

TWINTIGSTE JAARGANG

RADIO EXPRES

TIJDSCHRIFT VOOR RADIOTECHNIEK

IN DIT NUMMER: De pickup-aansluiting. — Waarom frequentiemodulatie voor politie-radio? — De interferentie-toongenerator (slot). — Studierubriek. — Mededeeling omtrent de Philips boekenserie. — Invloed van den spanningsversterkingsfactor op het oscilleeren van versterkerbuizen. — Resonantiekrommen van kringen en selectiviteitskrommen van toestellen.

NO. **11**
5 JUNI 1942

PRIJS
31 CENT



GEVESTIGD 1918

Het Radio Instituut STEEHOUSER 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.

TE KOOP AANGEBODEN:

1 LAMPENMEETKOFFER

Geschikt voor Europeesche lampen (ook de moderne sleutelbuizen, enz.)

Tevens te gebruiken voor weerstandmeting en als doormmeetinstrument.

Prijs f 75.—

Brieven onder No. 317. Bureau van dit blad.

TER OVERNAME AANGEBODEN t.e.a. BOD

Partij radio-onderdelen waaronder eenige schakelbord mA-meters H. en Br. en AEG. schaallengte ca. 20 cM. Gossen zakvoltmeters 0-6 en 0-120 V., Partij Ph. lampen w.o. EH2, EL2, EF9 e.a., Ph. PSA's type 372, hoog belastbare weerst. draadgew., 2 KGr draad 0,18 mm dubbelzijde, verschillende voedings trafo's, Gen. Radio var. condens., eenige tfn. schakelaars 3st. 6 circ., spoelen enz. Ook losse stuks.

GEVRAAGD

Oude jaargangen Telefunken Ztg., Tfk. Mitt., E.N.T., Zeits. f. H. F. Techn., Proc. IRE, B.S.T.J. e.d. en goede literatuur o.h. gebied der zwakstr. techn.

Nadere inlichtingen onder Nr. 318, Bur. van dit blad of A'dam, Tel. 96687 na 7 uur.

P. H. Brans:

Radiolampen Vade-Mecum

thans uit voorraad leverbaar

Door den uitgever vastgestelde prijs voor Nederland f 3.30. Inhoud 154 blz., met vergelijkingstabel 5000 versch. lamptypes, karakt. van alle Europeesche en Amerikaansche ontvang-lampen, ook de nieuwste. Voorts tabel der vervanglampen, enz.

Postgiro 304089 - NEBRA - Mariastraat 69/3 - Apeldoorn

Bestellingen worden naar volgorde uitgevoerd

P. H. Brans:

Radio Schema's

4e druk thans verschenen - prijs f 8.40

BESTELT

_____ vóór wederom uitverkocht!

NEBRA, Mariastraat 69/3, APELDOORN

Alle leveringen franco, aangeteekend

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

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 1en 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.

DE PICKUP-AANSLUITING

Het aanbrengen aan een radiotoestel van een aansluiting voor grammfoonweergave, zoodat het laagfrequentgedeelte afzonderlijk als versterker kan worden gebruikt, is in de meeste gevallen zoo eenvoudig, dat bijna aan geen toestel meer een dergelijke aansluiting ontbreekt en doorgaans ook achterna zulk een aansluiting nog gemakkelijk is toe te voegen.

Toch zitten aan de schakelingen soms kleine problemen vast, die niet steeds geheel worden voorzien en dan in de practijk kwaliteitsmoeilijkheden geven.

Dat was reeds het geval toen nog algemeen de detector met lekken roostercondensator werd toegepast en de aldus bij radio-ontvangst als detector gebruikte lamp tevens als eerste versterkerlamp moest dienen bij gebruik van de pickup.

Voor de goede werking als roosterdetector moet toch het stuurrooster der lamp op kathodepotentiaal worden ingesteld, terwijl bij gebruik der zelfde lamp als versterker het rooster een negatieve spanning tegenover kathode moet hebben. De eenvoudige schakeling, waarmede dit veelal wordt verwezenlijkt, is aangeduid in fig. 1. Men geeft aan de lamp een met

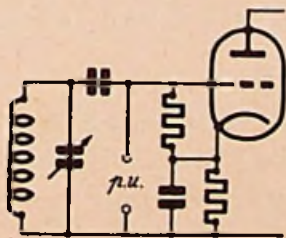


Fig. 1.

grooten condensator overbrugden kathodeweerstand, geheel alsof zij uitsluitend voor laagfrequentversterking was bestemd. Voor de werking van de lamp als detector wordt die kathodeweerstand echter buiten werking gesteld, door den lekweerstand niet aan aarde, maar aan kathode te verbinden. De pickup-

contacten zijn evenwel met rooster en aarde verbonden, met de bedoeling om het rooster, zoodra een pickup wordt aangesloten, op aardpotentiaal te brengen, d.w.z. tengevolge van den kathodeweerstand negatief te maken tegenover kathode.

Met een electromagnetische pickup, die een geleidende draadwikkeling bezit, van veel kleineren weerstand dan de lekweerstand, gaat dit ook goed; lekweerstand en pickupweerstand vormen een spanningsdeeler over den kathodeweerstand en het rooster ligt aan een punt van dien spanningsdeeler, dat weinig afwijkt van „aarde“.

Het loopt echter mis met een kristalpickup, want die is niet geleidend en die werkt daardoor op een lamp zonder negatieve roosterspanning; voor de positieve fasen van de trillingen, die de pickup levert, is de roosterruimte der lamp geleidend, dus de pickup ten deele kortgesloten; alleen de negatieve fasen komen ten volle in de spanningen op het rooster tot uiting en het gevolg is een zeer aanmerkelijke vervorming.

Junimaand ★ Giromaand

Eind Juni loopen de halfjaarlijksche abonnementen op Radio Expres af.

De administratie verzoekt allen, die het abonnement per half jaar betalen, het bedrag van f 2,63 voor het tweede halfjaar van 1942 te willen storten of overschrijven op Girorekening nr. 385246 ten name van Radio Expres te Rotterdam.

Dit wordt ten deele voorkomen, wanneer men een kristalpickup met ingebouwd sterkeregelbaar aansluit. Die sterkeregelbaar vormt dan toch een geleiding tusschen de aansluitcontacten op het toestel. Voor een kristalpickup is de waarde van den sterkteregelaar echter hoog, doorgaans 0,5 M Ω of meer. Bij hoog opgedraaide sterkte nadert de tusschen de aansluitcontacten ingeschakelde weerstand tot die 0,5 M Ω en wordt de negatieve roosterspanning van de lamp aanzienlijk kleiner dan de spanning aan den kathodeweerstand; als daar niet op gerekend is, dreigt toch nog weer vervorming. Is de detector een lamp met voldoende roosterruimte, dan is dit te voorkomen door een passende vergrooing van den kathodeweerstand.

Beschouwen wij hierna de pickupaansluiting voor toestellen met afzonderlijken diode-detector, waarbij de lamp, die daarop volgt, vanzelf al als laagfrequentversterker met negatieve roosterspanning van een kathodeweerstand geschakeld zal zijn, dan kan zoowel het schema van fig. 2 voorkomen (cascade-toestellen) als van fig. 3 (supers).

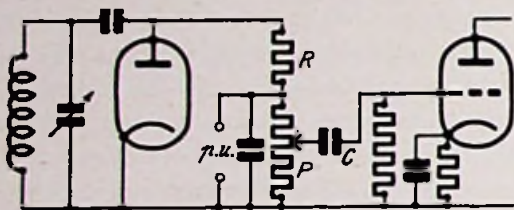


Fig. 2.

Hier worden sommige moeilijkheden vermeden, wanneer men de pickup-aansluiting parallel aan den lekweerstand van de op de diode volgende lamp zou aanbrengen. Dan moet echter de sterkteregeling geschieden met een in de pickup ingebouwd potentiometer en bovendien zou de sterkeregelbaar van het radiotoestel tevoren altijd op maximum gezet moeten worden, want anders zou men de pickup via den grooten (voor laagfrequentie berekend) koppelcondensator C ten deele kortsluiten.

Logischer lijkt het in deze gevallen, de pickupaansluiting zoo te maken, dat de sterkteregeling kan geschieden met den reeds in het toestel aanwezigen sterkeregelbaar P voor de radio-ontvangst. Inderdaad is met de versterkerlamp dan ook alles in orde. Maar er blijft nog niets op te merken, waaraan niet steeds wordt gedacht, en dit geldt ook voor het geval, dat

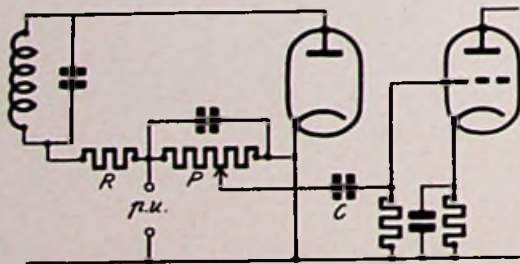


Fig. 3.

men de pickup op den lekweerstand der versterkerlamp zou aansluiten.

