

RADIO-EXPRES

TIJDSCHRIFT VOOR RADIOTECHNIEK

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

Redactie en Administratie: Stadhoudersweg 153, Rotterdam. Telefoon 46656. Postrekening 385246.

Dit blad verschijnt op den 1en en 3en Vrijdag van iedere maand. Abonnementsprijs f 2.50 per half jaar voor het binnenland en f 3.— voor het buitenland.

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

Het maken van inductievrije weerstanden



Inductievrij is de gebruikelijke term voor weerstanden, die met eenige voorzorgen zijn gewikkeld, zoodat zij inductiearm zijn in vergelijking met gewone uit weerstanddraad gewonden weerstanden. In hoeverre men de inductiearmheid (of is het inductiearmoede?) mag aanzien voor inductievrijheid, hangt af van de frequentie van den wisselstroom, welke door den weerstand vloeit. Voor toonfrequente wisselstroom is het niet zoo moeilijk weerstanden te maken, waarvan de zelfinductie te verwaarloozen klein is, en op de hierna te beschrijven wijze gaat het zelfs voor het hoogfrequente gebied (tot 1 MHz) nog vrij goed.

Het eenvoudigste wat men doen kan, is, den weerstanddraad niet te wikkelen op een cilindrisch spoeltje, maar op een dun plaatje of stripje, zoo dun als uit een oogpunt van sterkte maar mogelijk is.

Historisch de oudste wijze om een weerstanddraad met geringe zelfinductie op te wikkelen, bestaat hierin, dat men den draad eerst dubbel vouwt en daarna opwikkelt. Ook daarbij heeft een dun plaatje als wikkellichaam voordeel boven een cilindervorm. Bij deze bilifaire wikkelmethode behoort het aantal ampère-windingen „linksom” gelijk te zijn aan het aantal „rechtsom”, d.w.z. onafhankelijk van den verderen vorm van de windingen zou dus het magnetische veld nul moeten zijn. Zoo precies is het natuurlijk niet, en er zal altijd wel een klein verschil overblijven tusschen de oppervlakken die door den heen- en den terugdraad worden omvat. Daarom is het nuttig die oppervlakken zelf zoo klein mogelijk te houden, d.w.z. te wikkelen (met den dubbelen draad) op een plat stukje materiaal, dun pertinax bijvoorbeeld, en niet op een kokertje. (Figuur 1).

Aan de bifilaire wikkeling kleven in hoofdzaak twee bezwaren. Ten eerste staat aan het begin van de wikkeling de volle spanning tusschen de twee tegen elkaar aanliggende draden en ten tweede wordt een aanzienlijke capaciteit parallel aan den weerstand werkzaam.

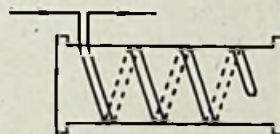


Fig. 1

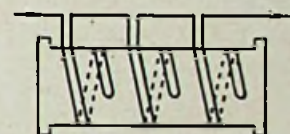


Fig. 2

Een verbetering in beide opzichten wordt verkregen door de onderverdeeling in enkele secties, zooals schematisch in figuur 2 is aangegeven. Inplaats van één weerstand, van zeg 3000 Ω , maakt men er dan dus bijvoorbeeld 3 van 1000 Ω , of 4 van 750 Ω enz.

Dat nu de isolatie tusschen twee naast elkaar liggende draden slechts een breukdeel van de totale spanning behoeft te verdragen, is zonder meer duidelijk, en dat ook de wikkelingcapaciteit door de onderverdeeling sterk vermindert, is in te zien met behulp van figuur 3.

In figuur 3a is geteekend een dubbelgevouwen draad, op de uiteinden waarvan een spanning V staat. Op een willekeurige plaats X is het spanningsverschil tusschen de naast elkaar liggende punten van den draad volgens het grafiekje gelijk aan YZ . Ligt X aan het linker uiteinde dan is YZ gelijk aan V en aan het rechter uiteinde nul. Gemiddeld is de spanning tusschen twee tegenover elkaar liggende punten gelijk aan $\frac{1}{2} V$.

Wanneer de draad bij P wordt doorgeknipt dan hebben alle tegenover elkaar liggende punten onder-

ling de volle spanning V . Laat nu V een wisselspanning zijn, dan vloeit er een stroom (ook in den doorgeknipten draad) tengevolge van de capaciteit C , die tusschen de twee draden bestaat. Deze capacitieve stroom wordt bepaald door V en door C .

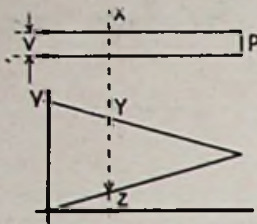


Fig. 3a

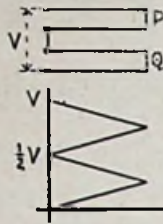


Fig. 3b

Als V een wisselspanning is, maar bij P zijn heen- en terugdraad met elkaar verbonden, dan vloeit er, behalve de stroom door den draad zelf, ook nog een capacitieve stroom, maar die is half zoo groot als die welke er vloeide met P open, immers de spanning tusschen de deelen van den draad onderling is gemiddeld slechts $\frac{1}{2} V$. Als dus de capaciteit tusschen de draden (met P open) C is, dan is de dubbeldraad (met P gesloten) op te vatten als een weerstand met daaraan $\frac{1}{2} C$ parallel.

Laat nu dezelfde draad opgevouwen worden volgens figuur 3b, dus in twee gedeelten. Bij P en Q doorgeknipt, heeft elke helft een capaciteit $\frac{1}{2} C$ en daar de twee stukken in serie staan, dus ook de twee capaciteiten, is de totale capaciteit, waarop de spanning V werkt, nu slechts $\frac{1}{4} C$.

Als bij P en Q de draden verbonden zijn, dan wordt, evenals in figuur 3a, de spanning tusschen elke twee tegenover elkaar liggende punten gemiddeld de helft en dus zal de capacitieve stroom de helft zijn van die welke bij open P en Q door V werd opgewekt. Men kan den volgens 3b gelegden draad dus opvatten als een weerstand, waaraan de helft van $\frac{1}{4} C$, dat is $\frac{1}{8} C$ parallel is geschakeld.

Vergelijkt men dit met figuur 3a dan blijkt, dat door het onderverdeelen in twee secties de werksame capaciteit tot een vierde is teruggebracht. Op dezelfde manier blijkt dat onderverdeelen in 3 secties $\frac{1}{8}$ van de capaciteit oplevert enz.

Al wikkelt men zorgvuldig bifilaire en al verdeelt men de wikkeling in een aantal secties, dan blijft toch altijd eenige zelfinductie over en een zekere capaciteit. Welke van die twee gebreken overweegt, hangt van de grootte van den weerstand af. Bij kleine weerstanden, enkele tientallen of honderden ohms, is bijna zonder uitzondering de resterende zelfinductie het grootste gebrek, doch bij hooge weerstanden is het juist de capaciteit, die de grootste fout veroorzaakt. Van kleine weerstanden kan men dus verwachten, dat de schijnbare weerstand toeneemt bij

hooge frequenties en bij groote weerstanden is het juist omgekeerd.

Te verkiezen boven de bifilaire wikkeling is in sommige gevallen de kruiswikkeling, schematisch voorgesteld in figuur 4. Hierbij wordt één draad

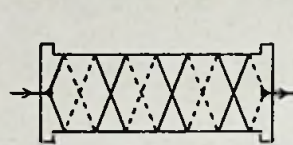


Fig. 4

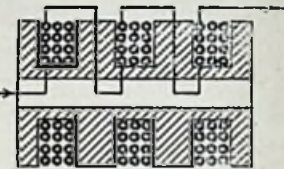


Fig. 5

rechtsom op een koker of plaatje gewikkeld en een tweede draad linksom tusschen de windingen van den eersten in. De twee draden worden parallel geschakeld op de uiteinden. Wanneer de draden gelijk zijn, dan is het duidelijk dat door elk de helft van den stroom vloeit en dat het resulterende magnetische veld binnen de windingen nul of bijna nul is.

