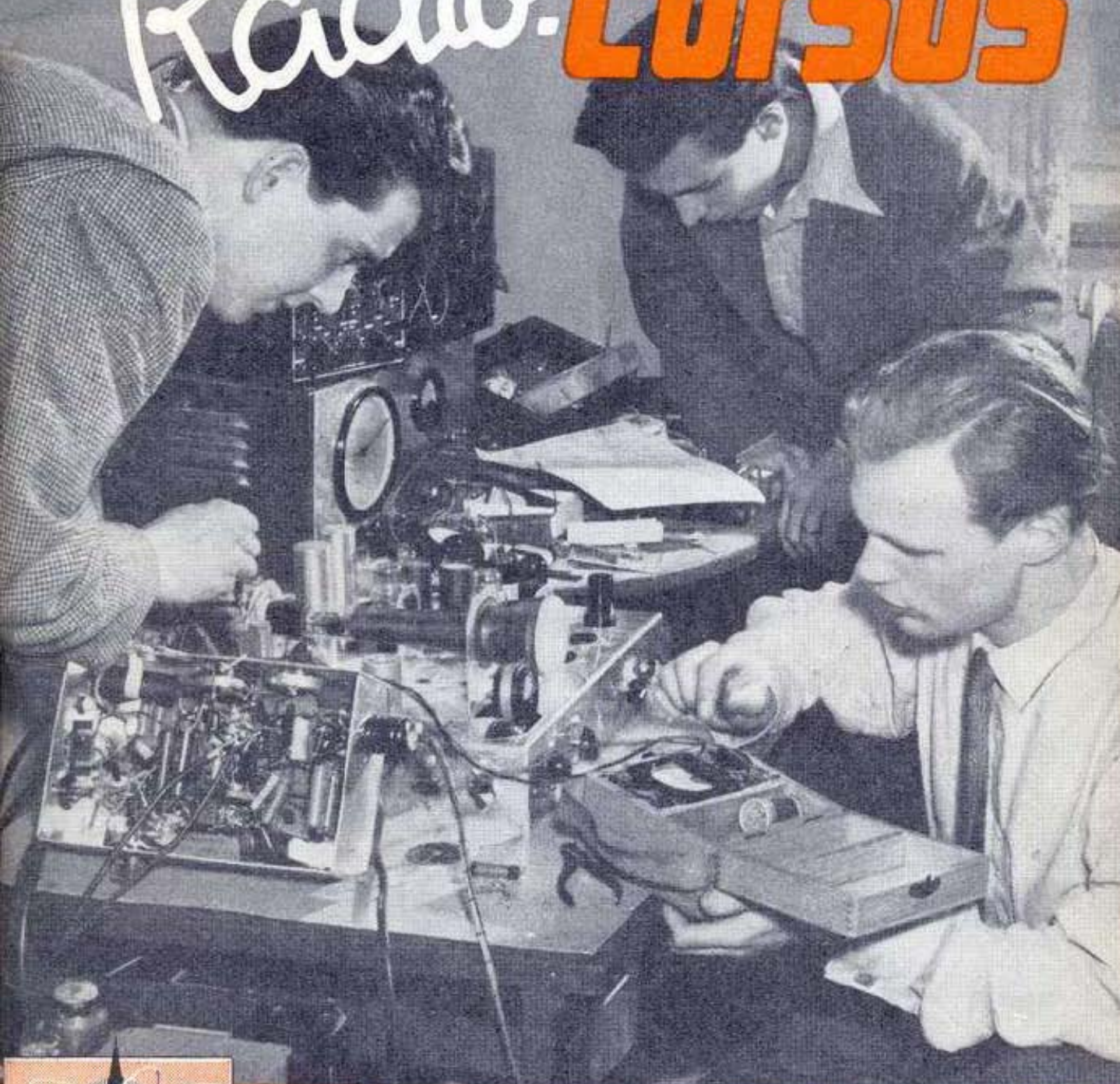


dr. Blan

Radio-CURSUS



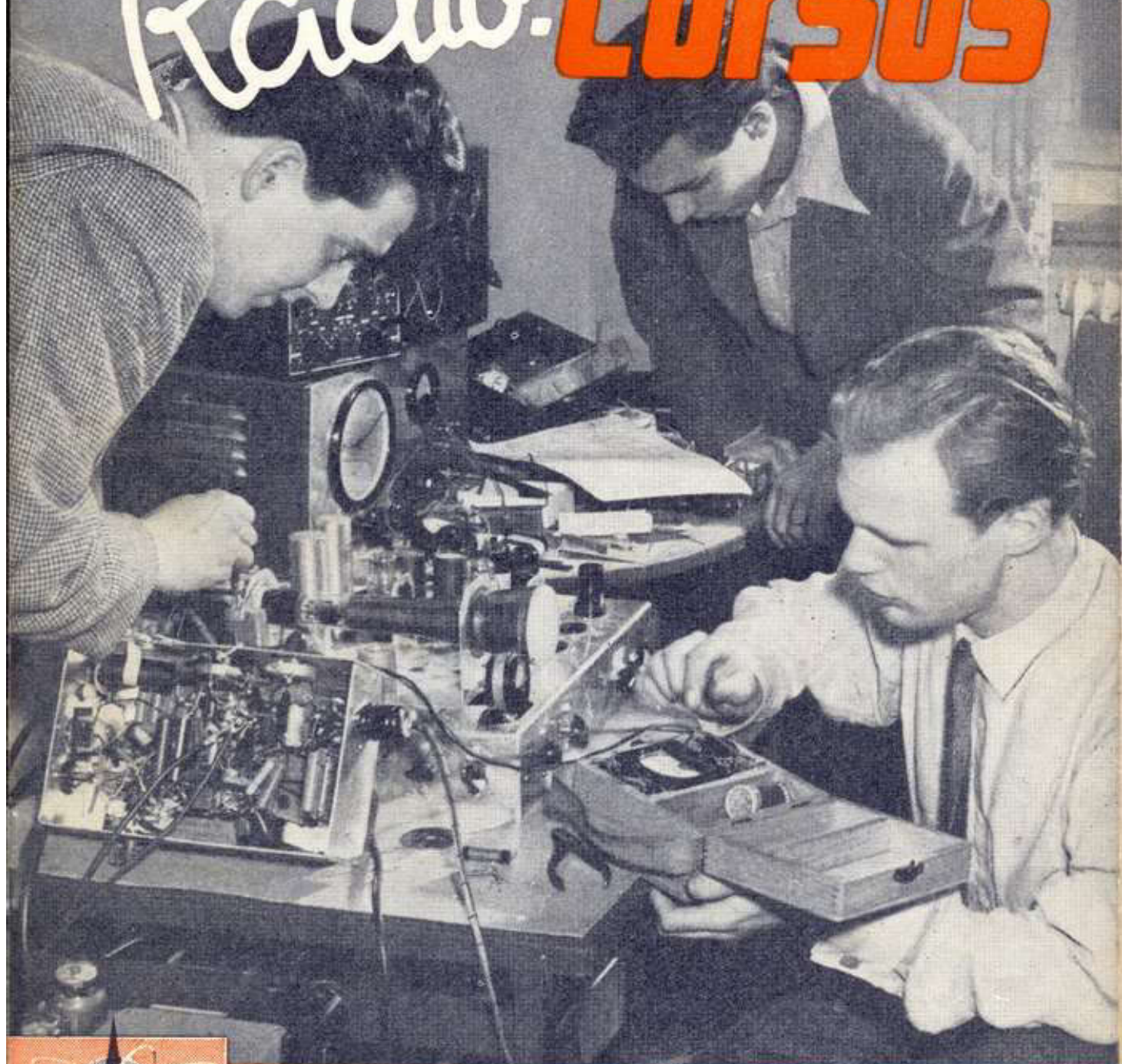
vormingscentrum voor radio en electronica



dr. Blan

1

Radio-CURSUS



vormingscentrum voor radio en electronica

VOORWOORD BIJ DE EERSTE DRUK

„Niets zonder moeite" is een oud Nederlands gezegde en dit gezegde geldt stellig ook voor degenen die zich op deze cursus hebben laten inschrijven en als gevolg daarvan thans dit blad voor zich hebben. Voor degenen die zich nooit eerder aan een studie waagden, om welke reden dan ook, is het misschien goed „gebruiksaanwijzingen" te geven voor het volgen van deze lessen; overigens kunnen deze zonder bezwaren ook ter harte genomen worden door cursisten, die al eerder enige studie volbrachten, hetzij mondeling of schriftelijk. Beschouw ze maar als spelregels. Welnu: lees de les na ontvangst kalm door. Zoek er een rustig plekje voor uit. Begrijpt U bij deze eerste lezing iets niet: bijt er niet in vast maar lees door: bekijk de schema's en plaatjes en krijg op die manier een indruk van 't geheel. U hebt een maand de tijd om „er achter" te komen. Maak, al naar Uw beschikbare tijd, eens een indeling, b.v. in 3 stukken voor de eerste 3 weken van de maand. De vierde week wordt dan b.v. benut om de vraagstukken te maken en eventuele vragen aan mij te formuleren. Voor elke week is er dus een taak. Voer die uit, laat de zaak niet tot de laatste dag liggen. Lees en herlees, probeer schema's zelf na te tekenen uit het geheugen: cursus dus dichtgeklapt. Reken de voorbeelden zelf ook eens na, maak zelf nieuwe voorbeelden.

In de laatste week maakt U dus het „huiswerk". Bedrieg Uzelf niet; klap de cursus dicht als U hiermee bezig is. Maak liever een fout, dan dat U 't goed overpent. En zijn er punten in de les die U niet begrijpt: leg ze mij voor maar... wees zakelijk en zeg precies waar 't om gaat. En schrijf alléén over de cursus; alle andere MK-correspondentie moet hier buiten gehouden worden. Maak gebruik van de gekleurde terugzend-enveloppen en vul Uw naam goed in op het antwoordformulier. Speel geen struisvogeltje maar zend trouw en regelmatig Uw werk in vóór de eerste van de maand. Afgesproken? In ca. een week hoop ik Uw huiswerk gecorrigeerd terug te zenden; bekijk de zaak dan nog eens en: leer van Uw fouten. En valt het soms wat zwaar naast Uw andere werkzaamheden, denk dan maar aan de spreuk waarmee ik dit voorwoord begon: „Niets zonder moeite".

Dr. BLAN



VOORWOORD BIJ DE TWEDE DRUK

Veel eerder dan ik durfde voorspellen is deze tweede druk noodzakelijk geworden. Een goed teken!

Slechts wijzigingen van ondergeschikte aard zijn aangebracht; bewust wordt vermeden deze cursus een „wetenschappelijk" aanzien te geven; vóór alles gaat het om een klare begripvorming op praktische basis in bevattelijke termen.

Als zodanig is deze cursus als een afgerond geheel te beschouwen; hij geeft de amateur steun bij verdere zelfstudie en experimenten en verschaft de aanstaande vakman de zo nodig gebleken basis voor de drogere en exacte studie ter verkrijging van een officieel vakdiploma.

Ofschoon het overbodig lijkt vestig ik er de aandacht op dat slechts cursisten die regelmatig hun werk ter correctie inzenden, dus geen lessen overslaan, voor het Diploma in aanmerking komen.



VOORWOORD BIJ DE DERDE DRUK

Ook de derde druk is, op enkele punten na, ongewijzigd gebleven.

Steeds tot Uw dienst,

Dr. Blan

GRONDSLAGEN VAN DE ELEKTRO-TECHNIEK

MOLECULEN, ATOMEN, ELEKTRONEN. STROOM IN ELEKTRISCHE KRINGEN. STROOMBRONNEN SPANNING, STROOMSTERKTE EN WEERSTAND

1e LES

De eerste vraag die bij ons opkomt is natuurlijk: „Wat is elektriciteit”? Die vraag is niet zo eenvoudig te beantwoorden. Elektriciteit is n.l. niet iets „grijpbaars”, iets wat we kunnen waarnemen; wel is te zien wát we ermee kunnen doen en voor ons is dat genoeg.

De oude Grieken kenden het verschijnsel, dat een stuk barnsteen door het te wrijven lichte voorwerpen als houtvezels aantrekt; de Griekse naam voor barnsteen is elektron en sindsdien noemen we alle verschijnselen op dat gebied elektriciteit.

We zullen proberen een (zeer eenvoudige) verklaring te geven van de grondslagen waarop, volgens de huidige stand van de wetenschap, elektriciteit berust en maken hierbij gebruik van de atoomtheorie.

Elke stof die we in de natuur tegenkomen kunnen we tot in zeer kleine stukjes verdelen die toch ná de deling de eigenschappen van de stof behouden hebben; we noemen die deeltjes moleculen. Bij nagenoeg iedere stof bestaat zo'n molecule uit de samenvoeging van nog kleinere deeltjes; de atomen. Zo bestaat b.v. een molecule water uit 2 atomen waterstof en één atoom zuurstof; één molecule zwavelzuur is 2 atomen waterstof, één atoom zwavel en vier atomen zuurstof. De scheikundigen schrijven dat op in een soort stenografie: H_2SO_4 .

Er bestaan dus blijkbaar verschillende soorten atomen; in feite zijn tot op heden 98 verschillende atoomsoorten bekend, die we de elementen noemen.

ATOOM

Ook dit atoom bleek bij nader onderzoek niet meer ondeelbaar te zijn, zoals de naam zou doen vermoeden (atmos = niet deelbaar). Iedere atoom bestaat n.l. uit een atoomkern en een omhulsel, waarin één of meer elektronen grotere of kleine cirkels beschrijven, zo ongeveer als de planeten om de zon. Nu blijkt ook die atoomkern weer niet ondeelbaar te zijn; deze is n.l. samengesteld uit een aantal neutronen en protonen en wanneer een atoom nu „in rust” verkeert, dan blijkt het aantal protonen precies overeen te stemmen met het aantal elektronen dat om de kern cirkelt. Een waterstofkern wordt b.v. door één, een goud-kern echter door 79 elektronen omzwermd, terwijl b.v. een aluminiumatoom naast 14 neutronen 13 protonen en 13 elektronen bevat.

Het is nu het aantal protonen, dat dus zegt met wèlk element we te maken hebben. De neutronen laten we maar buiten beschouwing: ze bestaan elk uit een kern-elektron en een proton die elkaar zodanig binden, dat ze geen tijd hebben om zich met de buitenwereld te bemoeien. Hun aantal is verschillend bij de diverse elementen.

We weten wel wat de gevolgen zijn als we die atomen gaan splitsen en zullen ze daarom maar héél laten.

Toch is het wel interessant even na te gaan, waarom die

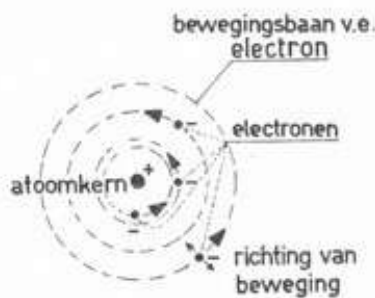


fig. 1

Om een indruk van de afmetingen te geven: een atoom is ruim $10.000 \times$ zo groot als zijn kern, terwijl deze kern weer $10 \times$ zo groot is als een elektron; het atoom zelf heeft een doorsnede van een honderdmiljoenste cm. Een atoom is dus in feite zeer „ijl”; tussen kern en elektronen is de ruimte geheel ledig.

elektronen in hun baan blijven. Het is hiermee net als de aarde en de zon; er werken tegelijkertijd twee krachten op zo'n elektron: de middelpuntvliedende kracht die het van de kern afdrijft en de onderlinge aantrekkingskracht, die het naar de kern toedrijft. De kern is n.l. steeds positief geladen als gevolg van de positieve lading van de protonen en elk elektron daarentegen negatief. Deze z.g. ongelijknamige polen trekken elkaar aan, zoals we ook bij het magnetisme zullen zien (fig. 1). Daar de elektronen alle negatief zijn geladen stoten ze elkaar onderling af.

Die atomen zijn onmogelijk klein; zelfs met de beste elektronenmicroscopie kunnen we ze niet zien. Toch is men er op één of andere schrandere manier achtergekomen, dat een waterstofatoom $0.000.000.01$ cm in doorsnee is. En per seconde vliegt zo'n elektron ca. 400 tot 800 miljoen keer om de kern heen!

In rusttoestand is het atoom ten opzichte van de buitenwereld neutraal. Wordt dit evenwicht echter van buitenaf verstoord, b.v. doordat er enige elektronen weggenomen worden, dan wordt het restant positief, want dan overheerst de kern met zijn positieve protonen; worden daarentegen van buitenaf elektronen toegevoerd, dan zijn de elektronen in de meerderheid en is het atoom negatief. Hiermede is tevens verklaard waarom we hierbij van + en - spreken, maar ook dat lost zichzelf op als we het zó stellen: zijn er elektronen over, dan spreken we van negatief; ontbreken ze, dan spreken we van positief. Een positief lichaam kan dus nog elektronen opnemen.

We zullen verderop zien, dat niet alle atoomsoorten het vermogen bezitten elektronen af te staan of op te nemen.

ELEKTRONEN

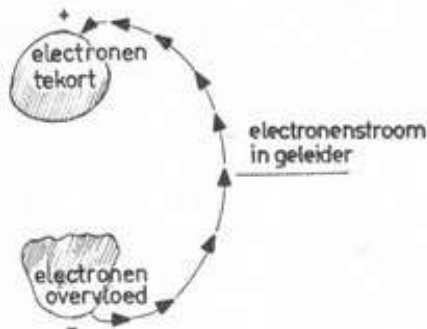


fig. 2

De stroomloop ter vereffening van een z.g. potentiaalverschil zal steeds via een geleider, de z.g. uitwendige stroomkring plaats vinden. Is het elektronentekort, resp. -overschot vereffend, dan loopt er géén stroom meer. Deze toestand vinden wij b.v. bij een geladen condensator die ontladen wordt.

De hierboven besproken elektronen nu zijn de eigenlijke dragers van de elektriciteit en een elektrische stroom nu is in feite een verplaatsing van elektronen van een plaats waar overvloed aan elektronen heerst naar een plaats waar een tekort is (fig. 2), mits er een weg is waarlangs ze zich verplaatsen kunnen. Een elektronenstroom zal steeds van - naar + lopen; vroeger, toen men van die elektronen nog geen laars wist (dat is nog niet zo lang geleden), zei men: de stroom loopt van + naar -. We laten dat nu maar zo om geen verwarring te krijgen, maar eigenlijk is 't verkeer. Alleen als we de elektronen zelf in 't verhaal betrekken, houden de we juiste gang van zaken aan, b.v. bij de stroomloop in de elektronenbuizen.

Al zijn de elektronen zelf niet zo vlug ter been, toch wordt een lading in een geleider verplaatst met een snelheid van ca. 300.000 km/sec. We moeten dit zó zien: stel dat een zaal volgepropt is met mensen en dat iemand aan 't éne eind plotseling zijn doodsvijand aan 't andere eind ziet. Zelf bij hem komen gaat niet, maar wel kan hij zijn buurman een por in de rug geven en zeggen: „doorgeven”. In no time zal nu de man aan 't andere eind zijn opstopper te pakken hebben zonder dat iemand een stap verzet heeft. De mensen zijn hier met de atoomkernen te vergelijken; hun armen zijn de elektronen.

GELEIDERS EN ISOLATOREN EN HALFGELEIDERS

Uit het bovenstaande moeten we echter niet concluderen,

dat de atomen van alle stoffen zo maar in staat zijn elektronen af te geven of aan te nemen. Dit is met name stellig niet het geval met de stoffen die we de isolatoren noemen. Zeker, de elektronen vliegen wel om die kern, maar ze vormen toch een onverbrekkelijk geheel daarmee. In figuur 1 zien we, helaas gebrekkig, hoe diverse elektronen op verschillende afstanden van de kern hun cirkelbaan om de kern beschrijven; men spreekt wel van „schillen”. De materialen die wél elektronen kunnen afgeven of aannemen en die we geleiders noemen, verschillen maar weinig van isolatoren; ook hier is het merendeel van de elektronen op bovengeschetste manieren geordend en gebonden; zij bezitten echter bovendien een aantal z.g. vrije elektronen. Deze vrije elektronen nu bevinden zich uitsluitend in de buitenste „schil”; hun aantal komt overeen met de z.g. valentie (scheikundig begrip) van het betrokken element.

Welke stoffen geleiden nu elektriciteit, m.a.w. welke laten nu een elektronenbeweging toe? Alle metalen geleiden een elektronenstroom evenals verschillende vloeistoffen en kool; dit zijn dus geleiders. Overigens is er nog wel een groot verschil in het geleidingsvermogen van die metalen onderling.

Zilver slaat een prachtig figuur, koper is ook een uitstekende geleider evenals goud en aluminium, terwijl ijzer een pover figuur slaat. Om praktische redenen gebruiken we veel koper. Sinds we aluminium kunnen solderen (met ultra sonore *) trillingen), gebruiken we ook dat metaal veel. In de hoogfrequent-techniek lopen de stromen meer langs het oppervlak van de metalen dan dóór die metalen. We kunnen daar dus met verzilveren van minder kostbare metalen volstaan.

Niet-geleiders of isolatoren zijn o.m. glas, mica, steen, porcelein, gummi, plastic enz.

Naast deze geleiders en niet-geleiders of isolatoren zijn in de laatste 5 jaren de z.g. halfgeleiders naar voren gekomen. Dit zijn stoffen, die onder normale omstandigheden isolatoren zijn, maar door inwerking van uitwendige invloeden als: elektrische velden, temperatuur, licht of magnetische krachten geleidend worden; de bekendste materialen zijn germanium en silicium. Bekend door toepassing als transistoren en gelijkrichters.

ELEKTRISCHE SPANNING EN STROOM

Hoe krijgen we nu een elektrische stroom of, hoe krijgen we de elektronen in beweging?

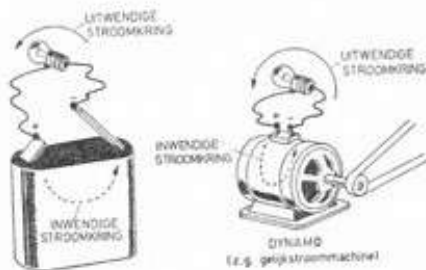
Het is dus zaak aan de ene kant van een geleider een elektronenoverschot te krijgen en aan de andere kant een tekort. We kunnen veel elektrische verschijnselen gemakkelijk verklaren met de waterleiding en zullen dat ook hier doen.

In het pompstation pompen we het water naar de tank boven in de watertoren. (Daar is dus een waterovervloed.) De waterleiding brengt het water naar de verbruiker (watertekort). Doordat er een hoogteverschil is tussen die tank in de toren en onze kraan, ontstaat er druk en daardoor loopt er water uit die kraan (fig. 3). Hoe groter het hoogteverschil, hoe meer water er uitkomt. Overeenkomstig dit voorbeeld verstaat men onder elektrische spanning het spanningsverschil tussen 2 plaatsen waar resp. een te-



fig. 3

*) Ultra sonore trillingen zijn trillingen die we niet met het gehoor kunnen waarnemen, dus boven 15.000 Hz.



Elektrische stroombronnen

fig. 2a

fig. 2b

In feite probeert de elektronenstroom in de **uitwendige** stroomkring het spanningsverschil te **verkleinen**, d.w.z. het elektronentekort geheel op te heffen. Het is echter de taak van de **stroombron** het spanningsverschil (of potentiaalverschil) te handhaven, dus er voor te zorgen dat aan de **-** klem steeds weer een elektronentekort en aan de **+** klem een elektronenoverschot blijft bestaan. Dit kan alleen maar door een **intern** elektronen-transport van de **+** klem naar de **-** klem, dus in tegenovergestelde richting, welk transport door chemische of mechanische werking wordt verkregen!

kort en een overvloed aan elektronen heerst.

Later zullen we zien, op welke manier we een dergelijk elektrisch spanningsverschil kunnen veroorzaken; we doen dit langs scheikundige weg in een galvanische batterij waarbij chemische energie wordt omgezet in elektriciteit of met behulp van een dynamo, waar we kracht omzetten in een elektrisch spanningsverschil (fig. 2a en 2b). In de **uitwendige** stroomkring is de beweging der elektronen en dus óók van de stroom gericht van de **minpool** naar de **pluspool**; binnen in de **stroombron** is de elektronenstroom gericht van **+** naar **-**. De eenheid van spanning is het

VOLT

afgekort V, genoemd naar de Italiaanse onderzoeker A. Volta. Zo gauw dus de elektronen in beweging komen spreken we van een „stroom”; hoe hoger de spanning hoe sterker de stroom, net als bij water. Natuurlijk kan er slechts dan van stroom gesproken worden als een kringloop mogelijk is. Men spreekt dan van een elektrische kring; ook bij water is er zo'n kringloop (fig. 4): pompstation, watertoren, kraan in onze woning, waterafvoer (gootsteen, closet), riool, rivier, zee; door de zonnewarmte verdampt het water, komt in de wolken, regent, wordt opgevangen en komt weer in het pompstation.

We meten de elektrische stroom met de eenheid

AMPÈRE,

afgekort A, naar de franse natuurkundige van die naam. Voor degene, die nu eens precies wil weten hóeveel stroom 1 ampère is, het volgende: wanneer we de beide draden van een stroombron aansluiten op twee metalen strippen, die

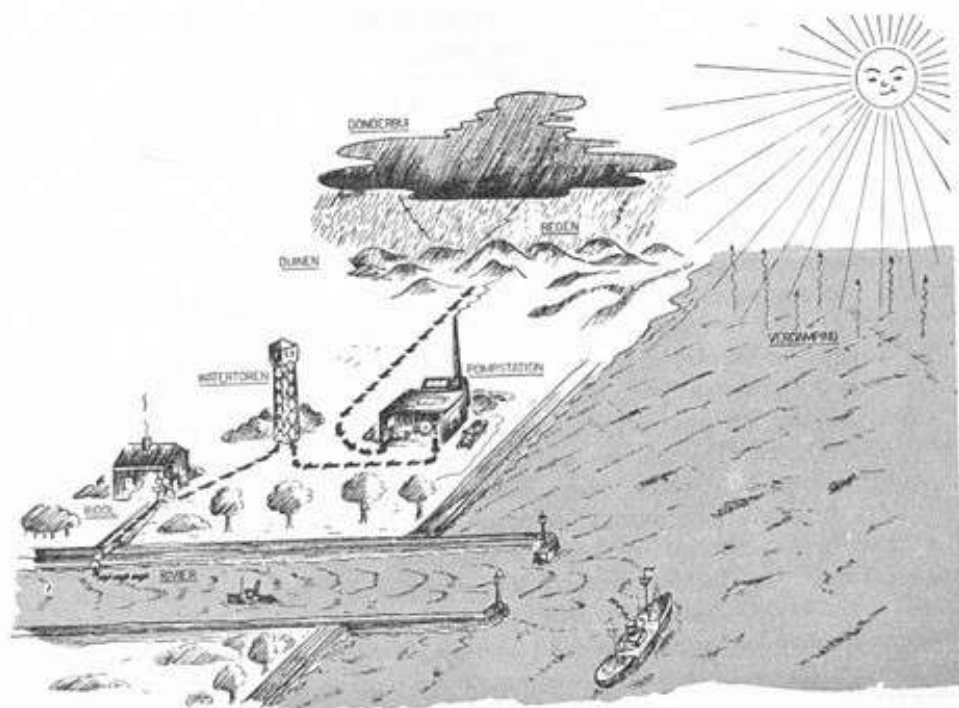


fig. 4

hangen in een bak, gevuld met een zilvernitraat-oplossing, dan zal er een elektrische stroom lopen.

Als gevolg van deze stroom zal er op de negatieve strip zilver neerslaan, aanslibben als 't ware. Dat zilver is afkomstig uit de oplossing, die we het elektrolyt noemen en die dus als „tussenstof” dienst doet; de strippen noemt men elektroden (fig. 5). De positieve strip moet in dit geval uit zuiver zilver bestaan.

Welnu, als er per seconde 0,001118 gram zilver neerslaat, is de stroom juist 1 A. In veel gevallen is een ampère een te grote eenheid; we nemen dan b.v. een duizendste daarvan, 1 mA (milli-ampère) en als dat nog te groot blijkt, een micro-ampère, μA , hetgeen een miljoenste ampère betekent.

Wanneer men een metaal of een geleider in het algemeen met een ander metaal wil bekleden, b.v. verkoperen of verzilveren, gaat men op vrijwel dezelfde manier te werk; men noemt de bewerking dan galvaniseren.

De pijl in fig. 5 geeft de richting aan van het zilvertransport, welke richting tegengesteld is aan die van de elektronen.

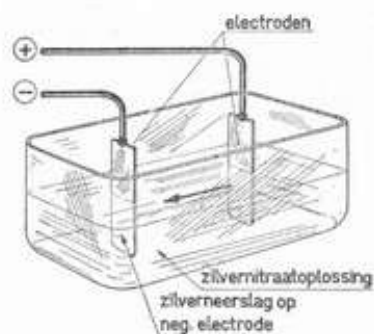


fig. 5

SPANNINGSBRONNEN

De wrijverij van barnsteen en van een glasstaaf met kattevel uit de oudheid komt als stroombron niet in aanmerking. Ook het voorbeeld van Galvani, waarnaar de galvanische electriciteit genoemd is en die bij toeval ontdekte dat een aan 2 koperdraden opgehangen kikker elektrische stroom af kan geven, is niet aantrekkelijk. Maar we hebben nu de galvanische elementen, die als gevolg van een chemische omzetting electriciteit leveren en daarnaast de accumulators, die door een chemische werking electriciteit voor ons kunnen bewaren. Tussen beide zaken is een groot verschil; de galvanische elementen noemen we primaire elementen, de accumulators (= opzamelaars) secundaire elementen.

GALVANISCHE ELEMENTEN

Een galvanisch element bestaat in zijn eenvoudigste vorm uit een isolerende bak, waarin 2 verschillende metalen, de z.g. elektroden of polen gedompeld zijn in een vloeistof, het elektrolyt; meerdere elementen (of accumulators) tezamen gevoegd tot één spanningsbron noemen de een batterij.

Wanneer we als elektroden koper en zink nemen en als elektrolyt verdund zwavelzuur, dan komen er in het zink elektronen vrij. Verbinden we nu beide polen, waaraan we klemmenschroeven hebben gemaakt via een koperdraad met een lampje, dan blijft dat branden totdat het element „uitgewerkt” is. We gebruiken tegenwoordig praktisch alleen nog maar elementen in draagbare apparaten, zoals zaklantaarns en kofferradio's, zodat we een „nat” element niet kunnen gebruiken. De huidige gedaante is dan ook een zinken bekertje, met in 't midden een koolstaaf (de beide elektroden). Het elektrolyt is hier geen zuur, maar een zoutoplossing, b.v. salmiak, die in een geleachtige niet vloeibare toestand is gebracht. Dit is het z.g. Leclanché-element. Om de koolstaaf blijkt zich een hoeveelheid koolachtige massa te bevinden; dit is bruinsteen, een z.g. depolarisator (fig. 6).

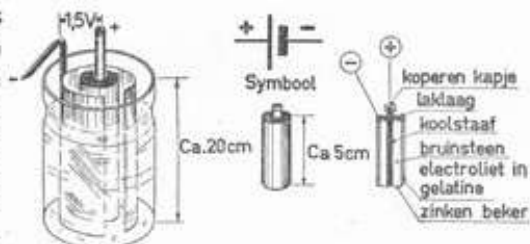


fig. 6



fig. 7



fig. 8
hardgummibak voor accumulator
van 2 x 2,1 V

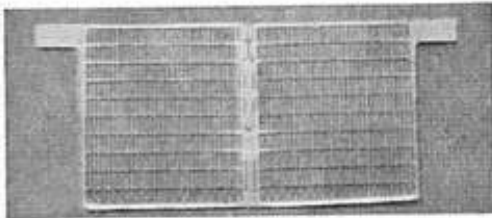


fig. 9a loodraster na het gieten

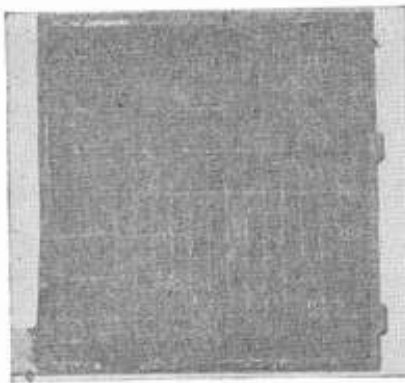


fig. 9b „gesmeerde“ accuplaat

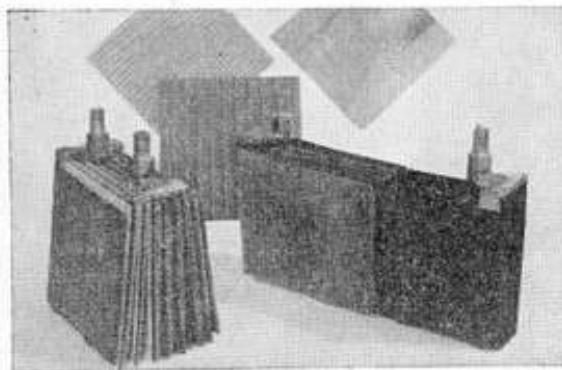


fig.10 accuplatten met separatieschotjes

Wat is n.l. het geval bij stroomdoorgang? Er vormt zich op de koolstaaf een laag gasbelletjes, waterstofgas, die het werkzame oppervlak steeds kleiner maken waardoor de spanning daalt. In de bruinsteen nu verbindt dit waterstofgas zich met zuurstof tot water, waardoor de koolstaaf werkzaam blijft; dit water is onschadelijk. In deze uitvoering levert het element of de droge cel ca. 1,5 volt. Bij de behandeling van batterijontvangers komen wij op de moderne uitvoeringsvormen van droge batterijen terug.

ACCUMULATOREN

Bij accumulatoren kennen we verschillende combinaties van elektroden met elektrolyt, die alle voor een bepaald doel hun speciale voordelen en redenen van bestaan hebben. Bij de loodaccu bevinden zich 2 loodplaten in een bak van isolatiemateriaal (glas, eboniet of hardgummi) gevuld met verdund zwavelzuur. Het soortelijk gewicht hiervan is 1.16 tot 1.18; de zuurgraad is dan 19°...22° Baumé, hetgeen we met de z.g. zuurweger kunnen controleren (een glazen buis met rubberbal en in de buis een drijvertje met schaalverdeling (fig. 7) *).

Onder de invloed van zwavelzuur vormt zich op beide loodplaten loodsulfaat. Wanneer we nu een elektrische stroom door de accu voeren zal aan de +-pool het loodsulfaat veranderen in het bruinrijze loodsuperoxyd, terwijl het loodsulfaat aan de - pool verandert in heldergrijs zuiver lood. Onder gasontwikkeling zal de zuurdichtheid stijgen tot 24° Baumé. Door de zuurgraad te meten kunnen we dus de ladingstoestand van de cel controleren. Tijdens het laden loopt de spanning op tot 2.6 V per cel, na het laden zakt deze weer tot 2.2 V.

Onder het ontladen keren beide polen weer terug naar hun oorspronkelijke samenstelling, loodsulfaat. Men mag hierbij niet verder gaan dan 1.8 volt. De reden hiervan is de volgende: wanneer we meer willen opzamelen in de accu kunnen we dit doen door meer platen in het zuur te plaatsen doch ook door groter oppervlak aan de platen te geven (fig. 8). Dit doet men door geen massieve loodplaten te gebruiken, maar voor de minpool geperste loodkrullen in een loodraam (fig. 9a) en een z.g. gesmeerde loodpasta plaat voor de + pool (loodpasta = hoofdzakelijk loodmenie) (fig. 9b). Gaat men nu te ver met de ontlading, dan vallen deze platen uiteen en vormen het bekende slib op de bodem, dat op den duur sluiting tussen de platen veroorzaakt. Omdat de platen mechanisch niet zo sterk zijn, vult men de ruimten tussen de platen op met dunne houtschotjes en chemisch onwerkzaam materiaal (fig. 10). Daar op den duur water verdampst, is bijvullen met gedestilleerd water noodzakelijk; de platen moeten minstens 1 cm „onder“ staan (fig. 8, 9a, 9b en 10). De accu mag echter n o o i t met zwavelzuur worden bijgevoerd.

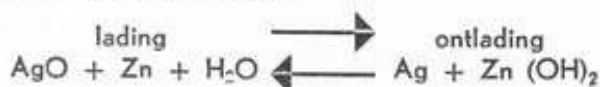
Evenals bij het droge element heeft men bij de loodaccu geprobeerd de „nattigheid“ binnen de perken te houden. Eén uitvoeringsvorm voor draagbaar gebruik zoekt de oplossing in een goede vocht-dichte afsluiting, waaruit toch gas moet kunnen ontsnappen. Een andere oplossing is de Varley

*) Slechts met de zuurweger kunnen we de ladingstoestand van een accu beoordelen; een voltmeter (spanningsmeter) is hiervoor niet geëigend.

unspillable accu, waarbij chemisch neutrale glaswol de vloeistof als een spons vasthoudt (fig. 11). De spanning hiervan is 2 volt. Bezwaren van loodaccu's zijn het gewicht en de schadelijke dampen die bij de lading en ontlading opstijgen en bijna alle stoffen in de omgeving aantasten en vernielen. Verder treedt een kleine zelfontlading op, zodat bij niet-gebruik de accu toch regelmatig moet worden opgeladen. Doet men dit niet, dan bedekken de platen zich met een onoplosbaar en onwerkbaar loodsulfaat en wordt de accu onbruikbaar.

Een andere veel gebruikte accumulatur is de Nife (Nikkel-ijzer) accu, een van de vele uitvindingen van Edison (fig. 12). Hierbij gebruikt men nikkel-ijzer-elektroden, gevormd uit gaas van die materialen, gevuld met ijzerkrullen, resp. nikkelkrullen. Als elektrolyt fungeert kaliloog, een 20 % oplossing van kaliumhydroxyde in water, met een soortelijk gewicht van 1.2, terwijl de spanning 1.2 volt is. In tegenstelling met de loodaccu kan hier de accubak ook wel van ijzer zijn; de accu is ongevoelig voor overlading of volkomen ontlading. Voor radiogebruik is het een bezwaar, dat in geladen toestand de spanning dicht bij 1.8 volt ligt en tijdens gebruik terugloopt tot 1.2 V. Overigens is het gewicht zeer veel gunstiger dan van de loodaccu. Ook beschadigt de accu niet, wanneer hij in ongeladen toestand wordt weggezet.

Een nog veel gunstiger accu is de zilver-zink accu, die al in 1860 werd uitgevonden, maar eerst onlangs in Duitsland en Engeland op de markt is verschenen. Tijdens de ontladen toestand gaat men uit van zinkhydroxyd en zilver, welke stoffen na de lading veranderen in zilveroxyd en zink en water, of in het steno van de chemie:



Het hierbij toegepaste elektrolyt is KOH, kalium hydroxyd ofwel kaliloog.

De spanning is 1.4 V, doch loopt tijdens lading op tot 2.1 V. Bij gelijk „bewaard” vermogen of capaciteit als een loodaccu is het gewicht maar $\frac{1}{6}$ daarvan en de inhoud $\frac{1}{8}$, dat is dus veelbelovend. Alle accu's hebben dit gemeen dat er meer ingestopt moet worden dan men er uit kan halen; ook dit punt is bij de zilver-zink-accu heel gunstig. Deze levert n.l. 85 % van de ontvangen energie weer af; ook de dampen zijn onschadelijk, hetgeen van zwavelzuur helaas niet gezegd kan worden. Helaas dient het laden van de zilver-zink accu met buitengewone zorg te geschieden, waarbij de spanning nimmer boven de 2.1 volt mag komen; „foolproof” is dit artikel dus nog niet.

De aanduiding 20 Ah. op een accu betekent: 20 ampère-uren, dus 20 is in dit geval het aantal ampère \times het aantal uren. Dat kan dus zijn 10×2 of 1×20 of $40 \times \frac{1}{2}$. Staat er dus 10 Ah., dan kan dat zijn: levert gedurende 8 uur $1\frac{1}{4}$ A., want $8 \times 1\frac{1}{4} = 10$.

HOGERE SPANNING

Deze is te verkrijgen zowel bij droge elementen als bij accumulatoren door ze z.g. in serie te schakelen (fig. 13). Men verbindt ze dan kop aan staart, zoals we dat allen kennen uit de zaklantaarnbatterij van $4\frac{1}{2}$ volt. Zink van het ene element komt aan kool van het andere, en de uiteindelijke



fig. 11



fig. 12

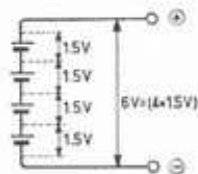


fig. 13
serieschakeling van elementen

spanning krijgen we door de spanningen van elk der elementen gewoon bij elkaar op te tellen. Overigens doet het er wat de spanning betreft volstrekt niet toe wát voor elementen of accumulatoren we in serie schakelen, mits we maar onthouden: + komt aan - van 't volgende element. We zouden hiermee aan zeer hoge spanningen kunnen komen, wanneer we maar voor goede isolatie zorgen tussen de cellen onderling (isolatie = scheiding). Meerdere cellen of elementen noemt men een batterij; men duidt ze aan met een dikke naast een dunne streep. Dun is de pluspool, dik is de min. Dit is de stenografie van de elektrotechnici. (Zie fig. 6).

GROTER STROOM

Wanneer er geen behoefte bestaat aan hoge spanning maar wel aan een groter stroom, dan plaatsen we de cellen parallel (fig. 14) mits deze van dezelfde soort zijn en dus dezelfde spanning hebben. Als regel wordt dit echter afgeraden, omdat de samenstelling van de cellen zelden absoluut gelijk is en dan loopt de ene cel in de andere leeg. Als we het toch doen verbinden we alle - polen aan elkaar en alle + polen eveneens. Hier mogen we de toelaatbare stromen van elk der elementen bij elkaar optellen, dus bijvoorbeeld $20 \text{ Ah} + 30 \text{ Ah} = 50 \text{ Ah}$.

Door een dergelijke parallelschakeling wordt de belastbaarheid van de batterij groter, d.w.z. er kan en mag een grotere stroom afgenomen worden, b.v. wanneer we R verkleinen.

INWENDIGE WEERSTAND

Bij velen komt de vraag naar voren: wanneer een element nu een bepaalde hoeveelheid chemische bestanddelen bevat en deze hoeveelheid is voldoende om een stroom van 0,1 amp. te leveren gedurende b.v. 100 uur, bij een spanning van 1,5 volt, hoe komt het dan dat we die hoeveelheid electriciteit er niet in veel korter tijd kunnen uithalen, dus door een groter stroom af te nemen? Bijvoorbeeld 10 ampère gedurende 1 uur (óók 10 Ah.) Welnu, het is de inwendige weerstand van de stroombron die de grenzen van de stroomafname of de belastbaarheid stelt, want deze inwendige weerstand komt steeds in serie te staan met de belasting, die we de uitwendige weerstand noemen (fig. 14a).

Bij het wisselspanningsnet is deze weerstand onmeetbaar klein maar bij batterijen (zowel accu's als galvanische elementen) kunnen deze inwendige weerstanden ons parten spelen, want deze R_i komt in serie te staan met de uitwendige belasting R_u en wordt óók door de stroom doorlopen. Het mooie voorbeeld hiervan is een starteraccu van een auto. Is die accu van te kleine capaciteit, te oud of slecht geladen, dan is de inwendige weerstand hoog. Meten we met een voltmeter op de klemmen, dan meten we 6.3 volt. Mooi dus. Maar nu gaan we starten; de accu wordt zwaar belast en plots zakt de spanning op bijvoorbeeld 4 volt. Laten we de startknop los dan is de accu weer een hele piet. In die accu zit dus ergens een voor ons ook onzichtbare weerstand en dat is de R_i , die zich overigens geheel als een in serie geschakelde weerstand gedraagt; de spanningsval over een dergelijke weerstand leren we verderop berekenen; meten kunnen we hem niet, omdat het denkbeeldige punt

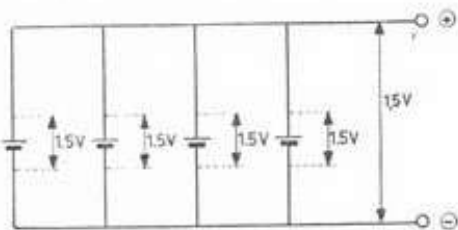


fig. 14
parallelschakeling van elementen

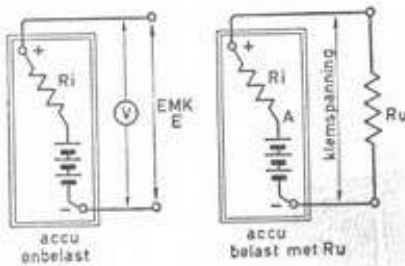


fig. 14a

A in de accu verstopt zit en voor ons onbereikbaar is. Men heeft de gewoonte de spanning op de accu in onbelaste toestand de EMK, de elektro-motorische kracht te noemen (E), terwijl de spanning op dezelfde klemmen tijdens belasting de klemspanning heet.

Het zal ons streven zijn de R_i laag te houden; bij accu of elementen door meerdere cellen parallel te schakelen, bij elementen tevens door de polarisatie op de koolstaaf tegen te gaan (pag. 1-7).

Tot goed begrip moet worden vastgesteld, dat we dus in kortere tijd wel een grotere stroom kunnen afnemen, maar dan is de spanning tevens sterk verlaagd als gevolg van de R_i en dat kan onze bedoeling nooit zijn.

Om nog even goed vast te stellen waar die inwendige weerstand van een spanningsbron zetelt verwijs ik naar fig. 4: wanneer het pompstation een te kleine pomp bevat zal deze het reservoir boven in de watertoren niet gevuld kunnen houden bij een te grote waterafname: de R_i is dan te groot. Evenzeer loopt de zaak spaak wanneer de buis van pompstation naar het reservoir te dun is; ook dat is een deel van de R_i .

DYNAMO'S VOOR GELIJK- EN WISSELSpanning

Andere vormen van elektriciteitsbronnen zijn z.g. dynamo's apparaten, waarbij elektriciteit verkregen wordt uit kracht die afkomstig kan zijn uit stoom, wind, benzine, water of zelfs van hand of voet (slinger- of trap-apparaat). In feite wordt hierbij een draadwinding om een stuk wekkijzer, z.g. anker gewikkeld en dit anker tussen de polen van een magneet gewenteld (fig. 15). De aldus verkregen spanning is wisselspanning (fig. 16), waar bij de elektronen niet altijd naar één richting lopen, doch vele malen per seconde héén en terug lopen. Bij onze wisselstroomnetten geschiedt dit $50 \times$ per sec. Door een vernuftige inrichting, de z.g. poolwisselaar of commutator, die op dezelfde as bevestigd is, kan deze „gelijk” gericht worden tot gelijkspanning (fig. 17). De spanning, die deze machines afgeven, hangt af van de draaisnelheid en de bewikkeling van het anker. Veel draadwindingen van dun draad geven een hoge spanning bij kleine stroom, weinig windingen van dikke draad een lage spanning bij grote stroom.

Als regel fabrieken we niet zelf de spanning op één dezer moeizame manieren, doch gebruiken wij het distributienet van de Centrale, die tegenwoordig vrijwel uitsluitend wisselspanning levert; voorlopig gaan we er van uit, dat berekeningen van stroom, spanning en weerstand ook voor wisselstroom gelden; later zullen we wel zien wanneer en in hoeverre dit niet het geval is.

WEERSTAND

Als we nu een draadverbinding tot stand brengen tussen een + -pool en een - pool, dan zal daardoor een stroom lopen, afhankelijk van de weerstand die de draad bezit, evenals bij de waterleiding de wijde van de buis de hoeveelheid doorstromend water bepaalt.

We noemen dit een uitwendige stroomkring, de z.g. belasting. De grootte van deze weerstand drukken we uit in

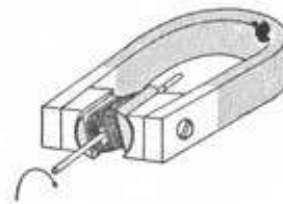
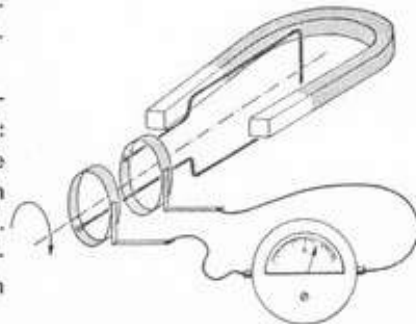


fig. 15
anker in magnetisch veld



draadlus in magnetisch veld

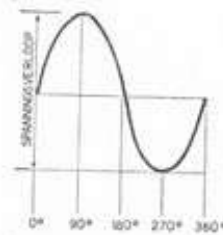


fig. 16
één omwenteling van de draad-
lus in 't magnetisch veld
grafisch voorgesteld

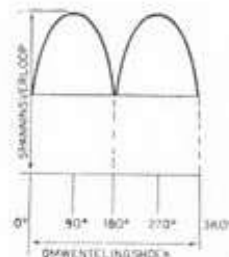
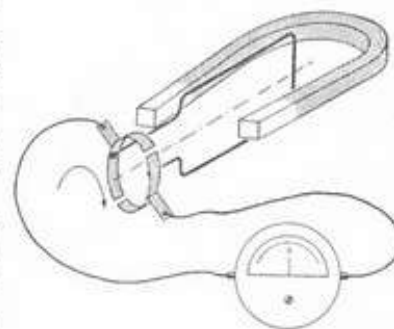


fig. 17
als fig. 16,
doch nu met poolwisselaar

OHM,

naar de Duitse natuurkundige Ohm,; we korten dit af met Ω , om geen verwarring met de nul te krijgen.

In formules noemen we de weerstand R. In radiokringen gebruiken we vaak grote weerstanden; een miljoen ohm schrijven we (Mega) Ω ; 1000 Ω is kilo ohm = $k\Omega$. In onze tekeningen van schakelingen, die we schema's noemen, tekenen we een weerstand als een zig-zag lijntje of een rechthoekje.

Waarvan hangt de weerstand nu eigenlijk af?

Om even bij het voorbeeld met water terug te komen: hoe wijder de buis hoe minder de weerstand, maar ook hoe langer de buis hoe meer weerstand het water ondervindt bij het doorstromen. Met geleiders is het al net zo: hoe dikker de draad, hoe lager de weerstand; hoe langer de draad, hoe hoger de weerstand. Bovendien blijkt een ijzerdraad, die even lang en dik is als een koperdraad, een veel hogere weerstand te bezitten dan die koperdraad; er bestaat dus ook nog onderling verschil in de metalen wat betreft de weerstand!

Om nu van de verschillende metalen de weerstanden onder gelijke omstandigheden te kunnen vergelijken, geeft men in onderstaande tabel de z.g. soortelijke weerstand, dat is de weerstand van een draad van 1 meter lengte en 1 vierkante millimeter doorsnede, ρ genoemd, bij 15° C. (ρ spreek uit: rho).

Aluminium	0.03	Ijzer	0.14
Koper	0.0175	Nikkel	0.132
Zilver	0.016	Nikkeline	0.4
Bronz	0.028	Constantaan	0.5
Messing	0.08	Zink	0.062

Wanneer we nu de weerstand willen weten van een draad, passen we de volgende formule toe:

$$R = \frac{\rho \times \text{lengte in meters}}{\text{doorsnede in millimeters}^2} \Omega$$

Nu drukken we in 't algemeen die lengte uit met de letter l en de oppervlakte van de doorsnede met q; wanneer we dit nu invullen gaat de formule er zó uitzien:

$$R = \frac{\rho \times l}{q}$$

Denk er echter om: lengte (l) in meters en doorsnede in vierkante millimeters, dus mm^2 .

Voorbeeld:

We nemen nu een nikkelledraad (voor el. kacheltje) van 8 m lengte en 0.4 mm dikte. Eerst moeten we de doorsnee q

weten. Als d de dikte is, is de doorsnede $q = \frac{\pi}{4} \times d^2$; we

krijgen dus $\frac{\pi}{4} \times d^2 = \frac{\pi}{4} \times 0.4^2 = \frac{\pi}{4} \times 0.16$ (π betekent

3.14159, afgekort 3.14; omdat dit getal bij deze soort berekeningen steeds terugkomt, schrijven we in steno: π en spreken uit: pi).

$$q \text{ is dus } \frac{\pi}{4} \times 0.16 = 0.1257 \text{ mm}^2.$$

$$\text{De weerstand is dus } \frac{e \times l}{q} = \frac{0.4 \times 8}{0.1257} = 25.4 \Omega.$$

Een ander voorbeeld:

We hebben een transformator gewikkeld en er zitten op de secundaire (later zien we wel wat dat is) 2200 windingen van koperdraad; elke winding is gemiddeld 16 cm lang (de buitenste wat langer, de binnenste, vlak om de kern, wat korter), draaddikte is 0.20 mm.

Hoe groot is de gelijkstroomweerstand van die wikkeling? Totale lengte van de draadwindingen is $2200 \times 16 \text{ cm} = 35200 \text{ cm} = 352 \text{ meter}$.

Dikte is 0.20 mm. Oppervlak van de draaddoorsnede is dus:

$$\frac{\pi}{4} \times 0.20^2 = \frac{\pi}{4} \times 0.04 = 0.785 \times 0.04 = 0.0314 \text{ mm}^2.$$

We krijgen nu:

$$\frac{e \times l}{q} = \frac{0.0175 \times 352}{0.0314} = \frac{175 \times 352}{314} = \text{ca. } 196 \Omega.$$

Maar let op: de aldus berekende weerstanden gelden slechts bij een temperatuur van 15° C. ; wordt deze temperatuur door belasting, dus als er stroom doorloopt, hoger, dan stijgt de weerstand! Niet alle weerstanden zijn zo, wij gaan hierover later verder praten.

WET VAN OHM

We weten nu, dat de spanning de elektrische stroom door de geleider drijft, maar dat de stroom weer afhangt van de weerstand van de geleider. Natuurlijk bestaat er een verband tussen deze verschijnselen en dat is door Ohm vastgelegd in een wet, die naar hem de wet van Ohm genoemd is. Die wet luidt: Spanning in volts = de stroomsterkte in ampères \times de weerstand in ohms.

In formules noemden we echter, om lange woorden te vermijden, de spanning E , de stroom I en de weerstand R ; de wet van Ohm ziet er in de formule aldus uit:

$$E = I \times R, \text{ of } I = \frac{E}{R}, \text{ of } R = \frac{E}{I}.$$

Om maar weer tot het water terug te keren, betekent dit dus: bij een bepaalde waterdruk en een bepaalde weerstand in de pijp zal er een zekere waterstroom lopen (fig. 18). Verlagen we de druk door hem $2 \times$ zo klein te maken maar gebruiken we dezelfde lengte pijp, met dezelfde weerstand, dan moet de stroom vanzelf wel $2 \times$ zo klein worden (fig. 19).

Laten we echter de druk onveranderd, maar willen we $2 \times$ zoveel water hebben, dan zit er niets anders op dan de pijp $2 \times$ zo grote doorsnede te geven, waardoor de weerstand $2 \times$ zo klein wordt (fig. 20).

Maken we de spanning $3 \times$ zo groot door de toren $3 \times$ zo hoog te maken, maar hebben we slechts één soort buis beschikbaar, dan zal door de grotere buis lengte de weerstand $3 \times$ zo groot worden en onze waterstroom helaas niet veranderen (fig. 21).

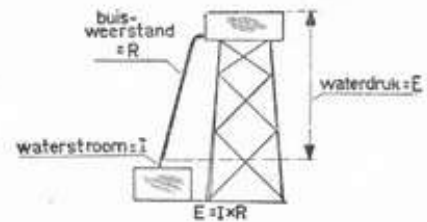


fig. 18

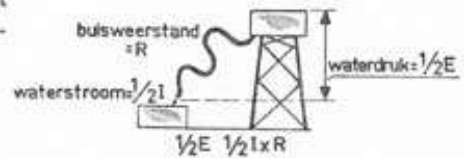


fig. 19

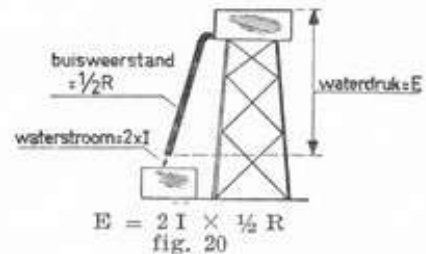


fig. 20

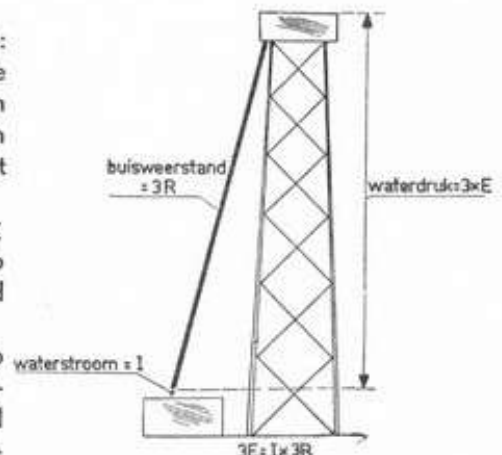


fig. 21

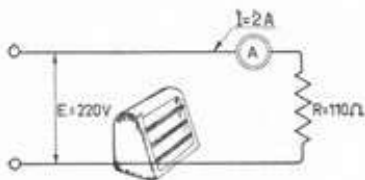


fig. 22a

We bespreken dit chapter nogal uitvoerig, omdat deze wet van Ohm de eenvoudigste en toch de meest gebruikte wet is in elektro- en radiotechniek.

Voorbeeld.

Nu een elektrisch voorbeeld: we hebben een gelijkspanningsnet van 220 V en een kacheltje, waarvan we de weerstand weten, n.l. 110 Ω. Hoe groot is nu de stroom? (fig. 22a).

Gegeven: $E = 220 \text{ V}$. $R = 110 \text{ } \Omega$.

$$I = \frac{E}{R} = \frac{220}{110} = 2 \text{ ampère.}$$



fig. 22b

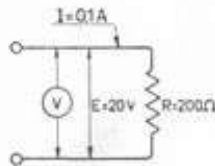


fig. 22c

Nog een voorbeeld: we hebben in een radiobuis een gloei-draad met een weerstand van 200 Ω. Op de buis staat: 100 mA. Voor welke spanning is deze bestemd? fig. 22b en 22c).

Van die milli-ampères maken we eerst ampères: 100 mA = 0.1 A.

$$E = I \times R = 0.1 \times 200 = 20 \text{ volt.}$$

SERIESCHAKELING VAN WEERSTANDEN

Nu komt het in de praktijk voor, dat we weerstanden in serie of parallel moeten schakelen, net zoals we dat met accucellen gedaan hebben. Dit moet b.v. als we een accu van 32 volt hebben en toch die radiolamp van 20 volt willen gebruiken. In serie met die lamp moeten we dus nog een weerstand schakelen, anders zou de stroom te groot worden.

Welnu, als we 2 of meer weerstanden in serie moeten schakelen, is de totale weerstand de optelsom van de afzonderlijke weerstanden. In een formule zeggen we dan:

$R_{\text{totaal}} = R_1 + R_2 + R_3 + R_4$ (we zeggen ook wel: R_v (vervangingsweerstand).

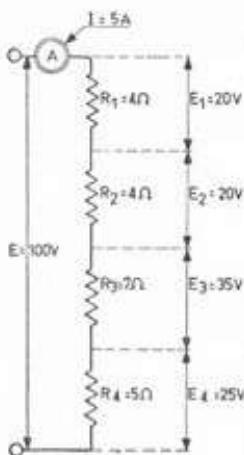


fig. 24

Voorbeeld: vier weerstanden van resp. 4, 4, 7 en 5 Ω schakelen we in serie. Hoe groot is de totaalweerstand? (fig. 24). $R_{\text{tot.}} = R_1 + R_2 + R_3 + R_4 = 4 + 4 + 7 + 5 = 20 \text{ } \Omega$.

De „vervangingsweerstand” van de vier weerstanden is dus 20 Ω (fig. 25). Omgekeerd kunnen we, als we een weerstand van 20 Ω nodig hebben, ook een aantal afzonderlijke weerstanden aan elkaar knopen totdat we 20 ohm hebben; sluiten we die 4 in serie geschakelde weerstanden uit dit voorbeeld nu eens op 100 volt aan, dan is de stroom:

$$I = \frac{E}{R} = \frac{100}{20} = 5 \text{ A (fig. 26).}$$

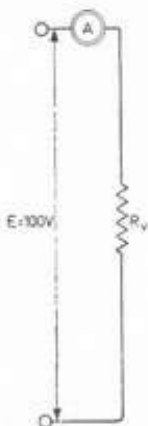


fig. 25

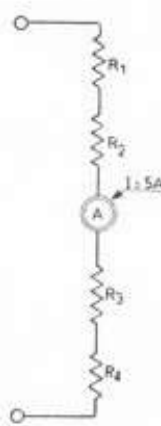


fig. 26

Wanneer we dit niet zouden geloven, kunnen we in serie met die weerstanden een ampère-meter opnemen (ampère-meters, dus stroommeters steeds in serie!) Die wijst prompt 5 A aan! Natuurlijk blijft het hetzelfde op welke plaats we de meter in de stroomkring (of circuit) opnemen; overal loopt een stroom van 5 A! I is dus voor alle weerstanden gelijk. Nu gaan we de proef op de som nemen: we gaan eens berekenen welke spanning er over elke weerstand afzonderlijk staat, weer met de wet van Ohm (fig. 24). We noemen die over de weerstand gemeten spanning de spanningsval over die weerstand.

$$\begin{aligned}
 E_1 &= R_1 \times I = 4 \times 5 = 20 \text{ V} \\
 E_2 &= R_2 \times I = 4 \times 5 = 20 \text{ V} \\
 E_3 &= R_3 \times I = 7 \times 5 = 35 \text{ V} \\
 E_4 &= R_4 \times I = 5 \times 5 = 25 \text{ V}
 \end{aligned}$$

$$\text{Het totaal} = 100 \text{ V}$$

We zien dus, dat over elk der afzonderlijke weerstanden een spanningsval optreedt en dat de som hiervan weer de totale spanning is. (De som betekent de optelling.)

POTENTIOMETERSCHAKELING

Een serieschakeling van meerdere weerstanden noemt men een potentiometerschakeling.

Men kan gemakkelijk de spanning berekenen, die over één of meerdere weerstanden komt te staan:

De stroom door de in serie geschakelde weerstanden berekent men door alle weerstanden bij elkaar op te tellen; de aldus verkregen waarde R_v behandelen we weer met de wet van Ohm om de gemeenschappelijke stroom in die kring te

$$\text{weten te komen: } I = \frac{E}{R_v}$$

De spanningsval E over een weerstand is $I \times R$; de spanningsval over twee weerstanden, b.v. $R_1 + R_2$ bedraagt:

$$I \times (R_1 + R_2)$$

Voorbeeld:

Wanneer de spanning E over de 4 weerstanden 100 volt is, willen wij eens nagaan hoe groot de spanning is, gemeten over weerstand R_4 ($= 5 \Omega$), dus tussen de punten D en E. We noemen die spanning E_{DE} (zie fig. 27).

Vóór alles moeten we de totale stroom weten: we moeten dus de vervangingsweerstand R_v van de 4 weerstanden ken-

nen om de formule $I = \frac{E}{R_v}$ te kunnen toepassen:

$$R_v = R_1 + R_2 + R_3 + R_4 = 4 + 4 + 7 + 5 = 20 \Omega.$$

$$I \text{ is dan } \frac{E}{R_v} = \frac{100}{20} = 5 \text{ A.}$$

Spanningsval over R_4 is $E_{DE} = I \times R_4 = 5 \times 5 = 25 \text{ V}$. En willen we nu de spanningsval weten over de drie weerstanden R_2 , R_3 en R_4 , dus E_{CE} , dan berekenen we dit als volgt:

$$E_{CE} = I \times (R_2 + R_3 + R_4) = 5 \times (4 + 7 + 5) = 5 \times 16 = 80 \text{ volt.}$$

Het is ook duidelijk, dat wanneer in zo'n stroomkring tussen verschillende andere weerstanden er zich 2 van gelijke waarden bevinden, de spanningsvallen over deze twee weerstanden aan elkaar gelijk moeten zijn. Inderdaad hebben beide weerstanden van 4Ω een spanningsval van 20 V.

Als nieuw voorbeeld nemen we nu weer die radiobuis uit een vorig voorbeeld. We wisten, dat die een weerstand had van 200Ω en dat de stroomsterkte 100 mA of 0.1 A was. We berekenden, dat die buis dus bestemd was voor een spanning van 20 volt. Als die buis nu op een accu van 32 volt moet werken, moeten we een serieweerstand R_{serie} toepassen.

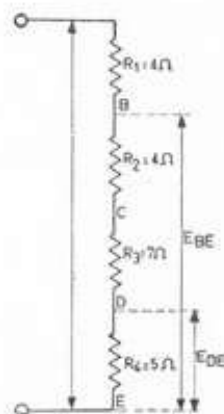


fig. 27

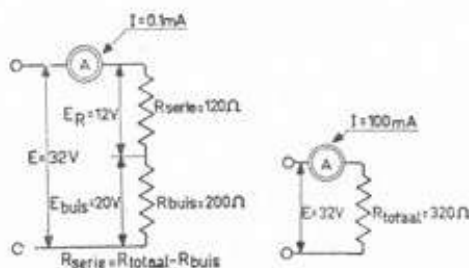
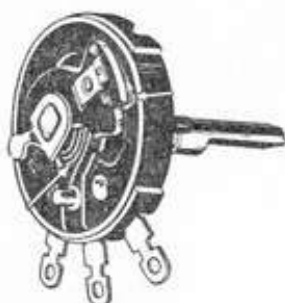


fig. 28



De potentiometer

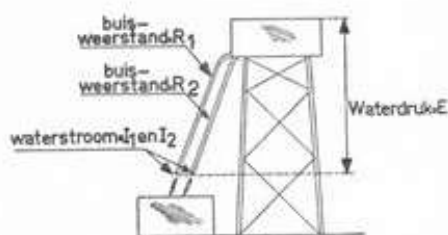


fig. 29a

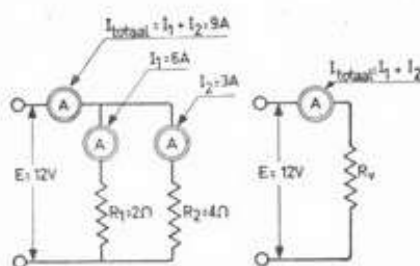


fig. 29b

Eerst berekenen we de totale weerstand $R_{tot.}$ (fig. 28), die in feite hier de vervangingsweerstand R_v voorstelt.

$$R_{tot.} = \frac{E}{I} = \frac{32}{0,1} = 320 \Omega, \text{ maar } R_{tot.} = R_{buis} + R_{serie}.$$

We mogen ook zeggen: $R_{serie} = R_{tot.} - R_{buis}$. (Even een getallenvoorbeeld: $8 = 3 + 5$, maar $5 = 8 - 3$). $R_{serie} = R_{tot.} - R_{buis} = 320 \Omega - 200 \Omega = 120 \Omega$.

Rekenen we nu de spanningsval over de serieweerstand R_{serie} uit, dan vinden we, weer met de wet van Ohm:

$$E = I \times R_s = 0,1 \times 120 \Omega = 12 \text{ V}.$$

De buis krijgt dus $32 \text{ V} - 12 \text{ V} = 20 \text{ V}$ en de zaak klopt.

Er bestaat een aardige formule om de spanning over een bepaalde weerstand in een potentiometerschakeling te vinden zonder veel rekenen. We grijpen maar even naar fig. 27. Stel maar weer, dat E 100 volt is. Gevraagd wordt de spanning over b.v. weerstand $R_3 (= 7 \Omega)$, terwijl we kunnen optellen, dat de totaal-weerstand R_t 20 Ω bedraagt. Welnu, de

$$\text{spanning over } R_3 = \frac{7}{20} \times 100 \text{ V} = 35 \text{ volt!}$$

Een bijzondere vorm van een potentiometerschakeling vinden we in de z.g. potentiometer, een weerstand waarlangs een schuifcontact zich kan bewegen. We komen later in de lessen een bijzondere uitvoering hiervan tegen; hierbij is de weerstand cirkelvormig gebogen en kan de aftakking daarop worden veresteld door het verdraaien van een as in het middelpunt van de cirkel.

PARALLELGESCHAKELDE WEERSTANDEN

Ook dit is natuurlijk mogelijk. Wanneer we even naar 't wattervoorbeeld teruggrijpen, krijgen we dus 2 afvoerpijpen inplaats van één. Het is ook wel duidelijk, dat al is één van die 2 buizen nu nóg zo wijd, dat de weerstand van die 2 parallelbuizen steeds geringer is dan van één van hen afzonderlijk (fig. 29a). En hoe meer afvoerpijpen er parallel geschakeld zijn, des te groter zal de totale stroom en dus des te lager moet de totale weerstand zijn.

Met parallelgeschakelde elektrische weerstanden is 't al weer net zo. Als we op een accu van b.v. 12 V, 2 weerstanden parallel aansluiten van resp. 2 en 4 Ω en berekenen we de stroom door elk afzonderlijk, dan krijgen we: (fig. 29b)

$$I_1 = \frac{E}{R_1} = \frac{12}{2} = 6 \text{ A} \quad I_2 = \frac{E}{R_2} = \frac{12}{4} = 3 \text{ A}$$

Omdat die stromen tegelijkertijd door afzonderlijke kanalen lopen, mogen we ze bij elkaar optellen:

$$I_{\text{totaal}} = I_1 + I_2 = 6 \text{ A} + 3 \text{ A} = 9 \text{ A}$$

Als we nu een accu van 12 volt hebben en weten dat er een stroom $I_{tot.}$ van 9 A loopt, hoe groot is dan de weerstand $R_{verv.}$?

Volgens de wet van Ohm krijgen we:

$$R_{verv.} = \frac{E}{I_{tot.}} = \frac{12}{9} = 1\frac{1}{3} \Omega. \text{ Dit is nu de vervangings-}$$

weerstand $R_{verv.}$ en inderdaad zien we nu, dat deze vervangingsweerstand kleiner is dan zowel R_1 (2 Ω) als R_2 (4 Ω).

Nu is deze manier om achter de vervangingswaarde te komen nogal omslachtig; gelukkig is er een andere manier. Het heeft geen zin om het waarom hiervan te bespreken, we moeten er alleen maar als een foefje gebruik van maken. In formule ziet het er zó uit:

Voor twee parallelgeschakelde weerstanden geldt:

$$R_{\text{verv.}} = \frac{R_1 \times R_2}{R_1 + R_2} \quad (\text{fig. 29b})$$

Rekenen we ons voorbeeld met deze formule na, dan krijgen we:

$$R_{\text{verv.}} = \frac{2 \times 4}{2 + 4} = \frac{8}{6} = 1\frac{1}{3} \Omega. \text{ Dat klopt dus.}$$

Voor meerdere parallelgeschakelde weerstanden gaat dit niet op. Stel eens, dat er 4 weerstanden parallelgeschakeld zijn: R_1 , R_2 , R_3 en R_4 . We doen dan verstandig voor elk der weerstanden afzonderlijk de stroom te berekenen. E is dan voor allen gelijk.

$$I_1 = \frac{E}{R_1}; \quad I_2 = \frac{E}{R_2}; \quad I_3 = \frac{E}{R_3}; \quad I_4 = \frac{E}{R_4}.$$

De totale stroom is dan: $I_{\text{tot.}} = I_1 + I_2 + I_3 + I_4$ en de gevraagde vervangingsweerstand berekenen we daarna als volgt:

$$R_v = \frac{E}{I_{\text{tot.}}} = \frac{E}{I_1 + I_2 + I_3 + I_4}$$

Nu kunnen we deze moeizame berekeningen wel gaan verrichten, maar 't kan ook gemakkelijker. We stellen E voor 't gemak op 1 volt. Wij krijgen dan voor de vervan-

gingsweerstand: $R_v = \frac{E}{I_{\text{tot.}}}$, waarvoor we ook schrij-

$$\text{ven mogen: } R_v = \frac{E}{I_1 + I_2 + I_3 + I_4} = \frac{1}{I_1 + I_2 + I_3 + I_4}.$$

Voor de stromen I_1 , I_2 , I_3 en I_4 mogen we, nu $E = 1$ volt, ook schrijven:

$$I_1 = \frac{1}{R_1}; \quad I_2 = \frac{1}{R_2}; \quad I_3 = \frac{1}{R_3} \text{ en } I_4 = \frac{1}{R_4}. \text{ Ingevuld geeft dat:}$$

$$R_v = \frac{1}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_4}}$$

waarvoor we weer mogen schrijven:

$$\frac{1}{R_v} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_4}.$$

Dit is een gemakkelijke formule, die ook voor meer dan 4 weerstanden parallel bruikbaar blijft. Even een voorbeeld:

Gegeven 5 weerstanden: 3, 6, 2, 4 en 5 Ω . Bepaal R_v .

$$\frac{1}{R_v} = \frac{1}{3} + \frac{1}{6} + \frac{1}{2} + \frac{1}{4} + \frac{1}{5}$$

Dit kunnen we zonder meer niet optellen; eerst 't kleinst gemene veelvoud zoeken. Dat is hier 60.

$$\frac{1}{R_v} = \frac{20}{60} + \frac{10}{60} + \frac{30}{60} + \frac{15}{60} + \frac{12}{60} = \frac{87}{60}$$

$$R_v = \frac{60}{87} \Omega = 0,689 \Omega.$$

De grote fout die hierbij vaak gemaakt wordt is, dat men

vergeet de vorm $\frac{87}{60}$ op zijn kop te zetten.

Zijn 2 parallelgeschakelde weerstanden gelijk, dan is het duidelijk, dat voor ieder de helft van de stroom gaat en dat de vervangingsweerstand de helft van één dezer weerstanden is.

WET VAN KIRCHHOFF

We komen nu aan de 1e wet van Kirchhoff, die zegt, dat wanneer we een aftakpunt of knooppunt van geleiders of weerstanden (die toch ook geleiders zijn) beschouwen, de som van alle toevloeiende stromen gelijk is aan de som van alle afvloeiende stromen (fig. 30). Dat moet ook wel, want

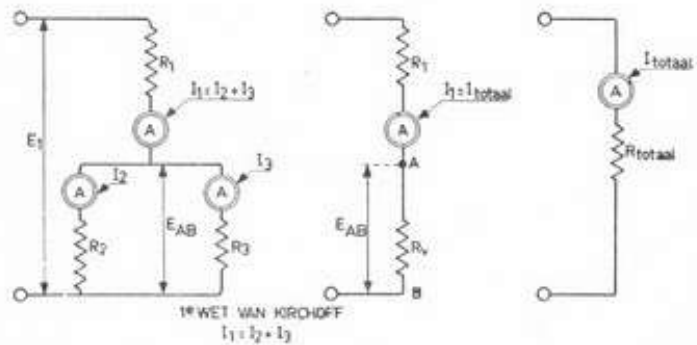


fig. 30

anders zou er onderweg stroom moeten bijkomen of verdwijnen en dat is niet het geval.

Voorbeeld.

Twee weerstanden $R_2 = 4 \Omega$ en $R_3 = 6 \Omega$ staan parallel geschakeld; samen staan ze in serie met $R_1 = 7,6 \Omega$. De spanning E is hier weer 100 volt.

Eerst berekenen we de vervanging voor R_2 en R_3 :

$$R_v = \frac{4 \times 6}{4 + 6} = \frac{24}{10} = 2,4 \Omega$$

R_1 en R_v in serie geven $R_{tot} = 7,6 + 2,4 = 10 \Omega$.

$$\text{De stroom door } R_{tot.} = I_{tot.} = \frac{E}{R} = \frac{100}{10} = 10 \text{ A.}$$

Spanningsval over $R_{verv.}$ dus:

$$E_{AB} = I_{tot.} \times R_{verv.} = 10 \times 2.4 = 24 \text{ V.}$$

$$I_2 = \frac{E_{AB}}{R_2} = \frac{24}{4} = 6 \text{ A.}$$

$$I_3 = \frac{E_{AB}}{R_3} = \frac{24}{6} = 4 \text{ A.}$$

I_1 is gelijk aan de hoofdsom $I_{tot.}$; we zien nu dat:

$$I_1 \text{ is gelijk aan } I_2 + I_3 = 6 \text{ A} + 4 \text{ A} = 10 \text{ A.}$$

VERMOGEN

Wanneer we een weerstand op het net of een andere spanningsbron aansluiten, levert dat net een prestatie en het blijft voor dat net hetzelfde of we nu een weerstand tot verwarming brengen, een motor laten lopen of een lamp gebruiken. We nemen een bepaald vermogen op en de lamp of motor gedraagt zich dus als een weerstand wat betreft het stroomverbruik.

Ter ere van de uitvinder van de stoommachine is de eenheid van het Vermogen een watt genoemd, afgekort W.

Het vermogen in watts = spanning in volts \times stroomsterkte in ampères of in formule $W = E \times I$.

Bij grote verbruiksapparaten spreken we van kilowatt d.i. 1000 watt, terwijl we bij kleine vermogens, b.v. van eindbuisje van batterij-ontvangers van milli-watt = mW =

$$\frac{1}{1000} \text{ watt spreken.}$$

In plaats van watt zeggen we ook wel VA, volt-ampère. Het door een net of batterij gedurende een bepaalde tijd geleverde vermogen noemen we „arbeid”. Wij duiden deze aan met watt-uren (Wh; h = hora = uur (lat.) of ook wel kilowatt-uren (kWh). In de elektrische meters wordt ons verbruik genoteerd met een telwerk (fig. 31).

We moeten ons goed voor ogen stellen, dat we, om aan een bepaald vermogen te komen, niet gebonden zijn aan een bepaalde spanning.

Wel springt het dadelijk in het oog, dat een 32 volt net van veel dikker draden moet worden aangelegd, terwijl bij het 220 V net de isolatie-eisen weer hoger zijn. Daarbij komt het persoonlijk gevaar; spanningen boven 80 V kunnen dodelijk zijn voor mensen; is onze lichamelijke weerstand laag tengevolge van transpireren, ziekte, tabak- of drankmisbruik, dan loopt er spoedig te veel stroom door ons lichaam en treedt de dood in.

Wij zullen nu eens 2 kachel-tjes van 1 kW, dus 1000 watt bezien, een bestemd voor 220 V en een voor 32 V, een spanning die in boerderijen met eigen stroomvoorziening vaak wordt toegepast.

De stroomsterkte is voor de 220 V kachel:

$$I = \frac{W}{E} = \frac{1000}{220} = 4.54 \text{ A}$$

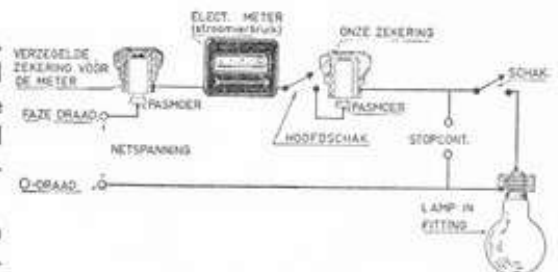


fig. 31

Schakelschema van een huisaansluiting op één fase van een draaistroomnet, wanneer één draad, de 0-draad geaard is. (Draaistroomnet wordt later behandeld.)

De stroomsterkte voor de 32 V kachel:

$$I = \frac{1000}{32} = 31.2 \text{ A}$$

Nu nog even de weerstand van beide kacheltjes vergelijken.

$$\text{Bij 220 V kachel } R = \frac{E}{I} = \frac{220}{4.54} = 48.5 \Omega$$

$$\text{Bij 32 V kachel } R = \frac{E}{I} = \frac{32}{31.2} = 1.03 \Omega$$

Sluiten we nu de 220 V kachel op de 32 V aan, dan krijgen we als stroom:

$$I = \frac{E}{R} = \frac{32}{48.5} = 0.66 \text{ A}$$

en het vermogen is $W = E \times I = 32 \times 0.66 = 21.2 \text{ W}$. Dat is dus wel héél pover.

Sluiten we echter de 32 V kachel op 220 V aan, dan komt uit de bus:

$$I = \frac{E}{R} = \frac{220}{1.03} = 215 \text{ A}$$

en het vermogen is $W = E \times I = 220 \times 215 = 47300 \text{ W}$, dus 47.3 kW!

Natuurlijk kan het 32 V kacheltje dit niet hebben, want zijn gloeispiraal is berekend op een stroom van 31.2 A en nu loopt er liefst 215 A door. De draad wordt te sterk verhit en smelt ergens door.

Wij kunnen dus zonder enig gevaar van beschadiging een apparaat wel op een lagere spanning aansluiten dan waarvoor het bestemd is, maar nimmer op een hogere.

BELASTBAARHEID VAN WEERSTANDEN

In de radiotechniek maakt men veel van weerstanden gebruik. De waarden variëren van ca. 10Ω tot $10 \text{ M}\Omega$, terwijl men ze maakt van een belastbaar vermogen van 25 watt tot $\frac{1}{4}$ watt. Voor lagere waarden bij groot vermogen, dus b.v. 100Ω , 10 W wikkelt men die draad op een porceleinen (keramisch) buisje. Voor de hogere waarden brengt men een dun koollaagje op een dergelijk stenen buisje aan; soms omhult men het gehele weerstandslichaam met bakeliet. Sommige fabrieken zetten de weerstandswaarde in cijfers op de weerstand; thans wordt naar Amerikaans voorbeeld veelal de kleurcode toegepast.

Weerstanden en weerstanden zijn twee!