Voor radio-ontvangst met diode-detectie ziet men vrijwel altijd den weerstand R in serie met den sterkteregelingspotentiometer P aangegeven (fig 2 en 3). Die weerstand R heeft ten gevolge, dat van het gedetecteerde laagfrequent signaal, dat bij radio-ontvangst wordt verkregen, slechts het gedeelte $P/P + R$ aan den sterkeregelbaar beschikbaar komt. R wordt echter aangebracht omdat die weerstand, tezamen met den niet al te grooten condensator, die P overbrugt, een hoogfrequentfilter vormt, waarmede een hoogfrequentmoorspoel voor het beletten der doordringing van hoogfrequentie in den laagfrequentversterker wordt uitgespaard. Uit een oogpunt van maximaal bereikbare versterking bij radio-ontvangst zou men overigens geneigd zijn, R zoo klein mogelijk te kiezen.

De waarde, die aan R wordt gegeven, dient echter nog eens extra te worden bekeken, wanneer men van plan is, de pickup parallel aan P aansluitbaar te maken.

Evenals toch in fig. 1 de roosterkathoderuimte van de lamp een kortsluiting voor de positieve fasen der pickupspanningen vormde, zoolang het rooster niet negatief werd gemaakt, even goed kan in fig. 2 en fig. 3 de diode een kortsluiting voor de positieve fasen der spanningen van de op P aangesloten pickup vormen, wanneer men R wegdenkt of heel klein maakt.

De weerstand R is dus niet alleen noodig als onderdeel van een bij radio-ontvangst gewenscht hoogfrequentfilter, maar hij is tevens onmisbaar ter wille van een goede werking van de pickup. Wanneer men in het oog houdt, dat de weerstand van de diode voor positieve spanningen aan de anode nagenoeg nul is, dan staat voor de positieve fasen der pickupspanningen feitelijk R parallel aan P. Bij gebruikelijke waarden als 0,1 M Ω voor R en 0,5 M Ω voor P doet dit aan de weergave van een electromagnetische pickup geen merkbaar kwaad. Bij een kristalpickup is dat nog niet zoo heel zeker. En stellig mag men R niet weglaten of veel kleiner maken! Hoe grooter R kan blijven, des te beter voor de grammofoonweergave.

Interessant is uit dit oogpunt de schakeling van fig. 4, die bij toepassing van een diode-triode kan worden

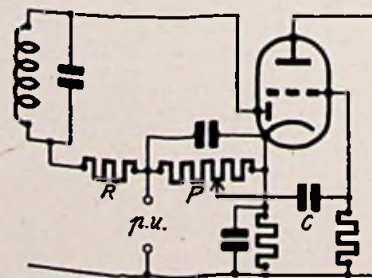


Fig. 4.

gevolgd. Wat de in de figuur aangegeven waarden betreft, is hier aan een EBC3 gedacht, maar de tweede diode, die voor automatische sterkteregeling kan worden gebruikt, is niet geteekend.

Men merke op, dat zoolang geen pickup is aangesloten, de anode der diode via R en P direct aan kathode ligt, dus op kathodepotentiaal verkeert, zooals voor onvervormde detectie gewenscht is. Brengt men evenwel een electromagnetische pickup aan, met geleidende wikkeling van geringen weerstand, dan komt de anode der diode nagenoeg aan aarde te liggen, dus op een potentiaal, die ten gevolge van den kathodeweerstand bijna even negatief is ten opzichte van kathode als de potentiaal van het rooster. Hierdoor wordt de diode volledig niet-geleidend voor spanningen, welke topwaarden beneden de negatieve roosterspanning blijven. Geheel onafhankelijk van de waarde, die men geeft aan den weerstand R is hier een ideaal-gunstige situatie verzekerd voor de onvervormde pickup-weergave.

Alleen voor een kristalpickup is de toestand weer minder gunstig, omdat die niet geleidend is en de negatieve voorspanning voor de diode daarbij wegvalt, zoodat voor de goede weergave alles weer aankomt op een voldoende grootte van R.

Een kristalpickup verkeert bovendien ook — evenals in fig. 1 — in een voor de pickup zelf minder gunstigen toestand, omdat de negatieve roosterspanning van de lamp tevens op het kristal-element van de pickup staat. Dit is ongunstig voor de weergave, omdat het kristal-element hierdoor reeds een vooraf vaststaande doorbuiging ondergaat, die zelfs noodlotig zou kunnen worden voor het element.

In feite zijn er heel wat ontvangtoestellen, die in dit opzicht eigenlijk ongeschikt zijn om er zonder meer een kristalpickup op aan te sluiten. Een methode om dit zonder bezwaar toch te kunnen doen, is dan de aansluiting van de kristalpickup via een seriecondensator van bijv. $0,1 \mu F$, waarbij de pickup zelf, indien die niet al een ingebouwd sterkteregelaar heeft, overbrugd dient te worden door een lekweerstand van bijv. $1 M\Omega$.

Het voordeel van de negatieve spanning voor de diode in het geval van fig 4 blijft dan weliswaar verloren en de hoop op goede weergave berust op voldoende waarde van R. Maar de schade, die een voorspanning op het kristalelement kan veroorzaken, is ten minste vermeden.

J. C.

● Waarom frequentie-modulatie ?

In een kort bericht in een vorig nummer hebben wij gemeld, dat de politie in de Zweedsche stad Gothenburg een aantal radiostations heeft gekregen.

die op zeer korte golf werken met frequentie-modulatie. De Zweedsche industrie heeft hiervoor de noodige zend- en ontvang-apparatuur ontwikkeld.

Waarom frequentie-modulatie voor een dergelijk zendernet?, zoo kan men vragen. En het antwoord, dat daarop gegeven kan worden, zal de bijzondere geschiktheid juist van dit systeem voor een doel als het hier gestelde, duidelijk naar voren brengen.

Blijkbaar heeft Zweden zich hier de Amerikaanse ervaringen ten nutte gemaakt. Toen in 1939 in den Amerikaanschen staat Connecticut een plan aan de orde kwam om in een tiental politiedistricten in groote steden radio-verbindingen tot stand te brengen, is men daar te rade gegaan met het staatsbosch-beheer, dat over ervaring beschikte met dergelijke verbindingen, waarvoor nog amplitude-gemoduleerde zenders waren toegepast. Deze ervaringen deden uitkomen, dat de sterke storingen, waarmee men in eenigszins bevolkte steden te maken krijgt, het bereiken van betrouwbaar verkeer met amplitude-gemoduleerde zenders op zeer korte golf onmogelijk maken. Hier krijgt het voordeel, dat bij ontvangst van frequentiemodulatie volgens de door Armstrong ontwikkelde methode tegenover storingen wordt bereikt, doorslaggevende betekenis.

Vandaar, dat in Connecticut voor het politie-radio-net frequentiemodulatie werd gekozen. Voor de draagfrequentie (voor zoover men daarvan bij frequentiemodulatie kan spreken) stond 39 MHz ter beschikking (7,7 m), waarbij een bandbreedte van 40 kHz mocht worden ingenomen. Die bandbreedte bepaalt bij dit stelsel de modulatie diepte, waarmee men kan werken, terwijl de hoogste overgedragen frequentie bij voorkeur niet meer dan $\frac{1}{10}$ hiervan moet zijn; dat zou dus in dit geval 4000 hertz zijn. Aangezien evenwel met 32-voudige frequentievermenigvuldiging werd gewerkt, waarbij de kleine variaties in den stuurzender afwijkingen in de uitgezonden frequentie mogelijk deden blijven, die tot 13 kHz bleken te kunnen oplopen, werden filters aangebracht om de hoogste modulatiefrequentie tot 3000 Hz te beperken. Voor een zender, die uitsluitend spraak heeft over te brengen, is dat voldoende.

Zelfs wordt uit Amerika bericht, dat men bij proeven met het frequentie-gemoduleerde net nog „goede verstaanbaarheid” verkreeg, wanneer de frequentieband voor de modulatie werd beperkt tot een gebied van 300 tot 1000 hertz! Dat geldt intusschen stellig niet voor alle talen. In Europa geldt voor goede verstaanbaarheid op telefoon-netten, dat men 300—2400 hertz noodig heeft. Voor talen, die een duidelijke uitspraak van medeklinkers eischen, dient men zich aan dien maatstaf te houden. C.

De Interferentie Toongenerator slot

Frequentiebereik en schaal.

Het groote voordeel van den interferentie-toongenerator tegenover feitelijk alle andere systemen is, dat het frequentiebereik op eenvoudige wijze zoo groot of zoo klein gemaakt kan worden als men wil.

De keuze van de oscillatorfrequentie, d.w.z. de hooge frequentie der beide oscillatoren, hangt wel met het verlangde toonfrequentiebereik samen.

