

Radio-Expres

TIJDSCHRIFT VOOR RADIOTECHNIEK

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

Redactie en Administratie: Hoylelesingel 15, Hillegersberg

Telefoon No. 47330 - Postgirorekening No. 385246

Dit blad verschijnt op den 1 en 3en Vrijdag van iedere maand. Abonnementsprijs f 7.50 per jaar, of f 3.75 per halfjaar, voor het binnenland en f 8.50 per jaar voor het buitenland. Abonnementen kunnen ingaan per 1 Januari en per 1 Juli. Het auteursrecht voor den volledige inhoud wordt voorbehouden volgens de Wet op het Auteursrecht van 23 September 1912, Staatsblad No. 308.

De Verhoudings-detector

Een nieuwe detector van FM-signalen, die begrenzertrappen overbodig maakt

In R.-E. 6 (1946), blz. 68 e.v., werd een detector beschreven, zooals die in de meeste FM-ontvangers onder den naam „discriminator” wordt aangetroffen. Fig. 1 geeft in eenigszins vereenvoudigden vorm zoo'n schakeling weer. Wordt aan deze schakeling een ongemoduleerd mf-sigitaal toegevoerd, dan ontstaan bij juiste instelling gelijkspanningen over de weerstanden R met tegengestelde potentiaal, omdat de beide dioden „naar denzelfden kant” gelijkrichten. Het gevolg is, dat e_1 en e_2 aan elkaar gelijk zijn en tevens tegengesteld; tusschen de punten 1 en 2 ontstaat dus geen spanning.

Wanneer nu de draaggolf-frequentie tengevolge van modulatie afwijkt van de nominale waarde, neemt de spanning op de eene diode toe, op de andere af. (Voor een uitvoerige verklaring zij verwezen naar genoemd artikelje). Veronderstel bijvoorbeeld, dat de ongemoduleerde draaggolf over beide weerstanden spanningen van 10 volt opwekt. Als de draagfrequentie nu een bepaald bedrag vergroot wordt, zal bijv. e_1 toenemen tot 15 volt en e_2 afnemen tot 5 volt. Die output tus-

schèn 1 en 2 is dan 10 volt, immers het verschil van 15 en 5.

Nu maken wij de ongemoduleerde draaggolf echter tweemaal zoo sterk, zoodat de beide gelijkgerichte spanningen 20 volt bedragen. Dezelfde frequentieafwijking als daarnet zal nu dmv D_1 een spanning $e_1 = 30$ volt opwekken en dmv D_2 een spanning $e_2 = 10$ volt. De output is nu $30 - 10 = 20$ volt voor dezelfde frequentieafwijking.

Samenvattend kan dus gezegd worden, dat de beschreven discriminator gevoelig is voor variaties van de draaggolfspanning, hetgeen beteekent: *gevoelig voor amplitude modulatie*. Wil men dus van de voordeelen van FM volledig profijt hebben, dan is het noodig, dat de hf of mf spanning geen amplitude variaties meer vertoont op 't moment dat deze den detector binnenschrijdt. Daarom zal

Rubriek voor de jongeren

In den afgeloopen jaargang heeft R.-E. zich beijverd om de lezers op de hoogte te brengen van alle nieuwe vindingen en snufjes op het gebied der radiotechniek in den ruimsten zin. Dat streven zal door velen dankbaar zijn geaccepteerd.

Maar één groep onder de lezers zal misschien hebben uitgezien naar iets voor hen speciaal: een serie aardige artikeljes voor de jongeren in het vak, die hun entree in de radiotechniek pas kort geleden hebben gedaan.

Zij zullen het toejuichen, dat de redactie in het volgend nummer voor hen een rubriek wil openen, waaraan de gedachte ten grondslag zal liggen, dat de eerste schreden moeten worden gedaan op hechten bodem en niet op drassig terrein.

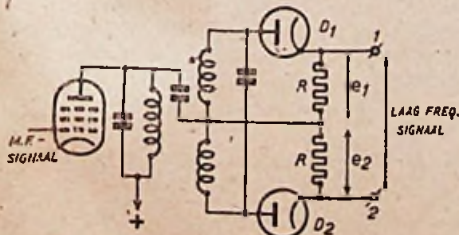


Fig. 1. Vereenvoudigde discriminator.

iedere zichzelf respecteerende FM-ontvanger met één of meer begrenzertrappen zijn uitgerust om ieder spoortje van AM uit te wissen.

Het is begrijpelijk, dat men aan het peinzen geslagen is, hoe deze extra complicatie zou kunnen worden gemist, hetgeen een FM-ontvanger zeker zou vereenvoudigen. Want men heeft dan behalve de begrenzertrappen ook minder hf of mf versterking nodig omdat het hoge ingangsniveau van de begrenzers dan niet nodig is.

* * *

In de Laboratoria van de RCA (Industry Service Division) heeft men met dit peinzen succes gehad. Daar is de „ratio-detector”, een verhoudings-detector (wie weet een beter Nederlands woord?) geboren. Het principe van deze schakeling is gebaseerd op de idee om een bepaalde, vaste gelijkspanning te verdeelen in twee deelen, welke verhouding gelijk is aan de verhouding van twee hf- of mf-spanningen. Deze twee spanningen zijn dezelfde als die, welke aan de dioden D_1 en D_2 uit fig. 1 worden toegevoerd. Terugdenkend aan het zoo juist genoemde voorbeeldje, was de verhouding van deze twee spanningen in ongemoduleerden toestand 1:1 en bij een bepaalde modulatie 3:1 (n.l. $15/6$ resp. $30/10$). Als men nu een detector had, die voor deze verhouding gevoelig was, dan zou het probleem zijn opgelost, want bij verandering van de draaggolfspanning varieert de verhouding niet. Deze verhouding is alleen afhankelijk van de frequentieafwijking t.o.v. de draaggolf in ongemoduleerden toestand en dus direct evenredig met de lf-modulatie. Heeft men zoo'n detector, dan is deze dus alleen gevoelig voor FM en niet voor AM.

De werking van een verhoudings-detector kan het beste worden begrepen aan de hand van fig. 2.

Twee gelijkrichtschakelingen krijgen spanningen e_1 en e_2 toegevoerd. Over de weerstanden ontstaan nu gelijkspanningen \hat{e}_1 en \hat{e}_2 , die evenredig zijn met de primaire wisselspanningen (fig. 2a). De gelijkspanningen hebben hun polariteit in dezelfde richting. De overgang van fig. 2a naar 2b geeft geenerlei moeilijkheid. Het eenige verschil is, dat de twee gelijkspanningen in serie staan. Deze schakeling heeft ook nog steeds de eigenschap, dat de spanningen \hat{e}_1 en \hat{e}_2 evenredig zijn met de

primaire wisselspanningen. Anders wordt het in fig. 2c, want daar is over de beide weerstanden een batterij geplaatst. Wat voor verschil maakt dat nu? Wel, de spanningen \hat{e}_1 en \hat{e}_2 kunnen nu samen nooit groter zijn dan de emk E van de batterij. Dit geval is vergelijkbaar met een tweetal gelijkrichters, die elk op een apart electriciteitsnet geschakeld zijn en in serie een accubatterij E opladen. De spanningen \hat{e}_1 en \hat{e}_2 moeten samen steeds E zijn, voor elke waarde der primaire netspanningen. Is alleen het net \hat{e}_1 aanwezig dan moet deze de geheele tegenspanning E leveren; zijn e_1 en e_2 even groot dan zijn \hat{e}_1 en \hat{e}_2 ook even groot en samen weer gelijk aan E . Het aardige van deze schakeling is dus, dat de som der twee spanningen \hat{e}_1 en \hat{e}_2 steeds constant is; alleen de verhouding dezer spanningen wordt bepaald door de verhouding van e_1 en e_2 .

Vervolgens gaan we over op fig. 2d en 2e. De beide spanningen e_1 en e_2 zijn nu twee mf-signalen, die aan den FM-ontvanger zijn ontleend.

