote trekken zoodanig gecompenseerd, dat het geheel voor alle voorkomende frequenties nagenoeg dezelfde impedantie bezit. De derde schakeling (HF) is een filter, dat het doordringen van hoogfrequente trillingen tot den zender-eindversterker verhindert.

Van den zender-eindversterker gaan de toonfrequentspanningen naar den eigenlijken zender.

Teneinde echter de aan den zender toegevoerde spanningen te kunnen meten en dus de modulatie te controleren, is een modulatiemeter MM aanwezig in den vorm van een lamp-voltmeter. De schaal van het hierbij behorende aanwijsinstrument is zoo geijkt, dat zoowel de effectieve als de maximale waarde van de toonfrequente spanningen kan worden afgelezen.

Een zeer klein gedeelte van de door den zender aan de antenne toegevoerde hoogfrequente energie wordt door mid-

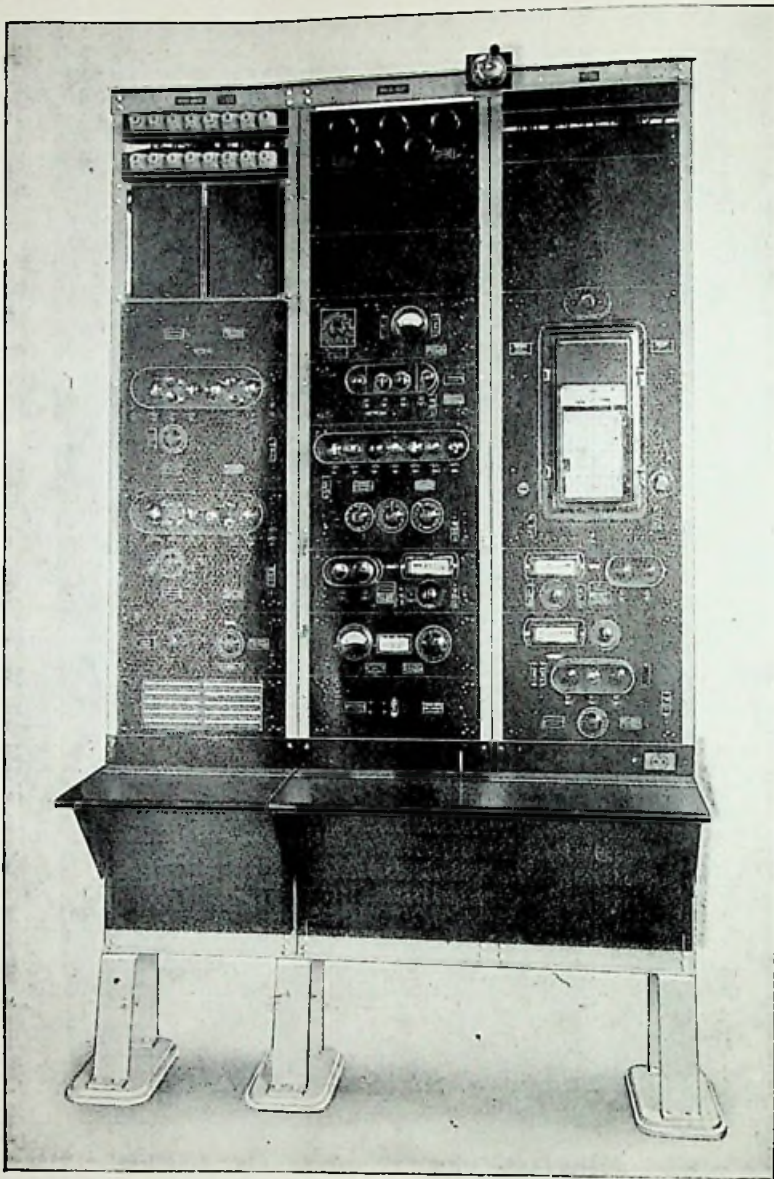


Fig. 10. Zender-eindversterker en contrôlerek.

del van een koppelspoel aan een hoogfrequentmeetgelijkrichter HM toegevoerd, hierin gedemoduleerd en vervolgens hiermede eenige contrôle-apparaten geëxciteerd.

Deze apparaten hebben ten doel een voortdurende contrôle over de maximale en minimale sterkte van het uitgezon-

dene uit de oefenen en de uitzending in haar geheel ook met het oor te kunnen beluisteren. Bij het menselijk oor verhouden zich de geluidsterkteamplituden, waarbij het geluid juist hoorbaar is (de drempelwaarde) en waarbij dit pijnlijk sterk wordt, ongeveer als 1 : 106. Zulke groote amplitude-verschillen komen bij

spraak en muziek natuurlijk niet voor. Aan de hierover verschenen mededelingen in de literatuur zijn de volgende opgaven ontleend:

voor spraak ca. 1 : 100 tusschen fluis-
teren en zeer luid spreken,

voor orkest ca. 1 : 160 tusschen pianis-
simo en fortissimo,

voor viool-bastrommel ca. 1 : 240 tus-
schen pianissimo en fortissimo.

De maximale amplituden in een over-
dragingscircuit worden begrensd door
het beperkte vermogen der versterker-
lampen, terwijl anderszijds de minimale
amplituden niet in het neven-geruisch
verloren mogen gaan. Door proefnemin-
gen is bewezen, dat een verhouding der
minimale tot de maximale amplituden
van 1 : 100 zelfs voor programma's,
waaraan uit een oogpunt van kunst
hooge eischen worden gesteld, voldoende
is. De nieuwe muzieklijnen in Ame-
rika, Engeland en ook in Duitschland
zijn voor deze verhouding ontworpen.