Is de hoogste toonfrequentie, die men wenscht, bijvoorbeeld 10.000 Hz, dan beteekent dit, dat één van de oscillators 10.000 Hz moet worden verstemd.

Als men kwadratische detectie toepast, waarbij de toonfrequente spanning evenredig is met het product van de beide h.f. spanningen (zie R.-E. No. 10), is het een gebiedende eisch, dat de grootte der h.f. spanning, die in frequentie gevarieerd wordt, in hooge mate constant blijft. Immers, zou de grootte van de eene h.f. spanning met het verstemmen veranderen, dan veranderde de l.f. spanning gelijkelijk daarmee. Aan dien eisch van constante spanning bij veranderlijke frequentie is bijna niet anders te voldoen, dan door middel van amplitudebegrenzing (zie hierover R.-E. No. 14 van 1941). Dit is een complicatie, die men op den koop toe moet nemen, als men de voordelen van kwadratische detectie wil deelachtig worden.

Bij lineaire detectie, waarbij het eene h.f. signaal veel sterker is dan het andere, is de noodzaak van onveranderlijke sterkte veel minder aanwezig, hoewel het toch altijd aanbeveling verdient, er zooveel mogelijk naar te streven.

Het beste wat men in die richting doen kan is, bij gegeven totale frequentieverandering de *relatieve* verandering daarvan klein te houden en dat beteekent dus een vrij hooge oscillator-frequentie toepassen. Neemt men deze op 200 kHz, een geschikte waarde, dan is de relatieve frequentieverandering voor een toonbereik tot 10.000 Hz slechts 5 % en bij zoo'n kleine verandering is met voldoende nauwkeurigheid de corresponderende capaciteitsverandering het dubbele, dus 10 %. Met een variablen condensator van 500 $\mu\mu\text{F}$ beteekent dat dus een vaste parallelcapaciteit van 5000 $\mu\mu\text{F}$. Een zoo hooge capaciteit in den oscillatorkring is tegelijk gunstig voor de stabiliteit. Bij 200 kHz is het LC-product van een kring 633600 $\mu\mu\text{F} \cdot \mu\text{H}$, zoodat dus L wordt ongeveer 126 μH . Verreweg het handigst voor zoo'n spoeltje is een Dralowid dobbelsteenkerntje (voor berekening van het aantal windingen zie R.-E. No. 1 van 1941), doch een wikkeling op een pertinax kokertje is ook goed bruikbaar.

Voor de oscillatorschakeling, die wij in het vorige artikel reeds hebben aanbevolen, moet de spoel van

een (nauwkeurige) middenaftakking worden voorzien.

De hier genoemde waarden zijn ontleend aan het uitgevoerde apparaat waarvan het schema hieronder wordt gegeven. Zij zijn natuurlijk voor variatie vatbaar.

Over de kwestie van een goede schaalverdeeling, d.w.z. het uitspreiden van de lage frequenties over een zoodanig deel van de schaal, dat men die ook met een behoorlijke nauwkeurigheid kan instellen, is in den loop der jaren in tijdschriftartikelen heel wat te doen geweest.

Een goede, maar zeker niet eenvoudige oplossing werd nog kort geleden in dit blad beschreven (R.-E. No. 6).

Men kan de platen van een variablen condensator afvlijen totdat het gewenschte effect verkregen wordt. Wij hebben dit meermalen gedaan, maar om het goed te krijgen, moet men over een behoorlijke dosis geduld beschikken. Voor het onderhavige apparaat hadden wij de beschikking over een General Radio condensator, die speciaal daarvoor geleverd werd, maar wie niet zoo fortuinlijk is, moet wat anders bedenken.

De eenvoudigste oplossing is dan wel, twee variabele condensatoren te gebruiken: een kleinen en een grooten. De kleine kan dan bijvoorbeeld het gebied van 0—300 à 500 Hz bestrijken en de groote tot 10.000 Hz.

Op de uitvoering hiervan zijn een aantal variaties mogelijk. Men kan den kleinen variablen condensator den eenen oscillator laten varieeren en den grooten den anderen, of beide op één oscillator zetten. Als men het eerste doet, dan worden de vaste parallelcapaciteiten zoo afgeregeld, dat men het frequentieverschil nul krijgt met den kleinen variablen heelemaal in- en den grooten heelemaal uitgedraaid. De twee oscillatorfrequenties bewegen zich dan bij het draaien vanaf de beginstanden van elkaar af en dat heeft het voordeel, dat als men de eene schaal op bijvoorbeeld 40 Hz zet, en de andere op 500 Hz, men inderdaad 540 Hz heeft. De kleine schaal is dan als een fijnregeling te gebruiken bij de groote. Dit geldt volkomen nauwkeurig. Als de beide variabele condensatoren op eenzelfde oscillator werken, dan moeten ze beiden in denzelfden zin werken want anders zou de toon bij draaien aan den grootsten condensator weer opnieuw door nul gaan op een of ander punt, waarvan de plaats afhangt van den stand van den kleinsten. In dat geval moet het nulpunt genomen worden met beide condensatoren geheel uitgedraaid. Nu kan toch nog de kleinste dienst doen als fijnregeling op den

grootsten, maar nu geldt niet meer precies dat de werkelijke frequentie de som is van de beide aflezingen, al scheelt het praktisch niet veel.

Neemt men 10.000 Hz frequentieverandering aan bij een capaciteitsverandering van $500 \mu\mu\text{F}$, dan is, omdat de frequentieverandering praktisch evenredig is met de capaciteitsverandering, een variabele condensator van $20 \mu\mu\text{F}$ voldoende om een laag bereik van 0—400 Hz te krijgen. Als men dezen $20 \mu\mu\text{F}$ condensator maakt van een gewonen, met niervormige platen (door er platen af te nemen) dan wordt de frequentieschaal al vrij behoorlijk, hoewel bij de laagste frequenties nog niet erg „open”. Dit komt omdat hier iedere $\mu\mu\text{F}$ verandering 20 Hz frequentieverschil oplevert. De schaalverdeling tusschen 10 en 50 Hz wordt daardoor toch nog tamelijk in elkaar gedrongen.

Een zeer eenvoudige en mooie oplossing doet zich voor wanneer men het principe toepast van variatie op beide oscillatoren.

Stel dat men capaciteitslineaire condensatoren neemt waarvan de maximumcapaciteit $150 \mu\mu\text{F}$ is en dat men daarmee een vasten van $40 \mu\mu\text{F}$ in serie zet. De minimum capaciteit zij $20 \mu\mu\text{F}$, dus de variatie $130 \mu\mu\text{F}$, en die nemen we aan gelijkmatig verdeeld over 100 schaaldeelen. Met $40 \mu\mu\text{F}$ in serie, en 20 Hz per $\mu\mu\text{F}$ als opgewekten toon geeft dit:

Schaal.	$C_{\text{var.}}$	$C_{\text{tot.}}$	f
0	$150 \mu\mu\text{F}$	$31.5 \mu\mu\text{F}$	0 Hz
20	124	29.8	34

40	98	27.7	76
60	72	25.7	116
80	46	21.4	202
100	20	13.3	360

Als men de oscillatoren naar verschillende kanten laat varieeren, dan kan men voor de somma van één vast condensatortje plus een heel gewonen variabelen een schaal krijgen, zoo mooi als de meest luxe toongenerator het maar zou kunnen geven!

Bekijken we nu nog even het hooge bereik, waarvoor een golflengte-lineaire condensator genomen kan worden. Zij hiervan $C_{\text{max.}} = 540 \mu\mu\text{F}$, $C_{\text{min.}} = 40 \mu\mu\text{F}$ en de capaciteitsvariatie kwadratisch, dan levert dit op:

Schaal.	$C_{\text{var.}}$	f
0	$40 \mu\mu\text{F}$	0 Hz
20	60	400
40	120	1600
60	220	3600
80	360	6400
100	540	10000

Deze schaal is beneden 1000 Hz iets te gedrongen, maar uitstekend bruikbaar.

Met twee variabele condensatoren van heel normale gedaante, waarvan één met een „padding” condensator in serie, en die elk één oscillator in tegengestelden zin verstemen, is een frequentieschaal te krijgen, die niet, voor welke andere constructie ook, behoeft onder te doen.