De verhouding der spanningen $\frac{e_1}{e_2} = \frac{u_1}{u_2}$ zooals

reeds werd aangegeven. Verder wordt op de klemmen 1—2 een spanning ontwikkeld (u_{12}) die naar we hopen het gewenschte succes zal boeken. Uit

de vectorenfiguur wordt ontleend $u_1 = \frac{E}{2} - u_{12}$

en $u_2 = \frac{E}{2} + u_{12}$. Invulling in $\frac{e_1}{e_2} = \frac{u_1}{u_2}$ geeft

$$\frac{e_1}{e_2} = \frac{\frac{E}{2} - u_{12}}{\frac{E}{2} + u_{12}} \text{ of na uitwerking } u_{12} = \frac{E}{2} \frac{e_1 - e_2}{e_1 + e_2}$$

De gewone discriminator, zooals die eerder in R.-E. beschreven was, is nogmaals afgebeeld in fig. 3; het gedetecteerde signaal is hierbij $u = c(e_1 - e_2)$ als e_1 en e_2 weer de aan de beide dioden toegevoerde spanningen voorstellen. De constante c is alleen afhankelijk van de constructie der discriminatorschakeling en is voor het begrip van de werking niet belangrijk.

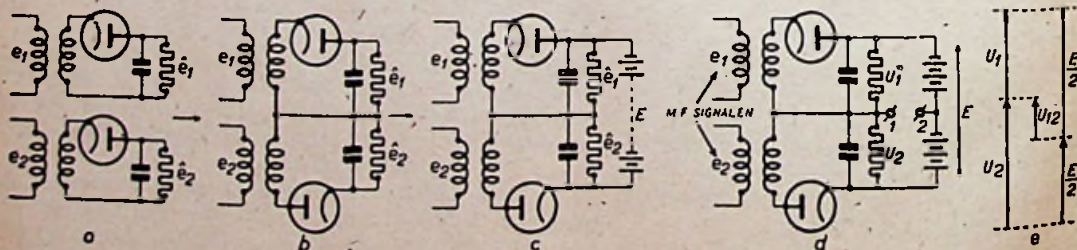


Fig. 2. Ontstaan van den „Ratio-detector” uit twee gewone gelijkrichters.

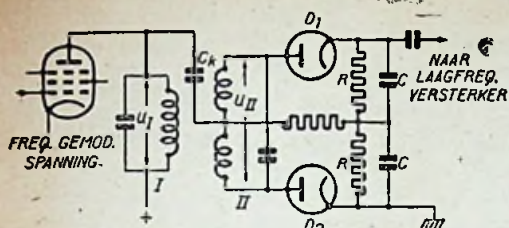


Fig. 3. Practische schakeling voor de detectie van frequentie-gemoduleerde spanningen (discriminator).

Het belangrijkste onderscheid is nu wel, dat het gedetecteerde signaal bij den „gewonen” discriminator evenredig is met $(e_1 - e_2)$ en bij den nu beschreven discriminator evenredig met $\frac{e_1 - e_2}{e_1 + e_2}$,

dus evenredig met een verhouding, vandaar ook de naam „verhoudings-detector”. In het begin werd een voorbeeldje aangehaald, n.l. $e_1 = 15$ en $e_2 = 5$ volt en daarna $e_1 = 30$ en $e_2 = 10$ volt.

De gewone detector geeft in het eerste geval $(e_1 - e_2) = 10$ volt en in het tweede geval $(e_1 - e_2) = 20$ volt.

De verhoudings-detector echter $\frac{e_1 - e_2}{e_1 + e_2} = \frac{15 - 5}{15 + 5} = \frac{10}{20} = \frac{1}{2}$ en in het tweede geval $\frac{e_1 - e_2}{e_1 + e_2} = \frac{30 - 10}{30 + 10} = \frac{20}{40} = \frac{1}{2}$, dus in beide gevallen precies hetzelfde, hoewel toch de draaggolf in het tweede geval een tweemaal grootere sterkte had.

De bewering, dat de begrenzertrappen gemist kunnen worden, is hiermede dus wel genoegzaam aangetoond. Ook amplitude modulaties, die neerkomen op het veranderen van de draaggolfamplitude, worden dus door den verhoudings-detector niet weergegeven; door den „gewonen” discriminator echter wel, vandaar dat men dezen laat voorafgaan door één of meer begrenzertrappen.

* * *

De mogelijkheid van het weglaten van de begrenzers beteekent echter het binnenhalen van een accu in den FM-ontvanger, zult U ongetwijfeld opmerken. Dat is dan weer een andere bron van ongerief. Maar daarop is gelukkig ook weer iets te vinden, want een batterij met een vaste spanning is niet eens plezierig. Gesteld dat de spanningen e_1 en e_2 , die aan de dioden gelegd worden, samen een kleinere maximale waarde hebben dan de emk van de batterij, dan laten de dioden in 't geheel niets door en dan wordt dus ook niets gedetecteerd. Dit hou't als gevolg in, dat men de batterijspan-

ning klein moet maken om zwakke signalen te kunnen ontvangen en omgekeerd moet de batterijspanning ook weer niet te klein zijn, omdat de maximale lf outputspanning begrensd wordt door deze spanning. Twee tegenstrijdige eischen dus.

Een elegante oplossing, die aan deze eischen tegemoet komt staat afgebeeld in fig. 4. De beide mf-spanningen worden op gelijke wijze verkregen als bij den „gewonen” detector van FM-signalen. De dioden, die in fig. 3 in tegengestelde richting doorlaten, zijn in fig. 4 zoo geschakeld, dat zij in

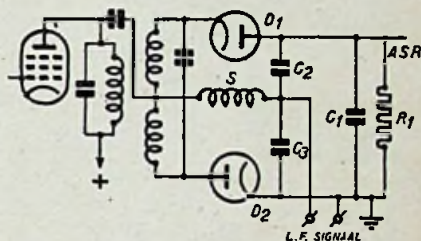


Fig. 4. „Ratio-detector”.

Bij voorbeeld: $C_1 = 10 \mu F$, $C_2 = 4000 \mu F$, $C_3 = 4000 \mu F$, $R_1 = 30000 \Omega$, $S =$ hfr. sm., $D_1 + D_2 = 6H6$.

serie doorlaten. De som van de beide mf-spanningen vormt na gelijkrichting op den weerstand R_1 dank zij den grooten condensator C_1 , een constante gelijkspanning, die in de plaats treedt van de batterij. Amplitude-modulaties van de draaggolf worden door C_1 volledig opgevangen, zoodat de schakeling dezelfde plezierige eigenschap heeft als fig. 2d. Aan den anderen kant is nu, daar de gelijkspanning E afhankelijk is van de sterkte der draaggolf, tevens voldaan aan den wensch om bij zwakke signalen een kleine en bij groote signalen een groote „batterij”-spanning te hebben. Voor een bepaalde draaggolf echter is de gelijkspanning constant en de detector werkt geheel overeenkomstig het verklaarde principe. Dat het gedetecteerde signaal nu niet afgenomen wordt zooals in fig. 2d, is geen principiële verandering, want u_2 , die nu gebezigd wordt als lf-sigitaal, is zooals fig. 2e toont, gelijk aan u_{12} plus een constante gelijkspanning, waarop het lf-deel van den ontvanger niet reageert.

De waarde van R_1 is eenigszins critisch als men verzekerd wil zijn van de beste resultaten. Als deze weerstand te klein is, wordt de detector on gevoelig omdat de opgewekte gelijkspanning te klein is. Aan den anderen kant, bij een te grooten weerstand, wordt de ongevoeligheid voor AM kleiner, hetgeen ongewenscht is. Een mogelijke waarde is bij de figuur vermeld alhoewel het 't beste is, deze waarde experimenteel te bepalen in de toegepaste ontvangerschakeling.

