

Radio-Expres

TIJDSCHRIFT VOOR RADIOTECHNIEK

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

Redactie en Administratie: Hoylelesingel 15, Hillegersberg
Telefoon No. 47330 - Postgirorekening No. 385246

Dit blad verschijnt op den 1en en 3en Vrijdag van iedere maand. Abonnementsprijs f 7.80 per jaar, of f 3.75 per halfjaar, voor het binnenland en f 8.80 per jaar voor het buitenland. Abonnementen kunnen ingaan per 1 Januari en per 1 Juli. Het auteursrecht voor den volledigen inhoud wordt voorbehouden volgens de Wet op het Auteursrecht van 23 September 1912, Staatsblad No. 308.

PHILIPS-CORRECTOR voor verbeterden super-gelijkloop

In ons korte Jaarbeurs-overzicht hebben wij melding gemaakt van een in de Philipstoestellen toegepast hulpmiddel, waardoor in het midden-golfgebied de gevoeligheid is vergroot en voor alle golflengten in dat gebied ook een meer constante waarde voor de gevoeligheid is verkregen. Dit is bereikt door een verbetering in de schakeling van den oscillatorkring, waardoor het vaste verschil in frequentie, dat bij een super tusschen-oscillator- en signaalkring moet bestaan, beter benaderd wordt dan anders mogelijk is.

De éénknopafstemming bij de superheterodyne berust nu eenmaal op een compromis; de midden-frequentie wordt gevormd door het verschil in frequentie tusschen oscillator en signaal; daarom zou het verschil in afstemming tusschen de kringen over het geheele afstembereik constant moeten zijn; kiest men — zooals gebruikelijk — voor den oscillator de hoogere frequentie, dan kan met gelijke draaicapaciteiten een benadering worden verkregen door in den oscillator kleinere zelfinductie toe te passen, een vaste seriecapaciteit (paddingcondensator) en iets grootere nulcapaciteit (trimmer) dan in den signaalkring. Met deze middelen is echter slechts voor 3 punten in een geheel golfbereik nauwkeurige vervulling van den gewenschten toestand te bereiken. Bij het werken moet een middenfrequentie tusschen 450 en 475 kHz ontstaan buiten de 3 gelijklooppunten afwijkingen tot maximumwaarden van 3 à 4 kHz. Voor de practijk komt dit erop neer, dat bij de ontvangst van bepaalde zenders de signaalkringen 3 tot 4 kHz buiten afstemming blijven. Maar constructief zijn het afwijkingen van de juiste oscillatorafstemming.

De aard dezer afwijkingen is voor het midden-golfgebied aangeduid in fig. 1. Om een cijferbeeld met ronde cijfers te verkrijgen, is daar

ondersteld een middenfrequentie van 500 kHz en een afstembereik, dat van iets boven 1500 kHz tot iets beneden 500 kHz loopt. Wordt de oscillator zoo afgeregeld, dat voor de 3 punten 1500, 1000 en 500 kHz het verschil van 500 kHz met de signaal afstemming precies klopt, dan is de oscillator in die 3 punten afgestemd op 2000, 1500 en 1000 kHz. De kromme van fig. 1 toont nu, hoe boven 1500 kHz tot 2000 kHz volgens de gebruikelijke afregeling de oscillatorafstemming te hoog is en beneden 1500 kHz tot 500 kHz daarentegen te laag.

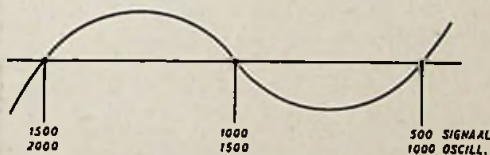


Fig. 1.

Om dit te corrigeren, zou boven de oscillatorafstemming van 1500 kHz meer capaciteit aan den afstemcondensator toegevoegd moeten worden om de frequentie wat te verlagen. Beneden de oscillatorafstemming van 1500 kHz zou het parallel schakelen van zelfinductie aan den kring de frequentie wat kunnen verhoogen.

Nu is in de Philipstoestellen een kunstgreep toegepast, waardoor in het eene geval inderdaad een met de frequentie veranderende capaciteit wordt toegevoegd en in het andere een met de frequentie veranderende zelfinductie parallel geschakeld.

Wij hebben indertijd in R.-E. 1940, no. 14, voorgerekend, hoe een vast afgestemde, uit C, L en r bestaande kring voor de resonantiefrequentie een

grooten weerstand R vormt (blokkeeringsweerstand), voor een lagere frequentie het karakter heeft van een zelfinductie met serieweerstand en voor een hogere frequentie het karakter van een capaciteit met serieweerstand.

Denkt men zich dus met den variabelen afstembaren oscillatorkring in een super een vast afgestemden kring parallel geschakeld, afgestemd op het *middenpunt van het meetbereik*, dus in ons voorbeeld op 1500 kHz, dan wordt in dit punt de frequentie er niet door gewijzigd. Voor de hogere frequenties vormt deze kring echter een capaciteit en voor de lagere een zelfinductie, parallel aan den variabelen kring, juist hetgeen wij volgens bovenstaande beschouwing ter correctie noodig hadden.

Het gaat er nu echter om, in hoeverre de *waarden*, die deze grootheden aannemen, ook voor het doel passend zijn te maken. Volgens de vroeger gepubliceerde berekeningen zal de waarde der vervangingscapaciteit van een op 1500 kHz afgestemden LC-kring voor frequenties, die verschuiven naar 2000 kHz, toenemen van nul tot 0,444 C en de waarde der vervangingszelfinductie voor frequenties, die verschuiven van 1500 naar 1000 kHz, afnemen van oneindig (practisch QL) tot 1,8 L.

Dit zijn waarden, waarmee de fouten, die men wilde corrigeren, verre overgecompenseerd zouden worden. Men moet dus zorgen, dat slechts een klein deel ervan werkzaam wordt. Dat is gemakkelijk te bereiken door in serie met den vast afgestemden kring weerstand aan te brengen. En aangezien het gebruikelijk is, de oscillatorschakeling met afgestemden kring in de anodeketen en met parallelweerstand voor de gelijkstroomvoeding toe te passen (weerstand R in fig. 2), ligt het voor de hand, het afgestemde correctie-kringetje CL in serie met dien weerstand R aan te brengen.

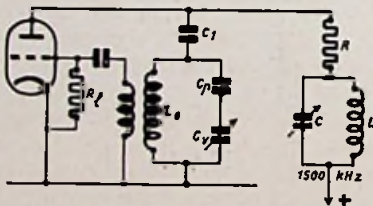


Fig. 2.

Het blijft dan weliswaar min of meer toeval, dat het met een redelijke waarde voor R mogelijk is, C en L zoo te kiezen, dat inderdaad een gunstiger „paddingkromme” ontstaat dan de gebruikelijke van fig. 1. Een regelrechte berekening lijkt niet goed mogelijk, omdat de uitdrukkingen, die men vindt, tamelijk onoverzichtelijke vormen aannemen.

Wij weten niet precies, hoe de in de Philips-toestellen aangebrachte correctie is bepaald, maar willen op één punt in dit verband nog wijzen. Als men de methode ging toepassen in een toestel, dat eerst op de gebruikelijke wijze was afgeregeld,

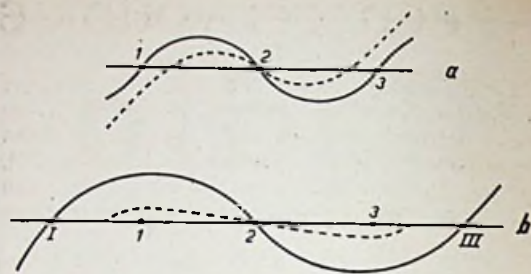


Fig. 3.

dus met de ligging der in fig. 3 aangegeven „gelijklooppunten” 1, 2 en 3 alle binnen het gewenschte afstembereik, zou door de correctie de in fig. 3a gestippeld geteekende paddingkromme kunnen ontstaan, die in het midden van het bereik wel een verbetering vertoont, doch naar de beide einden toe veel meer afwijkt.