Om in te zien waarin dit zit moeten we de weerstandsformule er meer weer bijhalen:

$$R = \frac{e \times l}{q} = \frac{e \times l}{\frac{\pi}{4} \times d^2}$$

We zullen eens een weerstand berekenen van een stuk ijzerdraad van 10 m lengte en een dikte van 3 mm.

$$R = \frac{0.14 \times 10}{\frac{\pi}{4} \times 3^2} = \frac{0.14 \times 10}{3.14 \times \frac{1}{4} \times 9} = \frac{1.4}{7.065} = 0.198 \Omega$$

Nu berekenen we eens de weerstand van een stuk ijzerdraad van 10 cm lengte en 0.3 mm dikte:

$$R = \frac{0.14 \times 0.1}{\frac{\pi}{4} \times 0.3^2} = \frac{0.14 \times 0.1}{3.14 \times \frac{1}{4} \times 0.09} = \frac{0.014}{0.07065} = \frac{1.4}{7.08} = 0.198 \Omega$$

Daar blijkt die dikke draad n.b. dezelfde weerstand te hebben als de dunne, maar dat komt door het grote lengteverschil. Wij kunnen dit in de formule ook duidelijk zien, als we het gedeelte links van de stippellijn beschouwen: wanneer we eenmaal de soortelijke weerstand voor ijzer hebben ingevuld verandert hieraan niets meer, welke de afmetingen van de draad ook mogen worden. Het gedeelte rechts van de stippellijn wordt geheel beheerst door de lengte, gedeeld door de oppervlakte van de draad.

Van beide draden bedraagt de weerstand 0.198Ω ; beide draden zullen door de stroom verwarmd worden en nu hangt het o.m. van de ventilatie af hoeveel stroom een draad verdragen kan voor hij smelt. Het ligt voor de hand, dat een dikke lange draad meer verdragen kan dan een dunne korte. Het is dus niet voldoende als we de weerstandswaarde van een weerstand vermelden; ook het maximaal toelaatbare vermogen moet worden vermeld.

Voorbeeld.

Als we nu in een schermroosterleiding een weerstand moeten hebben en de hoogspanning is 200 V, de schermrooster-spanning 40 V en de schermroosterstroom volgens opgave 0.2 mA, dan berekenen we de gezochte waarde als volgt:
Spanningsval in de weerstand = 200 V - 40 V = 160 V.
 $I = 0.2 \text{ mA} = 0.0002 \text{ A}$.

$$\text{De weerstand } R = \frac{E}{I} = \frac{160}{0.0002} = \frac{1.600.000}{2} = 800.000 \Omega.$$

Nu nog even het vermogen berekenen:

$$W = E \times I = 160 \times 0.0002 = 0.032 \text{ W}.$$

Hier moet dus een weerstand van $\frac{1}{4}$ watt gebruikt worden. Kleiner typen zijn n.l. niet in de handel.

Nog een voorbeeld:

Een radiobuis (triode) heeft een anodestroom van 25 mA en moet een negatieve roosterspanning hebben van 8 volt. Hoe groot en welk vermogen moet de weerstand R_k in de katodeleiding kunnen verdragen? (fig. 33). (Het hoe en waarom van deze schakeling wordt later uitvoerig behandeld.)

De spanningsval $E = 8 \text{ V}$. $I = 25 \text{ mA} = 0.025 \text{ A}$; de weerstand is dus:

$$R = \frac{E}{I} = \frac{8}{0.025} = 320 \Omega.$$

Vermogen is $W = E \times I = 8 \times 0.025 = 0.2 \text{ watt}$.

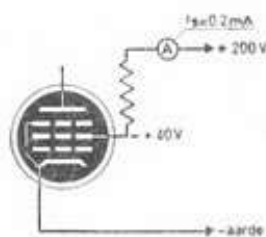


fig. 32

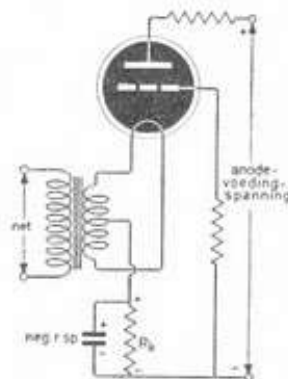


fig. 33

Een $\frac{1}{4}$ W type is dus voldoende. (Voor wie nog niets van radio weet, heeft bovenstaand voorbeeld (nog) geen waarde; later zal hij echter dergelijke voorbeelden begrijpen en gebruiken.)

KLEURCODE VOOR WEERSTANDEN

Oude uitvoering

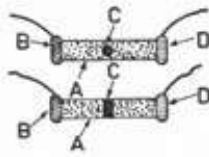


fig. 34a

Reeds in 1930 begonnen de Amerikanen met de methode van de waarde in kleuren uit te drukken: de kleur van de gehele weerstand was kleur A: een der einden van de weerstand is kleur B en een stip midden op 't lichaam is kleur C. En met die 3 kleuren kunnen we zeggen: Kleur A is 't linker cijfer van een getal; kleur B is het daarop volgende cijfer en kleur C geeft 't aantal nullen aan, dat achter de genoemde 2 cijfers komt te staan (fig. 34a, boven).

En hier is de sleutel van de kleuren:

	A	B	C
oudste uitvoering:	lichaam	eind	stip
nieuwere uitvoering:	lichaam	eind	ring
huidige codering:	1e ring	2e ring	3e ring
zwart	0	0	geen nullen
bruin	1	1	0
rood	2	2	00
oranje	3	3	000
geel	4	4	0000
groen	5	5	00000
blauw	6	6	000000
violet	7	7	0000000
grijs	8	8	00000000
wit	9	9	000000000

Is de weerstand zelf nu oranje, het eind zwart en de stip groen, dan is het cijfer 3—0—00.000 en de weerstand 3.000.000 Ω . En vinden we een weerstand die rood is, terwijl het eind grijs en de stip bruin is, dan krijgen we 2—8—0 = 280 Ω .

Natuurlijk zat die kleurstip ook wel eens van ons afgedraaid; daarom verving men de stip door een kleurring (Vitrohm) rondom de weerstand om deze van alle kanten herkenbaar te maken (fig. 34a, beneden).

TEGENWOORDIGE CODERING

Toen de Amerikaanse weerstanden, die eigenlijk op knotsjes leken, vervangen werden door de kleinere bakelieten of keramische buisjes ging men er toe over uitsluitend kleurringen toe te passen. De kleur van de eerste ring (bij 't eind) geeft 't linkse cijfer aan, de 2e ring 't 2e cijfer, en de derde het aantal nullen; de betekenis van de kleuren bleef hierbij onveranderd. Geeft men de tolerantie aan, dan volgt ring D, weer daarnaast (goud of zilver). Natuurlijk leveren die kleuren ook nog wel eens moeilijkheden op; is de ondergrond wit, dan zijn alle kleuren duidelijk, is de ondergrond bruin bakeliet, dan wordt 't vaak onzeker. Verder lijkt het

oranje van de ene fabrikant veel op 't geel van de andere. En wat we nooit zien, is het vermogen dat de weerstand veilig kan verwerken; dat moeten we maar aan de afmetingen zien (fig. 34b).



fig. 34b

TOLERANTIE

Nu komt er bij een weerstand nog meer kijken dan de weerstandswaarde; bij de fabricage is het n.l. onmogelijk alle weerstanden precies op de vereiste waarde te brengen en in 't algemeen is 't ook niet zo erg als er afwijkingen zijn, mits men maar weet hoe groot die afwijking is; men kan dan beoordelen, waar afwijkende waarden wel of niet gebruikt mogen worden.

Afwijkingen binnen 5% onderscheidt men door 't andere (ongekleurde) eind van de weerstand goud te kleuren, zilver betekent binnen 10% nauwkeurig en is 't eind niet goud of zilver dan valt de grens, tolerantie zegt men, binnen 20% van de nominale waarde. In dat geval mag een weerstand, die volgens de codering 500 Ω zou zijn, een waarde van 500 Ω + of - 20%, dat is dus 600 Ω of 400 Ω bezitten, zonder dat we boos mogen worden.

De eventuele tolerantiekleur vindt men dus op de met D aangegeven plaats.

CODERING PHILIPS WEERSTANDEN

1. Het getal geeft de waarde aan in ohm; wordt het door een K gevolgd, dan worden kilo-ohms bedoeld, wordt het door een M gevolgd, dan zijn mega-ohms bedoeld.
2. Tolerantie:

$$\begin{aligned} P &= 20\% \\ B &= 5\% \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} A &= 10\% \\ C &= 2\% \end{aligned}$$

$$D = 1\%$$

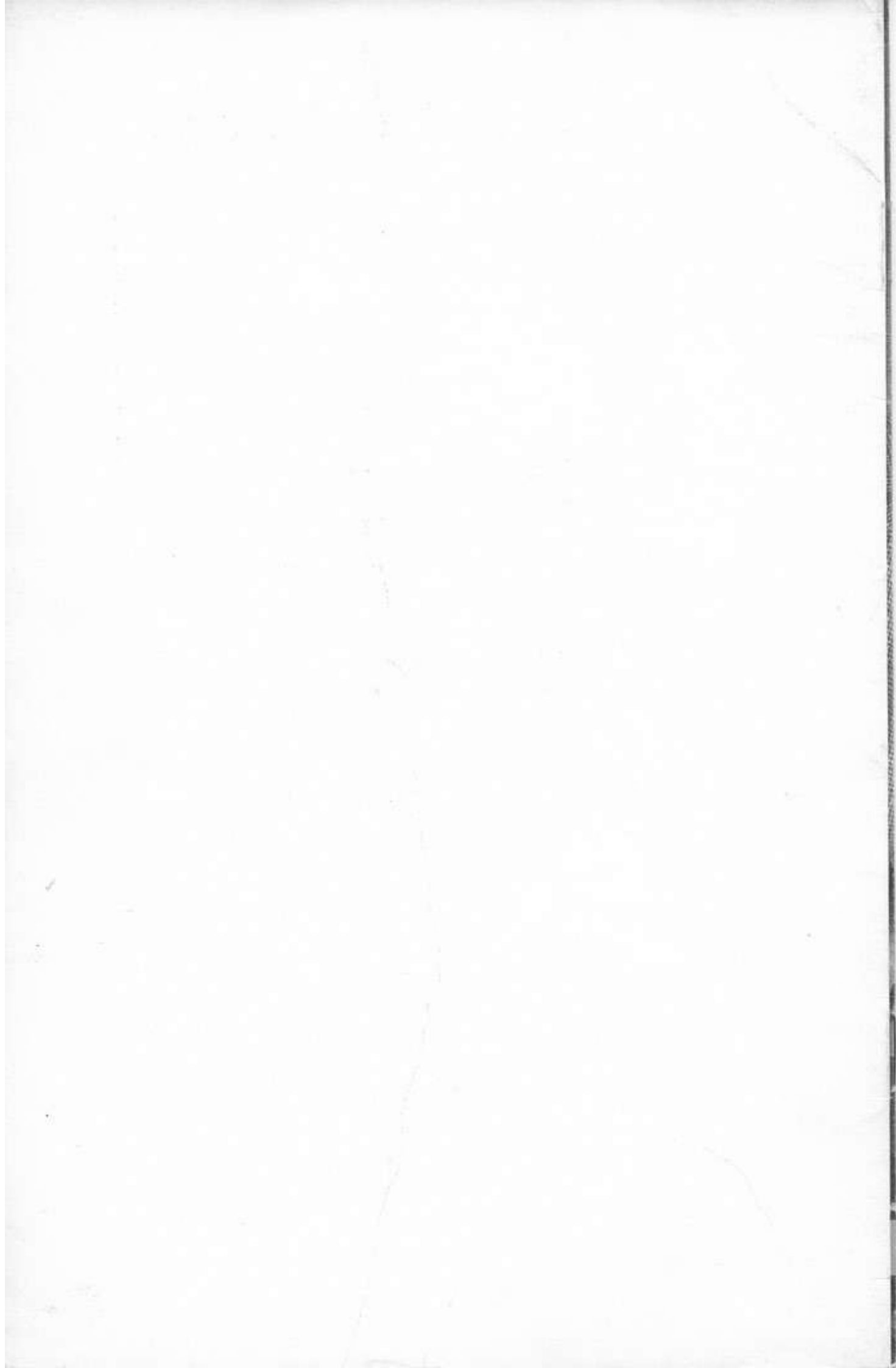
Voorbeelden:

220 A	=	220 Ω	10%
4M7P	=	4.7 M Ω	20%
6K8B	=	6.8 k Ω	5%

1. Welke zijn de elektriciteitsvervoerders?
2. Hoe gedragen elektronen zich tegenover elkaar en hoe tegenover de atoomkern?
3. Wat zijn elektrische geleiders? Noem eens enige voorbeelden.
4. Waarom kunnen isolatoren een stroom niet geleiden?
5. Onder welke omstandigheden komen elektronen in beweging?
6. Wat is het principiële verschil tussen een primair en een secundair element?
7. Waarom schakelen we elementen in serie?
8. Bereken de weerstand van een nikkelinedraad van 22 m lengte en een doorsnede q van 0.5 mm^2 (soortelijke weerstand staat in tabel blz. 12).
9. Teken 4 elementen, parallel geschakeld. De spanning van elk der elementen is 1.3 V; hoe groot is de totale spanning?
10. Hoe groot is de soortelijke weerstand van een draad, die een lengte van 30 m heeft, een doorsnede van 0.28 mm^2 en waarvan de weerstand 15Ω blijkt te zijn?
11. Hoe lang moet een ijzerdraad van 1 mm^2 doorsnede zijn, om een weerstand van 3Ω te bereiken?
12. Hoe groot is de vervangingsweerstand van de navolgende in serie geschakelde weerstanden: 8, 7, 26, 31 en 23Ω ?
13. Hoe groot is de vervangingsweerstand van 2 parallelgeschakelde weerstanden van 8 en 22Ω ?
14. Hoe groot is de vervangingsweerstand van 4 parallelgeschakelde weerstanden van resp. 4, 8, 16 en 32Ω ?
15. Over een spanningsbron van 12 V zijn 3 weerstanden in serie geschakeld van resp. 6, 14 en 4Ω . Hoe groot is de spanning, gemeten over elk der weerstanden afzonderlijk?
16. Een weerstandje toont van links naar rechts de volgende kleuren: groen, blauw, rood. Hoe groot is de weerstandswaarde en hoe groot is de tolerantie?

INHOUDSOPGAVE

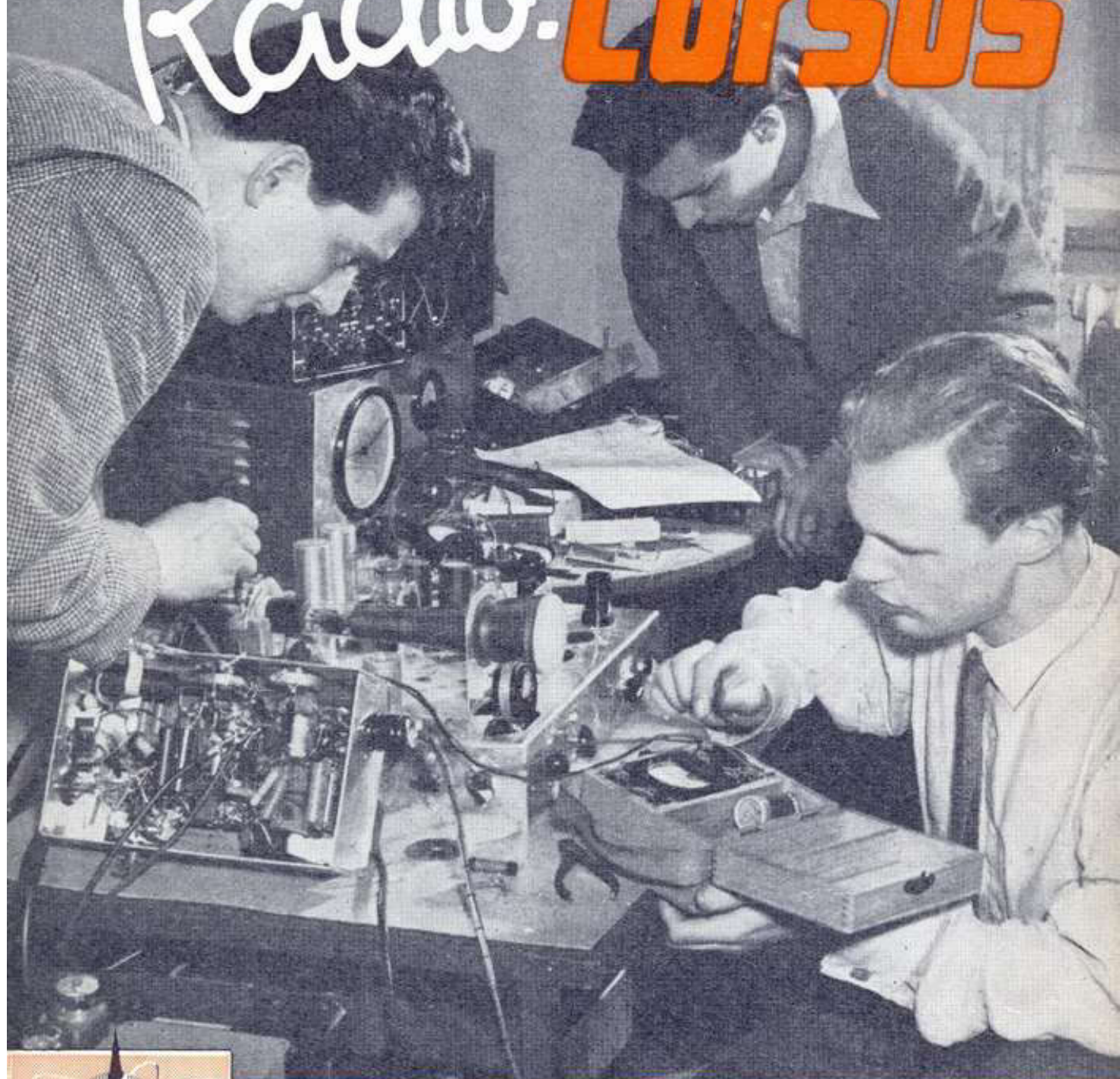
Atoom	3
Elektronen	4
Geleiders, isolatoren en halfgeleiders	4
Elektrische spanning en stroom	5
Volt	6
Ampère	6
Spanningsbronnen	7
Galvanische elementen	7
Accumulatoren	8
Hogere spanning	9
Groter stroom	10
Inwendige weerstand	10
Dynamo's voor gelijk- en wisselspanning	11
Weerstand	11
Ohm	12
Wet van Ohm	13
Serieschakeling van weerstanden	14
Potentiometerschakeling	15
Parallel geschakelde weerstanden	16
Wet van Kirchhoff	18
Vermogen	19
Belastbaarheid aan weerstanden	20
Kleurcode voor weerstanden	22
Tolerantie	23
Codering Philips weerstanden	23
Vraagstukken over de eerste les	24



dr. Blan

2

Radio-CURSUS



vormingscentrum voor radio en electronica

INHOUDSOPGAVE

Chassis	4
Plattegrond	4
Afschrijven	4
Gaten maken	5
Zetten	6
Uniframe-chassis	7
Stationsnamenschaal	8
Bevestigingsboutjes	8
Gereedschap	9
Bedrading	11
Afgeschermd leidingen	12
Solderen	12
Finish	15
Lak	15
Ventilatie	16
Assen inkorten	16
De radio-techniek in blokschema	17
Vraagstukken over de 2e les	19

MONTAGE EN GEREEDSCHAP

2e LES

In de eerste les hebben wij gezien hoe verschillende elektrische verschijnselen te verklaren zijn en leerden we weerstanden kennen. Voordat we onze theoretische beschouwingen vervolgen zullen we ter afwisseling eens een onderwerp van meer praktische aard behandelen: wij zullen thans eens bezien hoe en waarin we onze toekomstige elektronische apparaten, als voedingsapparaten, versterkers en ontvangers, zullen onderbrengen.

We kunnen hiermede twee wegen inslaan: in de handel kunnen zeer attractieve chassis en metalen kastjes betrokken worden en omdat constructief werk op het gebied van de metaalbewerking lang niet ieders werk is en bovendien vaak vrij veel gereedschap vereist en tijdrovend is, zullen velen aan een gekocht chassis de voorkeur geven. Daarnaast zullen velen echter ook het metalen stoffelijk omhulsel zelf willen construeren, en voor deze groep zal deze les vele aanwijzingen bevatten, naast constructieve tips voor alle radio-amateurs. Vanzelfsprekend zal de radio-fabrikant andere constructie-wegen inslaan; de tips zijn bestemd voor amateurs, met een beperkte hoeveelheid gereedschap.

Wanneer we hiermede starten moeten we ons realiseren, dat het oog ook „wat” wil; het oog wil zelfs héél veel náást het oor. We zullen voorlopig echter het stoffelijk omhulsel, de houten kast buiten beschouwing laten; die kopen we meestal gereed (fig. 1). We verdiepen ons om te beginnen meer in het interieur.

Oorspronkelijk bouwde men een radiotoestel op een plankje en de onder delen uit die tijd waren bestemd voor bodemmontage (fig. 2); aan de onderkant van de plank zag men niets, afgezien van de houtschroeven die soms te lang bleken en er doorstaken. Nu vindt zowel in ontvangers als in versterkers een grote signaal-versterking plaats en het is nu eenmaal zo, dat wanneer van dat versterkte signaal maar iets, hoe weinig ook, terecht komt op de plaats waar het onversterkte signaal in het apparaat komt, er z.g. genereren optreedt en dit is een hoogst ongewenst verschijnsel. Later zullen we dit onderwerp nader leren bezien, maar voor het ogenblik is het voldoende dat we beseffen, dat zulk een „terugwerking” voorkomen moet worden en dat bereiken we alleen met metaal-afscherming. Een tijdlang heeft men de montageplank bekleed met zilverpapier, aluminium e.d. maar tenslotte is de amateur overgegaan op de z.g. „chassis-bouw”, nadat de industrie daarin was voorgegaan.

Vóór we echter verder gaan moet ik er nog uitdrukkelijk op wijzen dat we alles zodanig moeten vervaardigen en solderen, dat we er later nog eens bij kunnen en onderdelen kunnen vervangen, wanneer ze defect zijn. Heus, onze onderdelen hebben een beperkte levensduur. Denk niet „het is toch maar voor mijn tante” (resp. oom, grootvader, enz.), want juist met die toestellen krijgt u meer te maken, men rekent immers min of meer op een levenslange garantie en service. Werk altijd netjes en overzichtelijk en verander niets in beproefde schema's, tenzij u reeds een matador in het vak is.



fig. 1

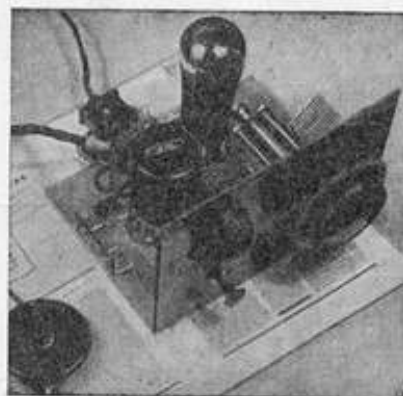


fig. 2

CHASSIS

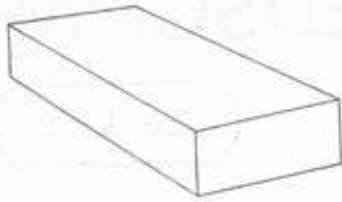


fig. 3

Een chassis is dus een metalen kistje, in oorsprong zonder bodem (fig. 3). Als metaal is gewoon plaatijzer in de meeste gevallen uitstekend geschikt; het is sterk en dat is veel waard. Het is door een fabriek gemakkelijk met ponsen en persen te bewerken, kan door galvanische baden met een roestwerende laag bedekt worden, b.v. met cadmium of koper en is voldoende vormvast; daarnaast is het weinig kostbaar. Voor de amateur zitten we aanstands met grote moeilijkheden: roestvrij maken is zeer moeilijk; gaan we het verven dan kunnen we nergens een aardverbinding maken, zonder eerst de verf te moeten wegkrabben. Gaten boren tot 10 mm gaat nog, maar om gaten voor buishouders e.d. te maken hebben we gereedschap en tijd nodig.

Slechts wanneer we een plaatijzeren chassis kant en klaar kunnen kopen, is er geen bezwaar tegen. Voor amateurgebruik leent aluminium zich veel beter dan ijzer. Daar het „slapper” is, dienen we dikker materiaal te gebruiken dan bij ijzer nodig zou zijn. Er bestaan 3 kwaliteiten in aluminium, zacht, half-hard en hard. Het zachte is voor carrossiefabricage bestemd, kan gemakkelijk in allerlei vormen geklopt worden, maar is en blijft toch te slap; hard of half-hard is beter bruikbaar voor ons doel. Zoals gezegd gebruiken we als chassis dus een bakje van aluminium, de bodem komt boven (fig. 4). We kunnen hierbij 4 zijanten aanbrengen, doch vaak zijn 2 voldoende. Voor een goed en stevig chassis is het nodig dat bodem en zijanten uit één stuk bestaan; de zijanten worden dan omgebogen „gezet” zegt de loodgieter, die daar een mooie zetbank voor heeft.

Als we nu zo'n chassis maken, dan is het verstandig éérst alle grote gaten er in te maken vóór dat we gaan zetten, voornamelijk de grote gaten die er niet met een boor in te maken zijn. Natuurlijk komt het vaak voor dat er achteraf nog een gat bij moet komen, maar beperk dat aantal

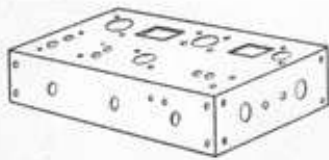
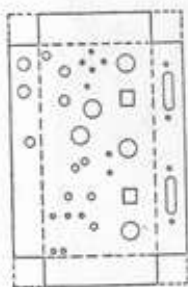


fig. 4

PLATTEGROND

We moeten beginnen met op een stuk papier een plattegrond te tekenen van het uitgeklopte chassis, een uitslag zoals dat heet (fig. 5). In 't midden dus de bodem en er omheen de vier zijanten. De gaten, groot en klein, moeten er óók alle opstaan!

De tekening knippen we langs de buitenomtrek van het chassis uit en leggen die op een plaat aluminium; aan de 4 hoekpunten vasthechten met een lijke lijm; met 6 paperclips gaat het ook. Aluminium van 1½ mm dikte is als regel prima maar 1 mm gaat ook wel. Laat het stuk „haaks” afknippen als men het koopt, alle hoeken dus 90°. De metaalhandel kijkt niet zo nauw en 't resultaat is: scheve platen en wat nog erger is: scheve chassis! (fig. 6).



chassis ongezet

fig. 5



het stuk metaal moet haaks zijn

fig. 6

AFSCHRIJVEN

Nu moet de tekening overgebracht worden op het aluminium; we noemen dat afschrijven en nu begint de grap. Met een potlood doen we op het aluminium niets en daarom maken we eerst een kraspen. Het best is een stukje hard hout te nemen zo dik als een potlood. Aan de punt drijven we er een grammofoonnaald in met de punt naar binnen, we trekken hem dan weer er uit met de nijptang en brengen hem dan

weer in dat gaatje, maar nu met de punt naar buiten. Een „overleden” vulpotlood of een oude potloodstifthouder waarin een grammofoonnaald, leveren eveneens schitterende kraspen op (fig. 7). Van cirkels prikken we de middelpunten en enige puntjes van de omtrek door; alle kruispunten van lijnen worden ook doorgeprikt (fig. 8 en 9). Nu nemen we de plattegrondtekening van de plaat af, leggen hem naast de plaat op tafel, leggen daarna de plaat op de tekening, om ten slotte plaat en tekening tegelijkertijd om te keren. We kijken nu tegen de achterkant van de plattegrond aan! We prikken nu de begin- en eindpunten van de buiglijnen op de metalen plaat door, evenals de kruispunten. Daarna kraspen we, nadat de plattegrond weer weggenomen is, de buiglijnen op de plaat. Denk er om, niet te diep kraspen! (fig. 10). De buiglijnen mogen we dus niet op de bovenkant van de plaat kraspen; bij het buigen bestaat n.l. de kans dat de plaat langs de kraslijn zou inscheuren; vooral bij dik aluminium (2 mm) bestaat deze neiging.

GATEN MAKEN

We beginnen nu met alle gaten in het aluminium aan te brengen nadat de tekening in veiligheid is gebracht. Voor de ronde gaten kunnen we gebruik maken van gatensnijders (fig. 11). Deze zijn in verschillende uitvoeringen en prijzen in de handel. Heel vaak gebruikt men ook de ponsjes; men koopt deze per stel, waartoe dan verschillende opvolgende maten behoren (fig. 12). Voor beide werktuigen moeten we eerst een gat in het midden aanbrengen en dat doen we met de gewone metaalboor. Nu is aluminium in sommige opzichten lastig te bewerken; wanneer we zonder meer de boor er op zetten, al is die nog zo scherp, dan ziet 't gat er uit alsof we met een eierlepel in een ontbijtkoek hebben gewroet. Vóór alles moet de boor scherp zijn; om nu mooie zuivere gaten te krijgen moeten we een druppel petroleum of nog liever terpentijn of spiritus aan de boorpunt doen en dan niet te snel boren; het materiaal brokkelt dan in 't geheel niet. Leg onder het aluminium op de plaats waar 't gat komt een blokje hout; krijgen we aan de onderkant een „braam” als een ringetje, dan is de boor blijkbaar te onscherp (fig. 13). De braam kunnen we het best verwijderen met een mesje, vlak langs de plaat gehouden (fig. 14). Met een boor van een paar nummers groter dan 't gat gaat 't afbramen ook, maar niet zo mooi.

Wanneer we de grote ronde gaten met een cirkelsnijder maken, geldt precies hetzelfde: doe een paar druppels terpentijn of spiritus aan de beitel, snijd het gat tot zowat op de helft, draai dan de plaat om en begin van de andere kant af opnieuw aan 't zelfde gat. Slijp het beiteltje wat rond, zodat de achterkant niet in 't materiaal vastloopt.

Kijk, wanneer we nu eerst 't chassis zetten en dan aan 't gaten boren slaan, kunnen we niet van twee kanten af beginnen te werken en dat is toch noodzakelijk om knappe gaten te krijgen.

Ook wanneer we gaten met ponsjes maken, is gebruik van een weinig petroleum noodzakelijk. En op de schroef waarmee we de ponsjes aanhalen doen we een druppeltje smeeroilje.

We ponsen de gaten van boven naar beneden. De braam halen we weer weg door met een mes vlak langs de plaat



fig. 7

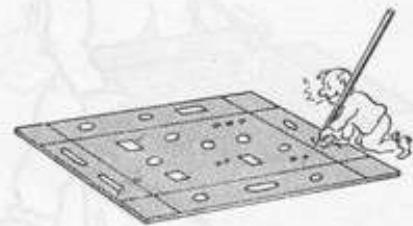


fig. 8

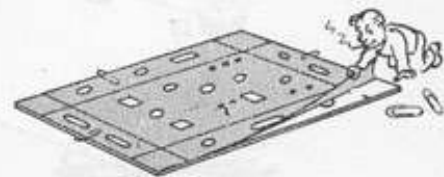


fig. 9

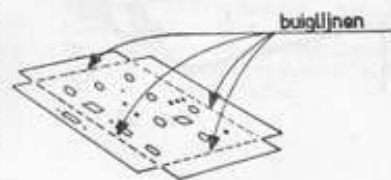
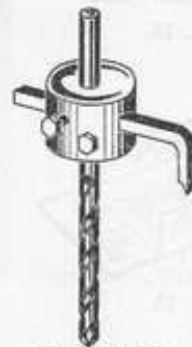


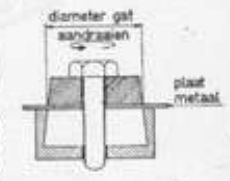
fig. 10

Chassis, geboord en geknipt, van de onderkant gezien



GATENSNIJDER

fig. 11



PONSJE

fig. 12



fig. 13

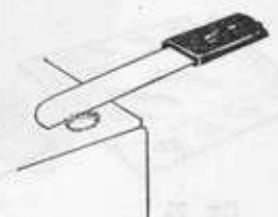


fig. 14



fig. 15

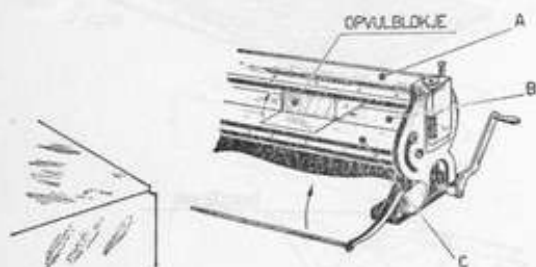


fig. 16

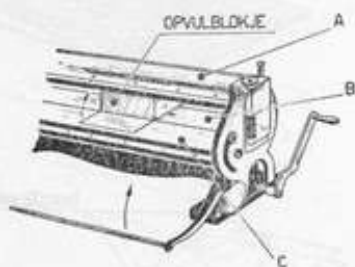


fig. 17

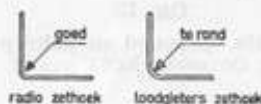


fig. 18

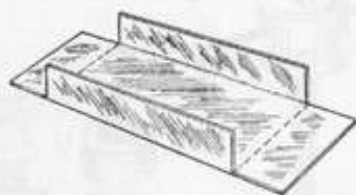


fig. 19



fig. 20



fig. 21



fig. 22

te snijden. Voor de vierkante gaten hebben we aan de cirkel-snijders en ponsjes niets; het beste is hiervoor 'n figuur-zaag te gebruiken, waarin we een metaalzaagje spannen (fig. 15). We boren dus in één der hoeken een gaatje, brengen het zaagje hierdoor en klemmen het weer vast aan de beugel. De kunst is om het zaagje hierbij heel te houden! Denk er wel aan, dat het zaagje loodrecht op de te zagen plaat moet blijven staan tijdens het zagen. Dat „hakken" wat sommigen er mee doen kost zaagjes; per slot is een figuurzaagje géén bijltje.

Langs het afgekraste lijntje smeren we weer een weinig terpentijn of petroleum; zorg er voor het spoor niet uit 't oog te verliezen als er aluminiumzaagsel op komt! Vanzelfsprekend kunnen we ook ronde gaten keurig maken met de figuurzaag; velen gebruiken nooit anders en hun werk mag worden gezien. Wanneer we nu aan een gat wat moeten bijwerken omdat het wat scheef zit of zo, moeten we van een ronde of halfronde vijl gebruik maken. Ook hierbij doet petroleum wonderen; neem een grove vijl of voor ronde gaten een grove rattestaart en gebruik die niet meer voor andere materialen maar bewaar ze voor aluminium.

Als voorbereiding van het zetten gaan we op de 4 kruispunten van de buiglijnen een gaatje boren met de 3 of 4 mm boor, dat staat later keurig (fig. 16). De 4 afvallende hoeken zagen of knippen we er uit langs de buiglijnen; de lijnen moeten nog net blijven staan!

ZETTEN

Nu kunnen we het chassis gaan zetten; als regel bezitten we zelf geen zetbank en gaan we naar een bevriende loodgieter. Denk er om dat in de zetbank de onderkant van de plaat boven komt; het zou de eerste keer niet zijn, dat een chassis achteraf naar de verkeerde kant gezet bleek te zijn! In de zetbank (fig. 17) klemt men het stuk aluminium vast tussen 2 ijzeren balken (A en B) langs de lijn waarlangs we willen buigen; een derde scharnierende balk (C) wordt dan omgetrokken en het materiaal is gezet. Nu houden loodgieters van ronde zethoeken voor hun goten e.d., maar voor ons doel zijn die toch te rond, niet strak genoeg (fig. 18). Door de bank iets te verstellen kunnen we een scherpe hoek krijgen, maar we moeten dan kalm buigen en liefst niet bij koud weer. Aluminium heeft net als zink namelijk de eigenschap om in koude omgeving wat brokkelig te zijn; zetten we dan te wild, dan treedt er breuk op in de bocht. Bovendien moeten we goed weten wat we willen; terugbuigen leidt meestal tot breken. Nu kunnen we met een chassis nog twee kanten uit: alle vier de zijkanten worden even hoog (fig. 3 en 19), of alleen de vóór- en achterkant worden even hoog. De zijkanten dienen dan alleen maar om doorbuiging te verhinderen en worden b.v. maar 20 mm hoog (fig. 20 en 21). De laagste zijkanten zetten we het eerst om. Om nu de beide hoge kanten nog te kunnen zetten zonder last te ondervinden van de reeds eerder gezette lage kanten moeten we in het chassis een blokje eikenhout leggen, dat net zo lang als het chassis is en minstens 3 cm breed; het moet zó hoog zijn, dat de zijkanten vrij blijven, 1 cm meer is genoeg (fig. 22 en 23). Nu kunnen we weer rustig klemmen en zetten. De zijkanten willen steeds wat wijken; we knippen nu 4 hoekstukjes en bevestigen die met boutjes zo laag mogelijk in de



fig. 23



fig. 24

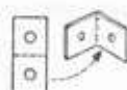


fig. 25



fig. 26

4 hoeken (fig. 24). Door die hoekstukjes L-vormig te maken hebben we tevens mooie bevestigingslippen voor 't chassis of steunpunten, waarop we b.v. rubberpootjes vastschroeven. Ook hier weer een gaatje van 3 mm boren op 't kruispunt van de buiglijnen (fig. 25, 26 en 27).

Intussen moeten we vaststellen, dat het alleen in bijzondere gevallen loont om een chassis zelf te gaan maken; in de handel zijn bij de meeste radio-onderdelen tevens geboorde bijbehorende chassis verkrijgbaar, in vele gevallen zelfs met bijbehorende kast en schaal tot één min of meer artistiek geheel verenigd (fig. 28). Versterkers bouwen we bij voorkeur



fig. 27

In de tekeningen waarin het buigen van chassis' wordt toegelicht, zijn duidelijkheidshalve de gaten voor buizen, transformatoren e.d. weggelaten

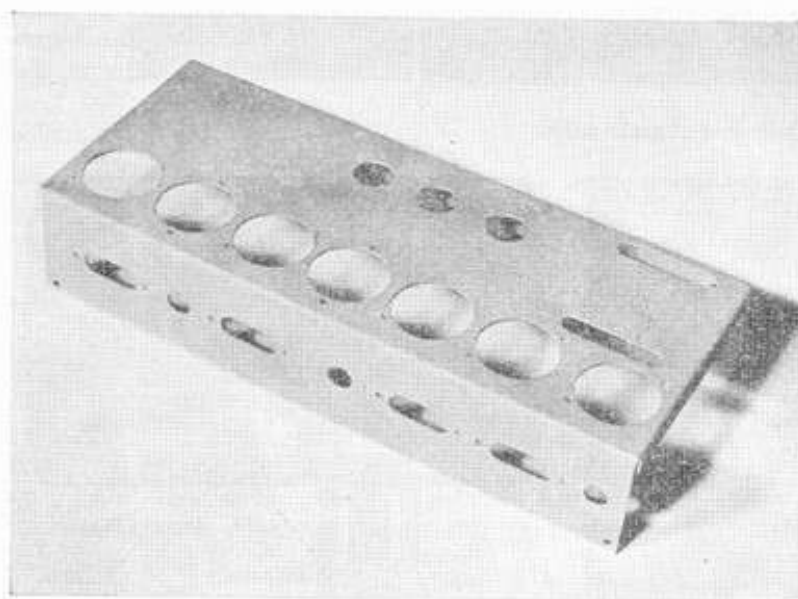


fig. 28

Novocon „Universeel"-chassis

op een chassis, waarbij een behoorlijke afdekkap behoort, waardoor beschadiging van buizen e.d. wordt voorkomen, doch goede ventilatie mogelijk is. Ook deze zijn in attractieve uitvoeringen in de handel verkrijgbaar (fig. 29).

UNIFRAMECHASSIS

Wanneer we dan toch iets willen maken dat buiten het normale kader valt, is het goed te bedenken dat er losse bouw-elementen voor chassis bestaan. En het moet wel een raar chassis zijn als we het niet uit deze onderdelen kunnen bouwen; in bijgaande foto's geven we verschillende mogelijkheden. En aangezien er niets veranderlijker is dan de mens, kunnen we later van diezelfde onderdelen weer een ander chassis maken (fig. 30 en 31).



fig. 29

„Ultraflex" 10 watt versterker in kast

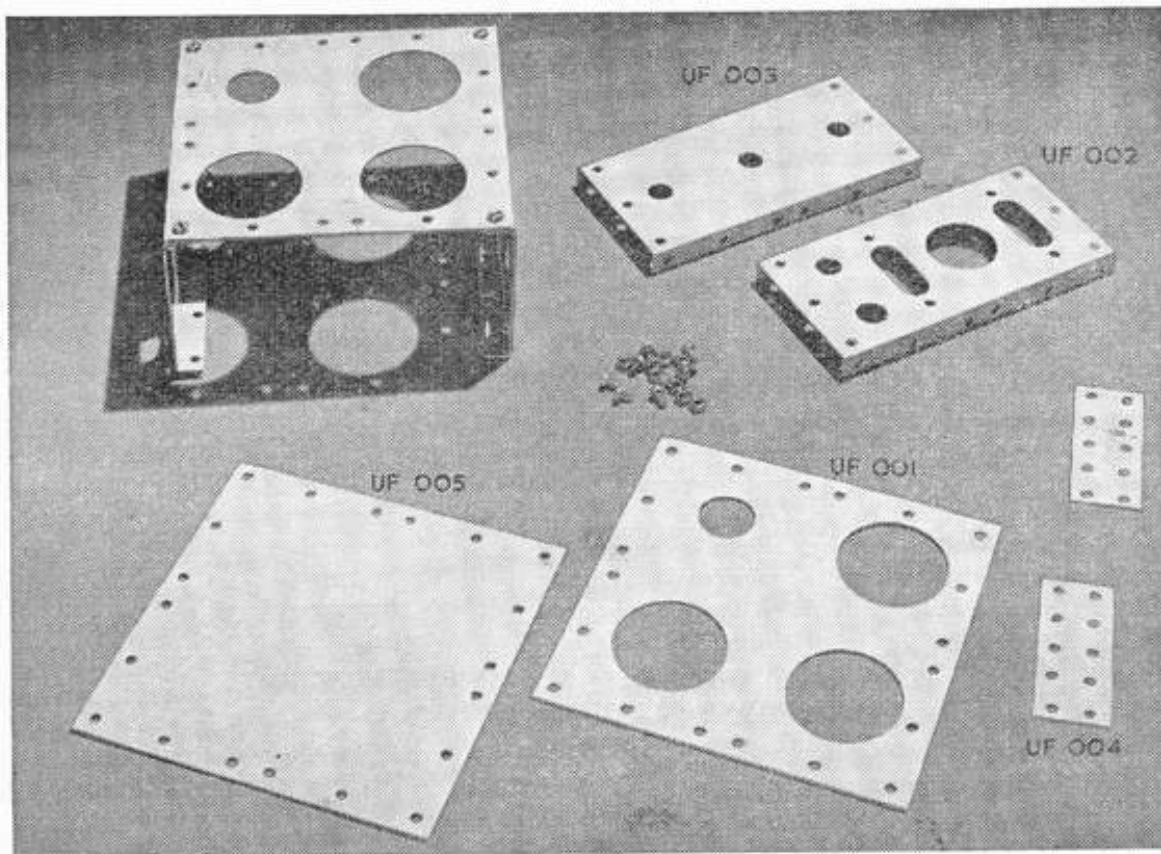


fig. 30 Uniframe-chassis-delen

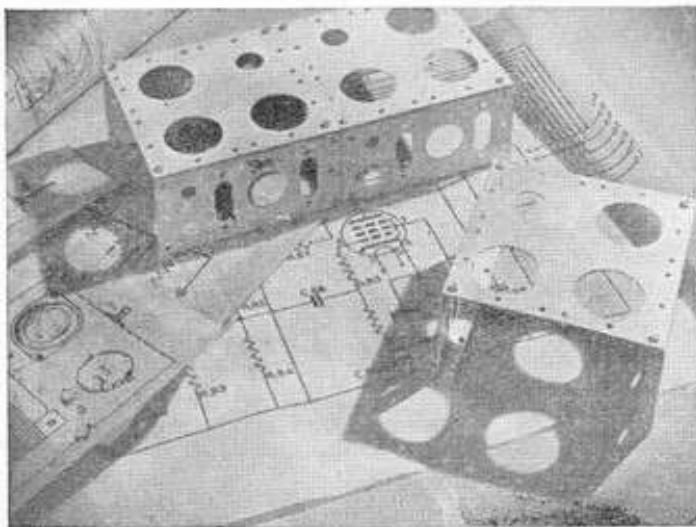


fig. 31

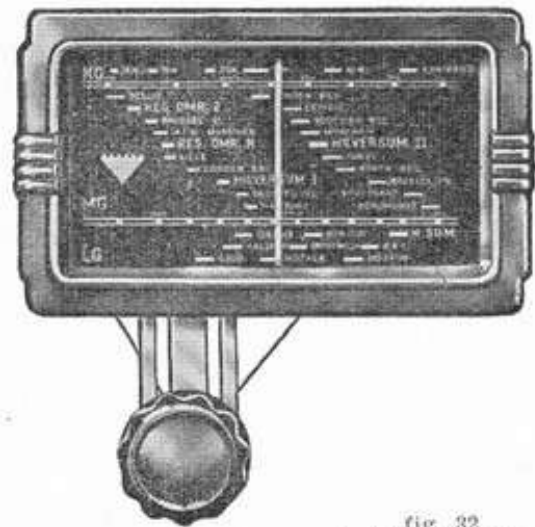


fig. 32
„Sudell“-schaal met
horizontale glasplaat

STATIONSNAMENSCHAAL

Wanneer we een schaal uit de handel betrekken krijgen we daarbij meestal een boorplan. Met de kraspen prikken we de middelpunten van de gaten op 't chassis over en boren ze op maat (fig. 32).

BEVESTIGINGSBOUTJES

Teneinde de verschillende onderdelen op het chassis te bevestigen, gebruiken we boutjes met moertjes. We doen het verstandigst, niet anders dan metrische boutjes en moertjes te

gebruiken. Een veel gebruikte maat is 3 mm; de lengte hangt af van de omstandigheden, maar $1\frac{1}{2}$ cm is als regel voldoende *).

Voor transformatoren en dergelijke zware stukken zijn 4 of 5 mm boutjes aangewezen; daar deze vaak minder gemakkelijk te verkrijgen zijn moeten we noodgedwongen tot $\frac{1}{8}$ " of $\frac{3}{16}$ " ons toevlucht nemen.

Het is verstandig veerringetjes of tandringetjes (fig. 33) te gebruiken om lostrillen te voorkomen, maar een kwastje lak op het uitstekende draadeindje is ook uitstekend. Als veerringetjes zijn de getande het beste, vooral als we de soldeerlippen (fig. 34) op 't chassis moeten klemmen; de ring komt dan tussen chassis en soldeerlip (fig. 35) om een goede aarding te verkrijgen. Op alle andere plaatsen komt de veerring vlak onder 't moertje (fig. 36). In veel gevallen zijn we niet instaat een moertje op een boutje te draaien, bijvoorbeeld als we een onderplaat onder een chassis aanbrengen; we kunnen er dan niet meer bij. Draad snijden in aluminium haalt niets aan. Felsmoeren komen niet voor de amateurbouw in aanmerking, maar we hebben toch nog wel een hulpmiddel in de z.g. zelftappende boutjes (fig. 37). We boren een gaatje (iets groter dan de schroefkern) in de bevestigingsondergrond en draaien hierin het boutje, dat dus zijn eigen schroefdraad snijdt. (Iemand die schroefje zegt begaat gee.) grote misdaad.) Het spreekt vanzelf dat een dergelijke schroefverbinding niet geschikt is om regelmatig open-en-dicht te worden gedraaid.



fig. 33



fig. 34



fig. 35

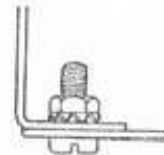


fig. 36



fig. 37

GEREEDSCHAP

Tenslotte belanden we bij het gereedschap. In ieder geval hebben we een buigtangetje met spitse punt nodig (een z.g. rondtangetje), om aan draadeinden haakjes of oogjes te kunnen buigen (fig. 38); verder een tang met platte bek om draadeinden recht te buigen en wat zwaarder werk te doen (fig. 39), de z.g. platte tang.

Een kniptang met scheef of in de lengte geplaatste bek (fig. 40) is te verkiezen boven een nijptang; een gecombineerde knip-buigtang voldoet als tegel voor geen van beide. Vijlen en rattestaarten moeten bij gebruik op aluminium grof zijn en niet voor ander materiaal gebruikt worden; met een schoenmakersrasp doen we wonderen. Vanzelfsprekend kan



fig. 38



fig. 39



fig. 40

* Over de schroefboutmaten het volgende. In de landen die het z.g. metrische stelsel gebruiken, kan men door met 10 te vermenigvuldigen de hoger liggende maat bereiken: 10 mm = 1 cm; 10 cm = 1 dm; 10 dm = 1 m; 1000 m = 1 km enz. Metrische boutjes worden in millimetermaten vervaardigd; per cm boutlengte komt een geheel aantal schroefwindingen voor, dat afhangt van de boutdikte. Op dunne boutjes maakt men meer schroefwindingen per cm dan op dikke bouten; men duidt die boutjes aan met M; M 4 betekent dus een boutje dat 4 mm dik is.

Het Engelse maatsysteem is al even onlogisch als het muntstelsel: 1 inch schrijft men 1" en is ca $2\frac{1}{2}$ cm (25.4 mm).

12 inch = 1 voet (1'); 3 voet = 1 yard en 1760 yards = 1 mijl. Het rekenen met deze maten is zeer lastig; de inch is onderverdeeld in 64 delen; men heeft $\frac{1}{4}$ " boutjes, maar ook $\frac{3}{8}$ " en $\frac{5}{16}$ ". De laatste tijd is men er in Engeland toe overgegaan de inch in 1000 mils onder te verdelen; 1 mil is dus 0.001 inch. Overigens is dit systeem gedoemd spoedig te verdwijnen; in de Engelse en Amerikaanse laboratoria past men reeds 't metrische stelsel toe.

een minder grove vijl (een z.g. basterdvijl) het eindresultaat veel verbeteren maar helaas heeft aluminium (en ook messing en lood) de akelige eigenschap om zich wel in een vijl vast te zetten maar zich daaruit niet te laten verwijderen.

Het aardige van een schoenmakersraspje is wel, dat er een zéér grof en een minder grof vijlvlak aan zit, benevens een gebogen vlak, dat voor grote ronde gaten geschikt is; 3-in-één-dus.

Als ijzerzaag is de z.g. padhacksaw heel nuttig. Hiermede kunnen we n.l. in de volle plaat zagen, zónder last van de zaagbeugel te ondervinden (fig. 41).

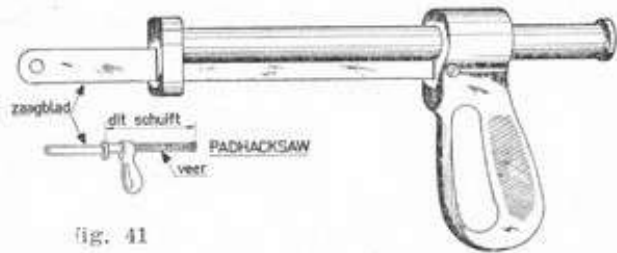


fig. 41

Verder zijn schroevendraaiers en moersleuteltjes voor ons werk noodzakelijk; een z.g. radioschroevendraaiertje, lang ca. 15 cm met een bekkbreedte van 4 mm is uitstekend naast een zwaardere met een bekkbreedte van 6 mm, lang 17 à 18 cm (fig. 42).

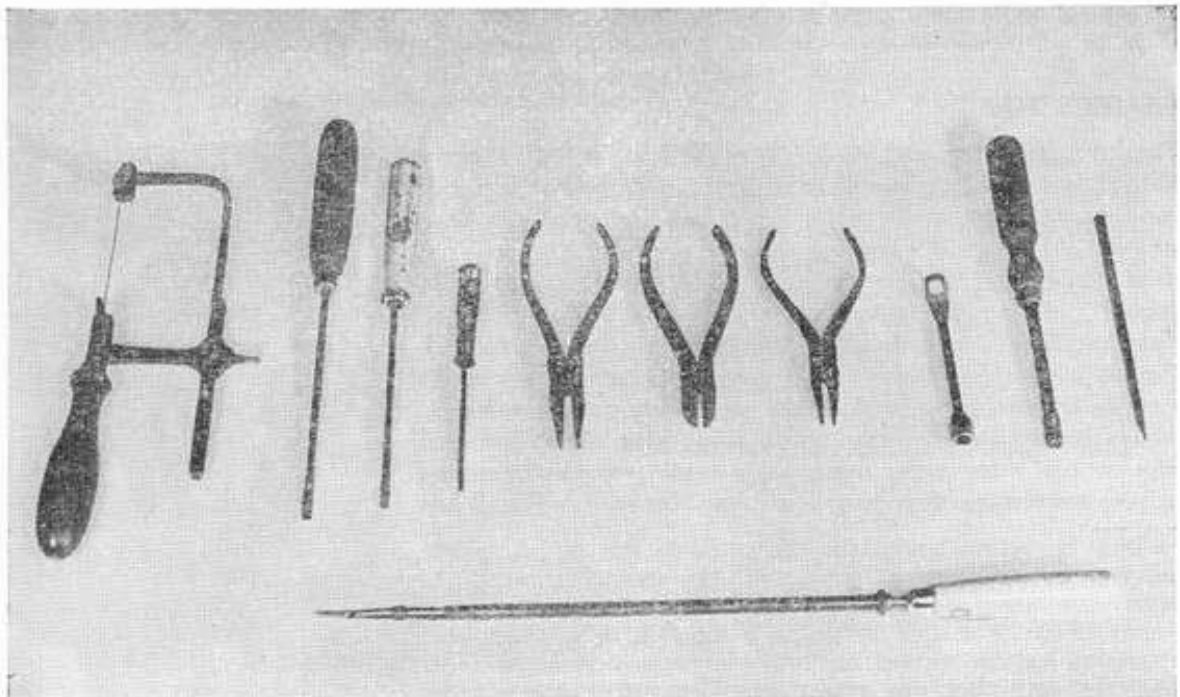


fig. 42

Van links naar rechts: figuurzaagje voor metaal, schroevendraaiers, tang met platte bek, kniptang, rondtang; sok-ringsleutel en kraspen.

Onder: speciale lange schroevendraaier met slijt-bek om boutjes vast te houden (voor moeilijk te bereiken plaatsen).



fig. 43

Bij het opzetten van knoppen hebben we veel plezier van een heel lange schroevendraaier, b.v. 30 cm met een bekkbreedte van 4 mm (fig. 43), ofschoon het in principe beter is de boutjes in de knoppen van de onderkant af vast te schroeven met een kortere schroevendraaier waaraan we meer houvast hebben. Om boutjes (schroefjes) op moeilijk toeganke-

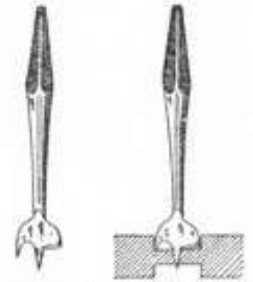
lijke plaatsen in een houten kast aan te brengen, kunnen we veel plezier hebben van een speciale schroevendraaier, die het boutje met de bek vasthoudt, maar met een stukje kleverig materiaal als pek, vaseline of kauwgummie aan de bek van een gewone schroevendraaier kunnen we een boutje mooi vastpakken (fig. 44). Bij de speciale schroevendraaiers moeten we er om denken dat ze uitsluitend bestemd zijn om de schroef op zijn plaats te brengen; het vast aan draaien moeten we aan een degelijker schroevendraaier overlaten!

Overigens is een priem een nuttig voorwerp om in een triplex- of multiplex-plaat een klein gaatje te prikken op de plaats waar we een houtschroef willen indraaien; een houtschroef zonder meer in triplex draaien is onbegonnen werk. Een stel moersleuteltjes met aan de ene kant een soksleutel en aan de andere kant een ringsleuteltje in opvolgende maten is ideaal, maar één soksleutel voor 3 mm is al prachtig.

Tenslotte nog een houtbewerkingsartikel, dat echter overal geschikt voor is: een vleugelboor van 2½ cm ø. Voor triplex is die in ieder geval geschikt, maar zelfs voor aluminium is hij prima (denk aan de druppel spiritus!). Zij zijn in alle maten verkrijgbaar en goedkoop. Ook hiervoor geldt: van twee kanten afwerken!



fig. 44



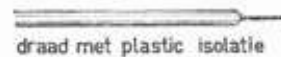
steeds van 2 kanten boren

fig. 45

BEDRADING

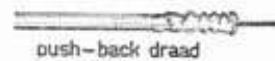
Om in een radiotoestel of versterker de onderlinge verbindingen tot stand te brengen gebruiken we montagedraad, vertind koper van 0.8 mm dik. Slechts wanneer de verbinding beweegbaar moet zijn, b.v. bij schaalampjes gebruiken we soepel snoer, dat uit 20 à 30 dunne draadjes bestaat. Nu kunnen we verschillende kanten uit: we nemen draad dat reeds geïsoleerd is of we gebruiken blank draad, dat we zelf isoleren met z.g. kous. In het reeds geïsoleerde draad onderscheiden we: draad met plastic isolatie (fig. 46) en z.g. push-back-draad (fig. 47). De draad met plastic-isolatie knippen we iets langer af dan we nodig hebben; met een mesje maken we rondom een kerfje in de isolatie en trekken deze er af. Een speciale tang hiervoor bestaat, maar is kostbaar. Wel kunnen we van een oud ijzerzaagblad echter een keurig draadstrippertje maken (fig. 48); wij vijlen de bek wat scherp, maar knippen de stripper niet te veel aan, anders snijden we de koperkern half (of heel...) door en dat mag niet. Omdat plastic des winters hard is en zich soms slecht verwijderen laat, houden we tevoren even de soldeerbout tegen de plaats, waar we de draad afgeknipt hebben. Hierdoor wordt de plasticlaag en de koperlaag over enige lengte verwarmd. Push-back-draad is koperdraad met een gearaffineerde omspinning. We knippen het iets te lang af en... schuiven de isolatie gewoon terug.

Na het vast solderen komt de kous in de regel terug en geeft de zaak het aanzien van een afgezakte sok. Net werk kan men dus feitelijk met dit draad nooit maken, maar 't is vlug te verwerken en dat is soms ook wat waard. Het mooiste werk maken we met blank draad, 0.8 mm, dat we zelf van isolatiekous voorzien. We knippen dan telkens een stukje van de juiste lengte af en schuiven het om de draad. Oliekous is het mooiste; er bestaat ook kous van plastic maar bij het solderen smelt dat materiaal vaak in. Vooral als er een bocht in de koperdraad zit zien we de kous vaak „uit de bocht“



draad met plastic isolatie

fig. 46



push-back draad

fig. 47



ISOLATIE STRIPPER
van een oude ijzerzaag
gemaakt

fig. 48



fig. 49

vliegen (fig. 49). Ook de draadsoort met vaste plastic omkleding lijdt aan dit euvel. Wanneer we de kous in de bocht wat met de vinger steunen tijdens 't solderen kan 't nog wel meevallen, maar 't blijft oppassen (óók voor de vinger!). Door verschillende kleuren kous voor diverse leidingen als gloeistroom, anodespanning, hoog- en laag-frequent te gebruiken, kunnen we die later gemakkelijk herkennen.

AFGESCHERMDE LEIDINGEN

Bij sommige leidingen bestaat gevaar voor „uitstraling“; we schermen ze dan af. We komen later hierop terug. Maar we willen hier even behandelen, hoe we deze afgeschermd leidingen moeten afwerken: meestal bestaat de kous uit gevlochten, vertind koperdraad. We knippen de draad op de juiste lengte af, rafelen het gevlochten metaal over een lengte van 2 cm uit, buigen alle dunne draadjes naar één kant, draaien ze in elkaar en solderen ze aan een aardpunt. De geïsoleerde binnendraad behandelen we op de normale manier: verwijderen een eindje (1 cm) isolatie en solderen de kerndraad op het aansluitpunt. Een andere methode is de afschermkous rondom afknippen op 2 cm van het eind, netjes en gelijk. We slaan 2 windingen blank montagedraad, niet te dik, 0.5 mm er omheen en solderen dat even door op de metaalkous (fig. 50). Bij deze methode bestaat gevaar, dat de isolatie smelt en de binnenkerndraad dus sluiting tegen aarde maakt (aarde = chassis). Om dit te ontgaan kan men het best de binnendraad uit de metalen afscherming trekken, een houtje ter dikte van de binnendraad in de afschermkous steken, waarna de aarddraad volgens de onderste tekening van fig. 50 kan worden vastgesoldeerd; zonder dat houtje loopt de afschermkous van binnen vol met soldeer, hetgeen onplezierig en onherstelbaar is.



fig. 50

SOLDEREN

Op verschillende plaatsen in een apparaat moeten verbindingen gemaakt worden; we denken hierbij aan buishouders, transformatoren. Ook moeten vaak één of meer draden of draadeinden van weerstanden en condensatoren bijéengevoegd worden.

We brengen ze dan in een soldeerlipje, waarna het onderling contact tot stand komt door de soldeer. Dat soldeer is een mengsel van lood en tin. In de handel zijn verschillende verhoudingen van deze metalen verkrijgbaar; voor radiowerk is de verhouding 60 % tin 40 % lood noodzakelijk, omdat hiervan het smeltpunt voldoende laag ligt om weerstanden en condensatoren niet te beschadigen door de warmte. Het soldeer moet goed vloeien, zoals men dat noemt, d.w.z. langs het te solderen metaal kruipen en er niet als een knikkertje op blijven liggen (fig. 51). Om dat te bereiken moet een vloeimiddel worden toegepast. In de handel is soldeervet verkrijgbaar, dat inderdaad het vloeien bevordert. Het blijkt echter, dat de vetresten het oxyderen van de metaaldraden binnen korte tijd in de hand werken; we zien dan z.g. koper-groen op de draden. Voor grof werk, dat na het solderen goed afgespoeld kan worden met benzine of tetra is dit vet dus bruikbaar, maar voor radiowerk n i m m e r. Soldeerwater is nóg erger. Hars is een behoorlijk vloeimiddel doch het bezit voor vervuilde draadeinden niet voldoende reinigend ver-

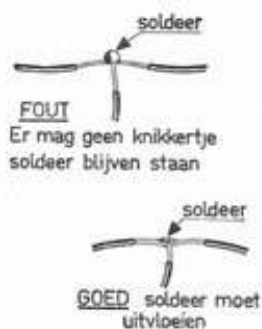


fig. 51

mogen; daarom moeten we uitsluitend één van de bekende moderne soldeersoorten gebruiken zoals Superspeed „sterkern” soldeer, waarbij het vloeimiddel reeds in het tin is opgenomen. Het is duurder maar voorkomt teleurstelling. Als soldeerboutje nemen we een niet te zwaar type; 60 watt is voldoende; liefst met kromme bek. Zorg voor een licht, soepel snoetje aan de bout, b.v. het moderne twin-snoer. Het is n.l. meer dan hinderlijk met een zwaar snoer te solderen; bovendien ligt het boutje dan nooit rustig, omdat een zwaar snoer steeds zal proberen het van de tafel af te trekken door zijn gewicht.

Het is de bedoeling, dat we zoveel mogelijk warmte van de bout op de soldeerplaats overbrengen, hetgeen het best gaat als er een druppel soldeer aan de bout hangt. De bout moet dus „vertind” zijn; vooral als we zo'n bout te heet laten worden, wordt de bek, d.i. de plaats waarmee we solderen, geheel bedekt met verbrande soldeerresten, zwart. Nu kun je dit er af vijlen, maar als je dat vaak doet, blijft er niets van de stift over; het is beter de bout heet te laten worden en dan de verbrande bek in een stukje hars te duwen of met een grove doek af te vegen en onmiddellijk daarna er een staafje soldeer tegen te houden; de bek vertint dan weer en een druppel blijft er nu wél aanhangen. In hardnekkige gevallen kan een staalborstel uitkomst brengen. Breng nu bout-met-druppel op de soldeerplaats en voer nog wat soldeer aan (fig. 52). Helder glanzend verspreidt het soldeer zich; het moet „hol” uitvloeien en niet in een knikkertje blijven staan. Wanneer een soldeerbout veel gebruikt is zullen we op de „bek” een kratervormige uitholling zien ontstaan; men zegt dan, dat de bout is „ingebrend”. Blijkbaar slijt het koper op die plaats weg; door de boutpunt te vernikkelen (b.v. Solon en Zeva-bouten) poogt men dit euvel te voorkomen. Wordt het gat te groot, dan zit er helaas niets anders op, dan de bout bij te vijlen totdat de punt weer geheel vlak is.

Om te zorgen dat de bout niet te heet wordt leggen we hem tijdens een gebruikspauze op een hamerkop of iets dergelijks (fig. 53); die neemt goed warmte op. Een stukje hars is bij de drogist verkrijgbaar; we leggen het in een blikken dekseltje en doen er ons leven lang mee.

Als „tussenlandingsplaats” voor verbindingen in een radio-toestel gebruikt men vaak „draadsteunen”; de soldeerlippen hiervan mogen wel even vertind worden vóórdát we de draden er in brengen. Bij merkartikelen, die vaak verzilverd zijn, is dit overbodig. Overigens kunnen dergelijke soldeerlippen en ook wel draadeindjes gemakkelijk schoongemaakt worden met een stukje schuurpapier, ca. $1\frac{1}{2} \times 4$ cm, dat we gevouwen tussen duim en wijsvinger houden (fig. 54).

Wanneer enige weerstandjes en/of condensatoren op een plaats samenkomen doen we verstandig, een z.g. soldeerveertje te gebruiken. In principe is dit een draadspiraaltje, gewonden van vertind draad van 0,5 mm dik. Men kan ze gemakkelijk zelf winden, bijv. om het eind van een boortje en we „rekken” het spiraaltje na het winden een weinig uit, totdat het een lengte van 4 of 5 mm heeft (fig. 62).

Hebben we 3 draadjes samen te voegen, dan is een diameter van 3 mm voldoende; komen er meer samen dan winden we het spiraaltje om een dikker boortje. Door het gebruik van een dergelijk soldeerveertje kunnen we later, bijv. bij sloop of schema-wijziging de onderdelen weer eenvoudig van elkaar scheiden door verwarming van het „veertje”.



Een druppel soldeer moet aan de bout blijven hangen

fig. 52

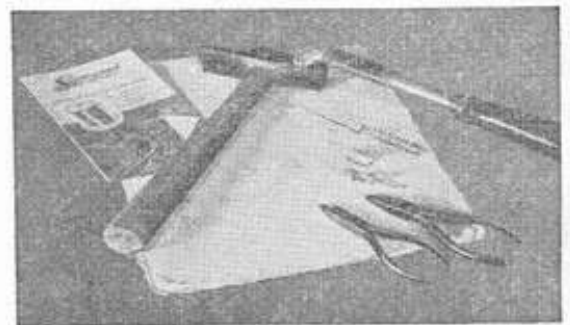


fig. 53

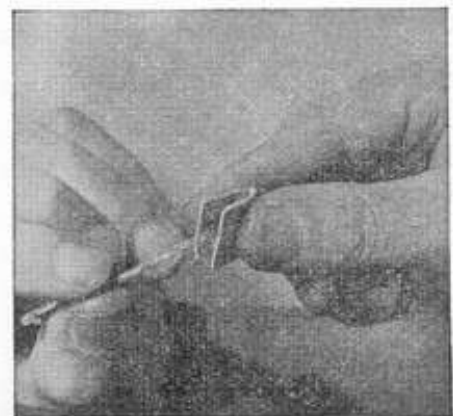


fig. 54

Wanneer we volgens een goed uitgedokterd bouwschema werken doet men het best zich aan de opstelling van onderdelen en soldeerplaatsen te houden; maken we zelf een opstellingsplan, dan moeten we er voor zorgen, alle verbindingen in principe zo kort mogelijk te houden.

We komen hierop terug. Verder moeten we er om denken, dat een radiotoestel niet het eeuwige leven heeft; we zullen er stellig wel eens iets in moeten vernieuwen of vervangen. Wring daarom niet te veel verbindingen in één soldeerlipje of aansluitoogje.

Zowel weerstandjes als condensatortjes kunnen slecht tegen grote verwarming; wij moeten dus snel solderen met een behoorlijk warme bout. Zijn de draadjes of het soldeerlipje niet schoon genoeg, dan duurt het langer voordat de soldeer vloeit en heeft de warmte tijd om zich aan het inwendige van weerstanden en condensatoren mede te delen. In geval van twijfel maken we dus de draadjes en zo nodig de soldeerlippen met schuurpapier schoon; ten slotte kunnen we door tijdens het solderen met de punt van een tangetje het draadje vast te houden de warmte af laten vloeien en zodoende onze condensator beschermen (fig. 55). En als we iets slopen moeten uit een toestel, knip dan liever de weerstand of condensator met zo lang mogelijk draadeind af, dan er lang met de soldeerbout aan te verwarmen, om het begeerde „artikel los te branden”.

Potentiometers, die ronde gevalletjes met 3 soldeerlippen dienen met alle égarde gesoldeerd te worden; verwarmen we die lipjes te lang, dan deelt de warmte zich aan het interieur mede, en dan is het onherroepelijk gebeurd. „Kraken” is al het minste wat hij gaat doen.

Vooraf bij het slopen van dump-goed lijken de draden wel vastgeknoopt te zijn vóór het solderen. We knippen de zaak dus af met zo lang mogelijke draadeindjes, die we later weer gemakkelijk verlengen kunnen. Zo'n verlengdraadje voor onze weerstand maken we van een normaal stukje montagedraad, dat we aan 't eind laten uitlopen in een spiraaltje. Dit verkrijgen we, door het montagedraad 4 à 5 slagen om de gladde naald te winden. Die naald moet iets dikker zijn dan 't draadstompje aan de weerstand (of condensator (fig. 55 en 56). Dit spiraaltje vertinnen we, en als het heet is drukken we er het draadstompje van onze sloopcondensator of -weerstand in.

Een soldeer-plaats mag tijdens 't afkoelen niet bewegen; het soldeer wordt dan ruw en grijs en de verbinding slecht. We kunnen door blazen de afkoeling versnellen, b.v. als onze vinger, waarmee we een weerstandje vasthouden, de hitte niet langer verdragen.

Om „in en uit” een chassis te komen met onze verbindingen gebruiken we z.g. entrées, een soort inbouwstopcontacten; ze worden met twee boutjes bevestigd (weer met veerringetjes) en kunnen onder maar ook boven het chassis liggen, mits de gaten in 't chassis maar ruim genoeg zijn (fig. 57). De gatafstand is 19 mm hart op hart, corresponderend met stekers. Netaansluitingen kan men op contra-stekerpennen tot stand brengen; de montage geschiedt dan als bij de entrées vermeld (fig. 57). Als regel zal men echter met het netsnoer „binnenkomen”. We mogen echter dat snoer niet zó maar door een gat in 't chassis voeren doch moeten steeds een rubber doorvoertulle gebruiken; die kosten haast niets. Wanneer we dit snoer inwendig „ergens” op aansluiten lopen we



fig. 55



fig. 56

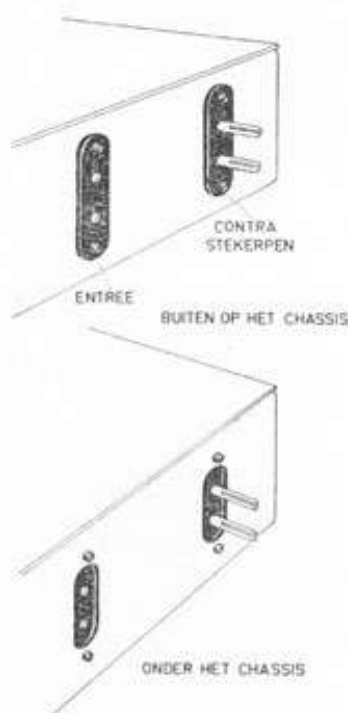


fig. 57

een pracht kans de „ingewanden” uit het chassis te trekken als we wat ruw met 't snoer omgaan; we moeten dus steeds een z.g. trekontlasting aanbrengen. Dat kan, door het snoer onmiddellijk achter de tulle onder een beugeltje tegen de chassiswand te klemmen. Het snoer moet dan eerst even met plakband omwikkeld worden op de plaats waarover het beugeltje komt; dan is 't stroever. Een knoop in 't snoer leggen achter de tulle gaat ook, maar is niet elegant (fig. 58). Het netste is, het snoer met een snoerklem vast te zetten en het dan meteen via een paar draadsteunen aan te sluiten op een montage draad.

Als we ooit in een snoerleiding een las moeten maken, knip de draadeindjes dan op ongelijke lengte af; wij krijgen dan niet die twee knobbels vlak naast elkaar! Schuif om de beide langste draadeindjes eerst een stukje oliekous, schuif daarna de beide vooraf schoongeschuurde koperdraadjes in elkaar, soldeer ze dan dóór en schuif de oliekous om de lasplaatsen. Om het geheel gaat dan plak- of isolatieband. Maar als 't even kan, vermijdt dan lassen in snoerleidingen (fig. 60).

Zo'n soldeerbuisje is een aardig nieuwigheidje; het is een buisje waarin reeds soldeer en vloeimiddel is aangebracht. Met een lucifer brengen we de zaak tot verhitting en de draadeinden, die we er domweg in moeten steken, zijn gesoldeerd. Kind kan de was doen.

Met een open haakje, wanneer er een draadeindje van een weerstand (of condensatortje) aan een doorgaand stuk montage draad gesoldeerd worden moet (fig. 61). Alleen op deze manier kunnen we later het weerstandje gemakkelijk vervangen. Het is een lelijke gewoonte om draden vóór het solderen te „knopen”.

FINISH

Nu gaan we eerst naar de finishing touch kijken. Aluminium bedekt zich praktisch onmiddellijk met een oxyd huidje, dat door ons niet te verwijderen is. Dit is ook de reden waarom we het niet solderen kunnen. Slechts met behulp van ultrasone trillingen kan men sinds enige jaren dit huidje verwijderen, maar dit is alleen in de industrie mogelijk. Ons aluminium chassis krijgt dus een dof glanzend uiterlijk op den duur, maar de oxydhuid biedt overigens goede bescherming tegen verder bederf.

We kunnen ons chassis een keurig aanzien geven door het in heet, sterk soda-water te dompelen; daarna goed afspoelen met water. Het krijgt dan een voornaam grijs uiterlijk, waarop kleine krasjes e.d. onzichtbaar geworden zijn.

LAK

Wanneer we ons chassis gaan lakken, doen we het verstandigst dit vóór de montage te doen. Spuiten is af te raden, want de laklaag blijft dan wel mooi, maar bij de minste stoot valt er een bladder af. In de industrie maakt men daarom eerst van een speciale aanhechtlak op rubberbasis gebruik. Voor ons doel kunnen we een chassis, als 't nu heel mooi moet zijn het best met de kwast lakken of bij een moffel-inrichting laten krimplakken of met craquelé lak bewerken; dat is machtig mooi en kost weinig.

Maar vergeet n i m m e r de aardpunten goed blank te maken, ook al gebruiken we tand- of veerringen onder onze soldeerlippen.

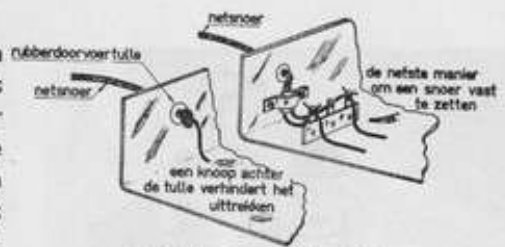


fig. 58

fig. 59

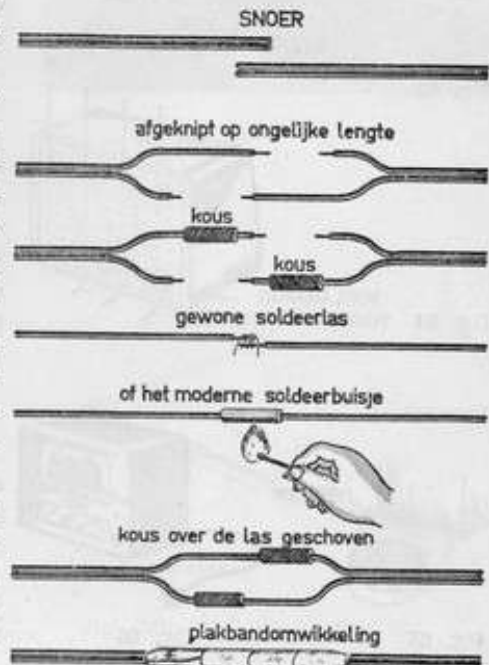


fig. 60



fig. 61

Aan het draadje een haakje buigen en dit niet dichtknijpen!



fig. 62

De mooiste soldeer-verbinding wordt gemaakt met een soldeerveertje

VENTILATIE

Uit de eerste les weten we dat alle waarstanden bij belasting min of meer als een kachelje werken. Wanneer er geen ventilatie in een kastje of chassis is, loopt de temperatuur op. Op zichzelf is dit niet zo erg; daarmee verdrijven we vocht, de doodsvijand van elke isolatie, maar 't kan ook te grijs worden. Te hoge temperatuur is b.v. schadelijk voor condensatoren en vooral elektrolyt-condensatoren in karton hebben veel daarvan te lijden. Zorg altijd voor een natuurlijke trek; maak gaatjes in 't chassis en boor in de bovenplaat van 't chassis enige gaatjes, b.v. 6 rondom de gelijkrichter en de eindbuis. Deze worden n.l. ook nogal warm en zodoende stijgt er koele lucht langs (fig. 63). Gaatjes van 6 mm \varnothing zijn groot genoeg. Ook bij inbouw in toestelkasten is er een grote kans op te grote verhitting. Kasten worden als regel van een geperforeerd achterschotje voorzien; men doet echter verstandig langs de bovenrand in 't achterschotje en in de kastbodem onder 't chassis een paar gaten te maken met de vleugelboor van $\varnothing 2\frac{1}{2}$ cm. Ook hier weer: zo mogelijk van 2 kanten af boren, eerst van binnen, dan van buiten. Er ontstaan dan mooie gave gaten, die de trek bevorderen (fig. 64). Beschadig met de scherpe kanten van chassis en kastjes niet het meubilair, dat de trots uitmaakt van de vrouwelijke huisgenoten! Voorzie kastjes en alle apparaten aan de onderkant van 4 rubber nopjes; niet alleen dat ze dan niet krasen maar ze glijden ook minder gemakkelijk van de tafel (fig. 65). Ook heeft het voordeel alle chassis en kastjes van twee handgrepen opzij of één van boven te voorzien; zelfs voor kleine ontvangers die dan hier en dan daar gebruikt worden, is zo'n handgreep nuttig. U zou verbaasd staan als u wist hoeveel bakeliet kastjes er sneuvelen doordat men ze uit de handen laat vallen (fig. 64).

Over houtbewerking zullen we het hier niet hebben; een kast maken heeft geen zin, behalve als we een pikant klein draagbaar ontvangertje gaan maken, maar daar komen we nog wel op terug.

ASSEN INKORTEN

Het is wel goed het hier nog even te hebben over het inkorten van asjes aan schaal aandrijvingen, potentiometers of schakelaars.

Is de as te lang, dan zagen we er een eindje af, nadat we het aseind wat er af moet vallen tussen de bankschroef geklemd hebben (fig. 67).

Als we 't goed doen, moeten we de juiste lengte al bepaald hebben vóór we zo'n ding gaan inbouwen, maar we vergeten dit helaas wel eens.

Zit de potentiometer of de schakelaar reeds gemonteerd in het chassis, schrijf dan met een vijltje de juiste lengte er op af en zaag met een figuurzaagje het eind er af (fig. 68); geen gewone ijzerzaag, want dan heeft de weerstandlaag binnen in de potentiometer te veel te lijden.

Wat ook kan is dit: laat iemand 't chassis vasthouden, klem het stuk van de as wat er af moet tussen de bankschroef en zaag dan maar desnoods met een ijzerzaag (fig. 69). Zaag in geen geval aseinden af, wanneer ze vóór uit een radio-kast steken; beschadiging van de kast is dan onvermijdelijk. Denk er om: éérs de buizen er uit en dan pas zagen!