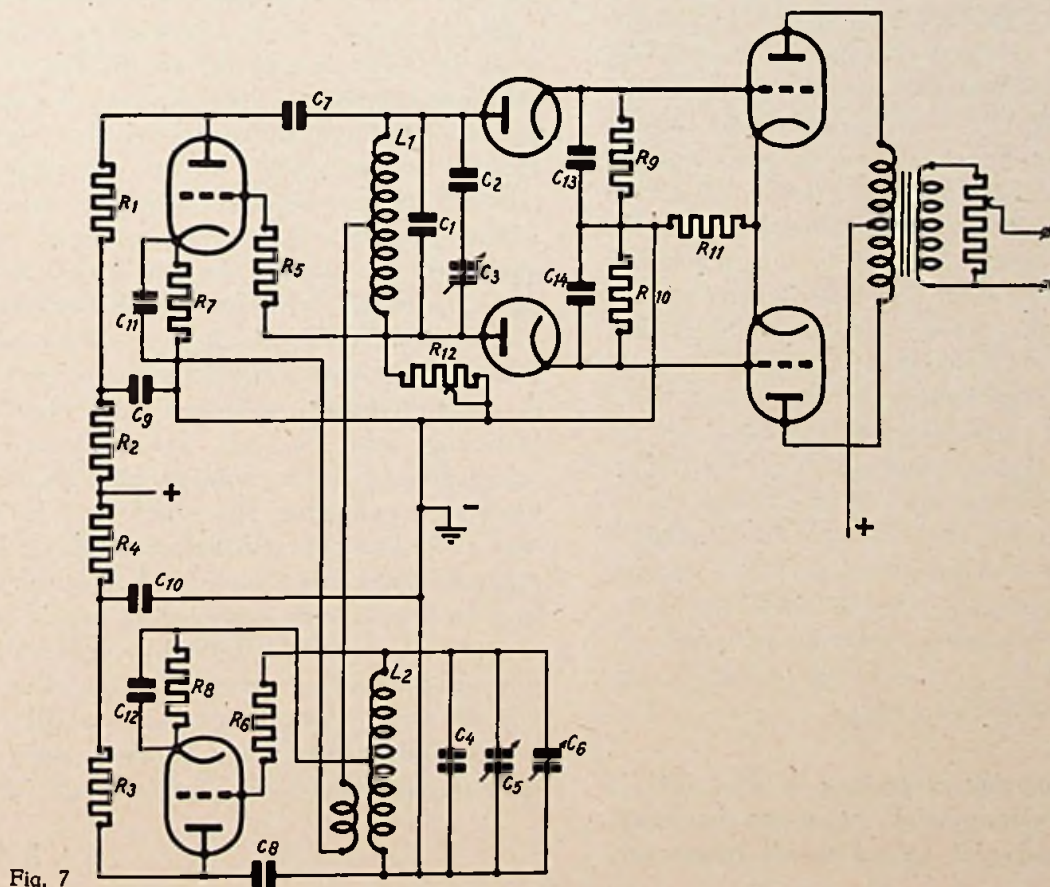


Fig. 7

Het volledig generator-schema.

De oscillatorringen bevatten de gelijke spoelen L_1 en L_2 , waarmee parallel staan de groote vaste condensatoren C_1 en C_4 (circa $5000 \mu\mu\text{F}$). De eene oscillator wordt verstemd met C_3 in serie met C_2 , respectievelijk $150 \mu\mu\text{F}$ en $40 \mu\mu\text{F}$.

De andere wordt verstemd met C_5 ($500 \mu\mu\text{F}$) en deze bevat nog een klein condensatortje C_6 ($\pm 5 \mu\mu\text{F}$) waarmee de toon op nul kan worden gezet. Temperatuurverschillen en dergelijke maken het noodig, met C_6 het nulpunt opnieuw in te stellen.

Er is parallelvoeding toegepast via C_9 en C_8 en de plaatweerstand R_1 en R_3 , ontkoppeld met R_2 , R_4 , C_9 en C_{10} .

$C_9 = C_8 = 5000 \mu\mu\text{F}$; $C_9 = C_{10} = 2 \mu\mu\text{F}$; $R_1 = R_3 = 0,1 \text{ M}\Omega$; $R_2 = R_4 = 0,05 \text{ M}\Omega$.

De twee oscillatoren worden niet alleen electricch doch ook mechanisch zoo goed mogelijk gelijk gemaakt zoodat het frequentieverloop tengevolge van veranderingen in spanningen en temperaturen zoo veel mogelijk voor beiden gelijk is.

In serie met de roosters zijn weerstanden R_5 en R_6 van 100Ω opgenomen omdat bij zoo'n groote afstemcapaciteit als hier gebruikt wordt, een vrij groote neiging bestaat om te gaan genereeren in een zeer hooge frequentie, bepaald door de toevoerdraden naar rooster en plaat. De kathodeweerstand R_7 en R_8 bepalen hoofdzakelijk de sterkte van de opgewekte h.f. trillingen. R_7 moet zoo genomen worden, dat over L_1 een spanning van circa 10 à 12 V ontstaat, dus 5 à 6 V op iedere diodeplaat. Hiervoor was $R_7 = 15000 \Omega$, maar die waarde zal voor elk geval experimenteel moeten worden vastgesteld. Met R_8 regelt men de sterkte van de tweede h.f. trilling en daarmee dus van de toonfrequente spanning. Hetzelfde kan men doen door verandering van het aantal windingen op het koppelspoeltje. De spanning daarop moet circa $0,5 \text{ V}$ zijn, d.w.z. het aantal windingen iets meer dan $1/20$ van dat van L_2 . De condensatoren C_{11} en C_{12} zijn $2000 \mu\mu\text{F}$. Achter de dioden ontstaat over R_9 en R_{10} de toonfrequente spanning plus een gelijkspanning van eenige volts. Dit komt zonder scheidingscondensatoren op de roosters van den balans eindtrap. Om den plaatstroom van deze balanslampen op de normale waarde te brengen, is nu een veel grootere kathodeweerstand R_{11} noodig dan normaal. Dit is gunstig om de vervorming klein te houden (zie RE nr. 2 van 1941 over den „verlengden” kathodeweerstand). $R_9 = R_{10} = 0,3 \text{ M}\Omega$, $C_{13} = C_{14} = 100 \mu\mu\text{F}$ en R_{11} afhankelijk van de gebruikte lampen.

Een zeer belangrijke weerstand is R_{12} . Dit is nl. een „ontkoppelweerstand” waarmee het meesleepingsverschijnsel niet geheel wordt opgeheven,

maar wel nagenoeg. In figuur 8 is, met weglating van al het niet-essentiële, een stuk van het schema overgeteekend. Zonder R_{12} is, vanuit het koppelspoeltje gezien, de zaak niet symetrisch want vanaf het plaat-eind van L_1 staat de weerstand R_1 naar aarde (via C_7 en C_9 , die geen rol spelen). Feitelijk is het niet alleen R_1 maar ook de R_1 van de lamp. Dit verandert alleen iets aan de grootte van den naar aarde gaanden stroom.

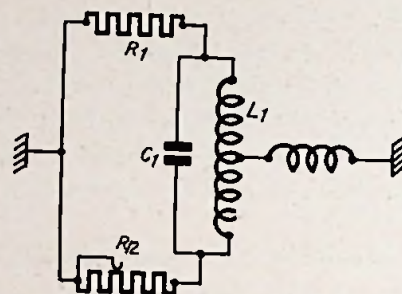


Fig. 8.

Door nu van het roostereind van L_1 naar aarde een variablen weerstand R_{12} aan te brengen en dien af te regelen op gelijkheid met den weerstand die aan het andere spoel-eind zit, wordt de door de koppelspoel over L_1 C_1 geleverde spanning nul.

Zonder dezen „ontkoppelingsweerstand” is de spanningsvorm beneden 100 Hz zeer vervormd, doch met R_{12} juist ingesteld, is de spanning bij 4 à 5 Hz nog sinusvormig bij beschouwing op een Philips kathodestraalbuis type 3156, die speciaal voor het bekijken van zeer langzame trillingen is ingericht.

Het instellen van R_{12} is heel gemakkelijk. Men weet, dat hij in de orde van grootte van R_1 moet zijn, dus daar begint men ongeveer mee. Nu stelt men in op een lage frequentie, bijvoorbeeld omstreeks 20 Hz . Dit is een waarde waarbij de wijzer van een lampvoltmeter eenigszins begint te beven. In een telefoon, op de uitgangsspanning, hoort men nu een geknor en dat is juist een bewijs, dat de toon niet deugt, want 20 Hz hoort men niet uit een telefoon. Met draaien aan R_{12} is dan een scherp punt te vinden waarbij *het geluid* in de telefoon *verdwijnt*, maar de *spanning* op den voltmeter *blijft!* Dat is de juiste instelling, want het feit, dat de toon onhoorbaar wordt, bewijst dat hij sinusvormig, dus vrij van vervorming is geworden. Het geknor, dat hoorbaar was, was de 20 Hz toon zelf niet, maar (hooge) harmonischen daarvan. Die vallen er uit wanneer de koppeling, en daardoor de meesleeping van de oscillatoren sterk wordt verkleind. Volledig opgeheven wordt de koppeling tusschen de oscillatoren niet. Daarvoor zou de eene oscillator als balans-oscillator moeten worden uitgevoerd, maar de verbetering die daarvoor nog ontstaat, loont niet de hoogere kosten.

Ir. J. L. LEISTRA.

STUDIERUBRIEK

Op het laatst gehouden schriftelijk examen voor *Radiotechnicus* werd o.a. het volgende vraagstuk opgegeven.