Het is dus mogelijk, dat men zal moeten uitgaan van een geheel andere eerste afregeling dan de gebruikelijke, zooals aangeduid in fig 3b, met verlegging van de gelijklooppunten 1 en 3 naar I en III, veel verder naar buiten, waarna de gecorrigeerde paddingkromme op de gestippelde in fig. 3b zou kunnen gaan gelijken.

De equivalente C en L, die het correctiekringetje voor resp. de hogere en lagere frequenties vertegenwoordigt, kunnen in geen enkel geval de correctiebehoefte *precies* dekken. Het uitzoeken van den meest effectieven vorm, dien men aan de correctie kan geven, is dus een ingewikkeld probleem. Vandaar ook, dat Philips de correctie alleen heeft aangebracht voor het middengolfbereik, waar er de meeste behoefte aan bestond.

Verbetering

In no. 21 leze men op bladz. 250 in het onderschrift bij fig. 2: „Alle zijbanden liggen telkens zoo ver uit elkaar” en niet: liggen 200 uit elkaar.

Op bladz. 254 moet vlak boven fig. 18 gelezen worden: $Z_{aanp.} = \sqrt{Z_{1qn} \times Z_{bc1.}}$ en later: $\sqrt{500 \times 72}$.

Vonkjes

Mr. A. van der Deure is afgetreden als voorzitter van de Ned. Chr. Radio-Vereeniging. Zijn functie wordt voorloopig vervuld door den vice-voorzitter, Prof. Dr. A. H. Edelkoort.

De Britsche omroep viert zijn 25-jarig bestaan. De B.B.C. kwam als British Broadcasting Company 15 November 1922 tot stand. De organisatie werd later omgezet in British Broadcasting Corporation. Het bleef dus B.B.C.

De Nobelprijs voor Natuurkunde is toegekend aan sir Edward Victor Appleton, wegens zijn onderzoekingen op het gebied der ionosfeer.

EEN EENVOUDIGE FAZE-MODULATOR

Langzamerhand wordt het tijd om eens een schema te bespreken, waarmee men fazegemoduleerde signalen kan opwekken. Aan de hand van de artikelen in R.-E. verschenen over FM en PM, zal het niet moeilijk vallen om het principe van den te beschrijven fazemodulator te begrijpen.

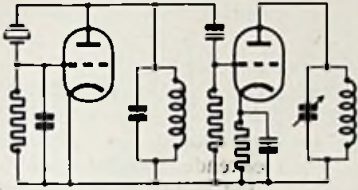
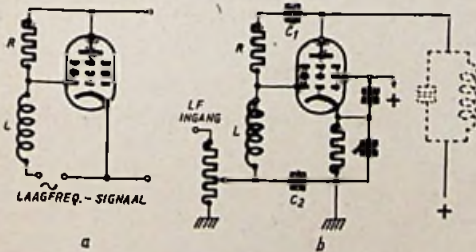


Fig. 1. Principe van een fazemodulator.

Beziez men figuur 1 eens, dan staat daarin een oscillatorschakeling geteekend met kristalbesturing. De opgewekte trillingen worden aan een tweede buis, een versterkerbuis, toegevoerd. De kristaloscillator wekt een vaste, niet veranderlijke frequentie op, overeenkomend met de frequentie van het kristal. De afgestemde kring in de plaat van de tweede buis kan geen invloed uitoefenen op de opgewekte frequentie, echter wel op de faze van de spanning op dien kring. Is de kring precies in resonantie, dan is de spanning op dezen kring in faze met den plaatstroom. Maakt men den condensator iets grooter dan noodig is voor resonantie, dan is de kring capaciteef en de spanning is in faze verschoven t.o.v. den stroom en wel in faze achter bij den stroom. Maakt men den condensator iets kleiner dan noodig is voor resonantie, dan is de kring inductieef en de spanning is in faze vóór bij den stroom. Door den condensator te varieeren, kan men de faze van de kringspanning beïnvloeden. Zag men kans om den condensator te veranderen in het rythme van de spraak of van muziek, dan zou dit een prachtige methode zijn om een faze-gemoduleerde trilling op te wekken.

Maar hoe kan men een condensator verdraaien in het spraakrythme? Dat lijkt onmogelijk, want wie kan zoo geraffineerd aan een trimmertje



a. principe. — b. uitvoering.

Fig. 2. De penthode als reactantiebuiz.

draaien? De nog steeds tot alle dingen in staat zijnde electronenbuis helpt ook hier. Door een buis op een bijzondere wijze in een schakeling op te nemen, kan men haar laten werken als een zelfinductie of als een condensator al naar men wenscht; de wisselstroom-weerstand (reactantie genaamd) is afhankelijk van de helling S (Duitsch: steilheid) der buis. Indien men nu door de spraaktrillingen deze S laat veranderen, verandert ook de reactantie en men spreekt dan wel van reactantiebuiz.

Beziez men fig. 2a, dan staat daarin het geheim. Tusschen rooster en plaat bevindt zich een weerstand en tusschen rooster en kathode een spoel. De gang van zaken is nu de volgende. Gesteld, er is een plaatwisselspanning aanwezig, dan veroorzaakt die een stroom in de serieschakeling van R en L . Veronderstel dat R groot is, ten opzichte van de impedantie der spoel, dan wordt de stroom door deze keten practisch alleen bepaald door R en is die tevens ongeveer in faze met de spanning op de keten, in dit geval dus met de plaatspanning. Maar een stroom in een smoorspoel wekt een spanning aan de klemmen van die spoel op, die 90° in faze vóór is op den stroom. Dus de roosterwisselspanning is ook 90° in faze vóór bij de plaatspanning.

Als 't hierbij bleef, dan gebeurde er niet veel, maar een roosterwisselspanning veroorzaakt een plaatwisselstroom. Die plaatstroom is alleen afhankelijk van de roosterspanning en is ermee in faze (maakt men u_r groóter, d.w.z. minder negatief, dan neemt i_r toe zooals bekend is). En de roosterspanning was 90° vóór bij de plaatspanning, dus de ontstane plaatstroom is ook 90° vóór bij de plaatspanning. Welnu, wat wil het zeggen als een (plaat)stroom 90° voor is in faze op de (plaat)spanning? Dan hebben we te doen met een condensator. Want dan is immers de stroom vóór in faze. De rekenmeesters zullen kunnen uitrekenen, dat de schakeling tusschen plaat en aarde zich gedraagt als een condensator, waarvan de veranderlijke capaciteit gegeven wordt door

$$C = \frac{L (S_1 - S_2)}{R} \text{ mits de inwendige weerstand}$$

van de buis groot is t.o.v. R en dat is het geval bij een penthode; vandaar dat men voor reactantiebuizen altijd penthoden kiest. De grootheden S_1 en S_2 stellen de waarden van de helling voor waartusschen men de buis gebruikt. Neemt men een regelbuis (staartlamp) en varieert de helling van 1,1 tot 1,7 mA/V tengevolge van het laagfrequente stuursignaal op 't rooster, dan kan de waarde van de schijnbare capaciteit, die de buis produceert, worden berekend. Veronderstel $L = 2 \text{ mH}$ en $R = 0,5 \text{ M}\Omega$ dan is

$$C = \frac{0,002 \times (1,7 - 1,1) 10^{-3} \cdot 2 \times 0,6}{500\,000} = \frac{2 \times 0,6}{0,5} 10^{-12}$$

$$= 2,4 \text{ pF.}$$

Plaatst men zoo'n schakeling nu parallel aan een afgestemden kring, dan is het net alsof over den kring een veranderlijke capaciteit van 2,4 pF wordt gelegd. En die 2,4 pF verandert nu in het rythme van het laagfrequente signaal. Immers, men stelt de buis in op een bepaalde helling S_0 , het werkpunt, en men laat dit werkpunt over de buiskarakteristiek wandelen in het rythme van spraak of muziek. Hoe meer gebogen deze karakteristiek is, des te beter werkt de buis als reactantiebuis. Men zal hier dus bij voorkeur niet instellen op het rechte deel van deze kromme, maar juist in een flinke bocht. Men heeft nu bereikt, dat S en daardoor dus ook C varieert.

