

TWINTIGSTE JAARGANG

RADIO EXPRES

TIJDSCHRIFT VOOR RADIOTECHNIEK

IN DIT NUMMER: Selectiviteitsmeting met een afregelzender.
— Juiste schrijfwijze van afkortingen. — De interferentie toon-
generator II. — Nieuwe luidsprekerconstructie. — Meting der
afgetakte spanning aan een spanningsdeeler. — Als de sterkte-
regeling het signaal niet geheel onhoorbaar kan maken. — De
anode-rooster-capaciteit in oscillatorschakelingen. — De aard-
appelproef.

NO. **10**
15 MEI 1942

PRIJS
31 CENT



GEVESTIGD 1918

**Het Radio Instituut
STEEHOUDER N.V.**
Graaf Florisstraat 74, Rotterdam. - Tel. 34520

De inschrijving

voor de mondelinge cursussen ter opleiding voor het diploma van

**RADIOTECHNICUS
en
RADIOMONTEUR**

aanvangende 1 September a.s. is geopend.

Tevens aanvang van de lessen in talen, wis- en natuurkunde voor hen, die niet in het bezit zijn van een diploma H.B.S. 3 jc of M.U.L.O. B. Geïllustr. prospectus nr. 103 gratis op aanvraag.

De schriftelijke cursussen voor de vakken Radiotechnicus, Radiomonteur, Zendvergunning, Filmtechnicus, Radiodistributie, Studio- en opnametechniek, Radioservice beginnen op den 1en Vrijdag van elke maand. Uitvoerige inlichtingen en proefles (nr. 103) gratis op aanvraag.

Aan de school is beperkte gelegenheid tot internaat.

**Complete
jaargangen
Radio-Expres**

1940 f 5.—

1941 f 5.25

De jaargang 1939 is geheel uitverkocht



Levering uitsluitend na inzending van het bedrag aan de administratie van Radio-Expres, Stadhoudersweg 153a Rotterdam, Giro 385246

Verkrijgbaar:

GELUIDSVERSTERKING

door R. DE SCHEPPER

Een boek, speciaal over laagfrequentversterkers, microfoons, luidsprekers, geluidsinstallaties, enz. Prijs f 6.60, inclusief omzetbelasting en porto.

Verkrijgbaar bij:

Radio-Expres, Stadhoudersweg 153a, Rotterdam - Postrek. 385246

RADIO-EXPRES

TIJDSCHRIFT VOOR RADIOTECHNIEK

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

Redactie en Administratie: Stadhoudersweg 153, Rotterdam. Telefoon 46656. Postrekening 385246.
VERTEGENWOORDIGING VOOR BELGIË: BOEKHANDEL „DE TECHNIEK“ — AMERIKALEI 195 TE ANTWERPEN

Dit blad verschijnt op den 1 en en 3en Vrijdag van iedere maand. Abonnementsprijs f 5.25 per jaar, of f 2.63 per halfjaar, voor het binnenland en f 6.30 per jaar voor het buitenland.

Het auteursrecht voor den volledige inhoud wordt voorbehouden volgens de Wet op het Auteursrecht v. 23 Sept. 1912, Stbl. No. 308

Selectiviteitsmetingen met een afregelzender



Tot de categorie der hulpapparaten, waaraan wij den naam van afregelzenders geven, behooren alle service-oscillatoren, die niet als volslagen meetzenders kunnen worden beschouwd.

Aan een meetzender, die zijn naam geheel verdient, moet de eisch worden gesteld, dat men er betrouwbare gevoeligheidsmetingen aan toestellen mede kan verrichten en daartoe dient hij voorzien te zijn van een verzwakker-systeem, dat zekerheid biedt omtrent de mogelijkheid om volgens een geijkte schaal spanningen van enkele microvolts aan de door te meten toestellen te kunnen toevoeren. Men moet dus niet alleen de afgegeven spanningen tot zoo kleine waarden kunnen terugregelen, maar men moet die waarden ook kunnen aflezen, met redelijken waarborg, dat de aflezing juist is voor alle frequenties, waarop men den meetzender instelt.

Dat is een zeer zware eisch, want betrouwbaar te ijken verzwakkers, die zich in hun ijking van de frequentie onafhankelijk toonen, zijn moeilijk uit te voeren. De meeste in de practijk gebruikte service-oscillatoren zijn daarom onder de aan minder hoge eischen voldoende afregelzenders te rekenen, doorgaans wel met een of anderen vorm van verzwakker uitgerust, doch zonder dat deze er aanspraak op kan maken, dat hij ons steeds precies de grootte der afgegeven spanningen doet kennen.

Voor het gewone afregelwerk aan toestellen, het z.g. „trimmen“, dat het meest voorkomt, is dit ook niet noodig. Aan het verrichten van gevoeligheidsmetingen bestaat maar zelden een dringende behoefte.

Een andere vraag is, of het niet vaak nuttig zou wezen, door een objectieve meting de *selectiviteit* van verschillende toestellen te kunnen controleren

en apparaten op dit punt onderling te kunnen vergelijken. Ook voor deze meting heeft men noodig, eerst een signaal van bepaalde, zeer geringe sterkte aan een toestel te kunnen toevoeren en het daarna eenige malen sterker te maken en na te gaan, hoe veel men òf den oscillator, òf het toestel moet verstemmen om weer dezelfde uitgangsspanning te verkrijgen. Hoe kleiner dan de verstemming is, die men noodig heeft, des te selectiever is het toestel. Men moet ook in dit geval echter precies weten *hoe vele malen* sterker men het signaal maakt.

Nu meent R. W(igand?) in „Radio Mentor“ een methode te kunnen aangeven om ook bij ontbreken van een geijkten verzwakker aan den service-oscillator, selectiviteitsmetingen te kunnen doen.

De methode berust op de volgende overweging. De *totale* hoogfrequente spanning, die de afregeloscillator aan den verzwakker afgeeft, zal in het algemeen een waarde bezitten, die met een eenvoudigen gelijkrichter-meter (thermo-voltmeter of lampvoltmeter bij voorkeur) is te meten; wanneer nu van den verzwakker, die desnoods een gewone, hoogohmige potentiometer mag zijn, een voor het te onderzoeken ontvangsttoestel passend klein gedeelte van de totale spanning word afgenomen, zal men die afgenomen spanning tot precies $\frac{1}{2}$, $\frac{1}{4}$ of kleinere waarde kunnen terugbrengen, door *de totale spanning aan den potentiometer* tot zulk een kleinere waarde te reduceeren. Hierbij speelt de eventuele frequentie-afhankelijkheid van de spanningsdeeling geen rol, want de potentiometer behoudt in beide gevallen denzelfden stand.

Het meetprobleem wordt dus in hoofdzaak teruggebracht tot het aanbrenge van een middel om de *totale*, door den afregelzender aan den verzwakker

afgegeven spanning binnen goed meetbare grenzen te variëren.

Volgens den schrijver in Radio Mentor zal men in de meeste afregelzenders van betere kwaliteit wel al een meetinstrument vinden, waarop men de hoogfrequent spanning, die aan den uitgangspotentiometer in zijn geheel wordt oegevoerd, kan aflezen; en dan is er ook een regelinrichting om die spanning op een bepaalde waarde te brengen, bijv. een regelweerstand in serie met de afvlakmoorspoel voor de voeding. Ontbreekt een en ander, dan is het, naar hij zegt, alsnog aan te brengen.

Ofschoon dit idee aantrekkelijk eenvoudig lijkt, als men het zoo leest, zal de uitvoering naar onze meening nog niet meevallen. Met een variabelen weerstand in serie met de afvlakmoorspoel is in elk geval bezwaarlijk de output van een oscillator over een eenigszins aanzienlijk bereik te regelen. Daar zou een spanningsdeeler aan te pas moeten komen. Maar hoe men het ook zou doen, de moeilijkheid bestaat daarin, dat een regeling noodig is, die de frequentie van den oscillator niet beïnvloedt.

Wanneer men bedenkt, dat gewoonlijk moeite wordt besteed aan het zeer constant houden van de voedingsspanning voor een oscillator, juist om geen frequentieverloop te krijgen, dan lijkt het zeer bedenkelijk, de voedingsspanning opzettelijk te gaan variëren om de output eenige malen grooter of kleiner te maken.

De eenige min of meer bruikbare weg om hier tot het doel te geraken, zou de volgende zijn:

De oscillator wordt op zoo zwak mogelijke output ingesteld, met de hoogfrequentverbindingkabel aan den ontvanger verbonden en deze in afstemming gebracht met den oscillator, hetgeen gecontroleerd wordt aan maximum uitslag van een parallel aan den luidspreker (of in plaats van den luidspreker) geschakelden outputmeter.

Nu wordt het signaal van den oscillator, dat op den totalen verzwakker staat, 2, 4 of bijv. 10 maal sterker gemaakt, als dat kan.

