

Radio-Expres

TIJDSCHRIFT VOOR RADIOTECHNIEK

REDACTIE: J. CORVER EN Ir. J. L. LEISTRA e. i.

Redactie en Administratie: Hoyledesingel 15, Hillegersberg

Telefoon No. 47330 - Postgirorekening No. 385246

Dit blad verschijnt op den 1en en 3en Vrijdag van iedere maand. Abonnementsprijs f 7.80 per jaar, of f 3.75 per halfjaar, voor het binnenland en f 8.50 per jaar voor het buitenland. Abonnementen kunnen ingaan per 1 Januari en per 1 Juli. Het auteursrecht voor den volledige inhoud wordt voorbehouden volgens de Wet op het Auteursrecht van 23 September 1912, Staatsblad No. 308.

Radio-reflecties door geïoniseerde lucht

Conclusies uit meteorwaarneming met Radar

Wij weten, dat het werken met radiogolven over groote afstanden rondom de kromming van den aardbol berust op terugkaatsing der golven in de bovenatmosfeer en dat deze spiegelwerking moet worden toegeschreven aan ionisatie van de lucht op groote hoogten. Voor lange golven werkt de minder hooge E-laag spiegelend; voor korte golven van 50 tot 10 à 13 m, die door de E-laag heendringen, werkt de hogere F-laag als spiegel. Golven beneden 10 m vertoonen deze geregelde terugkaatsing niet omdat zij blijkbaar door beide lagen heen gaan.

Het resultaat van de op de Maan gerichte Radarproeven met golven van ongeveer 3 m leverde een sprekende bevestiging van dit grootere doordringingsvermogen van steeds kortere golven, want de Radarstraling moest zowel op den heenweg als op den terugweg door de geheele aardsche atmosfeer passeeren.

Intusschen is gebleken, dat korte radiogolven wel teruggekaatst worden door die gedeelten van de lucht, waar meteoren („vallende sterren”) zijn gepasseerd. Men is opzettelijk meteoren met behulp van Radar gaan waarnemen. Dat is maar niet zoo een toevallig experiment geweest, dat men ging probeeren. Aanleiding daartoe was gegeven door tijdens den oorlog opgedane ervaringen van Radar-personeel, dat opdracht had om V₂-projectielen met Radar in de lucht op te sporen. Het bleek n.l., dat soms V₂-alarm werd gegeven op momenten, dat deze projectielen er werkelijk niet waren. Het onderzoek naar de oorzaak van deze valsche alarmeeringen maakte het waarschijnlijk, dat zij door meteoren werden veroorzaakt. Na den oorlog is men daarom de proeven daaromtrent gaan voortzetten en in R.-E. 1946 No. 22 hebben wij bericht, hoe de sterrenregen van 9 October van het vorig jaar in Engeland met succes met Radar werd gevolgd.

Ook het Amerikaansche Bureau of Standards liet die gelegenheid niet voorbij gaan. Te Sterling in Virginia werd in de nachten van 7 tot 12 Oct. 1946 hiervoor een Radarzender gebruikt, werkende op 107 MHz (2,8 m) met impulsmaxima van 100 kW en 400 impulsen van 25 μ sec. lengte per seconde. Door het aantal meteorreflecties te tellen, dat per uur werd waargenomen, werd merkwaardig nauwkeurig het moment van het passeeren der Aarde door het dichtste deel van den zwerm vastgesteld, in overeenstemming met de berekeningen.

Gelijktijdig hiermede liet het Amerikaansche Signal Corps in New Jersey een soortgelijke wacht houden met twee Radarinstallaties, waarvan de eene werkte op 600 MHz (0,5 m) en de andere op 1000 MHz (0,3 m). Het resultaat hiervan was echter volkomen negatief.

Uit wetenschappelijk oogpunt is zulk een uitblijven van resultaat bij een goed voorbereid onderzoek intusschen vaak even belangrijk als succes.

Het Bureau of Standards trekt er een zeer logische conclusie uit. Het is n.l. wel zeker, dat de Radar-reflecties, die men in deze gevallen waarnaemt, niet door de meteorsteenen zelf worden veroorzaakt, maar door geïoniseerde gassen, die zij in hun baan achterlaten; daarop wijst het feit, dat de reflecties soms vele seconden aanhouden; bij de groote snelheid, waarmee de meteoren zich bewegen, zou dit onmogelijk zijn als het reflecties tegen de steenen zelf waren; de groote hitte, die door de wrijving in de lucht ontstaat, doet echter een deel der meteormaterie in dampvorm overgaan en dus in de baan een staart van heete, geïoniseerde gassen achterblijven; die „staart” van geïoniseerd gas blijft eenigen tijd lang op dezelfde plaats in de lucht bestaan en zulk een geïoniseerd wolkje kan een reflectie van eenigen duur veroorzaken.

Uit de ervaring, dat een golflengte van 3 à 4 m door het geïoniseerde gas wordt gereflecteerd, terwijl die golflengte door de E en F lagen heen dringt, mag men opmaken, dat de door meteoren veroorzaakte ionisatie sterker is dan die van genoemde lagen; en uit het feit, dat golven van 50 en 30 cm niet gereflecteerd werden, volgt dan, dat de ionisatie voor hun reflectie *niet* sterk genoeg is.

Aangezien de frequentie, die door een geïoniseerd gas nog juist teruggekaatst kan worden, evenredig is met het kwadraat van de ionisatiedichtheid, zijn nu twee grenswaarden bepaald, waartusschen de ionisatie-dichtheid van meteorogassen gelegen moet zijn.

Natuurlijk is men er nu op gespitsct, nauwkeuriger te bepalen bij welke frequentie de reflectie in dit geval precies ophoudt.

Dit is een aangelegenheid, die ook van direct belang kan worden voor het radioverkeer. Men heeft bijv. opgemerkt, dat bij ontvangst van FM signalen en televisie op de thans daarvoor gebruikte frequenties herhaaldelijk „uitbarstingen” voorkomen, waarbij verwijderde zenders, die normaal niet worden ontvangen, plotseling even gaan storen. Dat wordt met reflecties tegen meteorionisaties in verband gebracht. Het kan blijken, dat men door een andere keuze van golflengten dergelijke storingen kan voorkomen.

Op den achtergrond hiervan staat natuurlijk de misschien nog grootere belangstelling van de militaire wereld, die voor toekomstig V₂-alarm bij voorkeur frequenties zal willen gebruiken, waarop men geen vals alarm door meteoren behoeft te vreezen. C.

Hoe Deutsche duikbooten berichten verzonden

Het departement van Handel der Ver. Staten heeft een mededeeling gepubliceerd over een merkwaardig communicatie-systeem, dat door de Duitschers tijdens den oorlog voor hun duikbooten werd toegepast.

Wanneer duikbooten zich in wateren bevonden, waar zij door de geallieerden werden bedreigd, was het gebruik hunner radio-installatie gevaarlijk en moest dit tot zoo kort mogelijken tijd worden beperkt. Zij hadden daarom een methode om al hun berichten zoo snel mogelijk gelijktijdig den aether in te zenden.

De ontvangst dezer berichten had plaats met een apparaat, waarin een kathodestraalbuis was aangebracht en waarbij de teekens op het scherm van die buis werden opgenomen. Dit scherm was zoo ingericht, dat *de ontvangen signalen drie weken lang opgespaard* konden blijven, zoodat zij rustig ontcijferd konden worden.

Het scherm bestond n.l. uit een laag van photo-electrisch materiaal, waarin microscopisch kleine kwartsdeeltjes waren opgenomen. Die kwartsdeeltjes namen spanningen aan, evenredig met de door

de signalen gemoduleerde intensiteit van den afststraal en het kwarts hield die ladingen vast. Om de signalen leesbaar te maken, werd onzichtbaar, ultraviolet of infrarood licht op het photo-electrische scherm geworpen, dat hierdoor electronen ging emitteren, evenredig met de op het kwarts opgezamelde spanningen. Met een electro-magnetische lens liet men die electronen een zichtbaar beeld vormen op een fluoresceerend scherm, waarop het beeld 15 minuten lang zichtbaar bleef als men gedurende dien tijd de bestraling met onzichtbaar licht liet aanhouden.

„Uitvegen” van het beeld werd verkregen door het onzichtbare licht weg te nemen en de plaat af te tasten met een electronenstraal van constante intensiteit.

Tot zoover het bericht, dat helaas geen volledig denkbeeld geeft van de installatie, die echter interessant genoeg is om er ook in dezen onvolledigen vorm vast melding van te maken. C.

Radio-snelheidsmeter voor auto-contrôle

Bij de in den oorlog ontwikkelde radio-apparaatuur is voor verschillende doeleinden gebruik gemaakt van het beginsel, dat de door een bewegend voorwerp teruggekaatste straling een frequentieverschil vertoont met de oorspronkelijk uitgezonden straling, een verschil, dat evenredig grooter wordt met de snelheid van het bewegende voorwerp. Men zal zich herinneren, dat de radio-luchtdeel-granaat op dit principe berustte.