Om te maken dat de knop zijn „grip” op de as niet verliest,

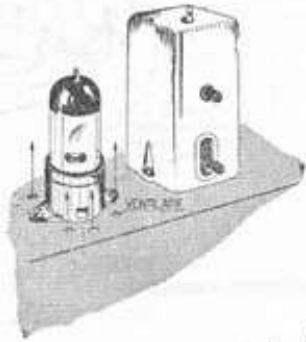


fig. 63

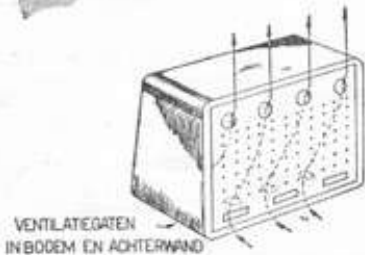


fig. 64

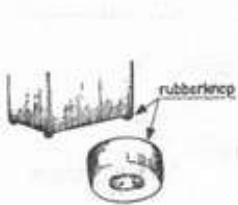


fig. 65



fig. 66

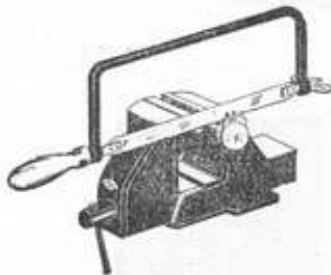


fig. 67

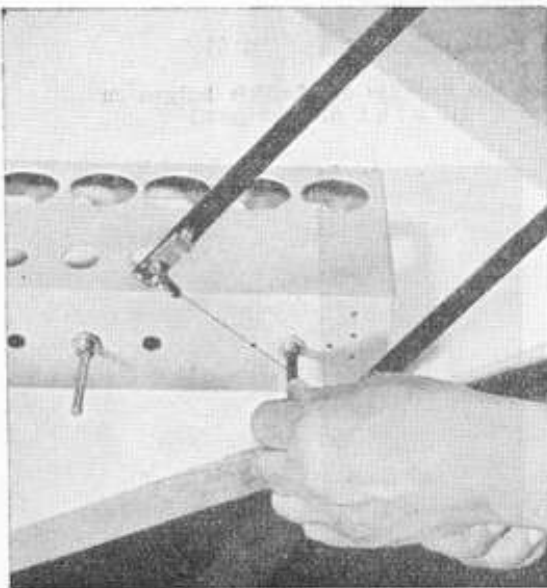


fig. 68

moeten we een plat kantje aan de as maken (fig. 70 en 71). We draaien daartoe het aanzetschroefje van de knop even vast aan, maken hem weer los en zien nu op de as een indruk van 't boutje (fig. 70a). Op de plaats van die indruk maken we met een rattestaart-vijltje van minstens $\frac{1}{2}$ cm \varnothing een gootje dwars op de asrichting (fig. 71a). Ook kunnen we met 't figuurzaagje een plat kantje aan as zagen (fig. 70b).

Een derde manier is wat moeilijker: boor met de boor van 4 mm een gaatje van ca. 1 mm diep op de plaats waar het puntje van het schroefje in de knop komt. Niet dieper, want dan zou de draad van het boutje beschadigen! (fig. 71b). Passen we één dezer methoden toe, dan komt onze knop muurvast te zitten!

Tenslotte moeten we er goed op letten, dat het zaagsel en vijlsel van metaal aanleiding kan geven tot grote raringheid, wanneer het tussen de platen van onze draaibare afstemcondensatoren terecht komt. Is het bepaald niet te vermijden dat er aan een compleet chassis gezaagd moet worden, pak dan desnoods de afstemcondensator in papier en plak het dicht met plakband!

DE RADIOTECHNIEK IN BLOKSCHEMA

Voordat we nu in de volgende lessen verder gaan met de behandeling van de theorie van de radio-techniek zullen we hier een globaal overzicht geven van verschillende begrippen en grondgedachten.

Wanneer we muziek of spraak uit een luidspreker horen, dan zijn het geluidstrillingen die ons oor bereiken. De luidspreker zelf echter wordt gevoed met een elektrische stroom, die een z.g. laag-frequente (l.f.) ofwel audio-frequente (a.f.) wisselstroom wordt genoemd. Deze stroom is tevoren versterkt in een versterker, die op zijn beurt zwakke a.f. wisselstroompjes ontvangt van a) een microfoon, het apparaat, waarin geluidstrillingen (muziek, spraak) omgezet worden in elektrische (a.f.) wisselstroompjes of b) van een pickup, die de in een grammofoonplaat vastgelegde trillingen omzet in a.f. stromen of c) van een geluidsband of d) van een radio-ontvanger. De bij al deze apparaten optredende trillingen noemen we laag-frequent (l.f. of a.f.), omdat ze beneden de grens van circa 20.000 trillingen per seconde liggen. Wat in de versterker gaat noemen we de „input”, wat er uitkomt noemen we de „output” (engelse ingeburgerde benamingen).

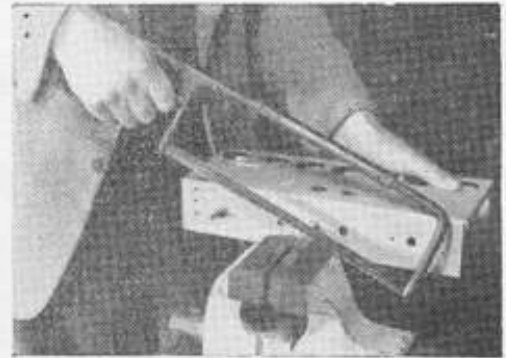


fig. 69

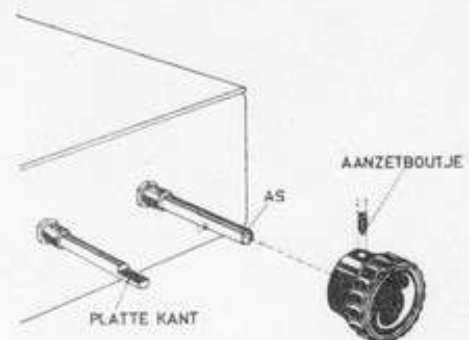


fig. 70b

fig. 70a

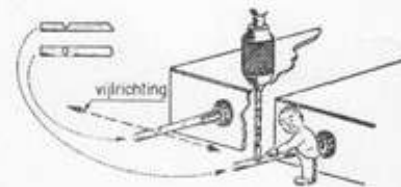


fig. 71a

fig. 71b

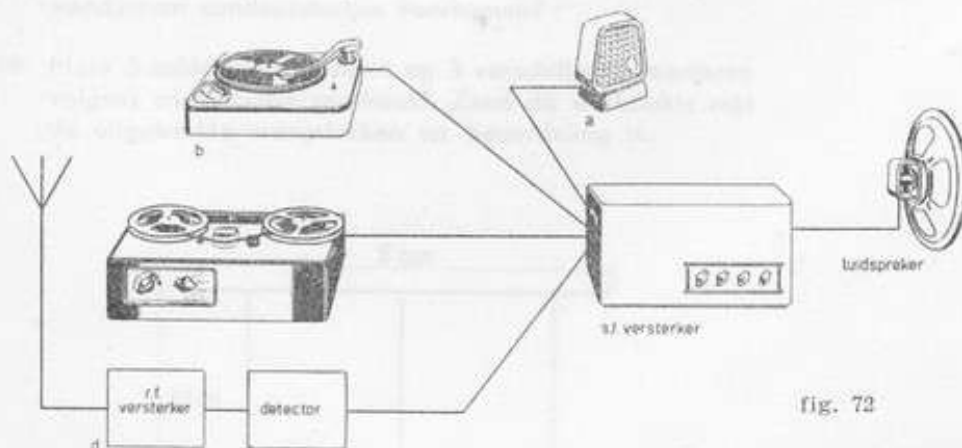
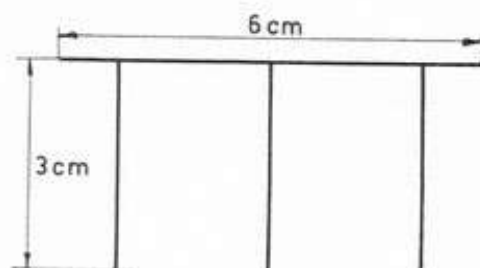


fig. 72

Komen de a.f. trillingen van een radiotoestel, dan wordt de zaak interessant. Zoals we zullen zien kunnen die a.f. trillingen niet draadloos worden uitgezonden. Dit is echter wel het geval met de hoog-frequente ofwel radio-frequente trillingen (h.f. of r.f.). Een ontvanger zal dus hoogfrequente trillingen uit de lucht opvangen. Hoeveel trillingen tellen we hier per seconde? Nu, heel veel; dat hangt van de golflengte af, maar voor radiogebruik kunnen we rekenen van 150.000 af tot 100.000.000 trillingen per seconde, ofwel van 150 kHz tot 100 MHz; later komen we hier vanzelf op terug. Deze r.f. trillingen zijn in feite de „dragers” van de a.f. trillingen; we zeggen dan dat de r.f. trilling gemoduleerd is met de a.f. trilling. Natuurlijk zijn de ontvangen trillingen zwak; in een r.f. versterker worden ze versterkt, doch alleen die trillingen welke door een door ons gekozen zender worden uitgezonden. We kiezen en versterken dus tegelijkertijd! Dat kiezen noemen we afstemmen. Maar dan hebben we nog steeds geen a.f. trillingen. Welnu, door de detector scheiden we de gewenste a.f. modulatie van de ongewenste, doch o zo nuttige r.f. draaggolf. We houden op dit punt dan een a.f. trilling over en versterken die in een versterker tenzij we van een hoofdtelefoon gebruik maken. En dat versterken, hoe gaat dit dan? Wel, met behulp van radiobuizen (vroeger zei men „lampen”) en, sedert kort, met behulp van transistoren. Maar, dat is nog maar in de kinderschoenen. Er bestaan nog andere ontvangsmethoden, maar daar komen we in de loop van de cursus vanzelf op terug.

VRAGEN BIJ DE TWEEDE LES

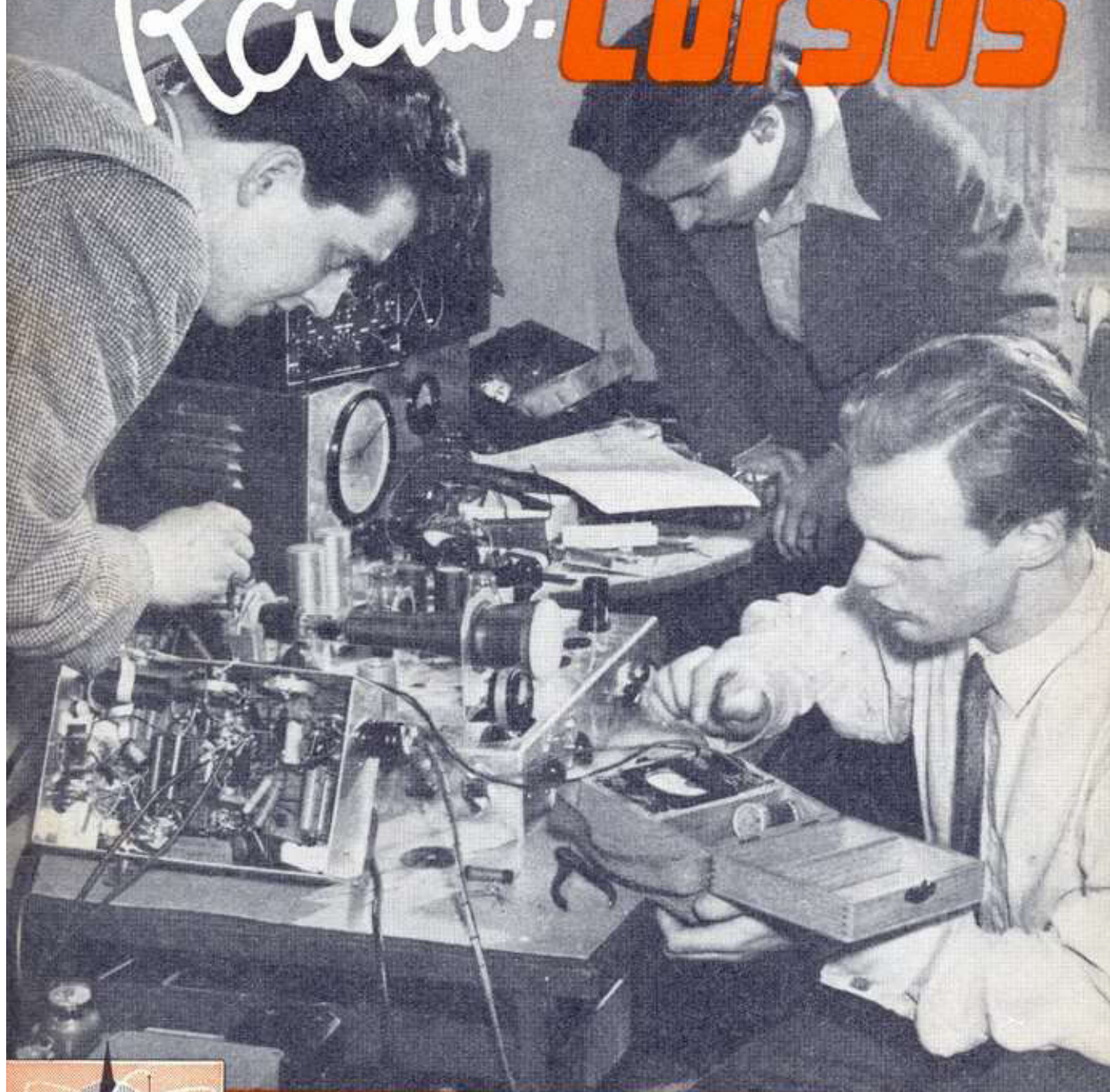
1. Als een chassis gelakt is, hoe kunnen we dan toch een goede aardverbinding daarop maken?
2. Mogen we aluminium enige malen heen en terug buigen?
3. Is het gemakkelijk grote gaten te maken in een reeds „gezet” chassis?
4. Als we een chassis buigen of zetten in een zetbank, waaraan moeten we dan denken?
5. Hoe kunnen we maken dat aluminium zich goed laat boren of zagen?
6. Hoe kunnen we een schroefje of boutje op zijn plaats brengen, als we met de vingers er niet bij kunnen doordat de kast te diep is?
7. Moeten we bij het vijlen van aluminium een grof of een fijn (zoet) vijltje gebruiken?
8. Levert z.g. push-back draad mooi strak werk? Waarom gebruiken we het?
9. Als de soldeerbout verbrand (zwart) is, hoe kunnen we we hem dan weer vertinnen?
10. Op welke manier kunnen we ons netsnoer tegen „uit-trekken” beveiligen?
11. Wat kunnen we doen om te maken dat de temperatuur in een radiokast niet te hoog wordt?
12. Een as van een potentiometer is te lang; het chassis staat al in de kast; wat moeten we doen om die as te verkorten?
13. Wat doen we om te maken dat een knop niet op een as verdraaien kan?
14. Hoe voorkomen we krassen op ons meubilair?
15. Hoe kunnen we oververhitting bij 't solderen van weerstandjes en condensatortjes voorkomen?
16. Maak 3 soldeerverbindingen op 3 verschillende manieren volgens onderstaand voorbeeld. Zend dit werkstukje met de uitgewerkte vraagstukken ter beoordeling in.



dr. Blan

3

Radio-CURSUS



vormingscentrum voor radio en electronica

INHOUDSOPGAVE

Natuurmagneten	3
Elektromagneten	4
Elektrische stroom door inductie	6
Dynamo	7
Wisselspanning	7
Draaistroom- en wisselstroomnet	9
Gelijkspanning	10
Transformatoren	11
Spoelen en condensatoren	12
Spoel, aangesloten op gelijkspanning	13
Spoel, aangesloten op wisselspanning	14
Spoelen parallel en in serie	17
De condensator	18
Condensator op gelijkspanning aangesloten	19
Condensator op wisselspanning aangesloten	19
Condensatoren parallel en in serie	21
Serieschakeling van condensatoren met ohmse weer- standen	22
Uitvoeringsvormen van condensatoren – Diëlektrische constante	24
Verliezen	24
Werkspanning	25
Variabele condensatoren	26
Vraagstukken over de derde les	27

MAGNETISME, SPOELEN EN CONDENSATOREN

3e LES

WE zullen ons in dit hoofdstuk vertrouwd moeten maken met het magnetisme en de magnetische inductie, omdat de voortplanting van radio (de elektromagnetische golven) hierdoor beheerst wordt ¹⁾.

NATUURMAGNETEN

We kennen allen een magneet in de vorm van een stuk staal, gebogen in hoefijzervorm, dat in staat is stukjes ijzer aan te trekken. Die vorm is natuurlijk bijkomstig; de hoofdzaak is dat er door beide einden, polen genaamd, kracht uitgeoefend wordt op alle ijzeren voorwerpen.

Wanneer we nu in gedachten naar Dakar gaan, een plaats in Afrika nabij de evenaar en daar een magnetische staaf in zijn midden ophangen aan een draadje katoen, zodat hij horizontaal komt te hangen en vrij kan ronddraaien, dan blijkt hij voor een bepaalde richting de voorkeur te hebben, en wel voor de richting Noord-Zuid (fig. 1) ²⁾.

Welnu, het naar het noorden wijzende eind van de magneet is de noordpool en het andere de zuidpool. Hieruit blijkt, dat de aarde een grote magneet is, waarvan de „polen” in de geografische Poolstreken liggen. En wat wij de geografische Noordpool noemen is in werkelijkheid een magnetische zuidpool; onze Zuidpool is dus eigenlijk magnetisch gesproken een noordpool.

Men maakte in vroegere eeuwen magneten door een stuk staal langdurig langs een z.g. magneetsteen te wrijven; deze magneetstenen vond men in de natuur. Doet men dit met een gewoon stuk ijzer, z.g. weekijzer, dan blijkt dit wel door een magneetsteen te worden aangetrokken; maar al wrijven we nu nog zo lang, het wordt niet blijvend (of permanent-) magnetisch.

Er bestaat dus een verschil tussen staal en weekijzer. In feite duidt men thans beide materiaalsoorten aan met „staal”; het staal wat echter niet blijvend magnetisch te maken is als gevolg van zijn samenstelling noemt men in de wandeling nog steeds weekijzer, magnetisch „week”, terwijl de wel blijvend magnetisch te maken staalsoorten, b.v. door de aanwezigheid van cobalt, koolstof, aluminium, nikkel, magnetisch „hard” worden genoemd.

Philips ontwikkelde een keramische, staalhoudende stof, Ferroxdure genaamd; deze stof overtreft in zijn eigenschappen verre de thans bekende staalsoorten.

Tussen de beide polen van een magneet bestaat er een z.g. **MAGNETISCH VELD**. Men kan dit aantonen door op een

¹⁾ Ook in dit hoofdstuk komt rekenwerk voor en het is niet te vermijden, dat hierin worteltrekken voorkomt, een bewerking die voor velen vrij grote moeilijkheden met zich brengt. Met een rekenliniaal of rekenschijf is het een koud kunstje, maar ook hiermede is niet ieder bekend. In het algemeen zou ik dit willen zeggen: Wanneer iemand moeilijkheden met dit rekenwerk ondervindt, laat hij dit dan rustig overslaan. Het gaat in deze cursus in de eerste plaats om begripsvorming. Wil hij desondanks zich er doorbijten, welnu, dan zal ik hem helpen.
— Dr. Bian.

²⁾ We hebben nu, om de zaak duidelijk voor te stellen een plaats aan de evenaar uitgekozen voor onze proef, maar in feite zal deze proef op elke plaats van de aardbodem hetzelfde resultaat vertonen.

We herkennen in deze eigenschappen onmiddellijk onze kompasnaald.



fig. 1



fig. 2a

Magnetisch veld van een staafmagneet

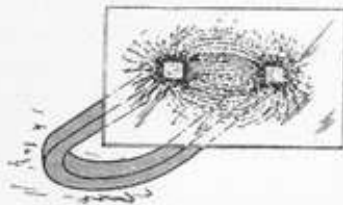


fig. 2b

Magnetisch veld hoefmagneet



sterker dan het aardmagnetisme

fig. 3

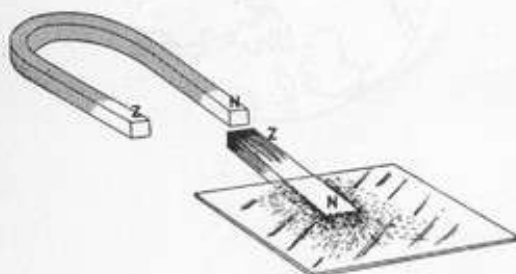


fig. 4

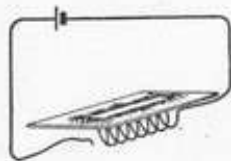


fig. 5

Elektro-magnetisme

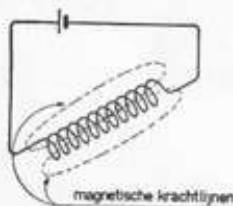


fig. 6

stuk papier ijzervijsel te strooien; houdt men hieronder een magneet, dan zullen de in het vijsel optredende strepen het verloop van het magnetisch veld zichtbaar maken (fig. 2a en b). „Veld” wil hier dus zeggen: plaats, waar het magnetisme aanwezig is, merkbaar is.

Houden we nu de noordpool van een magneetstaaf dicht bij een kompas, dan blijkt de uitwerking van de staaf véél groter te zijn dan die van 't aardmagnetisme: de staart van de kompasnaald (= zuidpool) die eerst braaf naar onze geografische Noordpool wees, zal onmiddellijk naar de noordpool van de staaf wijzen; houden we de zuidpool van de staaf bij 't kompas, dan zal daartegen de punt van de kompasnaald (= noordpool) aangetrokken worden (fig. 3). We concluderen dus: **ONGELIJKNAMIGE POLEN TREKKEN ELKAAR AAN, GELIJKNAMIGE POLEN STOTEN ELKAAR AF.**

Brengen we nu een stuk weekijzer op enige afstand van een hoefmagneet, dan blijkt dit stukje ijzer op zichzelf weer magnetische eigenschappen te gaan vertonen; met ijzervijsel is weer een krachtlijnenveld aan te tonen. Men spreekt hier van **MAGNETISCHE INDUCTIE** (fig. 4). (Inductie = beïnvloeding.)

Het blijkt, dat de magnetische krachten zich door lucht kunnen voortplanten, maar het blijkt tevens, dat ijzer groter geleidbaarheid dus minder weerstand voor magnetische krachtlijnen bezit dan lucht.

Men noemt dit geleidingsvermogen voor magnetisme de **PERMEABILITEIT** van het materiaal, vergeleken met die van lucht. De permeabiliteit van lucht is dus op 1 gesteld; die van ijzer kan wel 600 à 1000 zijn, afhankelijk van de samenstelling; slechts nikkel heeft een enigszins bruikbare permeabiliteit, doch staat toch in dit opzicht ver achter bij ijzer.

Alle andere materialen vertonen géén magnetische eigenschappen.

ELEKTROMAGNETEN

Tegen de eerste helft der vorige eeuw ontdekte de Deen Oerstedt dat het verplaatsen van elektrische lading, dus het lopen van een stroom steeds gepaard gaat met het optreden van magnetische krachten en omgekeerd, dat het verplaatsen van magnetische krachten het ontstaan van een elektrische stroom tengevolge heeft.

Wanneer we een elektrische draad tot een langgerekte spiraal winden en hier een elektrische stroom door leiden, dan blijken er magnetische krachten te ontstaan, die met behulp van een blad papier, bedekt met ijzervijsel weer aan te tonen zijn en een beeld geven dat er precies zo uitziet als dat veroorzaakt door een staafmagneet (fig. 5 en 6).

De sterkte van 't magneetveld hangt af van de sterkte van de stroom, maar ook van het aantal windingen van de draadspiraal, die we een spoel noemen; we spreken daarom in dit verband van het aantal **AMPÈRE-WINDINGEN**, afgekort **Aw.**, en het is duidelijk, dat de magnetische uitwerking van een spoel met 500 windingen, waardoor $\frac{1}{2}$ A gaat gelijk is aan die met 25 windingen, waardoor 10 A gaat: beide is nl. 250 Aw. We zien, dat de spanning hierbij niet genoemd wordt; dat behoeft ook niet, want de draaddikte en de draadlengte betekenen in feite niets anders dan een

zekere weerstand R die uiteindelijk de stroomsterkte I bepaalt. Daar $E = I \times R$, ligt E dus geheel vast.

Intussen is ook bij dit elektromagnetische veld een groter uitwerking te verwachten, wanneer we in de spoel een stuk ijzer brengen, in verband met de hogere permeabiliteit van het ijzer.

Toch moeten we niet denken, dat we steeds maar sterker elektromagneet verkrijgen als we maar meer elektriciteit door de spoel sturen! Er treedt een verzadigingstoestand op van het ijzer bij een bepaalde magnetisering; na het overschrijden daarvan heeft verhoging van de stroom weinig uitwerking.

Is er geen ijzerkern aanwezig, dan is er natuurlijk geen sprake van enig verzadigingsverschijnsel; we kunnen de stroom dan net zo lang verhogen, totdat deze te groot is voor de draaddikte en onze wikkeldraad dus doorbrandt!

In ieder geval bezitten we nu een manier om aan een magneet te komen: we omwikkelen een stuk weekijzer met een draadspoel, leiden er een stroom door en hebben een magneet. Op moderne werktuigmachines houdt men tegenwoordig de te bewerken stukken door middel van elektromagneten op hun plaats; natuurlijk alleen stukken ijzer of staal. Schakel de stroom uit en het is weer gedaan met het magnetisme; er blijft slechts een weinig over, dat men het **REMANENTE MAGNETISME** noemt.

Leiden we de stroom in een spoel echter om een stuk staal, dan wordt dat eveneens magnetisch, doch het verliest het magnetisme niet als de stroom of de spoel verwijderd zijn. Zo verkrijgt men **PERMANENTE MAGNETEN**.

We kunnen van te voren voorspellen waar de noord- en de zuidpool van een elektromagneet liggen zal: **KIJKEN WE DOOR DE SPOEL HEEN EN LOOPT DE STROOM MET DE WIJZERS VAN DE KLOK MEE, DAN WIJST DE NOORDPOOL NAAR ONS TOE EN DE ZUIDPOOL NAAR DE ANDERE KANT**, dus van ons af (fig. 7).

Nu moeten we niet denken, dat een dergelijk magnetisch veld persé door een spoel veroorzaakt moet worden; een rechte draad, waardoor een stroom gaat, zal óók reeds een magnetisch veld veroorzaken, dat echter een heel andere gedaante zal hebben dan wanneer het door een spoel veroorzaakt wordt. We kunnen de draad door een stuk papier, bedekt met ijzervijlsel, laten steken; het ijzervijlsel zal nu een ringvormige gedaante krijgen (fig. 8). Of we dat papier nu naar boven of naar beneden bewegen langs de draad, dat verandert aan het beeld niets.

Nu hebben velen er moeite mede om zich een dergelijk „ringvormig” magnetisch veld voor te stellen; we kunnen daarom beter een stukje ijzer beschouwen dat op enige afstand naast de draad is neergelegd, zó, dat de beide einden zich even ver van de draad bevinden.

Welnu, in dat stukje weekijzer zal door de elektrische stroom een magnetisch veld geïnduceerd worden; het krijgt dus een noord- en een zuidpool; de regel waarmee men de polariteit vaststelt zal ik hier niet aanhalen, omdat die voor de meeste cursisten moeilijkheden oplevert. We moeten echter wél inzien, dat het er volstrekt niets toe doet wáár nu dat stukje ijzer ligt, bij A, of bij B. Hoe dichterbij de draad echter, des te sterker het magnetisme; de veldsterkte is daar het grootst. Ook zonder dat stukje ijzer zal het magne-

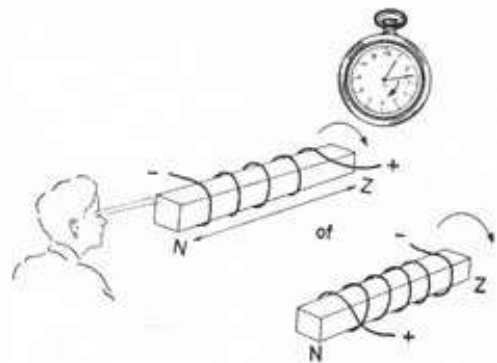


fig. 7

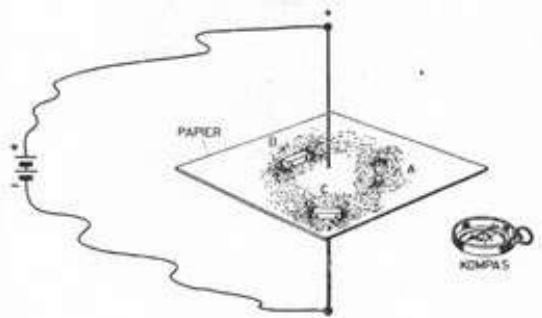


fig. 8

tisch veld aanwezig zijn, evenals bij de spoel. We kunnen het gemakkelijk aantonen met een kompas.

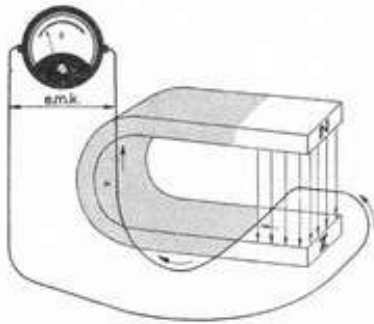


fig. 9

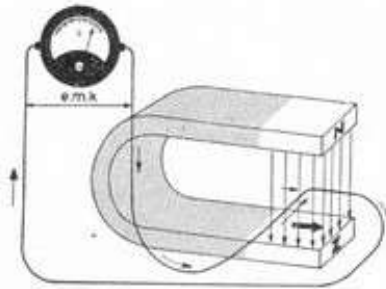


fig. 10

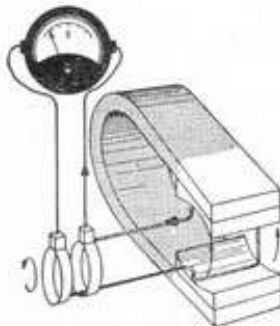


fig. 11

ELEKTRISCHE STROOM DOOR INDUCTIE

Wanneer we nu de zaak eens andersom bezien ontdekken we, dat een draadlus die door ons in een magnetisch veld wordt bewogen, wordt doorlopen door een elektrische stroom (fig. 9). Wanneer we dat met één draadlus doen hebben we een zeer gevoelig meetinstrument, een galvanometer nodig om die stroom aan te tonen. We noemen dat elektriciteit, verkregen door INDUCTIE en op de 2 draadeinden staat een z.g. ELEKTROMOTORISCHE KRACHT, afgekort tot e.m.k. (denk er om, alleen als 't een eigenaam van één of andere geleerde betreft, schrijven we hoofdletters, dus V, A, maar e.m.k. enz. met kleine letters).

Als wij nu die proef met die draadlus en meter in een magneetveld doen, dan zien we, dat het verschil maakt of we de lus in het magnetisch veld brengen of hem er uit halen, daar in 't ene geval de wijzer van de meter naar links uitslaat en in 't andere naar rechts (fig. 10). Er bestaan meters, die de 0-stand, de ruststand dus, in 't midden hebben; die zijn mooi voor deze proef. Het hangt er dus helemaal van af, hoeveel MAGNETISCHE KRACHTLIJNEN door de spoel „omvat” worden en hoe snel de beweging is, want houden we dus lus of spoel stil dan loopt er géén stroom. Men is gewoon de sterkte van het magnetische veld uit te drukken in het aantal (denkbeeldige) magnetische krachtlijnen; we gaan hierop niet verder in.

We kunnen dus zeggen: IN EEN DRAADSPOEL WORDT EEN ELEKTRISCHE STROOM GEÏNDUCEERD, ALS DIE SPOEL ZICH IN EEN MAGNETISCH VELD ZODANIG BEWEEGT, DAT HET AANTAL DOOR DIE SPOEL OMSLOTTEN MAGNETISCHE KRACHTLIJNEN DAARDOOR TOE-OF AFNEEMT, of anders gezegd: het magnetisme sterker of zwakker wordt.

Dat de snelheid waarmee die sterkteverandering zich voltrekt er veel toe doet, kunnen we bewijzen door de spoel heel langzaam te bewegen: de meter slaat dan niet uit.

Nu kunnen we een draadlus ook in het magnetisch veld rondwentelen in plaats van héén en weer bewegen; het dóórdraaien van zo'n lus zou echter reeds na één omwenteling vastlopen, omdat de aansluitdraden zouden verwarren. Men ondervangt dit bezwaar met een paar meedraaiende sleepringen waarop de luseinden worden vastgesoldeerd; door middel van een paar sleepveren kan nu de meter weer aangesloten blijven ook als we de lus één of meer gehele omwentelingen laten maken (fig. 11). Doen we dit nu, dan zien we dat de stroom eerst toeneemt naar één richting, dan weer afneemt, nul wordt en dan naar de andere kant toeneemt om tenslotte, als hij juist één slag rond geweest is weer op het punt van uitgang (dus nul) terug te komen.

We noemen dit een WISSELSPANNING en één omwentelingscyclus bestaat uit het aangroeien en afnemen naar één kant gevolgd door het aangroeien en afnemen naar de andere kant. De tijd, die hiervoor nodig is, noemen we een PERIODE. Als we aan de wijzer van het gebruikte meetapparaat een potloodstift zouden kunnen bevestigen en er een strook papier langs laten trekken door een veerwerkje dat met regelmatige snelheid draait, dan zou er een gol-

vende lijn op getekend worden, een uit de wiskunde bekende SINUSLIJN (fig. 12).

We zagen reeds, dat het op deze wijze verkregen stroompje zéér gering is; we schakelen daarom meerdere lussen in serie en verkrijgen daardoor een spoel (fig. 13), waardoor de spanning en dus ook de stroom groter worden.

DYNAMO (fig. 14b)

Om nu uit dit apparaat een elektriciteitsbron te scheppen begon men met het magnetisch veld te versterken door de draadspoel te wikkelen om een rolvormig (cilindrisch) op een as geplaatst stuk weekijzer waarin een wikkelruimte is uitgespaard (fig. 14a), het anker genoemd¹⁾, en de polen van gedeelte van hun weg in de lucht met zijn geringe permeabele magneet hol uit te slijpen, zodat de rol er mooi in past; nu hebben de magnetische krachtlijnen maar een heel klein biliteit af te leggen. Er moet nl. altijd nog een heel nauw luchtspleetje tussen magneetpolen en anker blijven, anders kan het anker niet vrij ronddraaien. De aandrijving van het anker kan nu door water, stroom, wind of een andere mechanische krachtbron plaats vinden.

Later verving men de toen nog moeilijk te verkrijgen permanente staalmagneet door een elektromagneet, die uit elementen werd bekrachtigd.

WISSELSpanning

De wisselspanning die we op deze manier verkrijgen, heeft dus een spanning die afhangt van het aantal windingen op het anker en de omwentelingssnelheid. Bovendien wisselt een dergelijke spanning een aantal malen per seconde van richting. Dit aantal malen hangt af van de snelheid waarmee de machine door b.v. een stoommachine wordt aangedreven, en wordt de FREQUENTIE (= veelvuldigheid) op de wisselspanning genoemd.

In Europa heeft men deze voor de elektriciteitsvoorziening op 50 perioden per seconde vastgelegd maar in Amerika op 60. Men spreekt dan van 50 Hz of 60 Hz, een afkorting van de naam van Hertz, een bekende Duitse geleerde. Bij 50 Hertz wordt de spanning dus 50 x per seconde: maximum +, nul, maximum -, weer nul. In Amerika spreekt men van cycels per second, afgekort: C/s.

Nu is 't voor velen niet gemakkelijk zich een wisselstroom voor te stellen. We zullen daarom maar even naar een watervoorbeeld grijpen: op een wip worden 2 emmers geplaatst; de beide emmers zijn verbonden door een slang, die in de bodems uitmondt (fig. 16). Door de slang loopt nu bij elke wip-beweging telkens een hoeveelheid water heen en weer; hoe hoger de wip kan komen, des te groter wordt het hoogteverschil tussen de emmers en des te hoger het drukverschil, hetgeen zich openbaart in de kracht van de waterstroom door de slang. En die waterstroom zou met succes een molentje kunnen aandrijven, wanneer de slang bij A onderbroken werd en men het molentje in serie met de slang schakelde. Het zou echter telkens even stilstaan wanneer de emmers even hoog staan en teruglopen, wanneer de andere emmer omhoog kwam! Evenzo zal een gloeilamp, aangesloten op wisselspanning telkens even uitgaan, maar

1) In plaats van anker spreekt men vaak van rotor of draaiend gedeelte, in tegenstelling tot stator of stilstaand gedeelte.

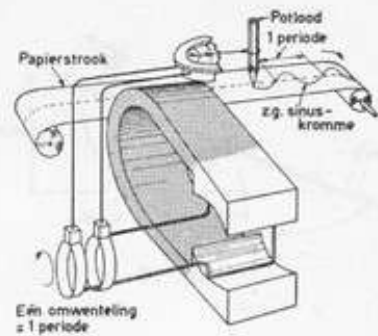


fig. 12

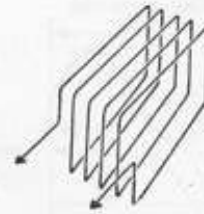


fig. 13

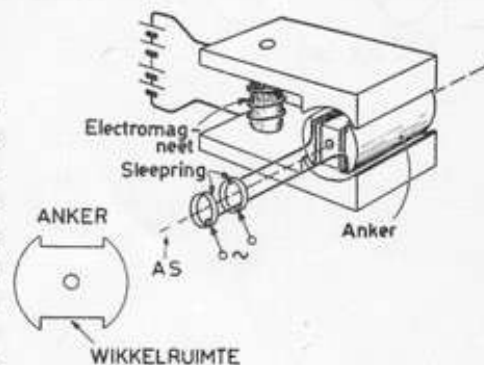


fig. 14a

fig. 14b

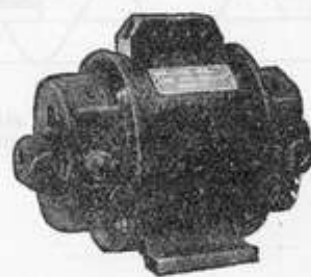


fig. 15

Dynamo merk „EDC“

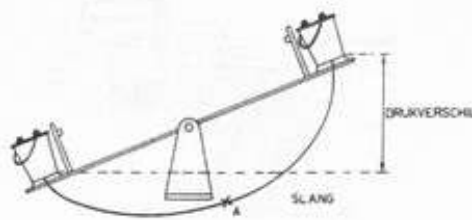


fig. 16

doordat dit verschijnsel $100 \times$ per seconde optreedt zien we 't niet. Bij neonlicht is dit telkens uitdoven veel beter waarneembaar, wanneer we b.v. een blinkend metalen voorwerp snel bewegen. We zien dan niet één flitsende streep, doch een lichtstreep die telkens onderbroken is. Dit komt omdat neonlicht geen gloeidraad bevat en dus niet kan nagloeien, wat met een gewone gloeidraad wél 't geval is.

Wanneer we nu een wisselspanningsbron hebben, waarvan de top- of piek-spanning 100 volt is, gemeten van de 0-lijn tot de top van de sinus-kromme, dan sluiten we hierop een elektrisch dompelement aan, dat we in een bakje met 1 liter water plaatsen. Daarnaast plaatsen we in net zo'n bakje water precies zo'n dompelement, doch we sluiten dit op gelijkspanning aan. Langzaam voeren we de gelijkspanning op, totdat we dezelfde uitwerking verkrijgen als bij de op wisselspanning aangesloten dompelaar, nl. dat het water even snel kookt. We meten dan de gelijkspanning en zien, dat deze 70,7 volt is (fig. 17 a en b).

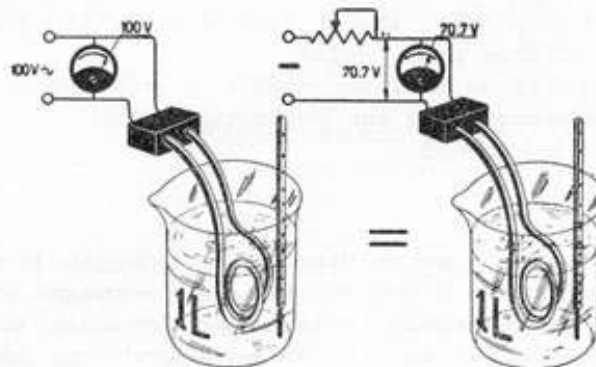
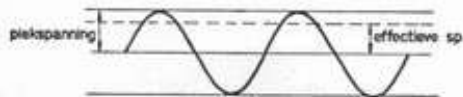


fig. 17a
Piekspanning 100 V

fig. 17b
Gelijkspanning 70.7 V



Sinus-kromme; stippellijn stelt de effectieve spanning voor

70.7 volt gelijkspanning levert dezelfde prestatie als een wisselspanning met een topwaarde (of piekwaarde) van 100 V. In verband hiermee is het gebruikelijk bij een wisselspanningsnet nooit de piekspanning te vermelden maar de **EFFECTIEVE SPANNING**. In fig. 18 zien we de grafische voorstelling van de wisselspanning in getrokken lijn en de grafiek van de gelijkspanning, die hetzelfde effect heeft, gestippeld.

Wordt er van een sinusvormige wisselspanning dus gezegd: de spanning is 220 volt, dan schrijven we dat zo: $220 \text{ V} \sim$ en we bedoelen dan: de effectieve waarde van deze spanning is 220 V. En dat betekent dus, dat de piekspanning hier $1.4 \times 220 \text{ V} = 308$ volt bedraagt. Let maar op

$$\text{ons bovenstaande voorbeeld } \frac{100}{70,7} = 1.4 (= \sqrt{2}).$$

Onze $220 \text{ V} \sim$ netspanning levert dus piekspanningen op van 308 volt. Voorzichtigheid is dus geboden!

Als regel geven volt- en ampèremeters voor wisselspanning de effectieve waarde aan. Als kenteken voor wisselspanning gebruiken we het sinusteken \sim . We spreken zowel van een wisselspanningsnet als van een wisselstroomnet; die begrippen worden door elkaar gebruikt.

Wisselspanning levert bij transport door kabels over grote afstanden voordelen op in vergelijking met gelijkspanning, zodat

thans uitsluitend wisselstroom door onze centrales geleverd wordt.

DRAAISTROOM- EN WISSELSTROOMNET

De moderne elektrische centrales leveren uitsluitend draaistroom. We kunnen hier niet diep ingaan op deze vrij moeilijke materie; het is voor ons hoofdzaak te weten, dat deze draaistroom via een 4-aderige kabel naar een huis komt, wanneer dat door meerdere gezinnen bewoond wordt. Drie van deze vier draden zijn de z.g. fazedraden; elk dezer fazedraden heeft een spanning van $220\text{ V} \sim$ tegenover de 4e draad, die men de nuldraad noemt; deze draad is in de centrale geaard (fig. 19). Tussen 2 willekeurige faze-

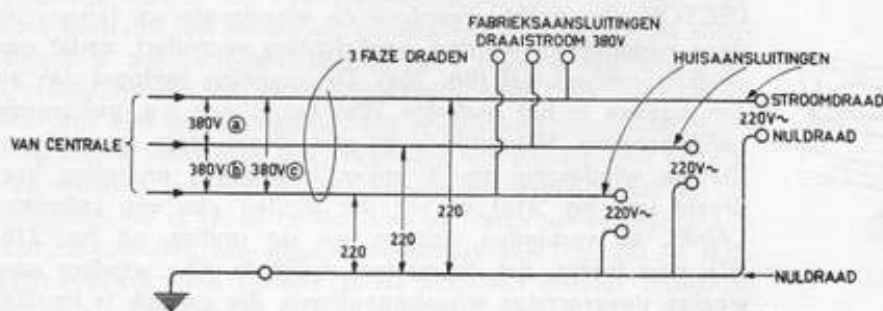


fig. 19a

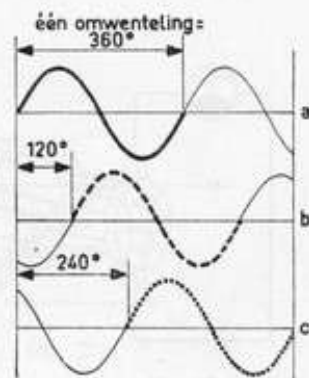


fig. 19b

draden onderling meet men steeds $380\text{ V} \sim$. Aldus zijn 3 verschillende wisselspanningen aan te wijzen, n.l. a, b en c. Deze spanningen zijn onderling 120° in fase verschoven; dit wil zeggen, dat ze niet tegelijkertijd op hun maximum en minimum komen, doch ná elkaar; we zien dit in fig. 19b voorgesteld. Men bereikt dit, door op het anker van de dynamo van fig. 14 niet één doch drie wikkelingen aan te brengen. Door een kunstgreep in de schakeling van de spoelen (z.g. sterschakeling) heeft men slechts 4 sleepringen nodig, n.l. 3 voor de drie fazen plus één voor de nuldraad.

Ieder van de bewoners krijgt nu de nuldraad + één der drie fazedraden in zijn woning; zo'n fazedraad noemt men dan de stroomdraad voor die woning en tussen de nuldraad en die stroomdraad staat dan een wisselspanning.

Daar de 3 fazedraden gelijk belast moesten worden, zal onze buurman beneden weer een andere fazedraad binnen krijgen en de buurman boven de derde. En wat er nu in onze woning vastzit aan die beide binnenkomende draden zagen we reeds in fig. 31 van les 1. Bewoners van grote huizen of winkels krijgen de nuldraad plus alle 3 fazedraden in huis; men verdeelt het aantal lichtpunten dan over drie groepen, die ieder weer door de nuldraad plus één der fazedraden worden gevoed. Hebben wij een fabriek en gebruiken wij draaistroommotoren, dan krijgen wij de 3 fazedraden in onze werkplaatsen; de motoren moeten dan berekend zijn op 380 V . Voor verlichting e.d. gebruiken we ook in de fabriek echter één der 3 fazedraden en de nuldraad, dus $220\text{ V} \sim$. In sommige steden, b.v. het oudere deel van Amsterdam, meet men 220 V tussen de fazedraden onderling; twee hiervan komen normaal in de woningen. De nuldraad komt hier dus niet binnen. Evenwel zal men tussen aarde en één

dezer beide draden toch spanning meten, nl. 127 volt.

$$\left(= \frac{220 \text{ V}}{\sqrt{3}} \right)$$

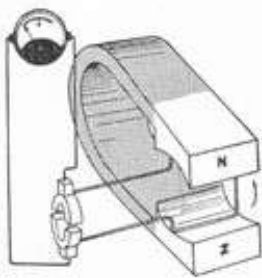


fig. 20a

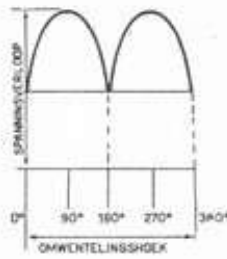


fig. 20b

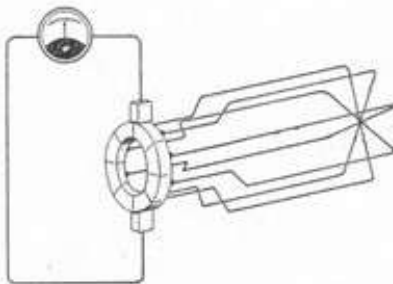


fig. 21a



fig. 21b

GELIJKSPANNING

Voor kleine elektriciteitsvoorzieningen, b.v. auto's, op schepen en in boerderijen gebruikt men bij voorkeur gelijkspanningsnetten, omdat wisselspanning niet opgezameld kan worden in accumulatoren en gelijkstroom wel, gelijk we reeds zagen.

Door vernuftige kunstgrepen heeft men op de as van een wisselspanningsdynamo een z.g. POOLWISSELAAR of COLLECTOR uitgedacht, waardoor de wisselspanning, telkens als deze negatief wil worden, van richting verandert, zodat een gelijkstroom ontstaat (fig. 20a). De spanning verloopt dan als aangegeven in het grafiekje 20b; het is een z.g. pulserende gelijkspanning. Natuurlijk is dit niet ideaal; door meer afzonderlijke windingen om 't anker te leggen, onderling verdraaid (zie fig. 21a) en elk der einden aan een collector-LAMEL te verbinden, krijgen we de grafiek uit fig. 21b. We zien hierin, dat de oorspronkelijk in elke winding aanwezige sinusvormige wisselspanningen, die we ook in fig. 20b zien, elkaar gedeeltelijk overlappen. Hier spreken we van een gelijkspanning met een rimpel en deze is voor normaal gebruik (verlichting e.d.) wel toelaatbaar.

Deze collector bestaat uit z.g. lamellen van koper, door mica onderling gescheiden; koolstaafjes, de z.g. borstels, die onder veerspanning tegen de draaiende lamellen gedrukt worden, dienen om de spanning af te nemen (fig. 22). De bij dergelijke collectoren optredende vonken veroorzaken hevige radiostoringen, die echter voor een groot deel onschadelijk te maken zijn.

Zowel bij gelijkspannings- als wisselspanningsmachines of dynamo's hangt de spanning niet alleen van de omwentelingsnelheid af doch ook van het aantal win-

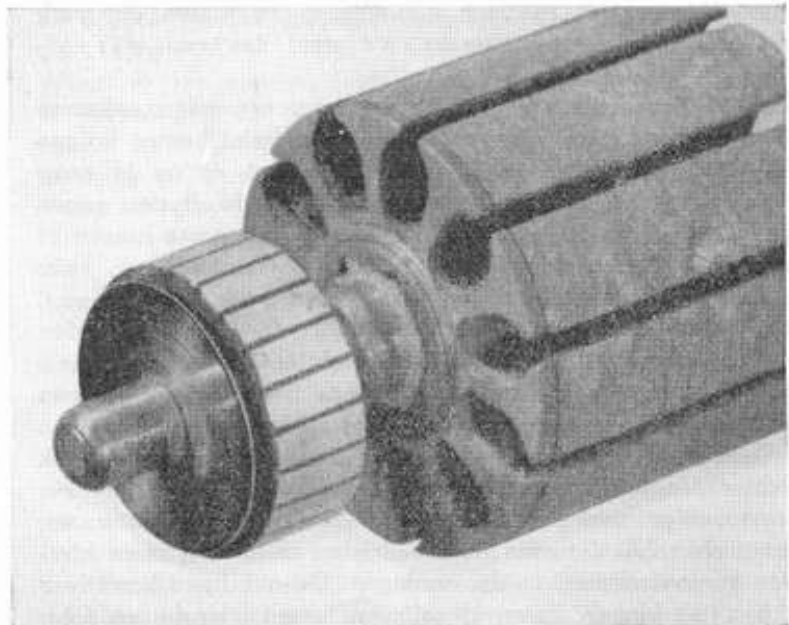


fig. 22
Collector met onbewikkeld
anker

dingen van de ankerwikkeling. Willen we nu b.v. bij een autodynamo met een lage spanning werken, wel, dan moeten we op een grote stroom rekenen, anders komen we niet aan het benodigde vermogen ($W = E \times I$). We moeten dan dus weinig windingen aanbrengen, maar van dik draad.

Bij wisselspanning kunnen we door middel van een transformator elke gewenste spanning verkrijgen, zoals we aanstonds zullen zien; bij gelijkspanning gaat dit kunstje helaas niet op.

TRANSFORMATOREN

Wanneer we om een ijzeren staaf een spoel wikkelen en deze op een wisselspanningsnet aansluiten, zal onder de invloed van de wisselende spanning elk einde van die staaf afwisselend noord- en zuid-magnetisch worden via een neutrale toestand (dit laatste als gevolg van het feit dat de spanning $2 \times$ per periode 0 is). Als deze staaf nu vrij lang is en we beschouwen nu de onbewikkelde helft, dan hebben we hier dus een stuk weerkijzer, dat afwisselend noord- en zuid-magnetisch wordt (fig. 23). Wanneer we om dit eind nu nog een winding leggen, die net zoveel windingen bevat als de wikkeling die er reeds op ligt, dan zal onze tweede spoel aan zijn draadeinden een wisselspanning leveren (fig. 24). In feite blijft het voor die tweede spoel trouwens precies hetzelfde of hij nu op een as in een magnetisch veld rondwentelt als een dynamoanker zoals in fig. 11 of dat het magnetisme in zijn ijzeren kern nu onder invloed van een andere wisselende bron van magnetisme verandert.

Wanneer we dit eenmaal inzien is het niet moeilijk te begrijpen dat wanneer we in de 2e spoel (de secundaire genoemd) nu eens $3 \times$ zoveel windingen aanbrengen als in de 1e (de PRIMAIRE genoemd), dat we dan op de SECUNDAIRE spoel een $3 \times$ zo hoge spanning meten, met andere woorden: De spanningen in twee spoelen van een TRANSFORMATOR verhouden zich als hun windingtallen; dit getal geeft de TRANSFORMATIEVERHOUDINGEN aan: $1:3$ wil dus zeggen: Het aantal windingen van de primaire verhoudt zich tot dat van de secundaire als $1:3$, terwijl dit ook met de spanningen het geval is. We komen later op de berekening terug, want in deze beschouwing hebben we de verliezen nog buiten beschouwing gelaten.

Wanneer we nu alleen de primaire bezien en we zouden als secundaire een mooie dichtgesoldeerde ring om de kern schuiven (fig. 25a), dan zou hierin gezien de wikkelverhouding weliswaar een lage spanning geïnduceerd worden, maar de stroom zal zéér groot zijn, zoals we verderop in deze les zullen zien. En dat vormt weer een zeer zware belasting voor de primaire wikkeling en kan praktisch met een kortsluiting daarvan worden gelijkgesteld.

Maar als we nu goed kijken zien wij dat ook in een massieve ijzeren kern een dergelijke stroomloop zal optreden (fig. 25b). Doordat ijzer de elektrische stroom minder goed geleidt dan koper zijn de gevolgen minder ruïneus maar toch ernstig. Men spreekt hier van WERVELSTROMEN; om hun ontstaan te voorkomen gebruikt men nimmer een massieve kern doch een kern, opgebouwd uit dun plaatijzer, z.g. dynamoblik, dat aan één kant met een isolatielaagje, b.v. heel dun vloeipapier beplakt is (fig. 26). In deze van

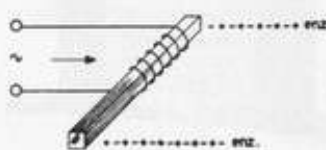


fig. 23

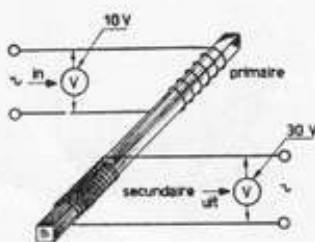


fig. 24

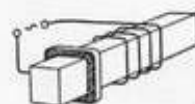


fig. 25a

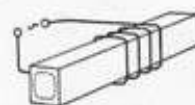


fig. 25b

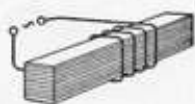


fig. 26

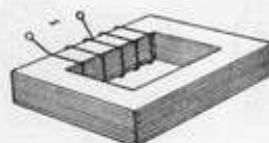


fig. 27

elkaar geïsoleerde dunne lagen dynamoblik treden geen wervelstromen van betekenis op.

Tot nu toe bespraken we spoelen waarin een staafvormige ijzerkern was gebracht; de magnetische krachtlijnen doorlopen dus het ijzer, maar moeten nog een deel van hun weg door de lucht vervolgen. Daar lucht zoals we gezien hebben minder goed in staat is magnetische krachtlijnen te geleiden, streeft men er naar bij transformatoren voor lage frequenties de luchtweg geheel uit te schakelen door de toepassing van een gesloten ijzerkern.

Sluiten we nu een transformator op het net aan, zonder dat we secundair stroom afnemen, dan blijkt er toch een stroom te lopen door de primaire!

Welnu, we hebben gezien dat $2 \times$ per periode het magnetisch veld van richting verandert en inderdaad is hiervoor kracht nodig, die door het net in de vorm van een kleine stroom, de nullaststroom genoemd, die in feite veroorzaakt wordt door de z.g. magnetiserings- of ijzerverliezen, die heel hoog kunnen worden, wanneer de berekende hoeveelheid „blik niet aanwezig is.

In de koperen wikkeldraden, die soms een behoorlijke lengte krijgen, treden bovendien nog verliezen op door de ohmse weerstand, die elke geleider nu eenmaal heeft. Deze verliezen, die eerst aan 't licht komen wanneer we de transformator gaan belasten, noemen we de koperverliezen; bij het berekenen moeten we hiermede rekening houden.

Bij de behandeling van voedingsapparaten en laagfrequent versterkers komen we op de constructie van transformatoren en deze verliezen nader terug.

SPOELEN EN CONDENSATOREN

We hebben het gedrag van wisselspanningen en het ontstaan daarvan uitvoerig behandeld in een vorig hoofdstuk; het ging hier hoofdzakelijk om spanningen van lage frequenties (50 of 60 Hz).

Het gehele wezen van de radiotrillingen berust evenzo op wisselspanningen doch van veel hoger frequenties nl. tussen 150 kHz en 80 megahertz (150000 en 80000000), terwijl bij de geluidswaergave en versterking nog wel van laag-frequente trillingen gebruik wordt gemaakt, doch deze bestrijken in de moderne techniek nog altijd een bereik van 30—15000 trillingen per seconde.

Al deze trillingsverschijnselen zijn echter slechts mogelijk door het samenspel van spoelen en condensatoren (zelfinducties en capaciteiten), en we zullen daarom deze onderdelen eerst eens afzonderlijk bezien.

SPOELEN

Een spoel is in 't algemeen een draadwinding, gewonden op een klos, soms voorzien van een ijzerkern; hij biedt aan gelijkstroom een weerstand, die we hebben leren berekenen uit lengte, dikte en soortelijke weerstand van 't gebruikte materiaal.

We kunnen een dergelijke spoel voorzien van een ijzerkern op een gelijkspanningsbron van b.v. 100 V aansluiten; we meten dan met de in serie geschakelde ampèremeter een be-

paalde stroom, die dan volledig blijkt te kloppen met de berekeningen volgens de wet van Ohm: $E = I \times R$ (fig. 28). Nu gaan we een aardige proef doen: We sluiten dezelfde spoel eens aan op een wisselspanning, eveneens 100 V, en nu blijkt dat er maar een zéér geringe stroom loopt. Zou de wet van Ohm hiervoor dan niet opgaan? Ja, die gaat ook hiervoor op maar... de weerstand voor wisselstroom blijkt veel groter te zijn als gevolg van de z.g. zelf-inductie van de spoel (fig. 29).

Wat dit nu is zullen we eens gaan ontdekken.

EEN SPOEL, AANGESLOTEN OP GELIJKSPANNING

We zagen dat door een spoel, die reeds aangesloten is op een gelijkspanningsbron een stroom loopt, die met de wet van Ohm berekend kan worden.

Maar t i j d e n s het inschakelen van de stroom en vlak daarna krijgen we te maken met een eigenaardig geval; de s t r o o m zal namelijk niet onmiddellijk beginnen te lopen doch eerst even ná het inschakelen; hij groeit dan aan van nul tot de berekende waarde. Loopt de stroom echter eenmaal, dan bemerkt men geen invloed van de zelfinductie en geldt weer gewoon de wet van Ohm. Bij het uitschakelen van de spanning blijkt echter, dat nádat het contact verbroken is er nog een vonk overspringt; de stroom was dus nog niet beëindigd. Alle stroombewegingen lopen blijkbaar áchter de spanningsverschijnselen aan; men noemt dit: de stroom ijlt na t.o.v. de spanning; ook wel: de stroom is in fase verschoven t.o.v. de spanning.

Maakt men op dit punt vergelijkingen, dan gaan die bijna altijd op één of ander punt mank; men kan zich dit verschijnsel echter het best voorstellen met een baas, die de hond aan de lijn heeft (fig. 31). De baas start, maar de hond moet eerst een ruk aan de lijn voelen voordat hij volgt; door bezigheden bij diverse bomen blijft de hond steeds achter. De baas is de spanning, de hond de stroom.

Is de baas op de finish aangekomen, dan wacht hij en ja, even later komt de hond ook.

Bij het verbreken van de spanning zien we het verschijnsel in omgekeerde volgorde: de baas keert terug, de hond vertrekt later; even na aankomst van de baas komt ook de hond. Tijdens het verblijf aan de finish (= tijdens het lopen van de gelijkstroom) is er geen sprake van na-ijlen; dit verschijnsel treedt slechts op bij het in- en uitschakelen en is in feite een traagheidsverschijnsel: zodra de spanning gesloten wordt, moet er een zogenaamd magnetisch veld opgebouwd worden. Is dit eenmaal geschied, dan kan de stroom ongehinderd lopen. Dit „opgebouwde” magnetische veld echter bestaat ook nog even ná het afschakelen van de spanning, vandaar de stroomloop nog daarna, als het veld „afgebroken” wordt. Men heeft hiervoor deze voorstelling, afkomstig van Weber: de ijzermoleculen zijn als kleine magneetstaafjes te beschouwen, die in wanorde dooreenliggen en in dit verband m a g n e c u l e n genoemd worden. Het uitwendig magnetisch veld van zo'n stuk ijzer is dus nul. Wanneer nu dit stuk ijzer gemagnetiseerd wordt door een spoel waardoor een elektrische stroom loopt, dan moeten alle ijzermoleculen zich netjes in slagorde opstellen, waardoor de kern tenslotte een noordpool en een zuidpool krijgt (fig. 32 en 33), waarvoor

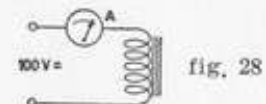


fig. 28

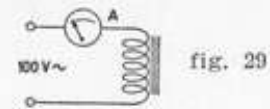


fig. 29



fig. 30 Laagfrequent smoorspoel

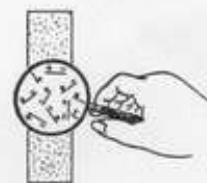


fig. 32

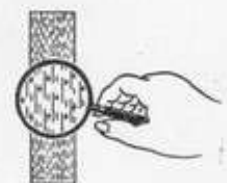


fig. 33

energie en tijd nodig zijn! Maar deze energie is voor een groot deel niet verloren doch wordt door de magneculen evenals bij een vliegwiel even bewaard. Verbreken we de verbinding van de spoel met de spanningsbron dan zien we het omgekeerde optreden: de magneculen bezitten dus nog hun magnetische energie en wanneer deze energie vrijkomt, wordt in de spoel nog gedurende een kort ogenblikje een stroom geïnduceerd, terwijl nota bene de spanningsbron reeds afgeschakeld was! Geleidelijk aan valt de stroom echter terug tot nul, terwijl tevens het magnetisme verdwenen is!

Nu hebben we dit verschijnsel beschreven bij een spoel, waarin een ijzerkern. Maar ook bij een spoel zonder ijzerkern treedt dit verschijnsel op; we moeten het maar zo beschouwen, dat zich in en om een dergelijke spoel een denkbeeldige middenstof, de aether bevindt en dat het elektromagnetische veld, dat aldus door de spoel na het inschakelen opgebouwd wordt, óók tegenstand in de aether ondervindt en dat bij het verbreken van de verbinding tussen de spoel en de gelijkspanningsbron weer energie vrijkomt, die de stroom poogt te onderhouden.

Zelfs een eindje draad van enkele centimeters lengte bezit nog een bepaalde zelfinductie, maar het ligt voor de hand dat een spoel, voorzien van een ijzerkern een veel grotere zelfinductie bezit dan een z.g. luchtspoel. Deze zelfinductie drukt men uit in H (henry) zo genoemd naar de onderzoeker Henry; in ons steno duiden we het begrip zelfinductie aan met L. Voor vele gevallen is de henry te groot; we maken

dan gebruik van de milli-henry = $1 \text{ mH} = \frac{1}{1000} \text{ H}$ of van

de micro-henry, $\mu\text{H} = \frac{1}{1000000} \text{ H}$.

(Een spoel voor ontvangst van middengolven is $175 \mu\text{H}$ en een smoorspoel uit een anodevoedingsapparaat bezit een zelfinductie van ongeveer 10 henry; dit om een voorbeeld te geven.)

We moeten er hier wel op wijzen, dat de zelfinductie een grootte is, die uitsluitend afhangt van het aantal windingen, de vorm van de spoel en van het feit of zich in de spoel een ijzerkern of een ijzerpoederkern bevindt of niet.

EEN SPOEL, AANGESLOTEN OP WISSELSpanning

Bij aansluiting van een spoel op een wisselstroombron krijgen we feitelijk te maken met een stroom, die regelmatig wordt ingeschakeld en weer uitgeschakeld, ingeschakeld in de andere richting en weer uitgeschakeld. Deze zelfinductie nu veroorzaakt een voortdurend aanwezige weerstandvergroting, die zich alléén bij wisselstroom doet gelden. En hoe hoger de frequentie, des te groter is die weerstandstoename. Ook dat ligt voor de hand: de magneculen of de aether zijn niet in staat deze snelle wisselingen te volgen. Beweeg maar eens een lepel in een strooppot: bij langzame bewegingen voelen we een bepaalde tegenstand, maar hoe sneller de beweging, des te zwaarder de tegenstand!

In feite biedt de zelfinductie aan wisselstroom een inductieve

schijnweerstand of inductieve reactantie, die we met R_L aanduiden

Ook bij condensatoren komt zo iets voor; we noemen die dan R_C ; we komen hierop terug.

Wanneer van een spoel de zelfinductie L bekend is, dan kunnen we voor elke frequentie de inductieve reactantie uitrekenen met de formule $R_L = 2 \times \pi \times f \times L$, terwijl we deze schijnweerstand overigens gewoon in ohms uitdrukken.

VOORBEELD

Een spoel van 25 henry heeft voor een wisselstroom met een frequentie van 50 Hz een schijnweerstand van

$$R_L = 2\pi fL = 2 \times \pi \times 50 \times 25 = 7853 \Omega.$$

Nu begaan we hiermede eigenlijk een fout, want elke spoel bezit bovendien steeds een ohmse weerstand R , dat is de koperweerstand, die hij ook op een gelijkstroomnet zou blijken te bezitten. Die weerstand R doet bij wisselstroom óók iets, maar toch mogen we die niet zonder meer optellen bij de wisselstroomweerstand R_L . Dat komt door het z.g. na-ijlen van de stroom op de spanning.

Wanneer dus een spoel niet alleen een inductieve reactantie R_L , doch bovendien een ohmse weerstand bezit, dan noemen we die combinatie van R en R_L de impedantie Z . Deze impedantie is dan:

$$Z = \sqrt{R^2 + R_L^2}$$

VOORBEELD

Nemen we weer de zoëven genoemde smoerspoel van 2 henry, die een ohmse weerstand heeft van 200 Ω ; de frequentie is ditmaal 100 Hz. Gevraagd: de impedantie Z .

Eerst berekenen we R_L . Die is: $2 \times \pi \times f \times L$ en dat geeft

$$R_L = 2 \times 3.14 \times 100 \times 25 = 15700 \Omega.$$

$$Z \text{ is } \sqrt{R^2 + R_L^2} =$$

$$\sqrt{200^2 + 15700^2} =$$

$$\sqrt{40000 + 246490000} =$$

$$\sqrt{246530000}.$$

$$Z \text{ is } \sqrt{246530000} = 15701 \Omega.$$

We zien hieruit dat de ohmse weerstand weinig invloed heeft op de impedantie, want R_L alléén berekenen we op 15700 Ω .

We zijn op de theorie van de transformator niet diep ingegaan, maar het zal na het bovenstaande duidelijk zijn, dat de primaire wikkeling van een transformator een bepaalde zelfinductie en als gevolg daarvan een hoge impedantie, dus hoge weerstand voor wisselstroom bezit, waardoor de wisselstroom die door de primaire loopt beperkt wordt; sluiten we echter een transformator op een gelijkspanning aan, dan zal het magnetisch veld niet van richting wisselen. Ná het inschakelen geldt dus slechts de wet van Ohm; daar de ohmse koperweerstand laag is zal de stroom stellig te groot worden, zodat de transformator bedorven wordt.

NA-IJLEN VAN DE STROOM

We zagen, dat een zelfinductie (of spoel) aan wisselstromen een weerstand biedt, die belangrijk groter is dan zijn ohmse weerstand.

Bovendien zal echter de wisselstroom door een spoel steeds na-ijlen op de spanning; is de spanning dus maximum, dan is de stroom nog nul; is de spanning reeds aan 't verminderen, dan groeit de stroom aan.

Om even tot baas en hond terug te keren: de baas loopt nu niet steeds in één richting, maar loopt op een kort weggetje steeds heen en weer te ijsberen; is de baas aan het eind, dan moet de hond nog komen; is de baas alweer op de terugweg, dan komt de hond aan 't eindpunt en volgt de baas maar weer. Komt de baas op het beginpunt, dan is de hond er nog niet; is de hond er, dan is de baas al weer een heel eind op weg naar de finish, en zo maar voort!

Het is in de regel niet gemakkelijk voor beginners om een grafische voorstelling te „lezen“; het is het gemakkelijkst de zaak zó voor te stellen, dat baas en hond een pad van b.v. 5 m lengte afleggen; doordat ze heen en weer lopen gaan de voetafdrukken verloren. Stel nu voor dat we ze met permanente moddervoeten over een strook linnen heen en weer laten lopen (fig. 34) en deze strook zijdelings wegtrek-

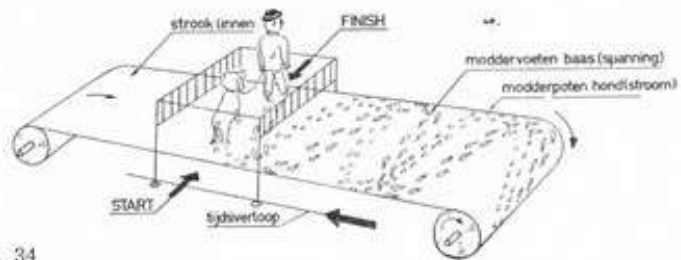


fig. 34

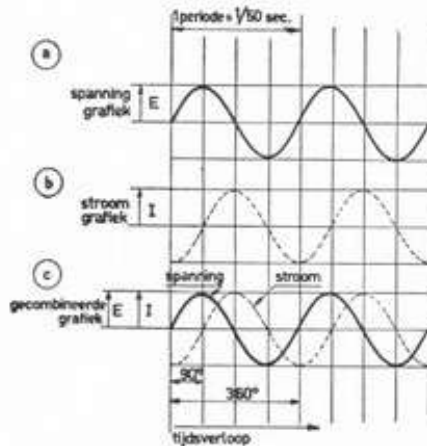


fig. 35a Stroom ijlt na; in dit geval heeft de wisselspanning een frequentie van 50 Hz en duurt 1 periode dus 1/50 sec.

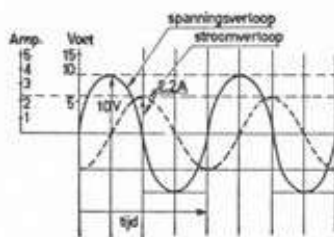


fig. 35b Stroom ijlt na

ken; we bewaren op die manier de voetstappen, om ze later te bekijken... Het „officiële” resultaat zien we in fig. 35a (c). Om het voorbeeld aannemelijk te maken zijn de toppen van de sinuslijnen van spanning en stroom even hoog gehouden; in werkelijkheid zal dit zelden het geval zijn; verder hangt het trouwens van de schaalwaarde af. Die schaalwaarde is een soort tekening-sleutel: we schrijven dan bij een grafiek b.v.: 1 cm = 10 volt; of: 1 cm = 1/100 seconde. De schaalwaarde zal in 't algemeen afhangen van de afmetingen die onze grafische voorstelling heeft en van de spanningen of stromen, die er grafisch op voorgesteld worden. Een meer wetenschappelijke vorm van een dergelijke grafische voorstelling zien we in fig. 35b.

Nu kan men zich over dat na-ijlen de vraag stellen: hoeveel tijd verloopt er nu tussen het tijdstip dat a) de spanning maximum is en b) de stroom minimum is?

Ja, hoe lager de frequentie, hoe meer tijdsverloop daartussen ligt. We kunnen dus niet zeggen: O, dat duurt zó veel microseconden, want voor elke frequentie verschilt dat tijdsverloop.

Het blijkt echter, dat we wél kunnen zeggen: het na-ijlen duurt circa 1/4 of 25% van één gehele wisselstroomcyclus of -periode. Omdat we draaiende verschijnselen steeds met hoeken en graden (°) omschrijven en een héle omwenteling gelijk is aan 360°, zeggen we dat de stroom 90° na-ijlt op de spanning.

Er doen zich gevallen voor, waarbij door verschillende oor-

zaken, o.a. het in serie schakelen van een spoel met een weerstand, de stroom niet 90° doch minder na-ijlt. Wij zullen hierop thans niet ingaan.

Om in die gevallen de faze-hoek uit te drukken gebruikt men vaak de cosinus van die hoek, die men φ (fi) noemt. Men schrijft dan b.v.: $\cos. \varphi = 0.8$ (cosinus is een begrip uit de goniometrie). Men kan deze uitdrukking vaak op draaistroommotoren lezen.

Tot slot van dit zelfinductie-hoofdstuk moet er op gewezen worden, dat de grootte van de zelfinductie van de spoel in hoofdzaak bepaald wordt door: het aantal windingen; de vorm van de spoel (cilinderspoel, honingraatspoel, mandbodemspeel) (fig. 37) en het feit of zich een ijzer- of poederijzerkern in de spoel bevindt of niet. Overigens zijn er nog wel andere factoren, die de zelfinductie beïnvloeden; we komen die later nog wel tegen.

De indirecte reactantie of schijnweerstand voor wisselstroom echter hangt af van de zelfinductie en bovendien van de frequentie van de wisselspanningsbron. En het is deze inductieve schijnweerstand die we met behulp van de formule berekenen.

In feite is hierboven een eenvoudige voorstelling gegeven van het verschijnsel der zelfinductie, dat zijn grondslagen vindt in de wet van Lenz, die we hier echter niet zullen behandelen.

SPOELN, PARALLEL EN IN SERIE

Evenals we ohmse weerstanden parallel of in serie kunnen schakelen, kunnen we dat ook met spoelen doen. Toch is er een zeer groot verschil, want weerstanden beïnvloeden elkaar volstrekt niet. Spoelen kunnen elkaar echter wel degelijk beïnvloeden door WEDERZIJDSE INDUCTIE, die het gevolg is van het z.g. uitwendig veld van de spoelen. We hebben dit trouwens reeds bij de behandeling van de transformatoren gezien. Vanzelfsprekend wordt deze wederzijdse inductie geringer als men de onderlinge afstand vergroot. Men kan echter ook de invloed van het elektromagnetisch veld beperken, wanneer we de spoel in een afschermbus plaatsen. Daar buiten bestaat dan in 't geheel geen magnetisch veld meer! Natuurlijk mag zo'n bus niet te eng om die spoel passen, want in feite vormt de buswand een kortgesloten winding om de spoel. Welnu, de zelfinductie van 2 of meer in serie geschakelde afgeschermd spoelen is (fig. 38, links)

$$L_{tot} = L_1 + L_2 + L_3 \text{ enz., uitgedrukt in henry.}$$

Bij 2 parallel geschakelde spoelen, afgeschermd, krijgen we (fig. 39, links):

$$L_{tot} = \frac{L_1 \times L_2}{L_1 + L_2} \text{ (weer in henry).}$$

De letter L stelt hier de waarde der zelfinductie voor, uitgedrukt in henry.

We zien dat de opbouw van deze formules geheel op die van de ohmse weerstand lijkt (blz. 13 en 15, les 1).

Het in serie of parallel schakelen van niet afgeschermd spoelen maakt de zaak véél ingewikkelder, want dan speelt deze vraag een grote rol: ondersteunen de velden elkaar of werken ze elkaar tegen? De onderlinge af-



fig. 36
Mu-core spoeltjes voor midden-golf-ontvangst in afschermbusjes

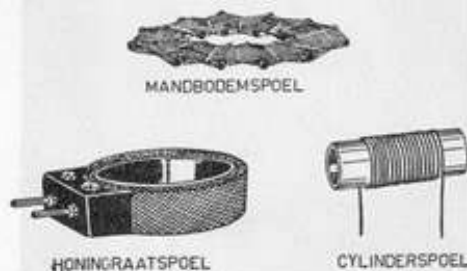


fig. 37

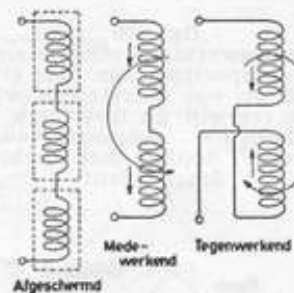


fig. 38

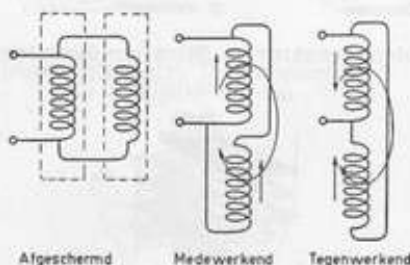


fig. 39

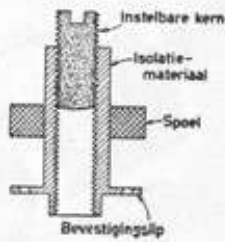


fig. 40a



fig. 40b

Opengewerkte MuCore-spoel
De beide spoeltjes zijn hier elk gewikkeld op een polysterene wikkellijchaam, terwijl de instelbare ijzerpoederkern is voorzien van een geïsoleerd dopje met schroefdraaiergleuf

stand, of zoals men zegt, de koppelingsgraad is hierbij van overwegend belang. We zullen hier niet verder op ingaan omdat, evenals bij de spoelberekening, te veel ongewisse factoren in 't spel zijn.

Aan het einde van het vorige hoofdstuk bespraken wij de gunstige invloed van een gelamelleerde ijzerkern op spoelen: hierdoor wordt de weerstand voor de magnetische krachtlijnen verkleind. Als de frequentie echter hoger wordt moet het ijzer nóg sterker onderverdeeld worden; we komen op die manier tot IJZER-POEDERKERNEN. Hier bevindt zich betrekkelijk weinig en zeer fijn verdeeld ijzer in een neutrale vulstof, zo ongeveer als krenten in een krentenbrood (fig. 40a). Op deze manier kunnen in de ijzerdeeltjes geen stromen van betekenis meer geïnduceerd worden, terwijl er ook weinig energie nodig is, om het magnetisme $2 \times$ per periode om te polen (= van richting te doen veranderen). Want hiervoor is inderdaad energie nodig.

Eveneens is er energie nodig om de verliezen te overwinnen die bij de HOOGFREQUENT- (dus radio-) spoelen veroorzaakt worden door stoffen als pertinax, eboniet en vooral niet te vergeten vocht in het veld van de spoel. Wij komen hierop terug, als we de praktische toepassing van spoelen behandelen.

Het is goed er nogmaals op te wijzen, dat de zelfinductie van een spoel en dus ook de impedantie belangrijk vergroot worden, wanneer we een ijzerkern toepassen voor laagfrequent spoelen of een poeder-ijzerkern voor hoogfrequent spoelen.

Als regel zal het er ons niet om te doen zijn een grotere zelfinductie te verkrijgen, maar om een bepaalde zelfinductie te verkrijgen met zo min mogelijk draadwindingen en hierbij kunnen wij dus profijt trekken van ijzer of poederijzerkernen. Weliswaar brengen deze kernen een zeker verlies met zich mede, maar daar staat tegenover een veel groter winst doordat wij veel minder draadwindingen behoeven toe te passen, met als gevolg geringere ohmse weerstand en dus kleiner koperverliezen. Bovendien kunnen we, door de ijzer-poederkernen in- en uitschroefbaar te maken, de zelfinductie van hoogfrequent spoelen binnen zekere grenzen wijzigen en zo nodig 2 zelfinducties precies aan elkaar gelijk maken, hetgeen in de toestelbouw vaak noodzakelijk is (fig. 40).

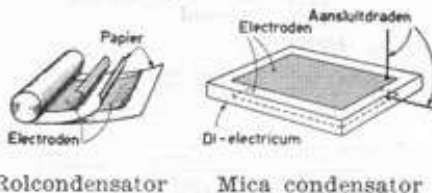
DE CONDENSATOR

Een condensator is een soort reservoir waarin een elektrische lading bewaard kan worden en bestaat uit twee stukken metaal, de elektroden, die door een ISOLATOR, b.v. papier, mica of lucht gescheiden worden (fig. 41). Het vermogen van 'n condensator om een elektrische lading te bewaren noemt men zijn CAPACITEIT; de eenheid daarvan is FARAD (F). Een condensator van 1 F is echter onmenselijk groot, vandaar

dat we met $\mu F = \text{micro-farad} = \frac{1}{1.000.000} F$ (één miljoen-

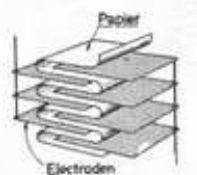
ste F) werken, terwijl in radiokringen gebruik gemaakt wordt

van $\mu\mu F = \text{micro-micro-farad} = \frac{1}{1.000.000.000.000} F =$



Rolcondensator

Mica condensator



Stapelcondensator
fig. 41

1 pF = 1 pico-farad. Ook ziet men voor 1 $\mu\mu\text{F}$ of 1 pF wel 1 cm op oudere condensatoren vermeld staan.

CONDENSATOR OP GELIJKSPANNING AANGESLOTEN

Wat doet nu een condensator als hij op een gelijkspanning wordt aangesloten? Er loopt reeds onmiddellijk na 't aansluiten een fikse stroom; dat kunnen we op een ampèremeter wel zien, wanneer we die in serie schakelen met de condensator van b.v. $\frac{1}{2} \mu\text{F}$ (fig. 42). Een over de condensator geschakelde spanningsmeter laat echter zien, dat onmiddellijk ná 't inschakelen die spanning nog 0 volt is, want de condensator is nog leeg. Is de condensator eenmaal geladen, dan is de spanning gelijk aan die van de spanningsbron maar nu is de stroom weer 0. Hier is evenzeer sprake van een fazeverschuiving, maar thans is het de stroom die vooruitloopt (of voorijlt). In ieder geval zal er ná de lading geen stroom meer door de condensator lopen: een condensator vormt een blokkering voor gelijkstroom.

Een watervoorbeeld is aardig: Onder in een gevuld reservoir A is een verbinding (met kraan) naar een ander (ledig) reservoir B dat even hoog staat als A. Draaien we de kraan open, dan is de waterhoogte in B (de spanning) = 0. Door de kraan loopt een flinke waterstroom (de stroom). Eindelijk staat 't water in B even hoog als in A, spanning is dus in beide reservoirs gelijk. Door de kraan loopt niets meer; stroom is 0.

Reservoir A is te vergelijken met de gelijkstroombron, b.v. een batterij en reservoir B is onze condensator. De „waterwip” van fig. 16 kan als illustratie voor dit voorbeeld dienen, mits hij precies horizontaal gehouden wordt.