Aangezien de oscillator hierdoor wel verstemd zal zijn, wordt die weer in resonantie gebracht met het ontvangtoestel.

Hierna wordt niet de oscillator, maar het toestel verstemd totdat de aan dit toestel verbonden outputmeter weer denzelfden uitslag vertoont als bij de eerste meting. Wanneer nu op de schaal van het toestel de verstemming met voldoende nauwkeurigheid is af te lezen, vormt de grootte die verstemming een maat voor de selectiviteit.

De in hertz of kilohertz uitgedrukte verstemming, die men aanbracht, is n.l. de halve resonantiebreedte van de totale selectiviteitskromme van het toestel bij de sterkteverhouding die men heeft ingesteld. Meet men bij een sterkteverhouding 2, dan vindt men de

resonantiebreedte op $\frac{1}{2}$ der hoogte van de kromme; bij sterkteverhouding 10 op $\frac{1}{10}$ der hoogte van de kromme enz.

Aldus beschouwd, gaat de methode alleen op voor ontvangtoestellen, die een schaal bezitten met voldoende nauwkeurige frequentieijking, terwijl de ijking van den afregelzender er eigenlijk geheel niets toe doet. C.

Vraag en Aanbod

Geabonneerden op Radio-Expres hebben het recht, éénmaal per halfjaar gratis een advertentie van 4 regels in deze rubriek te plaatsen.

Opgaven voor zoo'n advertentie moeten geschieden op een afzonderlijk blaadje papier of briefkaart, dus niet tusschen andere correspondentie. Men controleere zelf, dat de opgegeven tekst de 4 regels niet overschrijdt. Duidelijk schrift, vooral van handelsmerken en afkortingen, is gewenscht. Ruiladvertenties mogen op het oogenblik niet geplaatst worden.

Geschreven moet worden:

ampère (zonder hoofdletter) = A (hoofdletter)
milli-ampère = mA (geen punten achter de letters)

micro-ampère = μ A

volt = V

ohm = Ω

kilo-ohm = k Ω

megohm = M Ω

watt = W

farad = F

microfarad = μ F

micromicrofarad = $\mu\mu$ F

henry = H

microhenry = μ H

hertz = Hz

kilohertz = kHz

ampère-uur = Ah

kilowattuur = kWh

millimeter = mm

centimeter = cm

meter = m

kilometer = km

De algemeene regels zijn dus:

alle benamingen van maten, voluit geschreven, met kleine letter;

alle voorvoegsels bij de afkortingen, behalve de M van mega, met kleine letter; dit ter onderscheiding van de m voor milli;

alle afkortingen, wanneer het benamingen van maten betreft, die naar beroemde personen zijn genoemd, met hoofdletter, behalve dat de Grieksche letter Ω (omega) voor ohm wordt gebruikt; het laatste voorkomt verwarring met nul.

De Interferentie Toongenerator (II)

Kwadratische detectie.

Een middel om uit een zweving een onvervormden laagfrequentestroom te verkrijgen, is kwadratische detectie. Als het werkelijk mogelijk zou zijn, dit op eenvoudige wijze uit te voeren, dan zou dit een absoluut afdoend middel zijn. Als een lampkarakteristiek voorgesteld wordt door de vergelijking

$$I_a = a + b V_r + c V_r^2$$

dus door een reeks, die na den tweedegraadsterm wordt afgebroken, dan kan men daarin stellen

$$V_r = v_0 \sin \omega t.$$

De eerstegraadsterm geeft dan aanleiding tot het ontstaan van een wisselstroomcomponent $b \cdot v_0 \sin \omega t$, terwijl de tweedegraadsterm oplevert $c \cdot v_0^2 \sin^2 \omega t$.

Nu is $2 \sin^2 \omega t = 1 - \cos 2 \omega t$ en daardoor valt deze $c \cdot v_0^2 \sin^2 \omega t$ uiteen in twee stukken, nl. $\frac{1}{2} c \cdot v_0^2$ en $\frac{1}{2} c \cdot v_0^2 \cos 2 \omega t$.

Dit stelt voor een component, die niet ωt bevat, dus een gelijkstroom, en een die $2 \omega t$ bevat en dus de dubbele frequentie heeft.

De term $\frac{1}{2} c \cdot v_0^2$ noemt men het detectie-effect en dit is dus evenredig met de maximale waarde van de toegevoerde wisselspanning in het kwadraat, vandaar de naam kwadratische detectie.

Kwadratische detectie is bij radio ontvangst natuurlijk ongewenscht, maar bij den toongenerator zou het ideaal zijn.

Om dat in te zien, stellen wij

$$V_r = v_1 \sin \omega_1 t + v_2 \sin \omega_2 t.$$

De eerstegraadsterm in de vergelijking voor I_a levert nu twee wisselstroomcomponenten met respectievelijk ω_1 en ω_2 en de tweedegraadsterm levert $c \cdot v_1^2 \sin^2 \omega_1 t + 2 c \cdot v_1 v_2 \sin \omega_1 t \sin \omega_2 t + c \cdot v_2^2 \sin^2 \omega_2 t$.

De eerste en de laatste van dit drietal vallen uiteen in een detectie-effect en een tweede harmonische; allemaal dus van geen belang.

Het dubbele product echter van de twee wisselspanningen geeft wat wij noodig hebben omdat $2 \sin a \sin b = \cos (a - b) - \cos (a + b)$.

Er ontstaat dus een wisselstroomcomponent $c \cdot v_1 v_2 \cos (\omega_1 - \omega_2) t$ en een $c \cdot v_1 v_2 \cos (\omega_1 + \omega_2) t$, d.w.z. de verschil- en de somfrequenties komen in den plaatkring voor, en, dat is belangrijk, ook *alleen* deze en niet nog eens veelvoudend daarvan.

Resumeerende zouden wij dus in den plaatkring van een kwadratischen triodedetector vinden wisselstroomcomponenten met de frequenties f_1 , f_2 , $2f_1$, $2f_2$, $f_1 + f_2$ en $f_1 - f_2$. Een onderdoorlaat filter zou $f_1 - f_2$ kunnen doorlaten en de heele rest kunnen tegenhouden, waarmee dan de zaak perfect in orde zou zijn. Er zou onder die omstandigheden geen

reden voor zijn om één sterke en één zwakke h.f. trilling te detecteeren.

Het jammere is echter, dat het heel moeilijk is de werkcondities van een triode zoo te kiezen, dat men met zekerheid kan zeggen, dat de detectie zuiver kwadratisch is. Mogelijk is het wel, in 't bijzonder bij trioden met lagen versterkingsfactor, zooals de Amerikaansche 56, maar het eischt nauwkeurige instelling van plaatsspanning, koppelweerstand en negatieve roosterspanning. Over een roosterspanningsverandering van een volt, of iets meer, is het dan inderdaad mogelijk, binnen de grenzen van normale meetnauwkeurigheid, kwadratische detectie te krijgen. Met twee h.f. spanningen van elk een paar tiende volt is dan in den plaatkring een paar volt toonfrequente spanning te krijgen bij geringe vervorming.

Aanbevelen kunnen wij het systeem niet, omdat het omslachtige voorbereidingen eischt in verband met de instelling van den detector.

Het gebruik van een menglamp.

De vraag ligt voor de hand of een menglamp van het octode- of hexode-type hier geen eenvoudige oplossing zou kunnen geven.

In commercieele apparaten schijnt dit nog weinig te worden toegepast, behalve in een toongenerator van Philips. Een octode is voor het doel niet zoo aantrekkelijk als een triode-hexode, omdat men bij eerstgenoemde lang niet zoo vrij is in het construeeren van het oscillatordeel als bij de triode. Met een triode-hexode wordt de inrichting dus zoo: één triode als eerste oscillator, het triodedeel van de menglamp als tweede oscillator en het hexodedeel voor de menging. Een bewaar van deze methode is, dat in den plaatkring van de hexode een zéér sterke wisselstroom optreedt met de frequentie van den tweeden oscillator. Daar deze in de orde van 100 maal sterker kan zijn dan de toonfrequente stroom, is een zeer goed filter noodzakelijk. Als men onderdeelen kan krijgen, precies zooals men ze hebben wil, dan is dat niet zoo'n bezwaar maar op 't oogenblik moet men wel in 't bijzonder streven naar een zoo eenvoudig mogelijke oplossing.

Menglampen van het triode-hexode type zijn op 't oogenblik bijna niet te koop en de weinige, die in omloop zijn, zullen eerder een plaats vinden in een ontvanger dan in een meetapparaat.

Wij zullen daarom ook niet verder ingaan op de voor- en nadeelen van deze lampen in den toongenerator en ons bepalen tot een constructie waarbij alleen trioden en dioden gebruikt worden.

Harmonischen der h.f. trillingen.