Thans wordt uit Amerika bericht, dat de Automatic Signal Division of Eastern Industries Inc. te Norwalk (Connecticut) volgens dit beginsel een apparaat heeft geconstrueerd voor de contrôle der snelheid van auto's. Het bevat een microgolfzender van ongeveer 50 watt. De frequentie van de gereflecteerde straling wordt met de origineele frequentie aan een mengtrap toegevoerd en de verschilfrequentie gemeten.

Op een afstand van ongeveer 50 m kan men aldus snelheden bepalen van nul tot 160 km per uur, zoowel van naderende als van zich verwijderende wagens, met een nauwkeurigheid van ongeveer 3 km per uur. Voor de voeding kan een 6 volts accu worden gebruikt, die 8 ampère moet kunnen leveren.

Aan het apparaat kan een hulptoestelletje worden verbonden, dat op een papierband, die door een veerwerk wordt getrokken, de snelheid zichtbaar registreert, zoodat een op papier opgeteekend bewijs wordt verkregen. C.

Vonkjes

Nu Britsch-Indië is verdeeld in de twee onafhankelijke staten Hindustan en Pakistan, zal de omroeporganisatie All-India Radio, die in 1936 de functie van de in 1930 opgerichte Indian State Broadcasting Service overnam, vermoedelijk in twee organisaties verdeeld worden.

Een weerstand-balansingang die aanzienlijk versterkt

Phase-omkeerschakelingen voor den weerstand-balansversterker vormen een schijnbaar onuitputtelijk onderwerp. In R.-E. No. 13 van dit jaar werd pas nog een nieuwtje van dezen aard beschreven. Een overzicht van een aantal vroegere publicaties vindt men in R.-E. 1943 No. 17.

De voornaamste punten, waarop men de voor- en nadeelen van bepaalde schakelingen tegen elkaar heeft af te wegen, zijn:

1. De blijvende verzekering van symetrie, d.w.z. van gelijkheid der in phase tegengestelde uitgangsspanningen.

2. De bijdrage tot de versterking.

3. De bromvrijheid.

4. De geschiktheid voor verbinding aan eenzijdig geaarde ingangskringen.

Ten slotte speelt ook het aantal onderdeelen, dat men voor de schakeling noodig heeft, nog een rol.

* * *

Wij gaan nu ditmaal een reeds heel oud beestje van stal halen en nieuw optuigen.

Een zeer eenvoudig grondidee voor een phase-omkeerschakeling is altijd geweest hetgeen in fig. 1 is voorgesteld. Men brengt zoowel in de anodeleiding als in de kathodeleiding van een versterkerbuis gelijke koppelweerstanden R aan en verbindt de roosters van den balanstrap met a en b. De versterking van de buis verdeelt zich over de weerstanden R gelijkelijk en aan a en b verschijnen dus in waarde gelijke wisselspanningen, die tegenover aarde tegengesteld van teeken zijn.

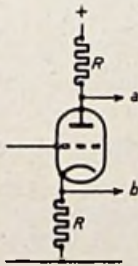


Fig. 1.

Het hoofdbezwaar der schakeling is, dat bij voeding met een ingangsspanning, ontleend aan een geaarden ingangskring, de tegenkoppeling van de spanningen aan den kathodeweerstand R wordt ondervonden. De tusschen rooster en aarde toe te voeren ingangsspanning moet altijd grooter zijn dan de aan den weerstand R ontwikkelde spanning. De versterking der schakeling blijft dus altijd kleiner dan 1. Dat wij zeggen: elk der balansroosters ontvangt een iets kleinere spanning

dan men tusschen rooster en aarde van de omkeerbuis toevoert.

Daaraan is ook verder niets te doen. Ontkoppelen mag men den weerstand R niet want dan kreeg rooster b ook geen spanning. Men heeft dus bij deze omkeerschakeling een voorversterker noodig en daarin zit nu nog iets, waarop tot dusver niet genoeg aandacht is gevallen. In de „Wireless World“ van Augustus wijst E. Jeffery daarop.

In fig. 2 is de omkeertrap met voorversterker meer volledig geteekend.

Wat den omkeertrap betreft (rechts van PQ), is het duidelijk, dat dit voor de helft een kathode-

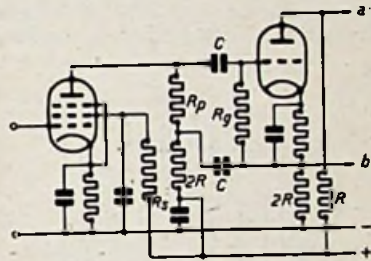


Fig. 2.

weerstandversterker (cathode-follower) is. Een belangrijke eigenschap, verkregen door de sterke tegenkoppeling, door zulk een schakeling vertoond, is de zeer hoge ingangsimpedantie. In het hier beschouwde geval vindt men daarvoor, als μ en R_1 de spanningsversterking en den inwendigen weerstand der triode voorstellen:

$$\text{ing. imp.} = \frac{(\mu + 2) R + R_1}{2 R + R_1} \times R_e.$$

Maakt men bijv. $R = R_1$ en is $\mu = 28$, dan wordt:

$$\text{ing. imped.} = \frac{\mu + 3}{3} R_e = \text{ong. } 10 R_e.$$

De voorafgaande versterkerbuis werkt, als $R_e = 0,5 M\Omega$ wordt gekozen, op een impedantie van $5 M\Omega$.

Een penthode, die een μ van 4500 kan hebben bij een R_1 van $2,5 M\Omega$, zou aan een impedantie van $5 M\Omega$ een g-voudige versterking kunnen ont-

wikkelen, waarbij $g = \frac{5}{5 + 2,5} \mu$, hetgeen hier

3000 zou worden!

Helaas komt daar in de schakeling van fig. 2 slechts weinig van terecht omdat de penthode voor haar plaatvoeding den anodekoppelweerstand R_p noodig heeft, die wel niet grooter dan $0,25 M\Omega$ zal mogen zijn. Die $0,25 M\Omega$ staat parallel aan de

ideaal hoge impedantie van $5 \text{ M}\Omega$ en de werkelijke versterking daalt beneden

$$\frac{0,25}{0,25 + 2,5} \mu = \text{ong. } 400.$$

Daarin zou verbetering zijn te brengen, indien men R_p een plaats kon geven, waardoor die werd opgenomen in de vermenigvuldiging met 10, die R_k blijkt te ondergaan. Dit wordt tot op zekere hoogte verkregen door toepassing der schakeling van fig. 3.

In fig. 3 wordt R_p gevoed via een weerstand $2R$ en de kathodekoppelweerstand der omkeerbuis is ook op $2R$ gebracht. Aangezien de condensatoren C zoo groot zijn te nemen, dat hun wisselstroomweerstand geen rol speelt, staan voor wisselstroom de twee weerstanden $2R$ parallel en vormen zij samen weer één koppelweerstand van de waarde R . Verder staan R_p en R_k parallel

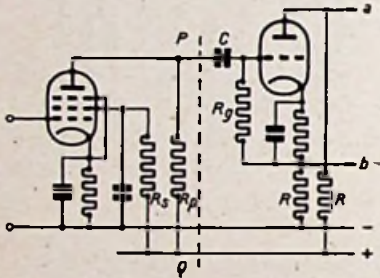


Fig. 3.

en vertegenwoordigen in ons voorbeeld een waarde

$$\frac{0,25 \times 0,5}{0,25 + 0,5} = 0,16 \text{ M}\Omega. \text{ De impedantie, waar-}$$

op de voorversterker nu werkt, is $10 \times 0,16 = 1,6 \text{ M}\Omega$ en wij vinden

$$g = \frac{1,6}{1,6 + 2,5} \mu = \text{ong. } 1750.$$

De „versterking” van onze omkeertrap, als de tweede buis een μ van 28 heeft en een R_1 van $10\,000 \text{ ohm}$, waarbij ook $R = 10\,000$ wordt aangenomen, laat zich berekenen op:

$$\frac{10\,000}{(28 + 2) \times 10\,000 + 10\,000} \times 28 = \frac{28}{31},$$

dat wordt dus ongeveer 0,9 en de totale versterking van het geheel wordt nu

$$0,9 \times 1750 = 1575.$$

En dit is niet zoo maar een aardig berekeningetje op papier, maar een uitkomst, die door praktische schakelingen van dezen aard wordt bevestigd.

* * *

Een kleine bedenking bestaat ten aanzien van

de volkomen symetrie (gelijkheid der waarden van de tegengestelde spanningen aan de punten a en b).

In den weerstand R in de plaatleiding vloeit zuiver en alleen de in de tweede buis optredende plaatwisselstroom, die daar de spanning doet ontstaan.

In den koppelweerstand R in de kathodeleiding vloeit behalve de plaatwisselstroom der tweede buis ook die der eerste buis; daardoor wordt de spanning aan b iets hooger dan aan a.