Hoe men daar nu profijt van trekt, staat in fig. 2b. De gestippelde geteekende kring is bijvoorbeeld de laatste kring van figuur 1. De geteekende schakeling zorgt als het ware voor het variabele deel van de kringcapaciteit. De spoel L en de weerstand R zijn nu goede bekenden. C_1 dient om de plaatspanning te blokkeren en moet een verwaarloosbaar kleine impedantie hebben t.o.v. R . De condensator C_2 dient om L voor de hooge frequenties aan aarde te leggen, maar moet voor lage (d.w.z. spraak of muziek) frequenties een hooge impedantie bezitten. De laagfrequente modulatie kan zodoende het stuurrooster bereiken en de bedoelde veranderingen in de helling S veroorzaken.

* * *

In fig. 3 nu staat een eenvoudige fazemodulator afgebeeld. De buis B_1 is een microfoonversterker, de tweede, B_2 is de modulator (reactantiebuis), B_3 een oscillatorbuis en B_4 tenslotte is de h.f.-versterkerbuis.

De schakeling zal nu nader worden beschreven.

De modulatorbuis verandert de fase van den afgestemden kring in de plaatketen van B_3 , den kristaloscillator. Nu is het voor zuiver moduleeren noodig, dat de fazekarakteristiek van dezen kring rechthoekig is t.o.v. de frequentie. Indien de kwaliteit Q 10 of meer bedraagt, is zulks tot fazehoeken van 25° het geval. Men moet er wel aan denken, dat een vlakke versterker in AM-techniek overeenkomt met een lineaire fazekarakteristiek in de FM of PM-techniek. Hoe berekent men nu zoo'n modulator?

Voor een kring met een bepaalde Q moet men, teneinde een faseverschuiving van $26\frac{1}{2}^\circ$ te bereiken, dezen een bedrag $\frac{1}{4Q}$ verstemmen. Werkt men in den 80 m band, bijvoorbeeld op 3,9 MHz, en is de kringkwaliteit bijvoorbeeld 20, dan bedraagt de frequentieafwijking $\frac{1}{4Q} \times f_0 = \frac{1}{4 \times 20} \times 3,9 = 0,04875$ MHz of ongeveer 50 kHz.

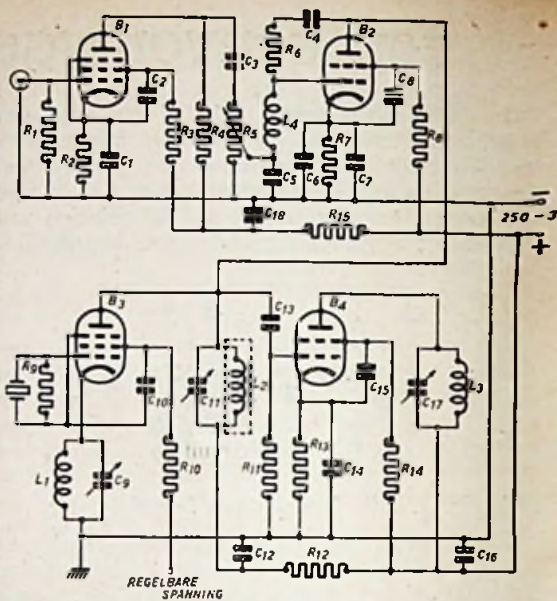


Fig. 3. Een eenvoudige fazemodulator.

Een Q van 20 kan bereikt worden op 3,9 MHz met een totale kringcapaciteit van 50 pF en een parallelweerstand over den kring van ca 16 k Ω (met behulp van $2 \pi f_0 RC = Q$). Nij blijkt, dat een verstemming van den kring met 1,2 pF dezen kring 50 kHz zwaait, en dit bedrag van 1,2 pF is gemakkelijk te bereiken met een reactantiebuis, want zoals reeds eerder werd berekend, wordt daaraan voldaan met een spoel tusschen rooster en aarde (L_4) van 2 mH, een weerstand (R_6) van 0,5 M Ω en een hellingsverandering van 1,7 — 1,1 = 0,6 mA/V. Stelt men de buis in op ca 1,4 mA/V, dan geeft de afwijking van 1,4 naar 1,7 of naar 1,1 mA/V juist het bedrag van 1,2 pF, dat noodig was voor een faseafwijking van $26\frac{1}{2}^\circ$. (Dit bedrag volgt uit den eisch, dat de tangens van den fazehoek gelijk is aan $\frac{1}{2}$ indien de verstemming $\frac{1}{4Q}$ bedraagt. En een tangenstafel doet

zien, dat bij $\text{tg } \varphi = \frac{1}{2}$ een hoek van $26\frac{1}{2}$ graad behoort).

De spanningsdeeler R_5 dient ervoor om de versterking wat te drukken als men wil werken op 14 of 18 MHz (20 m of 10 m band), daar de modulatieindex bij frequentievermenigvuldiging toeneemt en dan te groot zou worden.

Soms ziet men wel reactantiebuischakelingen aangegeven met inplaats van L_4 een condensator. De schakeling presenteert zich dan als een veranderlijke zelfinductie, hetgeen in principe hetzelfde resultaat geeft, maar voor het toevoeren van de negatieve potentialia aan het rooster van de reactantiebuis moet deze condensator dan weer overbrugd worden met een lekweerstand, hetgeen tot noodlooze complicaties leidt.

De generatorschakeling is van een eenigszins wonderlijke structuur maar heeft het voordeel, dat de plaatbelasting hoegenaamd geen invloed heeft op de kristalfrequentie. Er is evenwel een goed afgeschermd buis voor nodig, reden waarom een 6 SK 7 gekozen werd. Het effect is hetzelfde alsof men een aparte oscillatorbuis had genomen, die een versterkertrap stuurt, waarvan de plaatkring veranderd wordt. Dit niet beïnvloeden van de opgewekte frequentie door de plaatbelasting is noodzakelijk als men zuivere fazemodulatie wil bereiken.

Indien men over een aparten hf-oscillator beschikt, kan de schakeling daarvoor direct worden gewijzigd. Men brengt dan i.p.v. het kristal een afgestemde kring aan tusschen rooster en aarde en het afgestemde kathodecircuit wordt vervangen door een kathode-weerstand met ontkoppelingscondensator. In de figuur is het schermrooster apart naar buiten gevoerd omdat men de uitgangsspanning kan instellen met de schermroosterspanning. Het binnen de perken houden van de opgewekte spanning is noodig om te sterke sturing van de hf-versterkerbuis te voorkomen.

De spoel L_2 moet deugdelijk worden afgeschermd, omdat anders de kans bestaat op parasitair genereren van de versterkertrap. Het beste doet men verder om den condensator C_{10} direct te soldeeren aan de klem „kathode” van den buisvoet, teneinde den hf-plaatstroom niet door de rest van de schakeling te laten vloeien. De schakeling geeft ca 1 watt aan hf-vermogen af en kan daarom gebruikt worden om de bestaande eindtrap van den zender te besturen, inplaats van de kristaltrap, die bij AM deze taak vervult.

Teneinde den fazemodulator, zooals die hier is omschreven, op gang te brengen, verbindt men het schermrooster eerst direct met een 150 volt spanning en met normale spanning op de rest van de schakeling, begint men met C_0 te varieeren tot de schakeling begint te genereren. Om dit te kunnen nagaan, kan men eventueel een meter van 1 mA aanbrengen tusschen R_{11} en aarde, terwijl een ontvanger kan dienen als een tweede controle-middel op het opgewekte signaal. Indien de schakeling genereert, verlaagt men de schermspanning tot de mA meter nog ca 0,1 mA roosterstroom aanwijst. Om na te gaan of de schakeling blijft genereren, varieert men C_{11} een weinig (straks doet de reactantiebuis hetzelfde, maar dan in spraakrhythme) tot beneden en boven de afstemming. Met den ontvanger kan worden nagegaan of de schakeling blijft genereren. Indien de generator stopt, moet C_0 iets worden bijgedraaid totdat men C_{11} een paar pF kan verstemmen zonder dat de generator afslaat.