Indien daar geen bijzondere voorzorgen tegen genomen worden, zullen de h.f. trillingen ook harmonischen bevatten. Op den detector komen dus niet alleen spanningen met f_1 en f_2 waaruit de toonfrequentie $f_1 - f_2$ moet ontstaan, maar ook veelvouden van f_1 en f_2 , waaruit veelvouden van $f_1 - f_2$ voortkomen.

Om dit te voorkomen, is het voldoende, dat één van de h.f. trillingen vrij is van harmonischen.

Als dit het geval is met f_1 , dan zal de tweede harmonische van f_2 geen hoorbare frequentie meer opleveren bij interferentie met f_1 zelf.

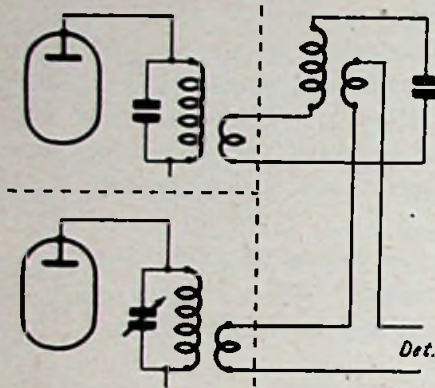


Fig. 4.

Om dit te bereiken, wordt meestal de spanning van één van de oscillators via een afgestemden tusschenkring aan den detector toegevoerd. De „gefilterde” frequentie is dan de zwakke, constante frequentie en de andere de veel sterkere variabele. Dit is schematisch voorgesteld in figuur 4. Een gevolg van deze methode is, dat maar één van de twee oscillators in frequentie gevarieerd kan worden. Dit kan een bezwaar zijn, zooals hieronder zal blijken. Wil men beide oscillatoren kunnen varieeren, den eenen bijvoorbeeld over 1000 Hz en den anderen over 10 of 15 kHz, dan kan geen afgestemde kring worden gebruikt voor de onderdrukking van harmonischen. Een onderdoorlaat-filter zou dan noodig zijn.

Veel eenvoudiger komt men tot het doel, als men er in slaagt de oscillators zelf al direct zoodanig te maken, dat ze practisch vrij zijn van harmonischen. Dit is zeer wel mogelijk door een oscillatorschakeling toe te passen, die overeenkomt met hetgeen wij hebben aangegeven in R.-E. Nos. 11 en 12 van 1941 in

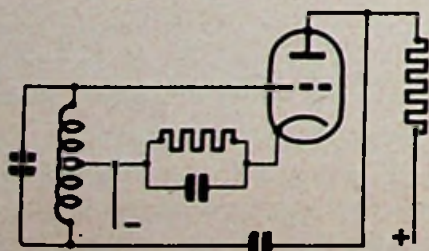


Fig. 5.

een artikel over een nieuwe methode voor het meten van spoelkwaliteiten. Deze schakeling, figuur 5, wordt gekenmerkt door een zeer hoge terugkoppelverhouding (nl. 1 : 1, dus middenaftakking op de spoel) gecombineerd met een hoogen kathodeweerstand, die slechts door een zeer klein condensatortje is overbrugd. Alleen hiermee is de oscillator stabiel (met een grooten condensator parallel over den kathodeweerstand ontstaan motorboot- of hikverschijnselen) en het bijzondere is, dat de oscillator werkt zonder roosterstroom, groote stabiliteit bezit en door verandering van den kathodeweerstand op een willekeurig kleine sterkte oscillerend kan worden ingesteld.

Zowel de afwezigheid van roosterstroom als het feit, dat de schakeling zwak genereert met een hooge terugkoppelverhouding (dus met hooge R_1 van de lamp) draagt er toe bij dat de sterkte der opgewekte harmonischen zeer klein is. Inderdaad is het zoo, dat als men deze schakeling zwak laat genereeren, op een genereerenden ontvanger, die in de nabijheid staat, nauwelijks een tweede en derde harmonische kan worden waargenomen.

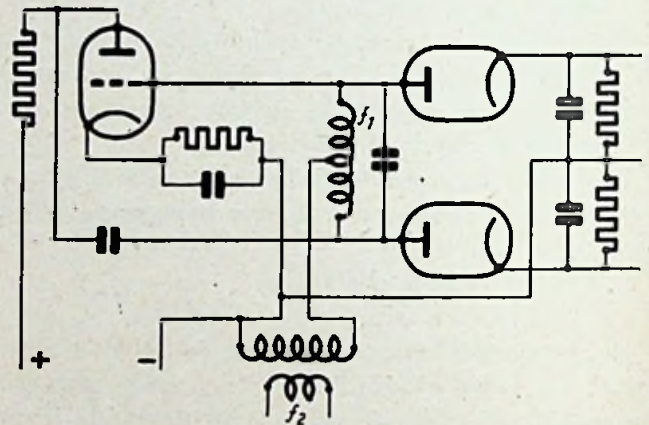


Fig. 6.

Hier moet nog even worden gewezen op een voordeel van den kwadratischen detector. Daarbij is (zie boven) de sterkte van de verschillfrequentie evenredig met het product $v_1 v_2$, dus met het product van de sterkten der interfereerende h.f. trillingen. Zelfs als elke h.f. trilling een tweede harmonische zou hebben van 10 % van de sterkte der grondfrequentie, dan zou de toon $2f_1 - 2f_2$, dus de tweede harmonische van $f_1 - f_2$, maar 1 % van de sterkte van laatstgenoemde hebben. Bij kwadratische detectie behoeft men zich dus over harmonischen van de oscillators geen zorgen te maken.

De oscillatorschakeling met in 't midden afgetakte spoel leent zich prachtig voor het rechtstreeks aansluiten van een balansdetector, waarbij de tweede frequentie op de in figuur 6 geteekende wijze kan worden toegevoerd.

Het meesleepingsverschijnsel.

Als men den toongenerator lage frequenties laat leveren (beneden circa 100 Hz) dan kunnen alle tot nu toe besproken vervormingen in het niet zinken bij die welke ontstaat door meesleeping.

De theorie van dit verschijnsel is verre van eenvoudig. Het ontstaat wanneer twee oscillatoren een klein frequentieverschil hebben, en met elkaar gekoppeld zijn. Het is op die manier niet mogelijk het frequentieverschil willekeurig klein te maken.

Nadert men met de eene frequentie langzaam de andere, dan valt de zwevingstoon op een gegeven moment in eens op nul. De twee oscillators vallen dan „in de pas”. Over een heel klein bereik kan nu de variabele condensator van elk der oscillators worden verdraaid zonder dat opnieuw een zwevingstoon ontstaat.

Als dat in de pas vallen gebeurt beneden 5 of 10 Hz dan zou men daar weinig om hoeven te treuren omdat zulke lage frequenties in de radiopractijk toch niet worden gebruikt. Het blijft echter niet bij het in de pas vallen alleen. Lang voordat dit gebeurt, heeft de terugwerking van den eenen oscillator op den anderen ten gevolge dat de omhullende van de zweving niet meer voldoet aan de constructie, die in figuur 2 (R.-E. No. 9) werd uitgevoerd. Als men de gedetecteerde zweving van twee elkaar meetrekkende oscillators op een kathodestraalbuis bekijkt, dan ziet die er veel eerder uit als een zaagtandtrilling dan als een sinusvormige. De sinusvorm keert pas terug als het frequentieverschil bijvoorbeeld op een paar honderd Hz is gebracht. Om de meesleepingsvervorming te vermijden, moeten in de eerste plaats de oscillatoren van elkaar worden afgeschermd, de voedingsleidingen zorgvuldig ontkoppeld enz. Maar ook als dat volledig is doorgevoerd, dan blijft er nog een koppeling over, doordat beide op denzelfden detector werken.

Als in figuur 4 de detector een plaatdetector is, waarin geen roosterstroom optreedt, dan wordt daar toch altijd een zekere capaciteit door den detector gevormd. In den detectorkring, bestaande uit de twee koppelspoeltjes, werkt dus niet alleen een spanning maar er vloeit wel degelijk een kleine stroom ook.

Eenige koppeling, hoewel dat een zeer zwakke kan zijn, blijft er dus bestaan.

Er bestaat een zeer verbreid, merkwaardig misverstand, dat men de koppeling, en dus de meesleepingsvervorming zou kunnen opheffen door één van de oscillatoren met den detector te koppelen via een tuschentrap met een h.f. pentode.

Dit is echter niet zoo, want als oscillator nr. 1 gevolgd wordt door een h.f. versterker en de plaatkring daarvan is gekoppeld met den detectorkring, dan in-

jecteert die detectorkring toch altijd weer spanning met de frequentie f_1 in den oscillator nr. 2.