Het verschil is niet groot, omdat de plaatwisselstroom van de penthode maar klein is. Ter compensatie zou de koppelweerstand R in de plaatleiding misschien 1 % grooter moeten zijn.

Een voordeel is, dat belangrijke verstoringen der symetrie daarna niet zullen optreden.

Wel kan met sommige als omkeerbuis te gebruiken typen een brommoelijkheid ontstaan omdat de kathode der omkeerbuis niet aan aarde ligt. Een goede, moderne buis zal dit bezwaar echter niet geven. C.

Radiolympia

„British Radio for the world” is de titel van een ons toegezonden boekje, waarin de 15de Londensche radiotentoonstelling wordt aangekondigd, die van 1 tot 11 October a.s. wordt gehouden als eerste na den oorlog, samenvallend met het 25-jarig jubileum van den omroep en het 10-jarige van de televisie in Engeland.

Naast omroep en televisie vestigt deze tentoonstelling aandacht op alle denkbare toepassingen van radio en hoogfrequentie-apparatuur als radar, navigatie-hulpmiddelen ter zee en in de lucht, politie-communicatie, controle- en tel-apparaten voor de industrie enz. Engeland wil exporteeren en voor buitenlandsche bezoekers zijn bijzondere maatregelen te hunner voorlichting genomen.

Standard Telephones and Cables Ltd.

„Standard Telephones and Cables Ltd.” geeft in een overzichtelijk boekje een samenvatting van hetgeen dit concern te Londen in Olympia laat zien op het gebied van telefoon, telegraaf, teleprinter en radio, en tevens van hetgeen op de ongeveer gelijktijdige jaarbeurs te Birmingham geëxposeerd wordt aan elektronische apparatuur voor de industrie, spoorwegbeveiliging, hoogfrequentverhitting, metaalgeleijkrichters, toepassing van rubber en plastische materialen voor isolatie, studio-installaties, kathodestraal-apparaten, precisie-condensatoren, brandalarm, toespraak-systemen, zenders, buizen en hetgeen daartoe behoort.

Tot de speciale elektronische apparatuur op Radiolympia behoort een totalisatorsysteem voor snelle boeking en registratie van weddenschappen aan alle loketten over een geheel veld.

De kunstgreep der pre-emphase

Maat in micro-seconden

Voor een gedeelte berust de bijzondere storing-vrijheid, die steeds genoemd wordt als één der groote voordeelen der toepassing van FM, op een kunstgreep. Wij schreven daarover o.a. in R.-E. 1946 no. 20. Die kunstgreep noemt men met een vreemd woord *pre-emphase*; het voorvoegsel heeft hier de beteekenis van „voorafgaand” en *emphase* zou door „overdrijving” vertaald kunnen worden. Pre-emphase is overdrijving der hooge tonen vóór de uitzending door den zender. Aan de ontvang-zijde heeft men dan *de-emphase* noodig, waarin het voorvoegsel kan worden opgevat in den zin van „ontdoen van”.

In gewone taal overgebracht: bij den zender maakt men de hooge tonen der modulatie te sterk en bij de ontvangst moeten de hooge tonen weer verzwakt worden, als dat dan maar in gelijke mate gebeurt.

Dit is een kunstgreep, die de ontvangst verbetert, wat de verhouding van het signaal tegenover sis- en ruisch-storingen betreft; een kunstgreep, die met FM als zoodanig niets te maken heeft en ook bij AM zou kunnen worden toegepast, zeker op ultrakorte golven en misschien met mate ook wel voor den gewonen omroep.

Bij het werken met zulk een stelsel is het in-tusschen voor het bereiken van het juiste effect bij de ontvangst gewenscht om de *mate* van pre-emphase bij den zender precies te kennen en dan te weten hoe men dezelfde mate van de-emphase verkrijgt in den ontvanger.

Over de maat, waarin de mate der emphase wordt uitgedrukt, is terloops iets gezegd in het artikel over de FM-proeven van de BBC in R.-E. 1946 no. 23. In Engeland wil men er een *tijdconstante* van 50 microseconden voor toepassen, terwijl men in de Ver. Staten wat meer „overdrijft” en tot 75 μ sec. gaat.

Wat beteekent nu die maat precies? Misschien zijn er lezers, die het duidelijker zouden vinden indien de frequentie werd genoemd, waarboven men de extra-versterking liet beginnen en het aantal malen dat men dan bijv. per octaaf de versterking liet toenemen. De beteekenis van „50 μ sec.” in dit verband ligt niet dadelijk voor de hand. En toch, al zit er een technische kronkel in, is deze maat wel practisch. Een kleine toelichting kan dit duidelijk maken.

Daartoe kijken wij eerst even naar één der methoden, waarmee men in een versterker hooge tonen kan ophalen. In elken trap van een gewonen weerstandversterker is dit mogelijk door *in serie* met den koppelweerstand R in den anodekring een zelfinductie L op te nemen. Als de voorafgaande buis een penthode is met zeer hoogen inwendigen weerstand, zal voor de laagste tonen, waarvoor

de L geen invloed heeft, de trapversterking g_1 bepaald worden door de buissteilheid S in ampères per volt en de waarde van R in ohms: $g_1 = SR$.

Voor zeer hooge tonen zal — als men R niet al bij voorbaat zeer groot heeft genomen — de inductieve weerstand $2\pi fL = \omega L$, verre overwegen over de waarde van R en de versterking worden: $g_n = S\omega L$.

De verhouding tusschen de versterkingen voor hooge tonen en de normale versterking voor lage tonen wordt dus $\omega L : R$. Daar hebben wij ineens de waarde der pre-emphase voor een bepaalde frequentie f, waarvoor de cirkelfrequentie $2\pi f = \omega$ is. Behalve van de frequentie hangt die waarde enkel af van de *verhouding* L/R.

En nu is L/R inderdaad tevens de bekende uitdrukking voor de „tijdconstante” der serieschakeling van L en R. (De eigenlijke beteekenis daarvan is, dat bij aansluiting eener *gelijkspanning* aan deze serieschakeling de stroom in dien tijd toeneemt tot het $(1 - 1/e)$ de gedeelte van zijn maximale, alleen door R bepaalde waarde; e stelt in deze uitdrukking het grondgetal der natuurlijke logaritmen voor en $1 - 1/e$ is gelijk aan 63 %. Met hetgeen wij thans bespreken, heeft dit niet rechtstreeks te maken, maar elke verhouding L/R kan men aldus als tijdconstante in het betreffende tijdsverloop uitdrukken).

Als men zegt, dat de tijdconstante eener serieschakeling van L en R gelijk is aan t microseconden, bedoelt men daarmee alleen, dat L in henry zich verhoudt tot R in ohms als t tot 1 miljoen

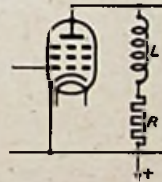


Fig. 1.

(of L in μ H tot R is ohms als t tot 1). Maar tevens is dan daarmee de pre-emphase voor een bepaalde hooge frequentie, die met deze serieschakeling wordt bereikt, gemakkelijk te berekenen, want die is $\omega \times L/R = \omega t/10^6$. Voor een frequentie van 8000 Hz, waarvoor $\omega = 2\pi f$ ongeveer 50 000 is, beteekent een pre-emphase van 75 μ sec. dus een $75 \times 50\,000 : 10^6 = 3,75$ maal grootere versterking dan die voor de lage tonen.

Voor een frequentie, die een octaaf hoger ligt, is bij gelijke tijdconstante de emphase-verhouding juist het dubbele, omdat voor $2 \times$ grootere f ook

ω de dubbele waarde aanneemt. De emphase stijgt dus 2-voudig per octaaf. In decibels uitgedrukt, is een 2-voudige spanningsverhoging gelijk aan $20 \log 2 = 6$ decibel.

Deze *toeneming* der emphase met 6 decibel per octaaf is bij toepassing der schakeling van fig. 1 *onafhankelijk* van de tijdconstante en blijft dus gelden, welke L/R-verhouding men ook aanneemt¹⁾.

Om een overzicht te verkrijgen hoe de hoge-tonen-versterking onder toepassing van verschillende tijdconstanten verloopt, is de grafische voorstelling van fig. 2 zeer nuttig. Daar zijn eenige

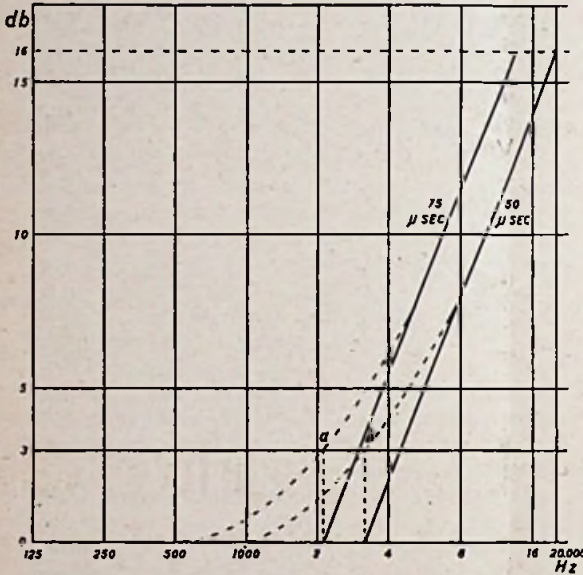


Fig. 2.

bijzondere dingen bij op te merken, die het ten-slotte mogelijk maken, zonder veel rekenen, vrij nauwkeurige krommen in teekening te brengen.