Met een kleine belastingslamp kan nu de plaatketen $L_3 C_{17}$ van de versterkertrap worden afgestemd. Indien de afstemming erg „breed” is, dan is de versterkertrap vermoedelijk te sterk gestuurd, of de trap zelf genereert parasitair. De

kring $L_2 C_{11}$ is nogal gedempt door R_{11} , waardoor de resonantiepiek vrij vlak verloopt, maar men moet ervoor zorgen, dat deze kring toch zoo goed mogelijk op het maximum van de resonantiekromme is afgestemd. Is dat niet het geval, dan verloopt de modulatiekarakteristiek niet meer lineair en is vervorming het gevolg.

Indien men in de microfoon spreekt, terwijl men een 3,5 of 7 MHz kristal toepast, dan verkrijgt men voldoende modulatie in den 14 MHz band. Wenscht men op 3,9 MHz te werken, dan verdient het echter aanbeveling om als kristalfrequentie 1,95 MHz te kiezen. Een verdubbeltrap is dan echter noodig, waarvoor de hf-versterkertrap niet goed bruikbaar is. Beter doet men dan door hierachter een verdubbeltrap toe te passen, die tenslotte de eindtrap kan sturen.

De beschreven fazemodulator kan niet bogen op uitmuntende kwaliteitseigenschappen, maar dat was ook de opzet niet. Voor normaal amateurwerk is hij echter uitstekend geschikt, temeer daar de schakeling eenvoudig is en te maken met bescheiden middelen. Het is immers noodig, als men een nieuwe techniek wil gaan bedrijven, om met zoo eenvoudig mogelijke middelen te beginnen. Dan alleen kan men overzien wat er gebeurt. Als jongen begon de schrijver ook niet direct met een zeslamps-super, maar met een eenvoudig tweelamps „recht uitje”. Een onpersoonlijk voorbeeld ondersteunt deze zienswijze. Op de lagere school begint men met elementaire rekenkunde en niet met algebra. Het zal elkeen duidelijk zijn waarom.

Het ontsluiten van het gebied der FM (of PM) is buitengewoon interessant en er zullen zeker amateurs zijn, die de eerste schrede willen zetten of reeds gezet hebben. Krijgt U luisterrapporten waarin men U meedeelt, dat er geen lage tonen in Uw uitzending voorkomen, vertel hun dan, dat U PM toepast en geen FM; laat ze de toonregeling van hun ontvanger maar indraaien. Aan de hand van het vorige artikeltje over PM en FM zal U duidelijk zijn waarom dat moet. Echter, de kwaliteit komt later wel, eerst het „doen”. Een volgende maal eens iets over een eenvoudigen FM of PM ontvanger.

En nu maar de lucht in (dat zei van Speyk ook!) maar dan met PM (en dat zei van Speyk er niet achter).

Uw medewerker zal gaarne hooren van Uw ervaringen. Misschien komt er nog wel eens een aparte FM-hoek in R.-E. Dat hangt tenslotte ook nog een beetje van het papierrantsoen af, edoch, we zouden het niet hebben over MP (meer papier), maar over PM (phase modulatie).

vdB.

Staat van onderdeelen behoorend bij figuur 3.

- C_1 10 μ F electrolyt
- C_2 0,1 μ F papier
- C_3 0,01 μ F papier
- C_4 1000 pF mica
- C_5 5000 pF mica

- C₀ 10 μ F electrolyt
- C₇ 5000 pF mica
- C₈ 5000 pF mica
- C₉ 100—350 pF mica trimmer
- C₁₀ 1000 pF mica
- C₁₁ 35 pF trimmer
- C₁₂ 1000 pF mica
- C₁₃ 100 pF mica
- C₁₄ 5000 pF mica
- C₁₅ 5000 pF mica
- C₁₆ 5000 pF mica
- C₁₇ 50 pF trimmer
- C₁₈ 0,1 μ F papier
- B₁ 6 SJ 7
- B₂ 6 SG 7
- B₃ 6 SK 7
- B₄ 6 SG 7
- R₁ 1 M Ω
- R₂ 1500 Ω
- R₃ 1 M Ω
- R₄ 300 k Ω
- R₅ 1 M Ω potentiometer
- R₆ 0,5 M Ω
- R₇ 270 Ω
- R₈ 4000 Ω (1 watt)
- R₉ 0,1 M Ω
- R₁₀ 2000 Ω
- R₁₁ 2000 Ω
- R₁₂ 22 000 Ω 1 W. (experimenteel bepalen, zie tekst)
- R₁₃ 270 Ω
- R₁₄ 2000 Ω
- R₁₅ 10 k Ω
- L₁ 13 windingen, geëmailleerd draad van 0,4 mm, tegen elkaar gewonden op een koker met $\phi = 19$ mm.
- L₂ 40 windingen, email. draad 0,4 mm dicht gewonden op koker met $\phi = 25$ mm. Afschermingsbus minstens $\phi = 50$ mm.
- L₃ 43 windingen, email. draad 0,4 mm dicht gewonden op koker met $\phi = 25$ mm.
- L₄ 2 à 2½ mH hf spoeltje, bijv. poederijzerkern, capaciteitsarm gewikkeld.

Over de oorzaak van een hinderlijk superfluitje

De heer L. T. Viddeleer te 's-Gravenhage schrijft ons:

Gaarne zou ik een opmerking maken naar aanleiding van uw antwoord aan J. M. G. R. te Breda, in No. 19 van Radio Expres.

Het betreft het bekende euvel, dat zeer vele supers een fluittoon produceeren bij afstemming op een zender, waarvan de frequentie ongeveer tweemaal de middenfrequentie bedraagt. Bij een middenfrequentie van omstreeks 465 kHz dus bij afstemming op Brussel II (932 kHz); bij den Tungstram-ontvanger 500 kHz heeft, ontstaat deze fluittoon ongelukkigerwijze bij afstemming op Hilversum I (995 kHz).

Dat dit euvel zou worden veroorzaakt door terugstraling van de 2de harmonische der midden-

frequentie op de antenne, betwijfel ik sterk. Het is namelijk een feit, dat verbetering der uitzeyving van hoogfrequente trillingen na den signaal-detector op de sterkte van dezen fluittoon geen merk-baren invloed heeft.

De werkelijke oorzaak moet m.i. in de mengbuis worden gezocht. Indien deze niet zuiver multiplicatief werkt, doch bovendien gelijkricht, bevat de anodestroom onder andere een component met frequente $2\omega_s - \omega_o$ ($\omega_s =$ signaalfrequentie; $\omega_o =$ oscillatorfrequentie).

Is nu de middenfrequentie 465 kHz en $\omega_o = 932$ kHz (dus $\omega_o = 932 + 465 = 1397$ kHz), dan wordt:

$$2\omega_s - \omega_o = 1864 - 1397 = 467 \text{ kHz.}$$

Aan den signaal-detector wordt dus niet alleen 465 kHz, doch bovendien 467 kHz toegevoerd, waardoor na dezen detector een fluittoon van 2 kHz ontstaat.

De remedie moet dus worden gezocht in een verbeterde instelling van de mengbuis. Gewoonlijk gelukt het echter niet om een eenigszins gevoelige instelling te vinden waarbij de ongewenschte fluittoon geheel verdwijnt.

Engeland geeft korte golven vrij voor zakelijk verkeer

De Britsche P.T.T. heeft zeven verschillende frequenties in het gebied boven 67 MHz (golflengten beneden 4,48 m) ter beschikking gesteld van de pers. Hiervan zal gebruik gemaakt kunnen worden voor direct radiotelefonisch verkeer van verslaggevers en correspondenten met hun redacties.

Ook voor andere groepen van belanghebbenden is de gelegenheid geopend om in het gebied dier ultrakorte golven frequenties toegewezen te krijgen voor doeleinden, waarin het normale lijntelefonieverkeer niet kan voorzien. Eenige sleepbootdiensten en spoorwegmaatschappijen maakten al eenigen tijd geleden hiervan gebruik.