Verder is het van belang op te merken, dat de gelijkspanning over R_1 evenredig is met de draag-

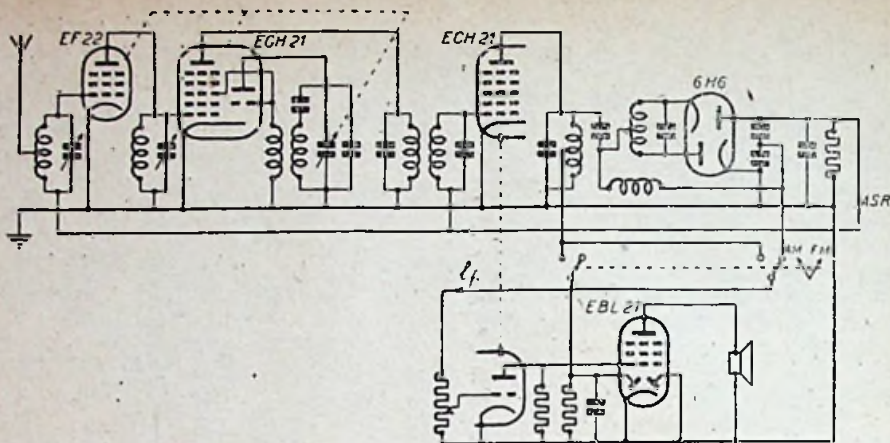


Fig. 5. Zeer schematische opzet van een gecombineerden AM-FM superheterodyne-ontvanger.

golf en dus tevens gebruikt kan worden voor automatische sterkterregeling (a.s.r.) voor de hf- en mf-versterkertrappen van den ontvanger.

En nu iets heel belangrijks! Een FM-ontvanger, uitgerust met den hierboven beschreven detector is vrijwel even eenvoudig (of gecompliceerd als U wilt) als een gewone ontvanger voor AM.

Men beschouwt het niet als een nadeel, dat dit soort detector moeilijker af te regelen is, want de voordeelen ervan wegen hier ruimschoots tegen op. Tot slot is het wel aardig om een AM-ontvanger en een FM-ontvanger, uitgerust met een detector volgens dit principe naast elkaar te vergelijken.

AM-ontvanger:

- EF22 hf-versterkertrap
- FCH21 triode-oscillator + hexode-mengbuis
- ECH21 hexode mf-versterkertrap (als penthode geschakeld)
- triode lf-versterkertrap
- EBL21 duo-diode detector
- penthode eindbuis

FM-ontvanger:

- EF22 hf-versterkertrap
- ECH21 triode-oscillator
- hexode-mengbuis
- ECH21 hexode mf-versterkertrap
- triode lf-versterkertrap
- 6H6 duo-diode (met gescheiden kathoden!) als verhoudingsdetector
- EBL21 penthode eindbuis

Daaruit blijkt, dat met slechts 1 duo-diode méér een FM-ontvanger gebouwd kan worden. Tevens blijkt, dat vrijwel het geheele ontvangtoestel voor AM en FM nu hetzelfde is geworden en zelfs wel gecombineerd kan worden. Men heeft dan met slechts één buis méér een omschakelbaren AM-FM-ontvanger. Een mogelijke oplossing hiervoor geeft fig. 5, waarbij de 6H6 voor de detectie van FM-

signalen en de diode der EBL21 als detector voor AM-signalen dient. Het schema geeft slechts een principiele mogelijkheid weer. Nergens zijn weerstanden of capaciteiten aangegeven, die noodig zijn voor de instelling der buizen. Daarom is geen onderscheid gemaakt tusschen „aarde” en „anodespanning”; dit is immers voor het begrip van een schakeling niet noodig. Ook vertraagde of uitgestelde a.s.r. is niet aangegeven. Men nocht zulke schema's wel eens „skeletten”, immers alle „vresch” is er afgekloven. (Deze verklaring is duidelijk; de beeldspraak echter niet fraai!) De bedoeling zal echter wel duidelijk zijn.

Wellicht zal in het komende jaar aanleiding bestaan om nadere gegevens, wellicht een bouw-schema, van een AM-FM-ontvanger te publiceren, want men zal binnenkort in ons land ook FM-zenders bouwen en gebruiken. vdB

Vonkjes

De tentoonstelling Radiolympia te Londen zal gehouden worden van 1 tot 11 October.

Volgens het jaarverslag van de BBC wordt 39 % der uitgaven besteed aan den technischen dienst.

De Foire de Paris, die weer een uitgebreide radio-afdeeling krijgt, wordt gehouden van 10 tot 26 Mei.

Dit jaar wordt het halve eeuwfeest gevierd van de ontdekking van het electron door Sir Joseph Thomson.

Overzeesche uitzendingen van de BBC hebben tegenwoordig plaats in den 11-meterband en worden op St. Helena op een superregeneratieven ontvanger geregeld gehoord.

Metalen Lens-antennes

In R.-E. no. 24 van jaargang 1946 hebben wij in het kort iets medegedeeld over „radio-lenzen”, die in de laboratoria van de Bell Telephone zijn ontwikkeld voor het bundelen en scherp richten van zeer korte golven.

De overeenkomst in eigenschappen tusschen zeer korte radiogolven en lichttrillingen, die reeds door Heinrich Hertz omstreeks 1887 werd aangetoond, heeft in de laatste jaren velerlei praktische toepassing gevonden, waar dipoolantennes in het brandpunt van holle parabolische reflectoren werden geplaatst om de uitstraling te concentreren, evenals men dit doet met holle spiegels voor de lichtbronnen.

Voor het concentreren van bundels lichtstralen wordt méér nog gebruik gemaakt van glazen lenzen. Hun werking berust in wezen daarop, dat ook lichtstralen electromagnetische trillingen zijn, welker voortplantingssnelheid in diëlectrische stoffen (in dit geval glas) *kleiner* is dan in lucht of in het luchtledig. Daardoor is een bolle lens in staat om het van een enkel punt zich uiteenspreidende (divergeerende) licht tot een evenwijdigen stralenbundel te maken, of omgekeerd om evenwijdig aankomende stralen in een „brandpunt” samen te brengen. In het glas van de lens is zoowel de golf-

lengte als de snelheid kleiner dan daarbuiten (fig. 1a).

Het is ook al weer Hertz geweest, die heeft aangetoond, dat diëlectrische lenzen eveneens voor radiotrillingen werkzaam kunnen zijn, maar aangezien lagere frequenties dan die van het licht minder sterk worden gebroken, zou men er zeer dikke lenzen van materiaal met zeer groote diëlectrische constante voor noodig hebben (brekingsindex = wortel uit de diël. constante).

De z.g. „metalen lenzen” van de Bell Telephone doen in zekeren zin juist het omgekeerde. Zij berusten op het feit, dat electromagnetische golven in een hollen golfgeleider, die uit geleidend materiaal (metaal) bestaat, een grootere golflengte en een grootere phase-snelheid verkrijgen. Wij hebben in één der vroegere artikelen over golfgeleiders (R.-E. 1946 no. 10) dit verschijnsel besproken¹⁾.

Een golfgeleider behoeft niet een rondom gesloten metalen buis te zijn; ook twee aan elkaar evenwijdige metalen platen kunnen een golfgeleider vormen voor trillingen, waarvan de electriche krachtlijnen evenwijdig liggen aan de metalen platen. Dit wordt een golfgeleider, waarvan de afmeting a gelijk is aan den afstand tusschen de platen, terwijl de afmeting b oneindig groot is.

Voor de golflengte λ wordt de phasesnelheid in den geleider dan

$$V = V_0 / \sqrt{1 - (\lambda/2a)^2}$$

als V_0 de lichtsnelheid voorstelt. Hieruit volgt direct de waarde van den brekingsindex

$$n = V_0/V = \sqrt{1 - (\lambda/2a)^2}$$

Zoolang de afstand a grooter is dan $\frac{1}{2}\lambda$ vindt men voor n een reële waarde, kleiner dan de eenheid. In de praktijk blijkt voor n een compromis gezocht te moeten worden in de buurt der waarde 0,6.