Een voordeel van deze wikkelwijze is, dat hier slechts zeer kleine spanningen bestaan tusschen de naast elkaar liggende windingen, waardoor aan de isolatie van den draad geen hooge eischen worden gesteld. Zonder bezwaar kan hier gebruikt worden het zgn. geoxydeerde weerstanddraad waarbij de isolatie alleen bestaat uit een dun oxydelaagje dat bij het uitgloeien tijdens de fabricage ontstaat. Het wikkelen van den weerstand gaat het best op de volgende wijze. Eerst worden twee draden gelijktijdig opgewikkeld. Begin en eind van draad nummer 1 worden vastgezet en draad nummer 2 wordt daarna weer afgewikkeld, waardoor de overblijvende draad met de juiste spatieering achterblijft om er den tweeden draad weer opnieuw, maar dan met de tegengestelde wikkelrichting tusschen te leggen. Hierbij is het noodzakelijk, dat de tweede draad bij iedere volle omwenteling twee maal den eersten draad overkruist. Er ontstaan dus twee rijen van oneffenheden op het oppervlak, waaraan een kruiswikkeling direct te herkennen is.

Een gevolg hiervan is ook, dat de tweede draad iets langer wordt dan de eerste.

Een zorgvuldig gemaakte bifilaire weerstand kan een hooger graden van inductievrijheid bezitten dan een weerstand in kruiswikkeling uitgevoerd. Hier staat tegenover, dat de parallelcapaciteit bij den eerstgenoemde altijd veel grooter is.

Voor gebruik bij hoogfrequenten stroom komt de bifilaire wikkeling niet in aanmerking, doch daarvoor leent zich de kruiswikkeling wel. Meestal gebruikt men dan zoo dun mogelijk weerstanddraad (als verenigbaar is met de stroomsterkte) en dit wordt gewikkeld op een dun micaplaatje. Een ander middel om bij kruiswikkeling de altijd nog resterende zelfinductie zeer klein te maken, is het wikkelen op een

dikwandig roodkoperen buisje (eventueel een koperen staafje). Door de wervelstroomen welke hierin ontstaan, wordt de resteerende zelfinductie aanmerkelijk verkleind. Dit effect is bij toonfrequenten stroom niet in merkbare mate aanwezig. Een koperen wikkellichaam kan bij weerstanden, die vrij hoog belast moeten worden, een voordeel zijn, omdat daardoor de ontwikkelde warmte sneller wordt afgevoerd, vooral als de weerstand weer gemonteerd wordt op een metalen plaat of chassis.

In meetapparaten worden dikwijls weerstanden

toegepast met de zgn. Chaperon wikkeling, die schematisch is voorgesteld in figuur 5. De weerstand bestaat uit een aantal secties en iedere sectie uit een even aantal lagen, waarvan de tweede, vierde enz. telkens met de tegengestelde wikkelrichting is gelegd van de eerste, derde enz. Hierdoor wordt een zeer kleine zelfinductie verkregen, terwijl de capaciteit laag gehouden wordt door aan iedere sectie een kleine breedte te geven, waardoor geen windingen op elkaar komen te liggen, welke een groot onderling spanningsverschil hebben. Ls.

Over de 1.4 volts Amerikaansche batterijlampen



De Amerikaansche lampenfabrieken zijn verleden jaar plotseling uitgekomen met een geheel nieuwe serie lampen voor batterij-toestellen en de Engelsen zijn daarin gevolgd.

Wij bedoelen de lampen met 1,4 volts gloeidraad, die voor het meerendeel een gloeistroom van slechts 50 mA vragen en bestemd zijn om te branden op een enkele droge cel van 1,5 volt. Tot dusver zijn die lampen slechts sporadisch tot ons land doorgedrongen. Intusschen verdient de vraag of zij ook voor ons van wezenlijk belang zouden zijn, wel eens een bespreking.

Voor batterij-toestellen hebben wij de laatste jaren beschikt over een uitstekende 2 volts serie, die K-serie, met eindlampen, die een luidsprekervermogen van 0,5 tot 2 watt kunnen ontwikkelen, wanneer zij met een anodespanning van 135 volt worden gebruikt. Daarmede zijn draagbare toestellen te bouwen, die onafhankelijk van het lichtnet kunnen werken, van elk gewenscht toesteltype, tot en met supers, die ook goede k.g. ontvangst geven.

In verband met de gloeistroomen van de meeste dezer lampen, die 130 à 200 mA bedragen, is de 2 volts gloeispanning aangepast aan het gebruik eener enkele *accu* als gloeistroombron. Het is die behoefte aan een accumulator voor de voeding, die de onafhankelijkheid van het lichtnet ten slotte toch maar betrekkelijk doet zijn. Een *accu* heeft periodieke herladingen noodig en het draagbare toestel met een *accu* kan daardoor in het algemeen slechts in werking worden gehouden wanneer op niet te grooten afstand een laadstation aanwezig is, hetgeen meestal beteekent: een aansluiting aan een lichtnet. Men is telkens gedurende eenige dagen onafhankelijk van het lichtnet, maar de duur dier onafhankelijkheid blijft beperkt.

Hierin ligt de voornaamste motiveering voor de fabricage der nieuwe lampen met zoo kleinen gloei-

stroom, dat die door droge cellen kan worden geleverd, evenals de anodestroom.

Daarin ligt echter tevens opgesloten, dat die nieuwe lampen de meeste reden van bestaan hebben in banden met groote gebieden, die nog niet geëlectriceerd zijn. In normale omstandigheden is in ons eigen land practisch altijd wel een gelegenheid tot herlading van een kleine *accu* dicht bij de hand. Onder die omstandigheden vervalt het voornaamste argument voor de toepassing van lampen, die minder praestereen en gevoed worden door een stroombron, die — zooals met een droge cel het geval is — op den duur toch kostbaarder zal blijken.

Voor Nederland zien wij dan ook in de 1,4 volts batterijlampen, althans voor omroepontvangers, geen groote toekomst. In Engeland wordt er thans speciale belangstelling voor gewekt in verband met den abnormalen, door den oorlog geschapen toestand, ten einde langeren tijd onafhankelijk te kunnen zijn van het aan mogelijke storing onderhevige lichtnet, maar dat is geen blijvend argument.

Het eenige algemeen overblijvende voordeel van batterijtoestellen met de nieuwe lampen zit in de mogelijkheid van gewichtsbesparing. Die ligt echter niet zoozeer in den aard der gloeistroomvoeding, want een flinke 1,5 volts droge cel weegt zeker niet veel minder dan een kleine 2 volts *accu*; de cel moet flinke afmetingen hebben om haar taak eenigen tijd te kunnen vervullen, terwijl de geregeld herladen wordende *accu* juist klein kan wezen. De gewichtsbesparing zit integendeel in de omstandigheid, dat voor de nieuwe lampen is gerekend op een anodebatterij van slechts 90 volt en voor het allernieuwste type (zie R.-E. No. 2 van dit jaar) zelfs maar 45 volt, waardoor de praestaties, vooral van de eindlampen, dan echter ook des te meer zijn beperkt.

Uit een oogpunt van lampenfabricage is het tot stand brengen van series, waarmee men bij zoo beperkte voeding toch ook nog behoorlijke k.g. ont-

vangst gevende supertjes kan bouwen, natuurlijk wel interessant.

Wie de radiotechniek langer dan een paar jaar heeft gevolgd, weet weliswaar, dat lampen met zeer gering gloeistroomverbruik nu niet voor het eerst op de markt zijn gebracht. Omstreeks 1924 kwamen de eerste miniwatt-lampen voor 3 volt, spoedig gevolgd door 4, 2 en zelfs 1 volts-series met gloeistroom in de buurt van 60 mA. In gering watt-verbruik overtroffen de laatste zelfs de huidige 1,4 volts 50 mA lampen nog eenigszins.

Dat waren direct verhitte lampen met de toen pas uitgevonden „gethorieerde" gloeidraden. Om bij lage temperatuur een veel grootere electronen-emissie te verkrijgen dan zuivere metaalgloeidraden kunnen geven, waren de draden n.l. omgeven met een laagje thorium. De bezwaren, welke met dit nieuwtje van destijds werden ondervonden, bestonden in de eerste plaats daarin, dat de gloeispanning der lampen met gethorieerde gloeidraden zeer kritisch was. Een kortstondige te hoge spanning deed de emissie verloren gaan; de grenzen van verkorten levensduur en onvoldoende werking lagen te dicht bij elkaar. Bovendien was de fabricagenauwkeurigheid toen nog niet zoo ver gevorderd, dat men veilig de geringe afstanden tusschen de elektroden kon aanhouden, zonder dat nu en dan ongelukjes gebeurden (contact tusschen gloeidraden en rooster), waarbij de lamp werd vernield.