Bereken in nevenstaande schakeling, (figuur 1a), de spanning tusschen de punten A en B, als gegeven zijn de beide zelfinducties, de weerstanden, C, E en de koppelingsfactor tusschen de spoelen.

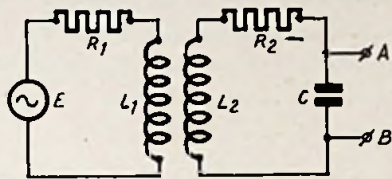


Fig. 1a

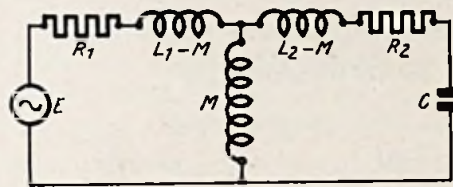


Fig. 1b

Oplossing.

Als door L_1 een stroom i_1 vloeit, dan induceert deze een spanning $j\omega M \cdot i_1$, in L_2 en daardoor ontstaat een secundaire stroom $j\omega M i_1 / Z_2$ als Z_2 de totale secundaire impedantie is. De secundaire stroom induceert in L_1 een spanning $j\omega M \cdot i_2$ en dat wordt dus $-\omega^2 M^2 i_1 / Z_2$. Hierdoor wordt de primaire stroom dus bepaald door:

$$E - \omega^2 M^2 i_1 / Z_2 = i_1 Z_1$$

$$E = i_1 \cdot [Z_1 + \omega^2 M^2 / Z_2]$$

Gegeven was $\omega = 10^7$, $L_1 = 8 \mu\text{H}$ en $R_1 = 1000 \Omega$ zoodat

$$Z_1 = R_1 + jX_1 = 1000 + j80$$

verder was $L_2 = 50 \mu\text{H}$, $C = 200 \mu\mu\text{F}$ en $R_2 = 3,2 \Omega$.

Het blijkt dat $L_2 C = 10^{-14}$, dus $1/\omega^2$ en de secundaire keten is dus in resonantie.

Hieruit volgt $Z_2 = R_2 = 3,2 \Omega$.

De koppelingsfactor was gegeven als 0,4 zoodat $M^2 = k^2 L_1 L_2 = 0,16 \cdot 8 \cdot 10^{-6} \cdot 50 \cdot 10^{-6} = 64 \cdot 10^{-12}$

$$\omega^2 M^2 / Z_2 = 10^{14} \cdot 64 \cdot 10^{-12} / 3,2 = 2000 \Omega$$

De totale primaire impedantie wordt dus $1000 + 2000 + j80$, en d.w.z. dat men daar zonder enig bezwaar 3000Ω voor mag nemen.

Dus wordt $i_1 = 3/3000 = 0,001 \text{ A}$.

Deze stroom induceert in L_2 een spanning $\omega M i_1 = 10^7 \cdot 8 \cdot 10^{-6} \cdot 10^{-3} = 8 \cdot 10^{-2} \text{ V}$.

De Q van den secundairen kring is $\omega L_2 / R_2 = 10^7 \cdot 50 \cdot 10^{-6} / 3,2 = 156,2$, dus wordt de gevraagde spanning $156,2 \cdot 8 \cdot 10^{-2} = 1,25 \text{ V}$.

Men had ook i_2 kunnen berekenen: $i_2 =$

$$8 \cdot 10^{-2} / 3,2 \text{ en dit maal } X_c = 500, \text{ levert ook op } 500 \cdot 8 \cdot 10^{-2} / 3,2 = 1,25 \text{ V.}$$

Een andere manier van oplossen is deze, dat men de gekoppelde spoelen L_1 en L_2 vervangt door een gemeenschappelijke zelfinductie ter grootte van M_1 met $L_1 - M$ en $L_2 - M$ als verdere zelfinductie primair en secundair (figuur 1b).

Wanneer Z_1 de impedantie is van den primairen kring, wanneer de secundaire onderbroken is, en evenzoo Z_2 de impedantie van den secundairen, als de primaire onderbroken is, terwijl Z_k de gemeenschappelijke impedantie is, dan is

$$i_2 / i_1 = Z_k / Z_2$$

$$\text{en } E / i_1 = Z_1 - Z_k^2 / Z_2$$

Dit zijn twee bekende vergelijkingen uit de theorie der gekoppelde ketens.

Hier is $Z_1 = 1000 + j80$, $Z_2 = 3,2$ en $Z_k = \omega M = 10^7 \cdot 8 \cdot 10^{-6} = 80$.

Dit levert dezelfde antwoorden op.

Een ander vraagstuk van dit zelfde examen luidde als volgt:

Een h.f. versterkertrap bevat een penthode met afgestemden plaatkring. Hiervan is $C = 80 \mu\mu\text{F}$, $f = 2 \text{ MHz}$ en $Q = 220$.

Van de lamp is $S = 1 \text{ mA/V}$ en $\mu = 1000$.

Gevraagd werd de versterking.

Dit komt neer op het berekenen van de kringimpedantie uit C , f en Q .

Bij resonantie is de Z van den kring L/CR .

Omslachtig is het echter eerst L uit te rekenen uit C en f en dan R uit L en Q .

Beter kan men opschrijven:

$$Q = \omega L / R \text{ dus } L / R = Q / \omega$$

Dus:

$$L / CR = Q / \omega C = Q / 2\pi f C$$

Dat wordt dus:

$$Z = 220 \cdot 10^{12} / 6,28 \cdot 10^6 \cdot 80 = 440000 \Omega$$

Als deze Z klein was t.o.v. R , dan zou men kunnen zeggen: de versterking $= S \cdot Z$, maar dat is hier niet erg nauwkeurig.

Omdat Z bij resonantie het karakter heeft van een ohmschen weerstand, wordt het dus:

$$p = 1000 \cdot \frac{440}{1000 + 440} = 305 \text{ voudig.}$$

Hier zijn Z en R beide in $k\Omega$ uitgedrukt; $R = 10^6 \Omega = 10^3 k\Omega$ volgt uit μ en S .

Op het examen voor *Radiomonteur* werden o.a. de volgende vraagstukken opgegeven.

Een versterkertrap volgens nevenstaand schema

wordt gevoed uit een plaatsspanningsapparaat dat 300 V levert. De negatieve roosterspanning moet 4 V bedragen, de spanning tusschen plaat en kathode 200 V en die tusschen schermrooster en kathode 100 V. Bij deze spanningen bedraagt de plaatstroom 6 mA en de schermroosterstroom 2 mA. De weerstand van de primaire transformatorwikkeling bedraagt 1000 Ω . Bereken de weerstanden en het daarin verloren gaande vermogen.

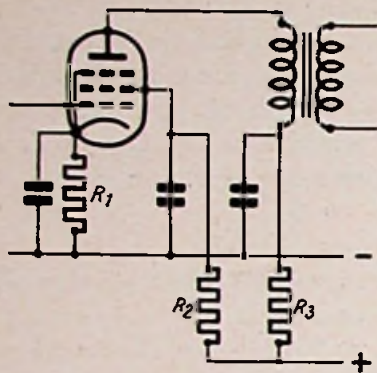


Fig. 2.

Bij 6 mA Ia gaat in de primaire wikkeling verloren 6 V, zoodat in R_3 nóg verloren gaat 94 V. Hieruit volgt: $R_3 = 94/0,006 = 15600 \Omega$.

In R_2 gaat 200 V verloren, bij een stroomdoorgang van 2 mA, waaruit: $R_2 = 200/0,002 = 100\ 000 \Omega$.

Door R_1 vloeit de som van plaat- en schermroosterstroom, dat is 8 mA, waaruit volgt: $R_1 = 4/0,008 = 500 \Omega$.

Het energie-verlies in elk der weerstanden wordt:

in R_1	4 V	8 mA	= 32 mW
in R_2	200 V	2 mA	= 400 mW
in R_3	96 V	6 mA	= 576 mW

Een mA-meter heeft een weerstand van 100 Ω en meet tot 1,5 mA. Gevraagd de shunts te berekenen om tot 15 mA, 150 mA en 750 mA te kunnen meten, en de voorschakelingsweerstanden voor 0,15 V, 1,5 V en 30 V.

Als het meetbereik van een stroommeter n maal vergroot wordt, dan moet de weerstand van de shunt $1/(n-1)$ maal zoo groot zijn als de weerstand van den meter.

Voor 15 mA is $n = 10$ en dus wordt de shunt $1/9$ van den meterweerstand, dat is 11,11 Ω .

Men had dit ook anders kunnen doen. Als de meter vol uitslaat dan is er een spanningsverschil van $0,0015 \cdot 100 = 0,15$ V tusschen de klemmen. Geshunt voor 15 mA wil dat zeggen, dat er bij die spanning $15 - 1,5 = 13,5$ mA door de shunt gaat. Hieruit volgt de weerstand van de shunt:

$$0,15/0,0135 = 11,11 \Omega.$$

Voor 150 mA is $n = 100$, dus $n - 1 = 99$ en de shuntweerstand $100/99 = 1,01 \Omega$ en voor 750 mA wordt het $n = 500$, $n - 1 = 499$ en dus de shunt $100/499 = 0,2004 \Omega$.