Stelt men evenwijdig aan elkaar platen op met een profiel, zooals aangeduid in fig. 1b, dan vertoonen deze door concave (holle) platen gevormde golfgeleiders een werking als van convexe (bolle) diëlectrische lenzen. De uitsnijding blijkt den vorm van een stuk eener ellips te moeten hebben, die vooraf kan worden berekend.

Nu vormt een eenvoudig samenstel van een aantal vlakke, evenwijdige platen van den vorm van fig. 1b intusschen nog maar wat in de optiek een cylinderlens wordt genoemd, die een brandlijn heeft en geen brandpunt.

¹⁾ Het is interessant om op te merken, dat hier een fictieve snelheid (grooter dan de lichtsnelheid, dus volgens de relativiteitstheorie reël onbestaanbaar) gebruikt wordt voor een zeer wezenlijk, technisch doel.

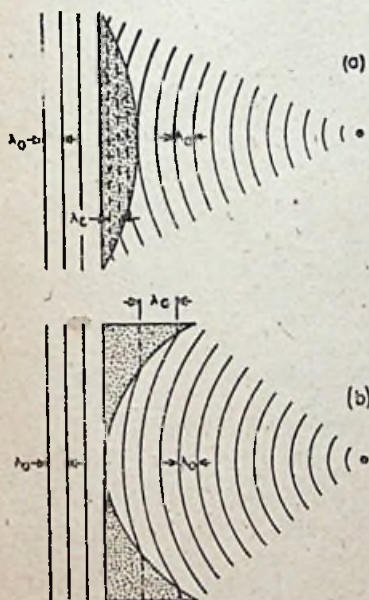


Fig. 1. Brandpuntvorming door a. diëlectrische en b. metalen-plaat-lens.

λ_0 = golflengte in de vrije ruimte.

λ_e = golflengte in het diëlectricum.

λ_c = golflengte in den golfgeleider.

Verlangt men een lens met een brandpunt, dan moeten de metalen platen zoo gevormd worden, dat het holle oppervlak, dat aan één zijde door hun raden wordt gevormd, een omwentelings-ellips wordt, die dus in alle richtingen dezelfde kromming vertoont.

En om bij een groot lensoppervlak de „dikte” van de lens kleiner te houden, kan men, evenals voor de glazen lichtlenzen van vuurtorens, Fresnel's principe van de traplens toepassen (lentille à échelons, stepped lens). Daarvan geeft fig. 2

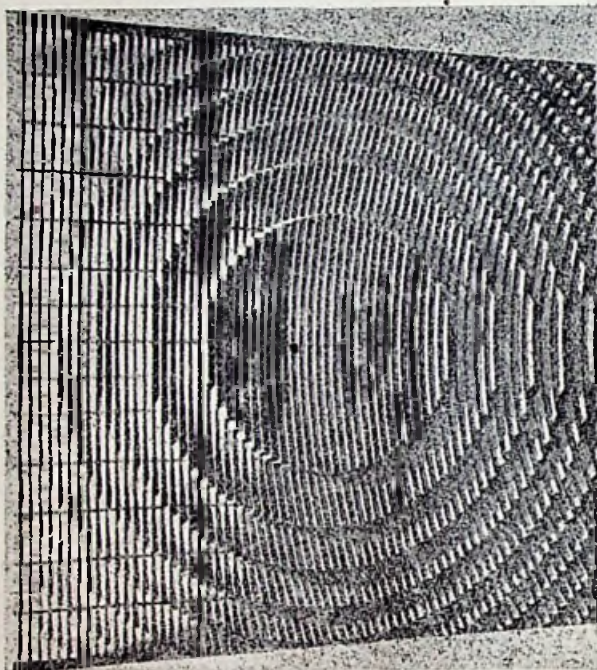


Fig. 2.
Een metalen traplens
Brandpuntsafstand
 $= 0,95 \times$ opening.

een beeld. Vanuit het midden gerekend, gaat men hierbij telkens als een phasevoorijling van 1 golflengte is bereikt, op een anderen lensring over. Fig. 2 is een foto van een lens met een oppervlak van 40 golflengten in het kwadraat en met een verhouding $f = 0,95$ van brandpuntsafstand tot opening.

Zeër belangrijk is de toepassing van lenzen in combinatie met golfgeleiders, die eindigen in horenvormige stralers. Het hoogste nuttig effect wordt dan wel verkregen, wanneer men een horen gebruikt ter lengte van den brandpuntsafstand van de lens en den mond van den horen laat aansluiten bij het lensoppervlak. Zoo werd de lens van fig. 2 vervaardigd voor gebruik met een 38 golflengten langen horen, in den vorm eener vierkante pyramide, waarv or de opening 40 golflengten bedroeg.

Indien men een horen alléén zou willen gebruiken met een dergelijke opening en daaraan de gunstigste afmetingen zou willen geven, zou hij 800 golflengten lang moeten worden, hetgeen een

tamelijk onhandelbaar groot apparaat zou opleveren. Het direct aansluiten van den horen bij de lens beteekent, dat practisch niets van het uitgestraalde vermogen verloren gaat.

Dit is iets, dat bij het toepassen van een parabolischen spiegel als straler nooit mogelijk is. Bovendien ondervindt men bij gebruik van spiegels de moeilijkheid, dat een aanzienlijk deel van het vermogen teruggestraald wordt naar de vóór den spiegel geplaatste voeding, waardoor staande golven in de voedingslijn gaan optreden.

Bij toepassing van lenzen doet dit euvel zich minder sterk voor, doch geheel afwezig is het niet, aangezien de gebogen randen der platen, die naar het voedingspunt zijn toegekeerd, ook als deelen van een hollen spiegel werken. Het bezwaar daarvan kan intusschen geheel worden opgeheven als men de lens een weinig schuin plaatst op de as van den horen, die de trillingen uitstraalt. De teruggekaatste straling krijgt dan een brandpunt, dat niet in, maar naast den horenmond ligt. Bij een lens doet die eenigszins schuine plaatsing nagenoeg geen schade aan de sterkte en scherpte van den in de gewenschte richting uitgestraalden bundel. Bij een parabolischen spiegel kan men dit eenvoudige middel niet toepassen, omdat de bundelscherpte daar zeer sterk afhangt van nauwkeurige plaatsing der trillingsbron in het brandpunt.

In het algemeen laat de lensconstructie, ook wat dikte van de platen en afstand daartusschen betreft, veel grootere toleranties toe dan bij constructie en opstelling van parabolische spiegels het

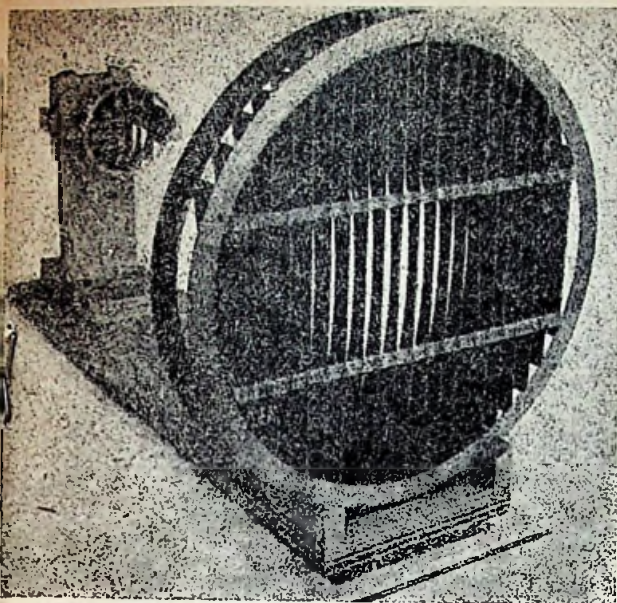


Fig. 3. Dubbel lens-systeem.

geval is. Zeer groote oppervlakten van vele golflengten zijn daardoor voor lenzen veel effectiever dan voor groote parabolische spiegels.

Om bij groote oppervlakten dun plaatmateriaal te kunnen gebruiken zonder dat doorbuiging de evenwijdige opstelling verstoort, kan men tusschen de platen van afstand tot afstand steunstangetjes

aanbrengen van isolatiemateriaal met geringen verliesfactor.