Of nu de eene gekoppeld is met de andere, of de andere met de eene, of allebei die dingen tegelijk, doet er niet toe. Het verschijnsel blijft. Pas wanneer beide oscillatoren gevolgd worden door een „buffer” trap kan men een gemeenschappelijken detectorkring met de plaatkringen daarvan koppelen zonder daarmee tegelijk een koppeling tusschen de oscillators tot stand te brengen. Dit is echter een dure oplossing. Wordt vervolgd.

●

Nieuwe luidsprekerconstructie

Door de Duitse fabrikanten Kinsky & Krüger blijken proeven te zijn genomen met een nieuwe luidsprekerconstructie, waarmede ook in Amerika geëxperimenteerd schijnt te worden.

Teneinde met één luidspreker goede weergave te verkrijgen van hooge zoowel als van lage tonen, is de permanente magneet van het electro-dynamische systeem zoo uitgevoerd, dat die twee luchtspleten heeft, waarvan de eene cirkelvormig om de andere heen ligt, waardoor in die luchtspleten de spreekspoeltjes kunnen bewegen van twee onderling geheel gescheiden conussen, een groote buitenste voor de lage tonen en een kleinere binnenste voor de hooge tonen.

De spreekspoeltjes zijn aan twee verschillende secundaire wikkelingen van den aanpassingstransformator verbonden.

Aan elk der systemen is een voor het beoogde frequentiegebied gunstige mechanische eigenfrequentie gegeven, die overigens gedempt wordt door de luchtmassa tusschen de twee conussen.

Bovendien schijnt de luidspreker in een aan de achterzijde gesloten kast te worden geplaatst om ook de lucht in de kast als een dempingskussen te laten fungeren. C.

●

Vonkjes

Te Göteborg in Zweden zijn volgens Radio Mentor bij de politie frequentiegemoduleerde zenders en ontvangers voor zeer korte golven in gebruik voor waarschuwingssignalen in geval van luchtaanvallen.

Zwitserland bezit pas sedert enkele jaren een eigen radio-industrie. Ofschoon Hans Zickendraht daar reeds in 1916 toestellen voor het leger bouwde, ging zijn onderneming te gronde. Ook in 1923, toen Zwitserland een eigen omroep kreeg, lukte het niet, de industrie op dit gebied nieuw leven in te blazen. Sedert een paar jaar is het echter twee firma's gelukt, door verwerving van licenties en eigen ontwikkelingsarbeid, een plaats in de hoogfrequentie-industrie in te nemen.

Meting der afgetakte spanning aan een spanningsdeeler

De eerste contrôle, die men gewoonlijk verricht aan een radioestel, dat niet geheel naar genoegen werkt, bestaat in het nagaan der verschillende spanningen met een voltmeter.

Over de mislagen, die men daarbij kan begaan, wanneer in de schakeling eenigszins hoogohmige spanningsdeeler voorkomen, hebben wij herhaaldelijk geschreven. Juiste uitkomsten zou men alleen verkrijgen, wanneer men een meter kon gebruiken, die totaal geen stroom nam. In de meeste gevallen is zulk een meter niet beschikbaar; zelfs in de reparatiewerkplaats is een behoorlijk hoogohmige draaispoel-voltmeter gewoonlijk het eenige.

Nu hebben de toestelfabrikanten daar voor de met hen in contact staande reparateurs dit op gevonden, dat zij in service-documenten opgeven, welke spanningen men aan een aantal punten in een toestel moet vinden *bij gebruik van een bepaalden, voorgeschreven meter*. Dat is een oplossing, wanneer de meter ten minste voldoende is omschreven, voor hem, die de service-documenten in handen heeft. Men meet dan weliswaar niet de werkelijke spanningen, maar de spanningen, zooals die volgens den fabrikant bij verbinding van den meter aan de aangewezen punten behooren te zijn.

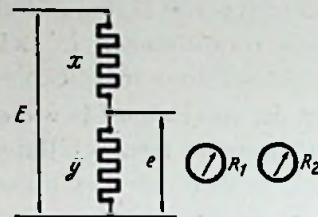
Het probleem in het algemeen, om met een min of meer willekeurigen meter de *werkelijke* spanningen te bepalen, is daarmee niet opgelost.

Daarvoor geeft Rolf Wigand in het Mei-No. van Radio Mentor een aardige methode, die berust op het verrichten van twee metingen met twee verschillende voltmeters, met verschillende inwendige weerstanden. Men kan er ook twee verschillende meetbereiken van één instrument voor gebruiken.

Voor de verklaring der methode moeten wij eenig rekenwerk laten voorafgaan. Ten slotte zal blijken, dat het rekenwerk, dat voor de *toepassing* der methode noodig is, heel eenvoudig blijft.

In de figuur is een spanningsdeeler geteekend, bestaande uit de weerstanden x en y , waaraan een totale spanning E ligt. In de practijk is dit de totale voedingsspanning van het *psa* in het toestel. Wij zullen echter zien, dat wij die niet eens behoeven te kennen.

Het probleem is, om de werkelijke spanning e aan de aftakking van den spanningsdeeler te bepalen, dus de spanning aan y . Hetgeen wij voorstellen door y is eigenlijk niet de werkelijke weerstand van dit deel van den spanningsdeeler zelf; met de aftakking zal toch bijv. het schermrooster van één of meer lampen verbonden zijn en y stelt dan de parallelwaarde voor van het spanningsdeelergedeelte met den inwendigen weersfand der schermrooster-katho-



de-ruimten. Daar behoeven wij ons intusschen verder ook geen zorg over te maken, want x en y vallen straks eveneens weg uit de berekening.

Wij weten, dat de werkelijke waarde van e zal zijn:

$$e = \frac{y}{x + y} E = \frac{1}{1 + x/y} E.$$

Schakelen wij den voltmeter met inwendigen weerstand R_1 parallel aan y , dan meten wij niet meer de spanning e , maar een spanning e_1 , doordat in de formule de parallelwaarde

$\frac{R_1 y}{R_1 + y}$ in de plaats treedt van y , dus

$$e_1 = \frac{1}{1 + x \frac{R_1 + y}{R_1 y}} E = \frac{1}{1 + \frac{x}{y} + \frac{x}{R_1}} E.$$

$$\frac{E}{e_1} = 1 + \frac{x}{y} + \frac{x}{R_1}.$$

Schakelen wij hierna den voltmeter met inwendigen weerstand R_2 parallel aan y , dan meten wij een spanning e_2 en dit levert ons op dezelfde wijze als hierboven:

$$\frac{E}{e_2} = 1 + \frac{x}{y} + \frac{x}{R_2}.$$

Uit de aanvankelijk opgestelde uitdrukking voor e vinden wij:

$$\frac{E}{e} = 1 + \frac{x}{y}$$

Zoodat wij ook kunnen schrijven:

$$\frac{E}{e_1} = \frac{E}{e} + \frac{x}{R_1}$$

$$\frac{E}{e_2} = \frac{E}{e} + \frac{x}{R_2}$$

Lossen wij uit beide vergelijkingen x op, zoodat de uitkomsten aan elkaar gelijk zijn te stellen, dan is

$$R_1 \left(\frac{E}{e_1} - \frac{E}{e} \right) = R_2 \left(\frac{E}{e_2} - \frac{E}{e} \right)$$

Daaruit volgt:

$$e = \frac{R_1 - R_2}{R_1/e_1 - R_2/e_2}$$

Voor praktisch gebruik zal het gemak opleveren, deze uitdrukking in een anderen vorm te brengen, waartoe zij zich laat omrekenen, n.l.

$$e = \frac{e_2 e_1}{R_2 - \frac{R_2}{R_1 - R_2} (e_1 - e_2)}$$

Hierin is $\frac{R_2}{R_1 - R_2}$ namelijk voor twee bepaalde meters of voor de twee meetbereiken van een gegeven instrument een constante grootheid, die men slechts éénmaal behoeft uit te rekenen, terwijl men verder slechts de gemeten waarden e_1 en e_2 heeft in te vullen.

* * *

Wigand geeft de uitkomst in een iets anderen vorm, waarin ook de totaalspanning E nog voorkomt, maar aangezien het overbodig is, die te kennen, is onze vorm eenvoudiger.

Bovendien willen wij erop wijzen, dat wanneer men de metingen verricht met twee verschillende meetbereiken van eenzelfde instrument, zelfs de waarden van R_1 en R_2 niet bekend behoeven te zijn!

Is toch de verhouding tusschen de meetbereiken $= n$, dan is ook $R_1 = n R_2$, dus

$$\frac{R_2}{R_1 - R_2} = \frac{1}{n - 1}$$

Als wij dat invoegen in onze uitkomst voor e , dan wordt deze:

$$e = \frac{e_2 e_1}{\frac{n}{n-1} e_2 - \frac{1}{n-1} e_1}$$

Het allereenvoudigste geval doet zich voor, wanneer $n = 2$ is, dus wanneer het eene meetbereik juist het dubbele is van het andere. Dan is toch

$$e = \frac{e_2 e_1}{2 e_2 - e_1}$$

In al deze uitdrukkingen is e_2 steeds de kleinste der twee gemeten waarden.