Dat men thans met succes 1,4 volts lampen heeft kunnen maken, die slechts 0,07 watt verbruiken, terwijl de lampen van 16 jaar geleden achterna als een mislukking moesten worden aangezien, ligt hoofdzakelijk aan de verbetering der emissie met de moderne gloeidraden met oxydlaag, die hun geschiktheid voor voeding uit een droge batterij ontleenen aan hun vermogen om ook bij een binnen tamelijk wijde grenzen varierende gloeispanning hun emissie te handhaven.

Vergeleken met de bestaande 2 volts lampen voor batterijtoestellen, die toch ook moderne oxydegloeidraden bezitten, vormen de gloeidraden der nieuwe 1,4 volts lampen nog een wezenlijke verbetering, wat het emitterend vermogen betreft; daardoor konden er draden van geringeren diameter in gebruikt worden, waarop het geringe stroomverbruik berust. Om echter redelijke steilheden te bereiken, moest dan ook elk stukje van het emitterend oppervlak dezer dunne draden ten nutte gemaakt worden aan de emissie. Dit beteekent, dat men die draden niet — zooals bij de 2 volts typen wel voorkomt — door extra-steunsels op hun plaats kan laten houden of daardoor eventuele trillingen beletten; elke aanraking met een steunsel veroorzaakt een plaatselijke afkoeling, dus het verloren gaan van een stukje gloeidraad voor de emissie. Om dit te vermijden, is bij de

1,4 volts lampen — die men beter 50 mA lampen kon noemen — teruggekeerd tot de constructie, waarbij de gloeidraad strak getrokken in de as van het cilindervormige rooster verloopt. Het kan niet ontkend worden, dat deze lampen hierdoor meer neiging hebben om „microfonisch effect" te vertoonen dan andere moderne lampen, zoodat daar bij den toestelbouw wel rekening mee gehouden dient te worden.

De bedoelde constructie brengt mede, dat in de eindlampen, die een grootere electronen-emissie noodig hebben, eenvoudig twee systemen parallel zijn geschakeld. Daardoor wordt de gloeistroom bij die lampen juist het dubbele, dus 100 mA.

Als metaalkern voor den nieuwen met oxydlaag bedekten gloeidraad wordt een speciaal alliage toegepast, dat voldoende sterk veerende eindsteunen verdraagt om den draad in verhitten toestand volkomen gestrekt te houden. Daardoor is de mogelijkheid geschapen om bij bepaalde lamptypen het eerste rooster uiterst dicht om den gloeidraad heen te leggen, met zoo geringen afstand als bij de vroegere 60 mA lampen met gethorieerden gloeidraad volkomen onmogelijk zou zijn geweest. Een afstand van 0,3 mm tusschen gloeidraad en rooster is nu heel normaal in de nieuwe lampen.

Dientengevolge kan nog een tamelijke steilheid worden verkregen en staat de steilheid niet zóó ver ten achter bij andere lampen, als anders door de geringe gloeienergie het geval zou zijn geweest.

Bij het ontwerpen van toestellen voor de 1,4 volts lampen moeten schakeling en voeding goed aangepast worden aan de lampeigenschappen.

De superheterodyne is het toesteltype bij uitstek, dat men voor deze lampen op het oog heeft gehad. Nu is bij een super de menglamp het hart van het geheele apparaat. De practijk leert, dat het publiek zich bij elk toestel nog tevreden stelt met in vele opzichten verminderde werking, als gevolg van veroudering van lampen of achteruitgang der batterijen. zoolang het toestel in elk geval nog maar *iets* ontvangt. Een menglamp evenwel dreigt bij vermindering der emissie of spanningsverlies van de batterijen de signalen reeds geheel te doen ophouden, voordat de andere lampen haar functie nog geheel opgeven. Dit vormt een voornaam probleem bij de toepassing van batterij-lampen met zeer gering verbruik en bij een batterijtoestel in het algemeen is een eerste kwestie het behoud van bruikbare signaalsterkte bij teruglopende gloei- en anodespanning. Er moet bij dalende spanningen een zeker evenwicht zijn, vooral tusschen hetgeen menglamp en eindlamp daarbij doen. Dit probleem is des te ingewikkelder, wanneer men van het toestel verlangt, dat het ook een bruikbaar kortegolfbereik zal bezitten, want dan komt het nog te meer aan op behoud eener voldoende emissie van de menglamp.

Uit den aard der zaak blijven ook bij het meest nauwkeurige fabrikaat kleine onderlinge verschillen bestaan tusschen verschillende lampen van hetzelfde type, zoodat bij elk toestel rekening moet worden gehouden met de mogelijkheid, dat men eens een lamp treft, die beneden de toppraestatie blijft. Dit heeft beslissenden invloed op de vraag hoeveel spanningsverlies verdragen zal worden, dus hoe lang men met batterijen eener bepaalde kwaliteit toe kan.

Zowel de lampenfabrikant als de batterijfabrikant hebben er belang bij, dat de toestellen zooveel mogelijk zoo worden geconstrueerd, dat zij zoo lang mogelijk met de spanning toe kunnen. Dit hangt mede sterk af van een zorgvuldige constructie van den oscillator en van de juiste terugkoppelverhouding.

Verder heeft het een onderwerp van speciale studie en experiment uitgemaakt, hoe een ontvanger zich gedraagt, al naar mate de batterijen gelijktijdig, dan wel de gloeispanning alleen of de plaatspanning alleen terugloopen. Het resultaat van deze studie heeft dingen aan het licht gebracht, die men misschien zoo op het eerste gezicht niet zou verwachten.

Bij den ontvanger, die geheel op batterijen werkt, zoodat gloei- en plaatspanning beide gaan afvallen, zijn de verschijnselen anders dan bij den ontvanger met 2 volts lampen en een accu als gloeistroombron. Het stoppen der oscillaties, zoodat alle ontvangst ophoudt, blijkt sterker te worden beïnvloed door vallen der gloeispanning dan door vallen der plaatspanning. Maar tevens is gebleken, dat de gloeispanning een heel eind verder kan vallen zonder dat de oscillaties stoppen, wanneer de plaatspanning mede valt. Dat is een gelukkige omstandigheid, want dit laatste doet zich bij den geheel op batterij werkenden ontvanger practisch inderdaad voor. Wanneer alleen de gloeispanning afnam en de plaatspanning constant bleef, zou de werkingsduur van het toestel ongeveer 1/3 minder zijn, dan wanneer de plaatspanning mede valt.

Als gevolg hiervan kan het zich voordoen, dat wanneer men aan het batterijtoestel met gedeeltelijk uitgeputte batterijen een nieuwe plaatbatterij geeft, het daarmee juist heelemaal niet wil werken.

Bij constante gloeispanning, zooals bij het 2 volts toestel met accu voorkomt, is de totale werkingsduur met eenzelfde plaatbatterij langer dan bij het geheel op batterijen werkende toestel en vooral in de tweede helft van den bedrijfstijd is er bij het accu-toestel minder verlies aan gevoeligheid. In de eerste helft van den bedrijfstijd is dat verlies voor beide typen ongeveer gelijk. Daarna volgt in de tweede helft voor het accu-toestel een periode van practisch constant blijvende gevoeligheid totdat de oscillaties vrij plotseling ophouden. Bij het geheel op batterijen werkende toestel blijft de gevoeligheid — zij het wat minder snel — ook gedurende de tweede helft steeds vallen.

Een gloeistroomcel van behoorlijke capaciteit is dus voor het batterijtoestel zeker van belang, maar het loont niet om een cel te gebruiken met veel grooteren levensduur dan die van de plaatbatterij, omdat men toch de half uitgeputte gloeistroomcel niet met een nieuwe plaatbatterij kan gebruiken.

Natuurlijk kan de bedrijfsduur ook nog afhangen van het golfbereik. Het kan zijn, dat men op middengolven nog ontvangst heeft, wanneer op korte golven al geen oscillaties meer ontstaan.

C.

EEN LUIDSPREKER VOOR ZEER HOOG TONEN



De experimenteele uitzendingen in de Vereenigde Staten door frequentie-gemoduleerde zenders op ultra korte golven bieden de mogelijkheid om de modulatie tot hogere frequenties uit te breiden, dan men thans in den omroep gewoon is.