We hebben nu gezien hoe we een condensator laden.

Om hem te ontladen zouden we de milliampère-meter over zijn klemmen kunnen aansluiten; we zouden dan de stroom in omgekeerde richting zien lopen. Maar... met dit kunstje moeten we voorzichtig zijn, want het ontladen van een condensator is schadelijk voor de condensator; slechts wanneer we hem via een weerstand ontladen is het onschadelijk.

En dan blijft het, zowel bij het laden als het ontladen, uitkijken voor onze meter!

CONDENSATOR OP WISSELSpanning AANGESLOTEN

Sluiten we nu een condensator op wisselspanning aan, dan loopt er $2 \times$ per periode werkelijk een stroom; gedurende de eerste helft van de periode in positieve richting, gedurende de tweede helft in negatieve zin. Ook hier treden éérst de stroomverschijnselen op en dan pas de spanning: ook hier is dus sprake van het voorijlen, ditmaal van de stroom t.o.v. de spanning (fig. 43).

We grijpen hier nog even terug naar de baas met zijn hond. We zien nu, dat het de hond (de stroom) is die de baas (de spanning) voorttrekt (fig. 44); dat is dus net andersom als bij fig. 31.

Belangrijk is het, dat een condensator voor wisselstroom géén blokkering vormt doch een weerstand. Daar het geen ohmse weerstand is spreekt men ook hier van een schijnweerstand en wel van een capacatieve schijnweerstand ofwel reactantie.

De wisselstroomweerstand R_c van een condensator is:

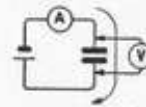


fig. 42

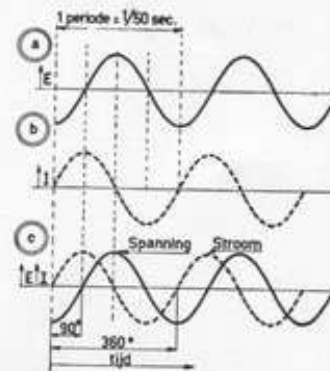


fig. 43
Stroom ijlt vóór. De frequentie was ook hier 50 Hz.



fig. 44

$$R_c = \frac{1}{2\pi \times f \times C}$$

(C = farads, $\pi = 3.14$, f = frequentie).

Voor dagelijks gebruik is een formule, waarin C uitgedrukt is in Farads, wat onhandelbaar; we maken er daarom μF van:

$$\frac{1}{2\pi} \times \frac{1000000}{1} \times \frac{1}{C \text{ (in } \mu\text{F}) \times f}$$

Nu kunnen we ook nog die π wegwerken:

$$\begin{aligned} R_c &= \frac{1}{2 \times 3.14} \times \frac{1000000}{1} \times \frac{1}{C \times f} = \\ &= \frac{1000000}{2 \times 3.14} \times \frac{1}{1} \times \frac{1}{C \times f} = \frac{15900 \times 1}{C \times f} \\ &= \frac{15900}{C \text{ (in } \mu\text{F}) \times f} \end{aligned}$$

We maken geen grote fout als we zeggen:

$$R_c = \frac{160000}{f \times C \text{ (in } \mu\text{F})}$$

VOORBEELDEN van berekening van de WISSELSTROOM-WEERSTAND van een condensator:

Hoe groot is de weerstand van een condensator van $9 \mu\text{F}$ voor wisselstroom van 50 Hz?

$$R_c = \frac{160000}{f \times C} = \frac{160000}{50 \times 9} = \frac{160000}{450} = 355 \Omega$$

Hoe groot is de weerstand van een condensator van $5 \mu\text{F}$ voor wisselstroom van 50 Hz?

$$R_c = \frac{160000}{f \times C} = \frac{160000}{50 \times 5} = \frac{160000}{250} = 640 \Omega$$

We zien dus: hoe groter de condensator, des te kleiner de wisselstroomweerstand!

Als we deze laatste condensator nu op een net van 125 V/50 Hz aansluiten, hoe groot is dan de stroom?

Volgens de wet van Ohm is dat:

$$I = \frac{E}{R} = \frac{125}{640} = 0.195 \text{ A}$$

We zijn nu in staat om de grootte van een onbekende condensator te bepalen door hem op het net aan te sluiten, met een wisselstroomampèremeter in serie: we meten dan de stroom en berekenen daarmee de capaciteit (fig. 45):

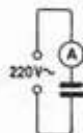


fig. 45

VOORBEELD

Op een 220 V \sim net meten we op die manier een stroom van 0.15 A. En met de wet van Ohm kunnen we R berekenen:

$$R = \frac{E}{I} = \frac{220}{0.15} = 1466 \Omega. \quad (R = R_c \text{ in dit geval.})$$

De netfrequentie is 50 Hz, zoals we weten. Wanneer nu de $R_c = 1466 \Omega$ is, hoe groot is dan die condensator?

$$R_c = \frac{160000}{f \times C} \text{ of } C = \frac{160000}{f \times R_c} = \frac{160000}{50 \times 1466} = \frac{160000}{73300} = 2.18 \mu\text{F}$$

Onze condensator heeft dus een capaciteit van 2.18 μF .

PARALLELSCHAKELING VAN CONDENSATOREN

Plaatsen we een aantal condensatoren parallel, dan is de capaciteit daarvan de som van de capaciteiten van deze condensatoren of, in formule uitgedrukt: $C_{\text{totaal}} = C_1 + C_2 + C_3$ (fig. 46). Deze formule geldt voor een onbeperkt aantal parallel geschakelde condensatoren.

Zetten we 2 condensatoren van resp. 9 μF en 5 μF in parallelschakeling, dan is $C_{\text{tot.}} = C_1 + C_2 = 9 + 5 = 14 \mu\text{F}$.

In de praktijk zullen we vaak condensatoren parallel schakelen: wanneer b.v. ergens een condensator van 500 pF is voorgeschreven, maar we hebben deze niet in voorraad, dan is er niets tegen één van 300 pF parallel te schakelen aan één van 200 pF.

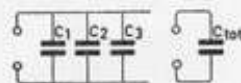


fig. 46

SERIESCHAKELING VAN 2 CONDENSATOREN

De formule hiervoor is (fig. 47):

$$C_v = \frac{C_1 \times C_2}{C_1 + C_2}$$

De capaciteit van de serieschakeling van twee condensatoren van resp. 9 en 5 μF is dus:

$$C_v = \frac{C_1 \times C_2}{C_1 + C_2} = \frac{9 \times 5}{9 + 5} = \frac{45}{14} = 3.21 \mu\text{F}$$

Denk er om, dat deze formule slechts geldt voor serieschakeling van 2 condensatoren!

Het in serie schakelen van 2 condensatoren komt minder vaak voor dan het parallelschakelen. In een superheterodyne ontvanger, die we later zullen leren kennen, echter is de padding-condensator een bekend en belangrijk voorbeeld van serieschakeling.

Het valt op, dat de formule voor serieschakeling van condensatoren lijkt op die voor parallelschakeling van weerstanden, terwijl de formule voor parallelschakeling van condensatoren weer lijkt op die voor de serieschakeling van weerstanden.

Toch is dit niet zo vreemd als het lijkt, als we ons steeds maar voor ogen houden: hoe groter een condensator is, des te kleiner is zijn wisselstroomweerstand.

We kunnen wel eens goed de proef op de som nemen:

$$R_c = \frac{160000}{f \times C} = \frac{160000}{50 \times C_{\text{tot.}}} = \frac{160000}{50 \times 3.21} = 995 \Omega.$$

In onze beide voorbeelden bleek de R_c voor 50 Hz van 9 $\mu\text{F} = 355 \Omega$ te zijn en van 5 μF is de $R_c = 640 \Omega$.

Deze beide weerstanden in serie vormen samen:

$$R_{\text{tot.}} = 355 \Omega + 640 \Omega = 995 \Omega. \text{ Klopt dus.}$$

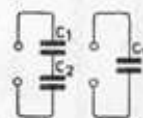


fig. 47

SERIESCHAKELING VAN CONDENSATOREN MET OHMSE WEERSTANDEN

Deze serieschakeling komt zeer veel voor op verschillende plaatsen in alle elektronische apparaten, ook waar we deze niet op het eerste gezicht als zodanig herkennen. We weten dat een ohmse weerstand in principe even groot blijft of we hem nu op gelijkstroom of wisselstroom aansluiten; van condensatoren weten we dat hun weerstand voor gelijkstroom oneindig groot is en voor wisselstroom afhangt van de frequentie. Wanneer we een weerstand van 200Ω in serie schakelen met een condensator van $5 \mu\text{F}$, waarvan zoals we berekenden de weerstand voor 50 Hz 640Ω is, mogen we niet zeggen, dat de totaalweerstand bij $50 \text{ Hz} = 200 \Omega + 640 \Omega = 840 \Omega$. Wij maken nl. de fout, geen rekening te houden met de fazeverschuiving tussen spanning en stroom die, zoals wij zagen, bij condensatoren optreedt. We zullen niet in theoretische details treden, maar geven de formule voor Z (de impedantie):

$$Z = \sqrt{R^2 + R_c^2} \text{ (fig. 48).}$$

Passen we deze formule nu toe op de weerstand en condensator in serie uit ons voorbeeld (200Ω en $5 \mu\text{F}$), dan krijgen we:

$$Z = \sqrt{R^2 + R_c^2} = \sqrt{200^2 + 640^2} = \sqrt{40000 + 409600} = \sqrt{449600} = 670 \Omega.$$

Dat is dus heel wat anders!

VOORBEELD

We hebben een fiets-achterlichtlampje, 6 V bij 0.05 A . We willen dit in serie schakelen met een condensator en dan op een wisselstroomnet van 220 V , 50 per . aansluiten.

Hoe groot moet die condensator zijn? (fig. 49a).

Drie dingen weten we zeker: de netspanning is 220 V ; de stroom in de gehele kring moet precies 0.05 A zijn; de spanning over het lampje moet 6 V zijn. De weerstand van het lampje kunnen we berekenen met de wet van Ohm; deze

$$\text{ohmse weerstand is dus } R_l = \frac{E}{I} = \frac{6}{0.05} = 120 \Omega.$$

We beginnen de oplossing steeds door eerst de weerstand $R_{tot.}$ van de gehele kring uit te rekenen; het doet er in dit stadium nog niet toe, of we nu een serieweerstand of een seriecondensator gaan toepassen.

Bij een netspanning van 220 V en een stroomsterkte van 0.050 A is deze $R_{tot.}$:

$$R_{tot.} = \frac{E}{I} = \frac{220}{0.05} = \frac{22000}{5} = 4400 \Omega \text{ (fig. 49c).}$$

Deze $R_{tot.}$ of 4400Ω bestaat dus uit de weerstand van het lampje R_l in serie met die van de serieweerstand R_s (fig. 49b). Aangezien R_s hier de onbekende grootheid is gaan we die „isoleren“, d.w.z. aan één kant van het = teken brengen: $R_{tot.} = R_s + R_l$ wordt: $R_{tot.} - R_l = R_s$ of: $4400 - 120 = R_s$. En R_s is dus $4400 - 120 = 4280 \Omega$. Dit zou de waarde zijn wanneer een lampje zowel op wisselspanning als op gelijkspanning van 220 V zou moeten kunnen branden via een gewone weerstand (fig. 49b).

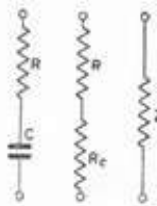


fig. 48

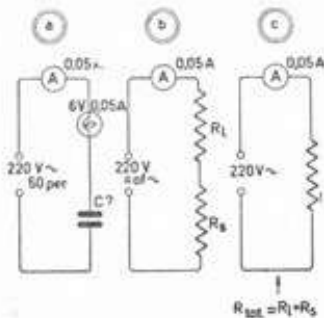


fig. 49 a—b—c

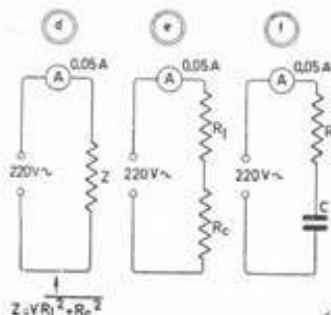


fig. 49 d—e—f

Maar 't gaat hier uitsluitend om wisselspanning en daarom mogen we een condensator toepassen. We zullen later zien dat dit voordeel meebrengt. De totale stroom moet ook hier 0.05 A zijn en de impedantie Z van de gehele kring (weerstand van lampje R_l en de reactantie van condensator R_c

in serie) moet dus óók $\frac{220}{0.05} = 4400 \Omega$ zijn (d). Z is dus

weer 4400Ω .

Nu kennen we de formule voor de serieschakeling van een ohmse weerstand (lampje) en een capacatieve reactantie

(condensator): $Z = \sqrt{R_l^2 + R_c^2}$.

De vraag is dus nu: hoe groot is R_c ?

Wat we reeds weten vullen we in:

$$4400 = Z_{tot.} = \sqrt{R_l^2 + R_c^2} = \sqrt{120^2 + R_c^2}$$

Nu kwadrateren we het linker- en het rechter lid van deze vergelijking: (kwadrateren wil zeggen: met zichzelf vermenigvuldigen)

$$4400^2 = 120^2 + R_c^2 \text{ of } R_c^2 = 4400^2 - 120^2$$

$$R_c^2 = 19.360.000 - 14.400 = 19.345.600.$$

$$R_c = \sqrt{19.345.600} = \text{circa } 4398 \Omega.$$

De condensator die we zoeken moet dus voor 50 Hz een wisselstroomweerstand of reactantie van 4398Ω bezitten.

De formule is $R_c = \frac{160000}{f \times C}$. We mogen ook zeggen:

$$C = \frac{160000}{f \times R_c} = \frac{160000}{f \times 4398} = \frac{160000}{50 \times 4398} = \frac{160000}{219900} = 0.725 \mu\text{F. (f)}$$

Dit is geen gangbare waarde, maar we kunnen deze samenvoegen door enige condensatoren parallel te schakelen (fig. 50). In dit speciale geval worden het er meer nl. één van $0.5 \mu\text{F}$, twee van $0.1 \mu\text{F}$, twee van $0.01 \mu\text{F}$ (= 10000 pF) en één van $0.005 \mu\text{F}$ (= 5000 pF). Samen geeft dat $0.725 \mu\text{F}$.

Aangezien deze schakeling in dit geval op $220 \text{ V} \sim$ komt te staan, moeten we condensatoren van voldoende hoge werkspanning kiezen; aanbevolen wordt 1000 V.

Het is aardig om te weten, dat het lampje met seriecondensator slechts $0.05 \times 6 = 0.30$ volt-ampère uit het net opneemt; door de grote condensator is nl. de stroom 90° in fase vóór op de spanning. En het opgenomen vermogen W is nu eenmaal $E \times I$; telkens wanneer E max. is, is I nul en omgekeerd. In feite komt het er zo ongeveer op neer, dat alléén het verbruik van 't lampje zelf uit 't net wordt opgenomen. Gebruikten we echter een serieweerstand, dan zag de zaak er duurder uit: $W = E \times I$, dus $220 \times 0.05 \text{ A} = 10$ watt. En die weerstand R_s neemt hiervan 't grootste deel voor zijn rekening. Deze schakeling geeft dus meer warmte dan licht. Let wel, dat we bij die ohmse weerstand met eerlijke watts te maken hebben, terwijl we bij die condensator als voorschakelweerstand niet over watts doch volt-ampères mogen spreken!

Voor de goede orde wijzen we er nog even op, dat de Amerikanen de begrippen inductieve reactantie en capacatieve reactantie vaak vertalen met: inductance en capacitance ofwel

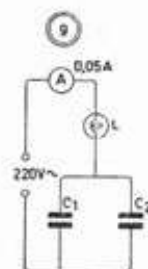


fig. 50

reactance en dat als gevolg daarvan ook in ons land het woord reactantie helaas vaak gekoppeld wordt aan het begrip: capaciteve schijnweerstand.

UITVOERINGSVORMEN VAN CONDENSATOREN DIËLEKTRISCHE CONSTATE

Wanneer we nu een condensator gaan vervaardigen, dan nemen we dus 2 metalen plaatjes die we op enige afstand van elkaar opstellen, terwijl zich daartussen lucht als DIËLEKTRICUM bevindt. Het elektrische opzamelvermogen noemen we de capaciteit. Hoe groter de plaatjes worden, hoe groter de capaciteit wordt, maar hoe verder we ze van elkaar afbrengen, hoe kleiner die capaciteit weer wordt! Laten we deze elektroden even ver van elkaar en brengen we weer een andere stof er tussen, b.v. mica, dan blijkt bij het nameten de capaciteit ruim $6 \times$ zo groot geworden te zijn! Brengen we er kwarts tussen, dan wordt de capaciteit maar ruim $4\frac{1}{2} \times$ zo groot. En bij condensa-C, een keramische stof, blijkt zelfs de capaciteit $80 \times$ zo groot geworden! Men noemt deze getallen (factoren), waarmee de capaciteit vermenigvuldigd wordt vergeleken met lucht, de DIËLEKTRISCHE CONSTATE van een materiaal.

We moeten er om denken, dat 2 draden, die evenwijdig aan elkaar lopen óók een condensator vormen! Dat is dan wel een „toevallige” condensator maar in vele gevallen tevens een „ongewenste”.

VERLIEZEN

We zullen geen diepgaande beschouwing geven van het gedrag van elektronen in een condensator, maar het is lang niet onverschillig, wèle materialen we als diëlektricum benutten, want sommige materialen veroorzaken grote verliezen.

Deze verliezen betekenen niets bij de frequenties, waarop ons voedingsapparaat werkt (50 Hz). Ook in laagfrequent-versterkers, waar met frequenties van 30—15000 Hz gewerkt wordt, zijn dergelijke verliezen nog te compenseren, maar bij de z.g. hoogfrequente trillingen, dus radiofrequenties in het algemeen, spelen zij een zeer belangrijke rol.

Verliezen betekent: er verdwijnt iets. In feite zal de moleculaire structuur van het isolatiemateriaal door het wisselende elektrische veld regelmatig „gekneed” worden; het ene materiaal verzet zich niet daartegen, het andere wèl, en dat „verzet” betekent: weerstand, die men zich kan voorstellen als een afzonderlijke weerstand, die we in serie geschakeld denken met de betrokken condensator. Uiteindelijk wordt dan een deel van de energie in die weerstand in warmte omgezet (fig. 51). Ofwel, men kan zich de verliesweerstand parallel geschakeld aan de condensator voorstellen; in principe blijft dat hetzelfde. En hoe hoger de frequentie, des te groter blijken die verliezen te worden.

Denk hierbij maar weer aan de lepel in de strooppot: bewegen we hem langzaam, dan ondervinden we geen grote weerstand; bewegen we hem snel, dan neemt de weerstand enorme afmetingen aan!

Hoe voorkomen we die verliezen? Door toepassing van verlies-arm materiaal (verlies-vrij bestaat nl. niet). Verlies-arme materialen zijn mica, trolituul, keramische materialen als gebakken speksteen (meer technisch genoemd: frequentiet), polystyrene, calan, condensa, caliet, enz.

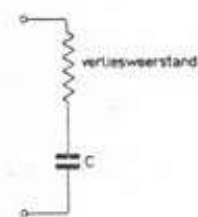


fig. 51

Bepaald ongunstige stoffen voor hoogfrequent gebruik zijn: papier, karton, glas (door het vocht dat er op neerslaat), bakeliet, pertinax. De beste stoffen zijn kwarts en lucht! Toch doen zich wonderlijke verschijnselen voor: mica is uitstekend als diëlektricum, lucht: idem. Evenwel moeten de elektroden, bij voorkeur zilver, aan weerskanten op een mica-plaatje of keramisch materiaal „ingebrand” zijn. Zit er een luchtlaagje tussen dan nemen de verliezen weer toe. Overigens moeten we er steeds aandenken, dat deze verliezen slechts bij hoge frequenties een rol spelen; zij hebben dus niets met de isolatie-eigenschappen van een materiaal te maken, wanneer dit uitsluitend bij lage frequenties of op gelijkspanning wordt toegepast.

WERKSPANNING

Aan het bovenstaande kunnen we zien, dat we onze condensatoren in twee gebruiksgroepen moeten verdelen: de condensatoren voor gebruik op lagere frequenties, b.v. tot 15000 Hz en die voor gebruik op hogere frequenties, de z.g. radiofrequenties.

Voor laagfrequentgebruik tellen de verliezen nl. niet zo zwaar, maar daar moeten we de afmetingen weer zo gering mogelijk houden, omdat het hier om grotere capaciteiten gaat, b.v. 10000 pF en hoger. We passen hier dus rustig papierisolatie toe (fig. 52).

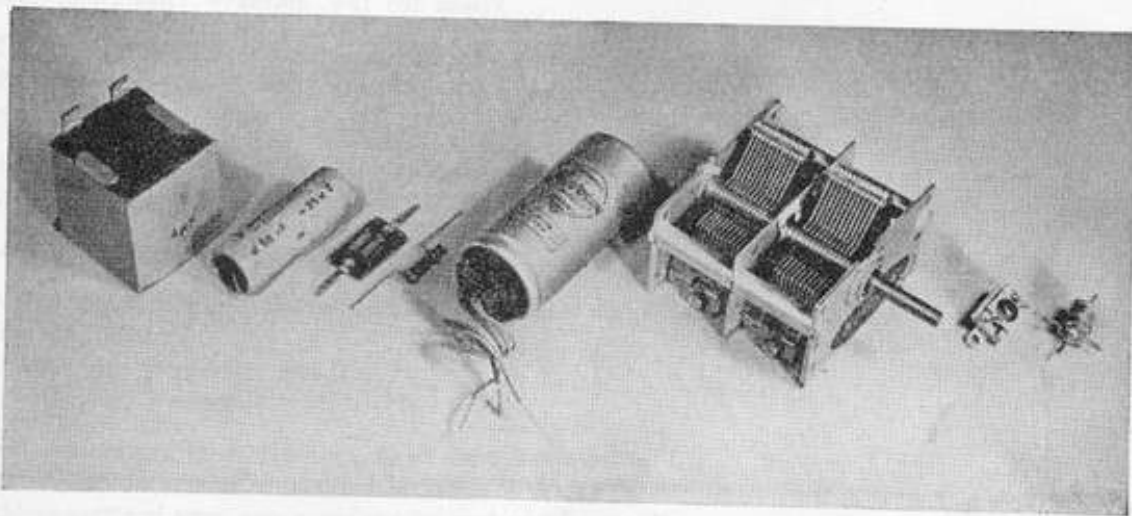


fig. 52

Worden de capaciteiten nog groter dan b.v. 10 μ F, dan zouden de afmetingen te groot worden; men past dan elektrolytische condensatoren toe, waarbij een uiterst dun oxyde-laagje op één der elektroden het diëlektricum vormt; hoe dunner het laagje, des te groter de capaciteit. Het nare is evenwel, dat hoe dunner het tussenlaagje is, hoe lager de spanning is waarbij wij de condensator gebruiken mogen. Er treedt bij te hoge spanning nl. doorslag op; de elektronen banen zich als het ware een weg door het diëlektricum, waardoor de condensator voor goed bedorven is en de stroombron kortgesloten staat, met alle gevolgen van dien. Op elke condensator staat de werkspanning aangegeven naast de capaciteit; bovendien wordt soms de proefspanning vermeld. Dat is dan de spanning, waarop hij in de fabriek getest is; ligt circa 30% hoger dan de

Verschillende condensatoren van links naar rechts
 papiercondensator
 elektrolytische condensator (laagspanning)
 verzilverde mica condensator
 keramische condensator
 elektrolytische condensator (hoogspanning)
 2-voudige variabele luchtcondensator (2 \times ca. 500 pF)
 trimmer (10 ... 50 pF) met mica isolatie, zgn. postzegeltrimmer.
 trimmer (10 ... 30 pF) met luchtisolatie

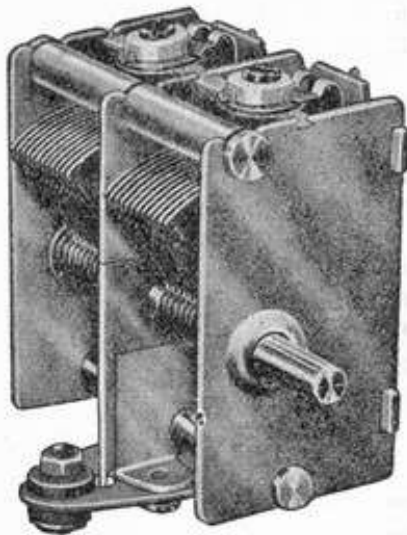


fig. 53
De Novocon 2-voudige afstem-
condensator DC203, wordt door
middel van rubber verend op
het chassis bevestigd

werkspanning. Voor elk doel kunnen we ons dus de juiste condensator kiezen.

VARIABELE CONDENSATOREN

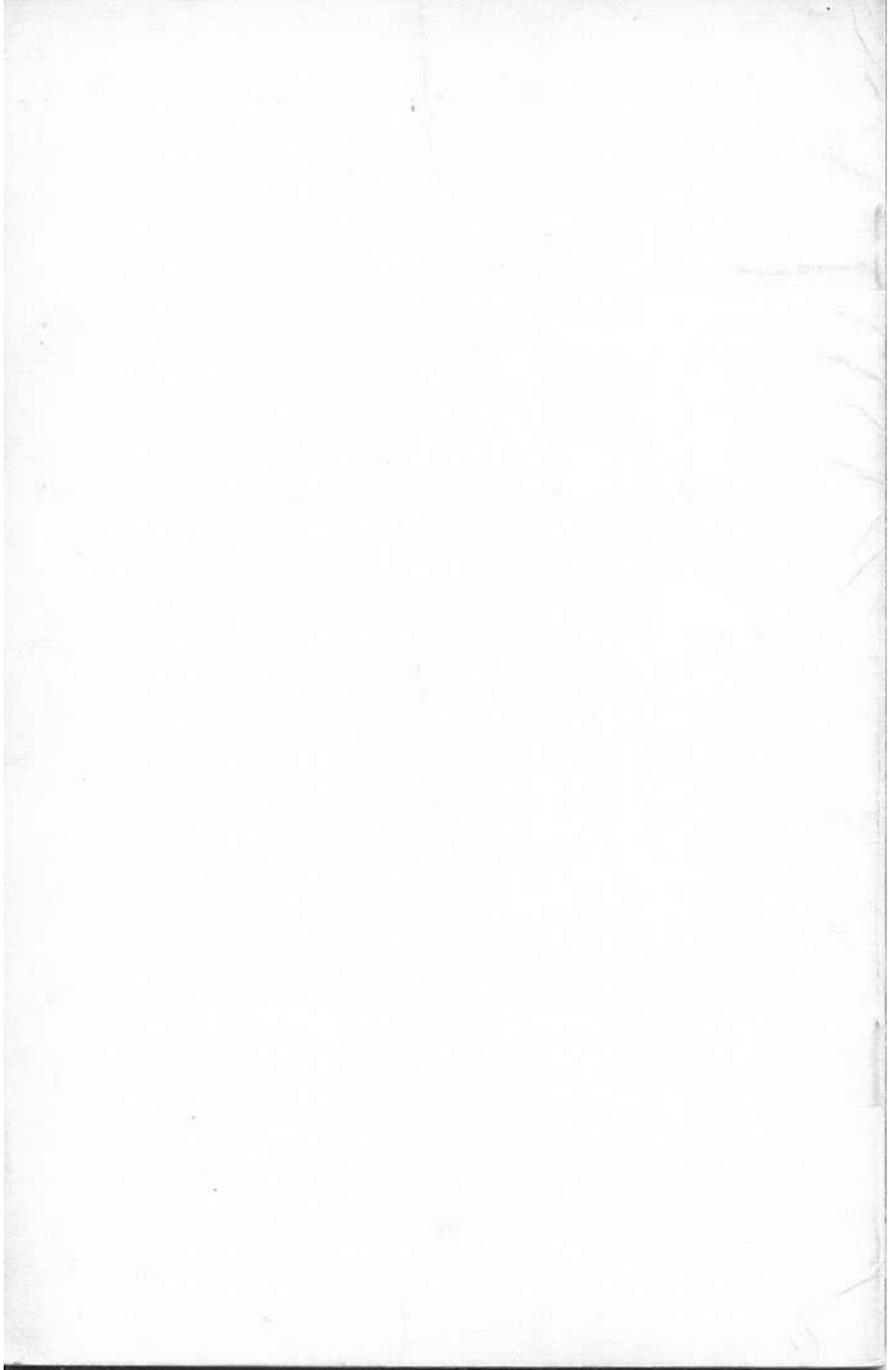
In radiotoestellen is het op sommige plaatsen noodzakelijk de capaciteit te kunnen veranderen, b.v. in AFSTEMKRINGEN, dat zijn de organen, waarmede we de verschillende radio-stations kunnen kiezen. Hier passen we uitsluitend lucht als diëlektricum toe; vaak worden er meerdere op één as geplaatst; in elke stand moeten de afzonderlijke secties onderling gelijk zijn (fig. 53).

Om eventuele ongelijkheid van de capaciteit der toevoerdaden t.o.v. aarde weg te nemen past men TRIMMERS toe, kleine condensatortjes van max. 100 pF, die met een schroevendraaier op de juiste waarde gebracht worden. Alleen bij deze trimmers wordt nog vaak mica-isolatie toegepast, maar de luchttrimmers hebben het grote voordeel van constant te zijn, terwijl de capaciteit van micatrimmers steeds verloopt tengevolge van temperatuurschommelingen, die in elk radio-toestel regelmatig optreden.

VRAAGSTUKKEN OVER DE DERDE LES

1. Wat gebeurt er wanneer we een magneetstaaf bij een zakkompas houden?
2. Waarvan hangt de sterkte van een elektromagneet af?
3. Is het waar, dat een elektromagneet steeds sterker wordt als wij maar een elektrische stroom toevoeren aan een om een ijzerkern gewikkelde spoel?
4. Wat gebeurt er, wanneer we een draadlus in een magnetisch veld bewegen?
5. Wat wil het woord periode zeggen?
6. Welke netfrequentie kennen wij in Europa?
7. Welk belangrijk onderdeel vinden we op een gelijkspanningsdynamo maar missen we op de wisselspanningsdynamo?
8. Wanneer één der beide wikkelingen van een transformator 50 windingen telt en de andere 250, welke spanning zal er dan op die van 250 windingen staan als die 50 windingen met een 65 V wisselspanningsnet verbonden zijn?
9. Kunnen we een transformator ook voor een gelijkspanning gebruiken? Waarom wel (of niet)?
10. Zal er onmiddellijk stroom lopen door een spoel als we die op een gelijkspanning aansluiten? Verklaar het antwoord.
11. Hoe kunnen wij de zelfinductie van een spoel verhogen? (2 mogelijkheden).
12. Laat een condensator gelijkstroom door?
13. Welke reactantie of schijnweerstand heeft een condensator van $10 \mu\text{F}$?
 - a) voor een frequentie van 250 Hz.
 - b) voor een frequentie van 50 Hz.
14. Een smoorspoel met ijzerkern heeft een zelfinductie L van 20 H; de ohmse weerstand is 200Ω . Welke is de schijnweerstand voor een wisselstroom met een frequentie van 100 Hz? ¹⁾
15. Gegeven is een Philips gloeilampje, dat veel voor schaalverlichting gebruikt wordt, waarvan we weten dat de spanning 19 V is en de stroom 0.1 A. We willen dit lampje op een wisselspanningsnet van 220 V aansluiten door middel van een condensator. Hoe groot moet de capaciteit van deze condensator zijn? Frequentie van het net is 50 Hz. ¹⁾

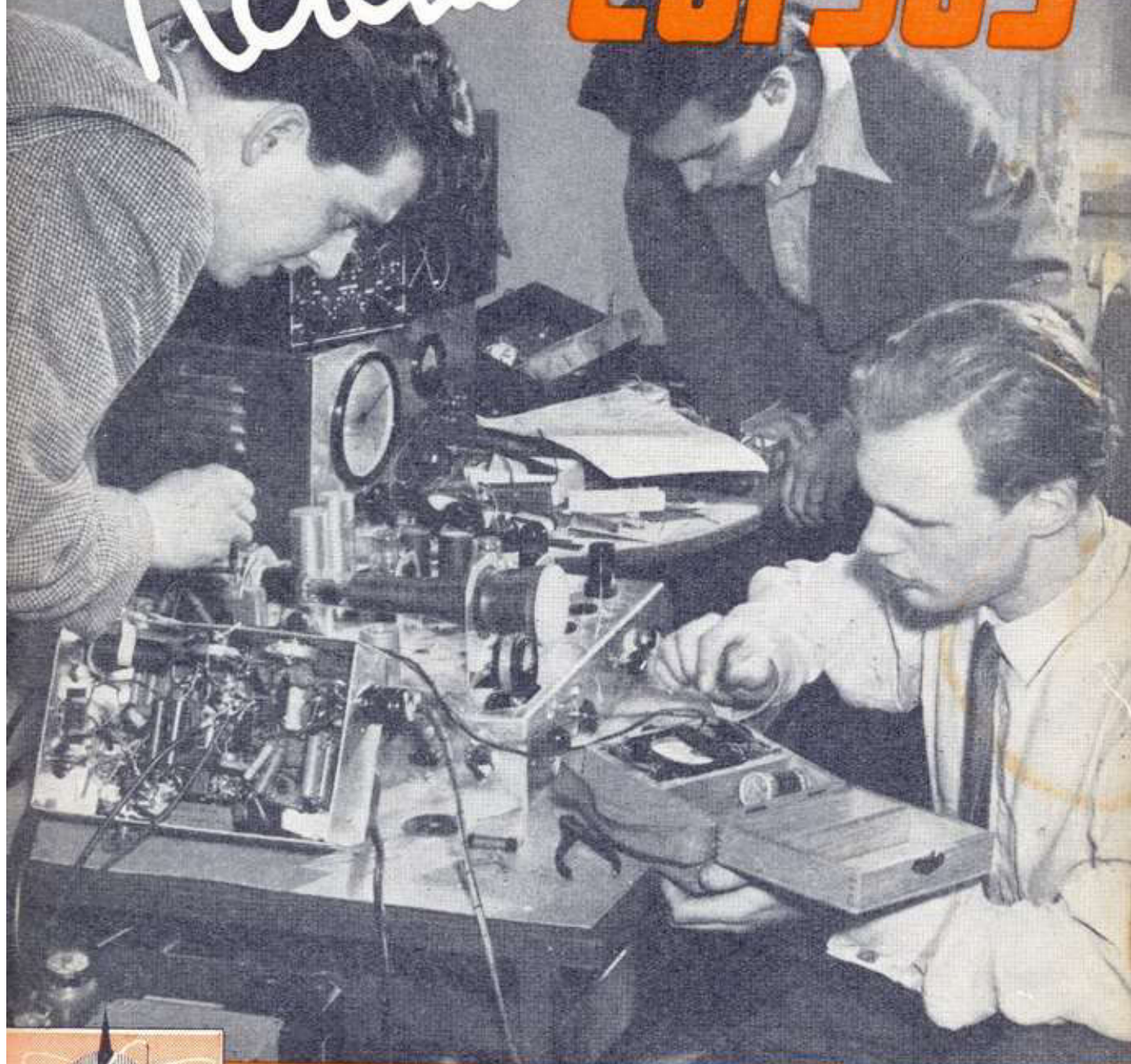
¹⁾ In dit vraagstuk komt een worteltrekking voor. Die hiermee moeite heeft gaat maar zover hij kan; de wortelvorm is dan zijn uitkomst. Tenslotte gaat het in deze les méér om het begrip van de zaak dan om de rekenkunst.



dr. Blan

4

Radio-CURSUS



vormingscentrum voor radio en electronica

INHOUDSOPGAVE

NETVOEDINGSAPPARATEN

Gloeidraadvoeding	3
Anodevoeding uit het net	4
Enkelzijdige gelijkrichting	5
Afvlanking	5
Afvlaksmoorspoel	11
Luchtspleet	12
Bromrimpel op reservoircondensator	13
Wisselspanningsbronnen	13
Dubbelzijdige gelijkrichting	14
Graetz-schakeling	15
Spanningsverdubbeling	16
Gelijkrichtbuis	17
Seleniumcellen	18
Statische wikkeling, ratelcondensatoren	20
Verhuistransformatoren, Autotransformatoren	20
Constructie van transformatoren	21
Transformator-recept	22
Hoe groot moet de ijzerdoorsnede zijn?	23
Hoeveel windingen per volt?	23
Draaddikte	24
Contrôle	26
Draadtabel	27
Vraagstukken bij de 4e les	30

COPYRIGHT DE MUIDERKRING - BUSSUM - NEDERLAND

NADruk, OOK GEDEELTELIJK, IS VERBODEN

NETVOEDINGS-APPARATEN

4e LES

In het vorige hoofdstuk hebben wij theoretische beschouwingen over het magnetisme, transformatoren, spoelen en zelfinducties gehouden; ditmaal zullen we een onderwerp van meer praktische aard behandelen. Ofschoon wij de radiobuizen of, zoals de vakterm luidt, de thermionische buizen nog niet behandeld hebben, weten we allen wel, dat deze buizen, die tot de belangrijkste onderdelen van de Radio behoren, een voeding moeten hebben.

We onderscheiden daarbij: (fig. 1)

- a) de elektrische stroom, waarmee de gloeidraad in de buis tot verhitting gebracht wordt, de GLOEIDRAADVOEDING;
- b) een elektrische stroom, die uitgaande van de — klem van een gelijkspanningsbron over de gloeidraad of katode (via het luchtledig of vacuum) in de radiobuis naar de plaat (= anode) van die buis gaat, om tenslotte via een belastingsweerstand weer op de + klem van de gelijkspanningsbron terug te keren, de ANODEVOEDING.

De zullen beginnen met de

GLOEIDRAADVOEDING

Oorspronkelijk werden de gloeidraden gevoed uit een 4 volts accu: de stroom was vrij groot en een helder lichtschijnsel werd op de koop toe verkregen, vandaar de vroegere benaming: „radiolamp”. Men spreekt hier van DIRECT verhitte buizen omdat de katode tévens als verwarmings-element dienst doet. In moderne batterijontvangers worden ze nog wel gebruikt; wij komen daar later op terug.

Teneinde de accu, die vrij veel onderhoud vereist, te ontgaan, ging men er spoedig toe over de buizen op wisselspanning uit een transformator te laten branden. We hebben echter gezien, dat bij wisselspanning de stroom $50 \times$ per sec. PLUS en $50 \times$ per sec. MIN wordt; in totaal wordt de gloeidraad dus $100 \times$ per sec. aan- en uitgeschakeld en dat is uiteindelijk in de luidspreker te horen als een bromtoon. Bij eindbuizen is deze bromtoon nog niet bepaald hinderlijk, maar het voeden van gloeidraden met wisselspanning is bij voorversterkerbuizen bepaald ontoelaatbaar, daar de hierdoor ontstane brom in de eindbuis wordt versterkt! Voor gelijkrichtbuizen gelden deze bezwaren niet, maar daar komen weer andere bezwaren om de hoek kijken.

Daarom past men de z.g. indirecte verhitting toe, waarbij de functies van verwarmings-element en katode gescheiden zijn. Men laat de gloeidraad niet anders doen dan een metalen buisje, de katode, verhitten; natuurlijk moet er tussen buisje en gloeidraad een behoorlijke isolatie bestaan; hiervoor neemt men weer keramisch materiaal. Het metalen buisje verzamelt op die manier zóveel warmte, dat het niet $100 \times$ per sec. uitdooft (fig. 2). Dit buisje is bedekt met materiaal dat goede eigenschappen bezit om elektronen te emitteren (= uit te zenden) en de verhitting geschiedt dus indirect door de gloeidraad. Vandaar de naam: indirect verhitte buis. Ook hiervoor gebruikte men aanvankelijk 4 volt, in Amerika $2\frac{1}{2}$ volt, maar tenslotte ging men tot 6.3 volt over, waardoor men maar één type buizen nodig had voor gewone radioapparaten en autoradio's. Want al is de katode indirect verhit, hij blijft toch natuurlijk ook zonder meer op

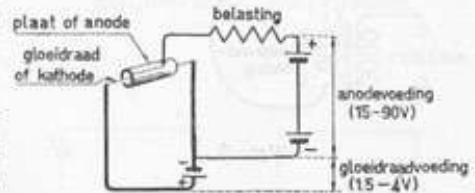


fig. 1

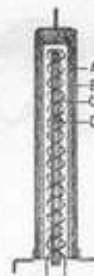


fig. 2
Indirect verhitte katode

- A emitterende laag op metalen buisje
- B keramische isolatielaag
- C gespiraliseerde gloeidraad
- D keramisch wikkellichaam

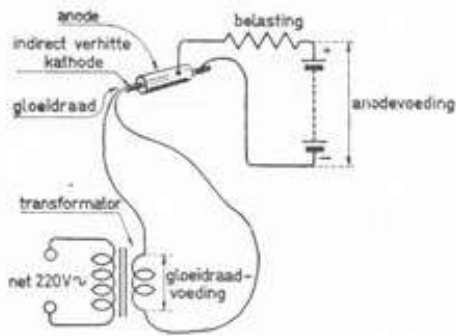


fig. 3

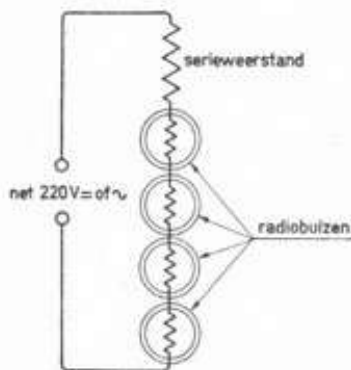


fig. 4

gelijkspanning te gebruiken. Uit de aard der zaak zal een indirect verhitte buis meer gloeistroomenergie gebruiken dan een direct verhitte buis. Auto's hadden op dat tijdstip, 1933, als regel een 6.3 volts accu. In onze radiotoestellen ligt de zaak dus nogal gemakkelijk: we leggen op onze voedings-transformator een 6.3 volts wikkeling en hiermee voeden we de gloeidraden (fig. 3).

Voor gelijkspanningsnetten ging dit grapje natuurlijk niet op en mede hierdoor kwam men tot een serievoedingssysteem voor ontvangbuizen, waarbij alle gloeidraden van deze (natuurlijk indirect verhitte) buizen, de gelijkrichtbuis inclusief met een passende weerstand in serie geschakeld werden en op een 125 volts = net kon worden aangesloten. Voor een 220 volts = net paste men een grotere weerstand toe; het mooiste is dat dit spul ook zonder meer op een wisselspanningsnet kan werken! (fig. 4). Men noemt de toestellen, die zowel op gelijkstroom als op wisselstroom kunnen werken, G-W of U(niverseel) toestellen en deze buizen noemen we: U-buizen. Uit de aard der zaak moeten alle hierbij gebruikte buizen voor éénzelfde stroomsterkte ontworpen zijn. In Europa is dat 100 mA; in Amerika ziet men zowel 300 als 150 mA. De gloeispanningen variëren met de buistypen. Eindbuizen en gelijkrichtbuizen ziet men voor 40 à 55 volt, de overige buizen zijn voor 12 à 20 volt ontworpen. Het voordeel van het gebruik van U-buizen bij wisselstroomnetten is, dat de zware (en dure) transformator komt te vervallen.

Natuurlijk is het niet alles goud wat er blinkt; bij de behandeling van ontvangapparaten gaan we hierop nader in, terwijl bij de behandeling van ontvangers voor auto's en draagbare apparaten de daarvoor benodigde voeding wordt gezien.

ANODEVOEDING UIT HET NET

Oorspronkelijk werd voor de anodevoeding een groot aantal zaklantaarnbatterijen, elk van $4\frac{1}{2}$ volt, in serie geschakeld, soms wel 20 stuks, waardoor zoals we gezien hebben 90 volt verkregen wordt (fig. 5).



fig. 5



fig. 6

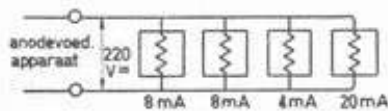


fig. 7

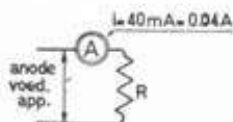


fig. 8

Goed solderen werd nog wel eens vergeten, waardoor vele narigheden als ruisen niet van de lucht waren. Later kwamen z.g. anodeblokken van 90, 120 en soms wel van 150 V kant en klaar in de handel (fig. 6).

In een radiotoestel worden als regel meerdere radiobuizen aangetroffen, die ieder voor zichzelf als een kleine, parallelgeschakelde stroomgebruiker te beschouwen is (fig. 7); wanneer nu bijvoorbeeld het GEHELE gebruik van het toestel 40 mA (= 0.04 A) bedraagt bij 200 volt, mogen we wel zeggen dat het toestel, gezien uit een oogpunt van anode-stroomverbruik, vervangen kan worden door een weerstand R (fig. 8), hetgeen gemak oplevert wanneer we een anodevoedingsapparaat gaan ontwerpen. In het bovenstaande geval is de waarde van die R:

$$R = \frac{E}{I} = \frac{200}{0.04} = 5000 \Omega$$

In principe kan ieder nettoestel met een dergelijke anodebatterij gevoed worden, maar dat is te kostbaar. Nu beschikken we door de transformator over een wisselspanningsbron, waarmee we door het aantal secundaire windingen te variëren feitelijk elke gewenste wisselspanning kunnen verkrijgen, maar daarmee hebben we nog geen gelijkspanning.

ENKELZIJDIGE GELIJKRICHTING

Gelukkig beschikt de techniek over gelijkrichters, die de welkome eigenschappen bezitten om stroom maar naar één richting door te laten; naar de andere richting vormen zij een blokkering. Oorspronkelijk kende men uitsluitend de thermionische gelijkrichter, of meer huiselijk: de hoog-vacuüm gelijkrichtbuis (vacuüm = luchtledig). Hierin vinden we de reeds bekende gloeidraad of katode, die omgeven wordt door een metalen kokertje, de plaat of anode (fig. 3). Er kan alleen stroom lopen van de katode naar de anode, terwijl er omgekeerd een volledige blokkering bestaat (fig. 9). Daarnaast bestaat de metaal-gelijkrichtcel, ook wel seleniumcel genoemd naar het metaal dat deze gelijkrichting mogelijk maakt. Deze cel kan de gelijkrichtbuis volkomen vervangen, bezit géén gloeidraad en zal daarom in de navolgende tekeningen voor de eenvoud worden gebruikt (fig. 10). Op de verschillende typen gelijkrichtbuizen en seleniumcellen komen we later terug.

Wanneer we nu een dergelijk ventiel (want dat is het eigenlijk) in serie met een weerstand op een wisselspanningsnet aansluiten, dan zal slechts gedurende de helft van elke periode een stroom kunnen lopen en wel wanneer de spanning aan de anode plus is en die aan de katode min. Gedurende de andere helft van de periode loopt er GEEN stroom. (Zie fig. 10b).

Bij wisselstroomnetten wisselt de spanning op de klemmen dus $50 \times$ per seconde van polariteit, en wel volgens een sinusvormige kromme (fig. 11a). Om dit nu even héél sterk vereenvoudigd voor te stellen kunnen we het net vervangen door een batterij, die telkens van richting „omgedraaid” wordt.

In fig. 12 zien we dan de éne faze, waarbij stroomloop mogelijk is en in fig. 13 de andere faze, waarbij géén stroomloop mogelijk is. In feite zijn het dus dezelfde figuren als 10a en 10b, doch we hebben hier de normale belasting, gevormd door het gehele radiotoestel, voorgesteld door R.

Vindt de stroom doorgang, dan tekenen we een doorgaande lijn; gaat de stroom niet door, dan tekenen we een onderbreking (fig. 13).

AFVLAKKING (BROMRIMPEL)

Als we nu een weerstand van 5000Ω in serie met zo'n gelijkrichter op een wisselspanningsbron aan zouden sluiten (fig. 11a) kregen we $50 \times$ per seconde (het net is 50 hertz) een hik (fig. 11b) en tussen de hikken door zou 't stil zijn. We zoeken naar een middel om die korte, regelmatig terugkerende stroomstoot wat meer „uit te smeren”. Als we een emmer onder een ouderwetse „boeren-pomp houden, komt er

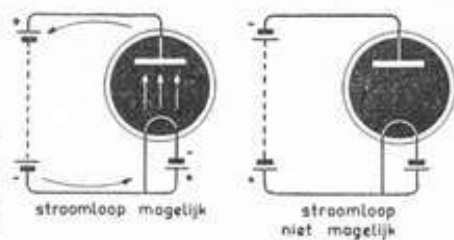


fig. 9
gelijkrichting door buizen

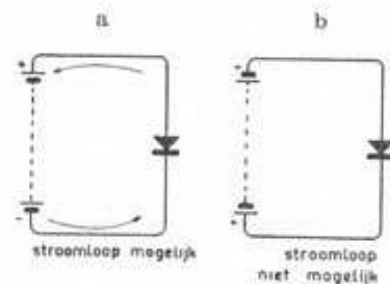


fig. 10
Gelijkrichting door cel

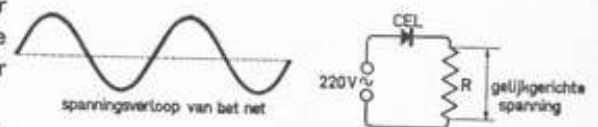


fig. 11 a



fig. 11 b

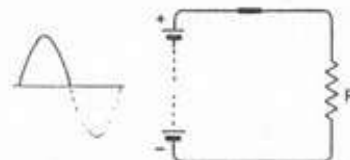


fig. 12

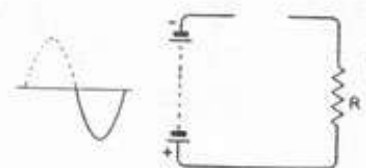


fig. 13

bij elke pompslag net zo'n hik. Wanneer we nu een emmer op deze wijze vol pompen en onder aan die emmer een afvoerslang maken, dan verandert de waterdruk nog wel even bij elke pompslag, maar de stroom die we via de slang aftappen, loopt nu al gelijkmatiger. Het is trouwens ook nog wel in te zien, dat hoe groter het reservoir, dus een groot wijd vat in plaats van die emmer is, des te gelijkmatiger de stroom door de slang verlopen zal (fig. 14).

Verder is het wel duidelijk, dat het ook nog verschil maakt of er een wijde slang aan de emmer hangt waardoor veel loopt, of een dunnere met meer weerstand, zodat niet alles meteen weer wegloopt.

Wij kunnen dit geval ook elektrisch tekenen (fig. 15; G (generator) is de pomp; C (condensator) is de tobbe en R (weerstand) is de afvoerslang. S is de selenium-cel. Over condensatoren hebben we reeds gesproken; we kunnen die als een reservoir voor elektriciteit beschouwen; in dit opzicht verschilt een condensator niets van een accumulator, doch een accumulator kan véél méér elektriciteit bevatten en is gelijk te stellen met een condensator van minstens 10000 μ F. Denk voor 't gemak dus maar steeds, dat een condensator eigenlijk een klein accu'tje is!

C laadt zich elke periode op tot een hoogte van de piekspanning d.i. de hoogst optredende wisselspanningspiek.

Nu ligt het voor de hand, dat als we die slang nu weer in een tweede emmer laten lopen, en van dááruit het water tappen, dat nu van de schoksgewijze werking van de pomp weinig meer te bemerken valt (fig. 17). Elektrisch ziet dit er

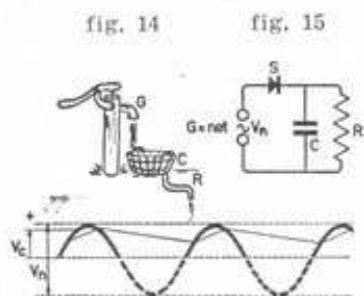
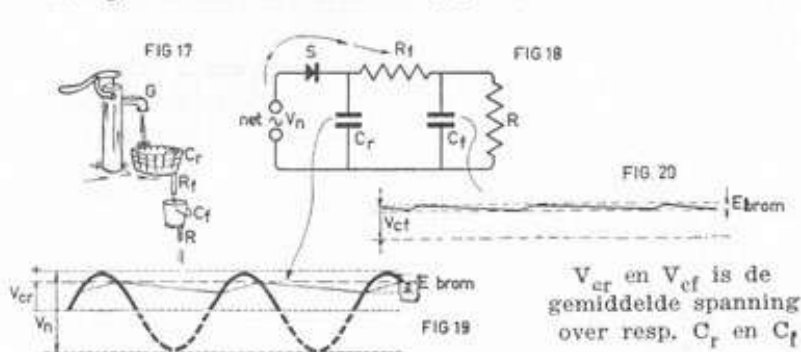


fig. 16

V_n is de netspanning
 V_c is de gemiddelde spanning op de condensator



V_{cr} en V_{cf} is de gemiddelde spanning over resp. C_r en C_f

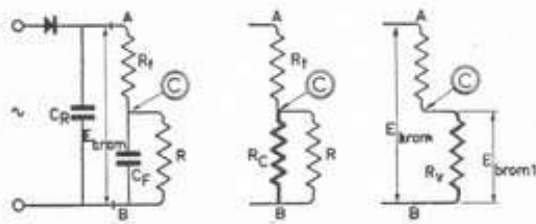


fig. 21

uit als fig. 18. C_r is de reservoircondensator, R_f is de filterweerstand, C_f de filtercondensator en R de belastingsweerstand. Maar het bromverschijnsel op C_f (fig. 20) is reeds veel kleiner dan op C_r (fig. 19). Wat men nu hier doet, noemt men het afvlakken van de gelijkgerichte spanning. We zullen dat afvlakfilter R_f-C_f eens nader bezien (fig. 21). Het tweede plaatje van fig. 21 doet ons zien, dat we eigenlijk een spanningsdeler ofwel een potentiometer vormen. En zoals we weten kunnen we inderdaad een bepaalde spanning die tussen de punten A en B staat verlagen, door een tweetal weerstanden in serie te schakelen tussen A en B. Tussen B en C kunnen we dan een verlaagde spanning meten, die geheel afhangt van de waarde van de beide weerstanden. Wanneer we nu een dergelijke potentiometerschakeling met weerstanden zouden gebruiken als afvlakfilter, dan houden we stellig tussen B en C een lagere bromspanning over. Maar... ook onze gelijkspanning wordt dan evenredig verlaagd. En dat is de bedoeling niet. Daarom wordt de weerstand tussen B en C door een condensator

vervangen: voor wisselstroom is dan de potentiometer, de spanningsdeler intact; voor gelijkstroom telt dan echter de weerstand R_f als serie weerstand.

Het is duidelijk, dat het tenslotte overblijvende golfverschijnsel of de bromrimpel zoals we het noemen, $50 \times$ per seconde optreedt, omdat de frequentie van de generator (ons net) 50 Hz (hertz) is.

Hoe groot is nu de spanning van deze ongewenste bromrimpel E_{brom} , die tenslotte op R overblijft?

Stel $R_f = 1000 \Omega$ en $C_f = 10 \mu F$, $E_r = 240 V$; de belasting R was 5000Ω zoals we zagen. Zowel R_f als R behouden steeds hun waarde, onverschillig, of ze nu op gelijkspanning of wisselspanning worden aangesloten. Met C_f is dat heel anders: voor gelijkstroom is deze een volledige blokkering maar voor wisselstroom niet. Voor 50 Hz kunnen we de schijnweerstand van een condensator $C_f = 20 \mu F$ wel berekenen: (zie les 3, blz. 20)

$$R_c = \frac{159000}{f \times C} = \frac{159000}{50 \times 20} = \frac{159000}{1000} = 159 \Omega \text{ (fig. 21)}$$

Nu moeten we eerst even de parallelschakeling van R_c met de belasting R uitrekenen: we noemen die R_v .

$$R_v = \frac{R_c \times R}{R_c + R} = \frac{159 \times 5000}{159 + 5000} = \frac{795000}{5159} = \text{ca. } 155 \Omega$$

We zien hieruit, dat de belastingsweerstand R, die relatief veel groter is dan R_c , weinig verandering te weeg brengt.

We lichten hier even de hand: in feite mogen we een ohmse weerstand niet zo maar domweg met een Reactantie, de wisselstroomweerstand van een condensator parallel schakelen, net zo min als we dat met een serieschakeling van een weerstand en een reactantie mogen. We zagen dat in les 3. Hier maakt dat echter weinig verschil in de uitkomst omdat R_c zéér klein is vergeleken met R en daarom mogen we dat doen.

Voor elke wisselstroom van 50 Hz is de situatie dus als in fig. 19 getekend.

Voor het gemak nemen we nu maar even aan, dat die bromrimpelspanning circa 40 volt ∞ bedraagt; verderop in deze les geven we een vuistregeltje om deze bromspanning, die we E_{brom} noemen, vooraf te kunnen berekenen.

Op punt C, dus op het punt waar ons radiotoestel wordt aangesloten, is de bromspanning E_{brom1} veel kleiner, die is nl.

$$E_{brom1} = \frac{155}{1000 + 155} \times E_{brom} = \frac{155}{1000 + 155} \times 40 = \frac{155}{1155} \times 40 = \text{ca. } 5.36 V \infty \text{ (fig. 21).}$$

Voor de berekening van deze potentiometerschakeling verwijst ik naar les 1, fig. 27.

Het 2e plaatje van fig. 21 doet ons zien, dat we eigenlijk een spanningsverdeler ofwel een potentiometer vormen. En zoals we weten kunnen we inderdaad een bepaalde spanning die tussen de punten A en B staat verlagen, door een tweetal weerstanden in serie te schakelen tussen A en B. Tussen B en C kunnen we dan een verlaagde spanning meten, die

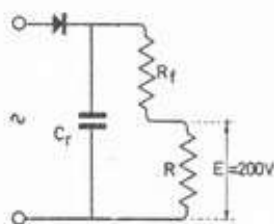


fig. 22
Zie voor C_f fig. 21 en 23b.

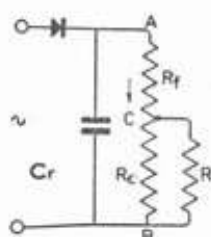


fig. 23a

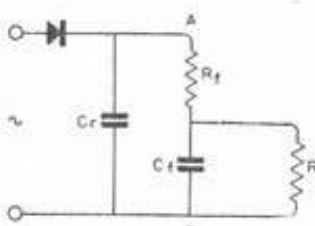


fig. 23b

geheel afhankelijk van de waarden van de beide weerstanden. Wanneer we nu een dergelijke potentiometerschakeling met weerstanden zouden gebruiken als afvlakfilter, dan houden we stellig tussen B en C een lagere bromspanning over. Maar... ook onze gelijkspanning wordt dan evenredig verlaagd. En dat is de bedoeling niet. Daarom wordt de weerstand tussen B en C door een condensator vervangen: voor wisselstroom is dan de potentiometer, de spanningsdeler intact; voor gelijkstroom telt dan echter slechts de weerstand R_f als serie-weerstand.

Nu gaan we de gelijkspanningsituatie eens bekijken (fig. 22). Hiervoor gelden héél andere omstandigheden. C_f heeft op de gelijkstroomloop geen enkele invloed; we kunnen hem dus hier geheel buiten beschouwing laten.

We hebben nu te maken met serieschakeling van R_f en R . Totaalweerstand R_v is $R_f + R = 1000 + 5000 = 6000 \Omega$.
 $E = 240 \text{ V} =$

$$I = \frac{E}{R} = \frac{240}{6000} = 0.04 \text{ A.}$$

De voedingsspanning die dus over R beschikbaar is, =
 $E = I \times R = 0.04 \times 5000 = 200 \text{ volt} =$

Ons radioapparaat wordt dus gevoed met een gelijkspanning van $200 \text{ V} =$ waarop een rimpelspanning van 5.36 V gesuperponeerd is, d.w.z. $50 \times$ per seconde varieert de spanning van $200 + 5.36 = 205.36 \text{ V}$ tot $200 - 5.36 = 194.64 \text{ V}$, hetgeen voor sommige apparatuur een groot bezwaar oplevert.

Hoe verlagen we nu de bromspanning? Als we fig. 23 er bij nemen kunnen we zeggen: door het aftakpunt C langs die weerstand tussen A-B naar de aardkant te verschuiven, dus a) door R_f te vergroten of b) door R_c te verkleinen. (R_c verkleinen we in feite door C_f te vergroten; want: hoe groter een condensator is des te kleiner is zijn wisselstroomweerstand (les 3, blz. 20).

Gezien uit het oogpunt van de bromspanning maakt het volstrekt geen verschil uit of wij a) of b) doen; het lijkt zelfs nog beter als we a) en b) gelijktijdig toepassen.

Gezien uit het oogpunt van de gelijkspanning, waar het tenslotte om begonnen is, moeten we echter proberen R_f niet te vergroten, want de gehele gelijkstroom voor ons toestel loopt door R_f en hoe groter R_f nu wordt, des te groter is het spanningsverlies in die weerstand.

Als we in ons vorig voorbeeld R_f $4 \times$ zo groot, dus 4000Ω maken en C_f $4 \times$ zo klein, dus $5 \mu\text{F}$, dan verandert onze bromspanning E_{brom} , op de C-B daardoor volstrekt niet: R_c wordt dan:

$$\frac{159000}{f \times C} = \frac{159000}{50 \times 5} = \frac{159000}{250} = 636 \Omega$$

Omdat R_c zoveel kleiner is dan R berekenen we hier maar niet de vervangingswaarde van de parallelschakeling van R_c en R .

$$E_{\text{brom}} \text{ is nu: } \frac{636}{636 + 4000} \times 40 \text{ V} = \frac{636}{4636} \times 40 =$$

weer ca. $536 \text{ V} \infty$.

We zien nu een grappig iets: De mate van afvlakking en dus de rimpelspanning veranderen niets, wanneer het product

van R_f en C constant blijft. We noemen dat het R—C-product. In ons eerste voorbeeld was dat $1000 \times 20 = 20000$ en in ons tweede voorbeeld is het: $4000 \times 5 =$ eveneens 20000.

Maar voor gelijkstroom wordt de situatie: $R_f = 4000 \Omega$. R blijft 5000Ω (de belasting)

$$E_{voeding} = \frac{5000}{4000 + 5000} \times E = \frac{5000}{4000 + 5000} \times 240 =$$

$$\frac{5000}{9000} \times 240 = \frac{5}{9} \times 240 = \text{ca. } 133 \text{ V} =$$

Dit is dus heel wat minder dan de benodigde 200 volt = 1. Willen we de bromrimpel dus verkleinen, dan moeten wij uit een oogpunt van efficiency dit zoeken in vergroting van de afvlakcondensator C_f ; deze eet gelukkig zoals we zagen geen (gelijkstroom-) brood.

We kunnen echter de bromrimpel kleiner maken, bij behoud van dezelfde weerstand- en condensatorwaarden, door er niet een ééntraps, doch tweetraps filter van te maken (fig. 24). Inplaats van R_f van 1000Ω nemen we R_{f1} en R_{f2} , elk van 500Ω , en in plaats van C_f nemen we C_1 en C_2 , elk van $10 \mu\text{F}$.

De wisselstroomweerstand R_{c1} en R_{c2} van deze C_1 en C_2 voor 50 Hz is $R_{c1} = R_{c2} = \frac{159000}{f \times C} = \frac{159000}{50 \times 10} = 318 \Omega$

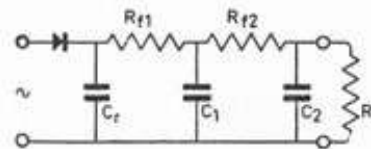


fig. 24

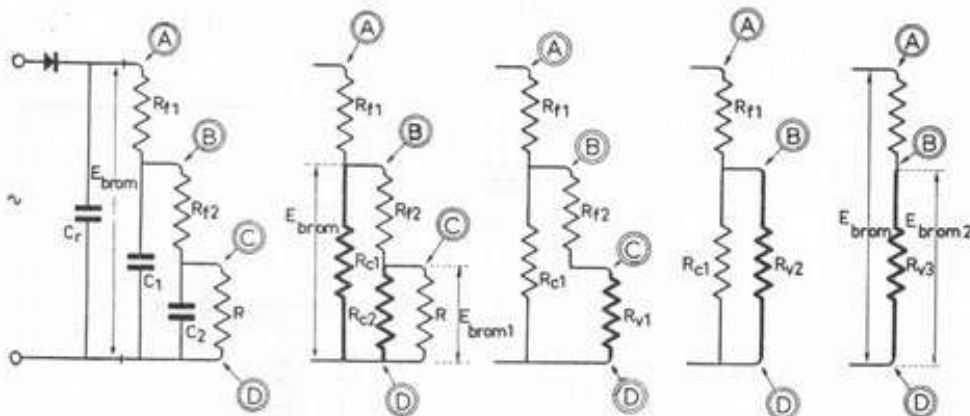


fig. 25

We moeten dit vraagstuk van achteren af benaderen (fig. 25): Eerst dus de vervangingswaarde R_{v1} van de parallelschakeling van R en R_{c2} berekenen:

$$R_{v1} = \frac{5000 \times 318}{5000 + 318} = \frac{1590000}{5318} = 298 \Omega$$

Deze R_{v1} staat in serie met R_{f2} ; de vervangingsweerstand hiervan $= R_{v2} = R_{v1} + R_{f2} = 298 \Omega + 500 \Omega = 798 \Omega$. Tussen de punten B en D hebben de nu parallel staan R_{c1} en de zoëven berekende R_{v2} , dus 318Ω en 798Ω parallel. De vervangingsweerstand hiervoor is.

$$R_{v3} = \frac{318 \times 798}{318 + 798} = \frac{253764}{1116} = \text{ca. } 227 \Omega$$

De zaak is nu teruggebracht tot de serieschakeling R_{f1} en $R_{v3} = 500 \Omega + 227 \Omega = 727 \Omega$.

De bromspanning op punt B is nu:

$$E_{brom2} = \frac{227}{500 + 227} \times E_{brom1} = \frac{227}{727} \times 40 = 12.5 \text{ V} \sim$$

En de bromspanning op punt C is:

$$E_{brom1} = \frac{R_{v1}}{R_{v1} + jR/2} \times E_{brom2} = \frac{298}{298 + 500} \times 12.5 = \frac{298}{798} \times 12.5 = 4.66 \text{ V} \sim$$

5.36 V \sim , die we met het enkelvoudige filter als resultaat verkregen hebben.

We zien dus, dat we door niet één maar meer filtertrappen aan bromvrijheid kunnen winnen met in totaal DEZELFDE hoeveelheid materiaal (zij het dan dat we het opdelen).

In radiotoestellen en voornamelijk in laagfrequentversterkers is het zaak om te zorgen voor een laag brompeil; hoe verder men van de uitgang naar de ingang van een versterker komt, hoe hoger eisen aan de bromvrijheid worden gesteld, daar de rimpelbrom mede wordt versterkt.

Men zou dan bij een 4-traps versterker 4 afzonderlijke afvlakfilters op de anodespanningsbron via het afvlakfilter kunnen aansluiten (fig. 26).

Na het bovenstaande is het echter duidelijk, dat men beter als volgt te werk kan gaan (fig. 27).

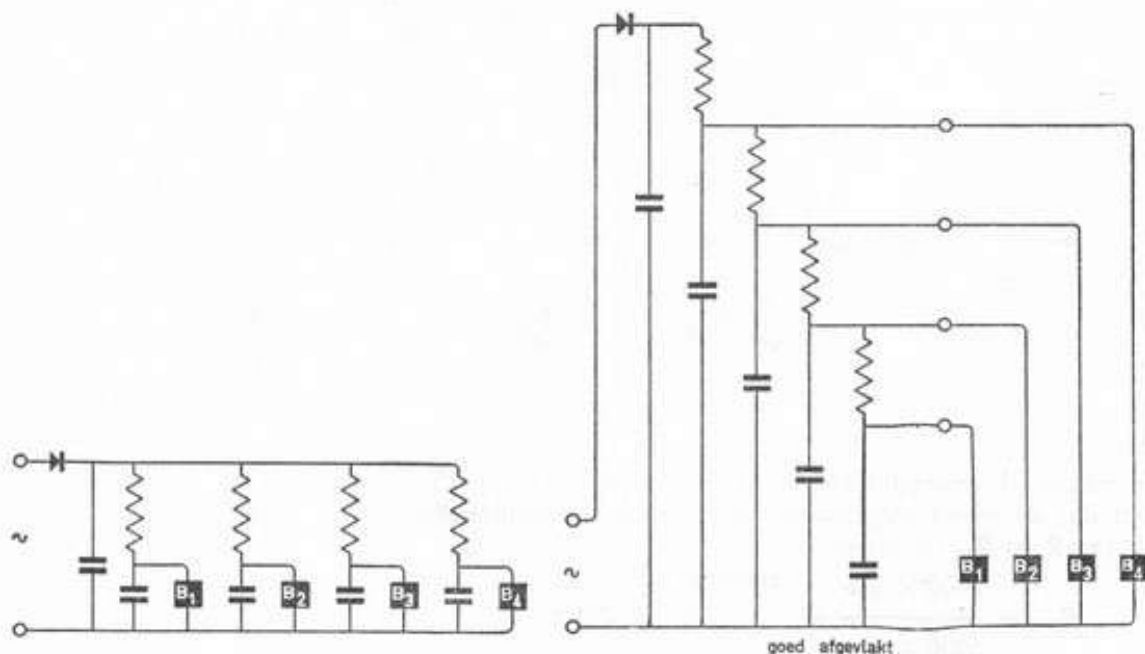


fig. 26

fig. 27

Stel maar eens, dat elke filtertrap (condensator en weerstand) de bromrimpel verkleint tot op $1/5$ van zijn waarde. Door de „cascade“-schakeling van 4 filtertrappen (met gelijke weerstanden en condensatoren) wordt de brom op B₁ ten slotte, ruwweg berekend:

$$1/5 \times 1/5 \times 1/5 \times 1/5 = \frac{1}{5 \times 5 \times 5 \times 5} = \frac{1}{625} \text{ van de oorspronkelijke waarde.}$$

In de praktijk wordt tevens elke (ongewenste) onderlinge koppeling tussen de anodekringen van de buizen voorkomen; men noemt dergelijke schakelingen ook wel ontkoppel-filters of ontkoppelingen.

In veel moderne toestellen treft men tegenwoordig een afvlakfilterweerstand van 1200Ω aan, terwijl de beide filtercondensatoren $25 \mu\text{F}$ zijn, maar het is duidelijk, dat deze oplossing slechts om de goedkoopte en het geringe gewicht van de weerstand wordt toegepast.

AFVLAKSMOORSPOEL

Er bestaat echter een veel effectievere weerstand voor dergelijke filters in de vorm van de laagfrequent smoorspoel (fig. 28).

Dit is een uit vele windingen bestaande spoel op een ijzern kern. Bij de behandeling van spoelen, dus zelfinducties in het algemeen hebben we reeds gezien, dat voor wisselstroom de weerstand van een dergelijke spoel véél groter is dan de ohmse gelijkstroomweerstand van de draadwinding. We zagen dat dit het gevolg is van de zelfinductie van de spoel. Voor gelijkstroom speelt deze zelfinductie volstrekt geen rol. Voor afvlakdoeleinden is zo'n smoorspoel dus ideaal: lage weerstand voor gelijkstroom, hoge voor wisselstroom.

In ons voorbeeld zullen we eens een dergelijke smoorspoel toepassen, b.v. van 25 henry en een ohmse weerstand van 400Ω .

Verder gebruikt ons toestel $40 \text{ mA} = 0.04 \text{ A}$ bij 200 volt , welke belasting wij vervangen hebben door een belasting-

weerstand van 5000Ω ($= \frac{200}{0.04}$). Blz. 4.

In de filterweerstand leden we een gelijkspanningsverlies van $E_f = I \times R_f = 0.04 \times 1000 = 40 \text{ volt}$ (fig. 29).

Bij toepassing van deze smoorspoel met de zoveel lagere ohmse weerstand van 400Ω zal het spanningsverlies over R_s bij dezelfde stroom zijn: $E_s = I \times R_s = 0.04 \times 400 = 16 \text{ volt}$.

Willen we dus een smoorspoel toepassen en toch op 200 V uitkomen, dan mag om te beginnen de secundaire wikkeling van onze anodevoedingstransformator voor een lagere spanning berekend worden.

Nu de gevolgen van de smoorspoel op de bromrimpel $E_{brom} = 40 \text{ V}$. We berekenen eerst de schijnweerstand R_s van de smoorspoel (fig. 30).

L was 25 H , de ohmse weerstand $R_o = 400 \Omega$ en $f = 50 \text{ Hz}$. Ingevuld is de formule voor de schijnweerstand van een spoel met ohmse weerstand:

$$\begin{aligned} R_s &= \sqrt{R_o^2 + (L \times 2\pi \cdot f)^2} = \\ &= \sqrt{400^2 + (25 \times 2 \times 3.14 \times 50)^2} = \\ &= \sqrt{160000 + 7850^2} = \sqrt{160000 + 61622500} = \\ &= \sqrt{61782500} = \text{circa } 7860 \Omega. \end{aligned}$$

We zien hier, dat het in rekening brengen van de ohmse weerstand weinig verandering brengt in reactantie van de spoel alleen. ($L \times 2\pi \cdot f = 7850 \Omega$.)



fig. 28

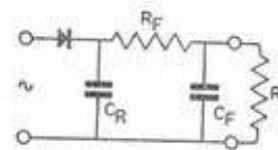


fig. 29

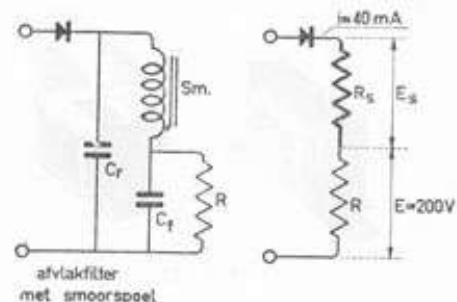


fig. 30

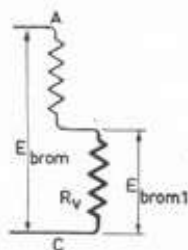


fig. 31

Van $C_f = 20 \mu\text{F}$ weten we nog, dat R_c voor 50 Hz = 159Ω ; parallelschakeling met de belasting $R = 5000 \Omega$ maakte daarvan R_v 155Ω (blz. 7).

Wanneer we nu de filterkring nog eens tekenen krijgen we een heel ander beeld. De serieschakeling van deze R_s en R_v geeft: rond 8000Ω ; als de bromspanning tussen A en C 40 volt is, zal deze tussen C en B, dus aan de uitgangsklemmen zijn: (fig. 31)

$$E_{brom1} = \frac{155}{R_s + R_v} \times 40 = \frac{155}{7850 + 155} \times 40 = \frac{155}{8005} \times 40 = 0.775 \text{ V} \approx$$

Het gebruik van een smoorspoel geeft dus een véél geringer bromspanning en een geringer spanningsverlies in het gelijkstroom-circuit!

Het is goed er hier even op te wijzen, dat het product van de zelfinductie van de smoorspoel (in henry's) en de capaciteit van de C_f de graad van afvlakking bepalen; hier spreken we van een L—C-product. Een smoorspoel van 10 H en een C_f van $16 \mu\text{F}$ geven dus dezelfde bromrimpel als een smoorspoel van 20 H en een C_f van $8 \mu\text{F}$; het L—C-product is nl. in beide gevallen 160.

Daar smoorspoelen echter kostbaarder zijn dan electrolyt condensatoren, proberen we een zo groot mogelijke C te gebruiken; de smoorspoel mag dan geringer zelfinductie bezitten om toch hetzelfde afvlak-effect te bereiken*).

De kosten van een smoorspoel zijn natuurlijk veel hoger dan van een weerstand en ook afmetingen en gewicht zijn niet weg te cijferen.

Nu is een smoorspoel niet gemakkelijk zelf te berekenen. De zaak is nl. deze, dat een dergelijke smoorspoel niet alleen door wisselstroom, maar ook door gelijkstroom wordt doorlopen.

We hebben hier dus het geval waarop we reeds wezen bij de theoretische behandeling van spoelen met ijzerkern. Door de gelijkstroom treedt een verzadiging van de ijzerkern op en slechts door een zéér ruim bemeten kern te nemen kunnen we dit onheil voorkomen.

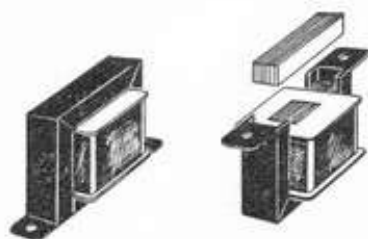


fig. 32

LUCHTSPLEET

Gelukkig is er ook een ander geneesmiddel: we passen een luchtspleet toe. Hierdoor vervangen we dus een stuk ijzer door een stuk lucht (zie fig. 32); wanneer er een gelijkstroom loopt staat de zelfinductie van zo'n smoorspoel met luchtspleet achter bij die van een geheel gelijke smoorspoel zonder luchtspleet. We moeten dus een ietwat grotere ijzerkern toepassen of een aantal windingen meer op de spoel leggen, willen we toch de gewenste zelfinductie (het aantal henry's) bereiken.

Meestal draait dit op een grotere kern uit. Maar loopt er nú

*) Voor de goede orde moeten we ons ook hier even realiseren, dat we in bovenstaande berekening de reactanties van de smoorspoel en de condensator als ohmse weerstanden beschouwd hebben en domweg bij elkaar optelden. In feite mag dit niet, doch in gevallen als deze is het toelaatbaar, omdat de aldus gevonden waarden weinig afwijken van de werkelijke waarden.

gelijkstroom door de spoel, dan treedt er nagenoeg geen kernverzadiging op en loopt de zelfinductie dus niet terug. Met de luchtspleet boeken we uiteindelijk dus winst.

Nu is het berekenen van zo'n luchtspleet een lastig karwei, waarmee we ons niet zullen bezig houden, wij staan er echter bij stil, omdat we met dit probleem ook te maken krijgen bij de behandeling van uitgangstransformatoren. Overigens ligt de luchtspleet meestal in de orde van 0.1 mm (zie fig. 33).

We zullen zien, dat wij bij transformatoren de blikken òm en òm stapelen om een luchtspleet te voorkomen; bij smoorspoelen doen we dit dus niet en nemen een blik, waarin een luchtspleet gestanst is. Nog vaker nemen we E-I kernen, waarbij we een stukje papier van 0.1 mm dikte tussen de E- en I-pakketten leggen. Hebben we eenmaal het wikkelpatroon en de kernafmetingen, dan is het maken van een smoorspoel niets moeilijker dan van een transformator.

Bij opstelling van een smoorspoel heeft het voordeel de kern van aarde geïsoleerd op te stellen, b.v. op een stuk pertinax om de capaciteit van de windingen tegen aarde te verkleinen, waarmee we ongewenste brom- en ratelspanningen vermijden.

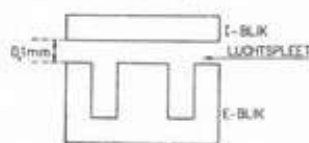


fig. 33

BROMRIMPEL OP RESERVOIRCONDENSATOR

Voor wie lust heeft zich verder te verdiepen in de grootte van de bromrimpel (E_{brom}) over de eerste condensator (C_r), die we voor 't gemak zoëven maar op 40 volt geschat hebben, geef ik hier een vuistregel: Bij een enkelzijdige gelijkrichter bedraagt deze circa 4.5 volt per mA afgenomen stroom, per μF van C_r .

Nemen we dus 20 mA gelijkstroom af en is $C_r = 10 \mu F$, dan

$$\text{is } E_{brom} = 4.5 \times \frac{20}{10} = 9 \text{ V. Hoe groter de } C_r, \text{ des te}$$

lager E_{brom} ; hoe groter de stroomafname, des te hoger weer in E_{brom} .

Voor dubbelfazige of dubbelzijdige gelijkrichting, die we dadelijk gaan bespreken is dat: 1.7 volt per mA en per μF (C_r).

WISSELSPANNINGSBRONNEN

Tot nu toe hebben we ons niet bezig gehouden met de vraag hoe we aan de wisselspanning komen die we gelijkrichten. In de eenvoudigste vorm kunnen we heel gewoon het wisselspanningsnet aansluiten (fig. 34); toch zijn hiertegen grote bedenkingen omdat op deze manier ons metalen chassis rechtstreeks met het net verbonden is en wij op de aarde staan. En dat is hachelijk! Slechts wanneer we een toestel vervaardigen, het onmiddellijk in een houten kast bouwen en er dan nooit meer aankomen, tenzij voor een reparatie, en dan nog in een droge kamer, ja dan kan het. In moderne, z.g. U-ontvangers, uit de handel geschiedt het thans eveneens zéér vaak. We komen later op die U-ontvangers terug.

Ook is er niet zoveel tegen om bij het bekrachtigen van het veld van een elektrodynamische luidspreker de zaak rechtstreeks op het net aan te sluiten, aangenomen dat de netspanning de juiste is. Maar voor mensen die wel eens wat

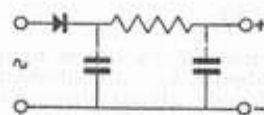


fig. 34

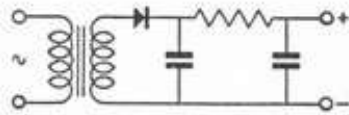


fig. 35

willen experimenteren is het in één woord taboe oftewel uit den boze.

Uit een oogpunt van veiligheid is een tussentransformator steeds te verkiezen (fig. 35).

Bovendien zijn vele netten 127 V ∞ ; er blijft dan niet veel gelijkspanning over en dan hebben we altijd nog maar enkelzijdige gelijkrichting.

DUBBELZIJDIGE GELIJKRICHTING

Wanneer we voor de anodevoeding een transformator toepassen kunnen we, namelijk door het aanbrengen van twee gelijke secundaire wikkelingen, die halve fase, die bij enkelzijdige gelijkrichting telkens verloren gaat, ook nog gelijkrichten en gebruiken.