* * *

Laat ons als praktisch voorbeeld het geval nemen, dat men een Mavometer (of willekeurigen anderen voltmeter) heeft met meetbereiken voor 250 en 500 volt, waarvoor dus de laatste formule geldt, omdat $n = 2$ is.

Aan het gedeelte y van den spanningsdeeler meten

wij 60 V op het 250 V-bereik en 75 V op het 500 V-bereik. Dan is in werkelijkheid:

$$e = \frac{60 \times 75}{2 \times 60 - 75} = \text{precies } 100 \text{ volt.}$$

Hadden wij in hetzelfde geval de 250 V en 1000 V meetbereiken gebruikt, zoodat $n = 4$ was, dan zouden wij 60 en ongeveer 85 volt gemeten hebben en dan zou de berekening van de werkelijke spanning hebben opgeleverd:

$$e = \frac{60 \times 85}{\frac{4}{3} \times 60 - \frac{1}{3} \times 85} = \frac{5100}{51,66} \approx 100 \text{ V.}$$

Op het 1000 V-bereik is uit den aard der zaak de afleesnauwkeurigheid eigenlijk niet voldoende. Wij zouden dus beter hebben gedaan, toen de spanning op het 250 V-bereik beneden 100 bleek te vallen, voor de 2de meting het 100 V-bereik te gebruiken. Dan zouden we daar 37,5 V hebben gevonden. Hier was $n = 2,5$ en de uitkomst zou zijn geweest:

$$e = \frac{37,5 \times 60}{\frac{2,5}{1,5} \times 37,5 - \frac{1}{1,5} \times 60} = \frac{2250}{62,5 - 40} = 100 \text{ V.}$$

Op het 100 V-bereik zou de waarde van 37,5 V inderdaad met voldoende nauwkeurigheid afleesbaar zijn geweest. C.

N a s c h r i f t.

Meet men ook de totale spanning E nog, hetgeen in het algemeen met voldoende nauwkeurigheid zal kunnen geschieden, dan heeft men ook de noodzakelijke gegevens om eveneens de waarden van x en y te berekenen.

Wij hadden toch reeds

$$x = R_1 \left(\frac{E}{e_1} - \frac{E}{e} \right)$$

terwijl uit de allereerst gevonden uitdrukking voor e nog volgt:

$$y = \frac{x}{E/e - 1}$$

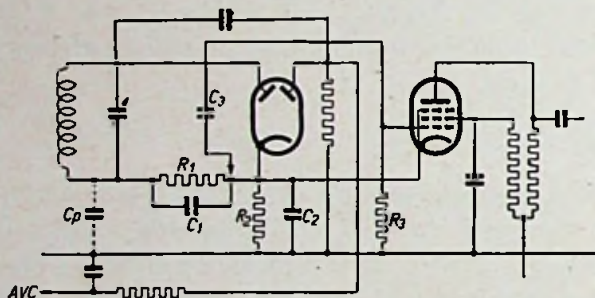
Aan het berekenen van y heeft men intusschen niet veel, want y stelt niet de werkelijke waarde van den spanningsdeelerweerstand voor, doch de parallelwaarde van dit gedeelte van den weerstand met de aanhangende, stroomvoerende toestelgedeelten, zooals in den aanhef reeds werd opgemerkt.

De geheele methode gaat overigens slechts op, wanneer E door de veranderde stroomafname ten gevolge van het verbinden van den meter niet in grootte verandert, en wanneer de aan 4 aangesloten keten bij het dalen der spanning door de aanwezigheid van den meter niet in weerstand verandert.

Als het signaal met de sterkteregeling niet geheel onhoorbaar kan worden gemaakt

Naar aanleiding van een in de Vragenrubriek in R.-E. No. 7 behandeld geval, waarin het onmogelijk bleek om met den sterkteregelaar bij telefonie-ontvangst het signaal geheel te doen verdwijnen, schreef de heer P. Wijling te Rotterdam ons, dat hij in toestellen met duodiode-trioden als 6B7, 6B8 en ABC1, dit verschijnsel reeds meermalen had meegemaakt en dat in al de gevallen de oorzaak bleek te schuilen in onderbreking of uitdroging van den electrolytischen condensator, die den kathodeweerstand moest overbruggen.

Waar dit het geval blijkt te zijn, is er iets aan de hand, dat niet bij duodiode-trioden alleen kan voorkomen, maar onder bepaalde omstandigheden ook bij schakelingen met geheel afzonderlijke dioden, wanneer daarbij n.l., zooals in de hier afgedrukte figuur, de negatieve roosterspanning (kathodespanning) van de op de duodiode volgende laagfrequent-versterkerbuis, tevens als vertragingsspanning voor de automatische sterkteregeling moet dienen.



Schakeling van een diode-detector achter een middenfrequenttransformator, welks secundaire niet met chassis is verbonden, doch een parasitaire capaciteit C_p tegenover chassis bezit. Waar de kathode is doorverbonden met de kathode der versterkerbuis om voor de asr-diode een vertragingsspanning van den kathodeweerstand te verkrijgen, kan het euvel zich voordoen, dat het signaal niet nul wordt met sterkteregeling op nul.

De kathodeweerstand van de laagfrequentlamp in de figuur is R_2 , overbrugd door C_2 ; de kathoden zijn met elkaar doorverbonden, opdat de tweede, voor de autom. sterkteregeling dienende diode via haar belastingweerstand een negatieve vertragingsspanning tegenover kathode toegevoerd krijgt; de eerste diode, die voor de signaaldetectie dient, is via haar belastingweerstand R_1 direct aan kathode verbonden en heeft dus geen voorspanning.

Het op R_1 verplaatsbare contact voor de laagfrequente handsterkteregeling is geteekend in den stand, waarin het signaal nul zou moeten zijn, aangezien in dien stand het rooster der versterkerbuis via C_3 aan kathode ligt, dus schijnbaar geen wissel-

spanning tegenover kathode kan opnemen. Het rooster is verder via den lekweerstand R_3 alleen nog met aarde verbonden om het negatieve gelijkspanning tegenover kathode toe te voeren.

Door welke oorzaak nu toch het signaal hoorbaar kan blijven, laat zich als volgt verklaren.

Hierbij wordt een rol gespeeld door de gestippeld aangegeven *parasitaire* capaciteit C_p van den middenfrequenttransformator tegenover het gearde chassis. Geheel te vermijden is die capaciteit natuurlijk nooit en zij kan heel vaak waarden in de buurt van $50 \mu\mu\text{F}$ bereiken. In gevallen waar de transformator door een *afgeschermd* leiding met den potentiometer R_1 moest worden verbonden, wordt de capaciteit nog wel eens grooter.

De aanwezigheid van C_p doet voor wisselspanningen een gesloten kring $R_1 - C_p - C_2$ ontstaan. Aan de klemmen van R_1 heeft men steeds de volle laagfrequente signaalspanning, die zich derhalve over C_p en C_2 verdeelt. Hoe kleiner de capaciteit van C_2 is, des te grooter deel van de signaalspanning komt aldus op C_2 . Dit deel der signaalspanning staat tusschen kathode en chassis, zoodat het via den lekweerstand R_3 met chassis verbonden rooster eveneens spanningen in de signaalfrequentie blijft ontvangen. Die worden weliswaar nogmaals door een spanningsdeeling verminderd, want de spanningen aan C_2 verdeelen zich over R_3 en den koppelcondensator C_3 . Groote waarde van C_3 is daardoor gunstig om in den nulstand van den sterkteregelaar R_1 een betere onderdrukking van het signaal te verkrijgen.

Het voornaamste middel om het euvel weg te nemen is echter wel een zeer groote waarde voor den overbruggingscondensator C_2 in de kathodeleiding. Vermindering der parasitaire capaciteit C_p , die de eigenlijke bron is van het kwaad, is nu eenmaal meestal niet goed mogelijk. En waar het op de *verhouding* C_p/C_2 aankomt, is vergrooting van C_2 even effectief als verkleining van C_p .

Nu laat zich evenwel goed hooren, dat in een toestel, dat bevredigend werkte doordat voor C_2 een electrolytische capaciteit van 25 of $40 \mu\mu\text{F}$ was gebezigd, de fout, dat de sterkte niet meer op nul kan worden gebracht, opvallend wordt, als die capaciteit door uitdroging of verbrekking buiten spel wordt geplaatst.

Bij de ontvangst van werkelijk krachtige signalen kan de resterende sterkte met sterkteregeling op nul onder die omstandigheden verbazingwekkend groot zijn.