Bij de constructie der ontvangtoestellen staat niets in den weg aan een dergelijke uitbreiding van het frequentiebereik, ook voor de weergave. De tegenwoordige luidsprekers zijn er echter niet op gemaakt. Zij blijken in het algemeen voor frequenties boven 6000 hertz zeer ongevoelig te zijn. Dat is voor den gewonen omroep geen ramp. Wanneer de gevoeligheid zich tot veel hogere frequenties uitstreckte, zou men toch tot nog meer afdoende maatregelen zijn toe vlucht moeten nemen dan thans, om de interferenties tusschen de hoogstens 9000 hertz van elkaar verschillende draaggolven der zenders weer te onderdrukken. Op ultrakorte golf bestaat die dichte bezetting van den ether niet en zou men gerust nog hooger kunnen gaan. Uit speciale proeven is toch sinds lang gebleken, dat voor „natuurlijke" weergave van een aantal geluiden ook frequenties boven 10000 en 12000 hertz nog van belang zijn.

De luidspreker is echter, zooals gezegd, het onderdeel, dat in de eerste plaats de weergave beperkt en voor het trekken van het volle profijt van frequentie-modulatie zouden dus andere luidsprekers noodig zijn.

Een belangrijke vraag, die men zich in de laboratoria der Amerikaansche General Electric heeft gesteld in dit verband, betreft de eigenlijke oorzaak dier beperking bij de huidige luidsprekers en de mogelijkheid om er verandering in te brengen. De voornaamste oorzaak ligt volgens de onderzoekingen van de General Electric in de aanhechting tusschen spreekspoeltje en conus. Bij deze aanhechting gaat het cilindervormige spoeltje plotseling, met een knik, over in den kegelvormigen geluids-

straler. In die aanhechting zit eenige veering, waardoor bij hoge frequenties het spoeltje wel bewegingen uitvoert, maar deze zeer onvolkomen overdraagt op den conus; de veerende aanhechting neemt de energie op en de conus als geheel blijft vrijwel in rust.

De General Electric heeft nu een nieuwen luidspreker vervaardigd, type 1RSG 10A, waarbij deze fout is weggenomen door den overgang van cylinder-spoeltje naar conus meer geleidelijk te laten ver-

loopen. Een soort van gebogen kraag verstijft de aanhechting.

Het resultaat is volgens Amerikaansche tijdschriften, dat het nieuwe luidsprekertype hoge tonen tot een frequentie van 15000 hertz hoorbaar weergeeft. Daarmede kan men eerst ten volle profiteren van de mogelijkheden, die het systeem van frequentie-modulatie op golflengten beneden 10 meter biedt.

C.

Berekeningen, die het inzicht verscherpen

Herhaaldelijk wordt in beschouwingen over schakelingen de eigenschap van afgestemde kringen aangeroerd, dat deze voor lagere frequenties (langere golven) dan waarop zij afgestemd zijn, een *inductief karakter* bezitten en voor hogere frequenties (kortere golven) een „capacitief karakter”.

In schakelingen is vooral het eerste van praktisch belang, omdat men daarbij met behulp van een draai-condensator een variabele zelfinductie verkrijgt. Het bezwaar is, dat met het vergrooten dezer zelfinductie ook de verliesweerstand toeneemt.

Het tweede gezichtspunt, betreffende het capacitief karakter van een op langere golf afgestemden kring, komt vooral te pas ten aanzien van hoogfrequent-smoorspoelen, die zich door de aanwezigheid hunner eigencapaciteit eigenlijk gedragen als kleine capaciteiten, die geleidend zijn voor gelijkstroom.

Men vraagt nog wel eens, hoe dat nu eigenlijk in elkaar zit en welke waarden van zelfinducties en capaciteiten men op die manier met bepaalde onderdeelen verkrijgt en welke verliesweerstanden daarbij optreden.

Wij zouden hiervoor naar een of ander leerboek

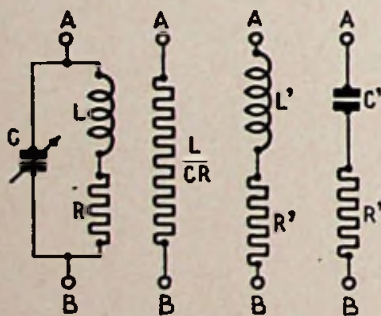


Fig. 1. De uit L, C en r samengestelde, afstembare kring gedraagt zich voor verschillende frequenties op verschillende manieren.

Voor de resonantie-frequentie als een zuiver ohmsche weerstand L/Cr .

Voor een lagere frequentie als een zelfinductie L^1 met weerstand r^2 in serie.

Voor een hogere frequentie als een capaciteit C^2 met weerstand r^2 in serie.

Het artikel handelt over de berekening dezer grootheden.

kunnen verwijzen, dat echter gewoonlijk juist voor hen, die ernaar vragen, niet bereikbaar is. En bovendien zijn de uitkomsten nog wel in een wat bruikbaar en meer practischen vorm te brengen, dan waarin men ze gewoonlijk aantreft. Wij zullen hier daarom de complete berekeningswijze maar eens geven.

Die berekening gaat uit van de formule voor de impedantie Z van een parallelkring voor een willekeurige frequentie f . Die impedantie wordt gevormd door den wisselstroomweerstand van den condensator C en van de spoel L met haar hoogfrequentie-weerstand r .

De wisselstroomweerstand van den condensator-tak is $\frac{1}{2\pi f C} = \frac{1}{\omega C}$, zooals men bij verkorting pleegt te schrijven. In den zelfinductietak hebben we $2\pi f L = \omega L$ met r in serie.

Nu mogen, zooals men weet, inductieve of capacatieve weerstanden, die schijnweerstand zijn, waarin geen electricch vermogen verloren gaat, niet eenvoudig opgeteld worden bij echte ohmsche weerstanden. Volgens een rekenmethode, die van wijlen den Duitsch-Amerikaan K. P. Steinmetz afkomstig is en waarmee hij alle berekeningen van dezen aard een enormen stap vooruit heeft gebracht, mag men dit echter wèl doen, wanneer men het schijnkarakter of *imaginair* karakter der inductieve en capacatieve weerstanden in formules in rekening brengt door ze vermenigvuldigd voor te stellen met een imaginair factor, die voor zelfinducties geschreven wordt met de letter j en voor capaciteiten met $-j$ en waarbij j gelijk is aan $\sqrt{-1}$, zoodat $j^2 = -1$, $j^3 = -j$, en $j^4 = +1$; verder $\frac{1}{-j} = +j$ enz.

In ons geval hebben wij dus te rekenen met $-j \frac{1}{\omega C}$, waaraan $j\omega L + r$ parallel ligt. Voor de impedantie Z dezer parallelschakeling schrijven we dus

$$Z = \frac{(j\omega L + r) \cdot (-j\frac{1}{\omega C})}{j\omega L + r - j\frac{1}{\omega C}}$$

$$Z = \frac{j\omega L + r}{j\omega Cr - (\omega^2 CL - 1)}$$

Om met zulk een vorm verder iets te kunnen beginnen, moet de j uit den noemer verwijderd worden. Als men bedenkt, dat $(a - b)(a + b) = a^2 - b^2$ en $j^2 = -1$, is dit altijd mogelijk. In ons geval door teller en noemer te vermenigvuldigen met

$$j\omega Cr + (\omega^2 CL - 1).$$

Dat geeft ons:

$$Z = \frac{r - j(\omega Cr^2 + \omega^3 CL^2 - \omega L)}{\omega^2 C^2 r^2 + (\omega^2 CL - 1)^2}$$

Van dezen vorm is de noemer altijd positief en men zal inzien, dat de vorm met j in den teller nul kan worden, n.l. als

$$\omega Cr^2 + \omega^3 CL^2 = \omega L,$$

dat is, als

$$\omega = \sqrt{\frac{L - Cr^2}{CL^2}} = \sqrt{\frac{1}{CL}} \cdot \sqrt{1 - \frac{Cr^2}{L}}$$

Voor deze frequentie blijft van Z alleen een zuiver ohmsche, reële waarde over. Deze frequentie is de resonantiefrequentie, waarvoor in de praktijk de benaderde waarde $\omega_{res} = \sqrt{\frac{1}{CL}}$ meestal gebruikt wordt. De toelaatbaarheid dier benadering is duidelijk, wanneer men bedenkt, dat de opslingerfactor

Q van een kring $= \sqrt{\frac{L}{Cr^2}}$ is, dus $\frac{Cr^2}{L} = \frac{1}{Q^2}$,

hetgeen voor een kring van eenige kwaliteit een tegenover 1 verwaarloosbaar kleine waarde wordt.