Teneinde deze verhouding niet te
overschrijden, bevat het contrôleriek een
maximaal-meter MaM en een minimaal-
meter MiM. Beide zijn in principe lamp-
voltmeters, echter met de bijzondere

eigenschap, dat zij ook een slechts kor-
ten tijd durenden spanningsstoot even
vasthouden en een gemakkelijke aflezing
mogelijk maken. De grootte van aan-
spreek- en afvaltijd hangt af van wat
men onder maximale en minimale span-
ning verstaat. Op grond van de opge-
dane ervaringen heeft men de maximaal-
spanning gedefinieerd als de over 20
milliseconden geïntegreerde spannings-
spitsen binnen een tijdinterval van 2
seconden. De minimaal-spanning wordt
voorgesteld door de over 200 ms geïnt-
egreerde spanningsspitsen. Teneinde te
voorkomen, dat de wijzer bij korte on-
derbrekingen in de muziek direct terug-
valt en daardoor den schijn zou wekken
van een ontoelaatbaar lage maximaal-
spanning bij de zachte passages, is de
afvaltijd van den minimaal-meter op ca.
20 sec. ingesteld.

De integratie dezer waarden wordt
verkregen door een schakeling, bestaan-
de uit condensatoren en ontladingsweer-
standen in den roosterkring van een
lamp. Tengevolge van de optredende
spanningen laden de condensatoren zich
op. Deze lading kan afvloeien over de
ontladingsweerstanden en wel des te

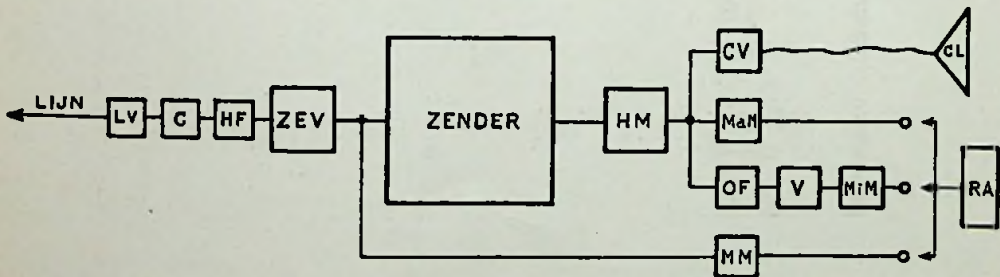


Fig. 11. Schema van zender-eindversterker en contrôleriek.

LV = lijnverlenging
C = compensatieschakeling

HF = hoogfrequentfilter
ZEV = zendereindversterker

MM = modulatiemeter

HM = hoogfrequent-meetgelijkrichter

CV = contrôleversterker

CL = contrôluidspreker

MaM = maximaal-meter

MiM = minimaal-meter

OF = oorcurve-filter

V = versterker voor den
minimaal-meter

RA = registreerapparaat

langzamer naarmate deze weerstanden groter zijn. De condensatorlading beïnvloedt via het rooster den plaatsstroom van de in den maximaal- resp. minimaal-meter gebruikte lamp, die als gelijkrichter werkt. Deze plaatstroomvariaties worden door een meter aangewezen.

De maximaal-meter heeft een schaal van 0—ca. 6 volt eff. Boven 4 volt eff. is de schaal rood gekleurd.

De minimaal-meter heeft een schaal van 0—ca. 14 volt eff., terwijl hierbij de schaal beneden 4 volt eff. rood is uitgevoerd. De contrôlebeambte heeft er slechts op te letten, dat de wijzers niet of slechts zelden in de roode velden komen.

Uit den aard der zaak bestaan de minimaal-spanningen voor een groot gedeelte uit geruisch-spanningen.

Ten einde te bereiken, dat de gevoeligheid van den meter bij verschillende geruisch-frequenties ongeveer dezelfde is als die van het menselijk oor, wordt een z.g. oorcurve-filter (OF) voor den minimaal-meter geschakeld. Achter dit filter worden de spanningen eerst weer versterkt in V (fig. 11), voordat zij aan den minimaalmeter worden toegevoerd.

De aanwijzingen van modulatie, maximaal- en minimaalmeter kunnen ook op een papierstrook worden geregistreerd met behulp van een registreerapparaat RA, dat naar keuze op een dezer meters kan worden aangesloten.

De hoogfrequentmeetgelijkrichter HM voedt ten slotte nog een contrôleversterker CV, waarop een bijbehorende contrôleluidspreker CL is aangesloten en waarmede de kwaliteit van de uitzending in haar geheel kan worden beluisterd. De luidsterkte is in 11 trappen regelbaar, terwijl, met het oog op het ongehinderd voeren van telefoongesprekken enz., de geluidsterkte bovendien met een schakelaar aanmerkelijk kan worden verzwakt,

zonder dat hiertoe de volumeregelaar behoeft te worden versteld.

De contrôle-versterker met luidspreker kan ook op den uitgang van den zender-eindversterker ZEV worden omgezet, ten einde de weergave ook vóór den zender te kunnen beoordeelen.

De gebruikte luidspreker is van het electro-dynamische type en met een klankscherm gemonteerd op een statief op rollen, waardoor een gemakkelijke verplaatsing mogelijk is.