Andere ondernemingen, die in aanmerking komen, zijn electriciteitsbedrijven, wegvervoerders, taxi-ondernemingen, haven-autoriteiten, terwijl ook voor de auto's van artsen vergunningen kunnen worden uitgereikt.

Te Cambridge heeft de eerste taxi-onderneming in Engeland wagens met radio-telefoon in gebruik gesteld.

De regeling voor de pers houdt in, dat het maximale vermogen voor den centralen zender 150 watt mag zijn, voor de mobiele zenders 25 watt en voor „zak"-apparaten 1 watt.

STABILISATIE

Telkens komt dit onderwerp weer aan de orde. Daarbij wordt steeds een „redeneering” gegeven om de werking der voorgestelde apparatuur te verklaren, welke alleen degenen die „er in zitten” kunnen begrijpen, doch waar de gemiddelde oppervlakkige lezer overheen leest. Ik heb het gevoel, dat een kleine illustratie de redeneering zeer kan verduidelijken.

Als voorbeeld neem ik slechts het in R.-E. nr. 20 wederom aangesneden probleem. De combinatie van transformator, lamp en smoorspoel is een leverancier van stroom en spanning, behept met een zekeren inwendigen weerstand.

De afhankelijkheid der geleverde spanning van den afgenomen stroom is zeer eenvoudig, en zoolang de inwendige weerstand als constant beschouwd kan worden, is dit verband zelfs lineair.

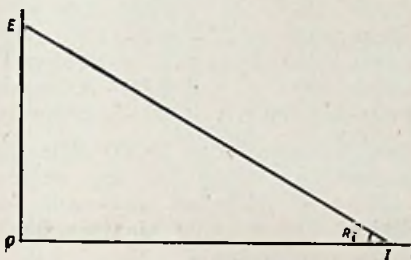


Fig. 1. Lineair verband tussen spanning en stroom als R_i constant is.

De verhouding tussen geïnduceerde spanning en (theoretischen) kortsluitstroom is de inwendige weerstand van het apparaat.

Gevraagd wordt echter een constante spanning bij verschillende stroomafnamen, dat is dus een horizontale karakteristiek. Dit doel wordt steeds nagestreefd door een extra weerstand in serie, die automatisch gevarieerd wordt, stel tussen de waarden R_L en R_M . De uitwendige karakteristiek nu, met inbegrip van den uitwendigen regelweerstand, ligt dan tussen de lijnen 2 en 3 van fig. 2.

Met den regelweerstand hebben wij het dus in de hand om in het gebied tussen lijn 2 en lijn 3 te regelen. In eerste instantie ziet men hieruit, hoe het regelbereik afhangt van de hoogste en laagste waarden, welke de regelweerstand (b.v. een lamp) kan aannemen.

Vraagt men nu naar een regeling voor constante

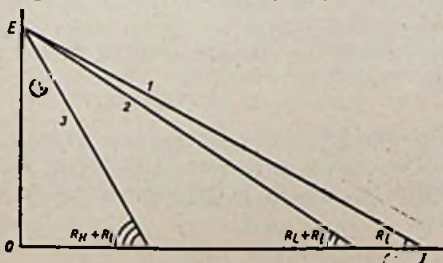


Fig. 2.

spanning, dan zoekt men naar een horizontale lijn tusschen lijn 2 en 3.

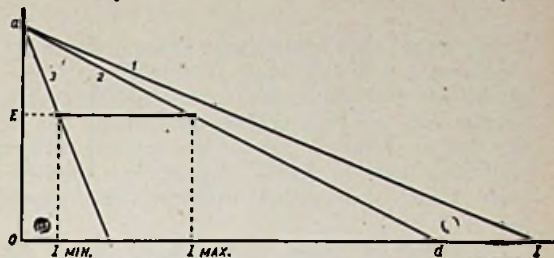


Fig. 3.

In fig. 3 overziet men in één oogopslag de onderlinge afhankelijkheid van geïnduceerde en geleverde spanning, en den minimalen en maximalen stroom van het regelbereik. De uitwendige karakteristiek is nu de lijnencombinatie a b c d.

Als agens om den weerstand (b.v. een lamp) automatisch te regelen, zal men niet een spanningsverandering moeten nemen, want de spanning wenschnt men immers constant te houden! (R.-E. nr. 12). Het is de groote verdienste van het schema in R.-E. 20, dat de *stroom* als agens is gebruikt, daar de regeling juist de gevolgen van de *stroom*verandering moet wegwerken. En daar de weerstandsverandering lineair variabel met den stroom moet zijn, kan hiervoor het rechte deel van een lampkarakteristiek gebruikt worden. Het is dan slechts een kwestie van keuze der onderdeelen en van instelling, of men onder- dan wel overcompensatie bereikt.

Regelbare gelijkrichter. De P.S.A. stabilisatiemethoden van R.-E. 12 en 20 hebben bij mij de vraag doen opkomen, of men niet de extra regel-lamp kan sparen, indien de gelijkrichtlamp zelf een stuurrooster zou hebben, om den inwendigen weerstand te kunnen variëren. Of wel: zet diezelfde regellamp op de plaats van de gelijkrichtlamp (fig. 4).

Aangezien de kathoden van den regel-gelijkrichter en van de stuurlamp aan elkaar liggen, moet het zelfs mogelijk zijn, alles in één lamp te vereenigen, zooals in fig. 5 voor enkelvoudige gelijkrichting is getekend.

Ir. J. J. POT.

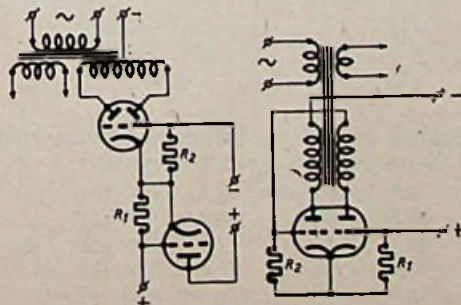


Fig. 4.

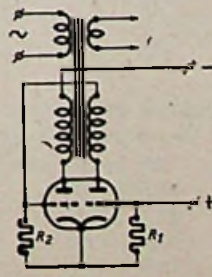


Fig. 5.

Een nieuwe internationale frequentie-verdeeling

Vele weken lang hebben vertegenwoordigers der regeeringen van 75 landen te Atlantic City vergaderd als Internationale Telecommunicatie Conferentie. Eén der belangrijkste onderdelen van de aan hen opgedragen taak is geweest, een nieuwe verdeeling vast te stellen van de voor verschillende soorten van verkeer bruikbare radiofrequenties.

Het is een verdeeling geworden, die niet in alle onderdelen volkomen gelijk is voor de geheele wereld. Aan de hand eener publicatie in de *Wireless World* kunnen wij hier een overzicht geven van het belangrijkste, zooals dit in de komende jaren zal gelden voor de „Europeesche zône” (European Region), waartoe mede behoort geheel Afrika en de eilandengroepen in den Atlantischen oceaan.

Omroep middengolven. De middengolfband, die tot dusver van 550—1500 kHz liep (545,4—200 m) is uitgebreid en zal voortaan 525—1605 kHz omvatten (571,5—187 m).

Omroep „tropische” banden. Hiervoor zijn aangewezen:

2,3 — 2,498 MHz	(130—120 m)
3,2 — 3,4 „	(94— 88 m)
3,95—4,0 „	(76— 75 m)

Zij worden gezamenlijk met vaste en mobiele diensten gebruikt (behalve voor de luchtvaart).

Omroep korte golven. De meeste der reeds hiervoor bestemde banden zijn uitgebreid. Het wordt nu:

4,75—5,06 MHz	(63 —59 m)
5,95—6,2 „	(50,4 —48,4 m)
7,1 —7,3 „	(42,25—41,1 m)

Hiervan

7,1 —7,15 „	(42,25—42 m)
-------------	--------------

te zamen met amateurs.