De zuiver ohmsche impedantie in het resonantiegeval, die overblijft, is:

$$Z = \frac{r}{\omega^2 C^2 r^2 + (\omega^2 CL - 1)^2}$$

Deze vorm laat zich, als men voor ω^2 de resonantiewaarde $\frac{L - Cr^2}{CL^2}$ invult, zonder benadering omrekenen tot

$$Z = \frac{L}{Cr}$$

dat is de bekende waarde van den *blokkeeringsweerstand* van een kring in afstemming.

* * *

Het was evenwel onze bedoeling om integendeel het gedrag voor willekeurige waarden van ω buiten resonantie na te gaan. Dan blijkt Z gevormd te wor-

den door de som van — dus gelijk te staan met de serieschakeling van — een reëel, zuiver ohmsch gedeelte

$$\frac{r}{\omega^2 C^2 r^2 + (\omega^2 CL - 1)^2} \dots (1)$$

en een imaginair gedeelte

$$\frac{j(\omega L - \omega Cr^2 - \omega^3 CL^2)}{\omega^2 C^2 r^2 + (\omega^2 CL - 1)^2} \dots (2)$$

Voor den teller van den laatsten vorm kan men schrijven:

$$j\omega CL^2 \left(\frac{L - Cr^2}{CL^2} - \omega^2 \right) = j\omega CL^2 (\omega_{res}^2 - \omega^2)$$

Daaruit volgt, dat het imaginaire gedeelte positief is, wanneer $\omega_{res} > \omega$, dus als de kring op een kortere golflengte is afgestemd dan waarmee men te maken heeft, en negatief in het omgekeerde geval.

Volgens onze afspraak stelde een positieve waarde van het imaginaire deel een zelfinductie voor en een negatieve waarde een capaciteit. Daarmede is dus aangetoond, waarop de eigenschap berust van het aannemen van een inductief of een capaciteef karakter door een parallelkring, al naarmate deze op kortere of langere golf is afgestemd dan de golflengte, die toegevoerd wordt.

Willen wij ons, zooals in het voornemen lag, een denkbeeld vormen van de juiste *grootte* van de ontstaande zelfinductie (of capaciteit) en weerstand, vertegenwoordigd door de som (dus serieschakeling) van imaginair en reëel gedeelte, dan moeten we een bepaalde verhouding aannemen tusschen de resonantiefrequentie van den kring en de frequentie, waarvoor wij de betrokken waarden willen kennen, want van die verhouding hangen de bedoelde waarden af.

Wij stellen dus

$$\omega = p \omega_{res} = p \sqrt{\frac{L - Cr^2}{CL^2}},$$

hetgeen wil zeggen, dat wij de willekeurige verhouding p aannemen, zoodat voor $p < 1$ de kring resonanceert op kortere golf en voor $p > 1$ op langere golf dan de aankomende.

Rekenen wij eerst den noemer van de vormen (1)

en (2) uit, als daarin $\omega^2 = p^2 \frac{L - Cr^2}{CL^2}$ wordt gesteld,

dan vinden we:

$$p^2 \frac{Cr^2}{L} \left(1 - \frac{Cr^2}{L} \right) + [p^2 \left(1 - \frac{Cr^2}{L} \right) - 1]^2$$

Bedenken wij weer, dat $\frac{Cr^2}{L} = \frac{1}{Q^2}$ een uiterst

kleine getalwaarde bezit, dan mogen we dezen geheelen vorm bij benadering gelijk stellen aan $(p^2 - 1)^2$.

Voor den ohmschen verliesweerstand vinden we dus al dadelijk

$$r^1 = \frac{r}{(p^2 - 1)^2} \dots \dots \dots (A)$$

een vorm, die positief blijft, onverschillig of p grooter dan wel kleiner dan 1 is.

Berekenen wij den teller van den imaginaireren vorm (2) eveneens met invoeging der waarde

$$p^2 \frac{L - Cr^2}{CL^2} \text{ voor } \omega,$$

dan kan voor den teller geschreven worden:

$$jp (1 - p^2) \left(1 - \frac{Cr^2}{L}\right) \sqrt{\frac{L}{C} \left(1 - \frac{Cr^2}{L}\right)}$$

Ook hier mogen we bij benadering $1 - \frac{Cr^2}{L}$ telkens = 1 stellen, zoodat de teller wordt

$$jp (1 - p^2) \sqrt{\frac{L}{C}}$$

Voor den geheelen vorm (2) volgt dus:

$$jp \frac{1 - p^2}{(p^2 - 1)^2} \sqrt{\frac{L}{C}} = j \frac{p}{1 - p^2} \sqrt{\frac{L}{C}}$$

Als men nu bedenkt, dat wanneer wij den invloed van den weerstand op de frequentie verwaarloozen,

$\sqrt{\frac{L}{C}} = \omega_{res} L = \frac{1}{\omega_{res} C}$ is, dan mogen wij schrijven:

voor $p < 1$, dus als de vorm positief is

$$j \omega L^1 = j \frac{p}{1 - p^2} \omega_{res} L = j \frac{1}{1 - p^2} \omega L$$

$$\text{dus } L^1 = \frac{1}{1 - p^2} L \dots \dots \dots (B)$$

voor $p > 1$, dus als de vorm negatief is

$$-j \frac{1}{\omega C^1} = j \frac{p}{1 - p^2} \frac{1}{\omega_{res} C} = j \frac{p^2}{1 - p^2} \frac{1}{\omega C}$$

$$C^1 = \frac{p^2 - 1}{p^2} C \dots \dots \dots (C)$$

* * *

Men ziet, dat de vormen (A), (B) en (C) zeer eenvoudige betrekkingen toonen tusschen p (de verhouding van ω en ω_{res}) en de r^1 , benevens de L^1 of C^1 die wij ons voor den kring in de plaats kunnen denken.

Op te merken valt, dat uit (B) blijkt, dat zoo lang de afstemming van den kring ver afwijkt van de frequentie, waarmee men te maken heeft, dus p een heel kleine breuk is, de L^1 heel weinig afwijkt van de werkelijke L en dat L^1 pas enorm gaat toenemen, wanneer men dicht nadert tot afstemming op de ontvangen frequentie.

Daarbij neemt volgens (A) en (B) de als een met

L^1 in serie werkende r^1 evenwel toe met het kwadraat van de verhouding, waarin L^1 toeneemt. De damping neemt dus sneller toe dan de zelfinductie;

de verhouding $\frac{L^1}{r^1}$ wordt steeds ongunstiger.

Als gevolg van de benaderingen, waartoe wij onze toevlucht hebben moeten nemen, vertoonen de uitdrukkingen een ongerijmdheid, wanneer wij het uiterste geval beschouwen, dat $p = 1$ zou worden, waarbij r^1 en L^1 oneindig groot en C^1 nul zou zijn. Maar $p = 1$ beteekent, dat het zuivere resonantiegeval zou zijn bereikt en voor resonantie is de maximale waarde van het ohmsche gedeelte der impedantie gelijk aan $\frac{L}{Cr} = Q^2 r$. Derhalve wordt

$$r^1 = \frac{r}{(p^2 - 1)^2} \text{ hoogstens} = Q^2 r$$

en wordt Q^2 de uiterste waarde voor $\frac{1}{(p^2 - 1)^2}$.

In aansluiting daarbij kunnen we aannemen, dat

L^1 nooit grooter dan QL

C^1 nooit kleiner dan $\frac{1}{Q}$

kan worden gemaakt, omdat men dan practisch tot resonantie is genaderd. De opslingerfactor blijkt hier telkens de factor te zijn, die de grens stelt voor de uiterste bereikbare waarden.

* * *

Een klein probleem, dat met de gegeven uiteenzettingen direct verband houdt, betreft de schakeling van fig. 2, waar tusschen de punten A en B een LC-kring in serie is geschakeld met een capaciteit C_k . De vraag doet zich hier voor, hoe de afstemming van den LC-kring als zoodanig, de serie-resonantie met C_k beïnvloedt.