Het in Fig. 10 afgebeelde complete rek omvat 3 paneelen. Op het linkerpaneel zijn een tweetal zender-eindversterkers (ZEV) met de bijbehorende hulpschakelingen (LV, C, HF) gemonteerd. Het middenpaneel omvat den hoogfrequentmeetgelijkrichter (HF), den contrôleversterker (CV) en den minimaalmeter (MiM) met versterker (V) en oorcurvefilter (OF). Op het rechterpaneel is het registreerapparaat (RA) zichtbaar, waaronder de maximaal-meter (MaM) en de modulatiemeter (MM) zijn gemonteerd.

Vanzelfsprekend bevat het rek nog allerlei bijkomstige onderdeelen, als zekeringen, klinkenveld, schakelpaneel, meetpaneel voor de contrôle der hulpstroomen en -spanningen, signaallampen, relais, een alarmschel enz.

Daar het hierboven beschreven contrôle-rek meestal naast een niveaumeetinrichting volgens fig. 4 opgesteld wordt, gebruikt men het hiertoe behoorende registreerapparaat ook voor de overige metingen.

Een groot aantal omroepbedrijven in Duitschland en andere landen is reeds met dergelijke complete meet- en contrôle-inrichtingen uitgerust. Fig. 12 geeft een beeld van de door Siemens & Halske geleverde installatie in het omroepgebouw van den zender Breslau.

Op deze afbeelding zien wij van links naar rechts: den contrôle-luidspreker op

statief, naast de eigenlijke 5-deelige meetinrichting, bestaande uit zender-eindversterkerpaneel, 2 contrôle-panee-len en de beide paneelen voor den

Langenberg in fig. 13 afgebeeld.

Op deze foto zijn ook weer de zender-eindversterkers en het tweedeelige contrôlerek zichtbaar. De constructieve uit-

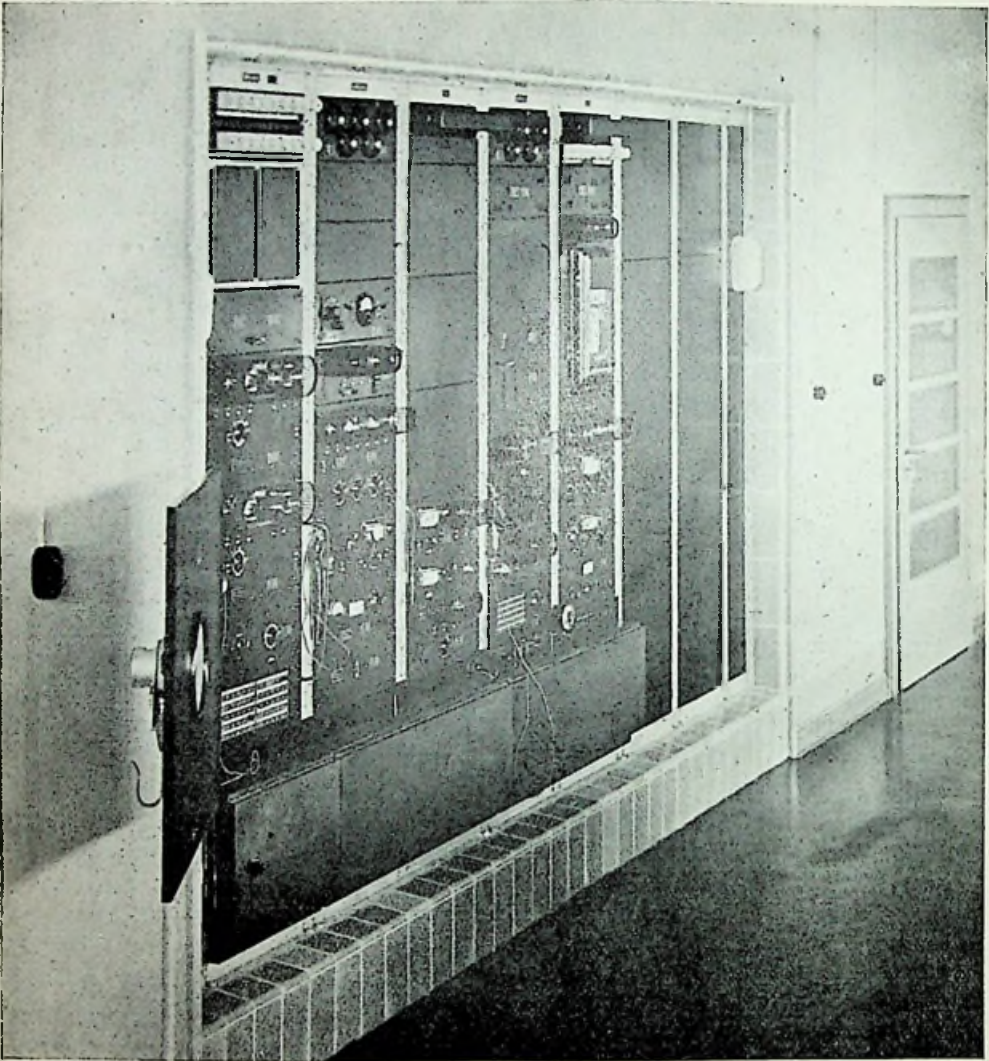


Fig. 12. Meet- en contrôle-inrichting van den zender Breslau.

niveaumeter met gemeenschappelijk registreerapparaat. Onder de paneelen zijn lessenaars aangebracht, die op de afbeelding neergeklapt zijn.