Uit de betrekking $emphase = \omega t / 10^6 = 2\pi f t / 10^6$ valt af te leiden, dat die grootte $2\pi = 6,28$ zal bedragen als $f = 10^6/t$. Dat wil zeggen, dat bij een t van $50 \mu\text{sec}$. voor een frequentie $f = 20\,000$, de $emphase = 2\pi$ is. $\log 2\pi$ is bijna precies $0,8$ en deze $emphase$ komt dus overeen met $20 \times 0,8 = 16$ decibel. Voor $t = 50 \mu\text{sec}$. vinden wij dus het punt 16 db bij $f = 20\,000$ Hz. De helling van het hoge-tonen-gedeelte der kromme bleek 6 db per octaaf te zijn; die lijn is door ons doorgetrokken tot aan nul db. Het snijpunt met de nullijn ligt dan bij een frequentie, die 2π maal kleiner is dan $10^6/t$, dus $10^6/2\pi t$.

¹⁾ Een grotere toeneming per octaaf zou men kunnen verkrijgen door in een versterker in meer dan één trap $emphase$ aan te brengen. In de FM-practijk is tot dusver 6 decibel per octaaf evenwel regel.

Gaan we dezelfde redeneering toepassen voor een $emphase$ met een tijdconstante van $75 \mu\text{sec}$., dan vinden wij als frequentie $f = 10^6/t$, waar de $emphase$ 16 db bedraagt, ongeveer 13 000 Hz. Verder zijn de verhoudingen weer dezelfde en het snijpunt der hellende lijn met de nullijn ligt weer bij $10^6/2\pi t$ Hz. (Dat is nu een ander punt op de nullijn omdat t grooter werd genomen.)

De nullijn in deze figuur is het versterkingsniveau der lage tonen.

Nu ziet onze rechtlijnige voorstelling er niet zeer natuurlijk en aannemelijk uit. Als zij juist was, zou zij ons vertellen, dat bij een tijdconstante van $75 \mu\text{sec}$. de versterking tot ruim 2000 Hz constant zou wezen (de nullijn) om dan plotseling met 6 db per octaaf te gaan stijgen. En met een tijdconstante van $50 \mu\text{sec}$. zou die plotselinge stijging bij ruim 3000 Hz. beginnen. Zoo kan het werkelijke verloop nooit zijn.

Als wij bedenken, dat we bij de beschouwing den geheelen invloed van de L op de lage-tonen-versterking en dien van de R op de hoge-tonen-versterking hebben verwaarloosd, is het ook wel duidelijk, dat het daaraan ligt, dat we die scherpe knikken in het verloop bij 2000 en 3000 Hz in de figuur zien optreden. Er is een tusschengebiet tusschen hoog en laag, waarvoor die verwaarloozing niet toelaatbaar was.

Voor dit gebied moeten we een meer nauwkeurige benadering voor de waarde der $emphase$ toepassen. Die meer nauwkeurige benadering vindt men in:

$$emphase = \sqrt{1 + (2\pi f L/R)^2}$$

Daaruit volgt, dat voor de frequentie $f = 10^6/2\pi t$, waarin $t = L/R$ is, en die het zoeven bepaalde snijpunt van onze rechte lijn met de nullijn vormde, geschreven kan worden:

$$emphase = \sqrt{1 + 1} = \sqrt{2}$$

Nu is $20 \log \sqrt{2} = 3$, dus $\sqrt{2} = 3$ decibel.

De $emphase$ voor de frequentie in het snijpunt onze rechte schuine lijnen met de nullijn is dus telkens 3 decibel. Door uit die snijpunten loodlijntjes op te richten tot aan het niveau van 3 db vinden we derhalve de punten a en b, die volgens de meer nauwkeurige benadering op de werkelijke krommen moeten liggen, ongeveer in het midden der kromme gedeelten. Deze zijn gestippeld aangegeven. Met heel weinig gereken kan dus een goede voorstelling van het verloop der $emphase$ verkregen worden.

En nu de voor den luisteraar misschien nog meer belangrijke vraag, hoe men in het ontvangstel een verloop der versterking kan verkrijgen, dat de als een tijdconstante in microseconden bekende pre- $emphase$ weer door de- $emphase$ te niet doet.

Dit is te bereiken door volgens fig. 3 over den koppelweerstand R in een Jaagfrequenttrap achter een penthode een *parallelcondensator* C aan te brengen, zoodat de tijdconstante van deze RC-

schakeling weer gelijk is aan die der pre-emphase. Daartoe moet R in ohms maal C in μF weer 75 of 50 microseconden zijn.²⁾

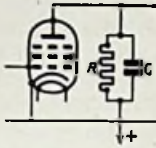


Fig. 3.

Hierbij valt een opmerking te maken. Bij de bespreking der pre-emphase werd erop gewezen, dat in den aan de zenderzijde gebruikten versterkertrap, die de emphase te weeg brengt, de R niet zeer groot mag worden gekozen. De reden daarvoor is, dat de aangenomen evenredigheid der versterkingen met R en ωL slechts verwezenlijkt wordt

²⁾ Combinaties van L en R of C en R geven 4 mogelijkheden:

L in serie met R geeft toenemende versterking voor hooge tonen.

C in serie met R geeft toenemende versterking voor lage tonen.

L parallel met R geeft toenemende verzwakking voor lage tonen.

C parallel met R geeft toenemende verzwakking voor hooge tonen.

als de totale koppelingsimpedantie in den plaatkring veel kleiner blijft dan de inwendige weerstand der voorafgaande buis. De emphasetrap aan de zenderzijde is dus een matig versterkende trap. Het werkelijke verloop van het met 6 db per octaaf stijgende hooge-tonen-gedeelte der krommen van fig. 2 gaat ook voor steeds hogere frequenties (ver boven de gehoorrens) niet eindeloos door. Als ωL nadert tot de waarde van den inwendigen weerstand R, der versterkerbuis, wordt de versterking kleiner dan ωL en buigt de lijn om.

Aan de ontvangzijde, waar men door de *parallel*-schakeling van een condensator aan den koppelweerstand R de koppel-impedantie *kleiner* maakt voor de hooge tonen, ligt de toestand anders. Hier kan een waarde voor R gekozen worden, die een normale lage-tonen-versterking geeft en men kan er dus 50 000 of zelfs 100 000 ohm van maken. Om een tijdconstante RC van 50 μsec . te verkrijgen, wordt C dan 0,001 resp. 0,0005 μF . Voor een tijdconstante van 75 μsec . wordt dit bij de genoemde waarden van R resp. 0,0015 en 0,00075 μF .

Daarmede wordt dan een versterkingskromme verkregen, die juist het tegengestelde verloop heeft, dat in fig. 2 werd aangegeven en men ziet, dat de opgave der pre-emphase in microseconden het al heel eenvoudig maakt om te berekenen, wat men daartoe aan de ontvangzijde noodig heeft. C.

Het meten van vermogens bij zeer hooge frequenties

A. Inleiding.

Bij gewone radiofrequenties is het meten van vermogens niet zoo moeilijk. Daar kan men zich beperken tot het meten van spanningen op of stroomen door een bekenden weerstand. Men kan dan nog gebruik maken van buisvoltmeters of hittedraadmeters. Als men echter op het terrein der golfgeleiders (wave guides) komt, dan zijn spanning en stroom twijfelachtige grootheden geworden, die niet zonder meer gedefinieerd zijn. Daarom is het noodig om dan uit te zien naar geheel andere meetmethoden voor het bepalen van vermogens.

* * *

De techniek der lage frequenties blijkt echter op sommige punten bruikbaar voor het hier gestelde doel. Gelijkrichters, die normaal slechts tot enkele kHz bruikbaar zijn, geven plotseling meer mogelijkheden door de intrede der kristal-gelijkrichters (crystal diodes). Zij hebben helaas enkele bezwaren, nl. instabiliteit en temperatuurafhankelijkheid en moeten dus vergeleken kunnen worden met een standaard. Thermokoppels vinden ook hier en daar wel toepassing, maar ook zij moeten geijkt worden tegen een standaard.

Een andere methode, die vrijwel steeds bij zeer

hooge frequenties wordt toegepast, is het omzetten van het elektrisch vermogen in warmte.

Een verdere splitsing kan nog gemaakt worden tusschen de twee meest bekende methoden, nl. de calorimetrische en de bolometrische methode.