Om tot 0,15 V te meten, is geen voorschakelweerstand noodig want de meter zelf heeft reeds dit bereik. Om het meetbereik van een spanningsmeter n maal te vergrooten, moet de voorschakelweerstand $n - 1$ maal den meterweerstand zijn. Voor 1,5 is $n = 10$ en dus wordt de voorschakelweerstand $9 \cdot 100 = 900 \Omega$.

Men kan het ook zoo zeggen: Als op meter en voorschakelweerstand samen 1,5 V staat en de meter slaat vol uit, dan gaat in den weerstand $1,5 - 0,15 = 1,35$ V verloren. De stroomsterkte is daarbij 1,5 mA en dus de voorschakelweerstand $1,35/0,0015 = 900 \Omega$. Voor 30 V is $n = 200$ en dus $R = 199 \cdot 100 = 19900 \Omega$.

●

Meting der afgetakte spanning aan een spanningsdeeler

(Verbetering).

In het artikel in ons vorig nummer is een paar maal het cijfer 4 blijven staan, waar de letter γ was bedoeld.

Dit is het geval in de eerste formule voor e_1 op den 12den regel der 2de kolom van pag. 114 en voorts nog eens in den op 2 na laatsten regel der 2de kolom van pag. 115.

Men verandere dus in beide gevallen de cijfers 4 in letters γ .

●

Mededeeling omtrent de Philips Boekenserie

Wij ontvingen bericht, dat de nieuwe, geheel herziene druk van deel I van deze serie, getiteld Grundlagen der Röhrentechnik, op z'n vroegst eind van dit jaar zal verschijnen.

Voor het doen drukken van deel II en III is nog geen vergunning verkregen, doch zoodra die er is, en een beslissing wordt spoedig verwacht, zal terstond daarmee worden begonnen.

Een groot aantal lezers heeft deze boeken bij ons besteld, en over het lange uitblijven wordt nogal eens gereclameerd.

Het bovenstaande is het eenige wat wij op dit oogenblik over deze zaak weten.

●

Vonkje

De kortegolfzender van Batavia heeft zijn bedrijf hervat. Den 28 Mei werden voor het eerst berichten in het Japansch uitgezonden en in aansluiting daarop een Japansch programma. In het vervolg zal de zender eenmaal per week zenden. — (D.N.B.).

De invloed van den spanningsversterkingsfactor op het oscilleeren van versterkerbuizen

Dat een versterkerbuis tot oscilleeren kan worden gebracht, wanneer men een terugkoppeling aanbrengt tusschen plaat- en roosterkring, is een overbekend verschijnsel. Het wordt ook door ieder beginner in de radiotechniek als iets heel natuurlijks geaccepteerd in verband met de versterkerwerking zelve. Want waar het mogelijk is, in den plaatkring versterkte wisselspanningen te verkrijgen, wanneer een kleinere wisselspanning aan het rooster wordt toegevoerd, moet ook wel door het terugvoeren van een deel dier versterkte spanningen naar het rooster een zichzelf aan den gang houdende trilling kunnen ontstaan.

Als versterker beschouwd, behoeft de oscillator slechts de oorspronkelijk aan het rooster medege-deelde wisselspanning weer terug te leveren, zoodat slechts een 1-voudige versterking wordt vereischt. Het komt dan ook vaak voor, dat wanneer een daartoe bestemde schakeling eens *niet* oscilleert, aan ons met verwondering de vraag wordt gesteld, wat dáárvan nu wel de oorzaak kan zijn.

In den superheterodyne-ontvanger is de goede werking van den oscillator voor de geheele ontvangst van vitale betekenis. En dan gaat het er niet alleen om, dat hij maar juist oscilleert, maar daarbij ook een wisselspanning van een bepaald aantal volts op het rooster brengt.

De in supers gebezigde oscillatorschakelingen zijn doorgaans van het type met roostercondensator en lekweerstand. Bij een aldus geschakelde versterkerbuis neemt de roostercondensator een lading aan, die het rooster meer negatief maakt, naarmate de oscillator hooger opslingert. Dientengevolge wordt door het oscilleeren het werkpunt verlegd en komt de normale steilheid van de buis niet meer gedurende de geheele wisselstroomperiode tot uiting; de gemiddelde werksteilheid wordt kleiner, naarmate de oscillatie sterker wordt. Dit kan slechts zoover gaan, dat de verminderde steilheid, in verband met kringeigenschaften en sterkte der terugkoppeling, de versterking van het systeem tot 1 heeft gereduceerd. Op dat punt handhaaft de oscillator zich op constante sterkte.

Nu hebben wij in R.-E. 1939 No. 16 een beschouwing weergegeven over de voorwaarden, waaraan de oscillator moet voldoen, ontleend aan een Philips-publicatie.

Het uitgangspunt was daar, dat men de sterkte der terugkoppeling kan uitdrukken in een transformatieverhouding t tusschen plaat- en roosterkring. Wordt de roosterwisselspanning voorgesteld door E

en de wisselspanning aan de spoel in den plaatkring door E_s , dan wordt derhalve $E = t E_s$. Wij laten hier de phasedraaiing van 180° , waarvoor bij het terugkoppelen moet worden gezorgd, die door het aanbrengen van een minteeken uitgedrukt zou moeten worden, buiten beschouwing.

E_s is de wisselspanning, die aan de plaatimpedantie Z wordt veroorzaakt door den plaatwisselstroom I_s , dus $E_s = Z I_s$.

Is de steilheid der versterkerbuis S , dan kan men verder $I_s = S E$ stellen.

Hieruit volgt:

$$E = t E_s = t Z I_s = t Z S E \text{ of} \\ t S Z = 1.$$

Daarin zijn volgens genoemde beschouwing de voorwaarden vastgelegd, waaraan voldaan moet worden om oscillaties te doen optreden.

Nu zou hieruit ten onrechte gelezen kunnen worden, dat met elke, willekeurig zwakke terugkoppeling oscillatie mogelijk zou wezen, als de plaatimpedantie Z maar groot genoeg werd gemaakt. Dat is evenwel niet juist, want in de hier ingevoerde Z is stilzwijgend reeds de invloed begrepen, die door de aanwezigheid van den inwendigen weerstand R_i van de versterkerbuis ontstaat.

Om een uitdrukking te vinden, die een zuiverder inzicht geeft in het oscillatieprobleem, moet men den invloed van de R_i der versterkerbuis in rekening brengen. In den anodekring zijn dan R_i en de impedantie Z in serie geschakeld, terwijl op die serieschakeling een wisselspanning $g E$ werkt, als E weer de roosterwisselspanning voorstelt en g den spanningsversterkingsfactor der buis. Dan wordt:

$$I_a = g E : (R_i + Z)$$

$$I_a R_i + I_a Z = g E$$

en aangezien $I_a Z = E_s$ is, volgt hieruit:

$$I_a = \frac{g E - E_s}{R_i} = \frac{g}{R_i} \left(E - \frac{E_s}{g} \right)$$

$$I_a = S \left(E - \frac{E_s}{g} \right)$$

Rekening houdende met $E = t E_s$, kan men hiervoor schrijven:

$$I_a = S \cdot E (1 - 1/g t),$$

zoodat wij nu vinden:

$$E = t E_s = t Z I_a = t Z S E (1 - 1/g t) \text{ of} \\ t S Z (1 - 1/g t) = 1.$$

Uit deze uitdrukking volgt een afzonderlijke voorwaarde voor de sterkte der terugkoppeling, afhankelijk van den versterkingsfactor g der lamp.

$t(1 - 1/g t) = t - 1/g$ zou n.l. nul kunnen worden, of zelfs negatief, wanneer t kleiner werd dan $1/g$ en daarmee zou de geheele gevonden uitdrukking negatief worden en de oscillatiemogelijkheid vervallen, hoe groot S en Z ook zouden zijn. Men kan voor praktisch voorkomende waarden van S en Z trouwens zeggen, dat t altijd veel groter moet blijven dan $1/g$, zoodat $1 - 1/g t$ slechts weinig kleiner zal zijn dan 1.

Wanneer wij bedenken, dat de roosterwisselspanning door $E = t E_s$ werd voorgesteld, zoodat t voor een schakeling met afgestemden roosterkring grooter is dan 1, maar voor een schakeling met afgestemden plaatkring kleiner dan 1, volgt ook hieruit het nog in ons vorig nummer geconstateerde feit, dat voor de schakeling met afgestemden roosterkring gemakkelijker zal zijn te voldoen aan de oscillatievoorwaarde, dan voor de schakeling met afgestemden plaatkring.