Men kan overigens ook een kleinen, kegelvormig ronden horen gebruiken met een kleine lens, die erop aansluit en een op eenigen afstand geplaatste grootere lens daarvoor, zoodat met dit samengesteld lenzenstelsel het uiteindelijke resultaat van een zooveel mogelijk evenwijdigen stralenbundel wordt verkregen (fig. 3).

De buitengewone scherpte der bundeling, die verkregen kan worden, is o.a. van eminent belang voor kortegolfverbindingen over grooten afstand met tussenstations als relais, die het ontvangene telkens verder doorgeven, met onderling verkeer in twee richtingen. Als de vlak bij elkaar geplaatste en rug aan rug liggende zend- en ontvangstsystemen niet scherp genoeg gebundeld kunnen worden, moet het systeem gebruik maken van verschillende golflengten. Met lens-antennes kan men zonder bezwaar een geheele relais-keten op slechts één golflengte laten werken.

De toepassing is geenszins beperkt tot het gebied der centimetergolven. Er zijn geslaagde proeven mee gedaan tot in het metergebied. En daarbij zijn met het oog op materiaalbesparing in plaats van massieve platen voor de lenzen, ook lenzen gebruikt met draadgordijnen, die de functies der platen vervullen (fig. 4.).

Hetgeen wij in het begin van dit artikel de cylinderlens-constructie hebben genoemd, kan dienst doen in gevallen, waar men bundeling noodig heeft in slechts één vlak, zooals die ook ontstaat met platte, rechthoekige hoorns, waarvan

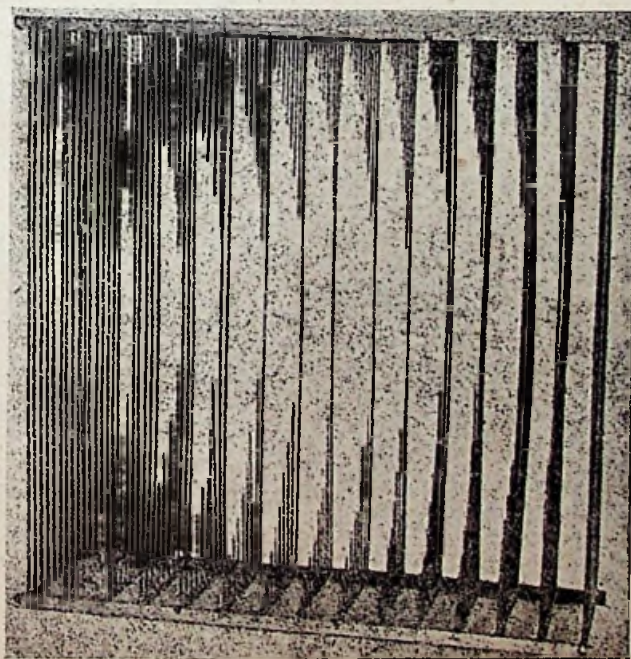


Fig. 4.
Voorbeeld eener draadgordijnlens.

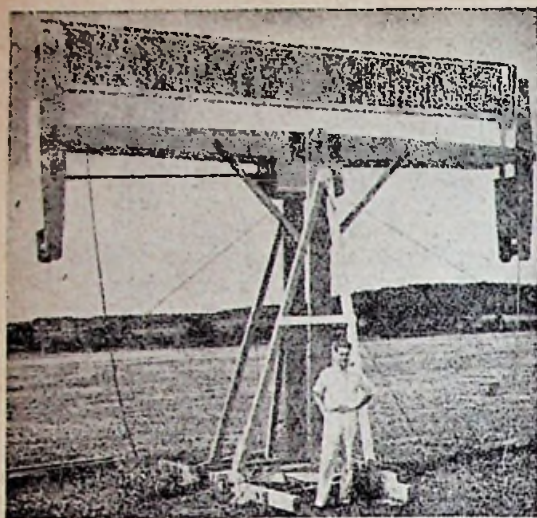


Fig. 5. Metalen lens met opening van 48 bij 480 golflengten.

de mond veel breder is dan de hoogte, zoodat alleen in de breedte bundeling plaats heeft. (In de radartechniek is daarvan bijv. gebruik gemaakt voor horizon-aftasting). Een reusachtige lens voor zulk een horen is weergegeven in fig. 5. De opening meet 48 bij 480 golflengten en daarmee werd een bundel verkregen met een breedte van slechts $\frac{1}{10}$ de graad.

Voor uitvoerige gegevens over dit onderwerp verwijzen wij naar een artikel van Winston E. Kock, verbonden aan de Bell Telephone Laboratoria te Holmdel in New Jersey, gepubliceerd in Proceedings I.R.E. van November 1946. C.

Schermroosterontkoppeling bij eindbuizen

Naar aanleiding van het artikel over bromstoringen door tegenkoppeling, is het misschien nuttig, iets te zeggen over de daarin aangegeven methode, om het schermrooster van de eindbuis te voeden door een l.f. smoorspoel, ontkoppeld door een condensator. Deze methode is ongetwijfeld effectief, doch onpractisch, daar zij een groot en zwaar onderdeel als smoorspoel vereischt. Gaan we bij de belangrijkste eindbuizen van het 9 watt type de schermroosterstroom na, dan vinden wij de volgende waarden:

buis	I_a
E463	3,2
AL4	4,0
AL2	4,0
AL1	6,8
EL3	4,0
EBL1	4,0
EBL21	4,5

Deze schermroosterstroom is dus altijd klein t.o.v. den anodestroom ($I_a = 36$ mA). Deze laatste veroorzaakt in de primaire wikkeling van den uitgangstransformator een vrij groot ohmsch spanningsverlies, dat in de orde van 25 V zal liggen. Daar plaat- en schermroosterspanning gelijk kunnen zijn, kunnen we het schermrooster voeden via een serieweerstand, waarin 25 V verloren gaat. Bij een stroomdoorgang van rond 5 mA betekent dit dus een weerstandswaarde van 5 k Ω .

Plaatsen we tusschen schermrooster en aarde een condensator van 8 μ F — de kathodeweerstand moet al zeer goed ontkoppeld zijn, willen we dezen condensator zonder gevaar voor brom aan kathode kunnen leggen — dan heeft deze bij een rimpelfrequentie van 100 per. een reactantie van 200 Ω .

De ontkoppeling bedraagt nu: $\frac{5000 + 200}{200} =$

26. Dit getal zal grooter zijn dan de versterkingsfactor van het schermrooster t.o.v. de anode, zoodat een afdoende afvlakking is verkregen. Het vermogen van het weerstandje is gering: $25 \times 5 \times 10^{-3} = \frac{1}{8}$ watt. Een $\frac{1}{2}$ watt type is dus volkomen veilig.

Alvorens men er toe over gaat, de extra schermroosterafvlakking aan te brengen, is het wellicht van belang, bovenstaande punten in overweging te nemen.

Eindhoven, Januari 1947.

D. ADMIRAAL.

Kristallen droegen bij tot vernietiging der As-mogendheden

Deze niet geheel van sensatieberichtgeving ontbloote titel beoogt niets anders dan de aandacht te vestigen op de kwartkristallen, die naar hun aard en karakter „Our Allies” hielpen bij het vernietigen der voormalige As.

Gedurende den eersten wereldoorlog werd een enkele maal een kwartkristal gebruikt voor experimenteele onderzoekingen op het gebied der verbindingstechniek. De piezo-electrische eigenschappen werden in 1888 ontdekt door den beroemden geleerde Pierre Curie, maar het duurde vele lange jaren eer het kwartkristal werd tot een vrij normaal element in oscillator- en filter-schakelingen.

De tweede wereldoorlog, geperfectioneerd op vele wijzen ten opzichte van zijn maccaberen voorganger, stelde veel hogere eischen. De verbindingstechniek kon niet meer zonder kristalgestuurde zenders; de meerkanalen-telefonie vroeg kristalfilters; ontvangers moesten worden uitgerust met kristalgestuurde meetoscillatoren om de afstemschalen te iken.