Bij de calorimetrische methode wordt het vermogen, dat gemeten moet worden, opgenomen door een vloeistof of het wordt vernietigd in een weerstand, waarbij de ontstane warmte dan wordt afgevoerd door een vloeistof. De temperatuurverhoging en de doorgestroomde hoeveelheid der vloeistof zijn dan een maat voor het te meten vermogen. De nauwkeurigheid dezer methoden is groot en calorimeters worden vaak als standaards gebruikt. De vereischte apparaten zijn echter nogal omvangrijk en het minimale vermogen, dat nauw-

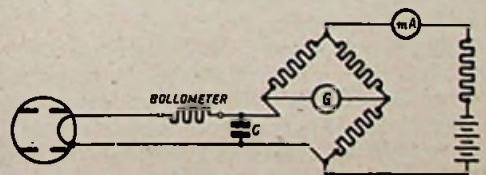


Fig. 1. Schema van een bolometrischen Voltmeter.

keurig gemeten kan worden, bedraagt enkele watts. Daarom is deze methode in de eerste plaats geschikt voor bijzondere metingen in het laboratorium.

De bolometrische methode is in dit verband heel wat gemakkelijker. Ze vereischt weinig omvangrijke apparatuur, is snel en kan ook kleinere dan de zoo juist genoemde vermogens meten.

Een schets van een bolometer-opstelling geeft fig. 1. Het belangrijkste onderdeel is een gevoelig weerstandselement, (bolometer genaamd) dat de eigenschap heeft, dat de weerstand met de temperatuur verandert. Meestal bestaat de bolometer uit een luchtledigen glazen ballon, waarin een weerstandsdraadje is aangebracht. (Het is bijv. heel goed mogelijk om een zgn. achterlichtlampje 4 à 6 volt 40 mA als bolometer te gebruiken). Deze bolometer wordt opgenomen in één tak van een gewone, met gelijkstroom gevoede wheatstonebrug. Men brengt de brug in evenwicht. Daarna zal de uhf-stroom, die door den bolometer gaat, de weerstandswaarde ervan doen toenemen en daardoor de brug uit evenwicht brengen. Fig. 2 geeft het verband tusschen stroom en weerstand van zoo'n bolometer.

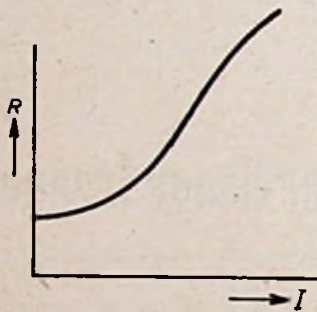


Fig. 2. Verband tusschen stroom en weerstand van een bolometer.

De condensator tusschen bolometer en eigenlijke brug dient ervoor om den uhf-stroom buiten de brug te houden. De werking is dus zoo, dat deze stroom den bolometer een bepaalde weerstandswaarde doet aannemen, die men dan met een wheatstonebrug meet. Het is gewenscht, dat de uhf stroom eenige malen grooter is dan de gelijkstroom, die door de brug vloeit. Is dit niet het geval, dan komt een groot deel van de weerstandstoename van den bolometer op rekening van den gelijkstroom, die van geen interesse is. Men wil juist den uhf-stroom meten.

Zooals gezegd, wordt de mate van onevenwichtigheid der brug gebruikt om het te meten vermogen te bepalen. Dat kan men heel gemakkelijk als volgt doen. Men neemt een wisselstroombron, waarvan men het afgegeven vermogen ook op andere wijze kan meten en sluit die op de bolometerschakeling aan. De galvanometer in den diagonaaltak van de brug kan direct in watts

geijkt worden. De calibreering is voor uhf stroommen dezelfde als voor lage frequenties. Het beschreven type meetinstrument is wel het meest gebruikt in de techniek der ultrahooge frequenties. Men moet zich echter niet op de waanidee laten brengen, dat zulks alléén maar voor het uhf gebied geldt; integendeel, de meeste meetinstrumenten in gebruik bij de kabeltelefonie voor het meten van draaggolftelefoniecircuits (tot 200 kHz) zijn al sinds jaar en dag bolometers.

* * *

Men moet bij het ontwerpen van bolometrische wattmeters echter enkele dingen in acht nemen. In de eerste plaats wel het vermogen, dat moet worden opgenomen in den bolometer; verder moeten oorzaken van verliezen worden opgeheven; zooals el. magn. straling, diëlectriciteitsverliezen, slechte geleiders en slechte overgangscontacten tusschen de geleidende oppervlakken. Denk U bijvoorbeeld, dat de bolometer moet dienen als kunst-antenne, dan is het tevens noodig, dat de weerstandswaarde ervan is aangepast aan de voedingsslijn.

De gevoeligheid van den bolometer is belangrijk, vooral als kleine vermogens moeten worden gemeten. Deze gevoeligheid hangt niet alleen af van het aantal ohms per watt van den weerstand, maar ook van den stroom en den weerstand, waarbij de bolometer wordt gebruikt. Een groote stroom en kleine weerstand is de meest gewenschte situatie.

Indien groote vermogens moeten worden gemeten, is de gevoeligheid minder belangrijk dan de mogelijkheid om dit groote vermogen werkelijk te kunnen verwerken. Men kan groote vermogens steeds verzwakken (door middel van verzwakkers) tot een waarde, die voor den bolometer het meest geschikt is, maar het ontwerpen van verzwakkers voor deze frequenties is meestal even lastig als het ontwerpen van een bruikbaar type bolometer, zoo niet nog ingewikkelder.

Veranderingen in de omgevingstemperatuur mogen geen invloed hebben op de weerstandsverandering van den bolometer. Daarom kiest men het werkingsgebied van bolometers meestal daar, waar ze zichtbaar licht gaan uitstralen, dus 500 à 1000 graden. Aan den anderen kant moet men die grens weer niet te hoog kiezen, daar anders gevaar voor doorbranden ontstaat. Meestal neemt men dan ook bolometerconstructies, die veel overeenkomst vertoonen met gewone metaaldraad-gloeilampen, hetzij vacuum, hetzij met een edelgasvulling.

Tenslotte kan men bij de eischen, waaraan een bolometer moet voldoen, ook noemen de mogelijkheid van uitwisselbaarheid en het gebruik van houders voor de bolometers, die voldoen aan de eischen, die de uhf-techniek stelt.

* * *

B. Voorbeelden van bolometer-elementen.

Tot de eerste bolometer-elementen die in de uhf-techniek gebruikt werden, behooren de kleine glas-

zekeringen (zgn. Littlefuses) aan de meesten welbekend. Vooral de 10 mA uitvoering (draad van slechts 2μ dik) werd veel toegepast. Haar gevoeligheid bedraagt 4Ω per mW maar ze is weinig bestand tegen overbelasting. De impedantieafwijkingen tusschen deze zekeringen onderling zijn van dien aard, dat bij 9000 MHz de houders voor ieder exemplaar apart moeten worden afgestemd.

Men verkreeg betere resultaten door speciale concentrische houders te construeeren waarbij de impedantie niet noemenswaard veranderde bij uitwisseling van de bolometer-elementen.

Deze bolometers worden gekenmerkt door een kleine thermische tijdconstante, die in de buurt van 0,3 milliseconde ligt, tengevolge van het feit, dat de zeer dunne draad door lucht is omgeven (deze „littlefuses” zijn niet van een luchtledig voorzien). Door deze kleine tijdsconstante¹⁾ kan men ze gebruiken als detectoren voor amplitude-gemoduleerde signalen en tevens kunnen ze snelle variaties van het vermogen meten. Zooals hierna nog zal worden uiteengezet onder C., moet men daarom terdege oppassen met het interpreteren van metingen aan amplitude-gemoduleerde stroom, die soms tot flinke fouten aanleiding kunnen geven. Ook als stootsgewijs uitgezonden vermogens (denk aan impuls apparatuur zooals voor radar, enz.) moeten worden gemeten, kunnen hinderlijke fouten in de aflezing van het vermogen optreden. De beschreven bolometers zijn bruikbaar voor het meten van continue vermogens tot ca. 10 milliwatts.

Een ander type bolometer is afgebeeld in fig. 3. In de Amerikaansche literatuur wordt dit type aangeduid met den naam thermistor. Een goed Nederlandsch woord is er niet voor alhoewel de naam variator er soms aan wordt gegeven. Deze bestaat uit een tweetal in een luchtledigen ballon ingesmolten toevoerdraaden, waartusschen een dunne draad van metaaloxydkorrels is aangebracht, die een temperatuur-afhankelijken weerstand bezit.