Versterkerbuizen van het type der oudere eindtrioden met een versterkingsfactor van 3 à 5 zullen blijkbaar met afgestemden plaatkring heel moeilijk tot oscilleeren zijn te brengen, want de terugkoppelverhouding, kleiner dan 1, moet dan „aanzienlijk” groter wezen dan $1/3$ à $1/5$.

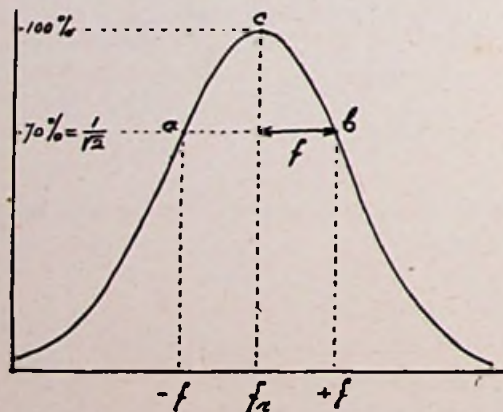
C.

Resonantiekrommen van kringen en selectiviteitskrommen van toestellen

Wat den algemeenen vorm betreft, bestaat een groote overeenkomst tusschen de selectiviteitskromme van een geheel radiotoestel en de resonantiekromme van een enkelen, afgestemden kring.

Toch is er een belangrijk verschil, waarop bij selectiviteitsmetingen aan toestellen moet worden gelet.

In beide gevallen duidt de kromme aan, welke stroomden of spanningen optreden, al naar mate spanningen in de resonantiefrequentie worden toegevoerd, dan wel spanningen in frequenties buiten resonantie.



Beschouwt men een enkelen afgestemden kring, dan geeft de verhouding tusschen de kringimpedan-

ties in en buiten afstemming ons een maat voor het gezochte verband. Rekent men die verhouding uit, dan vindt men voor een kring met zelfinductie L en hoogfrequentieweerstand r voor een frequentie van f hertz buiten resonantie een waarde, die als selectiviteitsfactor kan worden betiteld, uitgedrukt door:

$$S = \sqrt{1 + \left(\frac{4\pi f L}{r}\right)^2}$$

Hierin is f de „halve bandbreedte” voor de verhouding S tusschen resonantiespanning en spanning f hertz buiten afstemming. In de figuur is f ingeteekend voor een bepaalden kring bij een verhouding $\sqrt{2}$ tusschen de spanningen in en buiten resonantie. Hier is

$$\sqrt{1 + \left(\frac{4\pi f L}{r}\right)^2} = \sqrt{2},$$

waaruit men vindt:

$$f = \frac{r}{4\pi L}$$

Voor elke andere verhouding kan men de bijbehorende halve bandbreedte onmiddellijk berekenen, door die andere verhouding voor S in te vullen. Stelt men

$$\sqrt{1 + \left(\frac{4\pi f L}{r}\right)^2} = 2$$

dan wordt

$$f = \frac{r}{4\pi L} \sqrt{3}, \text{ enz.}$$

Dat wil zeggen, dat men voor slechts één waarde van S de f behoeft te meten (of voor één waarde van f de S) om de geheele resonantiekromme te kunnen teekenen, althans voor de eene resonantiefrequentie f_{res} .

Voor andere resonantiefrequenties vindt men andere krommen, uitsluitend omdat de hoogfrequentieweerstand r dan een andere waarde aanneemt. Is de L bekend, dan is overigens ook een meting van de r voldoende om de geheele resonantiekromme te berekenen en construeeren voor de f_{res} , waarbij de r is gemeten.

Het is de verhouding tusschen r en L , die den geheelen vorm van de kromme bepaalt.

Bij metingen ter bepaling van de selectiviteitskromme van een geheel toestel ligt niet op deze eenvoudige wijze de geheele kromme vast, wanneer men er maar eenmaal door meting één punt van heeft gevonden.

Tengevolge van koppelingen tusschen kringen, eventuele verstemmingen tusschen die kringen onderling en ook tengevolge van automatische sterkte-regeling, kan de selectiviteitskromme van een com-

pleet toestel geheel andere verhoudingen vertoonen tusschen de bandbreedten op verschillende hoogten van de kromme dan bij een enkelen kring voorkomen. Men dient dus metingen te verrichten bij een aantal verschillende verstemmingen en moet ook bedacht zijn op de mogelijkheid, dat de selectiviteitskromme afwijkt van den symetrischen vorm. Men dient de metingen dus ook zoowel bij verstemming naar de eene als naar de andere zijde uit te voeren.

In werkelijkheid zijn ook de resonantiekrommen van enkele kringen eigenlijk niet geheel symetrisch. Dat komt in de boven aangehaalde formule niet tot uiting, doordat bij de afleiding kleine, vereenvoudigende verwaarloozingen zijn toegepast. De afwijkingen zijn trouwens voor practisch voorkomende gevallen zonder beteekenis. Ten aanzien van de selectiviteitskromme van een compleet toestel staat dat niet bij voorbaat vast.

* * *

Wij willen hierbij nog herinneren aan het verband, dat voor den enkelen, afgestemden kring bestaat tusschen de bandbreedte van de resonantiekromme en den gewoonlijk met Q aangeduiden opslingerfactor van den kring.

Volgens het bovenstaande is de bandbreedte op $1 : \sqrt{2}$ van de hoogte der resonantiekromme:

$$2f = \frac{r}{2\pi L}$$

Voor den opslingerfactor kennen wij de uitdrukking:

$$Q = \frac{\omega L}{r} = \frac{2\pi f_{res.} L}{r}$$

Wij zien dus, dat we ook mogen schrijven:

$$Q = f_{res.}/2f,$$

wanneer $2f$ de bandbreedte op $1/\sqrt{2}$ van de hoogte der resonantiekromme voorstelt.

Voor elke bepaalde resonantiefrequentie zijn de Q en de bandbreedte dus onverbrekkelijk met elkaar verbonden, in dien zin, dat de Q omgekeerd evenredig is met de bandbreedte. Daarom is het bijv. voor televisie-apparaten, waar men kringen met groote bandbreedte noodig heeft, onmogelijk om die kringen een grooten opslingerfactor te geven.

C.

Vonkje

Den 5den Juni promoveerde Ir. J. L. H. Jonker te Eindhoven aan de Technische Hoogeschool te Delft tot doctor in de technische wetenschap op een proefschrift, getiteld: Stroomverdeling in versterkerbuizen.

Vragenrubriek

Amsterdam.

C. D. K., Amsterdam. — Zooals in R.-E. no. 10 van 1941 (toestel met Megatron-unit) werd besproken, kan het dichtslaan van de lamp na den diodedetector voorkomen worden door er een varilamp voor te nemen, dus E445, E455 of E447. Heeft u die niet, dan kunt u de versterkerlamp na de diode een roostercondensator en lekweerstand geven. De lekweerstand verhoogt de demping wel wat, maar als men er $5 M\Omega$ voor neemt, zal dit meestal nog wel goed gaan zonder de selectiviteit veel te schaden.

Sluieringcompensatie (autom. sterkteregeling) heeft met 1 hfr. lamp weinig zin. Een varilamp op bedoelde plaats levert wel ook al eenige asr.

M. D., Amsterdam. — De fout, die u in de schakeling van een penthode als variabele capaciteit (R.-E. 1941 no. 15) in een zwevingstoongenerator maakt, is deze, dat u als steilheid uwer 6D6 aanneemt $1,5 \text{ mA/V}$. Dat is alleen bereikbaar met 100 V schermspanning en die haalt u met uw spanningsdeeler lang niet. Met $45000 + 75000 \text{ ohm}$ zou het gaan. Maar dan nog is de schermspanning niet constant en de steilheidsverandering bij varierende neg. rsp. kleiner dan u vermoedelijk verwacht. De totale waarde van den potentiometer zou niet meer dan 50000 ohm moeten zijn om dit gunstiger te maken. De weerstanden van 100.000 ohm in de voedingsleiding kunnen u ook al parten spelen. En verder is het heelemaal niet zeker, dat de weerstand van 15000 ohm in de kathodeleiding werkelijk op nul kan worden gesteld. Dat alles zou eens goed nagegaan moeten worden. De theorie is heusch wel in orde.

De verstemming van den variabelen oscillator blijft zoo klein, dat de output onmogelijk ten gevolge van de variatie sterk kan gaan verschillen. Daarbij moet ook iets niet in orde zijn.

J. F. H., Amsterdam. — Een balansingangstransformator kan inderdaad goed vervangen worden door twee gelijke gewone laagfrequenttransformators. De primaires moeten dan parallel geschakeld worden, maar tegengesteld; de secondaires komen in serie, met de normale aardeinden (neg. rsp. einden) aan elkaar.

Schakelingen met phase-omkeerlamp behoeven niet steeds de kwalen te vertoonen, die men van sommige Amerikaanse schema's ervaart. Zie R.-E. 1941 no. 2 en meer algemeen 1939 no. 8.