* * *

De anode-rooster-capaciteit in oscillatorschakelingen

In het artikel over het oscillatorgedeelte van de moderne super werd melding gemaakt van de omstandigheid, dat in een oscillatorschakeling de terugkoppelverhouding wordt verzwakt door de plaatrooster-capaciteit van de versterkerbuis.

Over de mate, waarin dat het geval is en de wijze, waarop men een uitdrukking voor de grootte van dien invloed kan afleiden, is in een vroeger verschenen Philips-publicatie een en ander medegedeeld. Wij zullen aan de hand daarvan, maar in een eenigszins gewijzigden vorm, de beschouwing daarover hier weergeven.

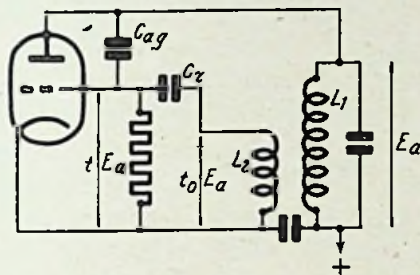


Fig. 1.

Wij gaan daarbij uit van de in de figuur weergegeven oscillatorschakeling met afgestemden plaatkring, waarbij deze invloed speciaal van beteekenis kan zijn. De spanning aan de plaatimpedantie noemen wij E_a , waarvan het gedeelte $t E_a$ wordt overgedragen aan de rooster spoel L_2 ; de vraag is echter, hoe groot de op het rooster zelf komende spanning $t E_a$ zal wezen, dus hoe de effectief werkzame terugkoppel-factor t zich verhoudt tot t_0 .

De plaatrooster-capaciteit is aangeduid als een condensator C_{ag} in de figuur. Door de aanwezigheid van C_{ag} wordt een gesloten circuit gevormd, bestaande uit L_1 , C_{ag} , C_r en L_2 , waarin de spanningen E_a en $t_0 E_a$ werkzaam zijn. Waren die spanningen gelijk gericht, wat de phase betreft, dan zouden zij in dit circuit tegen elkaar in geschakeld staan. Ter wille van de terugkoppeling is echter gezorgd, dat $t_0 E_a$ 180° in

phase is gedraaid ten opzichte van E_a , zoodat zij in het gesloten circuit bij elkaar *opgeteld* moeten worden.

Als werkzame spanning in dat circuit hebben wij dus $E_a + t_0 E_a = (1 + t_0) E_a$.

Nemen wij nu aan, dat C_{ag} in elk geval zoo klein is, dus de impedantie van die capaciteit zoo groot, dat de rondgaande stroom in het beschouwde circuit vrijwel uitsluitend door C_{ag} wordt bepaald, dan wordt de stroom, die door de spanning $(1 + t_0) E_a$ wordt veroorzaakt:

$$i = \frac{(1 + t_0) E_a}{1/\omega C_{ag}} = (1 + t_0) E_a \cdot \omega C_{ag}$$

Voor de als gevolg van dezen stroom aan den roostercondensator C_r ontstaande tegenspanning vinden wij dus:

$$i : \omega C_r = (1 + t_0) E_a C_{ag} / C_r$$

Deze tegenspanning heeft de omgekeerde richting van de spanning $t_0 E_a$ aan spoel L_2 . Het rooster verkeert daardoor ten opzichte van kathode op een spanning, gelijk aan het verschil tusschen $t_0 E_a$ en de tengevolge van den stroom door C_{ag} ontstane spanning aan C_r . Dus:

$$t E_a = t_0 E_a - (1 + t_0) E_a \frac{C_{ag}}{C_r}$$

$$t = t_0 \left(1 - \frac{C_{ag}}{C_r}\right) - \frac{C_{ag}}{C_r}$$

$$t = t_0 \left(\frac{C_r - C_{ag}}{C_r}\right) - \frac{C_{ag}}{C_r}$$

De terugkoppelverhouding wordt dus in de eerste plaats verkleind in de *verhouding* $\frac{C_r - C_{ag}}{C_r}$, en *boven-*
dien verminderd met een vast bedrag $\frac{C_{ag}}{C_r}$.

Terwijl de eerste verkleining gewoonlijk van geringe beteekenis is, kan de tweede van veel meer belang wezen, vooral wanneer t_0 toch al niet heel groot was. Bij de schakeling met afgestemden plaatkring is t_0 altijd een breuk, kleiner dan 1, zoodat speciaal bij deze schakeling — zooals we in den aanvang reeds constateerden — de invloed van C_{ag} eenige aandacht verdient.

Het triodegedeelte eener ECH3 heeft een C_{ag} van $1,4 \mu\mu\text{F}$. Is nu de roostercondensator $C_r = 50 \mu\mu\text{F}$, en op lange golf $t_0 = 0,1$, dan bedraagt de eerste hierboven berekende correctie nog geen 3 %, maar de tweede correctiefactor bedraagt $1,4/50 = 0,027$, dat is bijna 30 % van hetgeen na de eerste correctie van

In het geval eener afzonderlijke duodiode, voorgeschakeld aan een laagfrequentversterkerbuis, zooals in de figuur aangeduid, behoeft de moeilijkheid zich alleen maar voor te doen, wanneer men inderdaad voor het verkrijgen eener vertragingsspanning voor de asr de kathode der dioden opzettelijk niet aan chassis verbindt, maar aan de kathode der versterkerbuis (zooals geteekend).

Heeft men met een gecombineerde duodiode-triode te doen, dan is er niet anders dan de gemeenschappelijke kathode, die *altijd* slechts via een capaciteit C_2 aan chassis ligt, zoodat het euvel kan optreden, onafhankelijk van de vraag of men een vertragingsspanning voor de tweede diode wilde hebben. J. C.

de t_0 van 0,1 overbleef. Had men een roostercondensator van $25 \mu\mu\text{F}$ gehad, dan zou bijna het dubbele der verzwakking zijn gevonden en de terugkoppeling dus nog niet de helft hebben bedragen van de t_0 , die uit de wikkelingsverhouding had moeten voort-spruiten.

De gevolgen openbaren zich hoofdzakelijk op lange golf, omdat de impedanties in dit golfgebied groot zijn en daarom gerekend wordt op de mogelijkheid om t_0 zeer klein te houden. De berekening geeft vooral een verklaring van het verschijnsel, dat de grootte van den roostercondensator beneden een bepaalde grens critisch wordt op lange golf.

Maar ook op korte golf is de invloed niet te verwaarloozen. Om de beïnvloeding der frequentie door automatische regelspanning en variaties in de voedingsspanningen te voorkomen, blijft het hier van belang — ook met afgestemden plaatkring — om de koppeling der kringen met de lampelektroden zwak te houden, dus den roostercondensator klein en t_0 zwak te maken, voorzover dit kan. De grootte van C_{gr} stelt daaraan een grens.

Men zou kunnen denken, dat een flinke vergrooting der lampsteilheid, waardoor t_0 verkleind zou kunnen worden, een aanzienlijke stap in de goede richting zou kunnen beteekenen voor den oscillator van de k.g.-super. Ook daarmee loopt men echter vast tegen denzelfden muur, want grootere steilheid moet doorgaans gepaard gaan met vergrooting van C_{gr} , waardoor de verzwakking der terugkoppeling toeneemt.

* * *

Mogelijk doet het sommige lezers wat vreemd aan om te vernemen, dat de plaatrooster capaciteit het oscilleeren kan *tegenwerken*. In vele gevallen wordt die capaciteit toch juist aangevoerd als voorname oorzaak voor de neiging van schakelingen tot ongewenscht zelfgenereren, hetgeen juist het omgekeerde is.

Wij zullen nu trouwens laten zien, dat onder bepaalde omstandigheden ook die omgekeerde invloed zich kan laten gelden. Dat is n.l. het geval, wanneer in het spoelstel een eenigszins belangrijke strooiingszelfinductie optreedt.

Dit geval is voorgesteld in fig. 2, waar $L_2 - M$ de strooiingszelfinductie voorstelt, d.w.z. het gedeelte

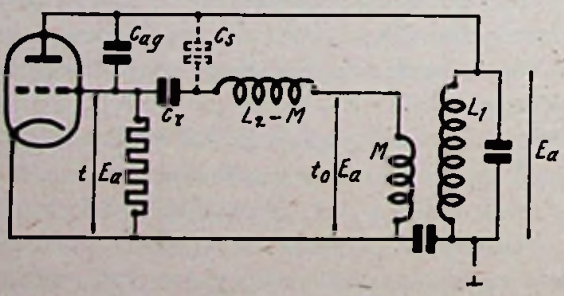


Fig. 2.

van L_2 , dat geacht moet worden, niet met L_1 gekoppeld te zijn.

Stellen wij voor den door de grootte van C_{gr} bepaalde stroom in het alsvoren beschouwde circuit weer

$$i = (1 + t_0) E_a \cdot \omega C_{gr}$$

dan doorloopt die stroom nu niet alleen C_r , maar ook $L_2 - M$ en aan die zelfinductie ontstaat een tegen-spanning, tegengesteld aan die, welke aan C_r optreedt, zoodat door de aanwezigheid van $L_2 - M$ het zoeven besproken gevolg wordt verminderd.