De maximale gevoeligheid is omstreeks 15Ω per mW en is dus grooter dan van de eerder be-

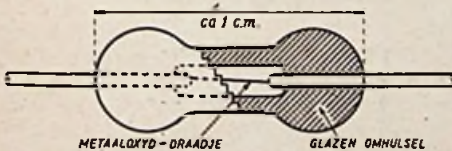


Fig. 3. „Thermistor”.

schreven „littlefuses”. De thermistors worden ook meestal gebruikt voor het meten van vermogens beneden 10 mW, maar zijn beter bestand tegen overbelastingen dan het zekering-type. Verder is

¹⁾ De tijd nodig om een verwarmden draad, na uitschakeling van den stroom, weer de oorspronkelijke weerstandswaarde te doen her krijgen, is ongeveer gelijk aan $3 \times$ de tijdconstante.

hun thermische tijdconstante en warmtecapaciteit betrekkelijk groot, waardoor ze zeer geschikt zijn voor het meten van het gemiddelde vermogen van impulszenders. In juist gedimensioneerde houders geplaatst, kan men ze tot ca 10000 MHz gebruiken.

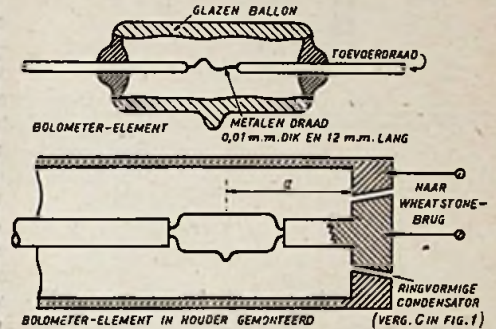


Fig. 4. Belastingslamp voor het meten van vermogen.

Voor het meten van vermogens tusschen 10 mW en 15 watt gebruikt men vrijwel altijd belastingslampen als bolometers. Een voorbeeld is in fig. 4 geteekend. Een dunne „gloeidraad” bevindt zich in een luchtledig of in een met waterstofgas gevulden glazen ballon. De vorm van den ballon is zoo gekozen, dat die geplaatst kan worden in den binnensten geleider van een coaxiale kabel of kring. Indien goed toegepast, geeft de bolometer zeer nauwkeurige meetresultaten, maar kan groote meetfouten geven tengevolge van niet-gelijkmatige stroomverdeling langs den „gloeidraad” indien de opstellingsplaats van den bolometer dicht bij een stroomknop is gelegen.

Doordat de lengte-afmeting van de lamp met toevoerdraaden niet steeds klein is ten opzichte van de golflengte van den te meten stroom, is het niet mogelijk om dit type lamp goed aan te passen aan den golfweerstand van een voedingslijn voor een breeden frequentieband.

Een betere constructie toont fig. 5. De „gloeidraad” is vrijwel gelijk aan dien van het in fig. 4 afgebeelde type, maar door zijn bijzondere constructie kan deze bolometer geplaatst worden aan het einde van een coaxialen geleider. Daar vloeit een vrijwel gelijkmatig verdeelde stroom en daardoor worden de fouten tengevolge van niet-gelijkmatige stroomverdeling langs den „gloeidraad” tot een minimum beperkt. Indien men in het meetgebied den weerstand van den draad in de buurt van de karakteristieke impedantie van de lijn, kiest, waaraan gemeten wordt, dan vormt de lamp een juist aangepaste belasting aan die lijn voor een heel groot frequentiegebied. De frequentie waarboven ook deze lamp geen goede resultaten meer geeft, wordt bepaald door de niet meer verwaarloosbare zelfinductie van den gloeidraad. Hieraan is nog even te ontkomen door deze zelf-

C. Foutenbronnen.

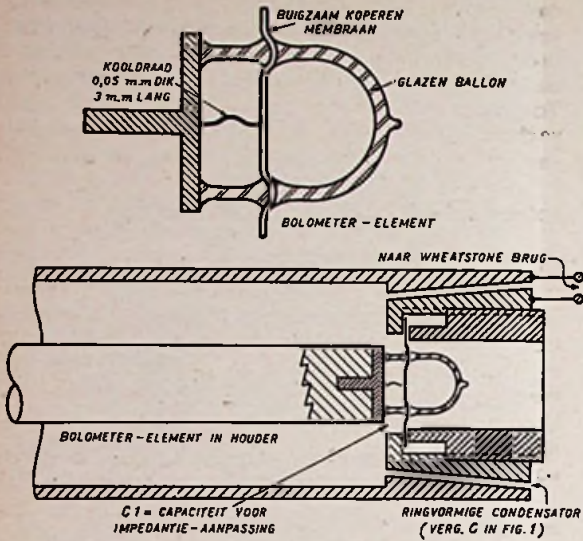


Fig. 5. Belastinglamp in een specialen houder, voor het meten van vermogens, waarbij over een groot frequentiegebied de impedantie juist kan worden aangepast.

inductie af te stemmen met de capaciteit, gevormd door de „ingangs“-electrode van den bolometer en het metaal van den houder, aangegeven in fig. 5 met C_1 , waardoor de totale impedantie van den bolometer voor een bepaalde frequentie (de frequentie van den te meten stroom) dan weer ohmsch is geworden.

* * *

Een punt van overweging bij het gebruik van wattmeters in het gebied der zeer korte golven is wel dit: wordt het werkelijke vermogen gemeten of slechts iets dat er hoogstens mee evenredig is? In dit gebied, waarbij staande golven kunnen optreden, komt de wet van Ohm op losse schroeven te staan. Immers een kortsluiting tusschen twee draden kan zich een kwart golfenlengte verder manifesteren als een zeer hoge (theoretisch oneindig hoge) weerstand, zooals de bekende Lecherlijn bijvoorbeeld.

Zoo is er op 't oogenblik geen enkele standaard-wattmeter waartegen geen bedenkingen zijn aan te voeren, alhoewel men calorische wattmeters soms wel als standaard gebruikt. Maar ook deze zijn foutenbronnen indien niet zeer deskundig toegepast, maar men kan door zeer zorgvuldig te werk te gaan, een meetnauwkeurigheid van 2 à 3 % halen.

Bij de bolometer methoden kan een foutenbron zetelen in een niet-gelijkmatige stroom-verdeeling langs den weerstanddraad van het bolometer-element indien het verband tusschen vermogen en weerstand niet lineair is en als het vermogen, dat gemeten moet worden, voor een belangrijk deel of zelfs geheel door den bolometer wordt opgenomen. Voor korte gloeidraden zal de fout groot zijn als de gloeidraad zich vlak bij of in een stroomknoop bevindt. De grootte van de fout neemt sterk toe met een aan een bepaalden bolometer toegevoerd grooter vermogen.

In een onlangs gepubliceerd onderzoek van twee Amerikaansche ingenieurs trof ik een grafiekje

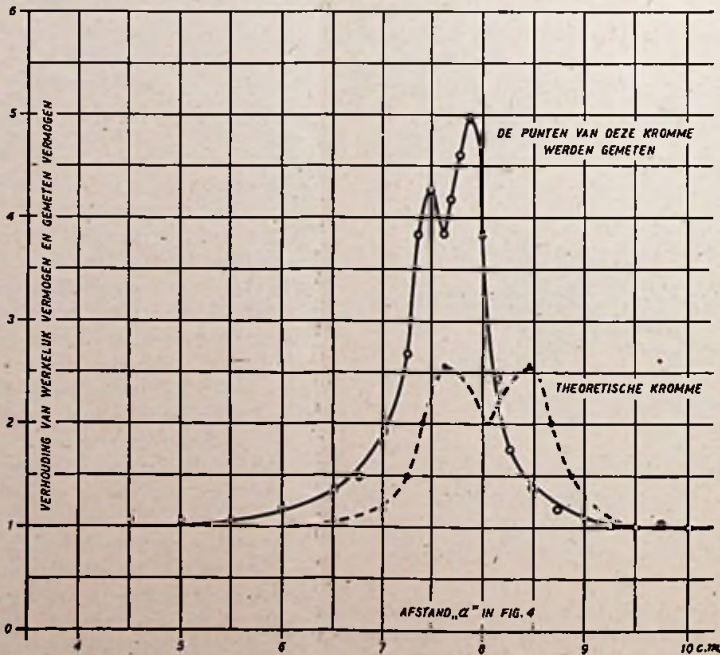


Fig 6.