Tot slot zijn de zendereindversterkers en het contrôlerek van den zender

voering wijkt uiterlijk eenigszins van die te Breslau af. De registreerende niveaumeter is op de afbeelding niet te zien, wel echter de contrôle-luidspreker en voorts een contrôletafel voor den zender zelf.

In het bovenstaande heb ik getracht een algemeen overzicht te geven van den hedendaagschen stand der meet- en contrôle-techniek op het gebied van den

electrotechniek in het algemeen en der radio- en telefoontechniek in het bijzonder, dat voor een volledige behandeling de ruimte hier zou ontbreken.

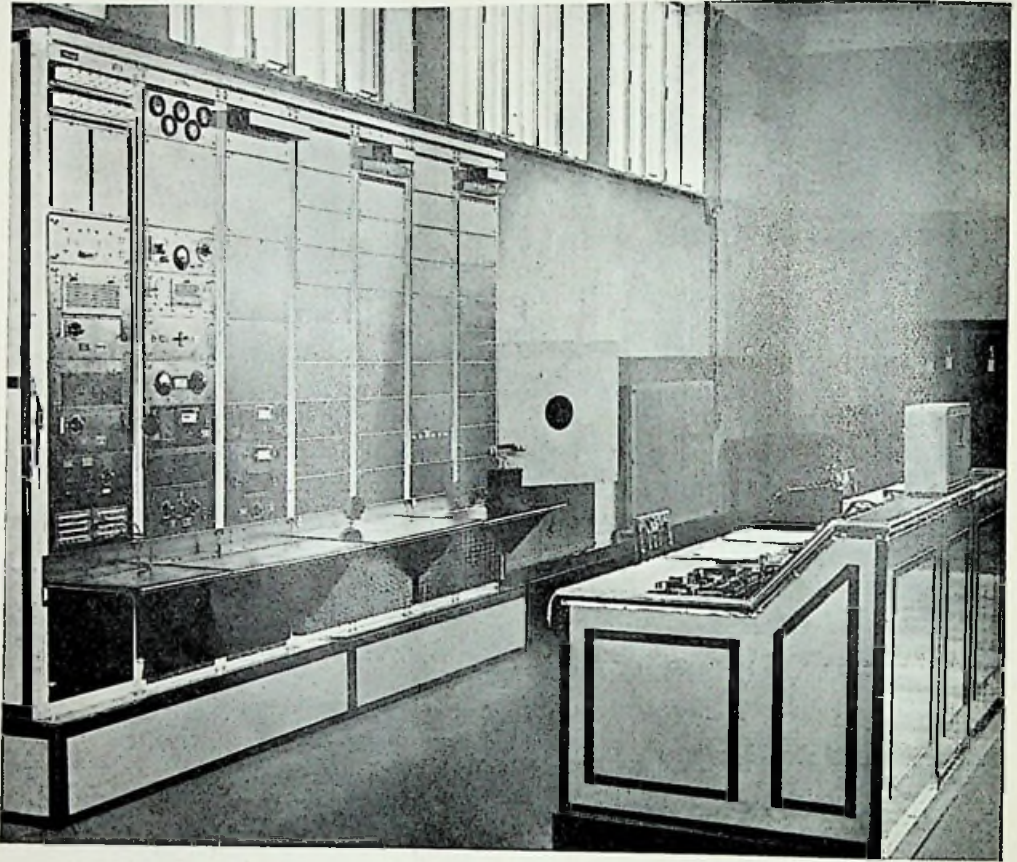


Fig. 13. Meet- en contrôle-inrichting van den zender Langenberg.

radio-omroep, voor wat betreft de lijn-overdragingen, zonder hierbij echter op volledigheid aanspraak te mogen maken.

Deze materie houdt bovendien zoo nauw verband met andere takken der

Ik hoop echter later op de verdere ontwikkeling van deze nieuwe meetinrichtingen in Radio-Nieuws nader terug te komen.

's-Gravenhage, September 1933.

Litteratuuruitreksel.

Kort overzicht van den inhoud van enkele belangrijke publicaties.

Gedurende enkele jaren is veel aandacht besteed aan de gebruiksmogelijkheden van ultra-korte golven, d.z. golven met een golflengte kleiner dan 10 meter. Speciaal in den laatsten tijd is de aandacht sterk gericht op het gebruik van ultra-hooge frequenties voor allerlei doeleinden. Om dit overzicht min of meer compleet te maken, zijn niet alleen de publicaties van recenten datum doorgenomen maar ook enkele oudere.

Een buitengewoon lezenswaardig artikel over deze materie vinden we in „*Elektrische Nachrichtentechnik*” van Januari 1931. Het bedoelde artikel: „*Der derzeitige Stand der Entwicklung der Ultrakurzen Wellen unter Berücksichtigung ihrer Verwendungszwecke für Rundfunkzwecke*” door F. Gerth geeft een overzicht van de historie van het gebruik van ultra-korte golven, waarbij de nadruk wordt gelegd op het werk van prof. Esau en zijn medewerkers, die reeds in 1926 uitvoerige experimenten opzetten op een golflengte van 3,5 meter. De ontwikkeling van de apparaten in het tijdsverloop van 1926—1929 wordt in het kort besproken. Het artikel besluit met een verslag van proefnemingen met een 1 kW kwartsgestuurden 7 m-zender. Bij een hoogte van 30 tot 50 meter van den zender boven de naaste omgeving werd over een afstand van ongeveer 7 km bruikbare ontvangst waargenomen.