Met inachtneming der fasen moeten wij nu voor de totale tegenspanning aan $C_r + L_2 - M$ schrijven:

$$(1 + t_0) E_a \cdot j \omega C_{gr} \left[\frac{1}{j \omega C_r} + (j \omega L) \right]$$

en:

$$t E_a = t_0 E_a - (1 + t_0) E_a j \omega C_{gr} \left[\frac{1}{j \omega C_r} + j \omega (L_2 - M) \right]$$

Daaruit volgt:

$$t = t_0 \left[1 - \frac{C_{gr}}{C_r} + \omega^2 C_{gr} (L_2 - M) \right] - \frac{C_{gr}}{C_r} + \omega^2 C_{gr} (L_2 - M)$$

De aanvankelijk besproken tegenwerking van de terugkoppeling door den invloed van C_{gr} blijkt nu verminderd te worden met een factor, die evenredig is met het *kwadraat* der frequentie. Dit kan in het k.g.-bereik ten gevolge hebben, dat bij kleine condensatorstanden de terugkoppeling juist overmatig sterk toeneemt.

Dit kan nog bevorderd worden door de aanwezigheid eener eenigszins aanmerkelijke capaciteit tusschen de niet-geaarde spoel-einden (in fig. 2 gestippeld voorgesteld door C_s). De hierdoor ontstaande stroom gaat buiten C_r om uitsluitend door $L_2 - M$ en veroorzaakt dus enkel een terugkoppeling-bevorderende spanning aan de strooi-zelfinductie.

Deze uiteenzettingen kunnen licht werpen op verschijnselen bij oscillatoren, die anders wel eens moeilijk verklaarbaar zijn en bij gebruik van onderling verschillende onderdeelen soms tegenstrijdig lijken.

Het toegepaste buistype is niet het eenige, dat meetelt. De schakeling en de spoelconstructie zijn mede van groot belang.

C.

De aardappelproef

Een versch gesneden schijfje rauwe aardappel kan dienst doen voor allerlei doeleinden. Men kan er zijn te droog geworden rooktabak door laten bevochtigen door het in den tabakspot te leggen. Er kan ook een radio-detector van gemaakt worden door er een speld als eene electrode in te steken en de andere wat minder diep; bijzonder practisch is die toepassing niet, alleen al omdat de oppervlakte gauw uitdroogt; opmerkelijk en belangwekend is het wel. Volgens ouderwetsche experimenteerboeken op natuurkundig gebied kan het schijfje aardappel voorts dienst doen als *poolzoeker*, om de polariteit te bepalen van de van een batterij komende draden, wanneer men vergeten mocht zijn, wat aan een accu of droge cel positief en negatief is.

Volgens de klassieke gegevens zou bij het insteken van twee met de batterij verbonden, dunne koperdraden een bruine vlek ontstaan om den van de negatieve pool komenden draad heen. Een lezer van de *Funk*, F. Zellner, is dat nog eens gaan probeeren en is tot de conclusie gekomen, dat het *niet* waar is.

Wat er wel gebeurt, wordt uitvoerig door hem beschreven. Hij stak de twee draden van ongeveer 1 mm dikte op een onderlingen afstand van 15 à 20 mm in den aardappel en verbond de draden via een mA meter met een 4 V accu; er trad een stroom op van nog geen mA en aan de negatieve pool viel voorloopig niets op te merken dan het ontstaan van microscopisch kleine gasballetjes. Om het effect te verhoogen, werd toen wat keukenzout op den aardappel gestrooid, waardoor de stroom toenam tot eenige mA en een duidelijke gasontwikkeling ontstond; door het zetmeel uit den aardappel vormen zich blijkbaar vliesjes om de gasballetjes heen, waardoor deze een samenhangend wit schuim doen optreden rondom den negatieven draad.

Verhoogt men nu de spanning tot 60 V, dan wordt de gasontwikkeling heftig; er blijkt waterstof ontwikkeld te worden, onder hoorbaar bruischen. In een halven minuut groeide de stroom van 2 mA aan tot 6 mA om daarna in de volgende halve minuut weer tot 2 mA te dalen. Hierbij blijkt de omgeving rondom den positieven draad door electro-osmose uit te drogen.

Trekt men nu beide draden uit den aardappel, dan vertoont zich aan het einde van den positieven draad een daaraan vastgehechte, donkerbruine massa. De negatieve draad blijft blank, maar rondom het gaatje, waarin hij gestoken zit, is een glazig-doorschijnende ring ontstaan van ongeveer 2 mm diameter.

Laat men het schijfje aardappel zoo 10 minuten liggen, dan verkleurt het oppervlak. Rondom den glazig-doorschijnenden ring op de plaats, waar de negatieve draad was ingestoken, ontstaat een vlok-

kige, groenblauw gekleurde ring. Rondom het gaatje van de positieve pool verkleurt de aardappel zwak lichtblauw, met een lichtbruin gekleurden rand eromheen. Deze laatste ring is aan de binnenzijde scherp begrensd, terwijl hij naar buiten geleidelijk verloopt.

Als poolzoeker kan de aardappel dus inderdaad dienen, maar de gasontwikkeling aan de negatieve pool is de reactie, waarop men het spoedigst kan afgaan. C.

Vragenrubriek

Nieuw-Helvoet.

A. M. K., Nieuw Helvoet. — Aangezien bij uw 2 lamps grammofoonversterker met E446 en E443H de plaatstroom der eindlamp nul wordt bij aansluiting van de pickup, moet dit o.i. wel het gevolg wezen van genereeren in een zeer hoge frequentie. Zeer hoge wisselspanningen, die aan het rooster der eindlamp worden toegevoerd, zullen een roosterstroom in den lekweerstand doen ontstaan (controleerbaar door een meting), die het rooster gemiddeld zoo sterk negatief maakt, dat de lamp wordt afgeknepen. De oorzaak ligt dan in zeer toevallige afmetingen van plaat- en roosterleidingen der E446. Te verwachten is, dat een weerstand (zoo veel mogelijk capaciteitsvrij) vlak vóór het rooster van de E446, het genereeren zou beletten. Ook de door u aangebrachte condensator van plaat E446 naar aarde of kathode is trouwens een goed middel. Het feit, dat zelfs met een triode op de plaats der E446 de fout blijft bestaan, is zeker opmerkelijk, maar duidt des te meer op toevallige leidingresonantie, zoodat ook verleggen van de roosterleiding der eerste lamp vermoedelijk al zou helpen.

Hilversum.

H. G. S., Hilversum. — 1. Het zou inderdaad wel nuttig en gemakkelijk zijn, wanneer als indices bij stroomen en spanningen steeds door iedereen dezelfde teekens voor gelijke beteekenissen werden gebruikt. In de door u genoemde gevallen is in het 1ste I_a genoemd, wat in het tweede I_{a_0} heet en in het eerste I_{a_0} genoemd, wat in het 2de $I_{a_{max}}$ heet. Wanneer de figuren erbij geraadpleegd worden, blijkt, dat niet de eene maal het omgekeerde wordt gezegd van den anderen keer, maar in wezen beide keeren hetzelfde.

2. Het zal u bekend zijn, dat $\sin(\alpha + 90^\circ) = -\cos \alpha$. Een phaseverschuiving van 90° kan dus aangegeven worden door den cosinus met negatief teeken. In het door u genoemde geval treden geen oneven harmonischen op.

3. Wend u eens tot het Amsterdamsch Radio Instituut, Westeinde 12.

Delft.

H., Delft. — 1. De EBC3 is zeer bruikbaar voor een a.s.r.-versterker. In hoeverre een andere lamp beter zou zijn, hangt af van de vraag, hoe veel versterking u meent noodig te hebben. De in Corver's Superheterodyneboek opgegeven waarde van 20 μF voor den overbruggingscondensator van den kathodeweerstand houdt rekening met het feit, dat de a.s.r.-gelijkrichter ook detecteert.

2. In den a.s.r.-versterker volgens Gouwentak kunt u de door u gekozen instellingen volgen. In Corver's schakeling is de versterking grooter omdat men na den mfr. versterker aftakt.

Echt.

J. J. G., Echt. — De schemasleutel van de AK-super staat in de door de fa. Aurora-Kontakt (Vijzelstraat 27 te Amsterdam) uitgegeven bouwbeschrijving, die daar voor 30 cts. verkrijgbaar is.

Wanneer men aan de menglamp geen spanning voor de asr wil toevoeren, moet de met avc gemerkte leiding der Mucore-spoel 603 aan aarde verbonden worden, waarbij dus de condensator van 0,05 à 0,1 μ F in het schema dier spoel kan vervallen.