In het schema fig. 36 geven wij nu de ontwikkelingsgang van dubbelzijdige gelijkrichting; fig. 36 geeft 2 \times een afzonderlijke enkele gelijkrichter, terwijl fig. 37 een grafische voorstelling geeft van de gelijktijdig optredende spanningen op de reservoircondensatoren in dat geval. De overige afvlakking laten we maar even buiten beschouwing.

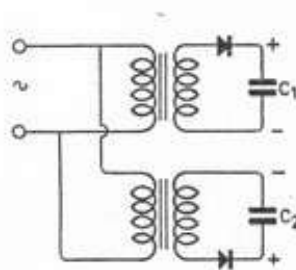


fig. 36

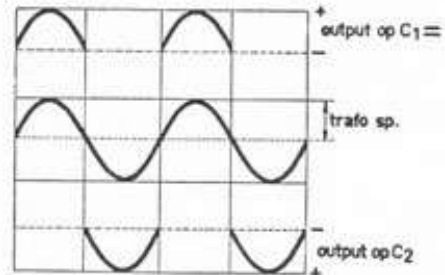


fig. 37

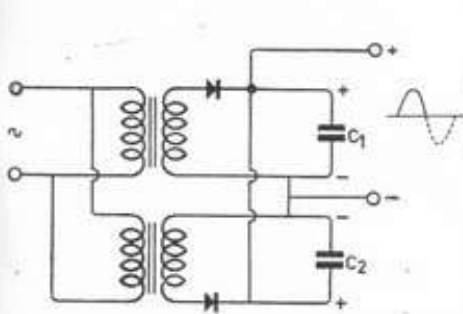


fig. 38

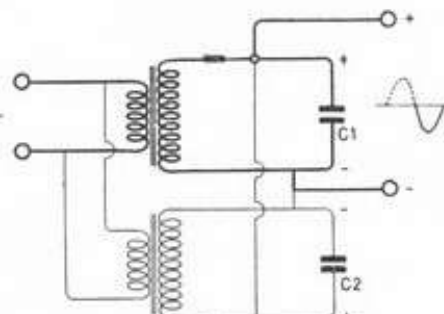


fig. 38a

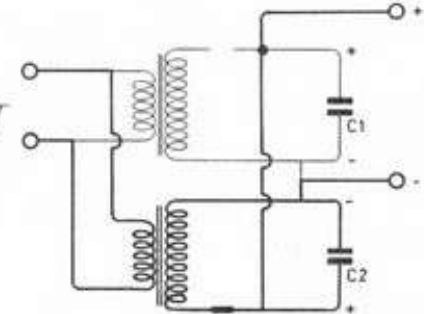


fig. 38b

We zien hier met dikke lijnen aangegeven welk gedeelte van de schakeling werkzaam is bij de elkaar opvolgende positieve en negatieve fazen van de wisselstroom.

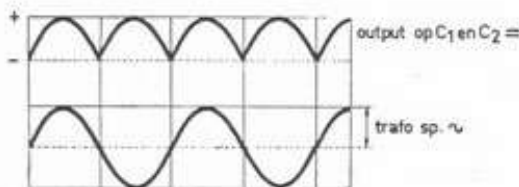


fig. 39

De primaire windingen van beide transformatoren staan parallel op het net geschakeld. Natuurlijk kunnen we zowel de min-leidingen als de plus-leidingen van de secundaire kant met elkaar dóórverbinden en wij krijgen dan fig. 38. Fig. 39 geeft dan het spanningsverloop van de combinatie. Wij zien nu meteen wat aardigs: de spanningspiekjes van fig. 37 hebben gewoon de frequentie van het net, dus 50 Hz., maar de piekjes van de combinatie, dus van fig. 39, hebben een frequentie van 100 Hz.

Bij de berekening van afvlakingsweerstand, smoorspoelen en condensatoren speelt de frequentie f een belangrijke rol: wanneer deze dus 100 wordt in plaats van 50, wordt f dus 2 \times zo groot en daardoor de schijnweerstand R_c van de filtercondensatoren 2 \times zo klein, terwijl de R_l van smoorspoelen

2 × zo groot wordt! Toepassing van dubbele gelijkrichting verkleint dus de bromrimpelspanning belangrijk, ook al blijven de afvlakcondensatoren en weerstanden onveranderd. Ook zal een transformator bij dubbele gelijkrichting geen last van kernverzadiging ondervinden, omdat de beide (in tegengestelde zin) om de kern lopende gelijkstromen elkaars uitwerking opheffen.

Voorbeelden: Passen we het bovenstaande nu eens toe op ons voorbeeld van fig. 21, dan krijgen we:

$$R_c \text{ is nu } \frac{159000}{f \times C} = \frac{159000}{100 \times 20} = 79.5 \Omega$$

$$R_v \text{ wordt dus: } \frac{R_c \times R}{R_c + R} = \frac{79.5 \times 5000}{79.5 + 5000} = \frac{397500}{5079.5} = 78.2 \Omega$$

E_{brom1} wordt nu, wanneer E_{brom} weer op 40 V gesteld wordt:

$$E_{brom1} = \frac{78.2}{1000 + 78.2} \times E_{brom} = \frac{78.2}{1078.2} \times 40 = 2.9 \text{ V} \sim$$

Nóg gunstiger wordt de zaak natuurlijk, als we de schakeling met afvlakmoorspoel toepassen bij dubbele gelijkrichting (zie fig. 30), want dan wordt ook R_s verdubbeld.

$$E_{brom1} = \frac{R_v}{R_s + R_v} \times E_{brom} = \frac{78.2}{15720 + 78.2} \times 40 = \frac{78.2}{15798.2} \times 40 = 0.19 \text{ V} \sim !$$

We zullen het schema uit fig. 38 nog eens anders tekenen: wij behoeven geen 2 afzonderlijke transformatoren te nemen; één transformator met 2 gelijke secundaire wikkelingen (fig. 40) is namelijk volkomen gelijk aan de schakeling in fig. 38.

GRAETZ-SCHAKELING

We kunnen echter ook wel dubbelzijdige gelijkrichting verkrijgen zónder dat we een transformator met 2 gelijke secundaire wikkelingen bezitten; het gaat zelfs wanneer we helemaal geen transformator gebruiken, doch rechtstreeks het net aansluiten. We kunnen n.l. dan de z.g. Graetz-schakeling toepassen. Ter verklaring beginnen we eerst met de normale enkelzijdige gelijkrichting (fig. 41). We mogen die cel gerust binnen de stroomkring verplaatsen, mits hij maar met „zijn gezicht” (het streepje) naar de plus en met zijn „rug” naar wisselspanningsbron gericht blijft. Om een absurd voorbeeld te nemen: wanneer we bij gebruik van een transformator de gelijkrichtcel ergens halfweg in de wikkeling zouden willen aansluiten, zou dat geen enkel bezwaar opleveren (fig. 43).

Ook mogen we gerust 2 cellen in de kring opnemen, mits hun „gezicht” maar weer naar de plus-klem kijkt of hun „staart” naar de min-klem, alles beschouwd van uit de wisselspanningsbron (fig. 44).

Stel nu, dat we dit grapje twee keer uithalen, doch de cellen zodanig schakelen, dat de één de boventop van de sinus gelijkricht en de ander de ondertop, de andere fase dus (fig. 45). En nu maar weer naar beide „plussen” en „minnen” doorverbinden (fig. 46).

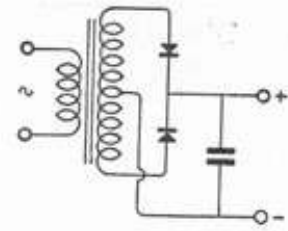


fig. 40
Zie ook fig. 56 en 57 voor dubbelzijdige gelijkrichting met buis.

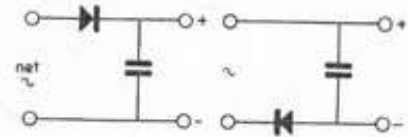


fig. 41

fig. 42

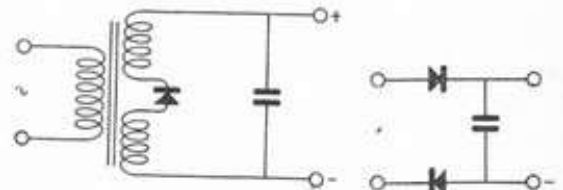


fig. 43

fig. 44

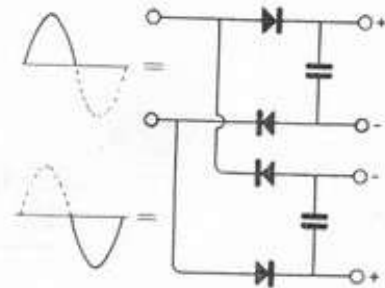


fig. 45

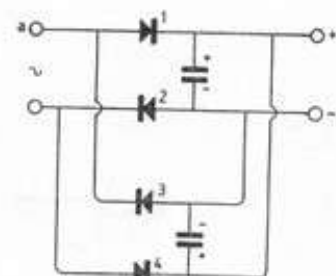


fig. 46

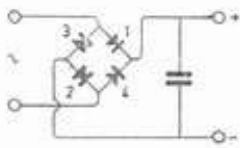


fig. 47

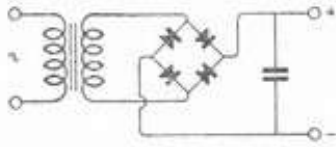


fig. 48

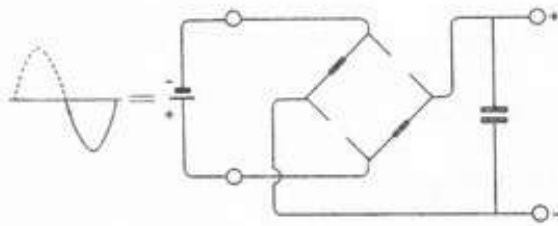


fig. 49a

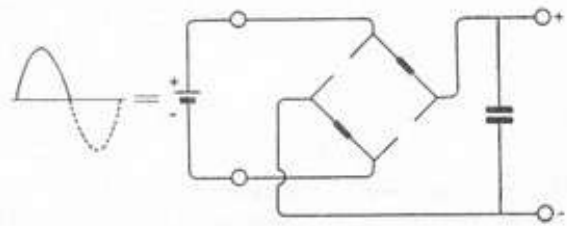


fig. 49b

Een andere veel toegepaste schakeling betreft de

SPANNINGSVERDUBBELING

Hierbij kunnen we bijvoorbeeld zonder enige transformator uit een 125 volts wisselspanningsnet een gelijkspanning van circa $2 \times 100 \text{ volt} = 200 \text{ volt}$ verkrijgen.

Voor goed begrip moeten we maar weer even de condensatoren vervangen denken door accu's, die we gaan opladen uit het net!

We gaan weer uit van twee enkelvoudige gelijkrichtschakelingen (fig. 50). Nu keren we van cel 2 eens de richting om en krijgen dan fig. 51. Nu gaan we deze beide schakelingen eens anders tekenen zonder het schema te wijzigen en zien dan... een serieschakeling van twee voedingsapparaten, die dus de dubbele gelijkspanning oplevert! (fig. 52).

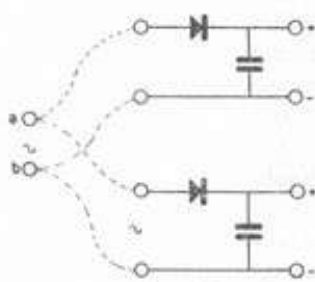


fig. 50

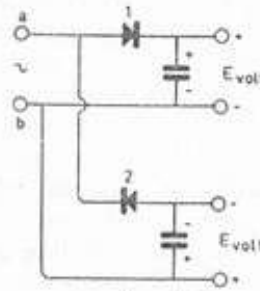


fig. 51

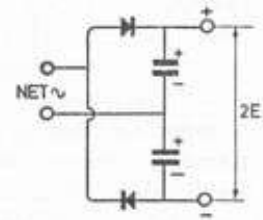


fig. 52

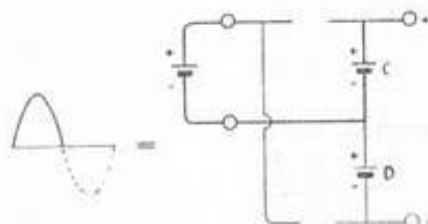


fig. 53a

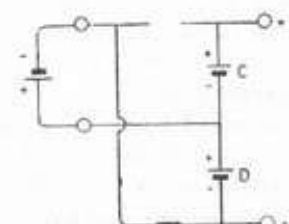
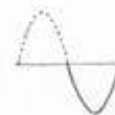


fig. 53b

Voor de liefhebbers nog even de beide fazen van de wisselspanning aanschouwelijk voorgesteld met batterijtjes in fig. 53a en b. De condensatoren C en D, in dit geval voorgesteld door accu's, worden beurtelings geladen.

Er bestaan nog andere schakelingen voor spanningsverdubbeling, maar deze, de schakeling van Greinacher, is wel de voornaamste.

Bij inachtname van de voorzichtigheid, want de op deze wijze verkregen gelijkspanningsbron is weer rechtstreeks met het lichtnet verbonden, kan deze schakeling toegepast worden om uit een 110- of 127 volts \sim net een anodespanning van circa 200 volt = te verkrijgen. Uitgaande van een 220 V \sim net verkrijgen we circa 400 volt.

Natuurlijk kunnen we echter deze schakeling zonder bezwaar achter een transformator schakelen (fig. 54).

De beide reservoircondensatoren moeten vrij groot zijn, zoiets van 30 à 40 μ F, en beide gelijk. Overigens behoeven ze slechts op de halve uitgangsspanning berekend te zijn; is deze dus 200 V, dan is hun werkspanning 100 V.

Achter deze schakelingen uit 40, 47 en 52 past men de vereiste afvlakking toe; men moet er bij het berekenen om denken, dat bij de spanningsverdubbeling (fig. 52 en 54) slechts e n k e l z i j d i g e gelijkrichting optreedt!

GELIJKRICHTBUIS

Nu nog even een korte verklaring over de gelijkrichtbuis. Eerst beschouwen we het DIRECT VERHITTE type, waarbij de gloeidraad meestal een platte bandvorm heeft (fig. 55). Als regel hebben deze buizen in Europa een gloeispanning van 4 volt; Amerikaanse typen zijn voor 5 volt bestemd. De gloeistroom is meestal vrij pittig, zoiets van 2 ampère; deze wordt door een aparte en goed geïsoleerde winding op de transformator geleverd. Deze isolatie is nodig, omdat een spanning van tenminste de anodegelijkspanning t.o.v. de gloeidraadwinding voor de ontvangbuizen bestaat (fig. 56).

Bij toepassing van indirect verhitte ontvangbuizen wordt eerst als de buizen warm zijn spanning uit de anodevoedingsapparaat afgenomen en dat duurt in de regel minstens een 1/2 minuut. Een direct verhitte anodebuis begint echter reeds onmiddellijk gelijk te richten; hij laadt de filtercondensatoren op tot de piekspanning van de gelijk te richten wisselspanning, zonder dat van deze lading iets afgenomen wordt, omdat de ontvangbuizen nog niet op temperatuur zijn gekomen. Men noemt dit de OPEN SPANNING; wanneer men maar afvlakcondensatoren met voldoende hoge werkspanning kiest is er geen vuiltje aan de lucht. Begaat men echter de fout met te zeggen: mijn gelijkspanning is 200 volt, dus een werkspanning van 250 V is voldoende, dan gaat de zaak stellig scheef. We mogen heus wel de werkspanning 1.5 à 1.8 \times zo hoog kiezen als de toe te passen gelijkspanning, dus in dit geval minstens 300 V.

Daarom past men vaak INDIRECT VERHITTE gelijkrichtbuizen toe; zij nemen als regel nog iets meer tijd om op temperatuur te komen dan ontvangbuizen (fig. 57).

Is de gloeispanning hiervan 6.3 volt, dan kunnen deze gelijkrichtbuisjes zonder bezwaar op dezelfde gloeistroomwinding branden als de ontvangbuizen (b.v. de EZ2 of de Amerikaanse 84). Feitelijk zijn deze buisjes speciaal ontwikkeld als gelijkrichters voor auto-ontvangers; ze worden hier

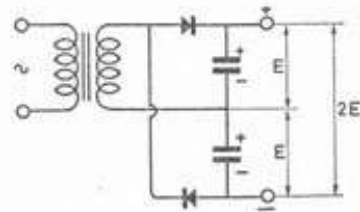


fig. 54

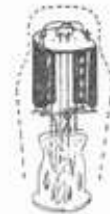


fig. 55

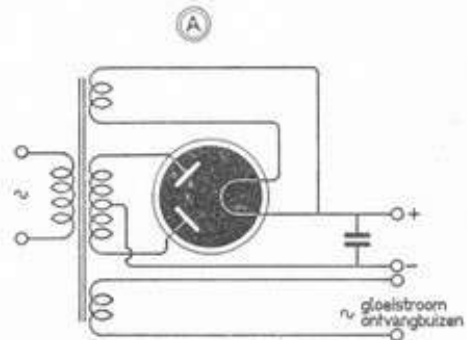


fig. 56

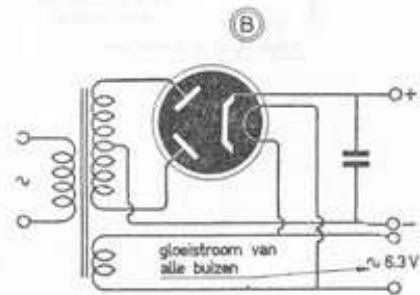


fig. 57

evenals de ontvangbuizen op de 6-volts accu aangesloten; tussen gloeidraad en katode staat dus een spanning van minstens 250 V en daarop moet de isolatie berekend zijn. Als regel is een gelijkspanning van 500 volt toelaatbaar. Op deze buisjes komen we later terug.

Wordt een indirect verhitte gelijkrichtbuis gebruikt om de elektrolytische condensatoren te beschermen in een versterker, waarbij hogere spanningen dan 250 V gelijkgericht worden, dan blijft een aparte gloeidraadwikkeling op de transformator noodzakelijk.

In de z.g. U-ontvangers wordt uit de aard der zaak een indirect verhitte gelijkrichtbuis toegepast, en wel voor enkelzijdige gelijkrichting.

Nu mogen we niet uit het oog verliezen, dat elke gelijkrichtbuis een zekere inwendige weerstand bezit, maar bij een indirect verhitte buis is deze belangrijk lager dan bij een direct verhitte buis. Daar bij een U-ontvanger de reservoircondensator C_r in de regel wel 50 μF bedraagt, dus een lage weerstand voor wisselstroom vertegenwoordigt, zou de laadstroomstoot, die 50 \times per seconde de gelijkrichtbuis doorloopt wel eens wat te groot voor dat buisje kunnen zijn, vooral omdat de zaak rechtstreeks op 't net aangesloten wordt; de wikkeling van een voedingstransformator bezit n.l. toch altijd nog enige ohmse weerstand, terwijl daarentegen de inwendige weerstand van 't net nul is. Daarom passen we in U-ontvangers steeds een begrenziingsweerstand R_b toe van 50 à 150 Ω . Hij moet echter een stroom van circa 3 \times de normale gelijkgerichte stroom kunnen verdragen (fig. 58); we nemen dus een type dat deze zware belasting verdraagt. Wat die condensator over de gelijkrichtbuis doet vertellen we straks.

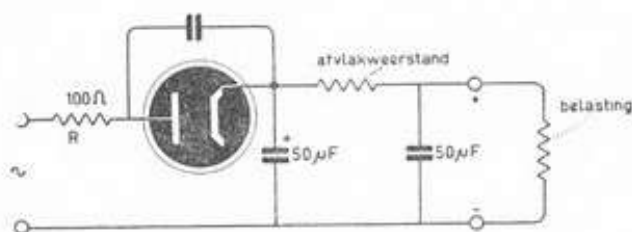


fig. 58

R is de begrenziingsweerstand.



fig. 59

SELENIUMCELLEN

Deze bestaan uit een metalen plaatje, de z.g. drager, waarop een legering, waarin selenium een belangrijk bestanddeel is, wordt aangebracht (fig. 59). Op deze overgang tussen beide metalen vormt zich een sperslaag, die wel stroom doorlaat in één richting, maar deze blokkeert in de omgekeerde richting.

In feite is de sperslaag dus in deze omgekeerde richting als een isolatie te beschouwen, waarbij nog een geringe stroomloop mogelijk is in de verkeerde richting. Dit in tegenstelling tot de thermionische gelijkrichtbuis, waarin in omgekeerde richting absoluut geen stroom lopen kan.

De veilige grens waarbij de isolatie van deze sperslaag intact blijft, is voor diverse typen en merken verschillend, maar vrij algemeen verdragen de moderne cellen die voor anodevoe-

dingsapparaten toegepast worden 30 volt tegen spanning per cel *).

We spreken hier van de toelaatbare tegenspanning. Om te zien hoe groot die wel kan zijn, vervangen we even de netspanning door een batterijtje van 10 volt (fig. 60A). Bij de positieve faze van de spanning wordt de reservoircondensator C_r opgeladen tot 10 volt. Tijdens de negatieve faze blijft de spanning op C_r nagenoeg 10 volt, maar de netspanning wordt -10 volt. We zien dat in fig. 60B, maar wanneer we dat even op andere wijze tekenen, zien we dat er 20 volt op de nu niet doorlatende gelijkrichtcel staat (fig. 60C). Hiertegen moet dus de sperlaag bestand zijn.

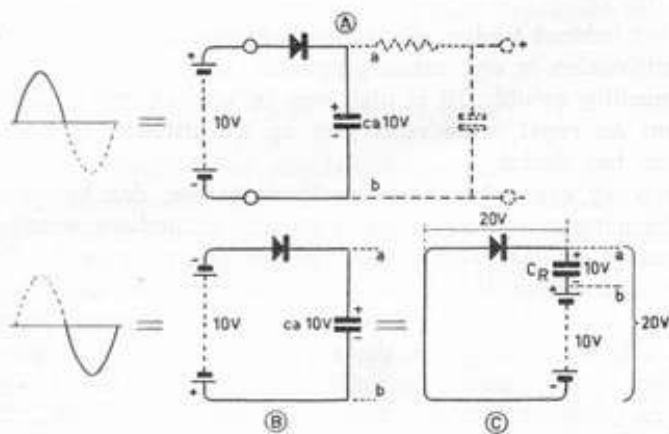


fig. 60

Bij het werkelijke gebruik op wisselspanning zal hier een spanningsverschil van $1.4 \times E + E$ staan, want de piekspanning van E is n.l. $1.4 \times E$.

Voor hogere spanning past men serieschakeling van de cellen toe (fig. 61); wil men voor enig doel de netspanning van 220 V gelijkrichten, dan gaat men als volgt te werk:

De piekspanning van $220 \text{ V} \sim = 308 \text{ V}$ (blz. 3-8) **).

De gelijkrichte spanning op $C_r = \text{circa } 200 \text{ V}$.

Het aantal in serie te schakelen cellen is:

$$\frac{308 + 200}{30} = \frac{508}{30} = 17 \text{ cellen}$$

Overigens houde men zich aan de voorschriften van de fabrikant: de stroomdoorgang hangt af van de afmetingen en van de ventilatie. Horizontale montage vrij van het chassis is noodzakelijk. In feite is maar een klein gedeelte van een celplaatje voor de gelijkrichting bestemd; de rest doet dienst als koel-*vin*, zoals een koel-*rib* op een cilinder van een luchtgekoelde benzinemotor.

Bij cellen sparen we dus de gloeistroom; het bezwaar, dat de spanning onmiddellijk ná het inschakelen beschikbaar komt met alle gevaren voor filtercondensatoren is echter ook hier aanwezig.

In de voorbeelden kunnen in plaats van cellen zonder enig bezwaar buizen gebruikt worden, doch bij de spanningsver-



fig. 61

*) Voor het gebruik van lage spanningen, b.v. voor accugelijkrichters ligt het accent weer op geringe overgangsweerstand, die bereikt wordt door met een lagere werkspanning genoeg te nemen.

**) Bij verwijzing naar een bladzijde van een andere les betekent het eerste cijfer het lesnummer en het tweede cijfer noemt de betrokken bladzijde.

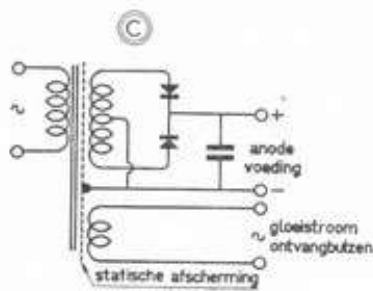


fig. 62

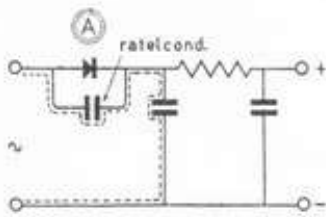


fig. 63

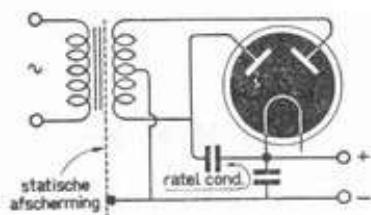


fig. 64

Slechts één van beide middelen heeft te worden toegepast.

dubbeling moeten of indirect verhitte buizen of afzonderlijke gloeistroomwikkelingen voor beide buizen gebruikt worden. Tenslotte vertellen we nog even dat het gelijkrichtmateriaal van dergelijke cellen in de laatste jaren aangeduid wordt met de naam halfgeleiders; dit zijn dan geleiders, die onder normale omstandigheden isolatoren zijn, doch onder de één of andere invloed van buitenaf geleidend worden in één richting. In dit geval is een z.g. elektrisch veld, dus de hoge spanning die wij er opbrengen, te beschouwen als „de invloed van buitenaf“.

STATISCHE WIKKELING; RATELCONDENSATOREN

Uit het lichtnet treden verschillende ongewenste hoogfrequentverschijnselen in ons ontvangapparaat, o.a. een z.g. ratel, een bromachtig geluid. Dit is niet weg te werken met afvlakmiddelen; als regel is de ratel juist op de afstemming van een station het sterkst.

Passen wij een netvoedingstransformator toe, dan kunnen we afscherming tussen de primaire en alle secundaire windingen toepassen en deze aarden. Dit kan zijn een geïsoleerd velletje zeer dun koperblad, waarvan de einden wel over elkaar moeten vallen, doch geen gesloten windingen mogen vormen (fig. 62). Bij U-toestellen, die rechtstreeks uit het net gevoed worden, is een goede remedie tegen ratel het overbruggen van de gelijkrichtbuis of -cel met een condensator van 2000 à 5000 pF. Wij vormen aldus een „kortste weg“ voor die ongewenste trillingen, zodat ze buiten ons toestel blijven. Zie de gestippelde lijn in fig. 63.

Zorg steeds voor hoge werkspanning; 2000 volt is aangeraden.

Mocht een transformator niet voorzien zijn van een statische afscherming, dan kunnen we ook daarbij ratelcondensatoren over één der diodes schakelen (fig. 64). Voor l.f.-versterkers is dit echter overbodig.

VERHUISTRANSFORMATOREN, AUTOTRANSFORMATOREN

Deze veel gebruikte transformatorsoort dient om apparaten, bestemd voor 220 V \sim te gebruiken op 110 V \sim of 125 V \sim , of omgekeerd. In principe kan men hierbij de primaire winding en de secundaire winding geheel gescheiden houden, zodat we het beeld verkrijgen van fig. 65a en 65b. Een goedkope mogelijkheid is de z.g. spaar- of autotransformator, die meer de indruk maakt van een spoel met aftakkingen (fig. 65c).

We bereiken hiermee, dat de secundaire winding uitgespaard wordt, zodat we minder wikkelruimte nodig hebben, of wel, in een bestaande wikkelruimte dikker draad

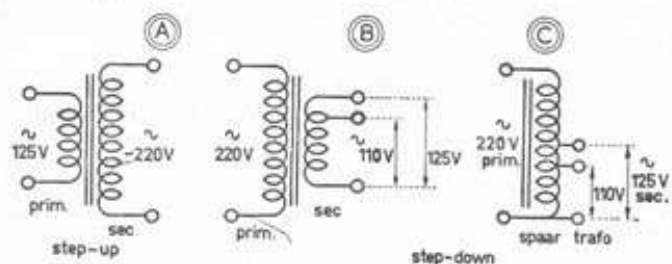


fig. 65

kunnen leggen. Het te transformeren vermogen blijft echter gelijk aan dat van een normale transformator met 2 gescheiden wikkelingen, terwijl hierbij ook de ontvanger rechtstreeks met het net verbonden blijft, met de daaraan verbonden gevaren.

Een transformator, waarmede we de spanning omhoog transformeren, noemen we een step-up transformator, de andere, waarmede we omlaag transformeren, dus van 220 op 110 V, noemen we een step-down transformator.

Bij het berekenen van transformatoren zullen we zien, dat we een secundaire wikkeling altijd 10 % hoger nemen dan het berekende windingtal. Daarom is een step-up transformator van 127 op 220 V niet hetzelfde als een step-down transformator van 220 op 127 V!

CONSTRUCTIE VAN TRANSFORMATOREN

Er bestaan twee typen van transformatoren, de z.g. manteltransformatoren (fig. 66) en de kerntransformatoren (fig. 67). Aan de manteltransformatoren wordt de voorkeur gegeven; de verschillende wikkelingen komen dan alle om het middenbeen, gewonden om een kartonnen koker, de spoelkast. Op deze wijze houden we de z.g. spreiding gering.

Verder kennen we voor de manteltransformatoren 2 soorten blik; de soort waarin 2 gaten uitgeponst zijn en waarvan het middenbeen losgesneden is aan één kant (anders kregen we de spoel er nooit op) (fig. 68) en de z.g. E- en I-blikken, die samen hetzelfde beeld leveren (fig. 69). En dan is er nog het blik voor de kerntransformatoren (fig. 70).

Wat er ook gebeurt, deze blikken moeten om-en-om gestapeld worden, zodat er nooit 2 voegen vlak boven elkaar komen (fig. 71 en 72).

Slechts bij laagfrequent smoorspoelen mag het wèl, want daar willen we met opzet een luchtspleet in 't blik hebben (fig. 73). Overigens is het in- en uitvlechten van mantelkernblikken een taai werkje, waarbij we moeten oppassen de spoelkast niet te vernielen bij dit invlechten van de blikken (fig. 74).

De spoelen winden we dus op kartonnen kokers, met of zonder zijflenzen (fig. 75A); voor ons zijn ze met flenzen veiliger (fig. 75B).

We maken die spoelkasten gemakkelijk van ivorkarton, in meerdere lagen, die we goed plakken (fig. 75E). Om de draadjes naar buiten te voeren maken we in de flenzen kleine gaatjes, doch slechts aan één zijde van de spoelkast, dus bóven de gestippelde lijnen, met het oog op het later invlechten van het blik (fig. 75B).

Verder moeten we denken aan de z.g. statische afscherming tussen de primaire en de secundaire bij anodevoedings-transformatoren (fig. 75/CD). Het is een dun blaadje metaal, koper of aluminium, dat aan één zijde geaard is en geheel geïsoleerd moet zijn; het mag geen kortgesloten winding vormen.

De koperdraden, geheel geïsoleerd met emaillelak, z.g. emailledraad, worden naast elkaar in lagen gewonden. In de spoelkast brengt men alvorens te wikkelen een houten klosje aan met een gat er in. Door dat gat komt een lange bout met twee moertjes; de zaak kan op een wikkelmachine, draaibank of zelfs op een handboormachine rondgedraaid worden. De handboormachine klemmen we voor dat doel vast in een bankschroef.



fig. 66



fig. 67

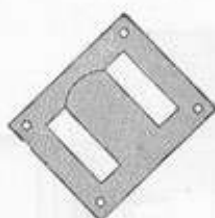


fig. 68

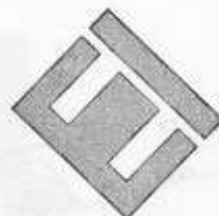


fig. 69



fig. 70

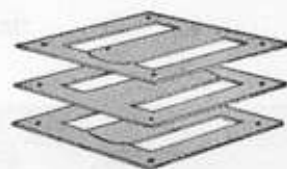


fig. 71

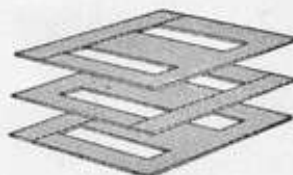


fig. 72

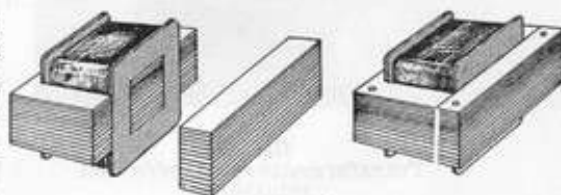


fig. 73

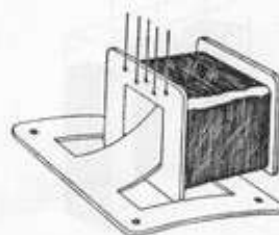


fig. 74
Het invlechten van transformatorblik

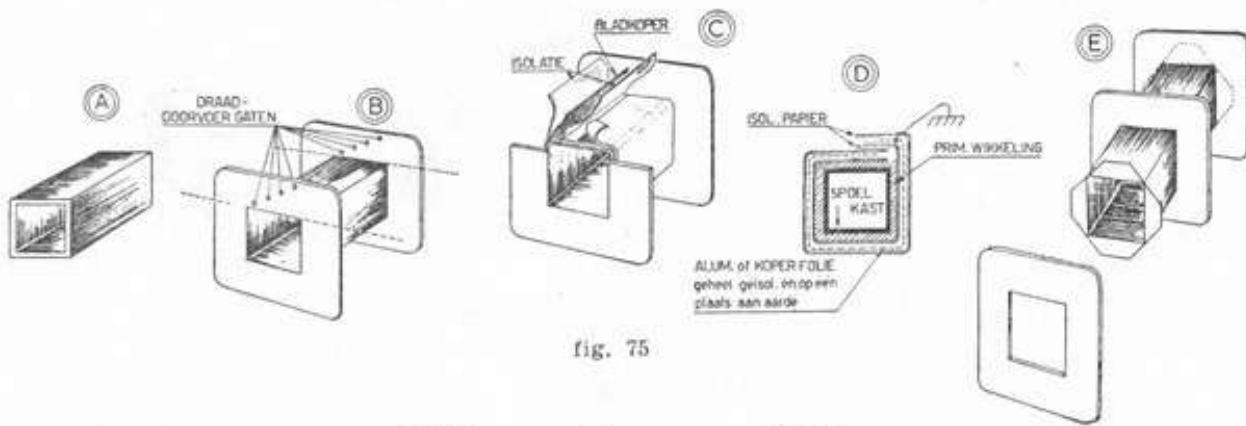


fig. 75

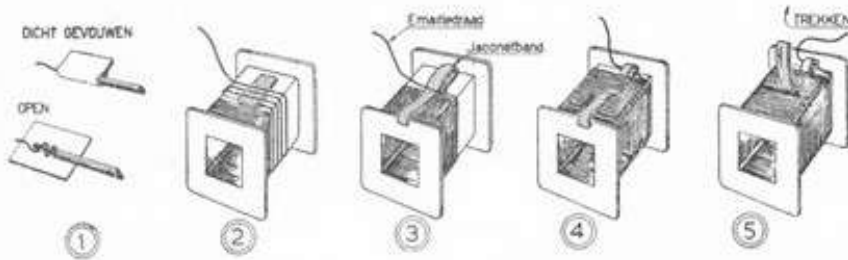


fig. 76

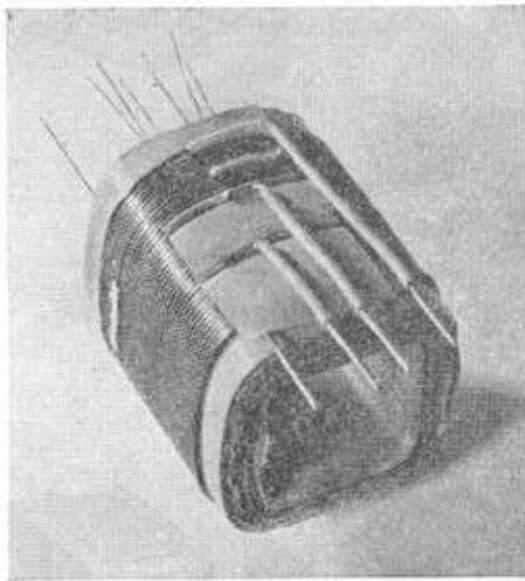


fig. 77
Transformatorspoel vóór het „inblikken”.

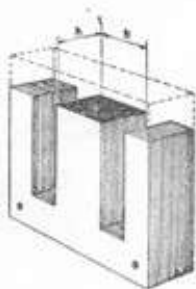


fig. 78
 $q = h \times b$
 $h =$ stapelhoogte
 $b =$ breedte middenbeen

Tussen de opvolgende lagen komt telkens een dun laagje oliepapier of dun schrijfpapier, dat we vooraf in stroken van de vereiste breedte geknipt hebben en gedrenkt in bijv. blanke lak of boot-verniss. Natuurlijk goed laten drogen voor het gebruik! Aan het begin en het einde van de wikkeling solderen we voor de sterkte dikkere draadjes; de las leggen we tussen een dubbelgeslagen stukje oliepapier of in een eindje olie-kous (fig. 76-1) en wikkelen daarover nog een paar slagen van de uitgaande draad (fig. 76-2).

Om de laatste winding op zijn plaats te houden steken we hem door een lus z.g. jaconetband of boorband. We brengen een dubbel gevouwen stukje band met een ruime lus aan, als we nog een 1/2 cm moeten bewikkelen (fig. 76-3); we wikkelen er dan overheen.

De laatste winding steken we door de lus (fig. 76-4), dan trekken we de lus aan (fig. 76-5), knippen de eindjes band af en de laatste winding ligt vast.

Wanneer tussen de primaire en secundaire wikkelingen grote spanningen komen te staan, nemen we meerdere lagen oliepapier of olielinnen; dit geldt óók voor de onderste laag, die dicht op de kern ligt, maar tevens voor de gloeidraad-wikkelingen onderling. We zien ook wel eens transformatoren, kortweg trafo's, waar vele lagen draad zonder isolatie over elkaar liggen; dat is z.g. wild gewikkeld en uitsluitend toelaatbaar als het met een wikkelmachine gebeurt. De lak-isolatielaag van de draad is eigenlijk beslist onvoldoende voor dit doel.

TRANSFORMATOR-RECEPT

Als regel zullen we zelf geen transformatoren gaan wikkelen, maar we geven nog een eenvoudig „recept”. Hoe meer „ijzer” in de transformator-kern, des te minder „koper” hoeft er in. Welnu, meestal beschikken we over een bestaande kern en willen daar wat op wikkelen. De kerndoorsnede q meten we, door de breedte van het middenbeen b te vermenigvuldigen met de stapelhoogte h , alles in cm (fig. 78).

Het aldus berekende oppervlak q is echter te hoog, want tussen de bliklagen zit nog papier. Om het werkelijke ijzeroppervlak q_{eff} , het effectieve oppervlak, te weten, moeten we de uitkomst q met een factor 0.9 vermenigvuldigen, dus: $q_{eff} = q \times 0.9$.

Overigens is het berekenen van een transformator volgens de regelen der kunst lang geen gekheid. Gelukkig hebben we een paar vuistregels; dit zijn dus geen magische getallen, maar door een spitse baas gevonden waarden!

HOE GROOT MOET DE IJZERDOORSNEDE ZIJN ?

Het vermogen in watts (juister volt-ampères, VA) is gelijk aan het oppervlak O van het wikkelenster \times de doorsnede van het ijzer in het middenbeen van de kern, dus q_{eff} , beide uitgedrukt in cm^2 . Dus $VA = O \times q_{eff}$ (fig. 79).

O vinden we gemakkelijk door lengte l en breedte br van één opening op te meten.

Hebben we dus een bestaande kern op de kop getikt, dan kunnen we direct zien welk vermogen „er op” gaat. Blijkt de kern véél te groot te zijn, dan kunnen we q_{eff} verkleinen, door minder blikken op elkaar te stapelen.

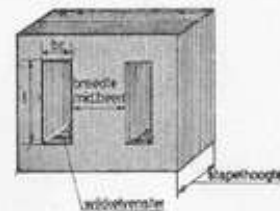


fig. 79

$$O = l \times br.$$

= oppervlakte vensteropening.

HOEVEEL WINDINGEN PER VOLT ?

Het aantal windingen duiden we in de regel aan met de letter n . Uitgaande van een net van 50 Hz. kunnen we zeggen:

$$n = \frac{45}{q_{eff}} \quad (45 \text{ is een vast getal}) = \text{het aantal windingen, dat we voor 1 volt nodig hebben.}$$

Vinden we dus q_{eff} is 5 cm^2 , dan is het aantal windingen per volt $= \frac{45}{5} = 9$.

Voor 220 V zijn dus $220 \times 9 = 1980$ windingen nodig en hadden we voor q_{eff} nu eens 9 cm^2 gevonden, welnu, dan zou het aantal windingen per volt $= \frac{45}{9} = 5$ bedragen.

Voor een 30-volts wikkeling zouden we in dit geval bijvoorbeeld $30 \times 5 = 150$ windingen nodig hebben.

En stel nu eens voor dat we een transformator moeten ontwerpen die op een wisselspanning van 100 Hz. moet werken, b.v. voor een trilleromvormer in een autoradio. Welnu, dan

wordt de formule voorafgegaan door: $\frac{50}{100} \times$ en wordt dus:

$$n = \frac{50}{100} \times \frac{45}{q_{eff}}$$

Is de netfrequentie 400 Hz. (bij vliegtuigapparatuur), dan krijgen we: $n = \frac{50}{400} \times \frac{45}{q_{eff}}$.

In de praktijk zullen we bij hogere frequenties dan 50 Hz. minder blik gebruiken (in vliegtuigen wegens 't gewicht); het aantal windingen wordt dan overeenkomstig gekozen. Dunne bliklamellen zijn bij die frequenties echter geboden! (verliezen).



fig. 80

DRAADDIKTE

Op elke transformator vinden we verschillende wikkelingen: de primaire en één of meer secundaire wikkelingen.

Bij het berekenen van de draaddikte dienen we een zekere volgorde in acht te nemen:

1. Bereken de draaddikte van elk der secundaire laagspanningswikkelingen.
2. Bereken voor elk dezer wikkelingen afzonderlijk het afgegeven vermogen.
3. Bereken de draaddikte van elk der secundaire hoogspanningswikkelingen.
4. Bereken het door deze sub 3 genoemde wikkelingen afgegeven vermogen.
5. Tel de sub 2 en 4 berekende vermogens bij elkaar op; we verkrijgen dan het totale afgegeven vermogen, VA sec.
6. Bereken het totale uit het net opgenomen vermogen VA prim., door het afgegeven vermogen te vermenigvuldigen met $\frac{100}{90}$.
7. Deel VA prim. door de netspanning; we weten dan, hoeveel de stroom door de primaire wikkeling bedraagt.
8. Wanneer we de primaire stroom kennen, kunnen we in de tabel zien, hoe dik de draad moet zijn.

En nu de praktische toepassing: Voor de buizen kunnen we de gloeistroom in de buizengids vinden. Bijvoorbeeld: we hebben 4 buizen, 6,3 V. Stromen: $0,2 \text{ A} + 0,3 \text{ A} + 0,5 \text{ A} + 1 \text{ A} = 2 \text{ A}$. In de tabel op pag. 27 zoeken we in de kolom voor toegestane stroom per mm^2 (de toegestane stroomdichtheid). We kiezen $2\frac{1}{2} \text{ A/mm}^2$. Bij 1,96 A gaan we horizontaal en vinden in de eerste kolom, dat we een draaddiameter (dikte) van 1 mm moeten hebben. Deze heeft een doorsnede van $0,785 \text{ mm}^2$. Feitelijk moeten we zeggen: de oppervlakte van de draaddoorsnede bedraagt $0,785 \text{ mm}^2$, maar dat is een hele mondvol, dus: doorsnede:

Overigens moeten we ons realiseren dat we zo maar niet voor de vuist weg een stroomdichtheid van $2\frac{1}{2} \text{ A/mm}^2$ kiezen; wanneer een transformator niet te warm mag worden dienen we geen groter stroom dan 2 A/mm^2 toe te laten, dus dikker draad kiezen!

De gelijkrichtbuis werkt op 5 V en heeft een stroom van 3 A. Draaddikte (diameter) dus 1,25 mm (wikkeling 2).

Afgegeven vermogen wikkeling 1: $6,3 \text{ (V)} \times 2 \text{ (A)} = 12,6 \text{ VA}$.

Afgegeven vermogen wikkeling 2: $5 \times 2 = 10 \text{ VA}$.

Nu de anodespanningswikkeling: Eerst de draaddikte.

Door de secundaire wikkeling(en), die de stroom aan de gelijkrichter levert(en) loopt niet alleen een gelijkgerichte stroom, maar ook nog een wisselstroom (o.a. door de reservoircondensator).

Bij de berekening van de draaddikte van deze wikkelingen moet hiermee rekening gehouden worden; is I de stroomsterkte van de gelijkstroom, dan loopt er bij enkelzijdige ge-

lijkrichting een stroom van $2.2 \times I$ door de wikkeling. Bij de Graetz-schakeling loopt er een stroom van $1.7 \times I$, terwijl bij dubbelzijdige gelijkrichting in elk der wikkelingen $1.1 \times I$ loopt. De draaddikte vinden we weer in de draadtabel.

Neem maar aan dat er 70 mA loopt door die secundaire hoogspannings- of anode-wikkeling. We vinden dan een draaddikte van 0,20 mm.

Nu het door de hoogspanningswikkeling afgegeven vermogen. Het geleverde vermogen is de wisselspanning van de gelijkrichterwikkeling (bij dubbele gelijkrichting van één der wikkelingen) \times de afgenomen gelijkstroom in A, niet in mA!

In dit geval is de wisselspanning van deze secundaire anodespanningswikkeling 300 volt. Het afgegeven vermogen is dan $300 (V) \times 0,07 (A) = 21 VA$.

Het gehele door de transformator afgegeven vermogen VA_{sec} is nu: $12,6 VA + 10 VA + 21 VA = 43,6 VA$.

Het primaire vermogen, dat uit het net opgenomen wordt, noemen we VA_{pr} . Als er helemaal geen verliezen in de transformator optraden, zou het primaire vermogen gelijk zijn aan het door de secundaire afgegeven vermogen. Er treden echter koper- en ijzerverliezen op en daarom moet er uit het net in de primaire steeds meer energie in de transformator gebracht worden dan we secundair er uit kunnen halen. We spreken daarom van het nuttig effect of RENDEMENT van een transformator, uitgedrukt in percenten van de input. In de regel is het maximum hiervan bij deze soort transformatoren 90 %, hetgeen dus zeggen wil: is de output 90 VA, dan moet de input 100 VA zijn, of:

$$VA_{pr} = VA_{sec} \times \frac{100}{90}$$

In ons geval zou VA_{prim} dan zijn:

$$\frac{100}{90} \times 43,6 VA = 48,4 VA.$$

Wanneer nu de netspanning E_{pr} is, dan is de primaire stroom

$$I_{pr} = \frac{VA_{pr}}{E_{pr}}.$$

Weten we eenmaal I_{pr} dan vinden we in de

draadtabel vanzelf de draaddikte van de primaire wikkeling. En bij een netspanning van 220 V is de primaire stroom die

$$\text{het net moet leveren: } I_{pr} = \frac{48,4}{220} = 0,22 A.$$

Voor de draaddikte der primaire vinden we dan in de tabel: 0,38 mm.

In sommige gevallen, b.v. wanneer we geen eerste klas blik gebruiken, zullen de verliezen groter zijn. Ook wanneer we enkelzijdige gelijkrichting toepassen zal het rendement minder groot zijn; we dienen dan met een rendement van 80 %

$$\text{rekening te houden en krijgen dan: } VA_{prim} = \frac{100}{80} \times VA_{sec}.$$

CONTRÔLE

Alle draden, welke we om de transformator wikkelen, zullen door de vensters moeten kunnen (fig. 69).

Als we nu voor elke wikkeling de draaddikte en het aantal windingen kennen, kunnen we ook uitrekenen, wat de totale koperdoorsnede is door al deze waarden bij elkaar te tellen.

We doen dit door van elke wikkeling het aantal windingen te vermenigvuldigen met het oppervlak van de doorsnede van één draadje. Hebben we dus 1500 windingen van draad, diameter 0,18 mm, dan krijgen we $1500 \times 0,0254 \text{ mm}^2 = 38,2 \text{ mm}^2$ (die 0,0254 vinden we in de tabel naast de waarde van 0,18).

Door het venster gaat n.l. niet alleen dit koper, maar ook de isolatielak om het koper, niet te vergeten de holle ruimte om de ronde koperdraden en de isolatie tussen de lagen onderling benevens het materiaal van de kartonnen spoelkast. Welnu, we moeten zorgen, dat de gezamenlijke koperdoorsnede nooit meer dan de helft van het oppervlak O van de vensterruimte inneemt. (We zagen, dat $O = l \times br$). Is dit wél het geval, dan moeten we óf een transformator met groter vensteropening gebruiken óf de doorsnede van de ijzerkern vergroten door meer blikken te stapelen, waardoor we minder windingen per volt mogen toepassen. Gaat dit geen van beiden, dan toch maar wat minder windingen per volt, dus dunner draad toepassen en hopen dat de zaak niet te warm wordt.

We doen er goed aan, wanneer we een transformator boven op een chassis monteren en er rondomheen enige gaten ($\varnothing 8 \text{ mm}$) boren, zodat ventilerende lucht er langs kan strijken.

EMAILLE-DRAADTABEL VOOR TRANSFORMATOREN ENZ.

Van de hierin opgenomen Engelse en Amerikaanse maat-systemen geven de nummers de meest bijkomende maten aan ten opzichte van de mm-maat. (Draaddoorsnede is gegeven voor blankdraad.)

draad diam. in mm (blank)	toelaatbare belasting in Amp bij een stroomdichtheid van			draad-doorsnede in mm ²	weer-stand in Ohm per 100 m	gewicht in g per m	draad-diam. in mm geemailleerd	Imperial Wire Gauge S.W.G.	Brown & Sharpe B. & S. of A.W.G.	Birming-ham Wire Gauge B.W.G.
	2.0 A per mm ²	2.5 A per mm ²	3.0 A per mm ²							
0.025	0.001	0.00125	0.0015	0.00049	3400	—	—	50	50	—
0.03	0.0014	0.0018	0.0021	0.00072	2350	—	—	49	48	—
0.04	0.0025	0.0031	0.0033	0.00126	1320	—	—	48	46	—
0.05	0.004	0.005	0.006	0.00196	908	0.021	0.08	47	—	—
0.07	0.008	0.010	0.011	0.0038	468	0.040	0.10	45	—	—
0.08	0.010	0.013	0.015	0.0050	356	0.049	0.115	44	40	—
0.09	0.013	0.016	0.019	0.0064	278	0.064	0.127	43	39	—
0.10	0.016	0.02	0.024	0.0078	228	0.0806	0.138	42	38	38
0.12	0.022	0.028	0.034	0.0113	158	0.115	0.163	40	37/36	35
0.15	0.035	0.045	0.053	0.0177	100.4	0.1782	0.200	38	35	—
0.16	0.040	0.050	0.060	0.0201	87.0	0.210	0.212	38	34	—
0.18	0.051	0.063	0.076	0.0254	70.2	0.256	0.236	37	33	34
0.20	0.063	0.080	0.094	0.0314	56.7	0.314	0.259	36	32	33
0.22	0.076	0.095	0.114	0.0380	46.8	0.379	0.282	35	31	32
0.25	0.098	0.120	0.147	0.0491	36.3	0.487	0.316	33	30	31
0.27	0.114	0.143	0.171	0.0572	31.2	0.560	0.342	32	29	—
0.28	0.123	0.154	0.184	0.0616	28.9	0.602	0.350	32	29	—
0.30	0.141	0.175	0.212	0.0707	25.1	0.694	0.374	31	29	30
0.32	0.161	0.201	0.241	0.0884	21.9	0.870	0.396	30	28	29
0.35	0.190	0.240	0.289	0.0982	18.5	0.946	0.430	29	27	28
0.38	0.227	0.283	0.340	0.1134	15.7	1.11	0.460	28	27	—
0.40	0.251	0.310	0.377	0.1257	14.2	1.22	0.487	27	26	27
0.45	0.318	0.400	0.477	0.159	11.2	1.54	0.640	26	25	26
0.50	0.390	0.490	0.588	0.196	9.08	1.88	0.595	25	24	25
0.55	0.476	0.600	0.714	0.238	7.48	2.27	0.650	24	23	24
0.60	0.566	0.700	0.849	0.283	6.29	2.69	0.700	23	22	—
0.65	0.664	0.830	1.0	0.332	5.36	3.17	0.750	23	22	23
0.70	0.770	0.960	1.16	0.385	4.62	3.65	0.810	22	21	22
0.75	0.884	1.1	1.33	0.442	4.03	4.30	0.860	22	21	—
0.80	1.01	1.25	1.51	0.503	3.54	4.96	0.920	21	20	21
0.85	1.14	1.41	1.70	0.568	3.13	5.48	0.970	21	20	—
0.90	1.27	1.5	1.91	0.636	2.80	6.00	1.03	20	19	20
0.95	1.42	1.77	2.13	0.709	2.51	6.70	1.08	20	19	—
1.00	1.57	1.96	2.36	0.785	2.27	7.40	1.13	19	18	—
1.10	1.90	2.38	2.85	0.950	1.88	8.95	1.23	19	17	19
1.20	2.26	2.83	3.39	1.132	1.58	10.65	1.34	18	17	—
1.25	2.45	3.06	3.68	1.227	1.45	11.58	1.39	18	16	18
1.30	2.65	3.32	3.98	1.327	1.34	12.50	1.44	18	16	—
1.40	3.08	3.85	4.62	1.539	1.16	14.52	1.55	17	15	—
1.50	3.53	4.42	5.30	1.767	1.01	16.40	1.64	16	15	17
1.60	4.02	5.03	6.03	2.010	0.887	18.85	1.75	16	14	16
1.70	4.54	5.67	6.41	2.270	0.785	21.20	1.86	15	14	16
1.80	5.09	6.36	7.64	2.545	0.700	23.80	1.96	15	13	15
1.90	5.67	7.08	8.50	2.835	0.628	26.50	2.07	15	13	—
2.00	6.28	7.87	9.42	3.141	0.567	29.40	2.18	14	12	14
2.20	7.60	9.5	11.40	3.891	0.468	35.60	2.40	13	11	—
2.50	9.82	10.3	14.73	4.909	0.363	45.80	2.80	12	10	13
3.00	14.14	17.7	21.20	7.069	0.252	66.00	3.35	11	9	11
3.50	19.24	24.05	28.86	9.62	0.185	90.50	3.90	10	7	10
4.00	25.14	31.43	37.71	12.57	0.142	120.00	4.45	8	6	8

VOORBEELD 1

Stel, dat we nu een omroepontvanger hebben, met 4 volts buizen. We moeten er een nieuwe 6.3 volts buis in plaatsen en maken dan door die éne buis een transformator, die primair gewoon op de 4-volts wikkeling wordt aangesloten en waarover de secundaire voor 6.3 volt komt. In onze privé-dump zoeken we een kern. Deze blijkt een doorsnede van 6 cm² te hebben (breedte middenbeen en stapelhoogte). De effectieve ijzer-doorsnede is dan $0.9 \times 6 = 5.4$ cm². Het aantal

45

windingen per volt is dan $\frac{45}{6.3} = \text{circa } 8\frac{1}{2}$.

5.4

Voor de primaire krijgen we nu $4 \times 8\frac{1}{2} = 34$ windingen. De secundaire wordt $6.3 \times 8\frac{1}{2} = 54$ windingen. 10 % er bij voor spanningsverlies maakt 60 windingen. De nieuwe 6.3 volts buis heeft een stroom van 1.5 A; hij gebruikt dus

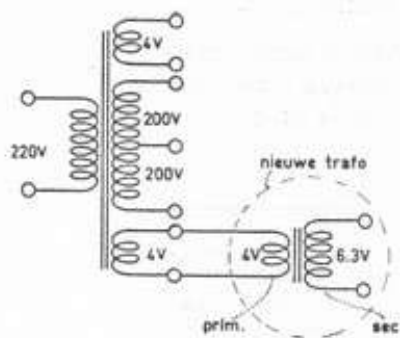


fig. 81

$6.3 \times 1.5 = 9.5 \text{ VA}$. In de regel zeggen we 9.5 watt. Bij wisselstroom echter is watt niet hetzelfde als VA; we komen later hierop terug. Voor transformatorraad laten we als regel de stroomsterkte van 2 A per mm^2 koperdoorsnede toe.

Voor $1\frac{1}{2}$ A hebben we dus nodig een draad van $\frac{1\frac{1}{2}}{2} \text{ mm}^2 =$

$0.75 \text{ mm}^2 = q$. Dit is dus de secundaire.

Als de doorsnede 0.75 mm^2 is, wat is dan de dikte van de draad?

De formule van de doorsnede-berekening is $q = \frac{\pi}{4} d^2$.

$\frac{\pi}{4} d^2$ is in dit geval dus 0.75 mm^2 , dus $\frac{\pi}{4} d^2 = 0.75$.

$$d^2 = \frac{4}{\pi} \times 0.75 = \frac{4}{3.14} \times 0.75 = \frac{3}{3.14} = 0.96.$$

De dikte d is dus de wortel uit $0.96 = \sqrt{0.96} = 0.98 \text{ mm}$. Voor de secundaire nemen we dus draad van 1 mm dikte.

Het primair vermogen VA_{pr} is dus $\frac{100}{90} \times 9.5 \text{ VA} = 10.5 \text{ VA}$.

De primaire spanning was 4 V; de primaire stroom I_{pr} is dus

$$\frac{W}{V} = \frac{10.5}{4} = 2.6 \text{ A}.$$

Wanneer we nu in de 2e kolom van de emaille-draadtabel 2.6 A opzoeken vinden we daarnaast in kolom 1 de gewenste draaddikte. Maar... we kunnen 't ook zelf berekenen: Bij de toelaatbare stroomdichtheid van 2 A per mm^2 wordt

dus de primaire draaddoorsnede $= \frac{2.6}{2} = 1.3 \text{ mm}^2 = q$.

We wisten, dat draaddoorsnede $q = \frac{\pi}{4} d^2$ en als we nu 1.3

voor q invullen krijgen we: $\frac{\pi}{4} d^2 = 1.3$.

Vermenigvuldigen we nu linker en rechter lid van deze ver-

gelijking met $\frac{4}{\pi}$, dan krijgen we:

$$\frac{4}{\pi} \times \frac{\pi}{4} \times d^2 = \frac{4}{\pi} \times 1.3 = \frac{4}{3.14} \times 1.3 = \frac{5.2}{3.14} = 1.66 = d^2$$

Draaddikte $d = \sqrt{1.66} = 1.28 \text{ mm}$. We nemen de eerstvolgende draadmaat = 1.3 mm.

Met de rekenlat of de rekenschijf is worteltrekken een werkje van niets, maar anders valt 't niet mee. Het eenvoudigst is het maar te proberen van de andere kant af!

$2 \times 2 = 4$. Dat is dus veel te groot; $1 \times 1 = 1$, veel te klein.

$1.2 \times 1.2 = 1.44$, nog iets te weinig. Nu is $1.3 \times 1.3 = 1.69$ en we zochten de wortel uit 1.66. Dat scheelt slechts zó weinig, dat we 't maar niet verder proberen; 1.3 mm is dus goed.

We krijgen dus een transformator met een primaire van 34 windingen, dik 1.3 mm en voor de secundaire: 60 windingen, dik 1 mm.

VOORBEELD 2

Worden nu alle buizen door 6.3 V buizen vervangen, dan wikkelen we liever de gehele gloeidraadwikkeling van de oorspronkelijke transformator overnieuw en laten de rest netjes zitten. Licht er nog een wikkeling overheen gewikkeld, b.v. voor de gelijkrichtbuis, dan moet die er tijdelijk even af, helaas.

Eerst stapelen we de blikken netjes uit. Voordat we de sec. er af slopen tellen we de windingen; in dit geval blijkt dat te zijn 24 windingen voor 6 V, dus 6 windingen per V. Meten we nu de kern na, dan zien we dat het er volgens onze berekening wel 32 hadden moeten zijn. Ja, wij berekenen een transformator steeds aan de veilige kant, maar als de fabrikant het zo deed, zou hij gauw failliet zijn. Als we zijn primaire blijven gebruiken, houden we ons echter aan zijn aantal windingen per volt!

Voor 6.3 volt hebben we dus $6.3 \times 6 = 38$ windingen nodig. We doen verstandig de spanning voor het definitieve afwerken even met een wisselspanningsmeter te controleren. Het berekenen van de draaddikte doen we weer als bij 't vorige voorbeeld. We moeten wél steeds controleren, of alle windingen wel ondergebracht kunnen worden op een bepaalde transformator, dus of 't z.g. venster wel groot genoeg is.

Verdere voorbeelden geven we bij praktische toepassing van transformatoren.

VRAAGSTUKKEN BIJ DE VIERDE LES

1. Wat is het verschil in constructie tussen direct verhitte buizen en buizen met indirecte verhitte?
2. Waarom kunnen we direct verhitte buizen niet op wisselstroom gebruiken?
3. Kunnen we z.g. U-buizen ook op een gelijkstroomnet laten branden?
4. Waarmede kunnen we gelijkstroom uit wisselstroom maken?
5. Maakt het principieel verschil of we een hoogvacuumbuis of een seleniumcel gebruiken? Welk verschil bestaat er evenwel?
6. Wat verstaan we onder afvlakken?
7. Waarom geven we de voorkeur aan een smoorspoel boven een weerstand in een afvlakfilter?
8. Waaraan moeten we bij het ontwerpen van een afvlakfilter de voorkeur geven: een enkelvoudige met $R = 1000 \Omega$ en $C = 40 \mu F$ of een tweetrapsfilter met tweemaal een R van 500Ω en tweemaal een C van $20 \mu F$?
9. Wat is een ratelcondensator en wat is een statische afschermwikkeling en waartoe dienen deze onderdelen?
10. Welk bezwaar bestaat er tegen rechtstreekse voeding uit het net zonder transformator?
11. Wat is 't voordeel van dubbele gelijkrichting?
12. Met welke schakeling kunnen we rechtstreeks uit het net, dus zonder transformator, toch dubbele gelijkrichting verkrijgen? Teken het schema.
13. Met welke schakeling kunnen we zonder transformator onze gelijkspanning belangrijk hoger maken dan de beschikbare wisselspanning? Teken de schakeling!
14. Als we de doorsnede q van een blikpakket meten uit dikte \times breedte van het middenbeen van de kern, is dat dan allemaal ijzer of is er nog ander materiaal daarbij inbegrepen?
15. Noem eens de vuistregels:
 - a) om te zien hoeveel vermogen er op een bepaalde kern gaat en
 - b) hoeveel windingen we daarbij per volt moeten toepassen.

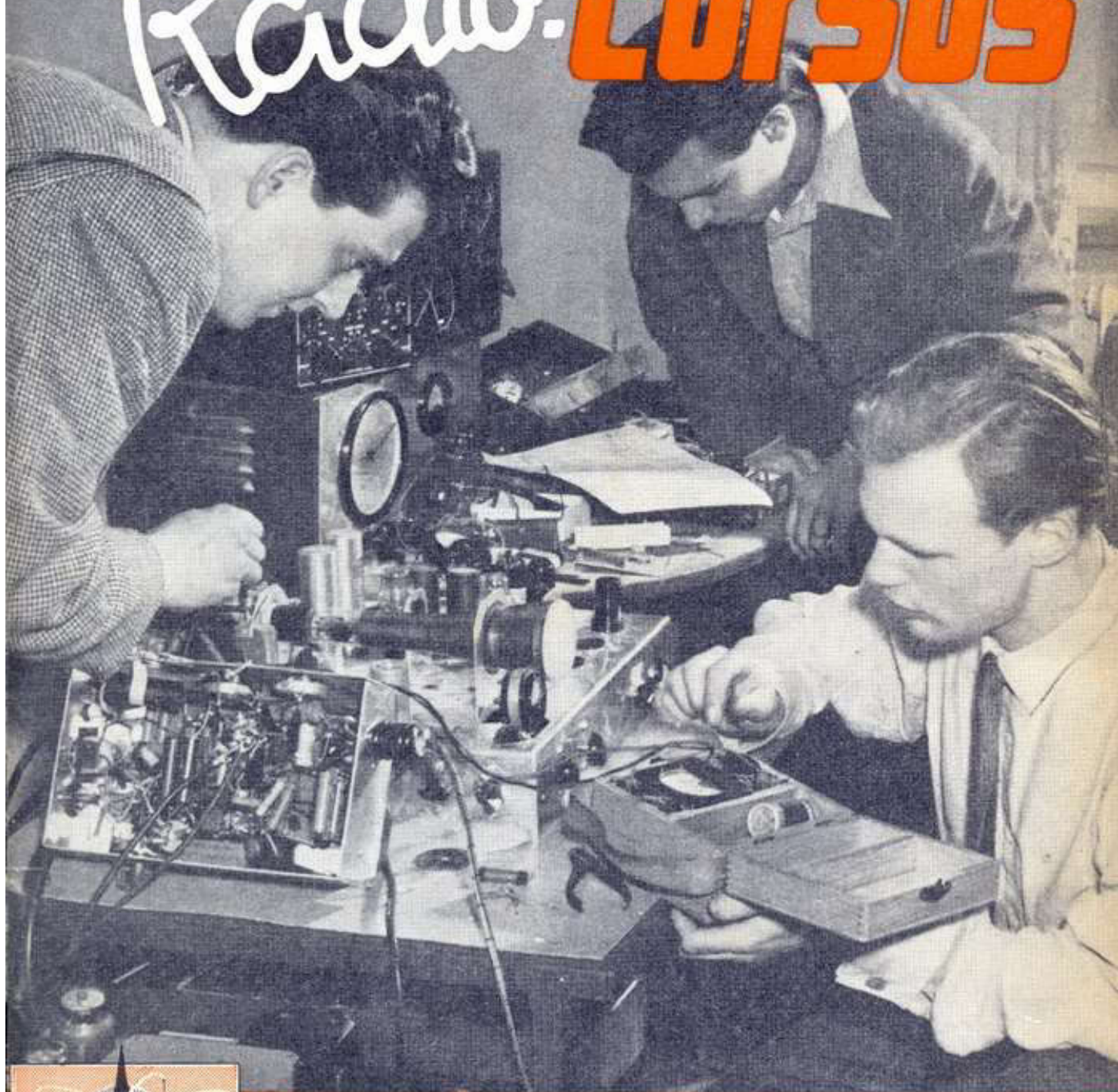




dr. Blan

5

Radio-CURSUS



vormingscentrum voor radio en electronica

INHOUDSOPGAVE

ELEKTRONENBUIZEN EN HALFGELEIDERS

De radiobuis	3
Elektronen-emissie	3
Diode	4
Triode	5
Karakteristiek	7
Automatische negatieve roosterspanning	11
Katodeverhitting	12
Direct verhitte buizen	12
Indirect verhitte buizen	13
Steilheid	14
Versterkingsfactor	14
Inwendige weerstand	15
Statische en dynamisch karakteristiek	16
Spanningsversterking	16
Belastingsweerstand	20
Buisafscherming	21
Meerroosterbuizen	21
Microfonisch effect	25
Constructie van radiobuizen	25
Buistypering	28
Halfgeleiders	30
Elektronentheorie	30
Halfgeleider dioden	34
De Transistor	36

COPYRIGHT DE MUIDERKRING - BUSSUM - NEDERLAND
NADruk, OOK GEDEELTELIJK, IS VERBODEN

ELEKTRONENBUIZEN EN TRANSISTOREN

5e LES

In deze les zullen wij met een merkwaardig werktuig kennis maken: de radiobuis, die ons in staat stelt een grote energie te ontketenen met behulp van een weinig inspanning vorderende handeling. In feite is dit te vergelijken met het openen van de sluisdeur van een stuwmeer of het omdraaien van een schakelaar om het licht of de kachel in werking te stellen. We gaan dus uit van een grote energie, die ergens aanwezig en opgeslagen is; zonder deze energie is versterking onmogelijk.

In het eenvoudigste geval van radio-ontvangst ontvangen we, met behulp van een antenne, wisselstroompjes van uiterst gering vermogen die door een zender zijn uitgezonden; via een minuscule kristaldetectortje brengen wij deze geringe energie in onze hoofdtelefoon en zachtjes horen wij iets; een luidspreker zou, aangesloten op dit toestelletje, weinig te horen geven. De energie is blijkbaar wél toereikend om het lichte membraan van de hoofdtelefoon te doen trillen, maar ontoereikend voor zwaarder werk.

Wanneer we nu een radiobuis sturen met dit geringe, uit de antenne verkregen vermogen, dan zal die radiobuis de energie, die opgehoopt is in het lichtnet of desnoods in een batterij, zódanig ontketenen en doseren, dat een luidspreker de vereiste z.g. laagfrequente (of audiefrequente) wisselstroom-energie ontvangt. We zeggen, dat er een energieversterking heeft plaats gevonden; meestal zijn hiervoor meerdere, achter elkaar geschakelde radiobuizen noodzakelijk.

Maar er zijn in 1948 ook andere apparaten uitgevonden, n.l. de transistoren, die dezelfde diensten vervullen. In deze les zullen we nu deze buizen en transistoren bespreken gaan.

DE RADIOBUIS

We zagen reeds dat binnen in geleiders de elektronen reeds een zekere vrijheid van beweging genieten, maar deze vrijheid neemt een einde aan de oppervlakte van de metalen. Worden metalen of geleiders in het algemeen echter verhit, dan worden de bewegingen der elektronen sneller en gelukt het enkele buiten de mazen van het net te komen, d.w.z. in de omgeving te belanden. Men noemt dit verschijnsel

ELEKTRONEN-EMISSIE.

De bekende Amerikaanse uitvinder Edison experimenteerde met alles wat hem onder handen kwam; zo kwam hij er toe, in een luchtledige gloeilamp buiten de reeds aanwezige gloeidraad een metalen plaatje in te smelten (fig. 1).

Hij liet de lamp gewoon branden op een accu, terwijl hij het plaatje via een zeer gevoelige meter met één der beide gloeidraadeinden verbond. En wat gebeurde er? Er liep een stroom en wel van de gloeidraad via het luchtledige naar het plaatje, door de meter weer terug naar de gloeidraad. Doofde de gloeidraad, dan hield de stroom op! De verklaring van dit verschijnsel werd eerst vele jaren later door andere onderzoekers gevonden. De namen van Fleming en Lee de Forest zijn bekend in de radiowereld.

In fig. 2 zien we die gloeiende gloeidraad. Uit dit gloeiende

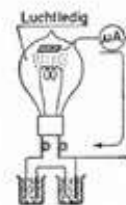


fig. 1

Het z.g. Volta-effect

materiaal zal zich een aantal elektronen vrijmaken; deze elektronen zullen als een „elektronenwolk” om die gloeidraad heen blijven hangen. Al deze elektronen zijn negatief geladen t.o.v. die gloeidraad, of, zo men wil: de gloeidraad is positief geladen t.o.v. die samengewolkte elektronen. Het is op zichzelf dus volstrekt niet vreemd, als de elektronen zich weer naar de gloeidraad toe bewegen tengevolge van de onderlinge aantrekkingskracht (ongelijknamige polen); de gloeidraad blijft echter weer elektronen uitzenden, zodat er tóch steeds een elektronenwolk blijft bestaan. Welnu, de grootte van die wolk zal afhangen van de temperatuur van de gloeidraad en, zoals we verderop zullen zien, van het materiaal, waarvan de gloeidraad gemaakt is. We zagen reeds, dat Edison een metaalplaatje insmolt in de glasballon; het plaatje verbond hij (via een stroommeter) met één kant van de gloeidraad. Het is nu wel verklaarbaar, dat er enige elektronen de weg vonden via dat plaatje naar gloeidraad: dit plaatje is immers óók positief t.o.v. de elektronenwolk. Dat het aantal elektronen gering blijft, is aldus te verklaren: de afstand van elektronenwolk tot plaatje is véél groter dan rechtstreeks van wolk tot gloeidraad en... elektronen zoeken nu eenmaal de kortste weg! We noemen dit verschijnsel het Volta-effect. Nu hebben we twee manieren om dit verschijnsel sterker te doen optreden:

- door toepassing van geleiders die na verhitting gemakkelijk elektronen afstaan; b.v. bariumoxyde, wolfram, thoriumoxyde enz.
- door de elektronen naar buiten te „lokken”, door een zekere aantrekkingskracht op ze uit te oefenen.

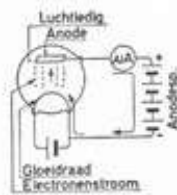


fig. 2

Het z.g. Edison-effect

We kunnen dit b.v. doen door aan het plaatje in de glasballon een spanning te leggen, die positief is t.o.v. de gloeidraad (fig. 2). We tekenen de zaak nu in schematische vorm en zullen nu verder de „vaktermen” maar gaan gebruiken: de naam lamp, verklaarbaar door het lichtschijnsel, is thans „elektronenbuis”; de gloeidraad of filament is de „katode”, terwijl het ingesmolten plaatje de „anode” wordt genoemd. Het luchtledig noemen we het vacuum.

Voor goed begrip moeten we hier uitdrukkelijk vaststellen, dat verhitting van de katode noodzakelijk is om emissie mogelijk te maken, evenals het vacuum. Hoe echter de katodeverhitting tot stand komt doet er in principe niets toe; het zou desnoods met een gasvlammetje kunnen als er maar geen praktische bezwaren in de weg kwamen. In beginsel doet het er ook niet toe of we de - van de anodespanning nu met de + of de - van de gloeispanning verbinden. De aldus verkregen buis met twee elektroden, nl. de katode en de anode, noemen we een diode (di = twee). We zullen later zien dat er meer elektroden in een buis gebruikt kunnen worden en komen dan tot triode, tetrode, pentode, hexode, octode en zelfs enneode (met resp. 3, 4, 5, 6, 8 en 9 elektroden).

DIODE

De aldus verkregen diode heeft uitnemende eigenschappen als gelijkrichtventiel, we zagen dat reeds in les 4; keren we nl. de anodespanning om en komt dus de - aan de anode, dan blijkt er volstrekt geen stroom te lopen (fig. 3). Schakelen we dus een dergelijke diode als ventiel in een wisselstroomkring dan wordt slechts stroom naar één zijde doorgelaten



fig. 3

en krijgen we na afvlakking uiteindelijk gelijkspanning. In het hoofdstuk over voedingsapparaten werd hierop reeds verder ingegaan.

Het blijkt nu, dat hoe hoger we de anodespanning maken, des te groter zal de stroom zijn die er loopt, maar er is een grens, waarbij de elektronenemissie niet groter kan worden, ook al gaan we voort met het verhogen van de anodespanning. We zeggen dan, dat de katode verzadigd is.

Natuurlijk is er gezocht naar een methode, om deze anodestroom te beïnvloeden. Dit gelukte door het aanbrengen van een elektrode tussen de katode en anode. We kwamen toen tot de

TRIODE

Deze elektrode, in principe een roostertje van metaaldraad of -gaas, kreeg de gedaante van een dunne draadspiraal, gewonden op steunen rondom de gloeidraad, terwijl de anode er als een cilindrische koker buiten omheen geplaatst werd (fig. 4). We noemen deze spiraal het rooster en duiden dit aan met een kleine letter r. (De katode duiden we aan met de letter k en de anode met a).

Denk er om, dat deze spiraal géén spoel is; slechts om constructieve redenen is deze vorm gekozen.

Hoe men een dergelijke buis nu samenstelt, zullen we verderop in deze les bespreken.

Vooraleer we nu verder gaan moeten we ons eerst even realiseren wat nu de uitwerking is van zo'n rooster op de elektronenwolk. Vóórop moeten we stellen, dat wanneer het rooster wél aanwezig is doch nergens mee verbonden is, er feitelijk niets gebeurt: we hebben en houden een diode (fig. 6). En wanneer we ook de anode aan de katode verbinden, dan loopt er een geringe stroom, omdat we weer de toestand van fig. 2 bereikt hebben. We zien in fig. 5 hoe de ruimtelading verdeeld wordt.

Gaan we het rooster echter verbinden met een spanningsbron, hetzij negatief, hetzij positief t.o.v. de katode, dan zal het de elektronenstroom van de katode naar de anode kunnen beïnvloeden. Maken we het positief, dan zal er een aantrekkingskracht op de afzonderlijke elektronen worden uitgeoefend; deze krijgen een grotere snelheid dan zij reeds hadden. Nu bestaan er twee mogelijkheden: een deel van die elektronen beschouwt de rooster-draadjes als anode en voor hen is het spel dan uit, d.w.z. ze bereiken via het rooster en de roosterspanningsbron weer de katode, het punt van uitgang. Wij noemen deze stroom de roosterstroom. Een veel grotere mogelijkheid is, dat de overige elektronen eenmaal tussen de roosterdraadjes aangeland, de nóg veel grotere aantrekkingskracht van de anode ondervinden. Voor deze wordt die anode dan het doel van de reis. Bij een bepaalde positieve roosterspanning zal de toestand van maximale elektronenstroom van de katode naar de anode bereikt worden; verdere verhoging van de positieve spanning op het rooster heeft dan geen uitwerking meer. Men zegt dan: de katode is verzadigd.

Zijn de roosterdraadjes negatief geladen t.o. van de katode dan zullen slechts de elektronen die rechtstandig omhoogschieten uit de katode, de kans hebben om de anode te bereiken; het merendeel van de elektronen, dat minder grote snelheid bezit of niet rechtstandig uit de katode trad,

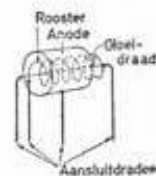


fig. 4

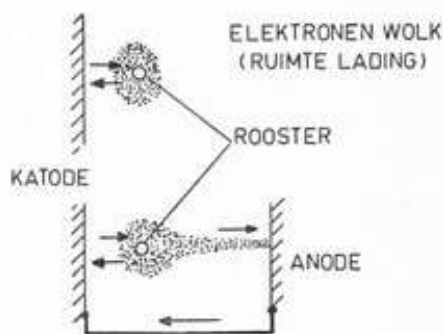


fig. 5

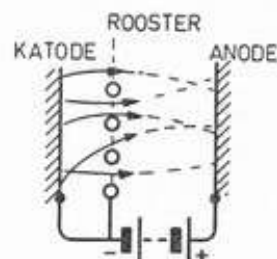


fig. 6

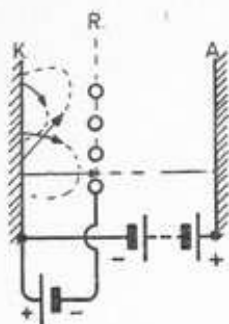


fig. 7

Het rooster is negatief gemaakt: slechts enkele elektronen bereiken de anode; de overige (neg.) elektronen worden door het neg. geladen rooster weer naar de katode teruggestoten.

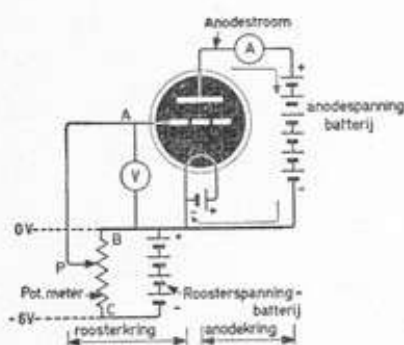


fig. 8

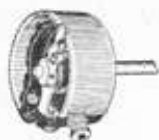


fig. 9

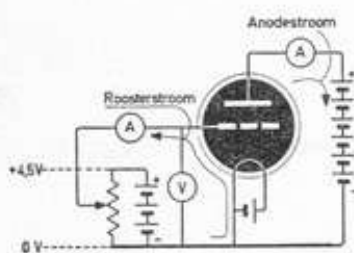


fig. 10

zal weer terugkeren naar de katode; hoe meer het rooster negatief geladen is, des te minder elektronen zullen tengevolge van deze „terugduwende kracht” de anode bereiken (fig. 7).

In de praktijk zullen we ons vrijwel uitsluitend met een negatief rooster bezighouden, zodat elke vorm van roosterstroom vermeden wordt. Hiertoe zal het rooster minstens op -1 volt gebracht moeten worden; dit leert ons de praktijk. Deze waarde geldt voor vrijwel alle buistypen, hoewel deze overigens ook mogen verschillen in hun eigenschappen. Nu gaan we deze schakelingen eens beproeven.

We hebben dus nu een rooster in de buis en zien dit voorgesteld in fig. 8. We zien nu niet alleen een anodespanningsbatterij, doch tevens een roosterspanningsbatterij, terwijl daarover is geschakeld een z.g. potentiometer P (men spreekt ook wel van potentiaalverschil in plaats van spanningsverschil, vandaar de naam potentiometer voor een ding dat eigenlijk een weerstand is met een glijcontact (fig. 9). Als we nu de arm van die potentiometer bewegen door aan de knop te draaien, kunnen we het rooster op elke gewenste spanning tussen 0 en -6 volt brengen; op de voltmeter V lezen we die spanning af. Over potentiometerschakelingen hebben we reeds geschreven in les 1 pag. 15.

Als we nu punt A regelrecht met punt B verbinden, loopt er door de buis een bepaalde anodestroom, af te lezen op ampèremeter A. Wanneer we nu de potentiometer naar C bewegen, dus de spanning op het rooster meer negatief te maken, dan neemt de anodestroom af, om ten slotte nul te worden.