Aan de enorme vraag naar kristallen moest worden voldaan, Welnu, daaraan is voldaan. Naar

globale cijfers belooft het aantal vervaardigde exemplaren in Amerika en Engeland tezamen 20 à 22 miljoen stuks (1). Had het „asmanntje met de snor” geleefd, hij had bij het lezen van deze cijfers uitgeroepen: „Nächstes Jahr wollen wir vierzig millionen Quartzes haben!”

Deze cijfers dwingen respect af. Als men weet, dat de Western Electric Company alleen tusschen 1940 en 1943 er reeds 8 000 000 had gefabriceerd en dat dit aantal bij het beëindigen van den oorlog omstreeks 12 000 000 beliep dan zal het duidelijk zijn, dat men zich de moderne transmissie techniek, of deze dan voor oorlogs- of vredesdoeleinden dient, niet meer kan voorstellen zonder den besturenden invloed van het kwarts.

Toen deze cijfers mij onder de oogen kwamen, bedacht ik het volgende:

1. Deze 20 000 000 kristallen achter elkaar gelégd, vormen een „tegelpad” van Den Haag naar Haarlem als men de kristalplaatjes 6 rijen dik legt.
2. Al deze plaatjes, plat op elkaar gestapeld, vormen een toren, die ver in de stratosfeer reikt, n.l. 20 km.
3. Als ik het „tegelpad” moest aanleggen en ik legde er iedere seconde 1 neer, dan kostte dat 6000 uur of bij een werkweek van 50 uur niet minder dan 120 weken = $2\frac{1}{2}$ jaar.

vdB.

Betere Toonregeling

Vervolg

dóór L. V. Viddeleer

Als voorbeeld van een stelsel, waarbij van resonantie wordt gebruik gemaakt, valt te noemen het „Transfilter” van Numans en „Unifilter” van Unitran.

In princip bestaat dit toonege-systeem uit een transformator, waarvan de primaire zelfinductie véél te klein is ten opzichte van den primairen afsluitweerstand, zoodat bij normaal gebruik de lage tonen sterk zouden worden verzwakt (maximaal 6 db per octaaf). Door dezen transformator nu zgn. „stroomloos” te schakelen en den scheidingscondensator C_1 in fig. 5 zoodanig te kiezen, dat deze seriesonantie geeft met de primaire zelfinductie bij een lage frequentie (40 à 80 Hz), kan worden verkregen, dat het aanvankelijke lagetonenverlies niet alleen wordt gecompenseerd, doch dat zelfs een overmaat aan lage tonen ontstaat. Door een variabele weerstand R_1 parallel aan de primaire wikkeling van den transformator kan de resonantie meer of minder worden gedempt, zoodat door dezen éénen weerstand te verdraaien, geleidelijk van den eenen toestand (minimum aan lage tonen) naar den anderen toestand (maximum aan lage tonen) kan worden overgegaan. Uiteraard mag de totale weerstand parallel aan de pri-

maire wikkeling niet nul worden, daar dan de transformator geheel zou worden kortgesloten. In fig. 5 is daarom in serie met den regelweerstand R_1 nog een vaste weerstand R geschakeld.

Het steil oploopen van de frequentie-karakteristiek in het gebied der hooge tonen wordt verkregen door een condensator C_2 die, via een regelbaren weerstand R_2 , parallel is geschakeld aan de secundaire wikkeling van den transformator. Deze condensator C_2 — waarvan de uitgangsspanning wordt afgenomen — wordt zoodanig gekozen, dat hij seriesonantie geeft met de spreidingszelfinductie van den transformator bij een frequentie van 5000 à 10 000 Hz. Is de weerstand R_2 nul, dan ontstaat bij die frequentie een maximale piek in de uitgangsspanning; is R_2 groot, dan wordt deze piek weggedempt en bovendien vormen dan R_2 en C_2 een verzwakkingslid voor hooge frequenties. Door den regelweerstand R_2 te veranderen van nul tot maximum, wordt dus geleidelijk overgegaan van den toestand, waarbij een maximum aan hooge tonen aanwezig is, naar den toestand, waarbij een minimum aan hooge tonen bestaat.

Wat met dit systeem wordt bereikt, toonen de regelkrommen van fig. 6, die werden opgemeten aan den Unitran toonregel-transformator type 25F11. Dit type is gemaakt voor een primairen afsluitweerstand van 30 000 à 50 000 Ω en heeft een transformatieverhouding van ongeveer 1 : 1,4.

De krommen van fig. 6 werden gemeten met een constante generatorspanning van 10 volt, via een serieschakeling van 50 000 Ω en 2 μF , op de ingangsklemmen van het „toonfilter”. De uitgangsklemmen waren alleen met een lampvoltmeter belast. Zoodaer door Unitran aangegeven, waren de regelweerstand R_1 en R_2 resp. 0-100 000 Ω en 0-500 000 Ω . Bij een instelling dezer weerstan-

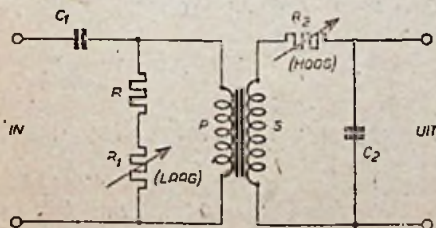


Fig. 5. Principe van toonregeltransformator.

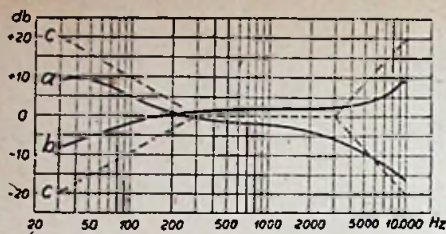


Fig. 6. Maximale regelkrommen van Unifilter type 25F11, gemeten met $50\,000\ \Omega$ en $2\ \mu\text{F}$ in serie.
Kromme a: $R_1 = 0,1\ \text{M}\Omega$; $R_2 = 0,5\ \text{M}\Omega$.
b: $R_1 = 0$; $R_2 = 0$.
c: ideale maximale regelkrommen.
Spanningsverzwakking bij 0 db = 3,3-voudig.

den, waarbij de frequentiekaracteristiek ongeveer recht wordt, is de verzwakking, die het toonfilter zelf geeft, dan ongeveer 3,3-voudig (ingangsspanning 10 volt, uitgangsspanning 3 volt).

Alhoewel het bij dit systeem in principe mogelijk is, een maximale correctie van meer dan 6 db/octaaf te verkrijgen (alleen de verzwakking voor lage tonen kan hier nooit meer dan 6 db/octaaf bedragen, doch dat is ook niet noodig), ziet men, dat dit hier — mogelijk met opzet — lang niet wordt bereikt. Bij een primairen afsluitweerstand van $50\,000\ \Omega$ is daarvoor kennelijk de demping te groot. Vergeleken met de ideale maximale regelkrommen zijn daardoor zowel voor lage als voor hoge tonen de maximale correcties te gering. Ook schuift door verandering der beide regelweerstand en het middengebied eenigszins op en neer (bij $1000\ \text{Hz}$ circa plus of min 2 db).

Indien een dergelijke toonregel-transformator achter een lamp wordt gebruikt, moet dit liefst een penthode zijn. Bij maximaal ophalen van lage of hoge tonen wordt namelijk de transformator-impedantie bij de lage en hoge resonantiefrequentie minimaal en de plaatkring der voorgaande lamp nagenoeg kortgesloten. Bij een penthode is dat niet zoo erg, doch bij een triode ontstaat dan gauw vervorming door overbelasting van de lamp. Vooral als het „toonfilter” direct vóór een tegengekoppelde eindlamp is geschakeld en de voorversterkertrap dus een flinke spanning moet leveren.

Voor wat betreft de hoge tonen, is deze vervorming niet van belang, want de daardoor ontstane hogere harmonischen van die hoge tonen vallen buiten het doorlaatgebied.