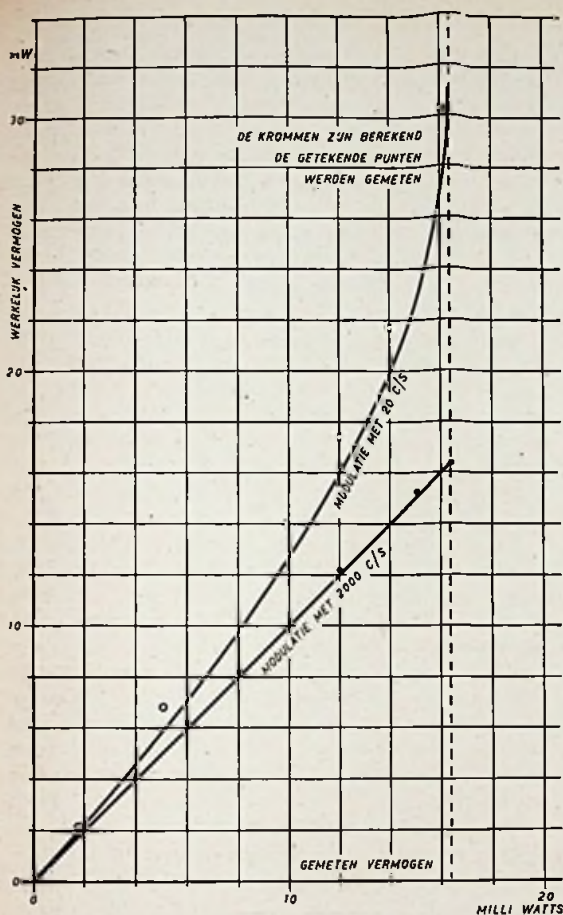


Fig. 7.

aan, dat een helder beeld geeft van de waarheid dezer stelling. Zij gebruikten een bolometer als afgebeeld in fig. 4 en een frequentie in de buurt van 3000 MHz. Het verband tusschen vermogen en bolometer-weerstand werd gegeven door de betrekking $R = a + b \sqrt{W}$ waarin R den weerstand en W het vermogen voorstelt; a en b zijn constanten van den bolometer. De stroomverdeling werd gewijzigd door den bolometer dichterbij of verder weg van het kortgesloten eind van de coaxiale lijn te plaatsen. Het komt er dus op neer, dat de afstand a in fig. 4 werd veranderd. Door bijzondere maatregelen werd het zendvermogen angstvallig constant gehouden en nu werd het schijnbare vermogen gemeten met den bolometer op verschillende plaatsen van den binnengeleider der coaxiale lijn. De verhouding tusschen het werkelijke en het gemeten vermogen werd bepaald (door ze op elkaar te deelen) en grafisch uitgezet als functie van den eerder genoemden afstand a uit fig. 4. Het resultaat staat in fig. 6. De theoretische waarden zijn gestippeld in de figuur, terwijl ook de gemeten waarden (vol geteekende kromme) zijn aangegeven.

Hieruit blijkt, dat men grootere afwijkingen vindt dan volgens de theorie zouden moeten optreden, hetgeen o.a. te wijten is aan het optreden van zeer sterke staande golven, als de bolometer in de buurt van een stroomknoop werd geplaatst. Zoo vindt men op een afstand van $7\frac{1}{2}$ cm een verhouding voor werkelijk en gemeten vermogen van maar liefst 4,25 hetgeen wil, zeggen dat, de

bolometer slechts het $\frac{1}{4,25}$ ste deel (= 23 %) van het werkelijke vermogen aanwijst.

Fouten van een geheel ander karakter kunnen optreden bij bolometers met kleine tijdconstante indien het te meten signaal amplitude-gemoduleerd is met een toonfrequente spanning, welke frequentie zoo laag is, dat de weerstandswaarde van den bolometerdraad de veranderingen van het momentele vermogen gedurende één periode kan volgen.

Men heeft deze fout kunnen onderzoeken op de volgende wijze. Men nam een bolometer met een kleine en één met een groote tijdconstante en mat met beide bolometers hetzelfde vermogen, dat geleverd werd door een signaal 100 % gemoduleerd met een „vierkante sinus” (square wave) waarvan de frequentie eerst 2000 Hz en later 20 Hz bedroeg.

Bij 2000 Hz-modulatie waren de afwijkingen tusschen het werkelijke en het gemeten vermogen vrijwel te verwaarloozen, zooals uit fig. 7 blijkt. Bij 20 Hz was het anders; daar werd een kleinere waarde van het vermogen gemeten dan werd toegevoerd; nu volgde de bolometer-weerstand zeer getrouw de 20 Hz modulatiefrequentie.

* * *

Uit de bovenstaande beschouwingen moet nu niet de conclusie getrokken worden, dat het gebruik van bolometerschakelingen voor wattmetingen maar zeer problematisch nut heeft; integendeel; indien juist en met kennis van zaken toegepast, geven bolometers zeer goede resultaten. Ter geruststelling en ter staving van deze uitspraak zij nog vermeld, dat men de ijking van 5 bolometers (2 van Amerikaansch origine, twee Engelsche en één Fransche) heeft gecontroleerd bij 3000 MHz. Alle 5 gaven ze uitkomsten, die niet meer dan 2 % afweken ten opzichte van een calorimetrischen standaard. Bij 9400 MHz waren de resultaten nog nauwkeurig binnen 5 %, hetgeen, gezien de zeer korte golflengte (iets meer dan 3 cm) als zeer goed moet worden aangemerkt. Uit deze gegevens mag men dan ook concludeeren, dat het meten van vermogens met bolometers goede resultaten geeft tot ca 10000 MHz (3 cm golflengte). Hoe boven deze frequentie moet worden gemeten, zal voorloopig een vraag blijven van theoretische waarde, want wil men vermogens van zoo hoge frequenties kunnen bepalen, dan is het in de eerste plaats noodig om ze te kunnen opwek-

ken met dusdanige vermogens, dat toepassing ervan zin heeft.

Voorloopig zal niemand het als een beperking voelen, dat bolometrische wattmeters „slechts” tot 10 000 MHz bruikbaar zijn. vdB.

Wat is een „squegger” ?

In de Engelsche en Amerikaansche technische literatuur komt men vaak woorden tegen, waarvan de beteekenis in geen dictionaire is te vinden en waarvan de herkomst wel eens moeilijk is na te spuren.

Een squegger is een zichzelf blokkeerende en periodiek onderbrekende oscillator, zooals die bijv. wel in eenvoudige superregeneratieve ontvangers wordt gebruikt, een soort van relaxatie-oscillator dus. Het effect kan zoowel door een extra grooten oscillatorlekweerstand als door een te sterke inductieve terugkoppeling worden verkregen.

Over de herkomst van het woord vertelt de bekende Marconi-ingenieur H. J. Round in de *Wireless World*, dat kort na zijn uitvinding (in 1916 ongeveer) van het toepassen van roostercondensator en lekweerstand in een triode-oscillator, om daarmee automatisch de z.g. C-instelling te verkrijgen, door majoor Prince werd opgemerkt, dat vergrooing van den lekweerstand aanleiding gaf tot modulatie van de opgewekte trilling met een hoorbaren toon. Hij omschreef de daarbij optredende werking als „knijpen” van den oscillator (squeezing) en noemde daarom zulk een inrichting een squegger.

Het merkwaardige is, dat deze benaming snel ingang gevonden heeft, vermoedelijk door een geheel andere woord-assimilatie. Bij de Britsche technische troepen in Egypte maakte men met de schakeling kennis omstreeks 1918, in een apparaat, dat gebruikt werd om de waarden van groote weerstanden snel te schatten. Over een tamelijk groot weerstandsbereik produceert de zelfblokkeerende oscillator toch een scherp hoorbaren gilton, die hooger wordt met kleineren en lager met grooteren weerstand. Door nu een geijkten weerstand in de roosterlekbaan te vergelijken met een willekeurigen weerstand, kon men aan de toonhoogte constateeren of deze gelijk, grooter of kleiner was en dus zonder megohmmeter weerstanden controleeren.

In het Engelsch duidt men het gillende geluid aan als squeaking en een megohmmeter staat bekend als een Megger. Daarom vond men „squegger” dadelijk een goed typeerende benaming.

C.

Beproefde producten

Universeele uitgangstransformator 3U110 van Unitran. Van de Unitran-fabriek, thans gevestigd te Amsterdam, ontvingen wij den universeelen uitgangstransformator 3U110 ter bespreking. Dit is een hoogst interessant product van transformator-

fabricage, aangezien met een betrekkelijk klein aantal aftakkingen op primaire en secundaire een overweldigend groot aantal aanpassingen kan worden verkregen, terwijl de frequentie-curve steeds aan zeer hooge eischen blijft voldoen. Het blijft onder alle practische omstandigheden een transformator voor kwaliteitsweergave.

Op dit laatste leggen wij bijzonderen nadruk omdat in het algemeen een zeker wantrouwen bestaat tegen het gebruik van transformatoren met aftakkingen in geluidsinstallaties. Daarvoor bestaat in dit geval geen grond. De transformator heeft in vrijwel alle gevallen hetzelfde rendement en dezelfde frequentiecurve als een normale voor slechts één primaire aanpassing vervaardigde.

Voordat wij daar nog iets meer over zeggen, willen wij eerst een algemeene beschrijving geven. De afmetingen van het metalen huis (zwart crackle lak) zonder de klemmen zijn 9×9 bij 12 cm; gewicht 3 kg.

De primaire is met 't oog op gebruik achter een balanstrap in twee gelijke en gescheiden helften verdeeld, die doorverbonden kunnen worden. Elk dezer helften heeft een aftakking op ongeveer 0,63 van uit het midden. Totale ohmsche weerstand ongeveer 200 ohm.