9,5 — 9,775 MHz	(31,58—30,70 m)
11,7 —11,975 „	(25,64—25,06 m)
15,1 —15,45 „	(19,87—19,43 m)
17,7 —17,9 „	(16,95—16,76 m)
21,45—21,75 „	(14 —13,8 m)
25,6 —26,1 „	(11,72—11,50 m)

Omroep en televisie ultrakort. Boven 40 MHz zijn de volgende banden aangewezen:

41 — 68 MHz	(7,32—4,41 m)
87,5—100 „	(3,43—3,00 m)
174 —216 „	(1,72—1,39 m)
470 —585 „	(0,64—0,51 m)
610 —960 „	(0,49—0,31 m)

Amateurs. In den ouden 160 m-band, 1,715—2 MHz (175—150 m) wordt slechts in 8 Europeesche landen aan amateurs vergunning gegeven over een gedeelte ter breedte van 200 kHz.

3,5 —3,8 MHz	(85,7 —78,94 m),
7,09—7,1 MHz	(42,87—42,25 m)
7,1 —7,15 „	(42,25—41,96 m)

tezamen met vaste en mobiele diensten. dit laatste bandje tezamen met omroep. En verder uitsluitend voor amateurs:

14—14,35 „	(21,43—20,9 m)
21—21,4 „	(14,29—14 m)
28—29,7 „	(10,71—10,10 m)
144—146 „	(2,08— 2,06 m)
1215—1300 „	(24,7 —23 cm)
2300—2450 „	(13 —12,24 cm)
5650—5850 „	(5,31— 5,13 cm)
10 000—10 500 „	(3 — 2,86 cm)

Hoogere frequenties dan 10,500 MHz zijn vrij gelaten. Amateurs mogen ook nog werken tusschen 420 en 460 MHz, op voorwaarde, dat zij geen storing veroorzaken voor in dezen band werkende luchtvaartdiensten.

Standaardfrequentie-uitzendingen zijn geprojecteerd in smalle banden bij 2500, 5000, 10 000, 15 000, 20 000 en 25 000 MHz. (12, 6, 3, 2, 1,5 en 1,2 cm).

Radar is een geheel nieuwe, in de verdeeling ingevoegde communicatievorm. Hiervoor zijn aangewezen:

3000—3246 MHz
5460—5650 „
9320—9500 „

Dat zijn dus banden op golflengten van 10 cm en korter.

In één der voor vaste en mobiele diensten gereserveerde banden is bovendien het gedeelte 1300—1365 MHz (23,08—22 cm) gereserveerd voor surveillantie-radar.

Medische, wetenschappelijke en industriele apparatuur op hoogfrequent gebied moet gebruik maken van één der frequenties 13,56, 27,12, 40,68 en 5,85 MHz.

Luchtvaartdiensten nemen een zeer groot aantal banden in beslag, waaronder al 13 boven 30 MHz (beneden 10 m) voor hulpapparatuur bij de navigatie.

C.

Golfverschijnselen

op voedingslijnen en in trilholtten V

Constructies van afgestemde lijnsecties. Om in apparatuur voor zeer hoge frequenties tot praktische toepassing te geraken van de eigenschappen van afgestemde lijnsecties, moet men er constructieve vormen aan geven, met regelbare afstemming en groote stabiliteit en constantheid.

Secties van $\frac{1}{4} \lambda$ en $\frac{1}{2} \lambda$ worden als parallel- en als serie-kringen gebruikt, als omhoog en omlaag transformeerende transformatoren, omkeerdere van impedantie en van fase; en $\frac{1}{4} \lambda$ -secties zelfs als isolatoren. Dergelijke lijnsecties nemen in schakelingen de plaats in van normale afgestemde kringen, wanneer het gaat om ultrahooge frequenties, waarvoor normale kringen niet klein genoeg zijn te maken en oneffectief worden.

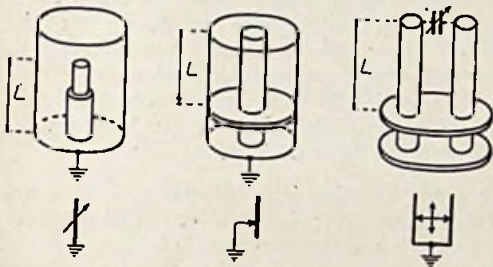


Fig. 25.

Afgestemde lijnsecties worden zoowel in het coaxiale type uitgevoerd als in open-lijn type, waartoe metalen buizen en staven worden gebruikt, meestal verzilverd om de hoogfrequente verliezen zoo laag mogelijk te houden. Fig. 25 geeft een denkbeeld van gangbare constructies, waarbij ook de middelen zijn aangeduid om tot afstemming op een bepaalde frequentie te geraken.

De afstemmiddelen bestaan soms uit verschuifbare schijven of staven, maar soms ook wel uit een variabele capaciteit, waarmee een opzettelijk te kort genomen sectie variabel wordt verlengd. Zoo laat fig. 25 twee coaxiale secties zien, de eene met in- en uit-schuifbaren binnengeleider, de andere met een op en neer schuifbare metalen schijf, benevens een open-lijn type met verschuifbare schijf en toegevoegde capaciteit. De symbolen, waarmee deze constructies in schema's worden aangeduid, staan er onder. Met de letter L in de figuur is telkens de actieve lengte der afgestemde lijn aangegeven.

Kwartgolfsecties als transformatoren. Men kan een kwartgolfsectie, die aan één zijde is kortgesloten (coaxiaal of open lijn) gebruiken als een transformator om een spanning op te voeren, evenals men dit kan doen met een normalen af-

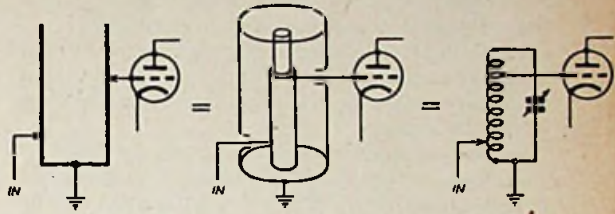


Fig. 26.

gestemden kring, die dan als autotransformator werkt (fig. 26).

Wordt op die wijze een lijnsectie met een reactantie „belast", bijv. door verbinding met het rooster eener versterkerbuis (capacitieve belasting), dan moet de lijnsectie bijgeregeld worden om die opnieuw in elektrische resonantie te brengen.

De kortgesloten $\frac{1}{4} \lambda$ -sectie kan ook gebruikt worden om naar beneden te transformeeren, zoals in fig. 27 is aangegeven ter aanpassing van de lage impedantie van een dipool aan een hogere lijnimpedantie.

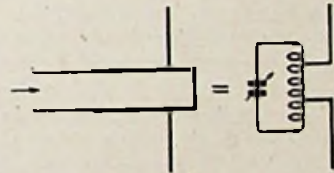


Fig. 27.

Voorbeelden van methoden van inductieve koppeling met lijnsecties zijn afgebeeld in fig. 28. In het eene geval is er een koppeling met kleine draadlussen, die in de binnenruimte eener coaxiale sectie zijn binnengevoerd. In het andere geval vormt de kortgesloten lijnsectie zelf een lus, waarmee een andere lus kan worden gekoppeld.

Co-axiale armen op afgestemde lijnsecties. In balansschakelingen voor ultrahooge frequenties worden stukken coaxiale leiding vaak gebruikt om de armen te vormen van kortgesloten $\frac{1}{4} \lambda$ - of $\frac{1}{2} \lambda$ -secties, zonder dat deze coaxiale leidingstuk-

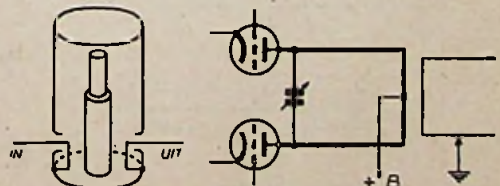


Fig. 28.

ken zelf in afstemming worden gebracht; alleen de buitenmantels maken dan deel uit van het afgestemde systeem, terwijl de binnenleiders door capacitiieve verbinding met de buitenleiders op gelijke uhf. potentiaal worden gehouden als de buitenleiders. Van de verschillende redenen, waarom dit gedaan wordt, zijn de voornaamste:

1. De binnengeleiders kunnen worden benut om gelijk- of wissel-voedingsspanningen toe te voeren of laagfrequente signaalfrequenties naar buiselectroden te leiden.