Men zou kunnen meenen, dat vervorming van een zeer lagen toon ook niet zoo erg is, omdat men dien toon toch bijna niet hoort. Dat is echter een misvatting, want de hogere harmonischen van dien lagen toon liggen in een gebied, waarvoor ons oor gevoeliger is dan voor den grondtoon zelf. Door de frequentie-afhankelijke gevoeligheid van ons gehoororgaan wordt als het ware het vervor-

mings-percentage bij lage frequenties met een zekeren factor vermenigvuldigd, waardoor vervorming van zeer lage tonen wel degelijk hinderlijk is.

Het is waarschijnlijk om deze vervorming te beperken, dat bij het toonfilter type 25F11 gezorgd is, dat ook bij maximaal ophalen van lage of hoge tonen de resterende demping nog vrij aanzienlijk blijft. Weliswaar wordt daardoor een deel opgeofferd van de maximale regelwerking die anders mogelijk zou zijn, doch de kortsluiting van der plaatkring der voorgaande lamp bij de resonantie-frequenties is dan minder erg.

* * *

Een geheel ander systeem voor versterking of verzwakking van lage en hoge tonen wordt toegepast in versterkers van de Amerikaansche transformator-firma Thordarson. Het principe daarvan, met weglating van alles wat niet ter zake doet, is in fig. 7 aangegeven.

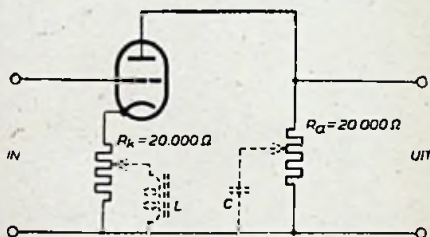


Fig. 7. Principe der Thordarson-toonregeling.

Denkt men in fig. 7 de gestippeld geteekende L en C even weg, dan blijft een triodeschakeling met tegenkoppeling door niet-ontkoppelde kathode-weerstand over.

Zoals uit de theorie der tegenkoppeling bekend is, is de versterking v van een dergelijke schakeling:

$$v = \frac{S_d R_a}{1 + S_d R_k}$$

waarin S_d de dynamische steilheid en $S_d R_a$ de versterking van de lamp zonder tegenkoppeling is.

Nu is van de Amerikaansche triode 6C5 ($\mu = 20$, $S = 2\ \text{mA/V}$, $R_i = 10\,000\ \Omega$) die in de Thordarson-toonregeltrap wordt gebruikt, bij $R_k = 20\,000\ \Omega$ de dynamische steilheid:

$$S_d = \frac{R_i S}{R_i + R_k} = 0,66\ \text{mA/V}$$

dus de versterking $S_d R_a$ zonder tegenkoppeling = 13,3.

Mét tegenkoppeling door een weerstand $R_k = R_k = 20\,000\ \Omega$, wordt de versterking $13,3/14,3 = 0,93$ of practisch 1. De lamp geeft dan als het ware deingangsspanning gewoon door; er treedt noch versterking, noch verzwakking op.

Bevoorrecht van lage tonen kan nu worden verkregen, door alleen voor lage frequenties de tegenkoppeling te verminderen, bijvoorbeeld door parallel aan R_k een zelfinductie L te schakelen van zoodanige grootte, dat voor lage frequenties R_k wordt kortgesloten. Voor die frequenties is dan geen tegenkoppeling aanwezig en levert de schakeling haar normale, ruim 13-voudige, versterking. De bevoorrecht der lage tonen is dus maximaal $13,3/0,93 = 14,3$ -voudig, dat is 23,1 db. Door R_k als een potentiometer uit te voeren en L met den looper daarvan te verbinden, zou dit maximum naar behoefte kunnen worden verminderd.

Schakel men parallel aan R_k in plaats van de zelfinductie L , een condensator C van zoodanige grootte, dat R_k voor hoge frequenties wordt kortgesloten, dan levert de schakeling bij hoge frequenties maximale versterking en worden dus hoge tonen bevoorrecht.

Om lage tonen te *verzwakken*, moet voor lage frequenties de tegenkoppeling sterker worden gemaakt zoodat voor die frequenties de versterking minder dan 1 wordt. De zelfinductie L moet dan niet parallel aan R_k , doch parallel aan R_a worden geschakeld. Om hoge tonen te verzwakken kan (zie fig. 7) een condensator C parallel aan een passend deel van R_a worden geschakeld.

Stel, dat de vervangingsimpedantie der parallelschakeling van L en R_a bij de laagste frequentie (of van C en R_a bij de hoogste frequentie) 500Ω is. Bij een zoo lage plaatkringimpedantie wordt de dynamische steilheid S_d practisch gelijk aan de statische steilheid $S = 2 \text{ mA/V}$. Met tegenkoppeling ($R_k = 20\,000 \Omega$) wordt dan de „versterking”:

$$v = \frac{SZ_a}{1 + SR_k} = \frac{1}{41} = \text{ca. } 0,025$$

De laagste (of hoogste) toon wordt dan ten opzichte van het middengebied $0,93/0,025 = 37$ maal verzwakt, wat overeenkomt met -29,4 db.

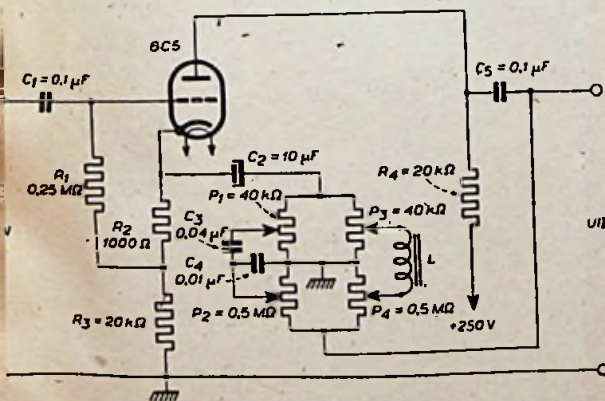


Fig. 8. Thorderson-toonregeling voor versterking of verzwakking van lage en hoge tonen.

Hoe bij de Thorderson-toonregeling practisch is verkregen, dat of een condensator, of een zelfinductie min of meer parallel aan R_k of parallel aan R_a kan worden geschakeld, blijkt uit de complete schakeling van fig. 8. Voor toonfrequenties staan P_1 en P_3 parallel aan den totalen kathodeweerstand $R_2 + R_3$. Evenzoo staan P_2 en P_4 parallel aan den anodeweerstand R_4 .

De loopers van P_1 en P_2 worden door één knop tegelijk versteld en wel zóó, dat ze in fig. 8 beide naar boven, of beide naar beneden worden verplaatst. In het eene uiterste geval komt C_3 parallel aan den kathodeweerstand te staan (maximaal hoog) en in het andere uiterste geval komt $C_3 + C_4$, in serie met C_5 , parallel aan den anodeweerstand (minimaal hoog).

Ook P_3 en P_4 zijn als één dubbele potentiometer uitgevoerd, waarvan de looper; door een tweeden regelknop tegelijk worden bediend. In het eene uiterste geval staat L parallel aan den kathodeweerstand (maximaal laag) en in het andere uiterste geval parallel aan den anodeweerstand (minimaal laag).

Bij gebruik van normale potentiometers zou in den middenstand de spoel of de condensator zoowel ten deele parallel aan den kathodeweerstand als aan den anodeweerstand staan. In werkelijkheid is dit niet zoo, daar de dubbele potentiometers een zeer bijzonder weerstandsverloop hebben. P_1 is slechts gedurende ongeveer den eersten kwartslag werkzaam; gedurende het overige drievierde deel van de hoekverdraaiing is de weerstand tusschen den looper van P_1 en aarde nul. P_2 is daarentegen slechts gedurende ongeveer den laatsten kwartslag werkzaam; in het eerste drievierde deel van de hoekverdraaiing is de weerstand tusschen den looper van P_2 en aarde nul. In den middenstand en zelfs over een vrij groot stuk links en rechts daarvan zijn dus zoowel van P_1 als van P_2 de loopers geaard en is de toonregeling onwerkzaam. Hetzelfde geldt voor P_3 en P_4 , daar de twee dubbele potentiometers onderling gelijk zijn. De toonregeling wordt daardoor samengedrongen in het eerste vierde en laatste vierde deel der hoekverdraaiing; daar tusschen in heeft verdraaiing der knoppen geen invloed. Dat is een practisch bezwaar van deze uitvoering.