De secundaire heeft tusschen de eindklemmen A en E de aftakkingen B, C, D, waarbij aftakking DE ongeveer $\frac{1}{3}$, CD $\frac{1}{4}$, BC en AB elk $\frac{1}{5}$ van het totale aantal windingen heeft. De weerstand der geheele secundaire ligt aanzienlijk beneden 1 ohm.

Gebruik van verschillende aftakkingen op de secundaire geeft tegenover de geheele primaire al 9 verschillende transformatieverhoudingen van ongeveer 21 tot 100. Door de verschillende schakelingen, die voor de primaire kunnen worden toegepast, kan elk dier 9-verhoudingen nog op 0,87, 0,63, 0,5, 0,37, 0,31 en 0,18 harer waarde worden gebracht, zoodat de laagste iets beneden 4 ligt en in 54 stapjes tot 100 opklimt. Bij gebruik als balanstransformator is het aantal uit den aard der zaak kleiner.

Natuurlijk moet bij de wijze, waarop een transformatieverhouding wordt verkregen (die kan vaak op meer dan één wijze worden benaderd) ter bereiking van de gunstige frequentie-curve ook rekening worden gehouden met de afsluitweerstand.

De transformator is intusschen zoo zorgvuldig geconstrueerd, dat in het gunstigste geval de curve recht is binnen 1 dB van 20 tot 20 000 Hz, terwijl in het ongunstigste geval nog een binnen 2 dB rechte curve overblijft van 30 tot 10 000 Hz. Ook dat mag nog steeds hooge kwaliteit worden genoemd.

Aangezien de impedantie van een luidsprekerspoeltje geen zuivere weerstand is, maar in het algemeen toeneemt met de frequentie, beteekent een niet al te groote afwijking in transformatieverhouding alleen, dat men de juiste aanpassing verschuift naar een wat andere frequentie en dat

VRAGENRUBRIEK

daarmee een verschuiving optreedt van het gehele frequentiebereik. Indien nu — zooals hier — de transformator maar zeer goed is door zorgvuldig uitgevoerd ontwerp, wordt het praktisch in aanmerking komende weergavegebied hierdoor niet geschaad. Dit is de grondstelling, waarop het succes van deze constructie berust.

De secundaire is berekend op spreekspoeltjes tot 15 ohm. Primair kan de aanpassing tot 20 000 ohm gaan.

Als handleiding voor het gebruik worden bij deze transformatoren tabellen verstrekt, die voor verschillende aansluitingen de primaire impedanties vermelden, welke bij diverse waarden van secundaire impedantie ontstaan. Primair kan behalve directe aansluiting aan eindbuizen ook aansluiting aan een lijn van bijv. 500 ohm worden toegepast.

In die tabellen worden voor de secundaire de verschillende aansluitpunten genoemd en voor de primaire diverse doorverbindingen tusschen klemmen onder het hoofd „kortsluiten”. Dat laatste woord zou nog tot eenig misverstand aanleiding kunnen geven, want het toepassen van kortsluiting op een deel van een transformatorwikkeling zou iets heel bedenkelijks zijn; dat gebeurt hier dan ook niet; de doorverbindingen hebben alleen tengevolge, dat wikkelingsgedeeltes „open” buiten gebruik blijven of dat onderling gelijke secties worden parallel geschakeld.

Ten slotte bevat de transformator nog een afzonderlijke tegenkoppelingswikkeling, die evenals de primaire in twee gescheiden, maar doorverbindbare, gelijke helften is verdeeld, waardoor — afhankelijk van de schakeling der primaire, $2 \times 10\%$ of $2 \times 6,3\%$ van de primaire spanning voor tegenkoppeling ter beschikking staat.

Het vermogen, waarvoor de transformator geschikt is, bedraagt 25 watt, zoodat men er bijv. 8 luidsprekers op kan aansluiten en hij is beproefd op 2000 volt.

Bij aansluiting van meer dan één luidspreker kan men door keuze van verschillende secundaire aftakkingen ook desgewenscht het vermogen ongelijk verdeelen, terwijl niettemin de totale aanpassing de vereischte waarde verkrijgt.

Unitran heeft in dit onderdeel een mooie proeve van zijn kundigheid op dit gebied geleverd.

C.

Vonkjes

De masten van de beide Nederlandsche omroepzenders in de buurt van Lopik bestaan uit driehoekige vakwerkconstructies met een zijde van 2,78 m. De mast voor den op 301,5 m golfengete werkenden zender is 168 m hoog. Die voor den op 415 m golfengete werkenden zender is 198 m. De masten zijn van den grond geïsoleerd en zijn z.g. zelfstralers.

H. A. R., Nijmegen. — 1. Tot dusver heeft — zoover wij weten — geen enkele firma het initiatief getoond om de in „Betere toonregeling” (R.-E. No. 3) gespecificeerde spoelen te gaan maken.

2. Achter den toonregelingstrap kan inderdaad een versterker volgen, waarin ook tegenkoppeling is toegepast.

3. Als men voor een buis met gearde kathode neg. roostersp. ontleent aan een weerstand in de neg. hsp. leiding, ont koppeld met een grooten weerstand en betrekkelijk kleinen condensator naar aarde (lekweerstand aan verbinding tusschen ont koppelweerstand en ont koppelcond.) kan dit alleen als een goede ont koppeling gelden, indien men de positieve hsp. leiding naar de vorige buis minstens even sterk ont koppelt. Anders krijgt men langs dien anderen kant toch weer tegenkoppeling.

4. Als gelijkrichtcel bij een Mavometer bevelen wij een type van 5 mA aan.

B., Rotterdam. — Indien u ons uw adres had opgegeven, zouden wij u het antwoord op uw vragen veel eerder per post hebben doen toekomen.

1. Een toestel, waarbij de afstemmingen der zenders op de schaal te dicht bij elkaar liggen, terwijl toch condensator, spoelen en schaal bij elkaar behoo ren, zal — als het een super is — een verkeerd afgeregelden *oscillator* kring hebben, waarbij de trimmer te klein is of de padder te groot. Na herstel hiervan ook trimmer signaal-kring bijregelen.

2. Met graden K wordt bedoeld: graden Kelvin, dat zijn graden Celsius, gerekend vanaf het *absolute nulpunt*.

Aangezien gassen bij elken graad C verlag ing in temperatuur hun volume met $1/273$ ste deel van het volume bij nul graden verminderen, is men tot de (overigens ook door andere verschijn selen bevestigde) conclusie gekomen, dat bij 273°C onder nul de laagste temperatuur wordt bereikt, waarbij de stoffelijke wereld nog kan bestaan. Daarom is — 273°C als absoluut nulpunt aangenomen. Met 2000°K is dus bedoeld 1727°C op onze gewone schaal.

J. v. N., Rotterdam. — De schakeling, die u ons voorlegt, stelt een gelijkstroomversterker voor. In het algemeen is dit een in het gebruik lastig versterkertype, omdat al de daarin optredende spanningen afhankelijk van elkaar zijn. Wij bevelen u sterk aan, het artikel in R.-E. 1939 No. 21 over dit soort versterkers over te lezen; bedoeld No. zal bij onze administratie nog wel verkrijgbaar zijn. De moeilijkheid bij het gebruik voor metingen zit juist in het bereiken van voldoende constantheid en de door u geteekende schakeling zal daarin niet uitmunten.

Men kan aan den ingang natuurlijk wel een weerstand met aftakkingen aanbrengen om verschillende meetbereiken te verkrijgen, maar dat brengt weer nadeelen mede bij voorschakeling van een diode. Beter is dan, aftakkingen te maken op den diode-belastingweerstand.



Gevestigd 1918

Het **I. v. R.**

(Radio Instituut Steehouwer)
Graaf Florisstraat 74, Rotterdam
Telefoon 34520

De inschrijving voor de nieuwe **mondelinge dag- en avondcursussen** ter opleiding voor:

RADIOTELEGRAFIST ter koopvaardij en bij de luchtvaart (Rijks-certificaat)

RADIOTECHNICUS (diploma N. R. G.)

RADIOAMATEUR (Rijksdiploma)

NAVIGATOR 2e kl. (Rijksdiploma)

en de **mondelinge avondcursussen** ter opleiding voor

RADIOMONTEUR (diploma N. R. G.)

RADIOREPARATEUR (diploma V. E. V.)

RADIODETAILHANDELAAR (diploma V. E. V.)

aanvangende 1 September 1947, geopend.

Candidaten voor Radiotelegrafist, Radiotechnicus en Navigator, die niet in het bezit zijn van een diploma H. B. S. 3 j. cursus, een bewijs van overgang van de 3e naar de 4e klasse eener H. B. S., een diploma Mulo B, een diploma Mulo A met voldoende cijfers voor talen, wis- en natuurkunde, of een met deze diploma's of bewijzen gelijkgestelde bevoegdheid, volgen de lessen in bovengenoemde vakken aan de school.

De kandidaten voor Radiotelegrafist en Navigator behoren vooraf medisch te worden gekeurd.

Inlichtingen en Beknopt Prospectus dagelijks aan de school verkrijgbaar.