Purmerend.

J. V., Purmerend. — De vervaardiging van een p.s.a., dat bij verschillende belastingen v a s t e spanningen geeft van 300, 250, 100 en 80 volt is een niet zoo heel eenvoudig probleem. Door stabilisatie van de hoofdspanning en verder aftakking van een spanningsdeeler, die een groot eigen stroomverbruik heeft, vergeleken met hetgeen van de aftakkingen moet worden afgenomen, kan men de constantheid der spanningen wel benaderen. Zie over stabilisatie R.-E. 1941 Nos. 24 en 9, 1939 No. 6, 1938 No. 6 en 1937 No. 48.

Instelling met behulp van potentiometers en met een paar niet al te kostbare voltmeters zal u misschien eenvoudiger en goedkooper blijken.

Den Haag.

J. B. S., Den Haag. — 1. De Philips Prelude, type 456A, is uit het seizoen 1936-1937. Het is een super met de lampen:

1. AK2 octode-menglamp.
 2. AF3 varipenthode (selectode) middenfr. versterker.
 3. AB2 dubbeldiode, detector en tevens gelijkrichter voor opwekking van automatische regelspanning.
 4. AL4 penthode-eindlamp, 9 watt, steilheid 9.
 5. AZ1 dubbelfasige gelijkrichter.
- Alle 4-voltslampen.
2. Over raamantennes vindt u artikelen in R.-E. 1940 Nos. 10, 22 en 23.

Gouda.

A. M. v. d. V., Gouda. — De eenvoudigste manier om aan een willekeurig toestel een raamantenne te verbinden, is het raam met een afzonderlijken draaicondensator afstembaar te maken, één einde met aardklem toestel te verbinden en het andere einde met een kleinen condensator, die met het antennecontact van het toestel wordt verbonden. Voor de middengolven moeten ongeveer 20 m draad in windingen op het raam gelegd worden. Draadsoort doet er in eersten aanleg weinig toe, als het maar geïsoleerd draad is; anders moet men zoo spatieeren, dat geen windingen elkaar kunnen raken.

Haren.

O. B., Haren. — Met de door u genomen waarden van weerstanden voor de 3-diodenschakeling wordt de vertragingsspanning ongeveer — 2,4 volt. U rekent dus op signalen, die ook op het rooster der 1ste laagfrequentlamp wel een paar volt kunnen bedragen. Daarachter volgt een triode met een balanseindtrap. Wij zouden de tegenkoppeling nu tot die laatste twee trappen beperken. Dit kan dan een vrij sterke tegenkoppeling worden.

Een voorbeeld eener schakeling en van waarden, die u daarbij dan kunt toepassen om zowel lage als hoge tonen op te halen, vindt u in R.-E. 1938 no. 42 bladz. 475, figuur 5. Heeft u dat nummer niet, dan is het bij onze administratie nog wel verkrijgbaar.

Wilt u beslist ook de 444S nog in zichzelf tegenkoppelen, dan kan ook dat. Het gevolg wordt echter, dat dan de tegenkoppeling in de laatste 2 trappen minder sterk kan worden.

Enkhuizen.

A. M., Enkhuizen. — 1. In R.-E. No. 6., blz. 61, fig. 1 is de frequentie $f_0 = 1 : 2\pi \sqrt{C_0 L_0}$. Voor de frequentie van den anderen kring vindt men $1 : 2\pi \sqrt{(C_0 + C_1) L_0}$.

Nu is $\sqrt{C_0 + C_1} = \sqrt{C_0} \times \sqrt{1 + C_1/C_0}$ en aangezien C_1/C_0 zeer klein is ten opzichte van 1, mag men stellen $\sqrt{1 + C_1/C_0} = 1 + \frac{1}{2} C_1/C_0$ (denk aan $1,1 \times 1,1 = 1,2$). Voor de frequentie van den „anderen” kring vinden wij dus $f_0 : (1 + \frac{1}{2} C_1/C_0)$ en dat is weer bij benadering gelijk aan $f_0 \times (1 - \frac{1}{2} C_1/C_0)$. (Denk aan $1 : 1,1 = 0,9$). De verschilfrequentie is dus ongeveer $f_0 - f_0 (1 - \frac{1}{2} C_1/C_0) = \frac{1}{2} f_0 C_1/C_0$.

2. De vraag waarom men de R₁ eener lamp den eenen keer parallel geschakeld denkt aan de uitwendige plaatimpedantie en den anderen keer in serie ermede, is besproken in R.-E. 1940 No. 13, pag 180. Het hangt ervan af, waar de spanning werkzaam is, die op deze weerstanden werkt, parallel aan de twee of in serie met één ervan.

Hoofdredacteur: J. Corver te Hilversum.

Verantwoordelijk voor de advertenties: H. D. de Boer te R'dam.

Uitgeefster: Uitgeversonderneming Radiopers, Stadhoudersweg 153 te Rotterdam.

Drukker: N.V. De Ned. Boek- en Steendrukkerij v.h. H. L. Smits, Westeinde 135 te Den Haag.

Vraag en Aanbod

Aangeboden een complete Thordarson Oscilloscope als nieuw, met lampen en desgewenscht reserve lampen, alsmede een Sylvania kathodestraalbuis type 906 met $7\frac{1}{2}$ cm scherm, welke in combinatie met de Thordarson oscilloscope gebruikt kan worden. C. van Maaren, Loosduinsche kade 586, Den Haag. Telefoon 336209.

Te koop gevraagd: 1 ex. A.R.R.L.-Handbook 1940 en 1 ex. Handboek der E. T. door ing. Welter. Ev. ook leenen of huren voor korten tijd. R. Pruisscher, C 159B Valthe, Gem. Odoorn (Dr.).

Te koop gevraagd: Luidsprekers, Voedingstranf., lampen, (econom. E-serie) en spoelen voor Super. M. J. Knaap, Loosduinscheweg 327, Den Haag.

Aangeboden: Weston universeel 0—5, 250, 500 volt wissel- en gelijksp. 0—0,5, 5, 50, 125 mA en ohm Philips 1815, F704, Telefunken REN704d, Amerikaan 2A5, 56. Gevraagd Ph. DG 9—3. J. Th. v. Reyssen, Maerten Trompstraat 36, Telefoon 613, Delft.

Te koop: Rekinlineaal merk Faber (Electro-Techn.) f 17.50. Gevraagd: E. D. Luidspreker bekend merk. ± f 20.—. J. H. Berkhuis, Koninginnestr. 58, Den Haag.

Gevraagd: 6A8; 25Z5 of CY2; electrol. cond. $1 \times 32-1 \times 16 \mu$ F gesl. pakje werksp. 150 en 200 V. N. Boonstra, Werkmanslust 124, Leeuwarden.

Met spoed te koop aangeboden:

7 ingebonden jaargangen Radio-Wereld 1925-'31,
7 ingebonden jaargangen Radio-Expres 1932-'38,
2 o n ingebonden jaargangen Radio-Expres 1939-'40.
Alles tezamen voor f 75,—.

T. H. Lie, Houttuinen 5, Delft (giro 189439).

Biedt zich aan

jongeman 22 jaar, met diploma Ambachts-
school electro-techniek en studeerend voor het diploma
Radio-technicus.

Brieven onder no. 208 van dit blad.

Gevraagd:

1 NIEUWE LAMP 25 Z5 of 25 Z6 en
1 NEUBERGER UNIVERSEEL METER, gelijk- en wis-
selstroom of type P.A., of ongeveer gelijke meter.

C. Hogendijk, Opeinde (Friesl.).

ELECTRISCHE GRAMOFONMOTOR TE KOOP GEVRAAGD.

Beslist goede en sterke motor. Brieven met prijsopgave
onder nr. 209 van dit blad.

MEETZENDER

Philips Meetzender type
GM 2880 of GM 2882
of ander merk meetzender

TE KOOP GEVRAAGD

W. C. van Tilburg, Ginnekenweg 131, Breda, tel. 2650.

LOSSE NUMMERS VAN RADIO EXPRES

zijn verkrijgbaar bij onze ad-
ministratie à f 0.31 per stuk.

Levering uitsluitend na stor-
ting of overschrijving op post-
rek. 385246 van Radio-Expres.
Stadhoudersweg 153a, R'dam

*Aan het Bureau van Radio-Expres
Stadhoudersweg 153a,
Rotterdam.*

Ondergeteekende :

wenscht zich ingaande te abonneeren op
het Tijdschrift voor Radiotechniek „Radio-Expres”.

Het abonnementsgeld, ten bedrage van $\frac{F. 5.25}{F. 2.63}$ voor $\frac{12 \text{ maanden}}{6 \text{ maanden}}$ wordt heden overge-

maakt aan de administratie van Radio-Expres door storting of overschrijving op post-
rekening. Nr. 385246, ten name van Radio-Expres.

Onderteekening :