Doordat P_1 en P_3 voor toonfrequenties parallel aan den kathodeweerstand zijn geschakeld en P_2 en P_4 parallel aan den anodeweerstand, is zonder tooncorrectie (beide knoppen ongeveer in den middenstand) de werkzame kathodeweerstand slechts ongeveer $10\,000 \Omega$ en de werkzame anodeweerstand ongeveer $18\,500 \Omega$. De versterking zonder tooncorrectie wordt daardoor grooter dan 1. Voor de schakeling van fig. 8 werd een 1,4-voudige versterking gemeten.

(Wordt vervolgd).

Examens Radio-Technicus en -Monteur

Het bestuur van het Nederlandsch Radiogenootschap deelt mede dat het in de bedoeling ligt in de tweede helft van Maart het schriftelijke examen te houden voor Radio-Technicus en Radio-Monteur.

Zij die aan dit en eventueel aan het daarop volgende mondelinge examen wenschen deel te nemen moeten zich vóór 1 Maart a.s. opgeven aan het Secretariaat van de examen-commissie van het Nederlandsch Radiogenootschap, Sweelinckplein 71 's-Gravenhage.

De kosten tot deelname ten bedrage van f 20.— voor het examen Radio-Monteur en f 25.— voor het examen Radio-Technicus moeten eveneens voor dien datum gestort worden op postrekening 23454 ten name van B. Slikkerveer, secretaris der examen-commissie, 's-Gravenhage.

* * *

Voor het examen Radio-Technicus en Monteur, gehouden in October, November en December 1946 hadden zich aangemeld 93 kandidaten voor technicus en 115 voor monteur.

Geslaagd voor technicus:

Th. A. M. Janssen, Den Haag; D. Smit, Valkenswaard; H. J. Heyn, Zaandam; W. Landzaat, Utrecht; D. J. Schram Jr., Vianen; J. F. Gatel, Hilversum; J. Y. Jonkman, Hilversum; W. L. H. M. Essenberg, Amsterdam; S. Hollander, Goes; J. Pelser, Dordrecht; W. H. v. Kesteren, Amsterdam; C. v. Driel, Rotterdam; A. H. J. Nieveen van Dijkum, Heemstede; N. Kee, Zaandam; M. K. Wierstra, Amsterdam; P. den Toonder, Rotterdam; Th. W. L. Koch, Utrecht; J. G. W. Bom, Dordrecht; A. v. Kollenburg, Eindhoven; J. C. Pennings, Eindhoven; A. J. A. v. Stratum, Geldrop; B. P. J. Wakker, Hoofddorp; M. Uriot, Amsterdam; P. J. Ufkes, Eindhoven; J. Melis, Eindhoven; C. de Vos, Utrecht; Y. Scheeres, Haarlem.

Geslaagd voor monteur:

C. J. v. Willigen, Rotterdam; P. de Vries, Tjalleberd; J. R. v. d. Bosch, Eindhoven; J. P. J. Philippart, Eindhoven; G. Zijlstra, Eindhoven; M. H. Speeks, Eindhoven; G. Vreeman, Apeldoorn; W. J. M. ten Have, Terborg; F. M. G. Spee, Haarlem; C. v. d. Heuvel, Eindhoven; S. C. Th. Paridaens, Eindhoven; H. T. Over de Linden, Eindhoven; J. W. Smallenburg, Hilversum; H. P. Kox, St. Anthony's; P. W. Kuipers, Haarlem; J. Leeninga, Rotterdam; P. Cuperus, Groningen; F. Boerema, Groningen; M. v. d. Meer, Haarlem; H. A. Bruijn, Eindhoven; A. G. Geurts, Aalst; N. L. Smallenbroek, Groningen; J. A. Sannen, Boxtel; N. v. Eijk, Eindhoven; P. W. Verdult, Eindhoven; M. J. Ameling, Eindhoven; W. Kreutzelman, Eindhoven; J. C. L. Lagarde, Utrecht; J. Poot, Utrecht; C. J. H. Heijnen, Eindhoven; J. C. v. Wijk, Groningen; J. F. Siebert, Den Haag; H. Tabor, Deurne; A. J. H. Verberkt, Bakel; F. B. Luining, Eindhoven; J. Q.

Vink, Utrecht; F. J. Siepel, Eindhoven; H. W. Swainink, Driebergen; M. Slof, Meppel; A. J. Vugts, Eindhoven.

VRAGENRUBRIEK

(Wij nemen in deze rubriek voorloopig slechts die antwoorden op, waarvan wij mogen aannemen, dat er ook bij anderen dan de vraagstellers zelf belangstelling voor kan bestaan).

M. U., Amsterdam. — Een serie artikelen, waarin op zeer volledige wijze de samenstelling van RC oscillatoren wordt behandeld, vindt U in den jaargang 1941 van R.-E., n.l. in de nummers 17, 18, 20 en 21. Zie verder ook nog jaargang 1942 no. 6. Hetgeen in 1946 no. 4 is te vinden over de „Triode als impedantie-transformator" laat zich met het voorgaande combineren.

E. F., Utrecht. — Over den dynatron-oscillator vindt U in R.-E. 1937 nos 11 en 12 zoowel een bespreking van de grondslagen als een uitgewerkt voorbeeld met opgave van waarden voor de schakeling. Genoemde artikelen handelen weliswaar over meting van spoekwaliteit en het speciale nut, dat deze oscillator daarbij kan hebben, maar geven toch 'erloops alle noodzakelijke gegevens omtrent dit oscillatortype.

M. J. W. H., Almelo. — Voor de beschrijving van een afregelzender verwijzen wij U naar R.-E. 1940 nos 20 en 21, waarbij U tevens kennis moet nemen van R.-E. 1941 no. 14, waar nog een kleine correctie wordt gegeven.

G. P., Sittard. — Het formeeren van de sperlaag op het aluminium in een electrolytischen condensator heeft plaats voor een bepaalde spanning, die de topspanning is welke de condensator later kan verdragen. De condensator wordt gebruikt in kringen, waarin een gelijkspanning voorkomt met een rimpel, dus met een erop gesuperponeerde wisselspanning. Het ligt dus voor de hand, dat de beurysspanning, als hoedanig men de gelijkspanning zal beschouwen, steeds behoorlijk beneden de topspanning moet blijven. Geeft de fabrikant maar één spanning op, dan verkeert men in twijfel of dit de bedrijfsspanning mag zijn, dan wel of het de formeeringsspanning is. Wij zijn van meening, dat men dan verstandig doet, de opgegeven waarde als topspanning te beschouwen en daar beneden te blijven.

Zoals U opmerkt, wordt op condensatoren voor 450 V bedrijfsspanning soms de topspanning slechts 30 V hooger opgegeven, in andere gevallen 75 of 100 V hooger. Nu zal men voor den tweeden condensator in een filter een kleiner verschil mogen toelaten dan voor den eersten. Een schatting van de grootte der wisselspanningen aan de condensatoren kunt U maken aan de hand van R.-E. 1943 no. 6, pag. 45 (topwaarden ongeveer $1\frac{1}{2}$ maal groter). Daaruit blijkt, dat de waarde der capaciteit van den condensator mede invloed heeft op de grootte van het bedrag, waarmee de bedrijfsspanning zal worden overschreden.

Uit een opgave als 32 μ F, 350 V werksp., 140 mA max. wisselstroom kunt U opmaken ($E = 1 : \omega C$), dat op 7 V rimpelspanning, dus ruim 10 V hogere spanning als topwaarde is gerekend. Rechttop monteeren verdient steeds de voorkeur.