2. De buitengeleiders kunnen geaard worden.

3. Een verschuifbare contactbrug tusschen de twee buitengeleiders kan gebruikt worden om de elektrische lengte van de sectie in te stellen.

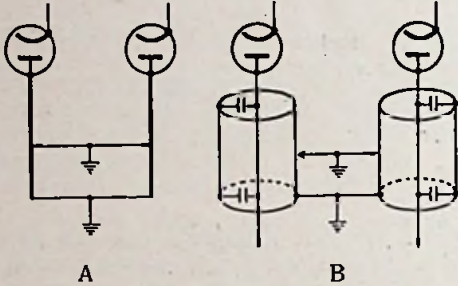


Fig. 29.

In dergelijke gevallen worden — zoals fig. 29 laat zien — capaciteiten aangebracht tusschen de einden der buitenmantels van de coaxiale lijngedeelten en de binnengeleiders, ten einde die — zoals gezegd — op gelijke hoogfrequentpotentiaal te brengen.

Fig. 29 is een voorbeeld. In A is de in lengte regelbare, kortgesloten $\frac{1}{4} \lambda$ -sectie voorgesteld, die men noodig heeft als afgestemde ingangskring tot een diode-balans. Wil men nu de constructief wenschelijke aarding van de afgestemde $\frac{1}{4} \lambda$ -sectie behouden en toch de dioden kunnen verbinden met andere, uitwendige kringen, dan voert men dit uit op de wijze, die blijkt uit B.

Behalve dat afgestemde lijngedeelten de plaats van normale afgestemde kringen in schakelingen kunnen innemen, kan men ze nog op allerlei andere manieren gebruiken, waarvan wij hier eenige voorbeelden laten volgen.

De kortgesloten $\frac{1}{4} \lambda$ -sectie als isolator. Deze toepassing komt in verschillende vormen voor.

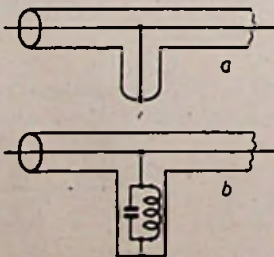


Fig. 30.

Fig. 30 laat zien hoe de geïsoleerde ondersteuning van den middengeleider in een coaxiale leiding kan bestaan uit een $\frac{1}{4} \lambda$ -sectie. Het is alsof ter plaatse van den „isolator” een shunt van zeer hoge impedantie over de lijn is aangebracht evenalsof volgens b een afgestemde kring van zeer hoogen blokkeeringsweerstand was aangebracht.

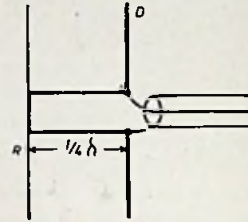


Fig. 31.

Een andere toepassing is het geval van fig. 31, waar een dipool D gevoed wordt door een coaxiale lijn, terwijl een $\frac{1}{4} \lambda$ -sectie dient als steun voor de dipool, die gelijktijdig deze antenne op den juisten afstand houdt van en isoleert van een reflecteerend vlak R; de mogelijkheid bestaat ook nog om de $\frac{1}{4} \lambda$ -sectie uit holle buis te vervaardigen en de voedingslijn dan door één der beenen van de $\frac{1}{4} \lambda$ -sectie te laten loopen.

Resonantiesecties in schakelingen. Een voorbeeld hiervan geeft fig. 32. Aan een lijn, die energie toevoert aan een aangepaste belasting $R = Z_0$, is mede een apparaat B verbonden, dat gedurende een deel van den tijd evenwel uit de lijn geen

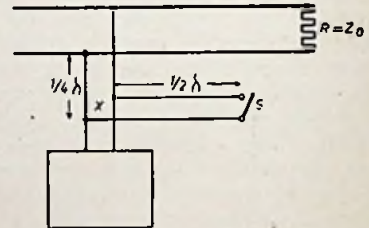


Fig. 32.

spanning mag ontvangen. Daarvoor is een schakelinrichting noodig, die de werking van de lijn niet stoort. Hiertoe dient een $\frac{1}{4} \lambda$ -sectie, die de lijn met B verbindt, terwijl aan die $\frac{1}{4} \lambda$ -sectie bij x een $\frac{1}{2} \lambda$ -sectie is verbonden. Sluit men den schakelaar S, dan reflecteert de $\frac{1}{2} \lambda$ -sectie kortsluiting naar x; de $\frac{1}{4} \lambda$ -sectie is dan bij x kortgesloten, zoodat de lijn op het aansluitpunt door een zeer hooge impedantie is geshunt en geen noemenswaardige afleiding ondergaat. Staat de schakelaar S open, dan is de ingangsimpedantie van de $\frac{1}{2} \lambda$ -sectie bij x oneindig hoog en stoot dit aanhangsel dus niet.

De Bazooka als omvormer van de lijnbalans. In de meeste gevallen is een uit een tweedraadsleiding gevormde transmissielijn een systeem, waarbij

beide draden hoogfrequente spanningen voeren tegenover aarde; zij zijn dan wat men kan noemen: in balans tegenover aarde en men spreekt daarbij dan ook van een gebalanceerd systeem.

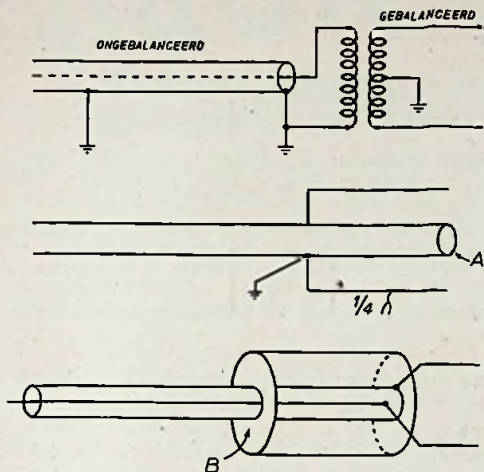


Fig. 33.

Bij een concentrische leiding daarentegen is de buitengeleider, zoo die al niet direct metallisch is geaard — zooals vaak voorkomt — in elk geval door zijn capaciteit tegenover aarde als voor hoogfrequentie geaard te beschouwen; er is althans van balanceering tegenover aarde van binnen- en buitengeleider geen sprake. De coaxiale transmissielijn is dus uit haar aard een ongebalanceerd systeem.

Het kan nu gewenscht zijn, op een bepaald punt

over te gaan van een ongebalanceerde lijn op een gebalanceerde leiding of op een gebalanceerde belasting, zooals die bijv. door een dipool wordt gevormd.

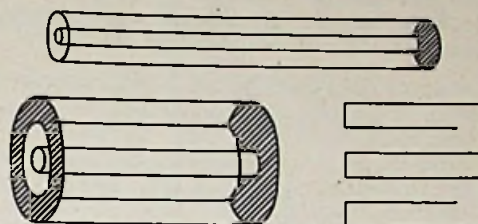


Fig. 34.

Voor dit doel wordt de in fig. 33 aangegeven inrichting toegepast, die naar den Japanschen uitvinder ervan een „bazooka” wordt genoemd. De verklaring der werking ligt in het volgende:

1. De „bazooka”, die moet verwezenlijken wat boven in fig. 33 is aangeduid, bestaat uit een concentrische, aan één zijde kortgesloten $\frac{1}{4} \lambda$ -sectie, waarbij de buitengeleider van de ongebalanceerde leiding als binnengeleider van de $\frac{1}{4} \lambda$ -sectie fungeert. Hierdoor wordt de hf. aarding van het in de middenfiguur met A aangegeven einde van den oorspronkelijken buitengeleider effectief opgeheven.

2. Hierdoor komen nu zowel de binnengeleider als de buitengeleider op een betrekkelijk hoge impedantie tegenover aarde en geraken zij vrijwel tegenover aarde gebalanceerd.