Daarna gaan we het rooster nog even positief maken ten opzichte van de gloeidraad (fig. 10). Het lopen van roosterstroom gaat gepaard met vervorming van de te versterken wisselspanningen; we komen hierop terug en houden het er voorlopig maar op, dat de roosterspanning steeds negatief moet zijn.

Wanneer we nu eens beginnen met de roosterspanning op -10 V te brengen en de daarbij behorende anodestroom meten, daarna de roosterspanning op -9 V brengen en wéér de anodestroom meten en zo maar voort, dan krijgen we op die manier een heel lijstje met gegevens; we noemen zo'n lijstje een meettabel.

Roosterspanning V_g in volt	Anodestroom I_a in mA
- 10	0
- 9	0
- 8	0
- 7	0
- 6	0,1
- $5\frac{1}{2}$	0,15
- 5	0,35
- 4	1,15
- 3	2,7
- 2	4,2
- 1	5,6
0	7,1
+ 1	8,6
+ 2	10

Wij geven hier een dergelijke tabel van een buis; we moeten er wél aan denken, dat we voor elk type buis geheel andere waarden meten. Zelfs buizen van hetzelfde type zullen vaak nog onderlinge verschillen geven.

Ook kunnen we een grafische voorstelling van deze gegevens maken; de lijnen waarlangs we die aantekenen noemen we de assen. Meestal nemen we ruitjespapier voor dit werk, dat tekent gemakkelijk (fig. 11). Op de horizontale lijn zetten we dan op regelmatige afstanden van b.v. 1 cm $-1, -2, -3$, enz. Op het kruispunt der beide lijnen, dat we de oorsprong noemen, komt 0; naar rechts gaat het verder $+1, +2$, enz. Op de verticale lijn zetten we naar boven uit $+1, +2 +3$, enz.; naar beneden hoeft niets uitgezet te worden, want een negatieve stroom is niet te verwachten.

De waarden uit de tabel vullen we nu in op de grafiek: bij een roosterspanning van -7 volt hebben we een anodestroom gemeten van $0,1$ mA, dus daar zetten we een stipje. Bij -6 vonden we $0,1$; ook daar komt 'n stipje, $0,1$ cm (1 mm) van de horizontale lijn af. Zo doen we met alle waarden uit de tabel; we krijgen dan een hele serie stipjes.

Hierdoor trekken we een vloeiende lijn (fig. 12) en zo hebben we dan de grafiek verkregen; we noemen deze lijn de

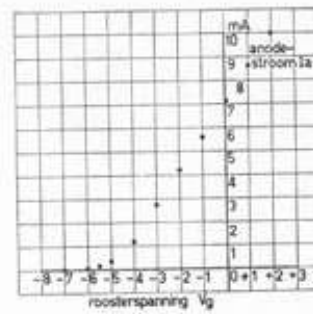


fig. 11

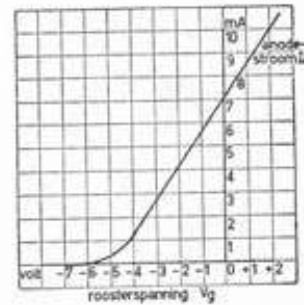


fig. 12

KARAKTERISTIEK

van de buis en wel de $V_g - I_a$ karakteristiek, omdat hier de waarden van V_g (spanning op het rooster) uitgezet zijn tegen de waarden van I_a , de anodestroom.

We zien dat slechts een deel van deze lijn recht is en we weten ook, dat we het gedeelte van de lijn, waarin een positieve roosterspanning voorkomt, niet gebruikt mag worden. Dit betekent dus, dat we bij deze buis de roosterspanning kunnen variëren van -4 volt tot 0 volt om een evenredige variatie van de anodestroom te mogen verwachten.

We hebben nu gezien, dat de anodestroom van een buis wijziging ondergaat, wanneer we de spanning op het rooster variëren.

Niet alle buistypen hebben dezelfde eigenschappen; voor elke buissoort zal de karakteristiek er dus anders uitzien!

Wat hebben we nu aan de mogelijkheden die de triode ons biedt? We moeten hiervoor de eigenschappen eens opsommen: de stroom I_a door de buis neemt toe of af door het aanleggen van een stuurspanning V_g (fig. 13). Het kan dus niet anders of de weerstand in die buis neemt toe of af.

Een buis is dus eigenlijk een veranderende weerstand en we zouden die buis ook zó kunnen voorstellen (fig. 14) (dat pijltje, dwars door de weerstand getekend is in het algemeen het overeengekomen teken voor veranderbaarheid). Nu hebben we aan een veranderlijke weerstand op zichzelf niet zoveel, maar dat wordt anders als we er een vaste weerstand mee in serie plaatsen (fig. 15). We hebben nu een potentiometerschakeling, en we weten dat de spanning tussen de punten C en D afhangt van de waarde van R_u of R_i . We tekenen nu dit geval nog eens, maar nu staat de buis in serie met een weerstand (fig. 15). De weerstand die de buis op zich-

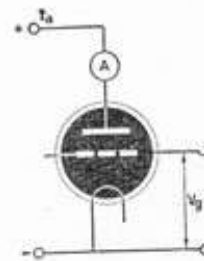


fig. 13



fig. 14

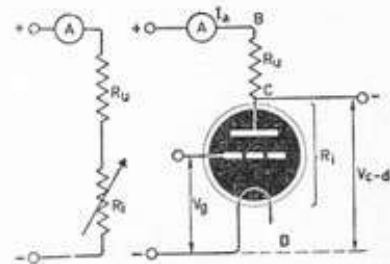


fig. 15

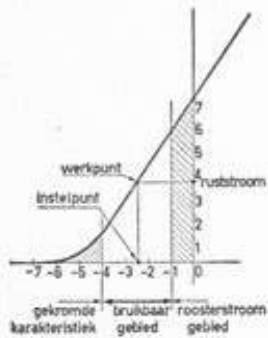


fig. 16

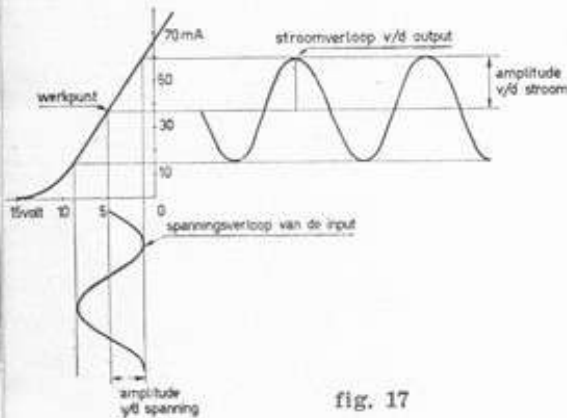


fig. 17

De kromme van een ander buistype, maar nu aangevuld met de grafische voorstelling van de wisselspanning op het rooster, alsmede de grafiek van de wisselstroom door de anode van de buis

Het werkpunt is ingesteld in het midden van de roosterruimte; de inkomende wisselspanning zou niet groter mogen zijn, daar we anders buiten het gebied van de roosterruimte zouden komen

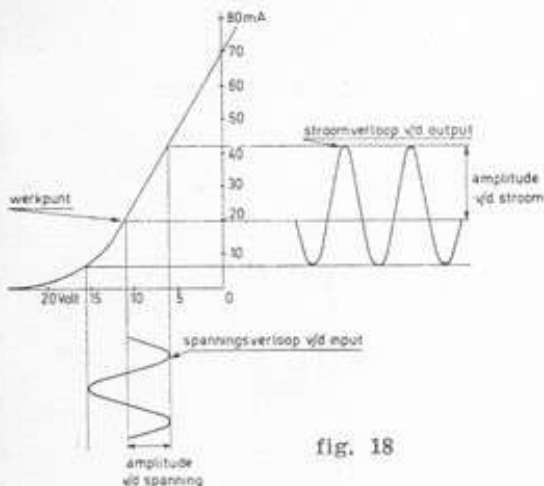


fig. 18

zelf vormt noemen we de INWENDIGE BUISWEERSTAND R_i , terwijl de andere weerstand de UITWENDIGE WEERSTAND of BELASTINGWEERSTAND genoemd wordt, aangeduid met R_u .

Nu gaan we spijkers met koppen slaan: we zetten deze schakeling eens in werkelijkheid op: de anodespanning E tussen de punten B en D, = 200 V. $R_u = 20.000 \Omega$. Eerst stellen we de roosterspanning, die we als regel V_g noemen, in op -1 V: de anodestroom is circa 5,6 mA of 0,0056 A. Hoe groot is de spanning nu tussen de anode van de buis en de aarde? De spanningsval over $R_u = V_{B-C} = I \times R_u = 0.0056 \times 20.000 = 112$ V. De voedingspanning E was 200 V, dus $V_{C-D} = 200 - 112 = 88$ V.

Nu maken we de roosterspanning -4 V. De plaatstroom neemt af tot 1.15 mA = 0.00115 A. Spanningsval over $R_u = V_{B-C} = I \times R_u = 0.00115 \times 20.000 = 23$ volt. En de spanning tussen anode en aarde, V_{C-D} is nu $200 - 23 = 177$ volt.

Wat zien we dus: door de roosterspanning V_g te variëren van -1 tot -4 volt varieert de spanning tussen de anode van de buis en de katode (dus - voedingspanning), van 88 volt tot 177 volt. Een gelijkspanningsverandering van 3 volt heeft dus een gelijkspanningsverandering van 89 volt tengevolge. We zouden deze inrichting een spanningsverhoger kunnen noemen; volgens het spraakgebruik noemen we het een spanningsversterker.

Hebben we nu zo'n behoefte aan een apparaat dat een dergelijke gelijkspanningsverandering produceert? Nu, in principe vindt een dergelijke toepassing maar zelden plaats; in de radiotechniek hebben wij daarentegen vrijwel uitsluitend te maken met wisselspanningen; de frequentie hiervan kan laag zijn, b.v. lager dan van ons net, 30 Hz of hoog, tot 100.000.000 Hz, honderd miljoen trillingen per seconde (100 MHz). We komen later op de aard van de wisselspanningen terug, maar kunnen er nu reeds van zeggen, dat de wisselspanningen, vooral als ze door onze antenne uit de lucht „gegrepen” worden, maar zeer laag zijn; soms maar enige microvolts ($\mu V =$ miljoenste deel van 1 volt).

En nu is de radiobuis zo bij uitstek geschikt om deze uiterst lage spanningen „om te zetten”, dus te „versterken” in hogere, waarbij we ons nog even moeten herinneren, wat bij de aanvang van deze les over versterken gezegd is. Het is nu de verdienste van de radiobuis, dat we deze energiebron zónder daarvoor veel energie te gebruiken kunnen in- en uitschakelen zodat we héél zwakke wisselspanningen kunnen versterken zónder dat de bron van deze zwakke wisselspanningen onze antenne of pickup, wordt belast. Want door elke belasting, hoe zwak dan ook, zal de spanning over de bron dalen.

Eén ding staat echter vast: de versterkte wisselspanning, de zogenaamde output, zal precies dezelfde „kromme-vorm” of gedaante moeten hebben als de ónversterkte; was dit een zuivere sinus-vorm, wel, dan moet dat een sinus-vorm blijven, maar, dank zij de versterking, van véél groter amplitude.

Bij de versterking van z.g. laagfrequente trillingen, die we in les 6 leren kennen, zullen vaak andere kromme-vormen voorkomen, doch hóe grillig ze ook zijn, ze mogen door de versterking niet worden vervormd. Met andere woorden: de versterking dient zuiver evenredig te zijn. De buiskarakteristiek zal dan een rechte lijn moeten vertonen en we spreken dan

van lineaire versterking. Helaas vertoont zelfs de karakteristiek van de ideale buis nog wel een krom gedeelte; we moeten ons dus steeds tot het rechte stuk beperken.

We zagen hiervóór, dat de roosterstroom reeds bij -1 volt begint te lopen; dat is dus weer een andere beperking. Wanneer we nu de vraag stellen: hoe mogen we nu de buis, waarvan we in fig. 16 de karakteristiek geven, gebruiken, dan is het antwoord: door te zorgen dat a) de spanning op 't rooster nóóit hoger wordt dan -1 volt en b) die spanning nóóit lager wordt dan -4 volt.

We zeggen dan: voor deze buis bedraagt de rooster-ruimte 3 volt (van -1 tot -4). (Denk er om, dit geldt slechts voor dit buistype; voor andere typen vinden we andere waarden). In fig. 16 hebben we het „verboden gebied” gearceerd aangegeven.

Nu heeft een wisselspanning steeds een negatief en een positief spanningsverloop; om het nu eens populair voor te stellen, duwen we „van onderen” de te versterken ingangsspanning in de karakteristiek van de buis; „rechts opzij” komt dan de uitgangsspanning er uit (fig. 17); we mogen dus onder geen voorwaarde buiten het ingangstraatje, de roosterruimte, komen.

Voor wisselspanningen van geringe grootte, of van geringe amplitude, zoals we dat noemen, hindert het helemaal niet of ze links of rechts in 't straatje lopen; wordt de ingangswisselspanning echter hóger, ja, dan zal de wisselspanning precies midden in 't straatje moeten lopen, anders loopt hij tegen één der beide denkbeeldige muren aan! (fig. 18a en b) En wanneer een te versterken wisselspanning, gemeten van minimum tot maximum van zijn kromme, van top tot top zeggen we dan, door het verkeerd instellen van het werkpunt buiten het gebied van de roosterruimte komt, ja, dan gebeuren er ongelukken; in fig. 18 zien we dat de buis tot in het gekromde gedeelte van zijn karakteristiek „gestuurd” wordt, zoals we zeggen, en rechts zien we dan, dat de negatieve toppen van de versterkte wisselspanning lager zijn dan de positieve. Dat is nu vervorming. En niet alleen in beeld, maar tevens in geluid, een toestand die we dus vermijden moeten.

Nu spreken we maar dapper over wisselspanningen, die we op roosters brengen. Met de schakeling die we tot nu toe gepast hebben (fig. 8), zullen we het echter niet ver brengen. Wanneer we hier een wisselspanningsbron aansluiten tussen de z.g. aarde (0 volt) en het rooster, dan zal die bron een zware pijp roken; want in feite staat de wisselstroombron parallel geschakeld met de batterij voor de neg. rooster spanning, en die cel heeft een lage inwendige weerstand. Op het rooster komt weinig of liever gezegd niets terecht (fig. 19). Wat we dus moeten doen is dit: a) zorgen dat het rooster van de buis op de juiste neg. spanning gebracht wordt en b) het mogelijk maken dat een wisselspanning er aan wordt toegevoerd doch de neg. rooster spanning niet verstoord wordt. Welnu, door een weerstand R_g aan te brengen tussen het min-punt van de batterij en het rooster kunnen we het rooster op een negatieve waarde instellen (fig. 20). Hoe groot moet die weerstand nu zijn? Ja, als 't alleen was om het rooster negatief te maken zou hij desnoods nog lager dan 1Ω mogen zijn; willen we echter de bron, die de te versterken wisselspanning levert, niet te zeer belasten, dan dient die weerstand minstens 500.000Ω te zijn. Treedt er dan geen

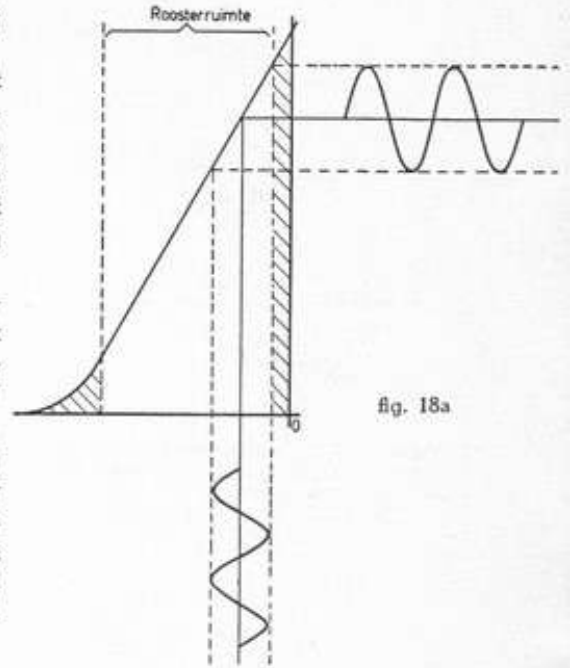


fig. 18a

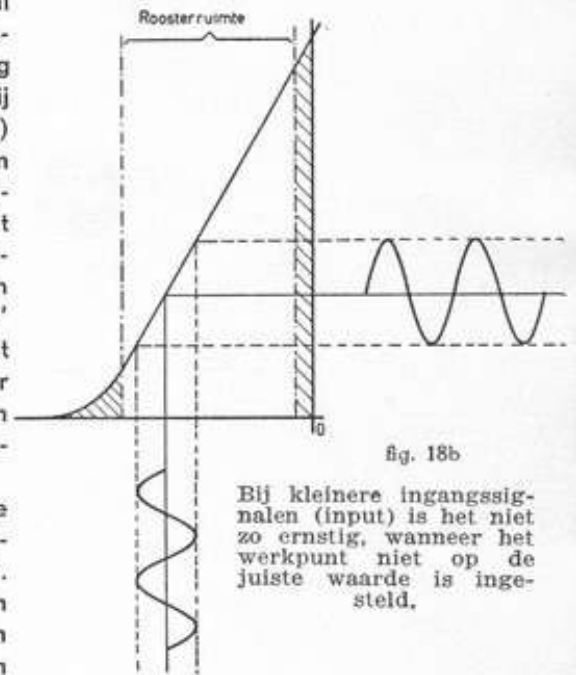


fig. 18b

Bij kleinere ingangssignalen (input) is het niet zo ernstig, wanneer het werkpunt niet op de juiste waarde is ingesteld.

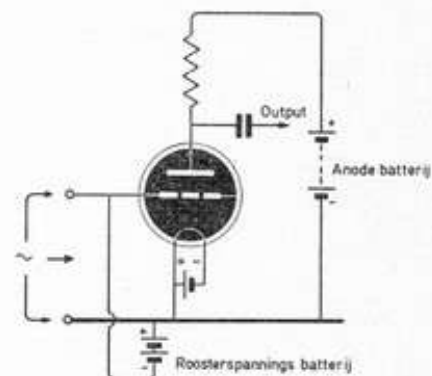


fig. 19

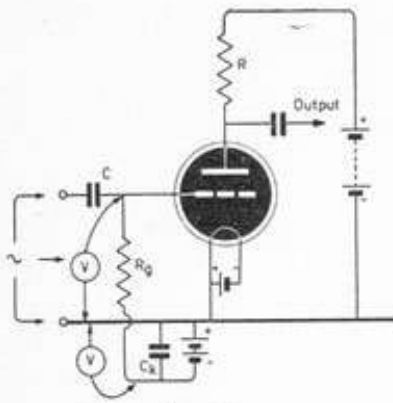


fig. 20

De spanning tussen rooster en aarde bedraagt evenveel als tussen de min-klem van de neg. resp. batterij en aarde, want door R_g loopt géén stroom

spanningsval op? zal er stellig gevraagd worden. Neen, wees gerust: het rooster wordt immers in het geheel niet door een stroom doorlopen; dit is slechts het geval, wanneer het positief gemaakt wordt. En dat zouden we niet doen, dus geen gevaar voor spanningsval. In de rusttoestand is de spanning op het ondereind van die R_g even hoog als 't boveinde, dus het rooster. Mag die R_g hoger zijn dan $1 M\Omega$? Nu, in de meeste gevallen wèl, doch bij z.g. steile buizen, mag dat niet in verband met het gevaar van z.g. omgekeerde roosterstroom; we komen hierop terug. Nu moeten we nog de te versterken wisselstroom aanvoeren. Nu, dat doen we via de z.g. roostercondensator, de C_g . We leerden n.l. reeds, dat een condensator een geleider is voor wisselstromen of liever een weerstand. Maar in ieder geval geen blokkering. We kunnen dus nu een wisselspanningje op 't rooster brengen door het tussen aarde en de condensator aan te sluiten. Waardoor wordt nu de belasting voor die wisselspanningsbron gevormd? Wel, de serieschakeling van C_g en R_g , dus het dik getekende gedeelte van fig. 23; in feite vormen ze een spanningsdeler; het rooster, dat op het knooppunt is aangesloten, vormt dus geen enkele belasting. De z.g. ingangsimpedantie van deze buis is in dit geval gelijk aan R_g ; zoals we later zien zullen geldt dit niet voor de hoge (radio) frequenties. De condensator C_k kunnen we hier buiten beschouwing laten i.v.m. de zeer lage wisselstroomweerstand (fig. 21). Het te versterken z.g.

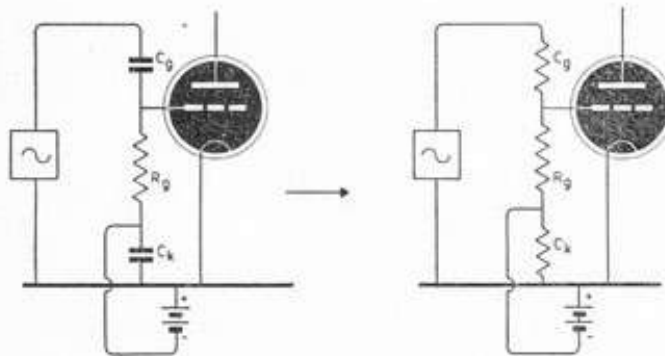


fig. 21

input-sigitaal ontwikkelt dus een wisselspanning over R_g en deze wisselspanning zal dus beurtelings bij de negatieve rooster spanning opgeteld worden of ervan worden afgetrokken. Is b.v. de amplitude van het input-sigitaal 1 volt en is de neg. rooster spanning 2 volt, dan zal het rooster afwisselend -3 volt en -1 volt worden (fig. 22). Na hetgeen we hierboven ge-

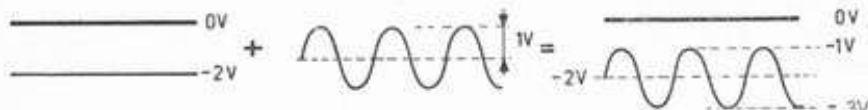


fig. 22

leerd hebben over de rooster-ruimte zal het wel duidelijk zijn, dat we als rust-toestand altijd een negatieve rooster spanning kiezen, die midden ligt tussen: de plaats waar de roosterstroom begint te lopen (het roosterstroomgebied) en dat voor alle buizen -1 volt is en: de plaats waar de kromming begint. Is dit voor een bepaalde buis -13 volt, dan ligt het midden van dat gebied tussen -1 en -13 , dus bij -7 volt. We noemen dit het werkpunt van de buis. In dit geval kan een input-sigitaal met een amplitude van maximaal 6 volt zonder kleerscheuren versterkt worden. Wat we nu bezien

hebben noemen we de roosterkring van de buis; deze bestaat dus, gerekend van aarde af, uit: gloeidraad (katode)-rooster-roosterweerstand-batterij-aarde (fig. 23).

We zien nu tevens de anodekring: aarde gloeidraad, anode-anodebelastingsweerstand anode-voedingsapparaat (fig. 24).

Ik wil er hier nog op wijzen, dat wij niet zelf de karakteristiek van een buis behoeven op te nemen. De fabrikant doet dat voor ons en geeft in zijn buizengidsen o.a. de voorgeschreven negatieve roosterspanning voor elke buis.

We hebben het input-signaal in de buis gebracht; aan de anode ontstaan de versterkte spanningen, kortweg de output genoemd. In feite zal er in de rusttoestand, dus zónder input-signaal, op de anode een gelijkspanning meetbaar zijn. Wanneer dit nu b.v. 150 volt is en wanneer door de versterkende werking van de buis de wisselspanning aan de anode 40 volt zou worden, dan komt het er op neer, dat de spanning op de anode varieert van 150-40 volt tot 150+40 volt, dus van 110 tot 190 volt. Om nu de z.g. gelijkstroomcomponent er uit te houden, brengen we een condensator aan; de condensator vormt een blokkering voor gelijkspanning, zodat we rechts van die condensator uitsluitend de output-wisselspanning, waarom het ons te doen is, overhouden (zie fig. 20).

AUTOMATISCHE NEGATIEVE ROOSTERSPANNING

De vraag is natuurlijk: We halen de anodespanning uit een voedingsapparaat; moeten we voor die (neg.) roosterspanning afhankelijk blijven van de droge batterijtjes, die toch lang niet het eeuwige leven hebben? Nu, hier heeft men ook wat op gevonden. Wanneer we nl. de toevoerdraad van min anodespanning naar de gloeidraad (of katode) een weerstand R_k aanbrengen, wordt ook deze door de anodestroom doorlopen (fig. 26). Hoe groter de weerstand, des te groter de spanningsval, weten we door de wet van Ohm. In ons voorbeeld is de ruststroom bekend, nl. $I = 3.3 \text{ mA} = 0.0033 \text{ A}$. De spanningsval moet gelijk zijn aan de gewenste negatieve roosterspanning = $2\frac{1}{2} \text{ V}$. R_k vinden we nu gemakkelijk:

$$R_k = \frac{E}{I} = \frac{2,5}{0.0033} = 757,5 \Omega.$$

Het nare is nu, dat deze ruststroom, dus de stroom in rusttoestand, die niet alleen de buis, doch ook de weerstand R_k doorloopt, telkenmale groter wordt of kleiner wordt in het ritme van de wisselspanning, wanneer deze buis aan 't versterken gaat; we zeggen dan dat er buiten die ruststroom nog een wisselstroom door buis en weerstand loopt, d.w.z. de ruststroom wordt regelmatig groter en kleiner en die verandering geschiedt in een l.f. tempo. Dit is een hoog- of laagfrequente wisselstroom, al naar de functie van de buis is. We verkrijgen hier onze negatieve roosterspanning door voor een positieve katodespanning te zorgen, want $V_g = I_k \times R_k$. Wanneer nu die I , de stroom door de katode een wisselstroom blijkt te zijn, zal de negatieve roosterspanning V_g een wisselspanning zijn. Dit mag niet: de negatieve roosterspanning moet constant zijn. Maar bij de voedingsapparaten hebben we het nodige over afvlakken, of zoals we het hier noemen, ontkoppelen geleerd. Wat we dus moeten doen is de rimpel verwijderen en dat doen we bij laagfrequente wisselspanningen meestal

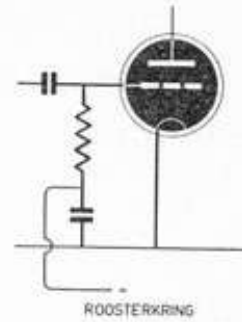


fig. 23

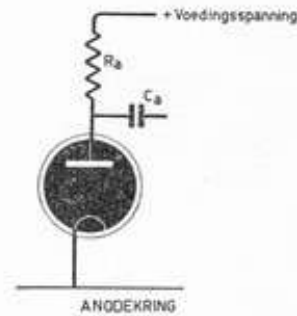


fig. 24

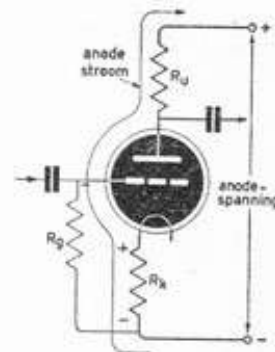


fig. 26

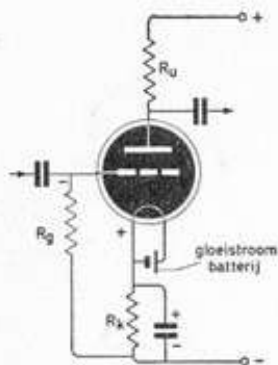


fig. 27

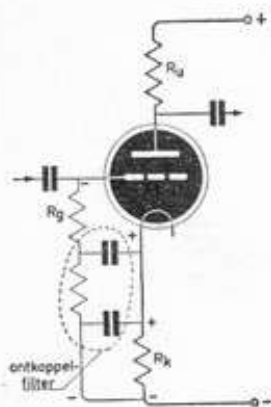


fig. 28

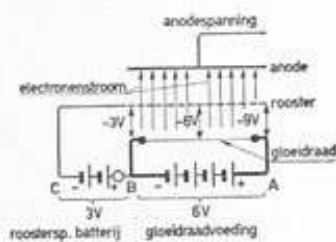


fig. 29

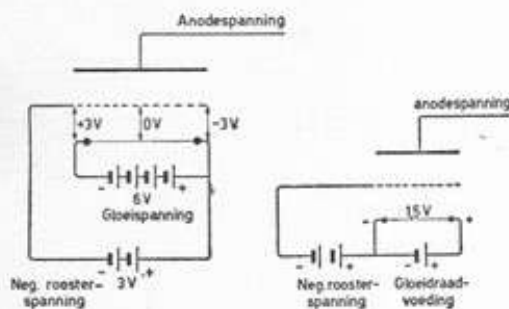


fig. 30

fig. 31

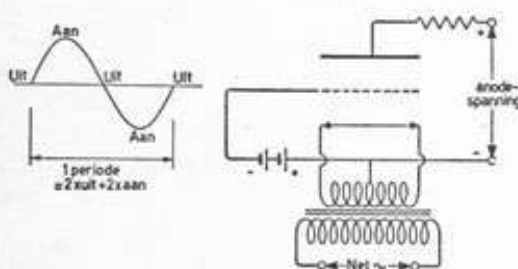


fig. 32

met een grote condensator, b.v. $50 \mu\text{F}$. Daar de te verwachten spanning op dit punt gering is, behoeft de werkspanning van een dergelijke condensator slechts laag, b.v. 12 volt te zijn. We kiezen hiervoor dan een z.g. elektrolytische condensator, die door een chemische werking zeer klein van afmeting kan zijn (fig. 27).

Bij de versterking van hoogfrequente wisselspanningen is een condensator van $0,1 \mu\text{F}$ ruim voldoende.

Voor het overzicht hebben we de voeding van de gloeidraad er nog eens bijgetekend; voor 't begrip van de buiswerking konden we deze in de vorige prentjes wel weglaten.

In les 4 leerden we de voordelen van de meertrapsafvlakking kennen; soms past men bij de versterking van laagfrequente trillingen ook wel een dergelijke meertrapsontkoppeling toe, omdat men dan met véél kleiner condensatorwaarden toe kan (fig. 28). Vooral als men, b.v. in instrumenten, per sé geen elektrolytische condensatoren wil gebruiken, is deze schakeling de enig mogelijke.

KATODEVERHITTING

We zagen, dat één der voorwaarden voor emissie, het uit-treden van elektronen uit de katode, de verhitting hiervan is.

DIRECT VERHITTE BUIZEN

Als katode gebruikte men dus een gloeiende draad, vandaar de naam (in België zegt men: rechtstreeks verhitte buizen). Bij onze vorige beschouwingen zijn we er van uitgegaan, dat de spanning over de gehele lengte van de gloeidraad één en dezelfde is, maar het is gemakkelijk in te zien, dat dit lang niet het geval is (fig. 29); wanneer we b.v. een buis met een gloeispanning van 6 V toepassen. Het rooster is -3 V , ja ten opzichte van wat?

Alleen maar t.o.v. punt B; ten opzichte van punt A is het rooster zelfs -9 volt en halfweg de gloeidraad meten we -6 V ! Dat is dus een nare zaak, want over de gehele lengte van de gloeidraad treden elektronen uit. Even vreemd wordt de situatie, als we de roosterspanningsbatterij met de pluskant van de gloeidraadvoeding verbinden (fig. 30). We proberen nu deze onaangename gevolgen te ontgaan door een lage gloeispanning toe te passen; de moderne direct verhitte buizen werken nu op 1,4 volt en de negatieve roosterspanning berekenen we van de min-kant vanaf de gloeidraad (fig. 31). Deze buizen zijn bestemd voor draagbare ontvangers.

Omdat er voor de verwarming nu eenmaal een bepaald vermogen nodig is, moet de gloei-STROOM vrij hoog worden op deze manier, waarbij de spanning laag is, want $W = I \times E$. Natuurlijk probeerde men ook deze gloeidraad op wisselspanning rood te stoken, maar na het bovenstaande zal ieder wel begrijpen, dat de gloeidraad dan per periode $2 \times$ aan- en uitgaat, wat er op neerkomt, dat de roosterspanning $100 \times$ per seconde verandert, wanneer we de normale netspanning van 50 Hz gebruiken (fig. 32). Natuurlijk ontardt dit in een flinke brom, die door elke opvolgende trap mee versterkt wordt.

Slechts voor eindbuizen wordt thans soms nog wisselstroom toegepast, waarbij dan een flinke dosis warmte (veel watts) gebruikende gloeidraad wordt toegepast, die méér warmte ontvangt in de vorm van elektrische energie, dan hij door

uitstraling aan de omgeving kan afstaan, net als een pook die we 50 X per sec. in de kachel zouden steken. Ook deze ontvangt in de kachel meer warmte dan hij daarbuiten kan kwijtraken. Om de spanningsverschillen en daarmee de brom te beperken past men dan een middenaftakking op de gloei-stroomtransformator toe, waarop zowel — anodespanning als + neg. roosterspanning wordt aangesloten (fig. 33).

INDIRECT VERHITTE BUIZEN

Zoals in de aanvang gezegd is, doet het er niet toe, hoe we de katode verhitten. Het meest voor de hand ligt met elektriciteit, door middel van een gloeidraad, maar er is natuurlijk niets tegen om katode en verwarming te scheiden. Dit doet men in de moderne buizen. De gloeidraad is hierbij omgeven door een metalen buisje; de gloeidraad heeft dan géén ander doel dan het verwarmen van het buisje. Het buisje is dan de feitelijke katode en is ter verhoging van 't effect bedekt met stoffen die bij verhitting gemakkelijk elektronen afstaan, b.v. bariumboxyde. Tussen gloeidraad en buisje bevindt zich een keramische isolatie (= scheidingsstof), die echter de warmte-overdracht niet in de weg staat.

We zullen zien, dat men, om van de voedingstransformator af te komen, vaak alle buizen in serie op het net aansluit; in zo'n kleine katode moeten dan hele einden dun draad ondergebracht worden; men wringt zich hiervoor letterlijk in allerlei bochten en past de gespiraliseerde gloeidraad toe; buizen van 50 volt gloeispanning zijn niet zeldzaam! Daar de gloei-stroom op zichzelf ook nog een magnetisch veld veroorzaakt, draait men de heen- en teruggaande gloeidraad binnen in het katode-buisje ook nog in elkaar; men spreekt dan van een bifilair gewikkelde gloeidraad (bi = 2, filair = dradig) (fig. 34), zodat er geen magnetisch veld meer opgewekt wordt.

Bij deze indirect verhitte buizen gloeit de katode op een gemiddelde temperatuur en volgt niet de fluctuaties van de wisselspanning; over de gehele lengte hebben we maar met één, constante, spanning te maken (fig. 35).

We zien in fig. 36, dat de kring met de gloeidraadvoeding feitelijk niets meer met de andere kringen uitstaande heeft; in principe kan men deze zonder bezwaar uit een andere stroombron, b.v. uit een accu, voeden.

We hebben nu het wezen van de radiobuis wat nader bezien en gaan nu nog even door met de theoretische beschouwing. Door de roosterwindingen dichter om de katode te wikkelen heeft men met KLEINER wisselspanningen GROTER invloed op de anodestroom-variatiës. Deze ruimtelijke afstand tussen rooster en katode mogen we niet verwarren met het begrip roosterruimte. Het resultaat is te zien op de karakteristiek (grafische voorstelling) van een aldus uitgevoerde buis. We zien het rechte gedeelte van de karakteristiek „steiler" overeind staan en inderdaad spreekt men bij buizen van de steilheid.

Bij de verschillende figuren wordt met anode-spanning bedoeld de anode-voedingsspanning. Hebben we het over de spanning, gemeten tussen de anode en de aarde, dan spreken we van: de spanning op de anode, V_a .

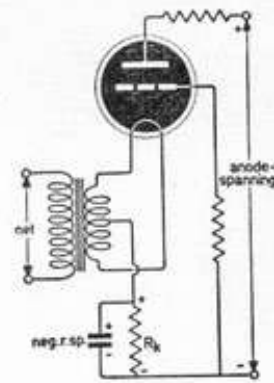


fig. 33

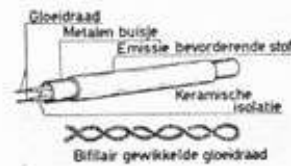


fig. 34

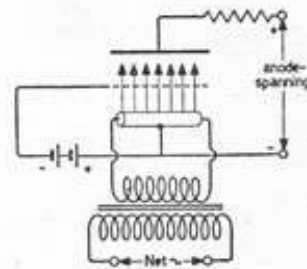


fig. 35

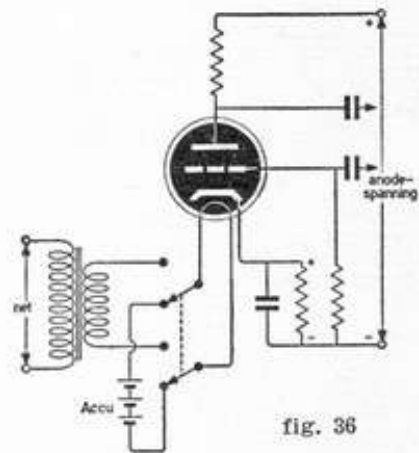
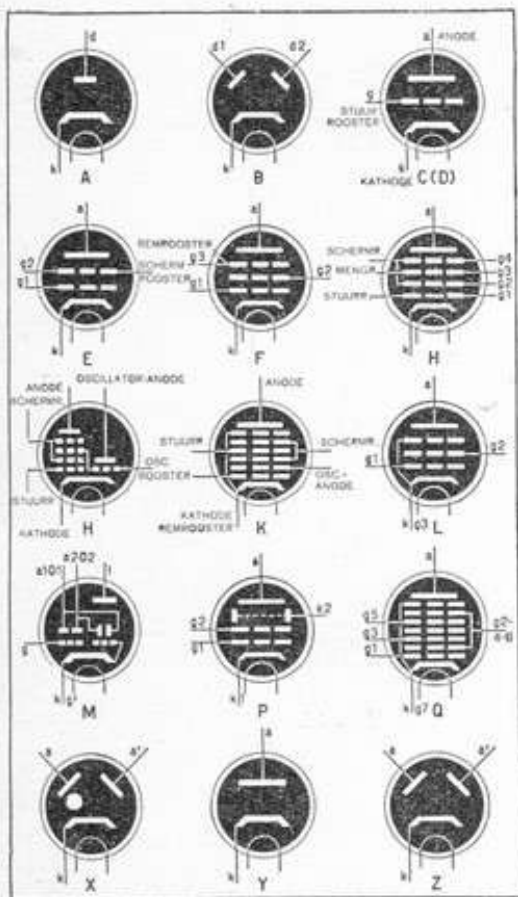


fig. 36



Schematische aanduiding van verschillende buistypen.

- A = Enkele diode (gelijkrichter)
- B = duo-diode (detector en AVR diode)
- C = triode (eindbuizen uitgezonderd)
- D = eindtriode
- E = tetrode
- F = r.f. pentode
- H = hexode of heptode
- K = octode
- L = eindpentode
- M = afstemindicator
- P = secundaire emissiebuizen
- Q = enneode (= buis met negen elektroden)
- W = enkelefasige kwikdampgelijkrichter (als Y, doch met witte stip)
- X = dubbelefasige kwikdampgelijkrichter
- Y = enkelefasige gelijkrichter (hoogvacuum)
- Z = dubbelefasige gelijkrichter (hoogvacuum)

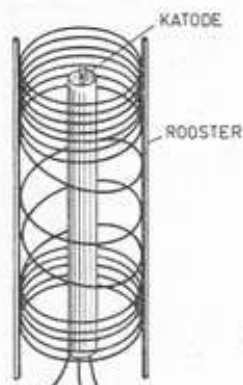


fig. 37

STEILHEID

De steilheid van een buis is de verhouding van het aantal MILLIAMPÈRES dat de wijziging van de anodestroom BEDRAAGT tot het aantal VOLTS, dat deze wijziging VER-

anodestroomverandering
 OORZAAKT of: $S = \frac{\Delta I_a}{\Delta V_g}$. Uit de roosterspanningsverandering

aard der zaak geldt dit slechts voor zeer kleine veranderingen. Evenals in de wiskunde duiden we het begrip „zeer kleine verandering” aan met de Griekse letter Δ (= delta).

Wij kunnen dus ook schrijven: $S = \frac{\Delta I_a}{\Delta V_g}$ en we drukken

deze steilheid uit in milli-ampères per volt, mA/V, omdat de anodestroom in mA en de roosterspanning in V gemeten wordt.

In onze eerste grafiek (fig. 12) zagen we dat in het rechte gedeelte een verandering van 1 volt een anodestroomverandering van circa 1,6 mA teweeg brengt. S is dus = 1,6 mA/V. In de andere grafiek (fig. 17) is dat: S = 5,6 mA/V. Overigens gebruiken we het begrip steilheid voornamelijk bij buizen voor hoogfrequent versterking en voor eindbuizen.

Intussen kan het soms wenselijk zijn de versterking van een apparaat te regelen. Eén der methoden is, dat men de steilheid van één of meer buizen laat veranderen, door de negatieve roosterspanningen te vergroten, dus meer negatief te laten worden. Wanneer we dit met een normale buis zouden doen, bereikten we spoedig de bocht of zoals we dat noemen de knik in de karakteristiek; er loopt dan geen anodestroom meer en we zeggen dat de buis DICHTGEDRUKT is. Een dergelijke plotselinge overgang is ongewenst en daarom maakt men buizen waarvan de karakteristiek een lange staart heeft, waardoor de bocht zó flauw wordt, dat we er wél in mogen werken. Men noemt ze regelbuizen, varipentoden, selectoden, variabele μ buizen enz. Men verkrijgt deze buiseigenschappen door het rooster te winden als in fig. 37 te zien is; als regel past men dit toe bij meer-roosterbuizen (pentoden, tetroden) (fig. 38). Deze methode van regelen is echter uitsluitend bij hoogfrequent versterking van toepassing; geheel zonder bezwaren is deze echter niet, want door het gekromde karakteristiek zal voor relatief grote signalen op 't stuurrooster spoedig vervorming, gelijkrichting, kruis- of brommodulatie ontstaan. We komen hier later op terug in les 9.

VERSTERKINGSFACTOR

Om deze te bepalen moeten we de buis instellen in zijn werkpunt; in ons voorbeeld bij fig. 16 dus met een roosterspanning van $-2\frac{1}{2}$ volt. We meten dan een bepaalde anodestroom, die natuurlijk afhangt van de toegepaste anodespanning. Wanneer we die anodespanning gaan verlagen (de roosterspanning veranderen we niet), dan loopt de anodestroom terug. We verlagen nu de ANODESPANNING E_a (b.v. met 40 volt) van 200 V tot 160 V en zien dat daardoor

de anode-STROOM terugloopt van 3,3 mA tot 2,1 mA, dus met 1,2 mA (fig. 39).

De anodespanning laten we eens even op 160 V staan en gaan nu de ROOSTER-spanning zóveel verhogen, dat de anode-STROOM weer zijn oorspronkelijke waarde 3,3 mA krijgt. Het blijkt, dat we de roosterspanning hiervoor moeten brengen van $-2,5$ V op $-1,8$ V. De roosterspanningsverandering is dus $2,5 - 1,8$ V = 0,7 V.

Welnu, de versterkingsfactor, die we μ (spreek uit: mu) noemen, is: de ANODESPANNINGS-verandering gedeeld door de ROOSTERSPANNINGS-verandering, bij gelijkblijvende ANODESTROOM.

Ook hier gaat het om zeer kleine veranderingen en passen we dus weer het teken Δ (delta) toe en zeggen:

$$\mu = \frac{\Delta \text{ anodespanning}}{\Delta \text{ roosterspanning}} = \frac{\Delta V_a}{\Delta V_g} \quad (I_a = \text{const.})$$

Bij deze buis krijgen we dus $\mu = \frac{\Delta V_a}{\Delta V_g} = \frac{40}{0,7} = 57,1$.

Dit begrip μ komen we bij de versterking van laagfrequent trillingen tegen en stelt de maximaal bereikbare versterking voor, in werkelijkheid is de versterking steeds lager.

INWENDIGE WEERSTAND

We vertelden al, dat een buis zich voordoet als een soort weerstand; we spreken daarom van de inwendige weerstand of de R_i van de buis.

Men zou geneigd zijn te zeggen:

$$R_i = \frac{\text{anodespanning (in V)}}{\text{anodestroom (in A)}}, \text{ dus } \frac{V_a}{I_a}$$

Dit zou dus volgens de wet van Ohm gaan: $R = \frac{E}{I}$ en inder-

daad kan men dit de gelijkstroom-weerstand van de buis noemen.

Nu hebben we hieraan niet zoveel, omdat we de buis niet in rusttoestand gebruiken, maar met wisselende spanningen op het rooster; de inwendige buisweerstand voor wisselstromen

blijkt nl. vooral bij pentoden belangrijk groter te zijn dan $\frac{V_a}{I_a}$.

We moeten hierbij onthouden, dat we met V_a de spanning tussen C en D bedoelen, dus tussen anode en katode (fig. 40). Met de inwendige weerstand bedoelen we dus in het vervolg uitsluitend de inwendige weerstand voor WISSELSTROMEN en die is de ANODESPANNINGS-verandering gedeeld door de ANODESTROOM-verandering, die daarvan het gevolg is (de roosterspanning laten we onveranderd). (Zie fig. 15).

In formule krijgen we:

$$R_i = \frac{\Delta \text{ anodespanning}}{\Delta \text{ anodestroom}} = \frac{\Delta V_a}{\Delta I_a} \quad (V_g = \text{const.})$$

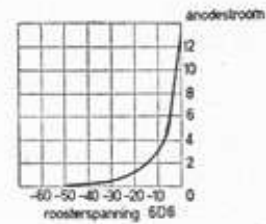


fig. 38

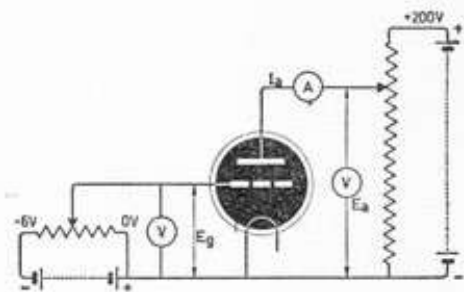


fig. 39

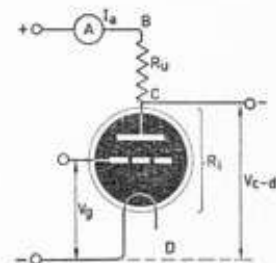


fig. 40

Deze R_i wordt uitgedrukt in ohms. De waarde van R_i wordt door de buisfabrikanten in de buizengidsen vermeld. De hier genoemde 3 formules voor de steilheid, versterkingsfactor en inwendige weerstand noemen we de formules van BARKHAUSEN; er bestaat een onderling verband, want

$$\frac{\Delta V_a}{\Delta V_g} = \frac{\Delta I_a}{\Delta V_g} \times \frac{\Delta V_a}{\Delta I_a} \text{ of: } \mu = S \times R_i,$$

terwijl we ook mogen schrijven: $S = \frac{\mu}{R_i}$ en ook: $R_i = \frac{\mu}{S}$.

In al deze formules betekent S de steilheid in ampères per volt. Daar het handiger en gebruikelijk is S in milliampères per volt uit te drukken, gaan bovenstaande formules er aldus uitzien:

$$\mu = \frac{S \text{ (mA/V)} \times R_i}{1000} \quad \text{of} \quad S \text{ (mA/V)} = \frac{\mu = 1000}{R_i} \quad \text{of}$$

$$R_i = \frac{\mu \times 1000}{S \text{ (mA/V)}}$$

R_i wordt in ohms uitgedrukt.

STATISCHE EN DYNAMISCHE KARAKTERISTIEK

De hier genoemde formules en de daarbij getoonde buiskarakteristieken zijn verkregen met behulp van gelijkspanningen, die we door middel van potentiometers aan batterijen ontleend hebben. Anodebelastingsweerstand en inwendige weerstand werden bij deze metingen niet toegepast. De aldus verkregen gegevens slaan dus alle op rusttoestanden; we noemen het daarom *statische metingen*.

Gaan we een buis echter in een werkend toestel plaatsen, dan zien we (met behulp van véél ingewikkelder metingen) dat de steilheid veel kleiner wordt en de totale versterking véél lager waarden bereikt, terwijl daarentegen de inwendige weerstand veel hóger waarden vertoont; vooral bij tetroden is dit het geval: Men spreekt hier van *dynamische buis-karakteristieken* en -metingen.

Op dit punt willen we eens even resumeren wat een radio-buis is: een apparaat, waar we een bepaalde wisselspanning IN brengen, zonder dat deze energie hoeft te leveren, terwijl we UIT de buis óf een verhoogde spanning óf een vergrote energie kunnen verkrijgen.

De uitgangswisselspanning kan in sommige buistypen zeer hoog zijn, dank zij bepaalde buiseigenschappen; energie leveren, zoals die bijvoorbeeld nodig is voor een luidspreker, waar we werkelijk de lucht heen en weer moeten duwen, kan zo'n buis als regel ook niet. Daarvoor bestaan de z.g. energieversterkers (eindbuizen).

We zullen verderop zien, dat er wel degelijk een verschil bestaat tussen SPANNINGS-versterking en ENERGIE-versterking.

SPANNINGSVERSTERKING

Bij de tot dusver toegepaste spanningsversterking hebben we ons weinig bezig gehouden met de vraag: hoe groot moet

R_a (of R_a zoals men tegenwoordig zegt), dus de belastingsweerstand zijn om de maximale output-spanningen te verkrijgen. We moeten om een juist inzicht in deze materie te krijgen de schakeling van de buis eens van een geheel andere kant bezien, dus niet langer zoals in b.v. fig. 20. Deze figuur geeft nl. een goed beeld van de gedragingen van de buis voor zover het zijn rusttoestand betreft, maar voor het beschouwen van zijn bezigheden als wisselspanningsversterker schiet deze figuur tekort. Wanneer we even in 't midden laten h oe en w aar we de signaal-input in de buis brengen, kunnen we de buis gerust beschouwen als een generator, dus opwekker die ons de gewenste (versterkte) wisselspanning levert (fig. 41).

Zoals elke generator of accu heeft die generator een inwendige weerstand R_i (zie les 1) en om de zaak even aanschouwelijk voor te stellen tekenen we maar weer die accu, met daarnaast afzonderlijk, maar in 't zelfde hokje, zijn R_i . Wanneer verkrijgen we nu de hoogste spanning aan de klemmen, dus over R_a ? Wel, als R_a een zeer hoge waarde heeft; wanneer we de R_i en de R_a even onder elkaar tekenen is dat nog duidelijker te zien (fig. 42). Om dus uit onze buis een zo hoog mogelijke versterking te verkrijgen zou R_a een heel hoge waarde moeten bezitten. Helaas biedt deze oplossing wel enige bezwaren. We beschouwd het interieur van onze buis nl. even als een generator. Helaas moet deze generator voorzien worden van een voedingsspanning en door een speling van het noodlot is die R_a nu juist t evens de toevoering voor deze voeding. Voor de generator-functie behoeft dit geen enkel bezwaar te zijn; in de figuur zien we aan het ondereind van R_a de toevoering, terwijl een grote condensator C die generatorkring weer sluit. De C biedt nl. aan wisselstromen slechts een geringe weerstand, zodat het ondereind voor R_a voor wisselstroom praktisch gesproken aan aarde ligt. Voor de gelijkspanning biedt C een volledige blokkering. In feite zit deze C als afvlakcondensator in ons anodevoedingsapparaat; voor goed begrip tekenen wij hem hier (fig. 43).

Wanneer die R_a nu heel groot is, zal in feite maar een lage spanning op de anode van de buis aanwezig zijn als gevolg van de spanningsdaling. Hierdoor zal ten eerste de buis onder ongunstige omstandigheden werken, want hoe l ager de uiteindelijke voedingsspanning op de anode is, des te lager is de waarde van μ , zelfs lager dan de door de fabrikant opgegeven waarde, en ten tweede zal er een vrij sterke vervorming optreden. Want zoals we weten gaat de spanning aan de anode telkenmale een zeker aantal volts op en neer. Welnu, bij een te lage bedrijfsspanning aan de anode kan die spanning w el omh oog gaan maar niet in gelijke mate oml ag; de buis loopt telkenmale „vast”, zoals we zeggen. In feite krijgen we dan dezelfde toestand als in fig. 18: de positieve helft van de sinusbocht is hoger dan de negatieve. En door middel van een z.g. analyse zouden we kunnen zien, dat elke grillige lijn weer uiteindelijk samengesteld is uit verschillende sinusvormige lijnen, die echter verschillende frequenties hebben. De bij de triode veelvuldige optredende vervormingen worden door de z.g. tweede harmonische trilling veroorzaakt, een trilling met een frequentie die $2 \times$ zo hoog is als die van het input-signaal, dat we hier de grondgolf noemen. In fig. 44 zien we n aast elkaar: de grondgolf (inputsignaal) met het versterkte en helaas vervormde signaal.

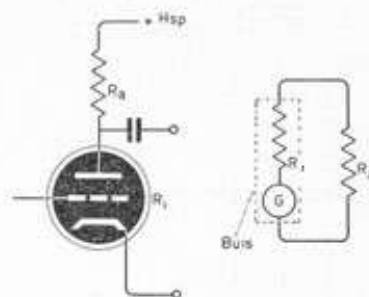


fig. 41

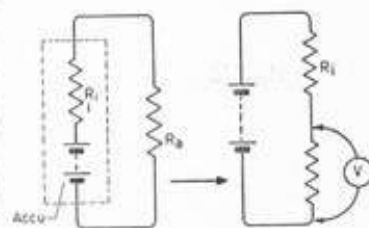


fig. 42

Om de **hoogste** spanning over R_a te verkrijgen moet R_a groot zijn ten opzichte van R_i

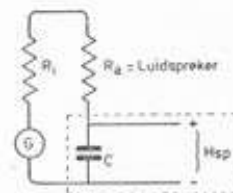


fig. 43

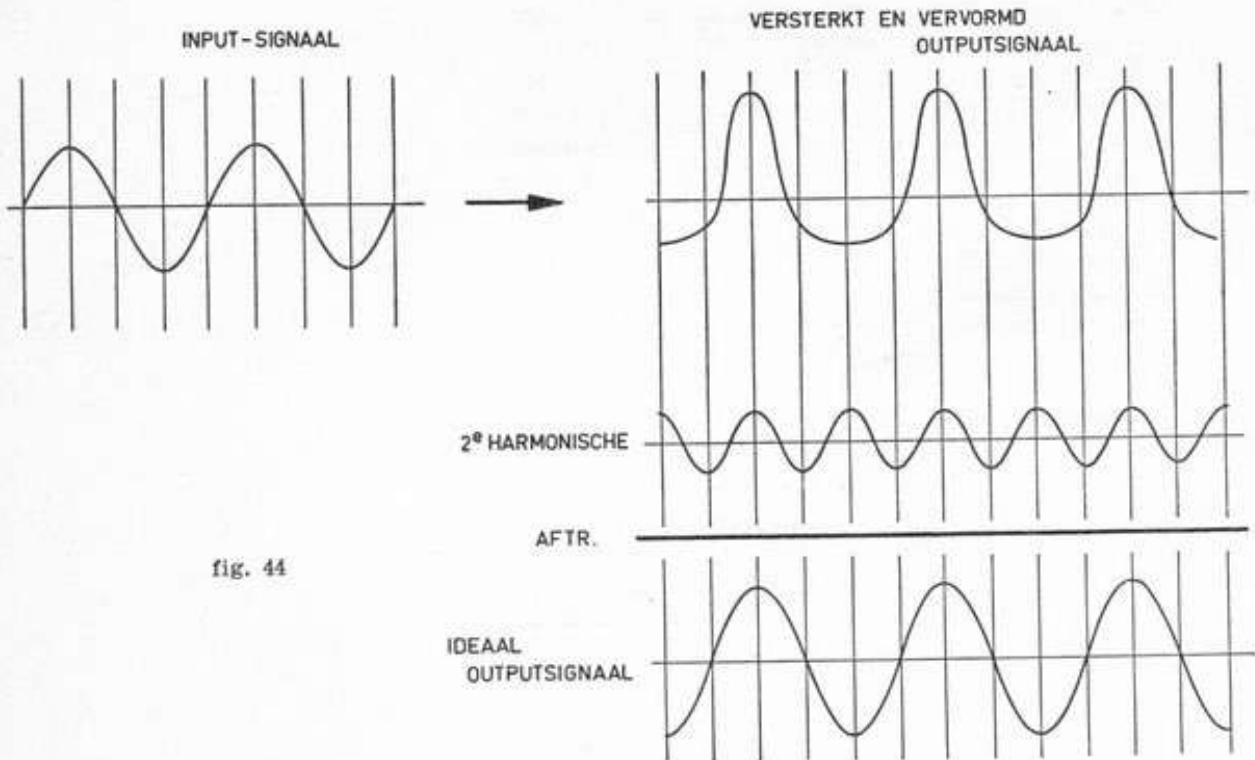


fig. 44

Deze vervorming is ontstaan door de z.g. tweede harmonische, een ongewenst bijverschijnsel; we zien die afzonderlijk afgebeeld onder de output.

De vervormde output is dus een samenstelling van de (ideale) grondgolf en die 2e harmonische. Wanneer wij die dus van elkaar aftrekken konden, houden we de onvervormde (versterkte) grondgolf over. Helaas kunnen we dit kunstje alleen maar op papier uithalen.

Overigens valt het wel op, dat de amplitude van die ongewenste 2e harmonische trilling veel kleiner is dan die van het gewenste output-signaal; wanneer die 2e harmonische beperkt blijft tot 5% van de amplitude van 't output-signaal zullen we er niet veel van horen.

We zoeken dus voor R_a een kleiner waarde, een middenweg dus, waardoor de versterking dus kleiner blijft dan de maximale; de vervorming daalt dan echter ook. De juiste waarde vinden we voor elk type in de buizengids. Welke versterking kunnen we nu bereiken per buis, of per trap, zoals we zeg-

gen? We gebruiken dan de formule: $A = \mu \times \frac{R_a}{R_a + R_i}$.

Met A duiden we in 't algemeen 't begrip „versterking” aan; μ is de ons nu reeds bekende versterkingsfactor en R_a en R_i behoeven geen nadere toelichting. We vervangen nu in bovenstaande formule die μ door de andere uitdrukking, die we daarvoor leerden kennen op pagina 16, nl.

$\mu = \frac{S \text{ (mA/V)} \times R_i}{1000}$ en dan krijgen we als formule voor de

versterking: $A = \frac{S \times R_i \times R_a}{1000 \times (R_a + R_i)}$, waarvoor we ook

$$\text{mogen schrijven: } A = \frac{S}{1000} \times \frac{R_a \times R_i}{R_a + R_i}$$

Stel nu eens, dat we een triode hebben waarvan het volgende bekend is: $\mu = 15$; $S = 1,5 \text{ mA/V}$; $R_i = 10000$. R_a is 10000. De versterking A is dan

$$\frac{1,5}{1000} \times \frac{10000 \times 10000}{10000 + 10000} = \frac{1,5}{1000} \times \frac{100000000}{20000} = \frac{150000000}{200000000} = 7,5$$

Voor een pentodebuis vinden we de volgende gegevens: $\mu = 300$; $S = 1,5 \text{ mA/V}$; $R_i = 200000$; $R_a = \text{weer } 1000$. Voor A vinden we dan:

$$A = \frac{1,5}{1000} \times \frac{10000 \times 200000}{10000 + 200000} = \frac{1,5 \times 2000000000}{3000000000} = \frac{2100000000}{3000000000} = 14,2$$

Dit geeft dus al een heel verschil; in werkelijkheid zal het verschil nog groter zijn, want bij pentoden is gemakkelijker een hogere waarde voor A te behalen.

Dit was de spanningsversterking; voor de ENERGIEVERSTERKING dienen we te beseffen, dat we hierbij zoveel mogelijk wisselstroomenergie uit de buis moeten zien te halen. Om luidsprekers „aan te drijven”, zoals men het haast zou willen noemen, is namelijk een bepaalde energie nodig; men rekent als minimum op 50 milli-watt, maar dit is heus niet veel. Voor kamergebruik is zeker 2 à 2½ watt nodig; vooral de weergave van lage tonen eist veel vermogen, meer dan voor de hoge. De buis die deze energie leveren moet, dient een energieversterkerbuis te zijn; men noemt hem meestal de eindbuis. Wanneer we nu even teruggrijpen naar een accu (met zijn onafscheidelijke onzichtbare R_i), dan zien we daarnaast de belastingsweerstand R_a . Het kan berekend worden, dat om een maximale energie, dus het aantal watts, $V \times A$, uit de accu in die R_a te verkrijgen, wij de waarde van R_a gelijk moeten maken aan R_i (fig. 47).

Dit geldt in principe eveneens voor de triode-buis, die we in fig. 48 maar weer als een generator tekenen, met zijn afzonderlijk getekende R_i en daarnaast zijn R_a .

De belastingsweerstand, in de regel een luidspreker, zou dus een R_a moeten hebben die gelijk is aan de waarde R_i , die in de buisengids te vinden is. Om echter vervorming door de 2e harmonische te vermijden, zal men R_a minstens $2 \times$ de waarde van R_i moeten geven; dus $R_a = 2 \times R_i$; in de praktijk is $3 \text{ à } 4 \times R_i$ gewenst gebleken; om het ons niet moeilijk te maken geeft de buizenfabrikant de juiste waarde van R_a voor elk buistype. Voor pentodebuizen met hun grote inwendige weerstand R_i stellen we de waarde van R_a op $1/10$ van de R_i , dus $10 \times R_a = R_i$. Ook voor deze buizen vinden we de juiste waarde van R_a in de buisengids; als houvast, als regel dus zou men kunnen zeggen dat R_a voor pen-

toden gelijk is aan $\frac{V_a}{I_a}$, de gelijkstroomweerstand

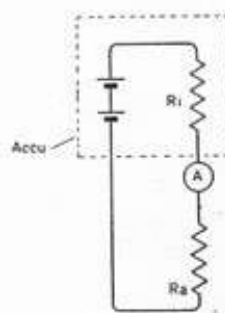


fig. 47

Om het grootste vermogen uit de accu te halen moet R_i gelijk zijn aan R_a .

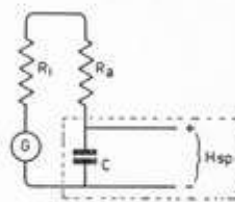


fig. 48

van een buis, dus $R_a = \frac{V_a}{I_a}$.

Bij de pentode treedt ook vervorming op, doch bij dit buis-type is het niet de 2e harmonische doch zijn het de 3e en hogere oneven harmonischen, die de vervorming veroorzaken. Bij beide buistypen heeft men de gewoonte de amplituden van de aanwezige ongewenste harmonischen op te tellen en de aldus verkregen som uit te drukken in % van de amplitude van de gewenste grondgolf. Vooral bij muziek zal vervorming tot elke prijs vermeden dienen te worden; bij spraak steekt het niet zo nauw en is 10 % nog toelaatbaar. Kwaliteitsversterkers van moderne constructie blijven bereiden 1 % vervorming.

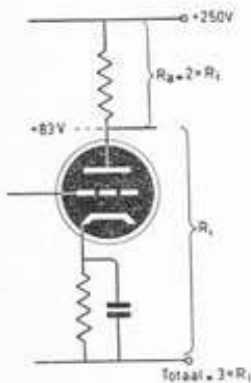


fig. 49

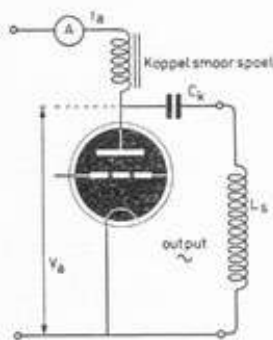


fig. 50

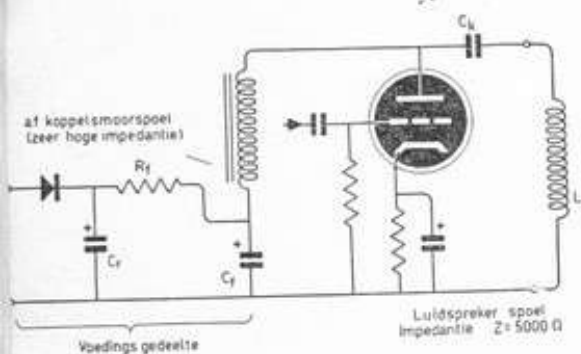


fig. 51

BELASTINGSWEERSTAND

Bij de spanningsversterking werd de R_a zodanig gekozen dat de hoogste versterking optrad; via een condensator werd de versterkte spanning, de output aan het rooster van een volgende buis gebracht. Op een eindbuis volgt echter de luidspreker, die aldus zelf de belasting R_a voor de buis vormt en dus de door de fabrikant voorgeschreven waarde dient te bevatten. R_a heeft dus ook hier weer een dubbele functie: stroom-toevoerleiding naar de anode van de buis en tegelijkertijd belastingsweerstand, nl.: luidspreker. Nu is de combinatie van deze functies bij eindbuizen niet zo gelukkig, want R_a wordt door een vrij grote stroom doorlopen; over R_a zal dit een vrij grote spanningsval veroorzaken, zodat tenslotte op de anode van de buis maar een lage spanning beschikbaar is (fig. 49).

Denk maar na: de gunstigste R_a voor een triode is $2 \times$ zijn R_i . R_a is dus $2R_i$. In totaal krijgen we dus in serie: $R_i + R_a = R_i + 2R_i = 3R_i$. Op de anode van de buis, dus tussen punt C en de aarde meten we $1/3$ van de voedingspanning. Wanneer deze 250 volt is, bedraagt de spanning op de anode slechts 83 volt! Zouden we op de anode 250 volt willen meten, dan moeten we een voedingsapparaat van liefst 750 volt bezitten. Gelukkig kennen we een nuttig voorwerp, dat een hoge wisselstroomweerstand, doch een lage gelijkstroomweerstand bezit: de laagfrequent smoorspoel.

De koppelcondensator C_k zal weinig wisselstroomweerstand in de kring mogen brengen en moet dus een grote waarde bezitten, b.v. 4 à 8 μ F (niet elektrolytisch). De toestand ziet er nu gunstiger uit: voor wisselstroom wordt de buis belast met de luidspreker, die een impedantie (wisselstroomweerstand) van 5000 Ω bezit, terwijl de gelijkstroomvoeding door de smoorspoel, die we hier de koppelsmoorspoel noemen, plaats vindt, vrijwel zonder spanningsval (fig. 50).

Nu moeten we ons nog even realiseren, dat voor de wisselstroom-output de luidspreker parallel staat op de smoorspoel; we zien dit in fig. 51. De „onderkant” van de smoorspoel is door de C_f van ons anodevoedingsapparaat „geaard”, d.w.z. op dat punt staat wél een gelijkspanning maar géén wisselspanning. Veroorzaakt die parallelschakeling van de smoorspoel aan de luidspreker nu schade aan de output? Neen; de zelfinductie heeft namelijk een impedantie die zéér veel hoger is dan die van de luidspreker; er loopt dus maar een zeer gering deel van de output door. Overigens is dit geen elegante oplossing; in de

praktijk past men een z.g. uitgangstransformator toe (fig. 52). We komen op dit instrument in de volgende les terug. Nu zitten we nog met de vraag: in hoeverre verschilt een buis voor spanningsversterking met een buis voor energieversterking? Nu, in principe zit er geen enkel verschil; we zagen reeds dat een eindbuis al heel gauw 20 à 30 mA gebruikt, terwijl een spanningsversterkerbuisje in de regel niet meer dan 0,5 mA gebruikt! In de praktische toepassing is er dus wel degelijk verschil.

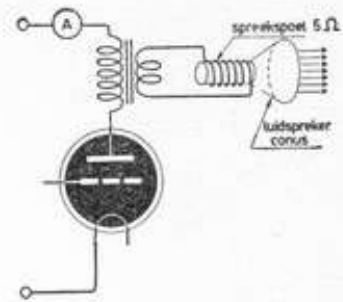


fig. 52

BUISAFSCHERMING

Om te maken, dat invloeden van buitenaf de werking van de radiobuis niet verstoren en dat, omgekeerd, de versterkte spanningen op de anode niet op de roosterkringen kunnen terugstralen, heeft men om de buis een metalen afscherming moeten aanbrengen, die met de aarde of het chassis verbonden werd. In Amerika deed en doet men dit door middel van losse aluminium busjes, terwijl in Europa jarenlang een op de glasballon gespoten metallisering in zwang geweest is, die dan met een fantasiekleurtje, goud of rood overspoten werd. Thans is deze methode verlaten; ten dele past men in Europa een afscherming van metaalgaas in de glasballon toe (bij de sleutelbuizen) of busjes, zoals in Amerika. De geheel stalen buizen vormden een uitstekende oplossing, doch lijken een tijdelijke verschijning. (Duitsland en Amerika).

MEERROOSTERBUIZEN

De interne buiscapaciteiten zijn schadelijk voor de goede werking; vooral de anode-rooster capaciteit staat hoge versterking in de weg, omdat een terugwerking optreedt. Een remedie hiertegen is het z.g. schermrooster, dat in de TETRODE tussen rooster en anode geplaatst is. De capaciteit tussen anode en rooster en de terugwerking van anode op rooster wordt daardoor tot een zeer kleine waarde teruggebracht; hoge versterking kan met deze buis worden verkregen.

Hoe verklaren we nu deze invloed van het schermrooster? Om te beginnen is in de regel bij deze buizen de anode verder dan het rooster verwijderd dan normaal. Daardoor wordt de R_i van de buis uit de aard der zaak groter. We zullen later zien dat dit een groot voordeel is. Maar om hiervan de voordelen te plukken zou de belastingsweerstand R_a dan óók groter gemaakt moeten worden, hetgeen weer de noodzaak van hoge anodevoedingsspanning met zich meebrengt. Om dit nu te ontgaan plaatst men in de buis tussen rooster en anode het scherm, dat wat de uitvoering aangaat heel veel op een rooster lijkt. Het scherm wordt aangesloten op een spanning die steeds lager moet zijn dan die op de anode. Het scherm werkt dus als een lokaas voor de elektronen, die echter merendeels tussen de mazen van het schermrooster dooryliegen en op de anode, waar ze behoren, belanden.

Uit de aard der zaak loopt er ook een stroom door het schermrooster; deze bedraagt circa 20% à 25% van de anodestroom.

Momenteel worden tetroden weinig meer gebruikt na de uitvinding van de PENTODE, waarin een extra-rooster tussen

schermrooster en anode is geplaatst; het is met aarde verbonden en wordt als regel remrooster of vangrooster genoemd. Ook hier weer: grotere steilheid en versterking, minder terugwerking, terwijl de R_i heel hoog wordt, b.v. $2\text{ M}\Omega$, hetgeen een grotere uitwendige weerstand R_a toelaat en dus: grotere versterking. Het is goed hier er nog eens extra op te wijzen, dat deze R_i bij pentoden een véél

groter waarde is dan $\frac{V_a}{I_a}$.

Wat de functie van het remrooster is kan met weinig woorden worden gezegd. Bij de tetrode is het mogelijk, dat de elektronen met zulk een kracht op de anode terecht komen, dat door dit „bombardement” enige elektronen uit het metaal, waaruit de anode is opgebouwd, vrij komen. Op zichzelf zou dit geen ramp betekenen; doordat elektronen negatief zijn zullen ze zich na de eerste schrik weer naar de anode moeten wenden in verband met zijn positieve lading. Wanneer nu de spanning op het schermrooster b.v. 180 volt is en de anode als gevolg van de werking van de buis tijdens de halve faze op een lager spanning komt, zullen de door het bombardement vrij gekomen elektronen zich tot het schermrooster wenden; de eigenlijke anodestroom zal afnemen. We noemen dit emissieverschijnsel „secundaire” emissie. Het probleem van deze secundaire emissie is te ingewikkeld om hier verder behandeld te worden; het resultaat is echter dat, gezien uit het oogpunt van versterking, de buis een „negatieve” inwendige weerstand R_i krijgt. Nu, een negatieve weerstand is niets anders dan een generator. Om dit ongewenste verschijnsel te ontgaan en zou men het schermrooster van een tetrode tot op de helft van de spanning op de anode terug moeten brengen, waardoor het aantrekkelijke van deze buis grotendeels verloren gaat.

Door echter een geaard rooster tussen scherm en anode aan te brengen, zullen de elektronen ten gevolge van secundaire emissies nimmer het scherm kunnen bereiken: het „vangrooster” of remrooster) dat negatief is stoot ze af, terug in de richting van de anode, ongeacht hoe hoog de schermroosterspanning is. Zowel bij tetroden als bij pentoden echter is het schermrooster niet alleen met de anodevoedingsspanning, doch bovendien via een condensator rechtstreeks met aarde verbonden (fig. 53).

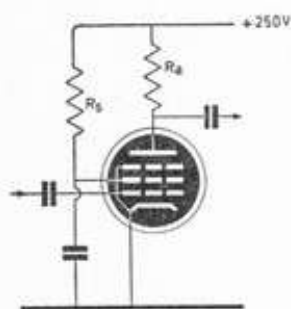


fig. 53

Wat nu de andere vormen van meerroosterbuizen aangaat, zo zijn deze alle voor een speciaal doel ontworpen.

De HEXODE bevat buiten katode en anode vier roosters; deze buis wordt niet meer gebruikt, maar diende in superheterodyne ontvangers als gecombineerde buis voor hoogfrequent-versterking, hoogfrequent-oscillator en het mengen van beide signalen (RENS 1224, AH 1).

De HEPTODE bevat vijf roosters en dient uitsluitend voor hoogfrequent-versterking; de benodigde regelspanning (= negatieve spanning op het rooster) om de steilheid tot nul te reduceren behoeft maar max. 36 V te zijn.

De in Amerika ontwikkelde heptoden, PENTAGRID CONVERTORS genoemd, dienen als mengbuis-oscillator in superheterodyne-schakelingen (6A7, 6B8 e.a.).

De OCTODE is een buis voor hetzelfde doel als de pentagrids, maar in Europa ontwikkeld (AK1, AK2, CK 1, CK3, EK2, EK3). Thans algemeen vervangen door ECH42, ECH81,

behalve voor batterij-ontvangers (DK40, DK91, DK92, DK96). Bij meerroosterbuizen heeft men de gewoonte het gewone rooster aan te duiden met de naam *stuurrooster*; bij de schematische voorstelling van meerroosterbuizen duidt men de roosters met *g* aan en nummert ze van de katode af, g_1 is het stuurrooster, g_2 het schermrooster bij een tetrode en een pentode; in 't laatste geval is g_3 het z.g. vangrooster, enz. De anode wordt steeds met *a* aangeduid, behalve bij een diode, waarvan de anode met een *d* wordt aangeduid. Zijn er méér anoden in een diode, dan nummert men die weer met d_1, d_2 , enz.

Verder brengt men vaak meerdere buissystemen in één glasbol tezamen: één of twee dioden met een triode of pentode; een triode met een pentode ofwel twee trioden. Het enige goede wat hiervan gezegd kan worden is dat het een plaatsbesparing betekent; technisch levert het slechts in bepaalde gevallen voordeel en de prijsvoordelen vallen tegen.

Een buistype wat we nog niet behandeld hebben is de **AFSTEMINDICATOR**, meer populair het **TOVEROOG** genoemd (fig. 54). Met buizen heeft het de voet, glasballon, gloeidraadvoeding en anodevoeding gemeen; wanneer we een regelspanning op het rooster brengen, worden de „blaadjes” van het klaverblad-achtige figuurtje breder; dit figuurtje straalt met een groen lichtschijnsel door de glasballon heen. De buis wordt zó in de kast geplaatst, dat we door een opening van buiten af deze lichtschijn kunnen zien. Wordt vaak bij duurdere toestellen gebruikt om te controleren, of een ontvanger precies op een station afgestemd staat en niet er naast (hetgeen overigens voor geoefende oren gemakkelijk ook zónder toveroog vast te stellen is).

Een moderne uitvoering van de afstemindicator zien we in fig. 55, terwijl we in fig. 55a een röntgenfoto van zo'n buisje zien.

Nu hebben we de spanningsversterking in elektronenbuizen vrij simpel voorgesteld; in werkelijkheid vormen de metalen elektroden in de buis alle met elkaar kleine condensatortjes. Het ligt voor de hand, dat deze interne buiscapaciteiten de gelijkmatige versterking aardig in de weg staan, omdat de impedantie van deze condensatortjes niet gelijk is voor alle frequenties.

Als gevolg hiervan zal de inwendige weerstand R_i van een buis, dus voor verschillende frequenties, andere waarden bezitten. Bij laagfrequentversterking zal daardoor de kans op ongelijkmatige versterking van lage en hoge tonen bestaan. Bovendien zal er door de onderlinge capaciteit tussen rooster en anode een terugwerking optreden, waardoor de versterking ook weer afneemt.

Voor een triode geven we in fig. 56 een schematische voorstelling van de inwendige buiscapaciteiten en in fig. 57 iets dergelijks voor een pentode, een buistype, dat we zo dadelijk gaan bespreken.

Een kwestie die we tot dusver slechts terloops hebben aangevoerd is de **ingangsimpedantie** van een buis. Op het eerste gezicht zou men zeggen, dat die bepaald wordt door de roosterlekweerstand, die het rooster met zijn negatieve roosterspanningsbron verbindt; in feite staat de capaciteit tussen rooster en katode parallel op deze ingangskring. Hoe hoger de frequentie is van de te versterken wisselspanning, des te meer zal zich deze z.g. **ingangscapaciteit** doen gelden hoger frequentie = lager schijnweerstand of



fig. 54

Inwendig systeem van een afstemindicator. Bovenaan ziet men het oplichtende scherm.

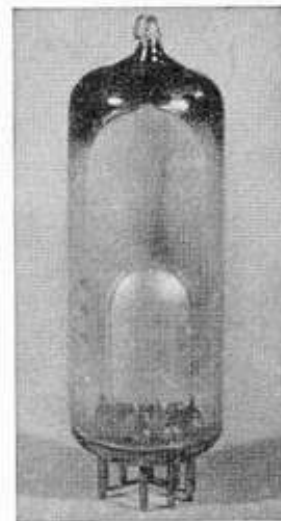


fig. 55



fig. 55a

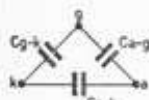


fig. 56

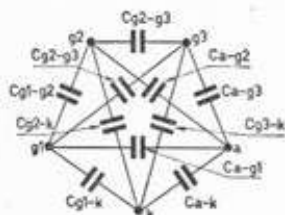


fig. 57

capacitieve R_c . Bij het versterken van radiotrillingen zoals die door FM-zenders uitgezonden worden (circa 3 m golflengte) daalt de ingangsimpedantie van een buis tot circa 2000Ω . Dit is het gevolg van het z.g. Miller-effect, waarop we hier niet verder zullen ingaan.

Wij zagen reeds dat een buis een bepaalde ruststroom heeft en dat deze onder invloed van de roosterwisselspanningen verandering ondergaat. Wanneer nu b.v. door een buis (en dus óók door de belastingsweerstand) 5 mA vloeit en de anodespanning 200 V is, dan is 't gelijkstroomvermogen dat in die eindbuis + weerstand verloren gaat 1000 milli-watt. Die 1000 milli-watt kwam natuurlijk „ergens” vandaan; dit „ergens” is ons lichtnet of een batterij.

Gaat de buis nu werken, d.w.z. komt er een wisselspanning op het rooster, dan neemt dat vermogen regelmatig toe en af, d.w.z. komt nu weer onder en dan weer boven de 1000 milli-watt, maar de gemiddelde waarde zal nooit hoger kunnen zijn dan die 1000 mW. Denk maar na: de anodestroom zal nooit onder de 0 mA kunnen dalen, hetgeen vanzelf meebrengt, dat hij nooit boven 10 mA mag stijgen. Anders zou de negatieve sinus-top minder hoger zijn dan de positieve en dan ruiken we reeds de vervorming.

Wanneer de ruststroom van een bepaalde eindbuis nu eens 40 mA bedraagt en de hoogspanningsbron is 250 volt, dan is het opgenomen gelijkstroomvermogen 10000 milli-watt. Hoeveel wisselstroomvermogen aan laagfrequente energie kunnen we dan maximaal in onze luidspreker verwachten?

Want dáárom gaat het. Nu, dat bedraagt steeds maar een gedeelte daarvan, max. 40 %. We zeggen dan, dat in dit geval het rendement van de buis 40 % bedraagt. Want we zeiden zoëven nu wel, dat die anodestroom nooit onder de 0 mA zou kunnen dalen, maar bij 0 mA is hij al véél te laag, want dan werken we reeds vóórbij de bocht in de buiskarakteristiek. De output is dus in dit geval max. 4000 mW, maar de energieversterking gaat steeds met vervorming gepaard en hoe hoger nu de output van een bepaalde buis is, des te onaangenamer het luisteren wordt.

Als we het dus over de output van een buis hebben, dienen we daarbij te vermelden hoe groot de vervorming daarbij is. Wanneer nu de buisengids vermeldt dat een bepaalde buis een gelijkstroomvermogen van 5 watt opneemt en een wisselstroomoutput oplevert van 2 watt bij 5 % vervorming, dan kunnen we dit vervormingspercentage verkleinen, door met b.v. 1 watt output genoeg te nemen. Is ons dat te gering, wel dan blijft er niets anders over dan een „ruimere” eindbuis te kiezen, die b.v. 9 watt opneemt en 4 watt output bij 5 % geeft. Bij een afgifte van 2 watt output zal de vervorming dan stellig niet meer dan 1 à $1\frac{1}{2}$ % bedragen en dat is een zeer gunstige waarde, echter ten koste van hoger energiegebruik door de grotere buis.