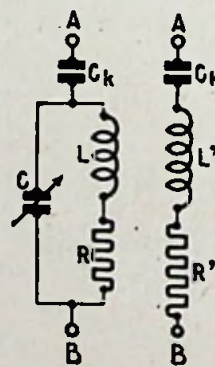


Fig. 2. Aangezien de afstembare kring LCr zich als een zelfinductie kan gedragen, vertoont deze met C_k een serie-afstemming, evenals of C_k in serie was geschakeld met L^1 en r^1 .

De resonantiefrequentie is dezelfde als wanneer C_k met C was parallel geschakeld.

Laten wij den verwaarloosbaren invloed van den weerstand op de frequentie buiten rekening, dan wordt de frequentie der serie-resonantie benaderd door

$$\omega^2 = \frac{1}{L^1 C_k'}$$

in welken vorm $L^1 = \frac{1}{1-p^2} L$ is,

wanneer $\omega^2 = p^2 \omega_{res}^2 = p^2 \frac{1}{CL}$.

Hieruit volgt $p^2 = \omega^2 CL$.

Voegt men deze waarde in de uitdrukking voor L^1 en de daardoor ontstaande waarde van L^1 in de uitdrukking voor ω^2 , dan wordt ten slotte gevonden:

$$\omega^2 = \frac{1}{L(C + C_k)}$$

Daarmee is dus bewezen, dat de CL-kring met C_k in serie op dezelfde frequentie resonanceert, als wanneer C_k met C was parallel geschakeld.

Tevens volgt daaruit, dat voor de schakeling van fig. 2

$$[p^2 = \frac{C}{C + C_k}] \text{ is.}$$

Nu vonden wij, dat de dempingsweerstand r^1 de waarde aanneemt van

$$r^1 = \frac{r}{(p^2 - 1)^2}$$

Als men de voor fig. 2 gevonden uitdrukking voor p^2 invoegt, wordt dit:

$$r^1 = \left(\frac{C + C_k}{C}\right)^2 r.$$

Dit is een uitdrukking, die vaak in praktische gevallen een zeer gemakkelijke methode oplevert om zich rekenschap te geven van de grootte van den ontstaanden dempingsweerstand.

Voor zeer kleine waarden van C_k wordt die weerstand zoo groot, dat men van een resonantie-effect niet veel meer bemerkt.

J. C.

De ontvangst van frequentie-gemoduleerde zenders.

Over de vraag of frequentie-modulatie in de toekomst voor den omroep een belangrijke rol kan gaan spelen, kan men van meening verschillen. Er zit het probleem aan vast, dat de geheele omroep naar ultrakorte golven zou moeten verhuizen, d.w.z. naar het golfgebied beneden 10 meter. Het voor en tegen werd in R.-E. No. 9 uitvoerig besproken en in No. 10 maakten wij gewag van proeven om maar liever op de thans voor omroep gebezigde middengolven naar verbetering te streven.

De reden, waarom men voor het toepassen van frequentiemodulatie naar het gebied der ultrakorte golven moet verhuizen, ligt in het systeem zelf.

Het tegenwoordig algemeen voor telefoniezenders toegepaste modulatiestelsel, dat als *amplitude-modulatie* wordt aangeduid, berust daarop, dat men de draaggolf in het rythme van spraak of muziek in *sterkte* (amplitude) laat variëren; de voorstelling, die men zich daarbij kan maken van een in frequentie onveranderlijke draaggolf, die enkel in amplitude verandert, is niet volledig; er treden nevenfrequenties bij op, die als „zijbanden” worden aangeduid, maar hun afwijking van de draaggolfrequentie is nauwkeurig bepaald door de toonhoogte der modulatie; geeft men geen hogere tonen dan van trillingsgetal 4500, dan wijken de ontstaande nevenfrequenties ook niet méér dan 4500 hertz af van de draaggolf en de telefoniezender neemt dan een nauwkeurig begrensde bandbreedte van 4500 hertz ter weerszijden van de draaggolf in, dus van 2×4500 of 9000 hertz. Zoo doende kan men zenders zonder storing naast elkaar laten werken, als men maar voor draaggolfverschillen van 9000 hertz zorgt.

Bij toepassing van *frequentie-modulatie* bestaat

de modulatie der draaggolf niet uit amplitude-variëaties, maar om een toon van bijv. 1000 hertz op de draaggolf te moduleren, wordt 1000 maal per seconde een *verandering in de frequentie* der draaggolf aangebracht. De grootte dier frequentie-verandering wordt hier bepaald door de sterkte van den toon. De afwijkingen van de draaggolfrequentie zijn dus niet tot een bepaald bedrag beperkt; om sterk te moduleren, moet men groote frequentie-veranderingen laten ontstaan en de practijk bij de Amerikaansche experimenten is, dat men tot 75000 hertz ter weerszijden van de draaggolf gaat, dus een bandbreedte van $2 \times 75000 = 150.000$ hertz inneemt. Als men dat eens ging toepassen in het middengolfgebied op een zender als Jaarsveld met een golflengte van 415 m, zou dit beteekenen, dat de modulatie van Jaarsveld het geheele golfgebied van 344 tot 511 m zou innemen. Daarom kan het hier eenvoudig niet en leent het stelsel zich voor toepassing in zijn huidige vorm uitsluitend voor een gebied, waar de draaggolf frequenties veel hooger zijn.

Het doel, dat men met frequentiemodulatie beoogt, is het ongevoelig maken van de *ontvangst* toestellen voor luchtstoringen en stadsstoringen en zooals in R.-E. 1938 No. 7 werd uiteengezet, bestaat Armstrong's uitvinding daaromtrent juist in het inzicht, dat dit doel alleen dicht benaderd kan worden, wanneer de frequentiemodulatie met zeer groote frequentie-schommeling wordt bewerkstelligd. Het innemen eener totale bandbreedte van 150.000 hertz hangt dus direct samen met de principieele voorwaarden voor succes met het stelsel.

Wat men ten aanzien der vrijheid van luchtstoringen en stadsstoringen met ontvangers voor tele-

fonie met frequentiemodulatie kan bereiken, grenst volgens allen, die proeven ermee hebben bijgewoond, aan het wonderbaarlijke. Tot op het oogenblik, dat Armstrong als uitvinder der nieuwe methode met zijn experimenten voor den dag kwam, gold het toch in de laatste jaren voor velen als een bewezen zaak, dat het *onmogelijk* was, aan de ontvangzijde het signaal van lucht- en stadsstoringen te scheiden. Daarbij moet bedacht worden, dat het toepassen van frequentiemodulatie voor telefoniezenders op zichzelf een bekende mogelijkheid was en dat ook verschillende onderzoekers wel eenigszins hebben aan gevoeld, dat daarin nog een kans lag om ten opzichte van het scheiden van signalen en storingen succes te bereiken.

Hoe dit in de speciale ontvangtoestellen voor frequentiegemoduleerde telefonie gebeurt, kan besproken worden aan de hand van het principeschema van zulk een toestel, zooals het thans in Amerika wordt vervaardigd. Het schema, dat wij daartoe hierbij afdrucken is van den *Meissner Frequency Modulation Receptor*.

Elke ontvanger van deze soort heeft twee hoofdkenmerken: 1e is hij zoo uitgevoerd, dat hij niet of nagenoeg niet reageert op amplitude-variatiën in de draaggolf; 2e zet hij frequentievariatiën om in hoorbare verschijnselen.

Stoorspanningen veroorzaken soms zeer grote amplitudevariatiën, die aan de draaggolf worden toegevoegd. Frequentievariatiën veroorzaken zij niet. Als de ontvanger dus op amplitudevariatiën niet rea-

tude-variatiën niets kan aantrekken, kan men dien voorzien van een inrichting, waardoor alle aan den detector toegevoerde trillingen worden beperkt tot één en dezelfde sterkte. Voor dit doel wordt een *begrenzer* gebruikt, in het schema aangeduid als „limiter“.