In de „*Proceedings of the Institute of Radio Engineers* van Maart 1931 vinden we in een artikel van R. Jouast een overzicht van de voortplantingsverschijnselen van 5-meter golven. Dit artikel „*Some*

details relating to the propagation of very short waves”, begint met enkele opmerkingen over het verschil in de voortplanting van lichtgolven en ultra-korte golven. Hoewel de voortplantingswetten voor beide dezelfde zijn, is de absorptie van de radiogolven kleiner dan die van lichtgolven. Deze absorptie wordt toegeschreven aan verontreinigingen van de lucht door stofdeeltjes enz. Als gevolg van de lagere frequentie van de radiogolven is die kleinere absorptie en dus grootere reikwijdte te verklaren. Ook zijn er met ultra-korte golven verbindingen gemaakt tusschen punten, die niet in de gezichtslijn vielen; dit resultaat kan worden verklaard door brekingsverschijnselen in de atmosfeer.

Jouast beschrijft proeven tusschen Nizza en Corsica ter vervanging van de communicatie met lichtsignalen, die bij mistig weer niet kon worden gebruikt, omdat de lichtstraling zeer dicht langs de oppervlakte van de zee ging. Bij de proeven met radiocommunicatie op ultra-korte golven kwam de rechte verbindinglijn tusschen zender en ontvanger ongeveer honderd meter beneden de oppervlakte van de zee. Niettegenstaande dat bleek een betrouwbare radiocommunicatie mogelijk. De overbrugde afstand was 205 km, terwijl men met een optische straling onder dezelfde omstandigheden niet meer dan 175 km zou kunnen overbruggen. In tegenstelling met optische straling ondergaat een radiostraling op ultra-korte golf dus een buiging, die kan worden verklaard uit brekingsverschijnselen in de atmosfeer.

Een tamelijk uitgebreid verslag over proefnemingen met ultra-korte golven vinden we in de „*Proceedings of the Institute of Radio Engineers*” van Aug. 1931, waar H. H. Beverage, H. O. Petersen en C. W. Hansell mededeelingen doen over proeven die genomen zijn in een tijdsverloop van enkele jaren. Het artikel, getiteld: „*Application of frequencies above 30000 kilocycles to communication problems*”, begint met een bespreking van proeven over grotere afstanden dan de z.g. „optische afstand”. Onder de „optische afstand” wordt die afstand verstaan waarbij zender en ontvanger elkaar nog zouden kunnen zien of m.a.w. die afstand waarbij communicatie met lichtsignalen nog mogelijk zou kunnen zijn.

Bij alle experimenten, ook over afstanden groter dan de optische, werd gevonden dat de hoogte van zender en ontvanger boven de aarde een uitgesproken effect op de signaalsterkte heeft in dien zin dat de sterkte groter wordt met toenemende hoogte.

Bij frequenties beneden ongeveer 43000 kilohertz blijken overdag en in de richting noord-zuid relatief groote afstanden te kunnen worden overbrugd door indirecte straling (gereflecteerde straling). Oost-west verbindingen over groote afstanden zijn slechts zelden mogelijk en dan zeer onbetrouwbaar.

Bij frequenties boven ongeveer 43000 kilohertz blijkt als regel indirecte straling te ontbreken. Enkele uitzonderingen zijn waargenomen, maar voor zoo korten duur, dat ze buiten beschouwing kunnen blijven. Op deze frequenties, die de verbinding uitsluitend door directe straling geven, geven communicaties zonder echosignalen of effecten van meervoudige stralingwegen tusschen zender en ontvanger. Daarom zijn de signalen ook vrij van selectieve fading en vervorming door echo. Het bereik is niet groter dan de

optische afstand en dus kan op verschillende plaatsen op dezelfde frequentie worden gewerkt zonder gevaar voor onderlinge storing.

Het artikel besluit met de opsomming van een aantal gebruiksmogelijkheden voor deze ultra-hooge radiofrequenties.

Een belangrijk verslag over het gebruik van ultra-korte golven voor omroepdoel-einden is verschenen in het „*Tijdschrift van het Nederlandsch Radiogenootschap*”, Deel VI, No. 1, Juli 1932. Ir. P. J. H. A. Nordlohne geeft daarin verslag over een „*Experimenteele Radio-omroep op een golflengte van 7,85 meter te Amsterdam*”. We volstaan hier met de conclusies van den auteur te memorceren: „Conclueerende kan men vaststellen, dat met een ultra-kortegolf-zender met een antenne-telefonievermogen van 300 watt en werkende op een golflengte van 7 à 8 meter, een betrouwbare omroep van plaatse-lijken aard in een groote stad mogelijk is, welke aan kwaliteit niets te wenschen behoeft over te laten, mits men een geschikt ontvang-voorzetapparaat en een behoorlijke antenne gebruikt. De ontvangst is daarbij gekenmerkt door een bijzonder rustigen achtergrond, ook als ontvangst op normale omroepgolven door atmosferische storingen ongenietbaar is geworden. De normale omroepontvanger kan gebruikt worden, voorzien van een voorzetapparaat. De frequentieruimte is zeer groot; bij een gelijk verschil in frequentie van zendstations onderling kan men in het golfgebied van 7,5 tot 7,8 meter meer stations onderbrengen dan in het gebied van 200 tot 2000 meter, m.a.w. alle omroepstations van Europa. Men heeft deze veelheid van frequenties echter niet noodig daar de afstandswerking der ultrakortegolf-omroepstations zeer beperkt is, zoodat eventueel alle grotere steden dezelfde golflengte zouden kun-

*d. Onverlechte
over zender 7,85*

nen gebruiken zonder elkaar te kunnen storen.