Bij de beneden in de figuur aangegeven uitvoering moet men zich voorstellen, dat de gesloten

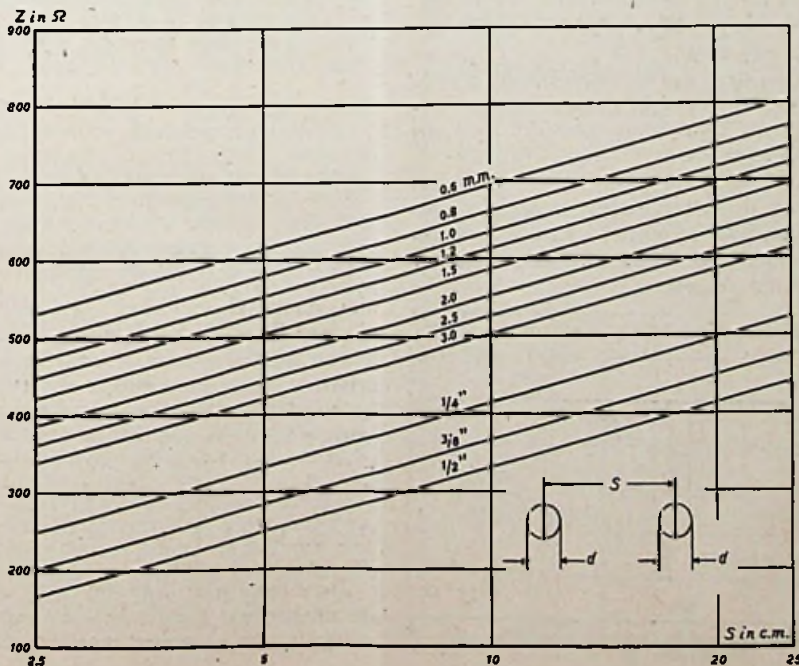


Fig. 35.

bodem B van den $\frac{1}{4}$ λ -mantel is gesoldeerd aan den buitengeleider van de coaxiale leiding. Aan binnen- en buitengeleider van de originele kabel kan nu een gebalanceerde lijn worden verbonden.

Overigens kan de „bazooka” ook omgekeerd worden gebruikt om een gebalanceerde leiding als voeding voor een ongebalanceerde te laten dienen.

„Gevouwen” resonantie-sectie. Behalve voor ultra hoge frequenties, dat zijn dus zeer korte golven, waarbij $\frac{1}{4}$ λ een kleine lengte uitmaakt, kan men sommige der hier beschouwde systemen ook voor het werken op wat langere korte golven willen gebruiken, waar de lengte eener $\frac{1}{4}$ λ -sectie constructief bezwaren gaat opleveren. In dat geval kan met voordeel een „dubbelgevouwen” sectie dienst doen.

De boven in fig. 34 geteekende sectie, waarvan het rechter, gesloten einde gearceerd is geteekend, is daaronder, door toepassing van het vouw-principe, als een gelijkwaardige constructie geteekend van de halve lengte. Daar naast is de vouw-methode nog eens meer schematisch aangegeven.

Waarden van karakteristieke impedanties. Men kan de karakteristieke impedantie van een open dubbellijn berekenen uit de formule:

$$Z_0 = 276 \log \frac{2S}{d}$$

Als S en d beide in dezelfde maat (cm of mm) zijn uitgedrukt vindt men Z_0 in ohms; S is de spatieering tusschen de draden van hart tot hart en d de draaddiameter. In fig. 35 zijn voor een aantal practisch voorkomende draad- en buisdiameters en voor verschillende spatieeringen de waarden van Z_0 grafisch uitgezet. Een 500 Ω -lijn wordt bijv. met draad van 1,5 mm verkregen bij een spatieering van krap 5 cm.

Voor een concentrische lijn geschiedt de berekening met behulp van:

$$Z_0 = 138 \log \frac{D}{d}$$

als D en d weer beide in dezelfde maat zijn uitgedrukt; D is de binnendiameter van den buitengeleider, d de buitendiameter van den binnen-

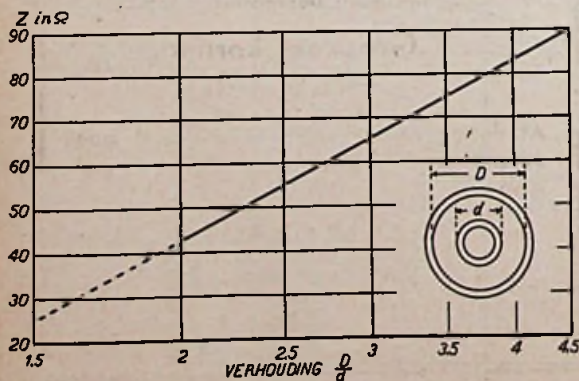


Fig. 36.

geleider. In fig. 36 zijn de waarden van Z_0 voor verschillende diameter-verhoudingen uitgezet. Men ziet, dat met concentrische leidingen zeer lage impedanties bereikt kunnen worden.

Voor een 50 Ω -lijn is $D = 2,3 d$ en voor een 70 ohm lijn is $D = 3,2 d$.

(Wordt vervolgd).

VRAGENRUBRIEK

K. K. Putten. — De Deutsche vliegtuigvormer f.U. 8, gebouwd door Lorenz, is ons niet bekend. Indien een onzer lezers er gegevens over kan verschaffen (aansluitspanning, afgegeven spanning en stroom) zullen wij U die doorzenden.

D. W. v. W. P., Delft. — Het verschijnsel dat men met een super met middenfrequentie 465 kHz den zender Hilversum 301 m ook weer ontvangt bij afstemming op 283 m, is o.a. in R.-E. 1939, no. 6 reeds besproken. De eenvoudigste verklaring is, dat inderdaad de tweede harmonische van de zendergolven hier nog voldoende sterk wordt ontvangen om met den hier op $1060 + 465 = 1525$ kHz afgestemden oscillator de middenfrequentie op te leveren, omdat $2 \times 994 - 1525 = 465$ is. Anders zou men moeten aannemen, dat de 995 kHz van Hilversum zelf hier nog zoo sterk doorkomt, dat die in de mengbuis de tweede harmonische vormt.

Om na te gaan, wat hier werkelijk aan de hand is, zou beproefd moeten worden of een in de antenne voorgeschakelde zeefkring, afgestemd op 1990 kHz (ongeveer 150 m) het verschijnsel doet verdwijnen. Zou dat niet het geval zijn, dan zou daarin een aanwijzing zijn gelegen, dat de tweede harmonische in de mengbuis ontstaat. In dat geval zou gepoogd moeten worden, de mengbuisspanningen (vooral de neg. rsp.) gunstiger in te stellen. Waarschijnlijk is echter, dat de eenvoudigste verklaring de juiste is en dat U op 230 m afstemmende, Hilversum nog eens zwak hoort.

E. R., Den Haag. — Wij hebben U in R.-E. no. 15 een formule gegeven voor het berekenen van het aantal windingen voor een spoel van bepaalde zelfinductie, als die spoel in één laag wordt gewikkeld op niet-magnetisch materiaal (dus kartonnen koker, eboniet of hout). Voor een middengolfkring is ongeveer 160 μH (microhenry) een normale waarde voor de zelfinductie. Dit is dus alles, wat U voor Uw berekening noodig heeft.

Dat de verflaag van Uw DAH 50 is afgebladerd, zal voor het doel niet veel kwaad doen. Eigenlijk dient de verf alleen om een daaronder op het glas aangebracht koperhuidje te beschermen. Dit scherm kan in Uw toestel desnoods wel gemist worden.

Het schema van Uw amateurvriend is inderdaad een schakeling van een bruikbaar voorzetapparaat, maar er is nog een condensator in noodig om te zorgen, dat de plaatsspanning voor den oscillator niet naar aarde is kortgesloten. Men kan met het voorzetapparaat natuurlijk ook middengolven ontvangen als men er maar middengolfspoelen in zet. U weet natuurlijk wel, dat voor ontvangst met voorzetapparaat altijd nog een gewone ontvanger noodig is, die er achter wordt geschakeld.