Natuurlijk komt bij velen de vraag om de hoek kijken: Waarom geven we zo'n kleine buis niet wat hoger anodespanning; er komt dan vanzelf meer wisselstroomenergie uit. Dat is inderdaad ook 't geval, maar we overschrijden dan zijn z.g. toelaatbare anodedissipatie. Deze is $V_a \times I_a$, dus spanning op de anode maal anoderuststroom.

Het uiteindelijke antwoord op de vraag is dus: een eindbuis is zodanig geconstrueerd dat de anode een grote anodestroom verdragen kan, hetgeen o.a. bereikt wordt door deze

zwart te maken, zodat de opgewekte warmte weer goed kan worden uitgestraald.

De gebruiksmogelijkheden van een buis liggen dus vast door zijn constructie, afmetingen en koelmogelijkheden.

MICROFONISCH EFFECT

Bij buizen van oudere typen konden geluiden of trillingen van buiten af het rooster in de buis in trilling brengen; deze trilling kwam weer versterkt uit de luidspreker, bereikte de buis weer, enz. Een hevig geloei kon het gevolg zijn; men noemde dit verschijnsel microfonisch effect. Bij de moderne indirect verhitte buizen komt het vrijwel niet meer voor; bij de direct verhitte batterijbuisjes helaas wél.

CONSTRUCTIE VAN RADIOBUIZEN

Nu nog iets over de uitvoering van huidige radiobuizen. Vanzelfsprekend moeten de elektroden binnen in de glasballon bevestigd worden; welnu, onder in de radiobuizen van oudere constructie treffen we de z.g. glaskneep aan, waarin de steundraadjes worden gehecht en de verbinding naar buiten de glasballon tot stand komt. In de kneep treffen we tevens een glazen buisje aan. Hieruit sluit men de luchtpomp aan; is de buis voldoende luchtledig, dan smelt men het dicht (fig. 58). Nu moeten we er nog rekening mede houden, dat dergelijke metaaldradjes door de warmte uitzetten; men moet dus een metaalsoort gebruiken, die bij verwarming evenveel uitzet als glas (de z.g. uitzettingscoëfficiënt moet even groot zijn) anders zou het glas bij te grote uitzetting van het metaal knappen of het glas zou meer uitzetten dan het metaal en dan komt er lucht in de buis. En dat mag ook niet. Lucht in een radiobuis is funest, omdat de elektronen door botsingen met de zware luchtmoleculen hun snelheid verliezen. In de buis ziet men vaak een spiegelende laag op de glasballon. Welnu, in de buis brengt men steeds een klein metalen plaatje aan dat er uitziet als een schepje, met een magnesiumverbinding er op, de z.g. „getter”. Bij de normale verhitting komen steeds nog enige gasresten uit de materialen in de buis te voorschijn; deze gassen, waarvan lucht het voornaamste is, worden door de getter gebonden en slaan als een zilverachtige spiegel op de binnenkant van de glasballon neer.

Oorspronkelijk kwamen de draden ergens domweg door de glaswand; later werden zij onder, boven en opzij naar buiten gebracht (fig. 59). Toen kwamen de pootjes-buizen: ontelbaar is het aantal modellen (fig. 60a en b). Een tussenvorm, die niet meer wordt toegepast, was de P-huls, waar de pennen vervangen werden door zij-nokken. 5 of 8 (fig. 60c). De inwendige constructie was geheel gelijk aan die van de pootjes-buizen: de gehele opbouw van de metalen elektroden geschiedde op de z.g. glaskneep in de ballon; de doorvoerdraden lopen hierbij over een vrij grote weg langs elkaar, wat met het oog op onderlinge beïnvloeding ongunstig is, terwijl de lek-mogelijkheid tussen de elektroden groot was, omdat tijdens het gebruik van de buis niet vermeden kan worden, dat emitterende stof op de glaskneep neerslaat en daar een dun geleidend laagje vormt.

Op een bepaald ogenblik kwamen de Amerikanen met een geheel stalen buis, waarbij de aansluitdraden via glaskralen



fig. 58



fig. 59

Een der eerste Marconibuizen de V24

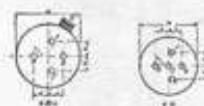


fig. 60a

Eindpentode B443 (met of zonder zij-aansluiting)



fig. 60b

Oude 6/7 pens Europese pennenvoet



fig. 60c
Onderaanzicht van
de 8-noks P-voet



fig. 61
Amerikaanse stalen
buis in doorsnee

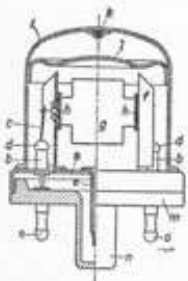


fig. 62a
Duitse stalen buis
van binnen gezien

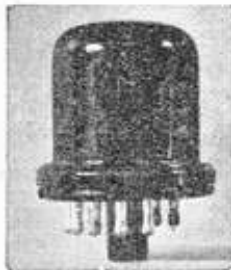


fig. 62b



fig. 63

door de stalen bodemplaat werden gevoerd en het elektroden-systeem in feite op deze glaskralen kwam te rusten (fig. 61). Duitse stalen buizen volgden; ook deze constructie was wel-doordacht, maar de vrij grote voet is vrij onaantrekkelijk i.v.m. de ingenomen plaatsruimte (fig. 62a en b). Bovendien week hij sterk af van de Amerikaanse, die thans nog onder zeer veel gewone glazen buizen onder de naam „octal” (8 pen-nen) wordt toegepast (fig. 61 en 64 links).

Oorspronkelijk zag men vaak de anode-aansluiting op de top van de buis en de roosteraansluiting in de voet (fig. 63), later verwisselen ze van plaats, doch ook hier bereikte men een lage anode-roostercapaciteit.

Bij de moderne buizen treft men alle aansluitingen in de voet aan; rooster- en anode-pen liggen steeds zó tegenover elkaar, dat er zich steeds een metalen busje tussen bevindt; soms is dit de zoekpen aan de buis, bij nieuwere buizen een busje in het voetje. Bij deze nieuwere uitvoeringen heeft men gebroken met de glaskneep in de ballon en het bakeli-eten voetje met de penne: de buis is geheel van glas, de bodem inclus. Dwars door die glazen bodem zijn 7, 8 of 9 pennetjes gesmolten die precies in de moderne voetjes pas-sen. Binnen in de glasballon zijn rooster, katode en andere elektroden op die pennetjes gepuntlast. Een stevige con-structie met geringe verliezen (fig. 64).

Steilheden van 10 mA/V zijn thans niet zeldzaam meer en terwijl de buizentechniek steeds verdere perfectie bereikt, zijn andere geleerden bezig de buizen geheel overbodig te maken door de uitvinding van de transistoren, die in feite het werk van de buizen verrichten zonder dat gloeistroom nodig is.

Het gebied van de batterijbuizen, dat een tijdlang geheel vergeten leek, staat bij het toenemende gebruik voor draag-bare ontvangers weer in het volle licht van de belangstelling. De gloeidraden hiervan zijn ontworpen voor 1,4 V= (de spanning van een normale droge cel); het stroomverbruik is 50 à 25 mA. Omdat de gloeidraad uiterst dun is en de af-standen tussen de elektroden onderling zeer gering, dient men met deze buisjes voorzichtig om te springen, ook bij het plaatsen in de houders; de glasbodem springt nl. heel gauw wanneer aan de pinnekes wordt gewerkt. Bij nieuwe houders kunnen we beter met een defect buisje de gaatjes eerst wat opruimen (fig. 65).

Om deze kleine buisjes uit het toestel te verwijderen, kan men het best een zelfgemaak buizentrekkertje gebruiken; het is gemakkelijk uit een stripje plaatijzer te maken (fig. 66). Er is zelfs een rubber buizenzuiger in de handel, die echter een voor ons overbodige luxe lijkt (fig. 67).

Er bestaat thans een zéér uitgebreide collectie buizen, waar-van de gegevens zijn verzameld in de buizengidsen, die door

fig. 64

Moderne buizen
v.l.n.r. Amerikaanse octal,
sieutelbuis, rimlockbuis en
miniatuur 7-penbuis

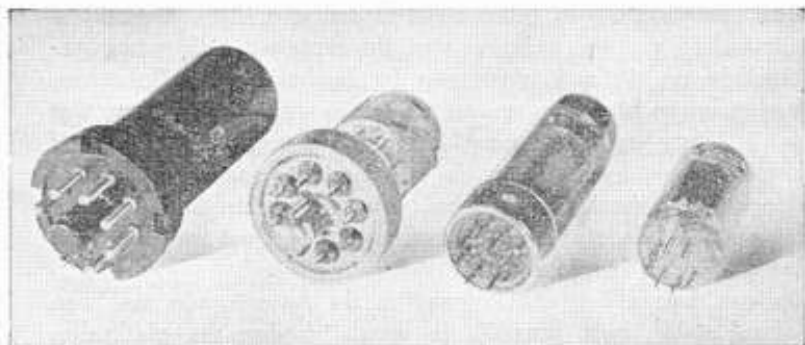




fig. 65



fig. 66

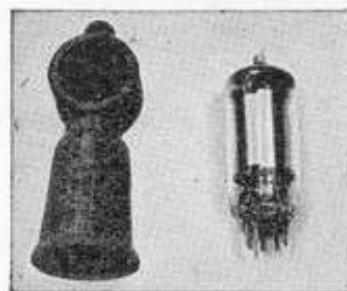


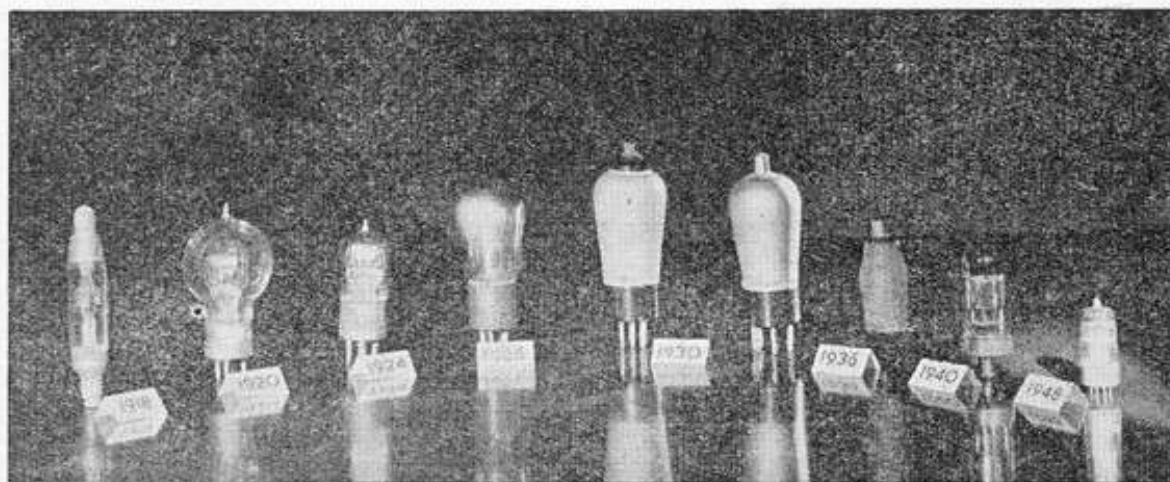
fig. 67

verschillende buizenfabrikanten worden verstrekt. De Amerikaanse firma's geven losbladige boeken uit met één of meer bladen voor elke buis; nieuwe buizen kunnen aldus worden ingevoegd. Verder zijn er buizengidsen in de handel, die tegelijkertijd buisgegevens van verschillende fabrikaten publiceren, terwijl voorts het Elektronisch Jaarboekje van de MK een schat van buisgegevens bevat.

Een nieuwe verschijning, die wel in zeer gunstige zin van alle mij tot dusver bekende uitvoeringen afwijkt is het MK Buisenhandboek.

Dit buizenboek geeft namelijk niet alleen het gebruikelijke verband tussen elektroden en de pen-situatie op de buisvoet, maar bovendien wordt elke buis temidden van zijn normale schakeling opgenomen in een zeer overzichtelijke tekening. Verder zijn bij alle verbindingen naar de elektroden vermeld, de maximale spanningen en stromen, terwijl, om het naslaan gemakkelijk te maken, de verschillende buisgroepen door kleuren zijn aangegeven. En dat alles maar voor liefst een kleine 2000 verschillende buistypen van Europese, Amerikaanse en Engelse herkomst.

Nee, wanneer we op radiogebied maar iets willen beginnen is dit boek feitelijk onmisbaar; doordat de gebruiksaanwijzing



Evolutie van de radiobuis sinds 1918. En na 1948 zijn ze nóg kleiner geworden!

in maar even negen talen werd afgedrukt kan de oplage groot zijn en... de prijs laag. (Die talen zijn: Nederlands, Engels, Indonesisch, Frans, Duits, Zweeds, Spaans, Portugees, Italiaans).

BUISTYPERING

In de typering, de naamsaanduiding, zit enig systeem, maar ook dat is een hoofdstuk op zichzelf omdat van dat systeem helaas nog wel eens wordt afgeweken. Hieronder volgen enige richtlijnen voor het „herkennen” van Amerikaanse buizen.

AMERIKAANSE TYPERING

Het eerste cijfer is de (afgeronde) gloeispanning.

0 = koude katode	25 = 25 V
1 = 1,2–1,5 V en 2 V	28 = 28 V
3 = 2,8 V of $2 \times 1,4$ V	32 = 32,5 V
5 = 5 V	40 = 45 V
6 = 6,3 V	45 = 45 V
7 = 7 of 6,3 V	50 = 50 V
11 = 11 V	70 = 70 V
12 = 12,6 V	117 = 117 V

De daarop volgende letter heeft de volgende betekenis:

H = duodiode	F = triode pentode
Q.R. = duodiodetriode	C.F.J.W. = r.f. pentode
B = duodiode pentode	D.K.M. = regelpentode
N = dubbele triode	L.V. = eindpentode
F = triode pentode	E.G.U. = afstemindicator
A.K. = mengbuizen	C.F.T. = triode
B = duodiode pentode	X.Y.Z. = gelijkrichter

Bij de nieuwste typen is deze code niet steeds aangehouden. De tweede letter A of B betekent nieuwer type.

L = uitvoering met octalvoet.

S = uitvoering met octalvoet (single ended, d.w.z.: geen topaansluiting).

Het op de letter(s) volgende cijfer geeft in het algemeen aan hoeveel elektroden naar buiten zijn uitgevoerd, waarbij de beide gloeidraden voor één aansluiting doorgaan.

Een op het laatste cijfer volgende letter heeft betrekking op de constructie.

G = glasballon (ter onderscheiding van de metalen buizen).
GT = Bantam (is kleine uitvoering in glas).

EUROPESE BUISTYPERING

En hier volgen de Europese buizen; de typering bestaat in de regel uit 2 of 3 letters, gevolgd door twee cijfers.

De eerste letter geeft aan tot welke hoofdgroep (gloeistroomsoort) de buis behoort, waarbij de letters de volgende betekenis hebben:

- A = 4 volt wisselstroom (indirect verhit)
- B = 180 mA (gelijkstroom)
- C = 200 mA (G/W-serie indirect verhit)

- D = 1,2-1,4 volt batterij (direct verhit)
- E = 6,3 volt (normale buizen, indirect verhit)
- F = 13 volt speciale autoradiobuizen (indirect verhit)
- G = 5 volt
- H = 12,6 V gelijk- of wisselstroom
- K = 2 volt batterij (direct verhit)
- O = koude katode, ook germanium diode en transistor
- P = 300 mA G/W (indirect verhit)
- U = 100 mA G/W of U-serie (indirect verhit)
- V = 50 mA G/W (indirect verhit)

De groepen B, C, P, U en V zijn speciaal bestemd voor serievoeding der gloeidraden en kunnen zowel gebruikt worden op wissel- als op gelijkstroomnetten (B uitsluitend voor gelijkstroom).

Bij deze buizen wordt niet de gloeispanning doch de gloeistroom vermeld.

De schematische voorstelling van deze buizentypen vinden we reeds in fig. 33 op pag. 5-14.

De tweede en eventueel de derde letter geeft het buistype aan; hieronder volgt de betekenis dezer letter(s):

- A = r.f. diode (gelijkrichter)
- B = r.f. dubbeldiode (detector en AVR diode)
- C = triode (eindbuizen uitgezonderd)
- D = eindtriode
- E = tetrode
- F = pentode (geen eindbuis)
- H = hexode of heptode
- K = octode (of heptode)
- L = eindpentode
- M = afstemindicator
- P = secundaire emissiebuis
- Q = enneode (= buis met negen elektroden)
- S = zaagtandspanningsbuizen
- W = enkelfazige gasgevulde gelijkrichter
- Y = enkelfazige gelijkrichter (hoogvacuum)
- Z = dubbelfazige gelijkrichter (hoogvacuum)

De daarna volgende 2 cijfers hebben de navolgende betekenis: Het eerste kencijfer zegt welke buisvoet gebruikt is; het tweede laat zien of men met de laatste dan wel een oudere uitvoering van een bepaald buistype te doen heeft.

- 1-9 zijcontactbuizen met topaansluiting *)
- 11-19 Duitse stalen buizen
- 21-29 sleutel (Lock-in) en octalbuizen
- 31-39 octalbuizen (Eng.)
- 40-49 rimlockserie (8-pin)
- 50-59 diversen, zijcontact en 9-pin sleutelbuizen
- 61-79 subminiatur
- 71-79 dwergtypen
- 80-89 noval-serie (9-pin)
- 90-99 7-pins miniaturtypen
- 110 Pico-serie, overeenkomstig met rimlock.

Behoudens de gloeistroom-waarden, bezitten buizen van welke serie ook, die hetzelfde nummer dragen, gewoonlijk eenzelfde karakteristiek.

In Engeland volgt men het systeem van de systeemoosheid;

*) Uitgezonderd UCH4, UBL1 met octalvoet.

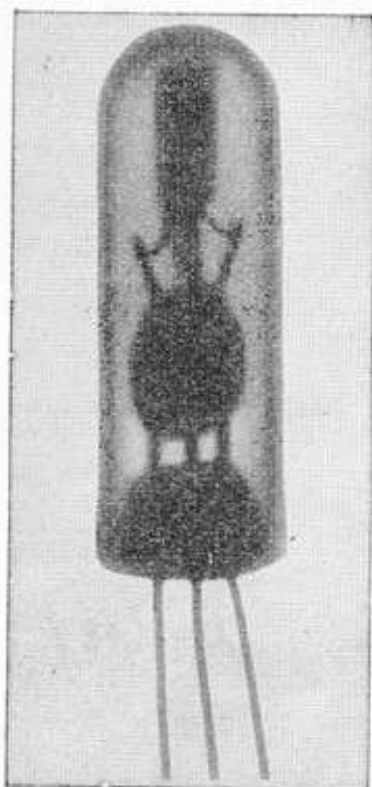


fig. 68

Röntgen-opname van een alloy-junction transistor (foto: Philips)

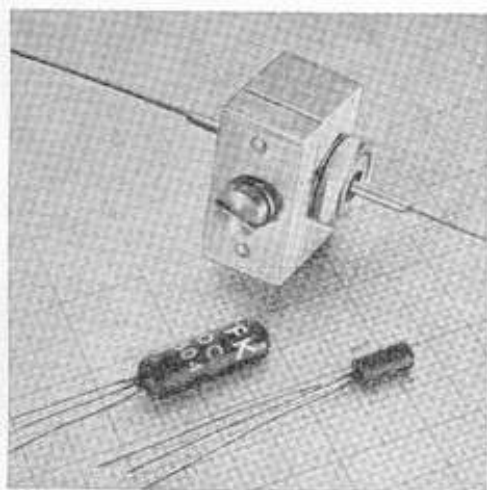


fig. 69

Miniatuur transistoren van Telefunken

we zullen het onbesproken laten; slechts Mullard volgt het Europees systeem.

Wonderlijk genoeg gaat men er in Europa hoe langer hoe meer toe over de Amerikaanse typering te volgen, terwijl zelfs in Engeland een tendens bestaat om zich wat meer bij de Amerikaanse typering aan te sluiten.

HALFGELEIDERS

Het volgende gedeelte handelt over transistoren. Deze materie is bepaald moeilijk en niemand hoeft zich te schamen wanneer hij er niets van begrijpt. In verband hiermee staat het iedere cursist vrij de vragen te beantwoorden of niet. Zijn waarderingscijfer zal er niet onder lijden. Kan hij het wél, zoveel te beter!

ELEKTRONENTHEORIE

We zullen hier nu kennismaken met de toepassing van de z.g. halfgeleiders, die normaal tot de isolatoren behoren doch onder bepaalde omstandigheden de eigenschappen van geleiders bezitten.

Om deze vrij moeilijke materie te kunnen benaderen is het noodzakelijk iets meer over de elektronentheorie te vertellen. In de natuur kennen we 92 elementen, dus bouwstenen (die we niet mogen verwarren met galvanische elementen). De kleinste vorm waarin zo'n element voorkomt is een atoom. Bij sommige elementen kan één atoom niet zelfstandig bestaan; meerdere, b.v. 2 of 3, vormen dan tezamen een molecule, die dan toch nog zuiver het betrokken element vertegenwoordigen. Soms echter vormen één of meer atomen van het ene element een verbinding met één of meer atomen van een ander element; zo zegt men voor water: H_2O , hetgeen zeggen wil: 2 atomen waterstof ($H = \text{hydrogenium}$) vormen tezamen met één atoom zuurstof ($O = \text{oxigenium}$) één watermolecule. Men noemt dergelijke verbindingen van verschillende elementen *scheikundige verbindingen*; hierbij gaan de oorspronkelijke eigenschappen van de samenstellende elementen geheel verloren en komen nieuwe eigenschappen voor de dag. Zoals gezegd kent men 92 elementen; ieder element bestaat uit een kern plus één of meer elektronen. En die kern bestaat dan uit een aantal protonen; het juiste aantal daarvan komt overeen met het bij de betrokken atoomkern behorende aantal elektronen. Het mooie is nu, dat het aantal elektronen bij alle elementen verschillend is: waterstof opent de rij met 1 elektron, uranium sluit de rij met 92 elektronen. Verder bevatten de kernen nog een aantal neutronen, die onwerkzaam zijn en dus verder onbesproken zullen blijven.

De protonen zijn dus de tegenhangers van de elektronen; zij hokken dicht opeen in wat wij de atoomkern noemen. Zij zijn ca. $1800 \times$ zo zwaar als elektronen, die dus zeer licht zijn. Nu zijn die elektronen steeds in beweging om de bijbehorende kern, maar gelijk dit met de „opstelling” van een voetbalelftal het geval is, hebben zij officieel gesproken een vaste plaats. Men stelt zich de atoomkern voor als een pit met daaromheen de z.g. schillen. Op elke schil behoort nu volgens ondoorgrondelijke natuurwetten een aantal elektronen; op de eerste 2 stuks, op de tweede 8 stuks, op de derde 18 stuks enzovoort, totdat alle 92 stuks ondergebracht zijn. Bezit een schil het voorgeschreven aantal elektronen,

dan noemt men die *complete*; elk atoom dat alle ringen bezet heeft blijkt nu een z.g. edelgas te zijn, een gas dat met geen enkele andere stof een chemische verbinding aan kan gaan. Voorbeelden zijn: neon, argon, krypton, xenon. Mengen laten dergelijke gassen zich wèl, maar dan vormen zij *mengsels*, een natuurkundig begrip, terwijl elk bestanddeel in zijn mengsel zijn oorspronkelijke eigenschappen behouden heeft. En omdat er maar een beperkt aantal elementen bestaat dat de buitenste ring gevuld heeft met het bij die ring behorende aantal elektronen, volgt daaruit dat het merendeel der elementen die buitenste ring niet gevuld heeft. Want het is een natuurwet, dat van de kern af gerekend de binnenste ringen steeds gevuld zijn en dat tekorten zich in de buitenste ring demonstreren.

Om nu voorbeelden te noemen verwijzen we naar het plaatje: voor het element germanium zijn de eerste 3 ringen volledig bezet en bevat de buitenste ring er slechts 4, terwijl bij het element silicium de twee binnenringen compleet zijn en de buitenring er slechts 4 bevat i.p.v.

Nu kunnen we 3 toestanden onderscheiden: a) de buitenste ring bevat maar enkele *tekorten*; deze elementen rekenen we tot de niet-metalen en zijn bekend als de *isolatoren*; b) de buitenste ring mist nagenoeg alle elektronen en bevat er dus maar enkele, vrijwel nooit meer dan 4 of 5; deze stoffen zijn de *metalen*; c) bij de derde of *middenstof* treffen we de stoffen als germanium, silicium, arsenicum, indium en gallium aan, die we de *halfgeleiders* noemen. De rol die de elektronen op de buitenring spelen is zeer belangrijk. Is die ring compleet, dan kan dat element nimmer een chemische verbinding aangaan; we zagen dat bij de edelgassen. Incomplete ringen kunnen dat dus wèl en we begrijpen nu wel, dat juist dié elektronen de hoofdrol in die verbindingen spelen; ze vormen als het ware „*haakjes*” waarmee ze naar de kernen van andere atomen grijpen. Dit gebeurt dus wederkerig en de atomen gaan aldus op een „*kluitje*” zitten. Het aantal samenklontende atomen is nu steeds zó groot, dat uiteindelijk de buitenste ringen van alle atomen het juiste aantal elektronen bevatten en nu compleet zijn. Nu is „*kluitje*” maar een raar woord en daarom zullen we maar vertellen, dat we een dergelijke formatie een *kristal* noemen. Want wat wij in de wandeling een kristal noemen, een glinsterend stuk glas of edelgesteente, is maar een klein deel van de op de wereld voorkomende kristalvormen; feitelijk is elk materiaal, zoals ijzer, lood, koper, zouten enz. uit kristallen opgebouwd; het materiaal heeft dan een *kristallijne structuur*. Op de tekening zien we de ruimtelijke voorstelling van kristalstructuur van een koolstofatoom. Er bestaan meerdere kristallisatievormen van koolstof, dit is een heel bijzondere nl. van *diamant*.

Hiernaast zien we deze voorstelling platgedrukt; de grijp-haakjes (elektronen) zijn hierop te zien. Nu noemt men die elektronen op de buitenste ring de *valentie-elektronen*, die dus de (grijp) waarde van een element vertegenwoordigen. Zijn er 4, dan is dat element 4-waardig of, zoals men zegt, de *valentie* is 4.

Koolstof, germanium en silicium zijn vierwaardig. Zoals gezegd mogen we ons volstrekt niet voorstellen alsof die elektronen braaf op hun plaats blijven; integendeel, zij wentelen steeds om de kern en bij de *isolatoren* kan men rustig aannemen dat ze de omgeving van die kern *nóóit* verlaten;

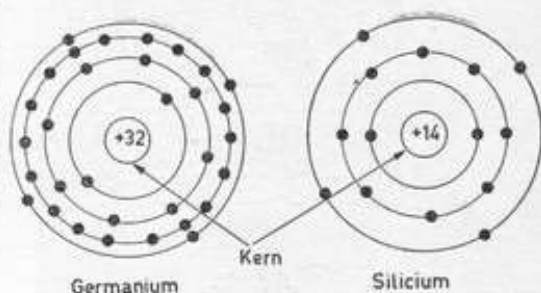


fig. 70

Symbolische voorstelling van de elementen germanium en silicium, waarbij hun totaal aantal elektronen (en dus ook de protonen) in de kern staat aangegeven

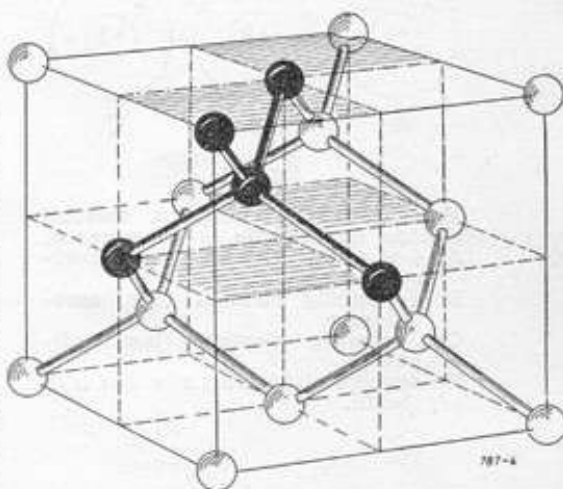
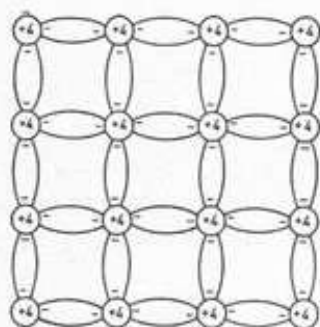


fig. 71

Hier zien we, hoe vierwaardige koolstofatomen gerangschikt zijn. Elk bolletje stelt een atoomkern voor; elk verbindingsbuisje stelt de baan van 2 elektronen voor. Elk bolletje steekt n.l. 4 grijp-armpjes uit, maar de omringende bolletjes steken óók 4 grijp-armpjes uit. We kunnen 't dus ook zó zeggen: elk bolletje steekt 4 armpjes uit maar wordt tevens door 4 armpjes van de omringende bolletjes gegrepen. We noemen een dergelijke structuur een *kristalrooster*; het bovenstaande kristalrooster is van één zeer bepaalde koolstofvorm, n.l. de *diamant* die n.b. een goede isolator is! Wel een bewijs, van hoeveel invloed die kristalstructuur is, want we kennen koolstof immers als een geleider. Maar hier is dus een *uitzonderingsvorm*



ZUIVER

fig. 72

„Platgedrukte” voorstelling van de atoomstructuur van een 4-waardig element, b.v. koolstof. De cirkeltjes geven de kern weer, de kromme lijntjes stellen de z.g. valentiebindingen voor; het zijn dus de „grijp-elektronen”. De overige elektronen spelen géén rol en zijn niet afgebeeld

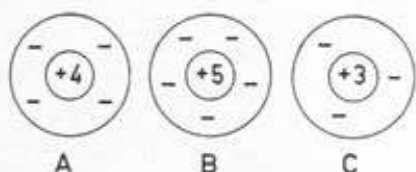


fig. 73

Vereenvoudigde symbolen, waarbij slechts de valentie is aangegeven. A: 4-waardig element (b.v. koolstof of germanium); B: 5-waardig element (b.v. arsenicum); C: 3-waardig element (b.v. indium). De overige elektronen zijn dus niet afgebeeld.

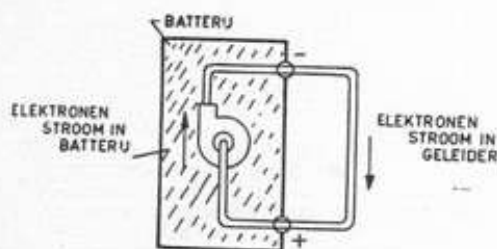


fig. 74

dit geldt zowel voor de elektronen op de incomplete buitenste ring als voor die op de binnenste complete ringen. Bij geleiders is dat heel anders: daar kan een der elektronen uit de buitenste (incomplete) ring gerust eens bij een andere atoomkern op bezoek gaan, waardoor de éne kern dus één of meer elektronen verliest en de andere kern er een paar bij krijgt. Doch nogmaals: de elektronen op de complete binnenringen zijn honkvast en zijn niet in staat om stuivertje te wisselen. Van geleiders zegt men nu, dat ze vrije elektronen bezitten. Verliest een element nu zijn karakter, of nog scherper gezegd, wordt het nu een ander element, wanneer er een paar elektronen tijdelijk afgedwaald zijn? Neen hoor; we mogen nl. nooit vergeten dat in de kern het aantal tegenspelers, de protonen, niet verandert. Bij de beschouwing van de gedragingen van atomen onderling, of het nu is tussen soortgenoten of tussen atomen van andere elementen, moeten we ons realiseren, dat alléén de elektronen op de niet-complete buitenste ring een rol spelen; de elektronen op complete binnenringen zijn in het inter-atomaire verkeer slechts figuranten, die verder geheel buiten beschouwing gelaten zullen worden.

Een atoom, dat nu enige elektronen kwijt is noemt men een ion, een positief ion, terwijl, wanneer er enige vreemde elektronen op bezoek zijn, men van een negatief ion spreekt; in beide gevallen is het atoom geïoniseerd.

Het rondspringen van die vrije elektronen is systeemloos; de onderlinge ruimte tussen de atoomkernen is heel groot zodat elke stof, zelfs ijzer, in feite net een krentenbrood is: de krenten zijn de kernen en het brood is de massa wentelende elektronen, die we het elektronengas noemen. In elke stof zitten miljoenen en nog eens miljoenen elektronen; bij geleiders is het aantal vrije elektronen ook zeer groot. Toch verschilt het aantal bij verschillende stoffen en het resultaat zien we in de weerstandsverschillen tussen de geleiders onderling. Overigens kunnen we aan de bewegingen van elektronen wel een richting geven; door een z.g. potentiaalverschil te veroorzaken of zoals we zeggen, een spanningsverschil te veroorzaken aan de einden van een geleider door er een batterij op aan te sluiten bereiken we, dat de positieve klem een aantrekkingskracht op de negatief geladen elektronen uitoefent; uit de geleider treden ze in de spanningsbron. Aan de min-klem van de batterij heerste een elektronenoverschot, dat maar al te graag in het geleidermateriaal treedt. Want dat heeft door het vertrek van de elektronen naar de +klem zelf zo langzamerhand een positieve lading gekregen (= gebrek aan elektronen). En dit gebeuren noemt men een elektrische stroom.

Nu zal er toch wel een grote nieuwsgierigheid ontstaan zijn over het probleem: hoe krijgen we in de spanningsbron die elektronen nu zover, dat ze van de plus-klem naar de min-klem lopen en blijven lopen? Nu, we zagen reeds in de eerste les dat die elektronen in de spanningsbron een „lift” krijgen, door scheikundige werking of door mechanische kracht. We zullen hier niet ver op in kunnen gaan; laten we ons maar met een watervoorbeeld vergenoegen en aannemen, dat in de spanningsbron de elektronen naar een hoger niveau worden gebracht, met een pomp of zo, vanwaar ze weer naar beneden kunnen stromen.

Gelukkig gaat ook in andere opzichten deze vergelijking op:

wanneer die elektronen „boven” zijn hebben ze weer de kracht gekregen om naar beneden te vallen, net als 't water. De elektronen „boven” bezitten een behoorlijk arbeidsvermogen; die beneden zijn futloos en bezitten dus weinig arbeidsvermogen. Het „hoogte-verschil” kunnen we dan potentiaal-verschil noemen, ofschoon we er zo dagelijks „spanning” tegen zeggen.

Wanneer we bovenstaande kwestie goed begrijpen kunnen we doorgaan; wie het nog niet helemaal doorheeft moet alles nog eens goed nalezen, want we beginnen nu aan de halfgeleiders en dan denken we aan de elementen germanium, silicium, arsenicum, radium, gallium, om de voornaamste te noemen. Om te beginnen zullen we uitgaan van volkomen zuivere materialen, die dus uitsluitend één element bevatten. Nu, in werkelijkheid komen die nooit of te nimmer in de natuur voor. Maar men is in het proces van de zuivering, raffinage, al ver gevorderd en neem nu maar aan dat we werkelijk een brokje zuiver germanium voor onze neus hebben liggen, om nu maar de voornaamste halfgeleider te noemen.

Nu, het is een isolator met een vrij behoorlijke diëlektrische constante, nl. 16. Terwijl het 32 elektronen bevat is het 4-waardig, m.a.w. op de buitenring zitten 4 elektronen; de overige 28 laten we dus maar weer buiten beschouwing. Als 4-waardig element ziet het er dus precies eender uit als b.v. het reeds genoemde koolstofelement; we zagen reeds de „platgedrukte” kristalopbouw van enige gewone atomen. Toch is germanium lang geen gewone isolator; verontreinigen we het nl. met een 5-waardige stof, bijvoorbeeld arsenicum, dat 5-waardig en op zichzelf óók een isolator is, dan zal zo'n enkel arsenicum-atoom rustig een verbinding met een 4-tal germanium-atomen aan kunnen gaan. Maar... arsenicum is 5-waardig en er blijft dus één elektron over.

Voorwaarde voor dit verschijnsel is, dat er zich maar één arsenicum-atoom bevindt op elke 10.000.000 germanium-atomen. Nu, men ziet inderdaad kans dit mengsel naar behoren te mengen. En aangezien er miljarden atomen in een kubieke centimeter gaan, zullen er in dat mengsel nog ettelijke vrije elektronen rondzwaken. Germanium, dat aldus „verontreinigd” is met arsenicum, zoals men het noemt, is dus een geleider geworden, en wanneer we op de einden van een blokje of draad van dit materiaal een batterij aansluiten, zal er een stroom lopen. Geen grote, want in feite is 't ook niet zo'n erge beste geleider.

Men noemt de aldus toegevoegde elektronen surplus-elektronen, en hierin wijkt het germanium dan ook af van een gewone geleider: daarin heeft nl. dat éne atoom een elektron tekort en het andere teveel, maar in totaal zijn er toch evenveel elektronen als protonen. Bij germanium heeft geen enkel atoom een tekort aan elektronen, maar samen hebben ze een teveel, dank zij de arsenicum-atomen, die men hier donors noemt (= afgevers). Het op deze wijze verkregen germanium noemt men N-materiaal, waarin de aantallen protonen en elektronen niet meer kloppen: er zijn elektronen te veel.

Germanium kan echter ook op een andere manier verontreinigd worden, nl. met een 3-waardig element, b.v. indium, ook weer in dezelfde dosering als bij arsenicum. Ook dit atoom nestelt zich onopvallend tussen de germanium-atomen, maar hier komt men plaatselijk een elektron tekort. Zo'n ontbrekende elektron noemt men een „gat” en daar er massa's gaten zijn treedt hier ook een merkwaardige toestand op.

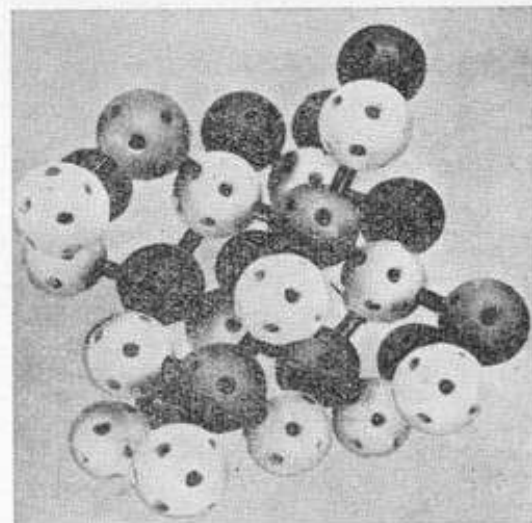


fig. 75

Atoomstructuur van een germanium kristal; de „putjes” zijn de valentie elektronen

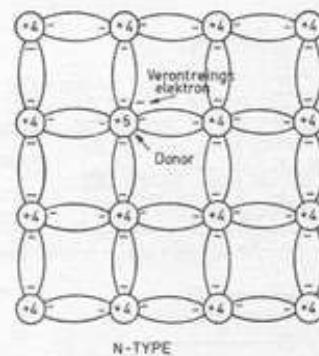


fig. 76

Germanium atomen, verontreinigd met een 5-waardig element, b.v. arsenicum (= de donor). De kromme lijntjes zijn de valentie-elektronenbindingen

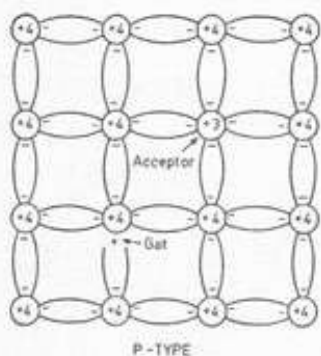


fig. 77

Germaniumatomen, verontreinigd met een 3-waardig element, b.v. indium (= de acceptor)

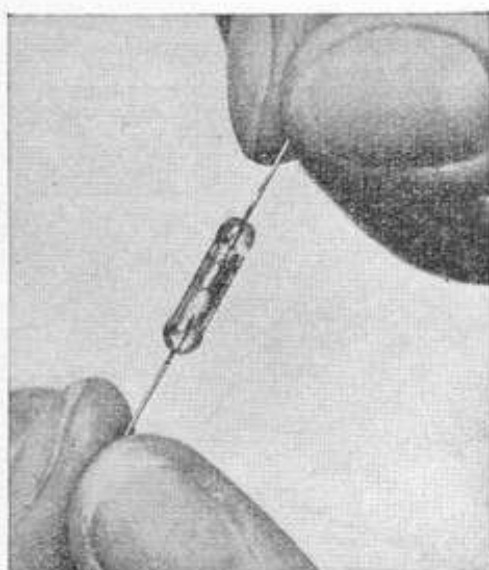


fig. 78

Germanium- of kristalldiode (foto Telefunken)

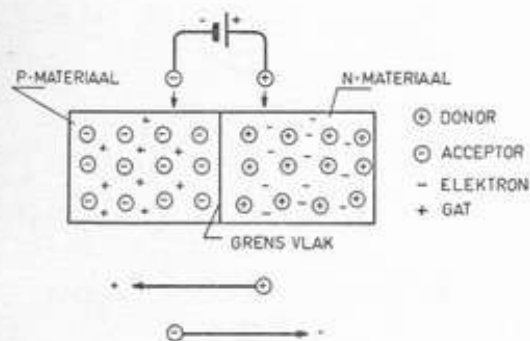


fig. 79

Samenvoeging van p.- en n.-materiaal: de acceptor in het p-materiaal stoten de elektronen in 't N-materiaal van zich af en de donors in 't N-materiaal stoten de gaten in 't p-materiaal eveneens van zich af

Want nu blijkt germanium een geleider geworden te zijn; dat is met een batterijtje en een milli-ampèremeter te bewijzen. Kijk, bij dit soort geleiding gaat 't zo: de +klem van de batterij heeft een elektronentekort en de min-klem een overschot. Dat is normaal. En normale geleiders trekken de elektronen door de geleider van de min-klem naar de plus-klem. Welnu, in dit germaniummateriaal met gaten, dat men P-materiaal noemt, reizen de gaten in de geleiders van de plus-klem naar de min-klem.

Komt nu zo'n gat aan de min-klem, dan zal het daar een elektron ontmoeten, de z.g. recombinatie treedt op, het gat is verdwenen en het elektron eveneens. Maar terwijl dit gat verdwijnt, zal er in de geleider aan de plus-klem een elektron in de batterij treden, terwijl dat elektron een gat hulpbehoevend en eenzaam achterlaat. Geen nood, het karakter van een gat is positief (gebrek aan elektronen) en het gat wordt door de (negatieve) min-klem van de batterij aangetrokken. Daar deze geschiedenis zich steeds herhaalt, loopt er dus een gatenstroom in het P-materiaal van de plus-klem naar de min-klem. De batterij merkt van dit alles niets: in de batterij lopen er zoals altijd elektronen van de plus-klem naar de min-klem en daarom beschouwen we die gatenstroom maar als normaal. Toch moeten we even aan 't idee wennen. De verontreinigende atomen noemen we de acceptors = aannemers. Door hun aanwezigheid is het aantal protonen niet meer gelijk aan 't aantal elektronen; er is nu namelijk een tekort aan elektronen, reden waarom we het P (pos) materiaal noemen.

Om nu te onthouden hoe 't precies zit moeten we naar de n van donors en de p van acceptors kijken: donors zitten in negatief (n) en acceptors in positief (p) materiaal.

Inplaats van germanium hadden we ook een silicium kunnen nemen, inplaats van arsenicum ook antimonium, en als acceptor ook wel aluminium, gallium of borium (boor).

Dit zijn dus halfgeleiders, die aldus de eigenschappen van normale geleiders hebben verkregen.

HALFGELEIDER DIODEN

Een moderne toepassing vinden we nu in de samenvoeging van een stukje P-materiaal met een stukje N-materiaal. Een dergelijke samenvoeging (eng.: junction) vormt nl. een gelijkrichter en is bekend onder de naam: kristalldiode (OA50 enz.).

Op de tekening zien we die samenvoeging.

Zullen nu de overschot-elektronen (excess-elektronen) uit het N-materiaal nu direct naar de gaten (holes) in 't P-materiaal vliegen, waardoor er geen P- en geen N-materiaal meer zou bestaan?

Nu, een enkele zal 't misschien wel lukken, als hij wat opgejut is door warmte, licht of een andere energiebron, maar verder volstrekt niet.

En nu komt 't sleutelgeheim van de transistorwerking: in feite vormt namelijk de samenvoeging, de junction als het ware een galvanisch elementje, weliswaar met een geringe spanning, maar die spanning is toch voldoende om elke beweging van gaten of elektronen te verhinderen. Het wonderlijke is nu, dat het N-materiaal de plus-klem vormt en het P-materiaal de min-klem. Om dit nu te doorgronden moeten we achtereenvolgens de laagjes P- en N-materiaal, resp.

links en rechts van de scheidingslijn beschouwen.

Rechts, in het gehele gebied van de donors is een zeker elektronenovervloed; deze elektronen verdelen zich over het materiaalgebied rechts van het grensvlak. De donors, die zoals we weten 5-waardig zijn, bergen in hun kern echter nog een 5e proton, dat niet langer door een elektron in evenwicht gehouden is, want zoals we weten spelen die elektronen „ergens” ver van die kern af en hoe verder ze ervan af zijn, des te sterker domineert het positieve karakter van de kern.

In het linker gebied, het P-gebied, ontmoeten we het tegengestelde. Hier vinden we de acceptors, die als 3-waardige atomen een elektron en een proton minder bezitten dan de hun omgevende germanium-atomen. Om in de valentie-binding met hun 3-waardige burenen niet te kort te schieten reiken de germanium-atomen de acceptor een elektron dat hem niet toekwam; het resultaat is dat nu „ergens” een gat ontstaan is. Is dat „ergens” nu maar vlak bij de acceptor, dan zijn de 3 protonen in de acceptorkern in evenwicht met de 3 elektronen. Maar vooral op dat scheidingsvlak spelen die „gaten” weer ver van huis en als gevolg daarvan zal het feit, dat de acceptor een proton te kort heeft, aan het P-materiaal links langs het grensvlak een negatief karakter geven. 't Klinkt misschien wel even vreemd, maar een protonen-tekort is hetzelfde als een elektronen-overschot. 't Wonderlijk eis dus dat N-materiaal met een elektronen-overschot uiteindelijk een positief karakter heeft en het P-materiaal met een elektronentekort, dus met „gaten” een negatief karakter heeft. Maar nogmaals, dat komt van de donors, resp. de acceptors.

We tekenen dat interne elementje gestippeld naast het N- en P-materiaal, ofschoon het zich natuurlijk onzichtbaar op het grensvlak bevindt. Ook stellen we deze slagboom wel eens voor als een „spanningsheuvel” tussen het N- en het P-materiaal voor.

Elektronen van links zouden heus wel naar rechts willen lopen, maar links hebben we al een elektronentekort; evenzo zouden er heus wel „gaten” van rechts naar links willen lopen, maar ze zijn daar niet, want er is daar immers een elektronenoverschot. Het enige wat er gebeurt is dit: de neg. acceptors links duwen de overschot-elektronen rechts nóg meer naar rechts en de pos. donors rechts duwen de pos. gaten links nóg meer naar links.

Het bovenstaande is niet gemakkelijk te begrijpen; hebben we het echter aangenomen, dan is 't niet zo moeilijk in te zien, dat er geen stroom zal lopen als we een uitwendige batterij verbinden met dit materiaal; kijk maar eens even wat er gebeurt: er loopt geen stroom. Ook hier niet; integendeel, we verhogen de scheidings-slagboom en de gaten gaan nóg meer naar links en de elektronen nóg meer naar rechts. Nu gaan we de polariteit van de batterij omdraaien; de plusklem aan 't P-materiaal links en de min-klem aan 't N-materiaal rechts.

Nu hangt het helemaal van de batterijspanning af wat er gebeurt: is die spanning even hoog als die van 't denkbeeldige P-N-elementje, nu, dan gebeurt er zeker niets. Want vergeet niet dat beide materialen op zichzelf een hoge weerstand hebben (zie de figuren op de volgende pagina).

Maar maken we de batterijspanning hoger, tot minstens 2 volt bijvoorbeeld, dan is het met de macht van de acceptors en

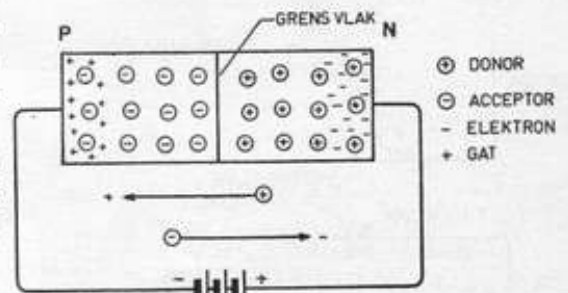


fig. 80

Door de aanwezigheid van de aldus „tegen” geschakelde batterij zal de afstoting nóg groter worden. Er kan dus géén stroom lopen

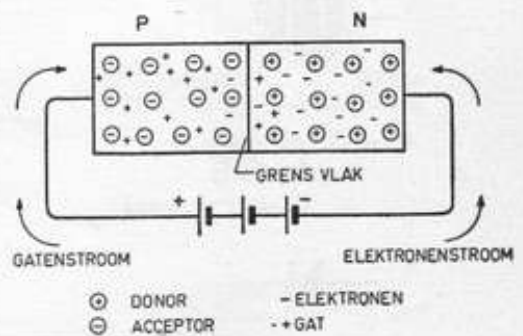
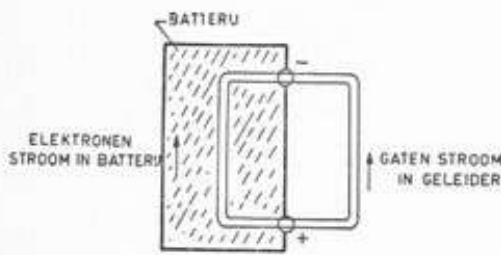


fig. 81

De batterij is thans „mee” geschakeld; de invloed van het inwendige batterijtje is overwonnen en er kan een stroom lopen



De stroomloop in p-materiaal: de gatenstroom

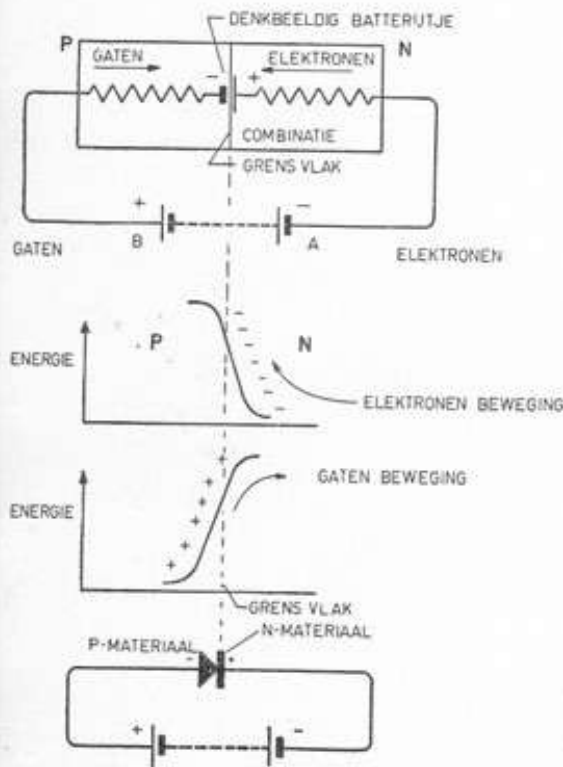


fig. 82

In de bovenste figuur zien we de inwendige weerstand van de halfgeleiders voorgesteld door de bekende zigzag-lijn. Daaronder zien we, hoe de „spanningsheuvels” overwonnen worden door de uitwendige batterij

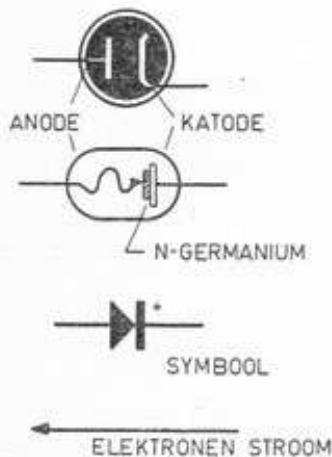


fig. 83

Punt-contact germaniumdiode

donors gedaan, het materiaal laat elektronen door en is een geleider, zij het dan met een vrij hoge soortelijke weerstand. We zeggen nu: de P-N-samenvoeging, de junction is geleidend. Nu, we weten wel hoe we een ding noemen, dat in één richting stroom wél doorlaat en in de andere niet. Dat is een gelijkrichter. En de junction is geleidend geworden onder de invloed van een uitwendige batterij, dus: een elektrisch veld. De scheidingsbarrière is dus geslecht.

Nu moeten we even de stroomloop in de doorlaatrichting op de voet volgen:

De positieve batterij-klem drijft de gaten naar het N-gebied, terwijl de negatieve batterij-klem de elektronen dwingt in het P-gebied te dringen. Op het grensvlak verenigen de elektronen en gaten zich, combineren ze, zoals we dat noemen. Maar voor elke combinatie die daar plaats vindt, voltrekt zich een scheiding bij de plus-klem van de batterij en het vrijgemaakte elektron treedt in de batterij; het daarvoor vrijgekomen gat begeeft zich naar het N-gebied.

Omgekeerd treedt een elektron bij de min-klem uit de batterij en begeeft zich in de richting van het P-gebied.

De totale stroom nu, die door het kristal stroomt, is samengesteld uit: een elektronen-stroom in het N-gebied, een gatenstroom in het P-gebied en een combinatie van elektronen en gaten in de omgeving van het grensvlak.

Wanneer we dus een batterij zodanig schakelen dat de junction geleidend geworden is, dan wordt de „spanningsheuvel” als het ware lager gemaakt, ja zelfs geheel weggenomen door de aanwezigheid van die batterij.

Gebleken is dat die junction óók geleidend wordt door bestraling met zonlicht (de z.g. fototransistor) en ook wel door verwarming. In beide gevallen wordt er energie uit het heelal aan toegevoegd.

En dat junction-batterijtje, dat gevormd wordt door de P-N-junction, kan dat stroom leveren? Neen, bij kamertemperatuur niet. Maar bij verhitting of belichting wel; hierop berusten de onlangs uitgevonden Solar-batterijen, die zonlicht in elektrische stroom omzetten. De gelijkrichtende werking die reeds lang bekend was, wordt hiermede verklaard. We kennen als nieuwste ontwikkeling de z.g. germaniumdiode, waarbij een draadje van een gouddraad op N-materiaal rust. Door de plaats van samenkomst te formeren, zoals men dat noemt, ontstaat onder het draadje een geringe hoeveelheid P-materiaal; gaat men uit van P-materiaal dan ontstaat daar N-materiaal, in beide gevallen vindt gelijkrichting plaats.

DE TRANSISTOR

De transistor nu is in feite niets anders dan twee gelijkrichters, die met hun ruggen of gezichten tegen elkaar geplaatst zijn; wij krijgen dan P-N-P of N-P-N. In ieder geval is het plaatje in 't midden zéér dun, liefst niet dikker dan één atoom. Moeilijk te maken, maar men staat tegenwoordig voor niets. Laat ons eens uitgaan van een P-N-P transistor. We plaatsen over de linker diode een batterij, zodanig dat er stroom loopt, dus in de doorlaat-richting. Dit is dus normaal. Verhogen of verlagen van de batterij-spanning doet de stroom hoger of lager worden. We breken de zaak af en gaan de rechter diode in de z.g. sper-richting op een batterij aansluiten. Net wat te verwachten was: er loopt géén stroom. En al maken we de spanning hoger, er loopt géén stroom.

Nu laten we deze schakeling bestaan en sluiten de linker diode weer op de oorspronkelijke manier aan.

Kijk, nu wordt 't interessant. Maar wat gebeurt er nu precies in het middenstukje, in het P-materiaal? De elektronenstroom, afkomstig van de negatieve batterijklem A heeft de „spannings-heuvel” in het N-materiaal glansrijk overwonnen en stort met kracht in het P-materiaal; het was immers een diode in doorlaatrichting, die wanneer men maar een behoorlijke voorspanning geeft, geen tegenstand meer biedt. In feite heeft deze zijde van de transistor dus een lage weerstand.

Bezien we nu de rechter diode, dan zouden we, omdat die in de „sper”-richting geschakeld is, geen stroom mogen verwachten. Enige pagina's terug lasen we namelijk, dat er geen elektronenstroom van P naar N loopt, eenvoudig omdat er geen elektronen beschikbaar zijn in 't P-materiaal. Nu die echter door de linker diode via het N-materiaal in het P-materiaal gebracht zijn, is er geen enkele hindernis meer; de elektronen glijden als het ware de spanningsheuvel af van het P-gebied in het N-gebied.

Resumerend kunnen we zeggen: de elektronen gaan rustig van de linker min-klem A via het N-materiaal, het P-materiaal en het N-materiaal in de plus-klem (B) van de rechter batterij lopen en het lijkt zelfs wel of de verbinding van het P-materiaal naar het verbindingspunt tussen beide batterijen helemaal niet nodig is; de aanwezigheid van elektronen in het P-materiaal lijkt wel de schakeling veranderd te hebben in twee diodes in doorlaatrichting.

Toch is dat niet helemaal waar: er loopt nog een klein stroompje van het P-materiaal naar punt C en wanneer we de stromen in de meters controleren, zullen we zien dat de stroom door meter A gelijk is aan die door meter B en door meter C tezamen.

En hoe ontstaat nu het verschil in stroom door meter A en Meter B? Wel, dit is min of meer een kwestie van „de weg van de minste weerstand”. Wanneer de Rijn bij Pannerden ons land binnenkomt, ja dan biedt de rechter rivierarm meer weerstand dan de linker; het resultaat is dat de „Waal” het meeste water ontvangt en de Rijn langs Arnhem het minste (de IJssel buiten beschouwing gelaten). Bovendien ontmoet een enkel elektron nog wel eens een „gat” en dan combineren ze, zogezegd.

Nu zullen we eerst eens namen gaan geven aan de tot nu gebruikte materialen: het linker N-materiaal noemen we de „emitter” (eng.: uitzender), het P-materiaal: de „basis” en het rechter N-materiaal: de collector (= opvanger). Die stroom door de collector is dus kleiner dan die door de emitter, maar waarom? Niet door de hoge weerstand van de collector, maar eenvoudig, omdat er niet meer elektronen in de basis beschikbaar zijn, want de emitter is immers het orgaan dat de grootte van de stroom bepaalt. Met andere woorden, of we de collector-batterij (de rechter) nu een hoge of een lage spanning geven, dat doet er praktisch niets toe. Dit is een heel belangrijk feit.

Wanneer we namelijk de transistor, in dit geval een N-P-N transistor gaan bezigen om te versterken, schakelen we de transistor min of meer op dezelfde manier als een buis; voor 't gemak stellen we het even zó voor, dat in serie met de emitterbatterij (links) een wisselstroom-generator (die het input-signaal levert) geschakeld is. Wanneer we nu, weer in

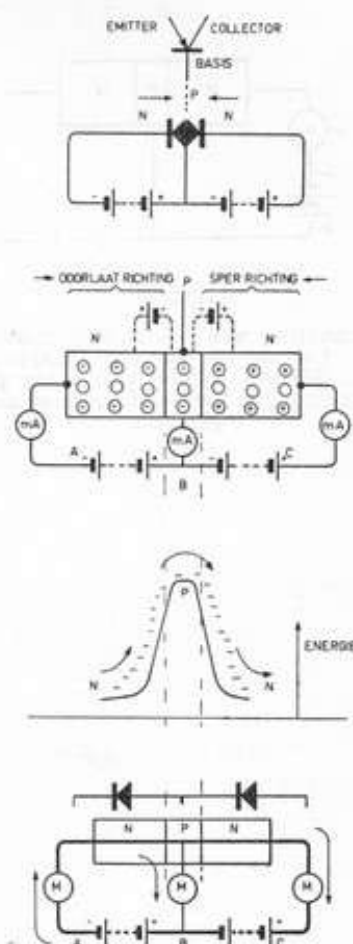


fig. 84

Doordat er in de linker N-P-junctie stroom loopt, wordt de rechter P-N-junctie geleidend, waardoor het lijkt dat de rechter diode zich heeft „omgedraaid”. De hoofdstroom loop van A naar N-P-N naar C, door de batterij via B naar A. Een kleine stroom takt zich af bij P en loopt via B door de batterij naar A.

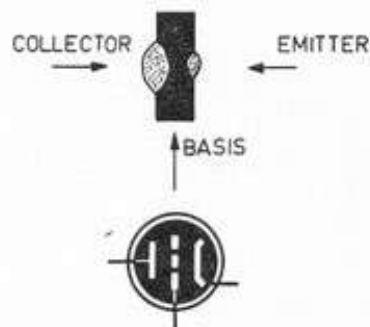


fig. 85

De transistor, vergeleken met een triode-buis

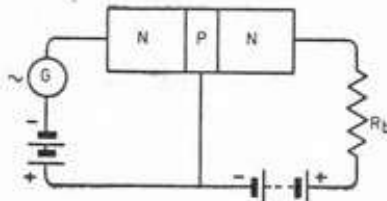


fig. 86

Schakeling van een N-P-N transistor. Let op de batterij-aansluitingen. Bij een P-N-P transistor zijn de batterijen precies andersom aangesloten

overeenkomst met de buizen, in de collectorleiding een belastingsweerstand R_b opnemen, dan is de zaak compleet. De door generator G geleverde stroom beïnvloedt de emitterstroom en in de collectorstroom vinden we die stroom terug. Versterkt? Helaas moeten we zeggen: neen. De collectorstroom is steeds kleiner dan de emitterstroom. Indien we dus van stroomversterking zouden mogen spreken, zou die minder dan één bedragen; we noemen die stroomversterking α (alfa); meestal is $\alpha = 0,9$. Aan een dergelijke versterker hebben we niet veel. Maar, omdat de lagere collectorstroom niet het gevolg is van de een of andere hoge inwendige weerstand maar door elektronengebrek, mogen we gerust een véél hogere R_a toepassen en om spanningverlies in R_a te ontgaan, een veel hogere collectorspanning toepassen.

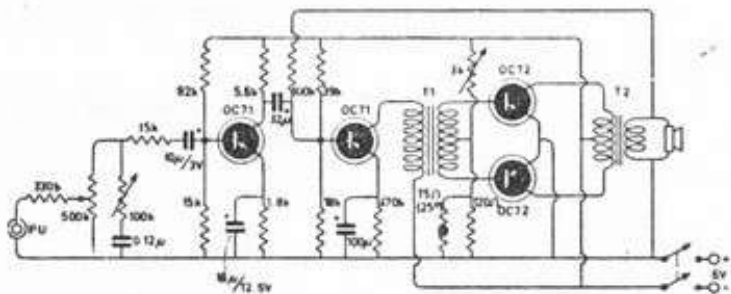
Neem nu maar eens even aan, dat de ingangsweerstand R_i van onze transistor 500Ω is en de R_a is 1000000Ω , dan zien we direct, dat hier van een grote versterking tengevolge van de hogere weerstand sprake is.

De spanningsversterking is dan nl.

$$\alpha \times \frac{R_a}{R_i} \text{ of } 0,9 \times \frac{1000000}{500} = 1800.$$

Deze versterking is dan uitsluitend het gevolg van de versterking door het weerstandsverschil tussen R_a en R_i , we noemen het de weerstand-versterking, die niet verward mag worden met het begrip „weerstand-versterking” in de buizentechniek.

fig. 87
Grammofoonversterker met 4 transistoren



In de praktijk zal men, evenals bij een buis, aan de input-zijde van een transistor een wisselspanning willen aanvoeren, om die aan de output-zijde weer versterkt af te voeren. Er is echter een opvallend verschil met buizen: de ingangsimpedantie van een buis is hoog; die van een transistor is heel laag. Met de uitgangsimpedantie is er niet zoveel verschil. Als gevolg van de hoge ingangsimpedantie wordt het input-signaal bij een buis nagenoeg niet belast; de lage ingangsimpedantie van een transistor belast wel degelijk het input-signaal; daarom past men vaak inplaats van de schakeling met weerstanden een schakeling met ingangs- en uitgangstransformatoren toe en spreekt men bij transistoren liever over stroom- of vermogensversterking dan over spanningsversterking. In de figuur zien we het schema van een transistorversterker; de beide eerste transistoren zijn met weerstanden en condensatoren gekoppeld; de beide laatste, in balans geschakelde, zijn met transformatoren gekoppeld.

Nu moeten we nog even een transistor, samengesteld uit P-N-P-materiaal bezien; in feite komen deze veel meer voor dan N-P-N transistoren. Om te beginnen: ook hierbij spreekt

men van een emitter, basis en collector. De batterijen schakelt men precies andersom. Bij N-P-N transistoren is er sprake van een elektronenstroom. Welnu, het gehele verhaal daarover geldt volkomen voor de P-N-P transistor, mits men het woord „elektron“ maar vervangt door „gat“. En zoals we weten lopen gaten van de plus-klem van een batterij naar de min-klem.

Denk er maar niet te lang over na; ook ik vind het maar raar om aan te wennen, maar alles went. En verder zijn alle eigenschappen gelijk aan die van de N-P-N transistoren.

Wat gelden er nu voor bezwaren aan transistoren? Nu, de afstanden die de elektronen in het materiaal moeten afleggen zijn lang; men spreekt van lange looptijden. En die maken dat voor hoge frequenties de transistor nog geen gemeengoed is geworden. Voor laagfrequent toepassingen is hij echter reeds een gewild artikel. Het grote bezwaar is de verwarming, die door de stroomdoorgang of omgevingstemperaturen veroorzaakt wordt. We moeten nl. een transistor evenals een buis in zijn gunstigste werkpunt instellen en die instelling wordt door de stroomdoorgang weer verstoord. Dit geldt vooral voor eind-transistoren. We zullen dat in de volgende lessen zien.

Verder moeten we nog een enkel woord over de voorganger van deze transistor, de puntcontact-transistor, zeggen. Hierbij nam men of een blokje P- of N-materiaal en bracht daar, vlak bij elkaar, 2 dunne bronzen spitse veertjes aan. Het blokje was de basis, het ene stiftje de emitter, het andere de collector. Door éven een precies uitgekende (te grote) stroom door één der beide veertjes te sturen, verkreeg men een zeer kleine junction; we noemen deze handeling „formeren“.

Bij de toepassing veroorzaakt de emitterstroom door dat kleine oppervlakje een sterk elektrisch veld, wat ook weer de „spanningsheuvel“ moest overwinnen. Verder hebben we ook hier weer te maken met een gatenstroom of een elektronenstroom, afhankelijk van het gebruikte basis-materiaal.

De puntcontact-transistor lijkt nu reeds uit de geschiedenis verdwenen te zijn, er was een te hoge spanning voor nodig: circa 20 volt, tegen 6 volt voor de junction-transistor. Bovendien zijn ze teer.

De hier beschreven transistor noemt men de laag-transistor (layer); verder ontwikkelt men thans een tetrode transistor en de fototransistor, die geen emitter bezit, doch waarin lichtstralen (z.g. Photons) de „spanningsheuvel“ overwinnen.

Tenslotte noemen we nog de mogelijkheden om een transistor te schakelen: de geaarde basisschakeling, de geaarde emitterschakeling en de geaarde collectorschakeling.

De geaarde emitterschakeling benadert het meest de normale buisschakeling; de ingangsimpedantie is dan hoger dan tot dusver verteld werd, terwijl helaas de uitgangsimpedantie veel kleiner wordt.

Groter stroomversterking α' (= alfa accent) is mogelijk; de weerstandversterking wordt kleiner. De geaarde collectorschakeling lijkt op onze katode-volger: heel hoge ingangsimpedantie, lage uitgangsimpedantie, versterking kleiner dan 1. En de geaarde basis-schakeling die we het eerst bespraken, lijkt op de geaarde roosterschakeling.

Over de toepassing van deze transistoren zullen we in de volgende lessen terugkomen.

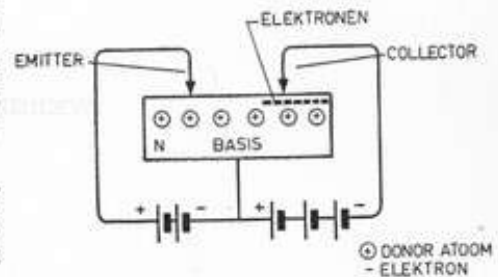


fig. 88

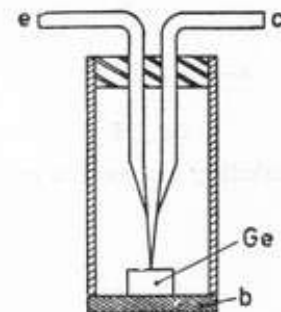


fig. 89

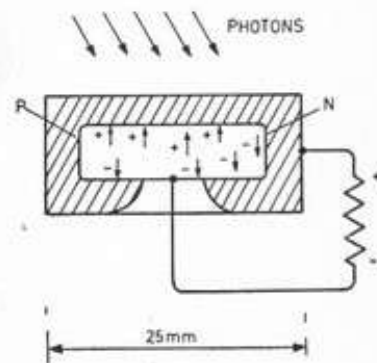


fig. 90

De Solar batterij: onder de invloed van zonlicht wordt een stroom opgewekt

SCHAKEL-MOGELIJKHEDEN VOOR TRANSISTOREN

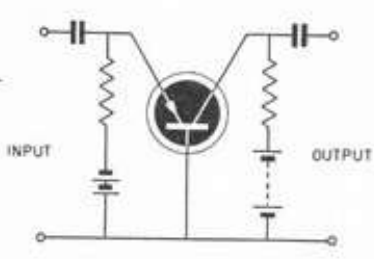


fig. 91

Gearde basisschakeling
lageingangsimpedantie
hoge uitgangsimpedantie

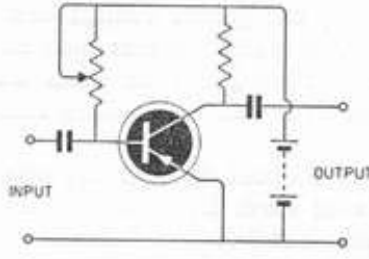


fig. 92

Gearde emitterschakeling

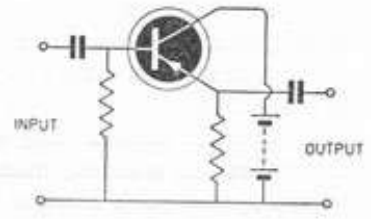


fig. 93

Gearde collectorschakeling
hogeingangsimpedantie
lage uitgangsimpedantie

OVEREENKOMSTIGE BUIS-SCHAKELINGEN

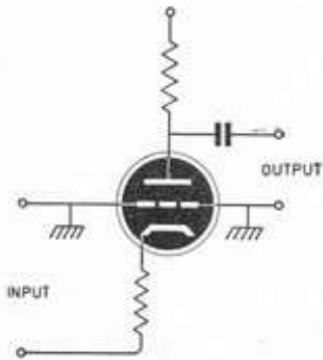


fig. 94

Schakeling met gearde rooster

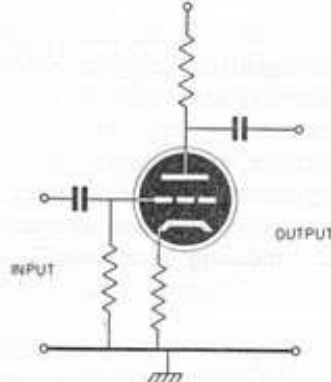


fig. 95

Normale buisschakeling

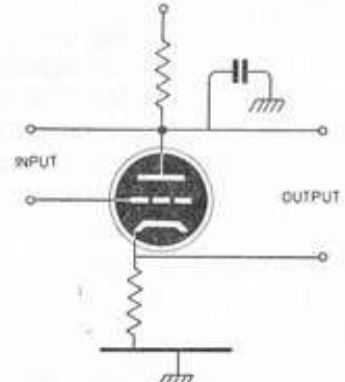


fig. 96

Katodevolgorschakeling

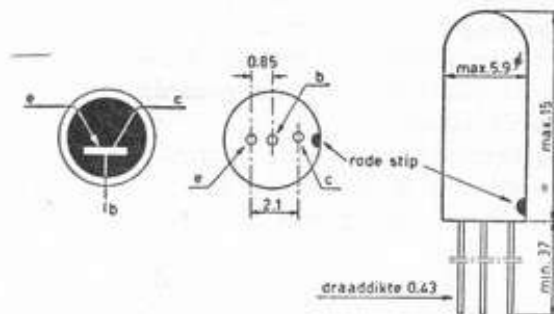


fig. 97

Uitvoeringsvorm en aansluitschema van Philips transistoren OC12, 13, enz.

VRAAGSTUKKEN BIJ DE VIJFDE LES

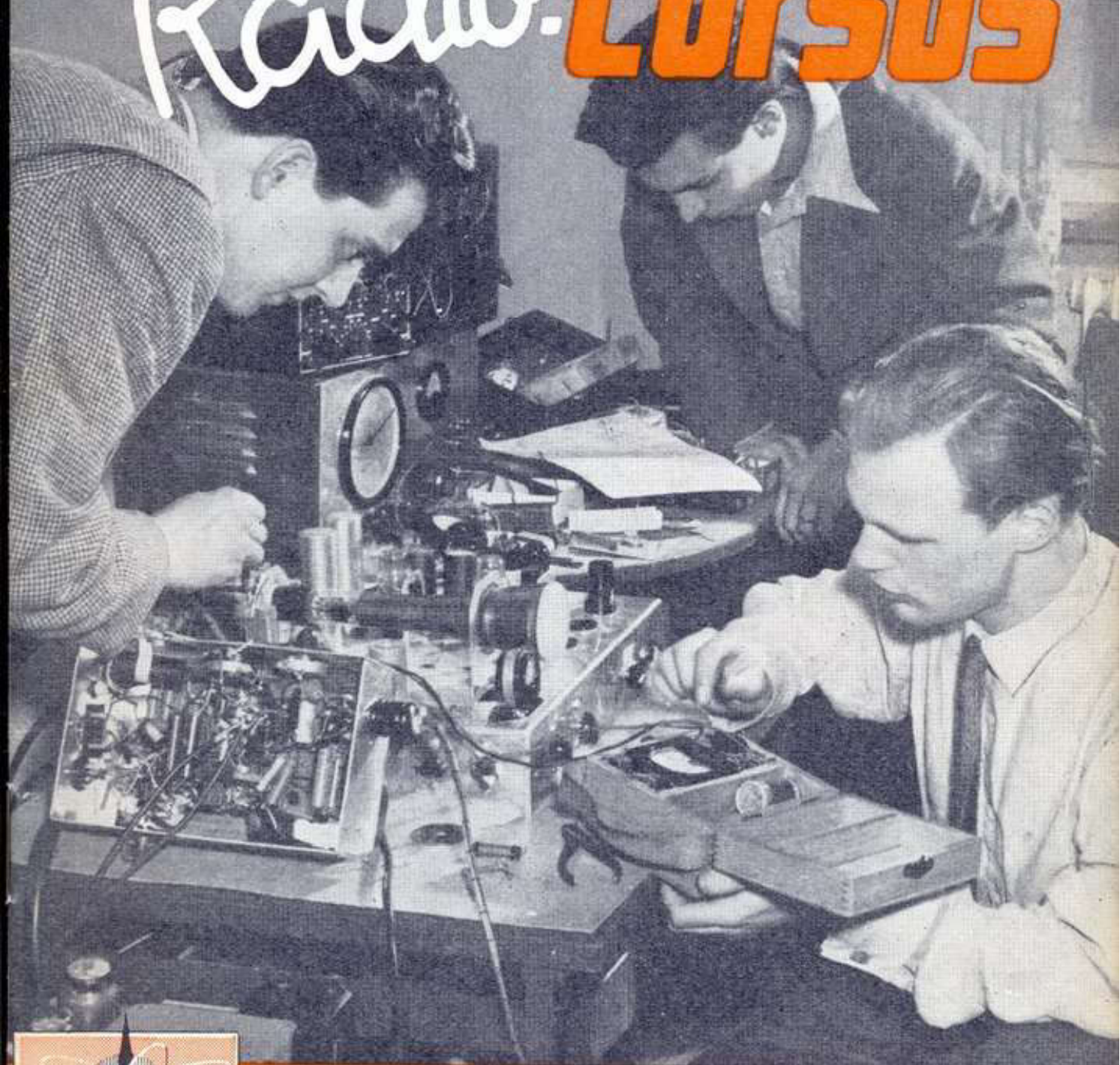
1. Wat verstaan we onder emissie van elektronen?
2. Wat is een karakteristieke eigenschap van een diode en wat zegt die naam ons?
3. Op welke manieren kunnen we de elektronenstroom in een diode beïnvloeden?
4. Wat is een indirect verhitte katode?
5. Welk gevaar ontstaat wanneer we het rooster van een buis positief maken t.o.v. de katode?
6. Wat is de roosterruimte en door welke beide grenzen wordt deze bepaald?
7. Verklaar eens het begrip steilheid.
8. Wat is het begrip versterkingsfactor?
9. Als we over de inwendige weerstand van een buis spreken, wat bedoelen we dan?
10. Aan welke eis moet de uitwendige (belastings)weerstand bij een triode voldoen van de grootst mogelijke output te leveren?
11. Kan het gehele gelijkstroomvermogen, dat een eindbuis als voeding uit het voedingsapparaat verkrijgt, in wisselstroom output worden omgezet?
12. Kunnen we bij buizen met groot anodestroomverbruik zonder bezwaar een koppelweerstand toepassen?
13. Wordt bij de transistorfabricage gebruik gemaakt van zuivere materialen?
14. Wat is een donor en wat is een acceptor?
15. Vertel of er bij een geaarde basisschakeling stroom door de collector kan lopen, wanneer de emitterstroom op nul gebracht wordt.
16. Kan de collectorstroom groter zijn dan de basisstroom?
17. Hoe is in 't algemeen de ingangsimpedantie van een transistor, vergeleken met die van een radiobuis?
18. Wanneer we weten, dat de collector-stroomvariaties steeds kleiner zullen zijn dan de emitter-stroomvariaties bij een geaarde basis-schakeling, hoe verklaren we dan de uiteindelijke versterking van een transistor?
19. Verklaar de werking van een N-P-N transistor; teken het schema.
20. Vertel welk verschil er is tussen een normale geleider en een halfgeleider.



dr. Blan

6

Radio-CURSUS



vormingscentrum voor radio en electronica

INHOUDSOPGAVE

Geluidswaergave	3
Geluidsleer	4
Laagfrequente trillingen	5
Microfoons	6
Luidsprekers	8
Grammofoon	11
Pickup	12
Versterkers	12
Uitgangstransformator	15
Aanpassing	17
Weerstand-koppeling	19
Ingangsschakeling	21
Sterkteregeling	22
Klankregeling	22
Tegenkoppeling	22
Vervorming	24
Balansversterking	24
Faze-draaiers	25
Voeding en bouw	27

Tegelijk met deze les ontvangt U een bouwschema voor een eenvoudige versterker. We stellen voorop, dat het U geheel vrij staat deze versterker te bouwen of niet; aan de andere kant staat het wel vast, dat het bouwen van deze versterker, gevoegd bij Uw pas verworven kennis omtrent het hoe en het waarom der laagfrequentietechniek de voor U meest vruchtbare combinatie vormen: theorie en praktijk.

Het zojuist gelezene, hoe goed ook begrepen, krijgt leven en relief reeds zodra U de soldeerbout ter hand neemt.

En bedenk, dat deze versterker een bouwsteen vormen kan, die na toevoeging van een ontvangedeelte (hetzij in „super“-dan wel in „rechtuit“-schakeling) een volledige moderne ontvanger oplevert.

COPYRIGHT DE MUIDERKRING — BUSSUM — NEDERLAND
NADruk, OOK GEDEELTELIJK, IS VERBODEN

Wij hebben thans enige grondprincipes van elektriciteit en het magnetisme behandeld; ook de radiobuizen zijn niet vreemd meer voor ons en we moeten nu eens een toepassing van deze wetenschappen behandelen, n.l. de versterkertechniek.

Hierbij maken we in de eerste plaats kennis met de geluidswaergave, dus: het weergeven en zonodig versterken van geluiden (stem, muziek e.d.) en wel op hetzelfde oogenblik dat deze ontstaan (fig. 1) en daarnaast: het opnemen van het geluid, om het, eveneens zonodig versterkt, op elk gewenst oogenblik, desnoods jaren daarna, hoorbaar te maken door middel van een grammofoon of bandrecorder (fig. 2 en 3).



fig. 1

GELUIDSWEERGAVE

De menselijke stem en sommige muziekinstrumenten zijn in vele gevallen te zwak om over grote afstand gehoord te worden, vooral wanneer een grote menigte daarvan genieten wil. Daarom past men geluidsversterking toe; de eenvoudigste vorm is de scheeproeper, die het geluid, dat zich normaal in alle richtingen voortplant, gebundeld naar één bepaalde richting drijft en daardoor versterkt. Na de uitvinding van de elektronenbuizen is deze manier praktisch geheel verlaten. Het geluid bestaat uit luchtrillingen; deze moeten dus eerst in elektrische trillingen worden omgezet, hetgeen in een microfoon (fig. 4) geschiedt. Het weer terugvormen van geluidstrillingen uit de elektrische trillingen doen wij in een telefoon of in een luidspreker (fig. 5 en 6).