Voor televisie, voor de ontwikkeling dus van de huisbioscoop, zijn deze golf-lengten in principe bijzonder geschikt, terwijl synchronisatie eenvoudig wordt door deze te ontleenen aan het plaatselijk electriciteitsnet.

Installaties als hier besproken, zijn van bijzonder belang te achten voor verbinding van eilanden, waar kabels te duur zijn, b.v. voor verbinding van Java met Bali, twee eilanden welke door een bijzonder diepe zee gescheiden zijn. Voorts voor verbindingen op korten afstand, die uit den aard der zaak moeilijk op andere wijze kunnen geschieden, ook niet per radio wegens storing van andere verbindingen (politie, brandweer, leger en vloot, goederentreinen, veerbooten bij mist, enz.)”

Uitgebreide gegevens en verslagen over diverse proefnemingen met ultrakorte golven vinden we in de „*Proceedings of the Institute of Radio Engineers*” van *Maart 1933*, welk nummer geheel aan deze materie is gewijd, en in „*Bell System Technical Journal*” van *April 1933*, waarin twee artikelen zijn opgenomen, die ook gepubliceerd zijn in „*Proc. I. R. E.*”, *Maart '33*.

In beide tijdschriften vinden we een artikel van *J. C. Shelling, C. R. Burrows* en *E. B. Ferrell*, getiteld: „*Ultra-short wave propagation*”. Aan het door de schrijvers gegeven overzicht ontleenen we het volgende: „In het eerste deel van het artikel wordt het experimenteele gedeelte beschreven. Daarin wordt besproken de methode van veldsterktemeting bij deze ultra-korte golven. Het ontvangen signaal wordt vergeleken met een hulp-signaal van bekende sterkte en daaruit de veldsterkte berekend. Verder vinden we in dit deel een resumé van de waarnemingen en meetresultaten in het fre-

quentiegebied van 17000 kilohertz (17 meter) tot 80000 kilohertz (3,75 meter) over afstanden tot 100 km. Daarbij worden twee voortplantingswegen onderzocht: a. „optische” wegen over zee; b. „niet-optische” wegen over vlak en heuvelachtig terrein. Een belangrijk resultaat voor alle gevallen is, dat de absolute waarden van de gemeten veldsterkten altijd kleiner zijn, dan de theoretische waarden, berekend naar de wet, dat de veldsterkte afneemt omgekeerd evenredig met den afstand („the inverse distance value”). Verder nam over zee de veldsterkte af met toenemende frequentie, terwijl de neiging tot het omgekeerde werd gevonden bij de voortplanting over iand. Als regel waren de ontvangen signalen zeer stabiel, terwijl een spoor van langzame fading werd gevonden in die gevallen waar de verzwakking van de signalen veel grooter was dan voor de vrije ruimte (waarin de veldsterkte omgekeerd evenredig met den afstand afneemt).

In het tweede deel worden terugkaatsings- en brekingsverschijnselen bij ultrakorte golf transmissie uitvoerig besproken. Daarbij wordt aangetoond: 1. dat regelmatige terugkaatsing van belang is, zelfs in het geval van tamelijk geaccidenteerd terrein; 2. dat de brekingsverschijnselen van primair belang zijn in het geval van niet-optische voortplantingswegen; 3. dat brekingsverschijnselen in de lagere atmosferische lagen in rekening kunnen worden gebracht door aan te nemen dat de voortplanting geschiedt langs optische wegen en dan met een fictieven straal van het aardoppervlak te rekenen, die ongeveer gelijk is aan $\frac{4}{3}$ van den werkelijken straal.

De experimenten over zee zijn in overeenstemming met de theorie van een directe en een gereflecteerde glof, behalve in die gevallen, waar de afstand

zoo groot is, dat de buiging van het aardoppervlak een meer gepreciseerde oplossing vraagt.

Bij niet-optische voortplantingswegen over land is eveneens aan te toonen, dat de te verwachten voortplantingsverschijnselen overeenkomen met de waarnemingen. In een enkel geval, dat zeer gemakkelijk te berekenen was, klopten de theoretisch en practisch gevonden waarden van de veldsterkten behoorlijk goed. Zoowel uit de experimenten als uit de theorie blijkt, dat de niet-optische wegen niet zulke groote nadeelen hebben als gewoonlijk wordt verondersteld.

Er wordt verder gewezen op het bestaan van optimum-frequenties voor verschillende wegen. De optimum-golf is sterk afhankelijk van de topografie tusschen zender en ontvanger. Voor verschillende wegen kunnen zeer verschillende optimum-frequenties gelden.

Het tweede artikel dat in beide genoemde tijdschriften is gepubliceerd, is geschreven door *C. R. Englund*, *A. B. Crawford* en *W. M. Mulford* en getiteld: „*Some results of ultra-short wave transmission phenomena*”. Daarin wordt verslag gegeven van de resultaten van een reeks van proefnemingen met golven in het bereik van 3,7 tot 4,7 meter en over afstanden tot 125 mijl (200 kilometer). Het doel van de proeven was om aan te toonen, dat deze afstanden in hoofdzaak worden bestreken door directe straling, wat ook inderdaad kon worden aangetoond. In die gevallen waarbij de waarnemingen niet in overeenstemming waren met de te verwachten resultaten, kon worden aangetoond, dat naast de directe straling een indirecte straling van invloed was, doordat er reflecties aan de aardoppervlakte optraden. Zeer opvallend was dit bij een transmissie van heuvel tot heuvel, d.w.z. waarbij zender en ontvanger beide op een niet onbe-

langrijke hoogte boven de tusschengelegen vlakke waren opgesteld.