De Amerikaanse 42 is voor AB-versterking niet bijzonder geschikt en wij hebben er geen opgaven over. Kathodeweerstand voor één lamp als A-versterker ruim 400 ohm , in A-balans de helft. Zie R.-E. 1942 no. 2.

J. B., Amsterdam. — Het genoemde boekje hebben wij niet; uw type neonindicator kennen wij niet uit de practijk; aangezien u ook niet mededeelt, waarin deze afwijkt van anderen kunnen wij er verder niets van zeggen.

Eindhoven.

M. A. P., Eindhoven. — U kunt zonder bezwaar ook voor het rooster der middenfrequentlamp een stopweerstand van 50 à 100 ohm aanbrengen.

Dat de oscillator in de buurt van 450 m in afstemming springt en blijkens verminderden roosterstroom veel minder goed werkt, is blijkbaar geen fout van den draaicondensator, die op andere bereiken goed werkt; de mogelijkheid bestaat, dat met een ander exemplaar menglamp alles normaal zou wezen; er kan echter ook een fout zijn in het spoelstel en dan is er niet veel aan te doen; de oscillatorschakeling op midden-golf is zoodanig, dat de terugkoppeling afhankelijk is van de

grootte van den paddingcondensator. Hoogstens zou te probeeren zijn, eens een goede hfr. smoorspoel in serie met den voedingsweerstand in den oscillatoranodekring aan te brengen.

Haarlem.

J. W. A. S., Haarlem. — Wanneer alles gemaakt kon worden zooals u het teekent, met condensatoren van $2 \mu\text{F}$ tusschen spoelen en aarde, zou het er weinig toe doen of u aan den eenen condensator nog eens $0,05$ en aan den anderen maar $0,0005$ parallel schakelde. Een waarde van $2 \mu\text{F}$ zou echter een kortsluiting vormen voor de door de detectie ontstane laagfrequente spanningen. De oplossing vindt u in een andere diodeschakeling, waarbij in alle kringen $0,05 \mu\text{F}$ kan worden opgenomen. Wat doet uw derde kring? Die teekende u niet.

Nijmegen.

H. M. D., Nijmegen. — In het schema van de Roma-reflex-super (1940 no. 5) kan de condensator over den uitgangstransformator gewoonlijk zonder bezwaar tot $2000 \mu\mu\text{F}$ worden opgevoerd. De andere critische condensator geeft beneden $50 \mu\mu\text{F}$ tamelijk merkbare verzwakking.

Een nog ietwat onaangenaam punt in de schakeling betreft de aan R_{10} parallel liggende weerstanden $R_5 + R_8$, waardoor voor diepe modulatiepassages vervorming ontstaat (wisselstroomweerstand kleiner dan gelijkstroomweerstand). Voor de selectiviteit zijn hoge waarden gunstig, maar om bovengenoemde reden zou men R_{10} liefst veel kleiner houden dan $R_5 + R_8$. Neemt u $2 \text{M}\Omega$ voor R_{10} , dan is voor R_8 ook wel $2 \text{M}\Omega$ gewenscht.

Voor schakeling en verbindingen EK3 zie R.-E. 1938 no. 13.

Het grootere stroomverbruik der EK3 is niet een kwestie van vermogen, maar staat in verband met gunstiger eigenschappen voor automatische sterkteregeling.

Rotterdam.

H. J. v. A., Rotterdam. — U zult als afstemwikkeling voor $200-550 \text{ m}$ met een condensator van $450 \mu\mu\text{F}$ op een Dra-lowid mantelkern noodig hebben 58 windingen litze. Om met 2 van die spoelen een dubbelcapacitief bandfilter te maken, kunt u koppelcondensatoren van $40.000 \mu\mu\text{F}$ en iets minder dan $1 \mu\mu\text{F}$ nemen. Bij zulk een symetrisch bandfilter komt in den 3den kring géén seriecondensator.

Voor antenne-koppeling op 1ste bandfilterspoel aan de aardzijde 8 à 15 windingen inductief aanbrenge. Evenzoo voor plaatkoppeling 1ste hfr. lamp op 3de spoel aan de aardzijde 15 à 30 windingen (wikkelingen met eenige aftakkingen zijn voor de koppeling practisch; hier geen litze noodig).

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

Te koop gevraagd volgende lampen: R740 en T740P (Rad. Record), E442 en I253 (Thermion). G. Breman, Nic. Beetsstr. 24, Zwolle.

Gevraagd: Am. Radiolampen, nieuw of z.g.a.n. 3-6H6. 3-6C5. 2-6V6G. 2-5I3G. Uiterste prijs. B.F. Bokstijn, Goeverneurlaan 91, Den Haag.

Te koop gevraagd: Westinghouse Meter-gelijkrichtcel voor 1 mA , nieuw of even gebruikt. Brieven met prijsopgave aan J. L. de Keijzer, Korte Delft 32, Middelburg.

Gevraagd: AL4. J. H. Adama, Waalsdorperlaan 42, Den Haag.

Te koop gevraagd: Cursus voor het opnemen van morse-tekens op grammfoonplaten. H. C. Kooy, Prinsengracht 1125¹¹, Amsterdam-C.

Te koop gevraagd nieuw of gebruikt: 1 Philips lamp type A.M.2, 1 Microfoontransformator. Brieven met prijsopgave aan Adri van Wijnen, Polstraat c157, Wijk en Aalburg.

Te koop gevraagd: 1 AL4 (nieuw; Tungram of Philips); 1 Serie Mucore spoelen 803-833-843 + bijpassende 3 d. Novoconcond. H. Bloembergen, Bergstraat 8, Doesburg.

Te koop gevraagd: Complete jaargangen van Radio-Expres 1923-24-25-26-27-28-29-36-37-38-39-40-41. Tevens complete jaargangen van andere Radiotijdschriften. Aanbiedingen met prijs aan A. C. G. de Vos, Goedestraat 68, Utrecht.

Aangeboden: Eenige transformatoren, smoorspoelen en condensatoren. L. H. v. Uffelen, Statenweg 79a, Rotterdam-C.

Gevraagd: Am. 6A7 75 EBL1 EK2 EF9 of EK2 EF5 EBC3 EL3 nieuw of gebr. Bod gevraagd op 8 duo en trio cond. 500 cm. ged. met schalen. Sm. spoel v. verst. 150 ma. , 2 sp. BP80 PH.lamp AB1, Tungstraml. D.S. 4100. L. Schopman, Zaanenlaan 67. Haarlem (N.).

Gevraagd: R.E. 1923-1925-1926-1927 en inb. mA meter 150 mA . Br. met prijs: A. Roos, Bilderdijkstraat 42a, Rotterdam (W.).

Aangeboden: 1 Transf. $2 \times 400 \text{ V}$ 150 mA . Primaire 220 V met bijbeh. smoorspoel 150 mA . Prijs f 14.—. P. J. v. Overbeek, Ackersdijkstraat 57a, Rotterdam-N.

Gevraagd: Buisvoeten en buishouders van Amerikaanse buizen, verschillende typen. Thordarson Guides and Manuals. Ook gaarne ter inzage. Philips Technisch Tijdschrift 1937: 12,-1938: 1-2-3-4. A. H. M. Begas, Oranje-Nassastraat 29, Heerlen.

Aangeboden: Philips MC 1/50, als nieuw, bijbehorende voedingstranf., smoorsp., afvlakcond. en uitg. transf. J. G. Smits, F 280, Raalte (O.).

Aangeboden: Gebruikte radioonderdelen. J. de Vries, Burgwerd, post Bolsward.

Aangeboden: Ingebonden jaargangen Radio Nieuws 1927 tot en met 1931. Radio Expres 1926 tot en met 1931. Mevrouw Eschauzier-Hovingh, Konijnenlaan 36, Wassenaar.



DRALOWID-WERK TELTOW/BERLIN
STEATIT-MAGNESIA AKTIENGESellschaft

D413

Jan van Ghestellaan 43 • VERTEGENW.: W. G. VAN DEN BERG, HILLEGERSBERG-ROTTERDAM • Telefoon 41937 Rotterdam

E.R.A.F.

soldeerapparaten

*een omwenteling
op soldeergebied*

Alleenverkoop in Nederland:

Firma v.h. GEBR. PETERS, Nieuwe Heerengracht 11, Amsterdam

Te koop aangeboden:

Radio-versterker Installatie

bestaande uit ontvanger, losse balansversterker met 20 W nuttig vermogen en luidspreker met bekrachtiging op klankbord. Zeer geschikt voor café of zaal. Brieven No. 315 bureau v. d. blad.

Bod gevraagd op

SERVICE OSCILLATOR

fabrikaat Webber, uitgevoerd in gegoten alluminium-kastje. Golfbereik 5-3300 m, in 7 bereiken. Verzwakker in 3 trappen en continu regelbaar. Stroomvoorziening met 6 ingebouwde zaklantaarnbatterijen. Brieven onder No. 316 bureau v. d. blad.

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