Begrenzers kent men ook uit meer eenvoudige antistoringsschakelingen. (Zie R.-E. 1938 Nos. 36, 39 en 46, verder 1939 No. 22). De begrenzing kan geschieden door een versterkerlamp met beperkte spanningen min of meer aanzienlijk over te belasten op haar stuurrooster. Ingeval dit echter wordt toegepast op amplitude-gemoduleerde signalen, moet men voorzorgen nemen tegen vervorming en kan men alleen storingen afsnijden boven de maximale amplitude, die het gemoduleerde signaal, dat men wil ontvangen, kan aannemen. Men is dan verplicht stoorspanningen, die ver boven de *gemiddelde* modulatie-amplitude uitkomen toch mede door te laten. Tegen zeer sterke, kortstondige stoorspieken geeft de begrenzing dan wel verbetering, maar tegen aanhoudende krasende storingen, die weinig sterker zijn dan het signaal en toch zeer hinderlijk zijn, baat het middel dan weinig.

Bij den ontvanger voor frequentie-gemoduleerde signalen behoeft de begrenzer daarentegen heelemaal geen onderscheid te maken tusschen de verschillen in sterkte van signaal en storing; de begrenzer moet alleen zorgen dat beiden voortdurend met gelijke sterkte op den detector komen. Amplitude-vervorming en harmonische vervorming doen er

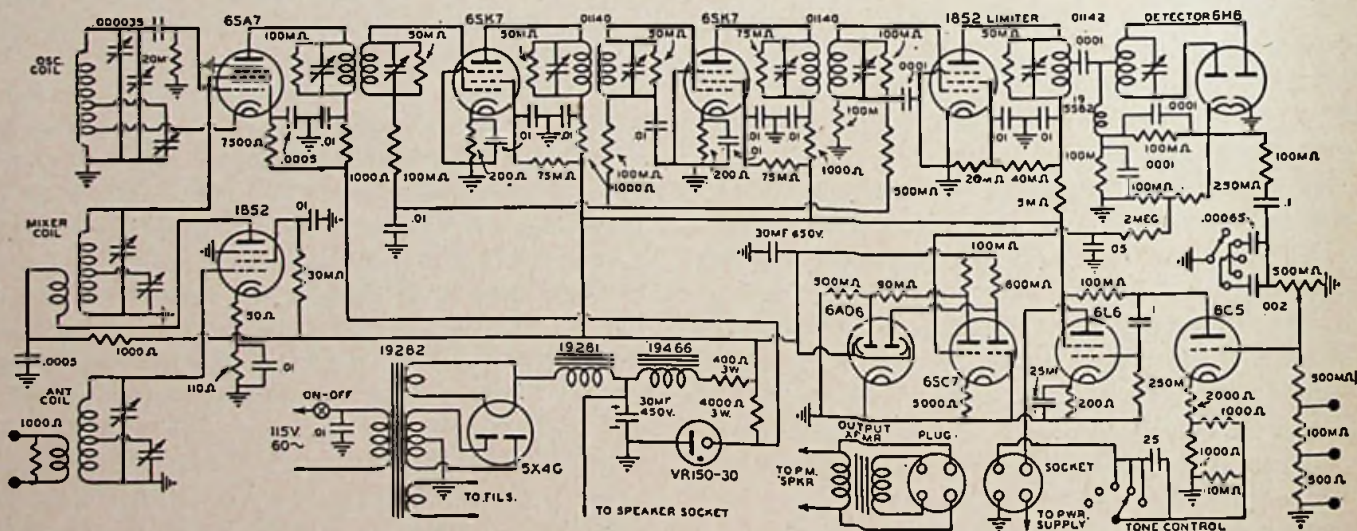


Fig. 1. Schema van een Amerikaansch toestel voor de ontvangst van frequentiegemoduleerde telefonie.

geert, worden de storingen uitgeschakeld. Met deze eenigszins simplistische voorstelling zullen wij ons thans maar tevreden stellen; dat de verhoudingen eigenlijk ingewikkelder zijn, werd in het reeds aangehaalde artikel in jaargang 1938 besproken. (Zie ook No. 15 van dat jaar).

Om te zorgen, dat de ontvanger zich van ampli-

in dit deel van zulk een ontvanger niets toe. Zij hebben geen gevolgen.

Daarentegen moet de voorwaarde, dat alle signalen met gelijke sterkte op den detector komen, op de meest positieve wijze verzekerd zijn. Dat betekent hier, dat de begrenzerlamp buiten allen twijfel moet worden overbelast. Een stelsel van automati-

sche sterkteregling helpt om ook bij inzinkingen in de signaalsterkte dien toestand van overbelasting der begrenzerlamp te handhaven. Op de automatische sterkteregeling alléén kon echter voor het brengen van een constant signaal op den detector niet gerekend worden, omdat geen enkel stelsel van a.s.r. absolute constantheid verzekert. De a.s.r. is alleen van nut om den toestand van overbelasting der begrenzerlamp onder alle omstandigheden te verzekeren, deze altijd de maximale output te doen geven, waartoe zij in staat is; dan zijn er vanzelf geen amplitude-variaties in de output. Zonder a.s.r. zou de overbelasting der begrenzerlamp zoo groot kunnen worden, dat de lamp ten deele „dichtsloeg” en bij toenemend signaal de output ging *afnemen*. Die toestand wordt door a.s.r. mede voorkomen.

Aangezien de begrenzerlamp, waarvoor in het toestel een hoogfrequentpenthode type 1852 dient, alle trillingen met eenzelfde sterkte doorgeeft, maar in de frequenties dier trillingen geen wijziging brengt, zal de modulatie eener frequentiegemoduleerde draaggolf in de output aanwezig blijven.

Bekijkt men de schakeling van deze in het schema met „limiter” aangeduide lamp, dan zal men opmerken, dat zij geen kathodeweerstand heeft en zonder negatieve rooster spanning werkt, terwijl een zeer aanzienlijke versterking aan die lamp voorafgaat. Het toestel is een normale ukq-super met hoogfrequentlamp type 1852 vóór de menglamp 6SA7, die gevolgd wordt door twee middenfrequenttrappen met lampen 6SK7. De menglamp en middenfrequentlampen zijn alle z.g. „single-ended tubes”, dat zijn de meest moderne lampen zonder topaansluiting, die met zeer korte rooster- en plaatverbindingen onder het chassis zijn verbonden met de tusschengeschakelde middenfrequenttransformatoren, die op een middenfrequentie van 2100 kHz zijn afgestemd.

De bijzonderheden, die aan deze superschakeling zijn op te merken, zijn de volgende.

Van de hoogfrequentlamp type 1852, die een kathodeweerstand van 160 Ω heeft, is een deel van dien weerstand (50 Ω) niet door den overbruggingscondensator ontkoppeld. De buiten de ontkoppeling vallende 50 Ω veroorzaakt eenige tegenkoppeling, die blijkbaar is toegepast om de stabiliteit van den hoogfrequenttrap door onderdrukking van alle oscilleer neiging te verhoogen.

Dempingsweerstand voor bandverbreeding, zooals men in hoogfrequenttrappen voor televisie op ongeveer dezelfde hoge frequenties noodig heeft, treft men hier in het hoogfrequentgedeelte niet aan. De vereischte bandbreedte van 150 kHz voor de frequentiemodulatie is voor gewone begrippen wel zeer groot, maar daarvoor zijn de kringen op zoo korte golf nog breed genoeg te maken.

In den middenfrequentversterker, die op 2100 kHz

is afgestemd, zijn de transformatorwikkelingen wél met dempingsweerstand overbrugd. Dit is niet alleen gedaan om ze een bandbreedte van ongeveer 200 kHz te geven (2000 tot 2200 kHz) maar tevens om de bekende inzinking in het midden van de afstemkrommen dezer overkoppelde transformatoren zooveel mogelijk te voorkomen. Fig. 2 geeft een denk-

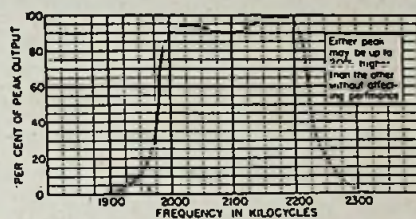


Fig. 2. Afstemkromme van den middenfrequent-versterker.

beeld van de afstem-(doorlaat-)kromme van het middenfrequentgedeelte. Overmatig kritisch voor den krommevorm is het toestel niet. De eene piek mag 20 % boven de andere liggen, zonder dat dit tot hoorbare vervorming aanleiding geeft.