Verder vinden we in *Proceedings of the Institute of Radio-Engineers*, Vol. 21, No. 3, Maart 1933, verslagen over ontvangstresultaten van de ultra-kortegolfzenders die opgesteld zijn in de Empire State Building te New York City. Het eerste verslag, gegeven door *L. F. Jones* en getiteld: „*A study of the propagation of wavelengths between three and eight meters*”, heeft hoofdzakelijk betrekking op de ontvangcondities in de stad New York en directe omstreken. Daarbij komt zeer sterk tot uiting van hoe grooten invloed de directe omgeving van den ontvanger is, zooals blijkt uit veldsterkediagrammen, die in verschillende gebouwen zijn opgenomen. In een en dezelfde kamer kunnen veldsterkteverhoudingen van 1 op 20 voorkomen zooals uit enkele van de gepubliceerde diagrammen blijkt. Als gemiddelde waarden voor de veldsterkteverandering van golven, die zich door en langs gebouwen voortplanten worden opgegeven: de amplitude neemt ongeveer 50 % af voor elke 150 meter voortplantingsweg bij golven van 7 meter en 50 % voor elke 60 meter bij golven van 3 meter. Bovendien wordt aangetoond, dat elke modulatie-frequentie geheel of gedeeltelijk wordt onderdrukt als voortplanting naar den ontvanger plaatsvindt langs twee verschillende wegen die een lengteverschil hebben gelijk aan de helft van de hypothetische radiogolf-lengte van de moduleerende frequentie.

Verschiedene soorten van interferentiemogelijkheden worden genoemd en onderzocht en daaruit afgeleid op welke wijze de groote veldsterkteverschillen, die worden waargenomen, kunnen worden verklaard. Het artikel besluit met de afleiding van een empirische formule voor de voortplanting van ultra-korte golven.

Andere waarnemingsresultaten wor-

den in hetzelfde tijdschrift beschreven door *B. Trevor* en *P. S. Carter* in het artikel: „*Notes on propagation of waves below ten meters in length*”. Bij deze waarnemingen wordt niet alleen de afstand tot den zender in aanmerking genomen, doch ook de hoogte boven de aarde, omdat het meerendeel van de waarnemingen is gedaan in vliegtuigen. De veldsterkte bestaat dan uit twee componenten, de directe straling en indirecte straling door reflectie van de aardoppervlakte. Het wordt aangetoond, dat de experimenteele data overeenstemmen met de theoretische, afgeleid met behulp

van optische wetten. In een appendix wordt de afleiding van de theoretische formules gegeven.

* * *

Tot besluit zij erop gewezen, dat in bovenstaand uittreksel slechts zeer kort gerefereerd is naar de bereikte resultaten, maar dat een studie van elk van de artikelen zeer de moeite waard is, omdat ook vele constructieve en experimenteele gegevens van de gebruikte apparaten en toestellen worden gegeven.

J. R.

Jaarverslag van de N.V.V.R. (1932).

De groei van het ledental in 1932 was gezien de tijdsomstandigheden zeer gering. Door het groote aantal leden dat einde 1931 voor het lidmaatschap bedankte en de geringe toename, bedroeg einde 1932 het ledenaantal 2863.

In verband met de ongunstige economische toestanden is een verdere daling van het ledental en een afneming van het aantal donateurs onvermijdelijk.

In 1932 werden geen nieuwe afdelingen opgericht. Het aantal afdelingen bedroeg 31 December 1932 14 stuks.

De samenstelling van de Commissie voor de bibliotheek onderging geen wijziging. De bibliotheek bevindt zich in goeden toestand en leed geen noemenswaardige verliezen.

Het aantal boeken bedraagt thans 435, dat der brochures enz. 88 en dat der tijdschriften en jaarboeken 37.

Uitgeleend werden 254 werken tegen

371 in 1931, zoodat het gebruik der bockerij verre beneden het gemiddelde der laatste jaren bleef. Er valt echter weer eene opleving te bespeuren. Van de leden der Vereeniging kwamen geen klachten in.

De Commissie voor het Instrumentarium bleef ongewijzigd. Er hadden slechts 6 uitleeningen plaats.

Gedurende 1932 stond het Propagandabureau weder onder leiding van den Heer C. H. Hebels, Prins Hendrikkade 127a, Rotterdam. De werkzaamheden van dit bureau der vereeniging, gevestigd te Rotterdam, bestonden in het plaatsen van opwekkingen om lid te worden der N.V.V.R. Enkele malen werd advies gegeven, voor het stichten van een nieuwe afdeling.

Verder werd aan personen, daarvoor door een der leden opgegeven, gratis 5 maal Radio-Expres ter kennismaking ge-

zonden, wat een enkele maal ook toetreding tot de Vereeniging ten gevolge had.

Een woord van dank, voor beschikbaar stellen en verzenden, aan den uitgever is hier op zijn plaats.

Algemeene Bestuursvergaderingen hadden plaats te Utrecht op 14 Februari en 8 Mei waar verschillende aangelegenheden werden besproken.

Zondag 29 Mei had te Rotterdam, Café Riche, de Algemeene Vergadering plaats. Jaarverslag alsmede rekening en verantwoording over 1931 werden goedgekeurd.