Waar de versterking vóór de begrenzerlamp aanzienlijk is en die lamp zonder kathodeweerstand werkt, wordt zij natuurlijk in roosterstroom gestuurd, hetgeen ten gevolge heeft, dat aan den weerstand van 100.000 Ω , die den roosterkring met aarde verbindt, evenals bij een zendlamp, een spanningsval ontstaat, die als neg. rsp. werkt; diezelfde negatieve spanning dient nu tevens als automatische regelspanning voor de middenfrequentlampen.

Het voordeel van groote versterking vóór de begrenzerlamp is, dat ook een betrekkelijk zwak signaal door die groote versterking reeds dezelfde outputspanning veroorzaakt als de sterkste storing achter den begrenzer kan doen.

Thans komen wij tot het detectie-systeem, dat op de frequentie-gemoduleerde trilling achter den begrenzer wordt toegepast. In dit detectie-systeem speelt zoowel de speciale middenfrequenttransformator, die achter den begrenzer volgt, als de duodiode met gescheiden kathoden (6H6) een rol. De detectie hangt nauw samen met de werking van een systeem voor elektrische frequentiebijregeling, zooals dat bij sommige drukknopafstemmingen wordt gebruikt. Voor een meer volledige theoretische verklaring kunnen wij daarom verwijzen naar een vroeger artikel over drukknopafstemming in R.-E. 1938 No. 4.

Hier zullen wij er alleen het volgende van zeggen. De speciale middenfrequenttransformator type 01142 heeft twee inductief met elkaar gekoppelde, op de middenfrequentie afgestemde wikkelingen, waartussen echter bovendien nog een capacatieve koppeling is aangebracht door een koppelcondensator van 100 $\mu\mu\text{F}$. Wordt aan dezen transformator de middenfrequentie toegevoerd, dan ontvangen de twee met tegengestelde einden van de secondaire verbonden

dioden elk moment tegengestelde, gelijke spanningen, zoodat aan de middenaftakking op de secundaire geen spanningsverschil tegen aarde ontstaat. Wordt door de modulatie de frequentie echter beurtelings hooger en lager dan de middenfrequentie, dan gaat voor de hoogere frequenties de capacatieve koppeling overwegen en voor de lagere frequenties de inductieve koppeling, hetgeen phaseverschuivingen oplevert, waarbij de spanningen aan de dioden ongelijk worden.

In de eerste plaats treden hierdoor bij aanwezigheid van modulatie aan het verbindingspunt tusschen de belastingweerstand der twee dioden gelijkspanningen tegenover aarde op, die in dit geval naar het samenstel der lampen 6SC7 en 6AD6 worden gevoerd. Deze vormen tezamen een toveroog-indicator van overeenkomstige soort als beschreven in R.-E. 1938, No. 26.

De *variati*es in de gelijkspanningen, welke als gevolg der detectie ontstaan, vormen den laagfrequenten component, waardoor de modulatie hoorbaar kan worden gemaakt. Deze laagfrequente component wordt een sterkteregelingsnetwerk toegevoerd aan een laagfrequentvoorversterkerlamp 6C5 en daarna versterkt doorgegeven aan de eindlamp 6L6, in welke plaatkring met behulp van een plug de luidspreker kan worden ingeschakeld.

Het toestel is er evenwel op gemaakt om ten behoeve van zaaldemonstraties ook met een grooteren, afzonderlijken demonstratieversterker verbonden te worden. Dit laatste interesseert ons thans niet. Het was ons slechts te doen om van de speciale deelen, die een ontvanger voor frequentie-gemoduleerde signalen kenmerken, een idee te geven, dat wat meer in details ging, dan in tot dusver door ons gepubliceerde artikelen het geval was.

Een zeer belangrijk punt voor ontvangers van deze soort is de voorkoming van „frequentiedrift”, dat is het verlopen der frequentie van de hulptrilling voor de menglamp. Indien toch drift optreedt, zal de ontstaande middenfrequenttrilling gaan afwijken van de afstemming der middenfrequentkringen, dus ook van de kringen van den detectietransformator. Men zal uit hetgeen daarover gezegd is, begrijpen, dat wanneer dit gebeurt, de detectie wordt gestoord en vervormingen moeten ontstaan. Helaas is de voorkoming van drift op zeer hoge frequenties een technisch probleem, waarvan men geenszins kan zeggen, dat het geheel is opgelost. J. C.

Vragenrubriek

Amsterdam.

W. H. v. d. L., Amsterdam. — Een schakelschema van de Wearite-spoel WLT hebben wij niet. De andere door u bedoelde spoel is het bandfilterstel met schakelaar uit de Arim

P3-super. A = antenne, E = aarde, C = onderling verbonden onderzijden der twee spoelen, VC = bovenzijde der eerste, met de antenne gekoppelde spoel, G = bovenzijde der tweede, met het rooster der eerste lamp te verbinden spoel. SS zijn contacten op denzelfden schakelaar, die de bandfilterspoelen van lang op kort schakelt, en in den stand voor „kort” gesloten zijn. Aanschaffing van het P3-schema kan u verder inlichten. Het spoelstel is ongeschikt voor ombouw tot een signaal + oscillatorspoel.

De Bilt.

B. W. G. B., de Bilt. — Voor een toestel met serievoeding der gloeidraden is de beste volgorde: lichtnet, gelijkrichter, weerstand of variator, eindlamp, hoogfrequentlamp, detectorlamp, chassis, zoodat dus de gloeidraad der detectorlamp aan chassis komt te liggen.

In uw geval is bovendien vergrooting gewenscht van den overbruggingscondensator voor den kathodeweerstand der detectorlamp. Die kan beter 25 μ F. zijn dan 0.1 μ F.

Delft.

H. L., Delft. — Omtrent de 12 SA7GT en 12 SQ7GT beschikken wij niet over gegevens.

Harderwijk.

J. v. d. B., Harderwijk. — Wat U ons schrijft, is verre van duidelijk. Als U werkelijk een gelijkstroomtoestel voor 125 volt heeft gekocht, begrijpen we niet, hoe U dat op 220 volt wisselstroom heeft aangesloten.

Om een 125 volts wisselstroomapparaat te kunnen aansluiten op 220 volts-net is een z.g. verhuistransformator noodig.

Als handregel kan aangenomen worden, dat het aantal windingen voor een 50-perioden-nettransformator met Q vierk. cm. kerndoorsnede voor een spanning van E volts zich laat

$$60 E$$

$$\text{vinden uit } N = \frac{60 E}{Q}$$

Voor $Q = 10 \text{ cm}^2$ en $E = 220$ volt vindt men $N = 1320$ windingen.

De secundaire voor 125 volt laat zich evenzoo berekenen, maar men voegt 10 % toe voor spanningsval. Dat geeft $750 + 75 = 825$ windingen.

Den Haag.

L. C. G. v. d. B., den Haag. — Over de eerste eikellampjes zie R.-E. 1935 No. 34. Type 955 van RCA is een triode voor 6,3 V, 0,15 A, versterkingsfactor 25, steilheid 2, 180 V plaatspanning bij — 5 V neg. rsp.

Type 956 is een h.fr. penthode voor 6,3 V, 0,15 A, 180 V plaatspanning. Later verschenen (R.-E. 1939 No. 5) trioden 957 en 958 voor 1,5 V en resp. 0,04 en 0,08 A, alsmede penthode 959 voor 1,5 V, 0,04 A.

Over momenteele verkrijgbaarheid in ons land hebben wij geen informatie. Philips maakt op aanvraag dergelijke typen.

De beteekenis van een „drijver” trap is uiteengezet in het artikel over ABC-versterkers in R.-E. No. 4 van dit jaar. Het is een versterkertrap, die een volgenden trap in roosterstroom kan sturen en heeft met modulatie niets te maken.

Submodulator is een term, die wel gebruikt wordt voor den voorversterker van den modulator in een zender.

De verandering der roepletters van $W_2 \times AD$ en $W_2 \times AF$ in WGEA en WGEO is besproken in R.-E. 1939 No. 17. Zie verder de Nos. 21 en 22.

Bij het evacueeren eener radiolamp wordt deze door plaatsing in een hoogfrequent veld inwendig verhit. Daarbij heeft verdamping plaats van een deel van den kleinen voorraad eener stof, die vooral kleine resten van overblijvende zuurstof bindt en daardoor het vacuum op den duur op peil houdt.