In plaats van de aftredende leden van het Hoofdbestuur de heeren: Ir. C. G. Holtzappel, den Haag, Ir. H. L. M. Huydts, den Haag, en H. W. Derksen, Rotterdam, werden gekozen de heeren: Ir. Ch. de Vos, den Haag, J. Roorda Jr., Hilversum, en H. J. J. Esmeyer, Rotterdam.

Op deze vergadering, die druk bezocht was, werd de wensch geuit de Statuten en het Huishoudelijk Reglement der Vereeniging te wijzigen voornamelijk met het oog op de wijze van stemming over candidaten voor het Hoofdbestuur. Naar aanleiding van dezen wensch is een Commissie ingesteld uit de heeren: J. H. Westhof, Voorzitter der Afd. Haarlem, Voorzitter; Mr. A. F. Poggenbeek, Rotterdam, Secretaris; J. Roorda Jr., Hilversum; benevens als plaatsvervangend lid de heer D. Wolbers, den Haag.

Deze Commissie had tot taak na te gaan of en zoo ja welke wijzigingen moesten worden gebracht in de Statuten en Reglementen der N. V. V. R. met verzoek hiervan rapport c.q. voorstellen uit

te brengen aan het Hoofdbestuur. Deze Commissie welke op 29 September 1932 werd geïnstalleerd was einde December nog niet met haar taak gereed. (Inmiddels is het rapport verschenen).

In Radio-Expres werd een oproep geplaatst waarbij leden en afdeelingen uitgenoodigd werden eventueele wenschen en voorstellen ter kennis te brengen aan de Commissie. Aan dezen oproep werd o.a. door eenige afdeelingen gevolg gegeven.

In 1932 is Radio-Nieuws driemaandelijks verschenen, inplaats van zooals vroeger maandelijks. Deze wijziging, die noodzakelijk was in verband met de financiën der Vereeniging, heeft geenszins voldaan en getracht zal dan ook worden Radio-Nieuws weer spoedig hetzij maandelijks hetzij tweemaandelijks te doen verschijnen en aan de redactie een corps van vaste medewerkers te verbinden.

Einde 1932 werden onderhandelingen gevoerd omtrent het onder de N. V. V. R. brengen van de examens Radio-Technicus en Radio-Monteur die voordien ressorteerden onder de Nederlandsche Bond van Radio-handelaren, welke bond in staat van faillissement verkeert. Inmiddels zijn inderdaad deze examens onder de N. V. V. R. gekomen.

Uit de verslagen der afdeelingen die hun ledental natuurlijk ook zien dalen als een gevolg van de economische toestanden, blijkt toch evenwel dat een opgewekt vereenigingsleven bestaat.

Alhoewel dus 1932 geen voorspoedig jaar mag worden genoemd, meenen wij toch nog geen reden tot klagen te hebben en zien we vol hop de toekomst tegemoet.

GECO LAMPEN

De lampen, die ook **INDERDAAD** datgene presteeren, wat men, op grond van de karakteristieken, ervan mag verwachten!

De Heer CORVER schreef in Radio-Expres:

... „Wat dat betreft, zou er veel voor te zeggen zijn als algemeen de methode werd toegepast van den fabrikant der **GECO-lampen**, die niet de uiterste waarden opgeeft naar gemeten waarden bij een veel lagere anodespanning dan de maximale en bij nul roosterspanning. Maxima zou men alleen oscillographisch kunnen bepalen wilde men niet reeds bij de meting de lamp bederven.

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

VRAAGT UITVOERIGE PROSPECTUS MET KARAKTERISTIEKEN BIJ:



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

**Surinamestraat 15
DEN HAAG.**

LUXE BANDEN

RADIO NIEUWS 1932

voor hen, die hun losse ex. willen laten inbinden

**Prijs f 1.40 afgehaald
f 1.55 franco per post**

**LEVERING UITSLUITEND NÀ INZENDING VAN HET
BEDRAG AAN HET BUREAU VAN**

**RADIO-NIEUWS
LAAN VAN MEERDERVOORT 30
DEN HAAG**



STABILISATORLAMPEN

VOOR CONSTANT HOUDEN VAN SPANNINGEN

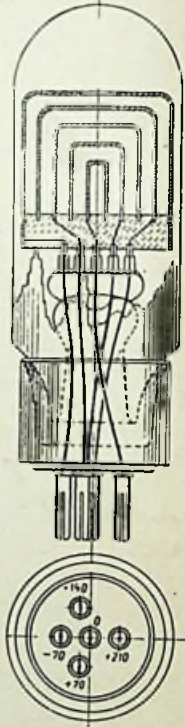


DE STABILISATOR-GLIMLAMP
(systeem Körös)

IS DE MEEST VOLMAAKTE
SPANNINGSVERDEELER

voor

RADIO-ZENDERS
RADIO-ONTVANGERS
VERSTERKERS
MEETINSTALLATIES
RELAIS-VOEDING



EEN PLAATSTROOM-APPA-
RAAT, VOORZIEN VAN EEN
STABILISATORLAMP LEVERT
EVEN CONSTANTEN STROOM
ALS EEN ACCU-BATTERIJ

TYPE TRT 10,	MET 4 BANEN, ELK 70 V. (TOTAAL 280 V.),	30 mA.
" TRT 280/80,	" " " " 70 V. (" 280 V.),	40 mA.
" TRT 600/200,	" " " " 145 V. (" 580 V.),	200 mA.

VRAAGT OFFERTE

LAAN VAN MEERDERVOORT 30

C.E.B.

TEL. 335277, TELEGR. „CEB HAAG“

DEN HAAG