Is versterking op zichzelf niet nodig, maar gaat het er om een bepaalde afstand te overbruggen, dan behoeven we de microfoonklemmen slechts via een transformator en een element met de telefoonklemmen te verbinden; tot op honderden kilometers kan men aldus op eenvoudige wijze geluiden overbrengen; de telefoondienst is er een voorbeeld van. Natuurlijk treedt er in de lange leidingen spanningsverlies en daardoor verzwakking van het geluid op (fig. 7).

Om de kostbare leidingen te sparen, gebruikt men slechts twee draden voor één- en terugspreken; het gevolg is, dat wat we in microfoon A spreken niet alleen in telefoon B gehoord wordt, maar óók in telefoon A; spreekt men in microfoon B, dan komt het geluid gelijktijdig in telefoon B en A



fig. 2. „Handy Disc“ platenspeler

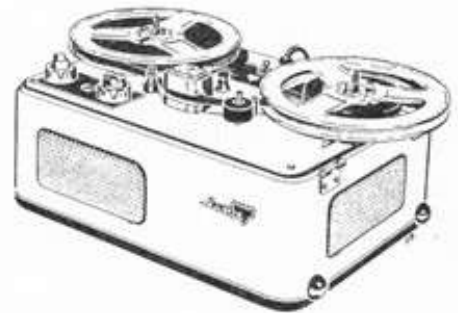


fig. 3. „Handy Sound“ bandrecorder.

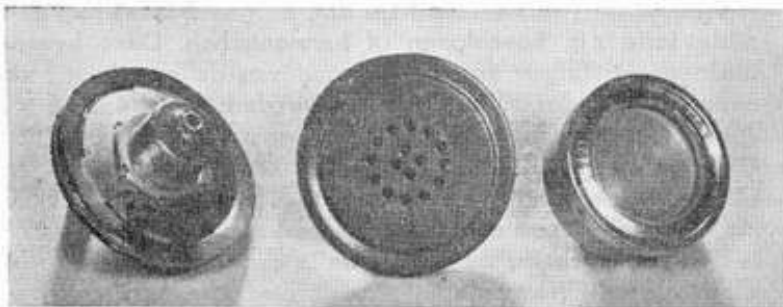


fig. 4. Koolmicrofoon van achteren en van voren gezien.
fig. 4 en 5. Deze onderdelen bevinden zich in de hoorn (telemicrofoon) van onze telefoontoestellen.

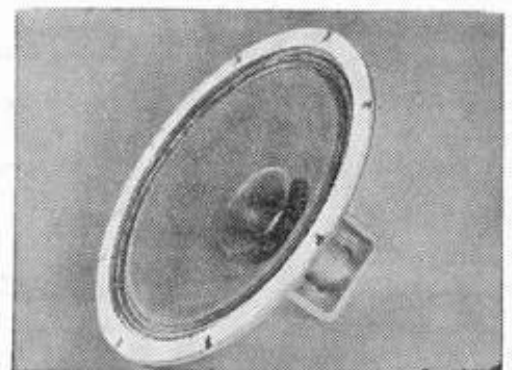


fig. 6. Luidspreker met klankverstrooier.

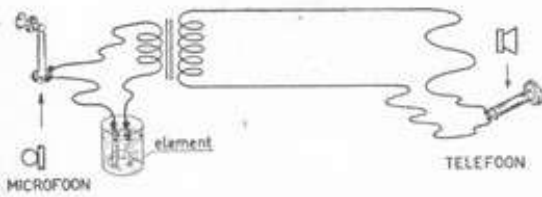


fig. 7

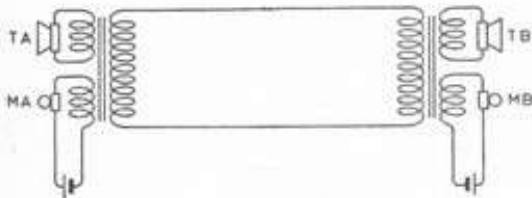


fig. 8

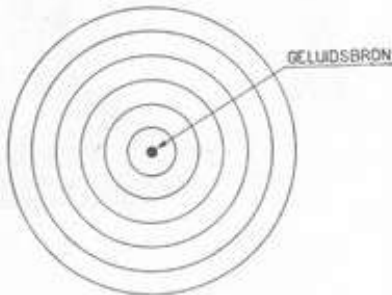


fig. 9

(fig. 8). Bezwaren levert dit niet op; men hoort dit zelfs niet tijdens het spreken. Worden de verliezen te groot, dan moet een versterker geschakeld worden tussen de microfoon en de telefoon.

Daar de telefoon weinig energie vereist zal in hoofdzaak spanningsversterking nodig zijn, die we krijgen in de z.g. lijnversterkers.

Willen we echter een grote menigte mede laten luisteren, dan zullen we in plaats van telefoons de z.g. luidsprekers moeten toepassen; hiervoor zullen de versterkers niet alleen spanning doch tevens energie moeten leveren; die luidsprekers moeten immers een flinke hoeveelheid lucht sterk in trilling brengen. We noemen dit de krachtversterkers. Vóór we deze apparaten bespreken moeten we iets weten van de

GELUIDSLEER

Wanneer we spreken of een muziekinstrument bespelen, geraakt de lucht in trilling en de gevormde trillingen planten zich in alle richtingen voort (fig. 9), in tegenstelling met b.v. een trillend hamertje van de elektrische bel; dat trilt heen en weer, doch slechts in één vlak.

Deze luchtrillingen moeten we zien als een plaatselijke verstoring van de normale luchtdruk, die we nu maar op 1 atmosfeer stellen, circa 1000 microbar.

Om een geluidsbron heen zullen zich dus rondom elkaar liggende lagen vormen met onderling verschillende luchtdruk; afwisselend onder en boven de 1 atm. Men kan zich de situatie voorstellen als bij een uit onze kinderjaren bekende toverbal; elke kleur vertegenwoordigt een andere luchtdruk. Bij die toverbal echter liggen de opvolgende kleuren vast; bij de „geluidsbal” varieert de samenstelling doorlopend als gevolg van de wisselende toonhoogte van de geproduceerde muziek. Nu moeten we ons even met de aard van die geluidstrillingen bezighouden. De voor een normaal menselijk oor waarneembare trillingen liggen in het gunstigste geval binnen een gebied van 20 Hz tot 18000 Hz. Worden we echter ouder, dan wordt dat gebied aan beide kanten, maar het sterkste aan de bovenkant beperkt; boven de 5000 Hz nemen we dan niets meer waar. Voor normaal spraakgebruik is dat niet zo erg; de telefoon gaat thans van circa 200 ... 4000 Hz, doch voor normaal spraakgebruik is 200 ... 2000 Hz reeds voldoende.

Bij muziek is dat heel anders. De middel C op de piano (boven het sleuteltje) heeft een trillingstal van 262 Hz en er is geen twijfel aan, dat deze C bij alle andere instrumenten gelijk is maar ... elk instrument produceert wanneer we zo'n toon aanslaan (we noemen hem dan de grondtoon) nog een grote serie z.g. boventonen of harmonischen. Deze boventonen zijn trillingen in een veelvoud van de grondtoon: we onderscheiden daarbij de EVEN veelvouden: (2 ×, 4 ×, 6 ×, 8 ×, 10 ×, enz.); bij de grondtoon van 2000 Hz zijn dat dus 4000, 8000, 12000, 16000, 20000 Hz enz.; en daarnaast de ONEVEN veelvouden, gevende: 6000, 10000, 14000 en 18000 Hz enz. Men noemt een dergelijke reeks trillingen een harmonische reeks; de grondtoon is de eerste uit die reeks of de „eerste harmonische”; heeft die grondtoon een frequentie van 2000 Hz, dan is de toon van 4000 Hz de tweede harmonische daarvan: de toon van 10.000 Hz is dan de vijfde harmonische.

Feitelijk loopt het aantal harmonischen door tot in 't on-

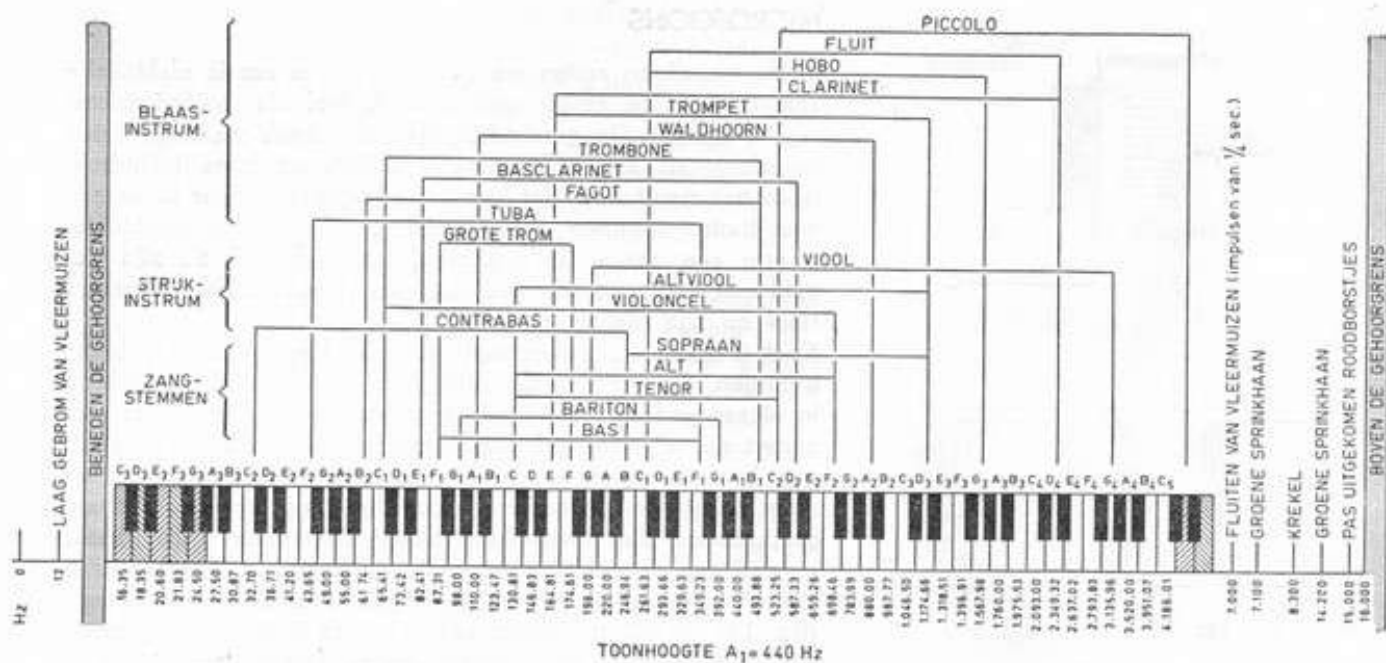


fig. 10

eindige, maar de sterkte van harmonischen is steeds kleiner dan van 't grondgetal en hoe verder we daar vanaf komen, des te zwakker worden ze. Toch bepalen deze harmonischen de klankkleur, het timbre van een muziekinstrument; zij maken het mogelijk om de instrumenten onderling te onderscheiden. Snijden we de boventonen af, zoals bij de moderne, te selectief gemaakte ontvangers maar al te vaak het geval is, dan is het verschil tussen diverse muziekinstrumenten door ons niet meer waarneembaar en klinkt een klarinet b.v. als een viool. Figuur 10 geeft het schema van een pianoklavier, waarbij de frequenties bij de overeenkomstige toetsen zijn aangegeven. De geluidstrillingen hebben, vergeleken met elektriciteitstrillingen, een veel geringer voortplantingssnelheid; in normale droge lucht van 20° C is deze slechts 343 m per seconde, doch in water 1500 m/sec. Ook in vaste stoffen, zoals metalen, hout e.d. planten de geluidstrillingen zich voort; de voortplantingssnelheid in die materialen is groter dan in lucht. Welk trillingstal of frequentie hebben nu de elektrische spanningen, die we aan de microfoonklemmen meten wanneer het microfoon-membraan door dergelijke geluidstrillingen in beweging gebracht wordt? Wel, dezelfde als de geluidstrillingen; ze variëren dus van, laat maar zeggen 20 Hz tot 18000 Hz en we noemen dit in het algemeen

LAAGFREQUENTE OF AUDIOFREQUENTE TRILLINGEN.

Grafisch uitgedrukt zijn het echter zelden zuivere sinusvormige trillingen, maar vaak grillig slingerende lijnen (fig. 11). Gaat men deze echter ontleden, d.w.z. uit elkaar plukken, dan blijkt zo'n grillige lijn toch weer uit zuivere sinuslijnen van verschillende frequentie te zijn samengesteld, zoals in fig. 12 aanschouwelijk wordt voorgesteld. In fig. 11 bevatten de krommen B, C, D, E en F niet alleen de zuiver sinusvormige grondtoon (A) maar tevens verschillende harmonischen, die aan elk instrument zijn specifieke klankkleur verlenen. Wanneer we later de grammofontechniek zullen bezien, komen we meteen een mooie manier tegen om die trillingen te tekenen.

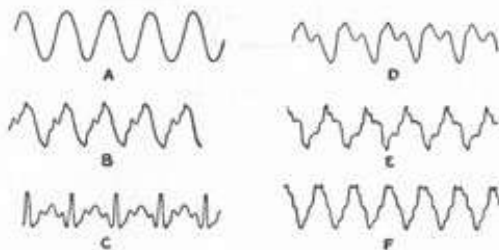


fig. 11

Grafische voorstelling van de middel-C

Voortgebracht door: basfluit D
stemvork A
viool B
hobo C
klarinet E
idem doch minder krachtig bespeeld F

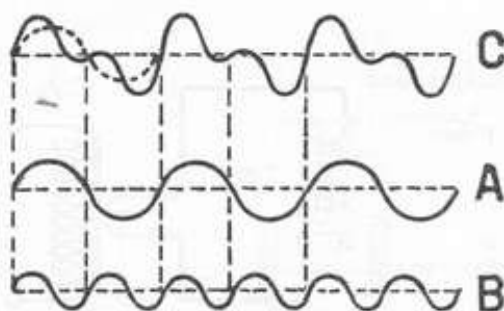


fig. 12

De trilling C is een combinatie van de trillingen A en B

MICROFOONS

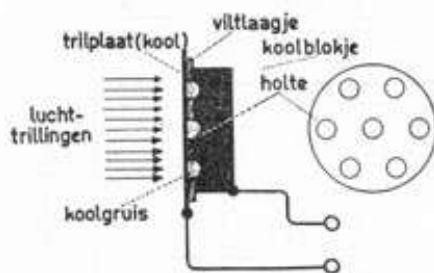


fig. 13

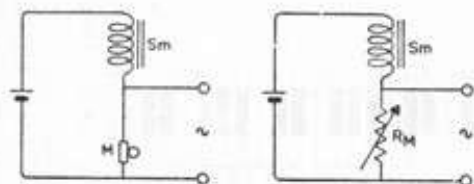


fig. 14a

fig. 14b

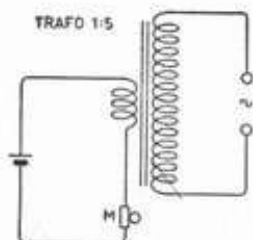


fig. 15

In de microfoon zetten we geluidstrillingen om in elektrische spanningen; de meest gebruikte is wel de koolmicrofoon (fig. 4 en 13). De geluidstrillingen, die zoals we zagen zich voordoen als een afwisseling van lage en hoge luchtdruk, laten het membraan, dat hier een koolplaat is, naar binnen of naar buiten uitpuilen; achter die koolplaat ligt het koolblokje, waarin een aantal holle kamertjes is geboord; ze zijn gevuld met koolgruis of korreltjes; een viltrand houdt dat materiaal op zijn plaats.

Kool is zoals we zagen een geleider; komen er nu geluidstrillingen, dan worden de losliggende kooldeeltjes afwisselend in elkaar gedrukt en uit elkaar getrokken; de weerstand verandert dus aanhoudend. Schakelen we nu een droog element, een koolmicrofoon en een smoorspoel in serie, dan zal er geen constante gelijkstroom door die kring lopen, maar een gelijkstroom, die afwisselend groter en kleiner wordt onder invloed van de geluidsgolven, die de koolplaat bereiken. Zodoende ontstaan er wisselspanningen over de spoelklemmen (fig. 14a en b), (trouwens ook over de microfoonklemmen). Als regel zijn die spanningen wat te laag en nemen we in plaats van die smoorspoel een transformator; de verhouding van de windingen op de primaire tot die op de secundaire nemen we 1 : 5; de spanningen worden hierdoor op ca. $\frac{1}{2}$ volt gebracht (fig. 15). Alleen bij de telefoondienst gebruiken we thans nog de koolmicrofoons; hun voordelen zijn: goedkope en vrij hoge spanning; nadelen: sterke ruis (de werking berust eigenlijk op slecht contact!) en beperkt weergavegebied.

BANDMICROFOON

Deze berust op het elektro-dynamische principe, dat we ons uit hoofdstuk 3-6 herinneren. We zagen daarbij dat, wanneer we een draadlus in een magnetisch veld bewegen, er een stroom door die geleider gaat lopen.

Omgekeerd zal de draadlus zich willen bewegen, wanneer er een stroom door de geleider gevoerd wordt. De draadlus zal n.l. pogen een zodanige stand in te nemen, dat zoveel mogelijk magnetische krachtlijnen omvat worden. Op dit principe berust niet alleen onze elektro-dynamische luidspreker, maar b.v. ook een elektromotor.

En nu de toepassing hiervan bij de bandmicrofoon.

In een magneetveld is een geleider gespannen: Brengen wij met spraak of muziek de lucht aan het trillen, dan trilt de geleider, als die maar licht en dun genoeg is, mede en geeft dan elektrische spanningen af. Daar deze zeer klein zijn, verhogen we deze eerst door middel van een transformator, waarna verdere versterking met elektronenbuizen moet geschieden; de wikkerverhouding van deze transformator kan 1 : 500 bedragen.

Het bandje is een strookje aluminium- of goudblad, lang 3 à 4 cm, breed $\frac{1}{2}$ cm en dik 0.004 mm; de luchtspleet moet heel klein zijn; een membraan treffen we hier dus niet aan, omdat het bandje zelf als zodanig dienst doet (fig. 16).

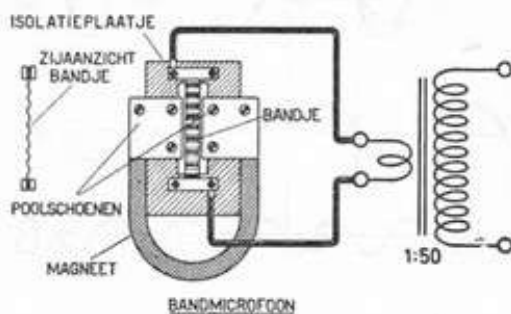


fig. 16

ELEKTRO-DYNAMISCHE MICROFOON

Deze berust op hetzelfde reeds zoëven aangehaalde principe, doch in plaats van een bandje is hier een spoeltje toegepast,

dat conform (fig. 9, blz. 3-7) groter spanning levert. Het spoeltje is in verhouding tot het bandje veel zwaarder en wordt door geluiden moeilijker in beweging gebracht. Daarom vangt men de geluidstrillingen op met een soepel opgehangen membraan; om doorbuiging te ontgaan maakt men het kegelvormig (conus). Conform de later te bespreken elektro-dynamische luidspreker past men magneten met ringvormige luchtspleet toe; in deze ronde luchtspleet beweegt nu het eveneens ringvormig gewonden spoeltje. Door de grote magnetische veldsterkte levert dit soort microfoons een beduidend hogere spanning. Vanzelfsprekend moet het bewegende gedeelte, dus conus + spoeltje zéér licht zijn, wil het geheel gevoelig zijn (fig. 17). Ook hier dient een transformator om de spanning van het spoeltje omhoog te transformeren; de wikkerverhouding is echter lager dan bij de transformator voor de bandmicrofoon.

De KRISTALMICROFOON is momenteel, vooral in amateurkringen, het meest toegepast in verband met het geringe gewicht, hoge spanningen, betrekkelijk lage prijs en het ontbreken van hulpspanningen zoals bij de koolmicrofoon. De werking berust op het z.g. piëzo-elektrische principe, ontdekt door het echtpaar Curie: wanneer men een condensator vervaardigt, waarbij de beide elektroden b.v. uit bladtin of zilverpapier bestaan, terwijl het dielektricum — dus de stof tussen de elektroden — bestaat uit een dun plaatje kristal uit Seignette zout, dan zal dit kristal in trilling geraten, als een wisselspanning op de elektroden worden aangesloten. Wanneer dit een laagfrequente spanning is, die in het hoorbare gebied valt, b.v. 5000 Hz, dan zal dit kristalplaatje een duidelijk hoorbare toon van 5000 Hz voortbrengen (fig. 18). Kristalluidsprekers zijn minder goed in staat de lage tonen weer te geven; zij worden dan ook uitsluitend voor weergave van de hoge tonen gebezigt, terwijl kristalelementen door hun geringe gewicht bij uitstek geschikt zijn om door hardhorenden gedragen te worden bij hun gehoorapparaat.

Maar het omgekeerde is ook het geval: als we het kristalplaatje in trilling brengen, door er b.v. aan te tikken of het tegen een gitaar te houden, dan zullen er aan de elektroden elektrische spanningen ontstaan. En deze spanningen kunnen vrij hoog worden: tot $\frac{1}{2}$ volt toe. Voor het opvangen van muziek- of spraaktrillingen moeten we weer een membraan, een trilplaat aanbrengen in de vorm van een conus; meestal maakt men die van bladtin of aluminium met een doorsnede van 3 à 4 cm, dus zeer licht (fig. 18). De kristallen laat men in een oplossing van Seignette-zout „groeien” tot blokken van $5 \times 5 \times 10$ cm; op een zeer bepaalde manier snijdt men hier plakjes uit: ca. 0,5 mm dik, $1 \times 1,5$ cm groot; de elektroden plakt men er aan beide kanten op. Eén kant van het kristalplaatje wordt ingeklemd; de conus wordt met het vrije eind verbonden. In de praktijk gebruikt men uitsluitend kristal-elementen, opgebouwd uit twee kristalblaadjes, gescheiden door een elektrode die de éne, en van buiten beplakt met twee elektroden, die, onderling doorverbonden, de andere aansluiting vormen (fig. 19).

De condensatormicrofoon heeft zeer goede eigenschappen en wordt door de Omroep veelvuldig toegepast. Daar deze microfoons het echter noodzakelijk maken, dat de afstand tussen microfoon en 1e versterkerbuis zeer kort is, moet de z.g. voorversterker tot een geheel samengebouwd worden met die microfoon. Voor amateurs is de bouw op



fig. 17. Bovenste afbeelding: bandmicrofoon; onder: dynamische microfoon



Kristalmicrofoon

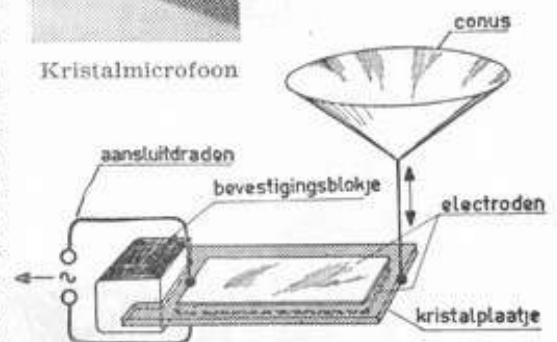


fig. 18

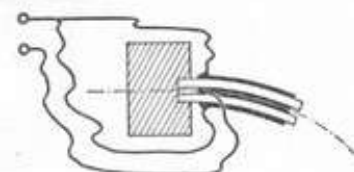


fig. 19

deze wijze wel bezwaarlijk. In principe echter is deze microfoon gelijk aan de condensator- (of elektrostatische-) luidspreker, die we echter hier niet bespreken zullen. Dit zijn dan de voornaamste microfoons; we gaan nu naar het tegengestelde begrip:

DE LUIDSPREKERS

Deze worden dus gevoed met een laagfrequente spanning (toon-frequente of audiofrequente spanning zeggen we vaak; afgekort wordt het aangegeven door l.f. of a.f.) en geven geluidstrillingen af aan de omgeving. Allereerst ontmoeten we hier de normale telefoon. Wanneer we om een stukje weekijzer (de tegenstelling van staal) een draadspoeltje leggen en daar een toonfrequente spanning op aansluiten, dan zal dat ijzer gemagnetiseerd worden in het ritme van deze spanningen; houden we nu een ijzeren plaatje bij die kern, dan zal dat plaatje beurtelings aangetrokken en afgestoten worden en... we horen geluid! (fig. 20). Reeds lang geleden ging men er toe over een stukje magneetstaal als kern te nemen inplaats van weekijzer en hieromheen de spoel te wikkelen; de trilplaat bleef dezelfde, doch ontvangt nu, ook als er géén geluid is, een magnetische vóórspanning. Brengen we nu een toonfrequente spanning op het spoeltje, dan zal het plaatje óf nog verder doorbuigen óf vlak worden (fig. 21).

Wat is nu de reden geweest om die weekijzeren kerntjes te vervangen door magneetstaal? Wel, wanneer één gehele periode van een zuiver sinusvormige wisselstroom door de spoeltjes loopt, zal de trilplaat tweemaal aangetrokken worden; de naar de trilplaat gerichte zijde van het kerntje zal n.l. éénmaal noord- en éénmaal zuid-magnetisch worden en in beide gevallen zal het trilplaatje aangetrokken worden. Is het kerntje echter magnetisch dan zal gedurende de pos. sinustop het magnetisme b.v. sterker en gedurende de neg. sinustop zwakker worden. Gedurende de gehele periode zal dus het trilplaatje slechts éénmaal aangetrokken en éénmaal losgelaten worden. Het komt dus hierop neer, dat bij een telefoon zonder magnetische kerntjes de trilplaat tweemaal zoveel bewegingen maakt als de frequentie van de wisselstroom bedraagt; we horen het geluid dus een octaaf hoger, het z.g. doubling. Wanneer magnetische kernen aanwezig zijn bestaat dit bezwaar niet.

De constructie van telefoons blijkt uit de figuren 5 en 22 en 23. Door een trompetachtige buis boven de telefoon te bevestigen kreeg men de eerste luidspreker.

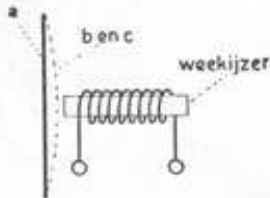


fig. 20

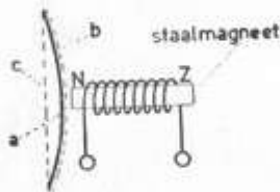


fig. 21

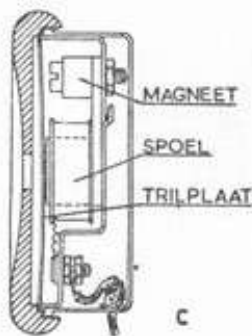


fig. 22

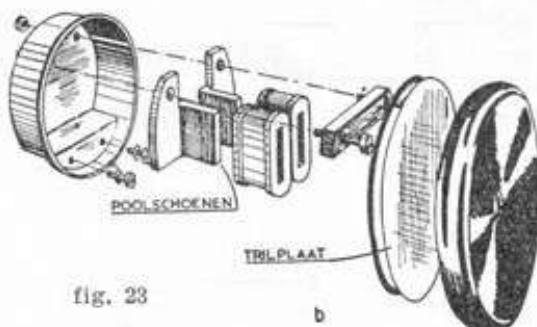


fig. 23

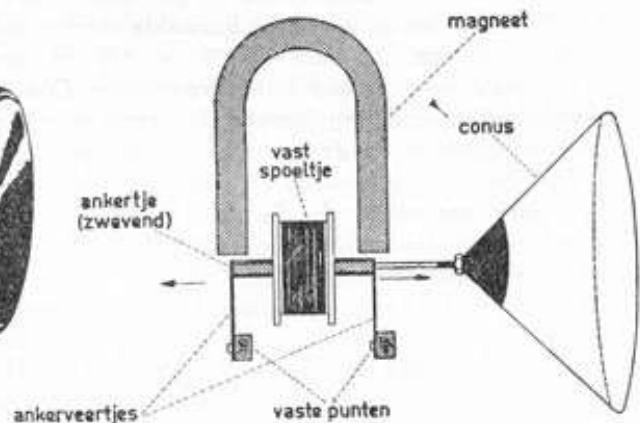


fig. 24

De tweede fase was: de toeter te vervangen door een conus, met een staafje aangedreven door de trilplaat; de weergave van de lage tonen ging hierdoor vooruit, maar het klirren van de trilplaat tegen de magneetpooltjes was moeilijk te ontgaan. Toen kwam de „Freischwinger“ in de mode (1929). Het „ankertje“ zweefde inderdaad en werd òf door de éne òf door de andere magneetspoel aangetrokken, zonder die te kunnen raken (fig. 24). Tegenwoordig gebruiken we uitsluitend de

ELEKTRO-DYNAMISCHE LUIDSPREKERS.

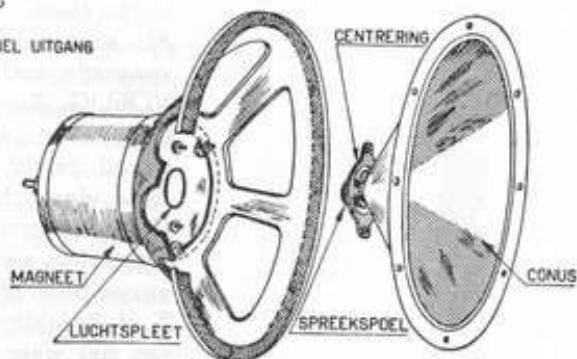
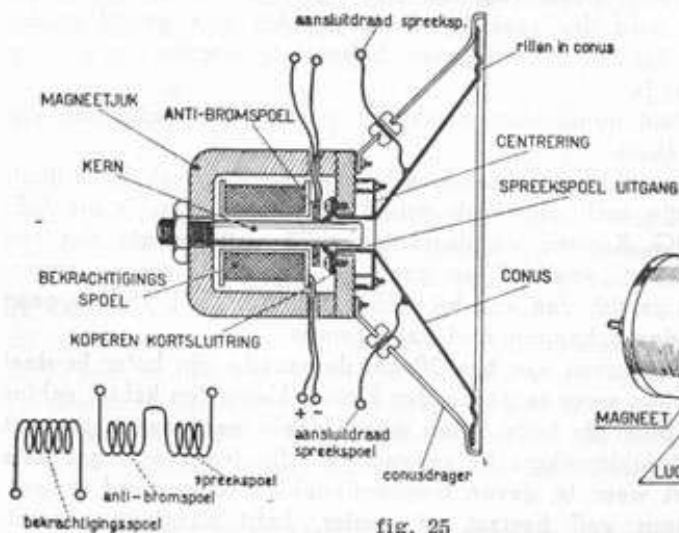
Het principe behandelden we reeds bij de ED-microfoons, waarvan hij in wezen niet verschilt; zonder bezwaar kunnen we de ED-luidspreker als microfoon en de microfoon als luidspreker(tje) gebruiken.

Bij dit soort luidsprekers onderscheiden we twee hoofdvormen, n.l. met een elektromagneet, die door middel van elektrische stroom bekrachtigd moet worden en met een permanente staalmagneet (fig. 25 en 26).

Het eerstgenoemde type is het oudste; indertijd beschikte men niet over staalmagneten van de gewenste sterkte. Het bezwaar van bekrachtigde luidsprekers ligt voor de hand: twee extra draden voor de bekrachtiging en stroomverbruik, dat tot 12 watt = kan bedragen. Overigens kan de magneetwikkeling gevoed worden met een lage spanning, b.v. 8 volt bij 1,5 A =, of met hoogspanning b.v. 180 V bij 65 mA; dat hangt af van de gebruikte draaddikte en beschikbare voedingsbron.

Is de wikkeling bestemd voor aansluiting op hoge gelijkgerichte spanning, dan kan het afvlakfilter eenvoudig zijn; een grote C, b.v. 16 μ F geschakeld over de spoel is voldoende. Gebruiken we echter een laagspanningswikkeling, b.v. voor 6 of 8 volt, dan moet de filter-C minstens 4000 μ F zijn, een lastig te verkrijgen artikel. Een accu levert in dit opzicht een ideale bekrachtigingsstroom.

Vaak liet men de bekrachtigingsspoel de plaats innemen van de afvlakmoorspoel in ons anodevoedingsapparaat. Op deze manier had men dus geen afzonderlijke „bekrachtiging“ nodig voor het luidsprekerveld; daar echter de spanningsval in een dergelijke bekrachtigingsspoel groter is dan van een normale afvlakmoorspoel, moest men bij het ontwerpen van een dergelijke anode-voedingsapparaat van hogere wisselspanning uitgaan. Omdat de ijzerkern van de bekrachtigingsspoel in de



De spreekspoel bestaat uit 2 à 4 lagen koperdraad, gewikkeld op een zéér dunwandig spoelkokertje; de gelijkstroomweerstand bedraagt circa 3 tot 15 Ω ; de wisselstroomweerstand is niet voor alle frequenties gelijk; fabrikanten geven die meestal op bij 400 Hz; we vinden dan een waarde die ca 25 % meer bedraagt dan de gelijkstroomweerstand.

In verband met de geringere zelfinductie loopt de impedantie voor de hogere frequenties niet abnormaal op; voor de reeds eerder genoemde Freischwingers e.d. is dat wel het geval, vandaar de overdreven weergave van het middel en hoge toonregister bij die ouderwetse luidsprekers.

Een luidspreker-conus werkt als een luchtpomp; wanneer de lucht vóór de conus nu gemakkelijk om de rand naar achteren kan „weglekken“, is er van weergave van lage tonen geen sprake. De conus heeft dan geen „vat“ op de lucht (fig. 29). We moeten daarom steeds een klankbord (baffle) van voldoende grootte en dikte toepassen, zo mogelijk 75 x 75 cm, dik 2 cm, waarbij de luidspreker niet precies in het midden gemonteerd dient te worden. In onze kleine woningen is een dergelijk scherm wat onhandig door zijn afmetingen; een gat in de muur is echter prima. Bij radiokasten moeten wij het in de breedte en hoogte, maar niet in de diepte zoeken; anders treden voor bepaalde lage tonen resonanties op, die onaangename boem-boem-geluiden veroorzaken*). Bovendien is het ontoelaatbaar om de kast dicht tegen de muur te plaatsen; de reeds beschreven moeilijkheden worden hierdoor maar vergroot. De gunstigste opstelling is in een hoek van de kamer. Een goede vondst zijn de z.g. basreflex-kasten, waarbij alle boem-boem-geluiden worden vermeden en toch een voldoende belasting voor de conus wordt verkregen bij het weergeven van de lage tonen (fig. 30).

Omdat hoge tonen slechts binnen een nauwe hoek worden uitgestraald, past men klankverspreiders van bakeliet of een ander hard materiaal toe, waardoor de uitstralingshoek groter wordt (fig. 31). Overigens moeten we met het oog hierop een luidspreker steeds op „oorhoogte“ monteren.

Bij werken in open lucht zijn klankborden onpraktisch en past men richtluidsprekers toe met metalen geluidstrechters. (Zie fig. 1).

GRAMMOFOON

Reeds voordat de radiobuis zijn intrede deed, was Edison er in geslaagd geluidstrillingen vast te leggen: in blik te stoppen als het ware. Via een trechter werden de geluidstrillingen naar een strak gespannen vlies, membraan, geleid. Een daaraan verbonden beiteltje kerfde de trillingen in een zacht materiaal, een cilindrische wasrol, die langzaam ronddraaide en al draaiend opgeschoven werd, zodat er een spiraal om de rol beschreven werd, net als een schroefdraad. Was er geen geluid, dan kerfde de beitel een gootje van constante diepte in de rol (fig. 32); kwam de beitel in trilling, dan vertoonde de DIEPTE van dat gootje echter afwijkingen. Wilde men nu dit geluid reproduceren, dan werd het beiteltje door een stiftje met ronde kop vervangen, de rol werd weer aangedreven en in plaats van de beitel aan te drijven werd 't membraan zelf nu door 't stiftje aangedreven om zo de geluidstrillingen te doen horen via de trechter. Later verving men

*) Wat resonanties zijn zullen we in een later hoofdstuk zien.

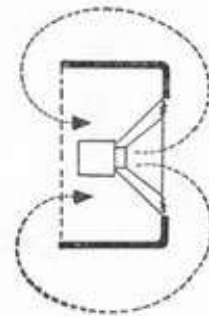


fig. 29

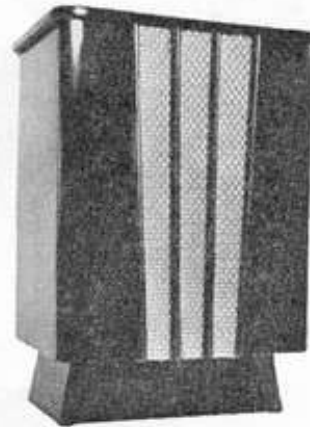


fig. 30
Basreflex-kast type Verdi



fig. 31 (zie ook fig. 6)



fig. 32

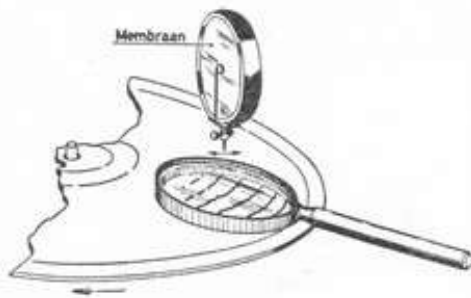


fig. 33



fig. 34



fig. 35

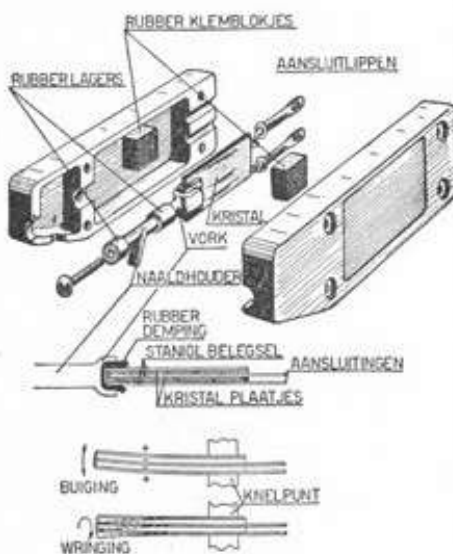


fig. 36

de rol door een vlakke plaat, terwijl de geluidsindrukken (de modulatie) nu niet in de DIEPTE maar in de BREEDTE worden „geschreven”, dus als een zijdelingse afwijking van de op de plaat beschreven spiraal; de goot-diepte blijft hierbij dus constant (z.g. Berliner-schrift) (fig. 33).

Het afspelen ging weer op dezelfde manier. We hebben nu meteen een grafische voorstelling van de geluidstrillingen: inderdaad zijn het grillige lijnen, die in de grond van de zaak samenstellingen zijn van sinuslijnen van verschillende frequentie (trillingsgetal) en amplitude (uitwijking).

Bij het opname-procedé worden de luchttrillingen door een microfoon in elektrische trillingen veranderd en dan in versterkers versterkt; het graveren van de groef geschiedt b.v. met een elektro-dynamisch systeem, waarbij de conus vervangen is door een snijdiamant op de beweegbare arm. De grammofoonplaten zijn in hoofdzaak ontwikkeld voor 78 omw. per minuut; om de speeltijd te verlengen heeft men: a) de groeven fijner gemaakt en dichter op één gelegd en b) de draaisnelheid verlaagd o.a. op $33\frac{1}{3}$ omw./min. en 45 omw./min.; de verschillende grote firma's zitten elkaar hier danig mee dwars, en wij ondervinden de last: motoren met verschillende draaisnelheden en verschillende saffiersoorten hebben we nodig (fig. 34). Om echter deze z.g. micro-groefplaten mogelijk te maken, moest men de amplitude (uitwijking) van de lage tonen flink besnoeien; om de hoge tonen niet in het geruis te doen verdrinken past men zeer fijn korrelig plaatmateriaal toe. Naast tooncorrectie kan deze „overdrijving” van de hoge tonen en het tekort aan lage tonen met behulp van z.g. tooncorrectiefilters weer opgeheven worden bij het afspelen.

AFSPEEL-PICKUP

Om de in de groef vastgelegde trillingen weer in geluid om te zetten gebruiken we de z.g. pickup (fig. 35).

Dit kan een piëzo-elektrische zijn met het reeds bij de kristal-microfoon genoemde kristalplaatje, dat door de naaldbe-weging in trilling wordt gebracht en spanningen afgeeft, soms wel van $\frac{1}{2}$ volt (fig. 36). Om een behoorlijke weergave van hoge tonen te verkrijgen streeft men er naar alles licht te houden; de vrij zware naald, die bovendien een flinke plaat-slijtage veroorzaakt, is vervangen door een klein saffier- of diamantpuntje, dat lang meegaat. De druk op de plaat is verminderd door de pickup met een veer te ontlasten. Om eigen-resonanties te ontgaan zijn de afmetingen van het kristalelementje verkleind; de spanningen dalen helaas daardoor óók. De pickup-arm mag niet te kort zijn anders „vreet” de naald of saffier in de plaat, doordat hij scheef op de groef komt te staan.

Een andere pickup-vorm is de elektromagnetische, waarbij een ijzeren ankertje, dat tussen twee magneet-polen kan bewegen; om het ankertje zit een spoeltje en aan het eind er van een naald of saffierpunt (fig. 35 en 37). Door de be-wegende delen maar licht te houden heeft men de op dit principe berustende pickup geperfectionneerd. Tenslotte komt de elektro-dynamische pickup, maar nu van ultra lichte con-structie weer bij verschillende firma's in de gunst.

VERSTERKERS

Nadat we de kop en de staart van de geluidstechniek bezien

hebben, blijft de eigenlijke versterker nog over; wij zullen eens even resumeren waarom 't hierbij gaat: We beschikken over een ingangsspanning, afkomstig uit microfoon, pickup of radio, van resp. 0,008 V, 0,1 V, of circa 1 volt.

Wij willen één of meer luidsprekers laten werken. Zitten we in een rustige kamer zonder straatruoer, dan is 50 milli-watt geluidsenergie reeds voldoende, maar voor huiskamergebruik is 2 à 3 watt wisselstroomvermogen niet te veel in de zware passages; vooral de lage tonen vragen veel energie.

In een grote zaal met veel mensen is 25 watt geen luxe; mensen en beklede stoelen absorberen veel geluid. En buiten, ja buiten verdwijnt het geluid als sneeuw voor de zon en is per luidspreker een vermogen van 10 watt heel gewoon.

Het berekenen van versterkers valt buiten het kader van deze cursus: we zullen echter eens kritisch een eenvoudige versterker de revue laten passeren; we kiezen hiervoor een beproefd ontwerp uit Jongens Radio 4 en wel de UN2 (fig. 38).

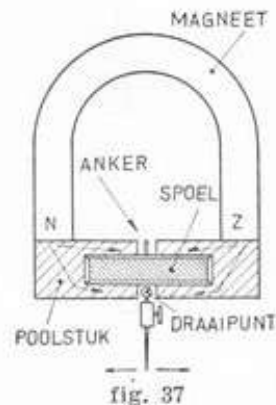


fig. 37



Een voorbeeld van een bouwmap voor een versterker, zoals die door de Muiderkring worden uitgegeven.

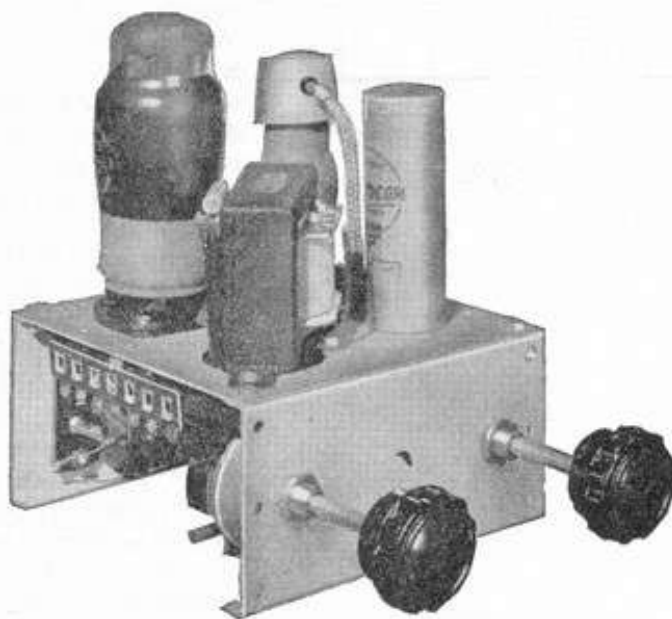


fig. 38

Naar de toegepaste schakeling worden versterkers in klassen A, A-B en B verdeeld; we beginnen in dit schema met de A-klasse.

Dit is een vrij eenvoudige versterker die feitelijk weinig of niets afwijkt van het laagfrequent-gedeelte van een normaal huiskamer-radiotoestel. We geven in fig. 38 het aanzicht van de complete versterker en in fig. 41 het schema, ontdaan van de franje.

De eindbuis is een EL3, met zijcontact — of P-huls dus. In het MK-buizenboek lezen we dat de gloeispanning $6.3 V_{\infty}$ is en de anodespanning $V_a 250 V_{=}$, bij een anodestroom I_a van 36 mA; de schermroosterspanning V_s en schermroosterstroom I_s zijn resp. $250 V_{=}$ en 4 mA. Als gunstigste belastingweerstand wordt 7000 ohm opgegeven; max. opgenomen gelijkstroomenergie (van anode + schermrooster) = 9 watt en met maximaal af te geven wisselstroomvermogen is 4,5 watt. De vervorming wordt niet vermeld, maar zal bij de 7% liggen. De steilheid is hoog n.l. 9 mA/V.

De negatieve roosterspanning bedraagt —6 volt; om automati-

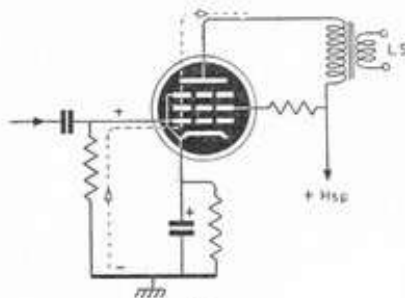


fig. 39

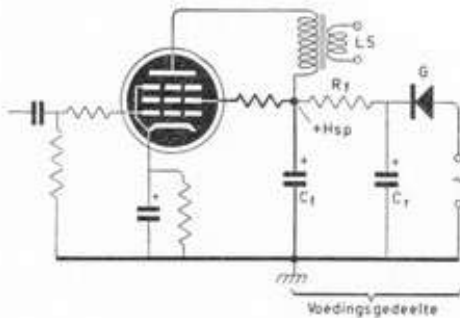


fig. 40

sche neg. roosterspanning te verkrijgen passen we in de toevoerleiding naar de katode een weerstand toe, berekend volgens de wet van Ohm. ($E = I \times R$).

$I_a + I_s = 36 + 4 = 40 \text{ mA (0.04 A.)}$ $E = V_g = 6 \text{ V}$;

$$R = \frac{V_g}{I_a + I_s} = \frac{6}{0.04} = \frac{600}{4} = 150 \Omega$$

Dit is R11 in figuur 41.

Bij eindbuizen mogen wij de roosterweerstand naar aarde, R 10 nooit groter maken dan $0.5 \text{ m}\Omega = 500000 \Omega = 500$ kilohm in verband met z.g. omgekeerde roosterstroom. Deze omgekeerde roosterstroom loopt o.a., wanneer er emitterend materiaal op het rooster gekomen is; het rooster, dat door de stralingswarmte van de katode verhit wordt, gaat dan als katode fungeren en er loopt dan een stroom van aarde, via roosterweerstand en rooster naar de anode van de buis, waardoor het rooster méér positief en dus minder negatief wordt dan het behoort te zijn (fig. 39).

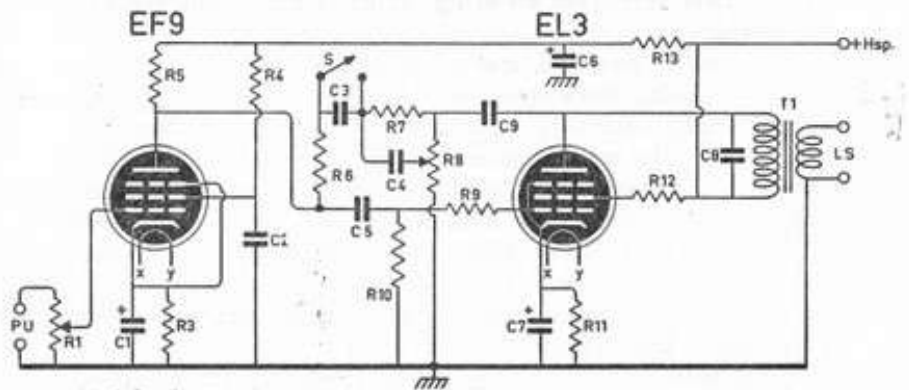
Vooral bij steile eindbuizen kan dit verschijnsel optreden; het is zaak de roosterweerstand beneden de hier toegepaste waarde van circa $0,5 \text{ M}\Omega$ te houden. Volgens de stuklijst is deze 470 kilohm, dat klopt dus.

Maar wat doen nu die weerstanden R9 en R12 in het schema? We zagen reeds, dat we met een steile buis te maken hebben: 9 mA/V . Dergelijke buizen hebben de aardigheid zo maar uit zichzelf te gaan genereren, d.w.z. het systeem raakt door verschillende, vaak willekeurige omstandigheden in een elektrische trilling; hij genereert dus; hierbij spelen vaak op het oog onbelangrijke eindjes draadverbinding en inwendige buiscapaciteiten een rol. De frequentie ligt als regel in 't onhoorbare gebied, 40 à 50000 Hz; we noemen dat *parasitair genereren*. Denk echter niet dat het niet hindert, omdat we 't toch niet horen! Neen, als daarbij nog onze wel hoorbare trillingen komen, raakt de buis flink overbelast en dat horen we wel degelijk. Om dit genereren nu tegen te gaan schakelen we vlak voor de rooster- en de schermroosteraansluitingen een z.g. stopweerstand. Aan de roosterkant mag dit wel 1000Ω zijn, want we weten dat er tóch geen stroom door die weerstand loopt. Maar gróter mag ook weer niet, want dan vormt die weerstand R9 met de inwendige buiscapaciteiten weer een filter, dat onze hoge tonen afsnijdt! Aan de schermroosterkant is 100Ω al veel: elektrisch gesproken ligt het schermrooster aan $+250 \text{ V}$, maar voor wisselspanningen behoort het absoluut aan aarde te liggen, daar het anders zijn taak als „Scherm" niet zou kunnen vervullen. Via de afvlakcondensator in de voeding ligt het inderdaad voor wisselspanning aan aarde (fig. 40), mits die R12

fig. 41

R5, R6, R7, R8 met C3 en C4 vormen in dit schema het tegenkoppeling circuit; zie hiervoor fig. 59b.

R1	=	470 kilohm
R3	=	1 kilohm
R4	=	390 kilohm
R5	=	100 kilohm
R6	=	820 kilohm
R7	=	470 kilohm
R8	=	220 kilohm
R9	=	1 kilohm
R10	=	470 kilohm
R11	=	150 kilohm
R12	=	100 ohm
R13	=	3,3 kilohm
C1	=	100 $\mu\text{F}/12 \text{ volt}$
C2	=	0,1 μF
C3	=	330 pF
C4	=	470 pF
C5	=	0,02 μF
C6	=	32 μF
C7	=	100 $\mu\text{F}/12 \text{ volt}$
C8	=	1000 pF
C9	=	0,1 μF
T1	=	uitgangstransformator



maar niet groter is dan 100Ω .

We hebben in een vorige les gezien, dat het ongewenst is om in de anodekring van de eindbuis een weerstand op te nemen; de spanning op de anode zou door de grote stroom te laag worden.

Een laagfrequente smoorspoel heeft dit bezwaar niet; we zouden dus een smoorspoel in de anodekring kunnen opnemen, zoals we in fig. 50 en 51 van les 5 zagen en dan, eventueel via een condensator, de wisselstroom toevoeren aan de spreekspoel van de ED-luidspreker.

Nu is het constructief onmogelijk om die spreekspoel te vervaardigen met een wisselstroomweerstand van 7000Ω ; dat zou héél veel en dun draad betekenen. Maar volgens het buizenboek heeft die EL3 toch wel degelijk een belastingsweerstand nodig met een waarde van $R_a = 7000 \Omega$, daaraan valt niet te tornen. We moeten dus helemaal afstappen van 't denkbeeld om een smoorspoel met koppelcondensator te gebruiken; bovendien is er een véél eleganter oplossing en wel de uitgangstransformator, zie T in fig. 41 en 42. Hierbij kunnen we dan gebruik maken van een luidspreker, waarop een laagohmige spreekspoel gewikkeld is; meestal is de waarde 3 of 5Ω , maar 15 ohm komt óók voor. Die transformator slaat dus de brug tussen de vereiste belastingweerstand, die voor de EL3 7000Ω bedraagt en de spreekspoelweerstand, die b.v. 5Ω bedraagt. Hóe, dat zullen we nu gaan zien.

UITGANGSTRANSFORMATOR

Op vele punten wijkt een uitgangstransformator sterk van een net-transformator af: deze moet op de netfrequentie, 50 perioden goed kunnen werken en daarmee uit.

Onze uitgangstransformator moet echter niet alleen frequenties van 30 Hz kunnen overdragen, maar óók nog van 7000 Hz; liefst nóg hoger.

Voor de lage frequenties is een hoge zelfinductie nodig, dus: grote kern, veel windingen. En omdat de primaire door een vrij grote gelijkstroom wordt doorlopen, moet een luchtspleet worden toegepast; ook een laagfrequent smoorspoel zou op deze plaats trouwens van een luchtspleet voorzien moeten zijn, dus: nog meer windingen. Maar voor de hoge tonen moeten we juist een zo laag mogelijke eigencapaciteit zien te verkrijgen, dus: weinig windingen.

Want die eigencapaciteit is niets anders dan de condensatorwerking van de draadwindingen onderling; in fig. 43 is die eigencapaciteit gestippeld getekend. Hoe minder windingen, des te lager de eigencapaciteit.

Uiteindelijk is onze laagfrequenttransformator een compromis, een middenweg tussen twee kwade zaken; het is het verstandigst er een van een goede fabrikant te kopen; er zijn verschillende typen met uitstekende eigenschappen aan de markt.

Overigens moeten we nog even nagaan welke WIKKELVERHOUDINGEN zo'n transformator moet bezitten. Om redenen als hierboven opgesomd (gelijkstroomvoormagnetisering, zelfinductie, over te dragen wisselstroomvermogen) is voor een bepaalde kernafmeting een primaire wikkeling van b.v. 5000 windingen nodig; dat is ons punt van uitgang. We moeten maar aannemen dat dit zo is; de berekening is ingewikkeld.

We schrijven dit zo: $n_{prim} = 5000$.

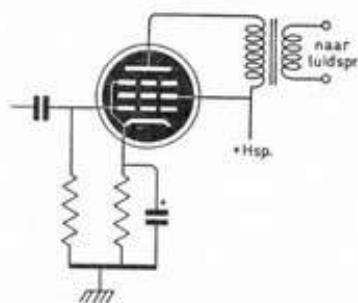


fig. 42

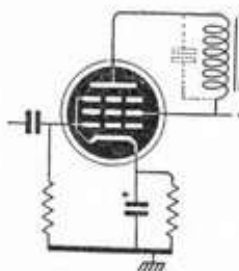


fig. 43



Een type uitgangstransformator zoals dat wordt gebruikt in kleine versterkers en radio-toestellen

Maximaal wisselstroomvermogen krijgen we pas uit onze EL3 als de belastingweerstand $R_u = 7000 \Omega$. En onze spreekspoel is maar b.v. 5Ω !

We moeten het secundaire windingtal n_{sec} van de transformator dus zó kiezen, dat de spreekspoelweerstand van 5Ω „opgetransformeerd” wordt tot 7000Ω .

Ook in dit opzicht verschilt de uitgangstransformator van een net-transformator: daar gaan we van spanningen uit en bepalen daarnaar de wikkerverhoudingen. Hier zijn het echter **WEERSTANDEN** waardoor een maximale wisselstroom wordt verlangd: dán pas hebben we maximale output!

Welnu, met een transformator „transformeert” men een weerstand van de secundaire naar de primaire zijde, door hem met de wikkerverhouding in het kwadraat te vermenigvuldigen of, in formule uitgedrukt:

$$R_{prim} = R_{sec} \times \left\{ \frac{n_{prim}}{n_{sec}} \right\}^2$$

n_{prim} betekent hier dus het aantal windingen op de primaire; n_{sec} het aantal op de secundaire. Dit lijkt misschien moeilijk maar wanneer we het op een andere manier bekijken, zien we dat het doodeenvoudig is.

Stel, dat we een transformator hebben met een wikkerver-

houding $\frac{n_{prim}}{n_{sec}} = \frac{1000}{500} = 2$ (fig. 44); als we die op 10 V

wisselspanning aansluiten is de secundaire spanning dus 5 volt. Sluiten we hierop een weerstand A_{sec} van 2Ω aan, dan loopt er door die weerstand en de secundaire wikkeling volgens Ohm: $I_{sec} = \frac{5}{2} = 2\frac{1}{2}$ A en het secundaire vermogen is dan $W_{sec} = 5 \times 2\frac{1}{2} = 12\frac{1}{2}$ watt; het primaire vermogen is, afgezien van transformatorverliezen, even groot, dus $W_{prim} = 12\frac{1}{2}$ watt.

Via de transformator neemt onze weerstand van 2Ω een vermogen van $12\frac{1}{2}$ watt uit de wisselspanningsbron van 10 V op.

De vraag is nu: hoe groot is nu de weerstand, die zonder transformator, óók $12\frac{1}{2}$ watt opneemt bij aansluiting op 10 V \approx ?

In les 1 op pag. 19 leerden we dat $W = I \times E$. We kunnen dus I berekenen:

$$I = \frac{W}{E} = \frac{12\frac{1}{2}}{10} = \frac{125}{100} = 1.25 \text{ A}$$

Om nu te weten hoe groot die weerstand is passen we de wet van Ohm toe:

$$E = I \times R \text{ of: } R = \frac{E}{I} = \frac{10}{1.25} = 8 \Omega$$

We noemen deze 8Ω nu R_{prim} .

We zien nu, dat een weerstand van 8Ω , rechtstreeks op de spanningbron van 10 V aangesloten, hetzelfde vermogen ($12\frac{1}{2}$ watt) opneemt als een weerstand van 2Ω , die via een transformator met een verhouding van 2:1 op diezelfde spanningbron wordt aangesloten.

Nu gaan we ter contróle eens de formule toepassen:

Volgens de formule is $R_{prim} = R_{sec} \times \left\{ \frac{n_{prim}}{n_{sec}} \right\}^2$ of inge-

$$\text{vuld: } R_{prim} = 2 \times \left\{ \frac{2}{1} \right\}^2 = 2 \times 2^2 = 2 \times 4 = 8 \Omega.$$

Inderdaad verkrijgen we dezelfde uitkomst (fig. 44) en we zien hieruit, dat we op eenvoudige wijze de „opgetransformeerde” waarde van een weerstand kunnen berekenen; uit de aard der zaak kunnen we met behulp van deze formule even gemakkelijk de „neergetransformeerde” waarde R_{sec} berekenen, wanneer we van een gegeven waarde van R_{prim} moeten uitgaan.

Met onze uitgangstransformator gaat 't net zo. De weerstand van de spreekspoel van 5Ω , op de secundaire van de transformator aangesloten, moet dezelfde uitwerking hebben als een weerstand van 7000Ω , de voorgeschreven R_a van de eindbuis EL3.

$$R_{prim} = R_{sec} \times \left\{ \frac{n_{prim}}{n_{sec}} \right\}^2 \text{ of: } 7000 = 5 \times \left\{ \frac{n_{prim}}{n_{sec}} \right\}^2$$

N_{prim} was reeds bekend als 5000 windingen (denk er om, dat dit aantal windingen als voorbeeld gekozen is en slechts geldt voor een bepaalde transformator!).

$$7000 = 5 \times \left\{ \frac{5000}{n_{sec}} \right\}^2$$

$$\frac{7000}{5} = \left\{ \frac{5000}{n_{sec}} \right\}^2 \text{ of: } 1400 = \left\{ \frac{5000}{n_{sec}} \right\}^2$$

Uit beide leden van deze vergelijking moeten we nu de wortel trekken:

$$\sqrt{1400} = \frac{5000}{n_{sec}} \text{ of:}$$

$$n_{sec} = \frac{5000}{\sqrt{1400}} = \frac{5000}{37,4} = 134 \text{ windingen.}$$

Een uitgangstransformator met primair 5000 windingen en secundair 134 windingen vormt voor onze spreekspoel van 5Ω de juiste belasting voor de EL3 eindbuis! Overigens moeten we niet denken, dat dat aantal van 5000 windingen uit de lucht gegrepen is; dit hangt nauw samen met de kerndoorsnede, het gebruikte transformatorblik en het over te brengen vermogen. Meestal hebben deze transformatoren nog vrij veel verliezen; een rendement voor de transformator alléén van 70 % is al héél mooi. Die manipulatie met de uitgangstransformator en de spreekspoel noemen we de

AANPASSING

Die aanpassing is een belangrijke zaak. Klopt deze n.l. niet helemaal, dan zullen we nimmer de maximale wisselstroomoverdracht van buis op spreekspoel kunnen bereiken. In het algemeen mogen we zeggen, dat de aanpassing slechts dan kritisch is, wanneer we de maximale output verlangen.

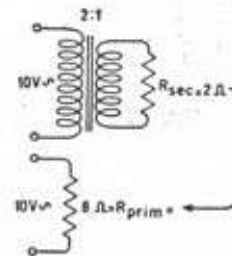


fig. 44

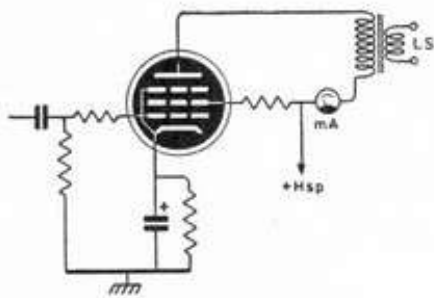


fig. 45

Een simpele methode om te zien of de aanpassing juist is, is wel de volgende: In de anodekring van de eindbuis nemen we een milli-ampèremeter op (fig. 45). Deze meter zal de ruststroom van de buis aanwijzen. Of de versterker nu werkt of niet, de wijzer mag niet schommelen, wat hij bij geringe output ook niet doen zal. Draaien we de volumeregeling nu verder open, dan zal de output toenemen en bij mis-aanpassing zal de wijzer bij sterker passages of een hogere of een lagere waarde aanwijzen. Welnu, in het eerste geval is er van onderaanpassing sprake en is dus de spreekspoelweerstand te laag ofwel de wikkilverhouding te klein; in het tweede geval hebben we met overaanpassing te maken en is de spreekspoelweerstand te hoog resp. de wikkilverhouding van de transformator te groot. Daar aan de spreekspoel niets te dokteren valt, dienen we in zulke gevallen de wikkilverhouding van de transformator te herzien.

Als regel zullen we zelf geen uitgangstransformator gaan fabriceren, maar het kan voorkomen dat we b.v. een transformator bezitten die berekend is op een spreekspoelweerstand van 5Ω en in 't bezit komen van een speaker met een spreekspoelweerstand van 15Ω . Uit het bovenstaande weten we hoe we de secundaire kunnen „omrekenen”. Hoeveel windingen er dan op de primaire liggen kan ons niet schelen, omdat het getal toch buiten de berekening valt. Maar tel goed het aantal secundaire windingen en bepaal de wikkilverhouding, die nodig is om b.v. van 5Ω op 15Ω te komen. Hoe hoger de weerstand, des te dunner mag de draad worden! Wordt b.v. het aantal windingen verdubbeld, dan moet de draad doorsnede dus gehalveerd worden! Dit is belangrijk met het oog op de beschikbare wikkelfruimte.

Over de primaire is nog een cond. C8 (fig. 41) van 1000 pF geschakeld om een overmaat van hoge tonen „af” te leiden naar aarde; wanneer radio-ontvangst wordt versterkt, worden op deze wijze tevens de eventueel nog aanwezige resten van hoogfrequente of radiofrequente trillingen (afgekort h.f. of r.f.) weggewerkt.

Overigens bestaat er een aardig kunstje om te weten te komen, welke verhoudingen een uitgangstransformator bezit: we verwijderen het strookje papier uit de luchtspleet, zodat we een transformator zonder luchtspleet krijgen, en sluiten de secundaire aan op een transformator, die b.v. 4 volt levert; op de primaire klemmen van onze transformator meten we de spanning met een wisselspanning-voltmeter. Is deze nu b.v. 160 V, dan is de verhouding $n_{prim} : n_{sec} = 160 : 4 = 40 : 1$ of: 40 op één.

Om de eindbuis EL3 uit te sturen, zoals dat heet, is een roosterwisselspanning van circa 5 V nodig. Deze wordt hem toegediend via de roostercondensator C5 (fig. 46) en dat is maar

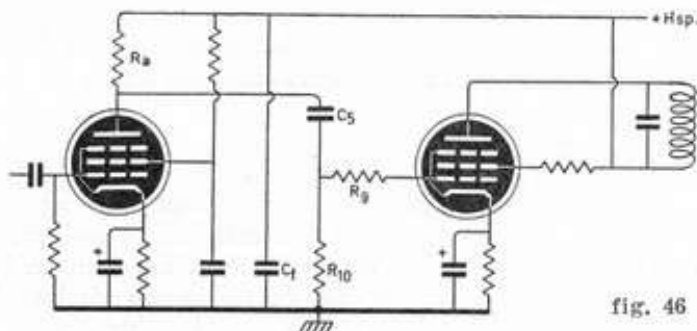


fig. 46

goed ook, want deze vormt een „isolatie” voor de hoge gelijkspanning op de anode van de voorversterkerbuis (pentode). Deze condensator moet van zéér goede kwaliteit zijn; hij behoeft heus niet eens erg slecht te zijn om een positieve spanning op het rooster van de eindbuis te brengen in plaats van een negatieve en dan is het zéér snel gedaan met onze eindbuis.

Nu zullen we de voorversterkerbuis met zijn omgeving eens bezien. Ook deze is indirect verhit en werkt op 6.3 V \sim . Automatische negatieve roosterspanning wordt op de gebruikelijke manier verkregen: daar het ook hier om laagfrequente trillingen gaat, is een elektrolytische condensator gebruikt, 100 μ F, werkspanning 12 V (fig. 47).

Een aardige schakeling, die thans vrij veel wordt toegepast en waarbij de weerstand voor de automatische negatieve roosterspanning met de elektrolytische condensator geheel kan vervallen, is die in fig. 48. De roosterweerstand is hier 10 à 12 M Ω . De werking van de schakeling berust op het z.g. contact potentiaal: door deze zeer hoge weerstand loopt een zeer klein elektronenstroompje (zie les 5); hier is dus geen sprake van omgekeerde roosterstroom zoals in fig. 39 werd getekend, maar een stroom die van de katode via het rooster en de roosterweerstand naar aarde loopt. Dit stroompje is echter zeer klein, circa $\frac{1}{4}$ micro-ampère, 0.0000025 A. Wanneer nu de roosterweerstand een waarde heeft van 10 M Ω , 10.000.000 Ω , dan zal volgens Ohm de spanningsval in die weerstand 2,5 volt bedragen en heeft het rooster een negatieve spanning van $2\frac{1}{2}$ volt t.o.v. aarde, en dus ook t.o.v. de katode. Dit geldt niet alleen voor pentoden doch ook voor trioden.

De roostercondensator C moet hier zéér lek vrij zijn. Voor buizen, die een grotere negatieve roosterspanning nodig hebben is deze schakeling natuurlijk niet te gebruiken.

De schermroosterspanning is belangrijk lager dan de anodespanning; als regel kiest men de serieweerstand 3 à 4 \times zo groot als de anode-belastingweerstand, die in dit geval 100000 Ω = 100 k Ω is. Hier is dus een serieweerstand van 390000 Ω of 390 k Ω gebruikt (R4 - fig. 47). Als vuistregel kan men zeggen, dat de schermroosterstroom ca. $\frac{1}{3}$ van de anodestroom moet bedragen.

De gelijkspanning op het schermrooster zal ca 20 à 30 volt = bedragen; voor wisselspanningen moet het echter weer aan aarde liggen, vandaar de condensator C2 van 0.1 μ F (fig. 47).

WEERSTANDKOPPELING

Nu de anodeweerstand; de uitwendige belastingsweerstand R5, zoals we zagen is deze 100000 Ω , d.w.z. voor gelijkstroom.

Voor wisselstroom hebben we n.l. ook met de roosterweerstand van de eindbuis te maken, omdat die door de condensator C5 gewoon parallel geschakeld is! En nu zien we ook, dat het vaak veel uitmaakt hoe groot die condensator C5 is. Want we leerden, dat de weerstand van die C5 voor wisselstroom toeneemt als de frequentie afneemt. We geven even een paar voorbeeldjes. We nemen C5 2000 pF = 0.002 μ F.

Voor een frequentie van 200 Hz is de impedantie

$$Z_c = \frac{160000}{f \times C} = \frac{160000}{200 \times 0.002} = \frac{160000}{2 \times 0.2} = \frac{160000}{0.4} = \frac{1600000}{4} = 400000 \Omega.$$

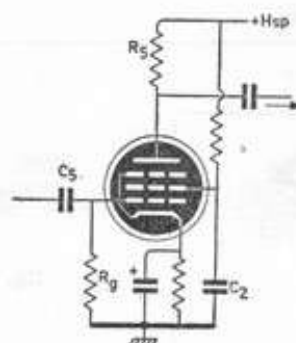


fig. 47

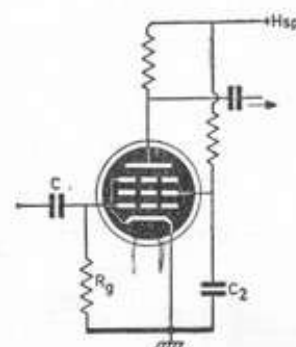


fig. 48

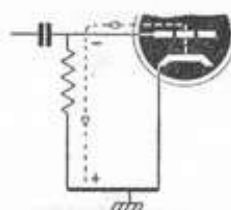


fig. 49

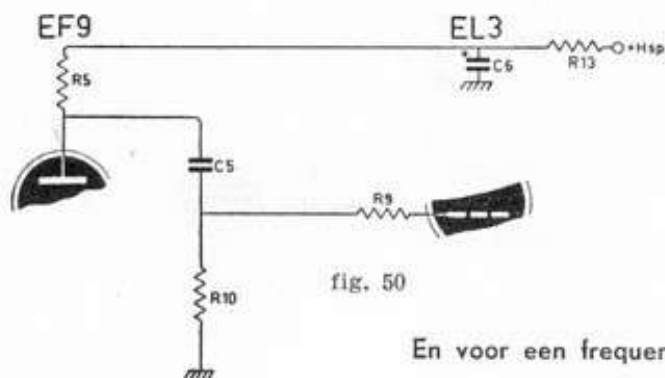


fig. 50

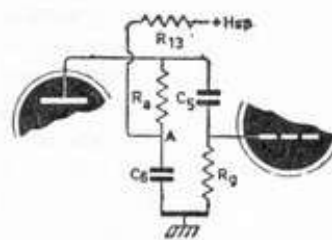


fig. 51

En voor een frequentie van 6000 Hz wordt dat

$$Z_c = \frac{160000}{6000 \times 0.002} = \frac{160000}{6 \times 2} = \frac{160000}{12} = 13400 \Omega.$$

Nemen we nu een condensator van $0.1 \mu\text{F}$ voor C_5 , dan is de weerstand voor 200 Hz:

$$Z_c = \frac{160000}{6000 \times 0,1} = \frac{160000}{600} = 8000 \Omega$$

en voor 6000 Hz is dat dan:

$$Z_c = \frac{160000}{6000 \times 01} = \frac{160000}{600} = 267 \Omega$$

Het is wel aardig om de anodekring van de voorversterker en de roosterkring van de eindbuis samen eens apart te tekenen (fig. 50), ontdaan van het klankregel- en tegenkoppelingcircuit.

C_6 is de ont koppel-condensator voor de anodevoeding. Voor wisselspanningen ligt punt A aan aarde, want C_6 is heel groot, $32 \mu\text{F}$. We mogen deze zaak dus ook voorstellen als in fig. 51. Duidelijk zien we de parallelschakeling van R_a en R_g via de koppelcondensator C_5 . Zie hierbij ook nog eens fig. 41 uit les 5.

Maar deze C kunnen we door de zoëven berekende wisselstroomweerstand R_c vervangen en nu krijgen we fig. 52. We zien dat R_c en R_a een spanningsdeler of potentiometer vormen en dat de spanning op het rooster van de eindbuis steeds lager zal zijn dan op de anode van de voorversterker en dat voor verschillende frequenties de waarde van R_c en dus ook de spanning op dat rooster verandert! Bovendien zien we, dat we in een bepaald schema nooit ongestraft C_5 of R_9 groter of kleiner mogen maken, want dan veranderen we de verhouding van een of twee weerstanden in een potentiometerschakeling en dus de signaalspanning op het rooster!

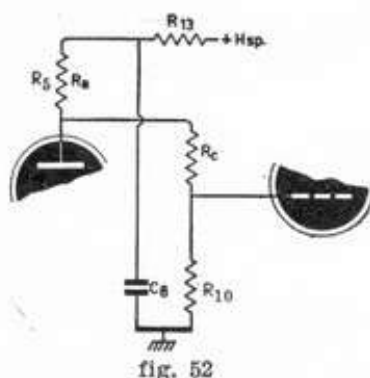


fig. 52

De z.g. stopweerstand R_9 (zie fig. 50) kunnen we gerust in deze beschouwing weglaten: hij levert slechts spanning aan het rooster en zoals we weten loopt er géén roosterstroom. Deze weerstand veroorzaakt dus géén spanningsval maar daar het rooster een zekere capaciteit t.o.v. de andere elektroden bezit, zal deze capaciteit in combinatie met de stopweerstand een filter werking voor hoge frequenties bezitten. Te hoog mag deze weerstand dus stellig niet zijn.

Het kiezen van de koppelcondensator C_5 is dus altijd een compromis, een combinatie van uiteenlopende eisen: de waarde van $0.02 \mu\text{F}$ (20000 pF) is een goede keuze. Omdat eventuele bromrimpels uit onze anodevoeding via deze koppel-

weerstand op 't rooster van de eindbuis belanden en daar rustig versterkt worden om via de luidspreker ons oor te bereiken, passen we een extra afvlakfiltertrap toe, R13—C6 (zie fig. 50 en 41).

Natuurlijk mogen we, wanneer we serieschakelingen van weerstanden en condensatoren beschouwen, niet vergeten, dat fazedraaiing optreedt en dat we dus de weerstand en de reactantie niet zomaar bij elkaar op mogen tellen bij het berekenen.

Zoals gezegd noemt men deze vorm van anodekoppeling weerstandkoppeling: in principe kan R5 door een smoorspoel met ijzerkern vervangen worden (fig. 53) en zelfs door een transformator (fig. 54); we spreken dan van SMOORSPOELKOPPELING en TRANSFORMATORKOPPELING.

Door een verhouding van 1:3 te nemen kunnen we een grotere versterking verkrijgen en toen de buizen vroeger nog een lage inwendige weerstand en lage versterking-cijfers toonden was de laagfrequente koppeltransformator in de mode. Omdat de primaire een behoorlijke zelfinductie moet bezitten (voor de lage tonen), moet de secundaire uit nog véél meer windingen bestaan, waardoor de eigen capaciteit tussen de windingen onderling toenam met als gevolg weinig hoge tonen; een l.f. koppeltransformator is uit kwaliteitsoogpunt verwerpelijk.

Nu blijft alleen nog maar over de:

INGANGSSCHAKELING

We dienen om te beginnen het begrip: ingangsimpedantie van de versterker te bezien. De feitelijke „ingang” van de versterker is het rooster en voor laagfrequent wisselspanningen mogen we de impedantie hiervan rustig op enige meg-ohms stellen.

De spanningsversterking van de EF9 in deze schakeling kunnen we op circa 100 stellen en wanneer we nu een pickup gebruiken die b.v. 0.5 V levert, ja, dan is de output aan de anode minstens 50 volt. Dat is dus rijkelijk veel, want de eindbuis heeft maar 6 V l.f. wisselspanning op zijn rooster nodig om „uitgestuurd” te worden. We moeten dus uitzien naar een middel om de input te „doseren” en dit doen we met een instelbare spanningsdeler of POTENTIOMETER R, ook wel volumeregelaar genoemd. We geven de schakeling even apart weer en stellen de pickup even als een dynamo voor, want dat is hij toch eigenlijk (fig. 55).

Op de ingangsklemmen staat dan de volle spanning en we brengen, door de contactarm (of slider) te verdraaien, net zoveel spanning op het rooster als voor ons doel nodig is. Natuurlijk is deze weerstand R1 van de potentiometer als de belasting van de pickup te beschouwen en nu stuiten we op een moeilijkheid. Een kristalpickup heeft een zeer hoge impedantie; zouden we die nu met een potentiometer van lage waarde belasten, dan zakt niet alleen de spanning in elkaar, doch tevens komen de lage tonen in 't gedrang. Een waarde van 470000 Ω (470 k Ω) is hier dus geboden.

Elektromagnetische pickups hebben een véél lagere impedantie; een potentiometer van 50000 Ω is hier reeds uitstekend bruikbaar. Meestal echter hebben elektromagnetische pickups „pieken” in hun weergavekarakteristiek. Door nu een bepaalde waarde te kiezen voor R1 kan de fabrikant de karakteristiek van zijn pickup verbeteren; gebruik bij kwaliteitspickups daarom steeds de voorgeschreven potentiometer!

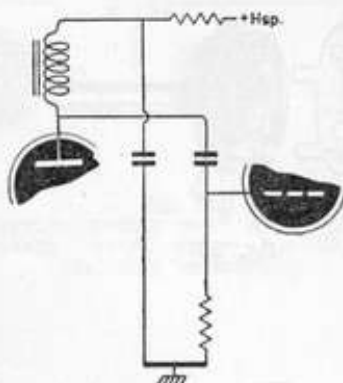


fig. 53

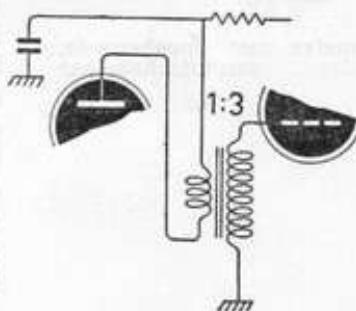


fig. 54

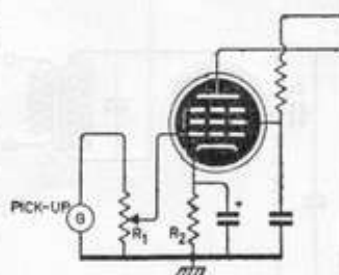


fig. 55

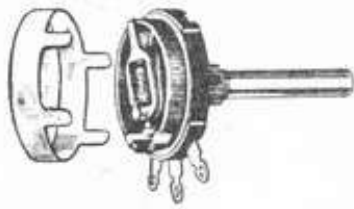
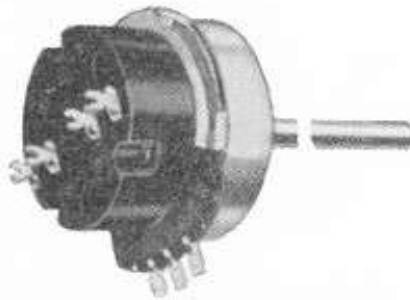


fig. 56



Potentiometer met opgebouwde, dubbelpolige, aan/uitschakelaar

STERKTEREGELING

Een potentiometer van deze grootte is niet met gewonden weerstandsdraad te verwezenlijken; in de plaats hiervan laten wij het glijcontact over een ringvormig kool-laagje lopen (fig. 56). Dit koollaagje is op isolatiemateriaal „neergeslagen”, zoals men dat noemt.

Nu is het met die sterkteregeling niet zo: $2 \times$ zoveel spanning op het rooster, muziek $2 \times$ zo luid, neen, ons oor is beveiligd tegen „overbelasting”.

Om iets werkelijk $2 \times$ zo luid te „horen” moet de spanning héél wat meer dan $2 \times$ zo groot zijn. Zouden we nu de weerstandlaag gelijkmatig „uitsmeren”, zodat elke verdraaiing van de knop van b.v. 20° evenredig de spanning doet dalen, dan bleek dat voor de overgang van zéér luid op zéér zacht maar een onhandig kleine verdraaiing van de knop nodig was. Thans maken we die potentiometer z.g. logaritmisch, d.w.z. bij de rechter stuitnok betekent 20° verdraaiing een veel grotere weerstandverandering dan in de omgeving van de linker stuitnok!

Het is om deze reden, dat we in de versterkertechniek nimmer zeggen: de output is $2 \times$ zo groot of: de input moet $3 \times$ zo klein zijn. Neen, men gebruikt hiervoor het begrip DECIBEL (db), dat $1/10$ Bell voorstelt. Men werkt hierbij met de logaritmie van de sterkteverhouding, hetgeen medebrengt dat we verschillende versterkingen of verzwakkingen bij elkaar kunnen optellen, zoals dat bij de logaritmen gebruikelijk is. Daar logaritmen voor velen een begrip op zichzelf vormen, zal hier niet verder op ingegaan worden; vermeld wordt nog, dat men naast de decibel ook nog de Neper (Np) kent, die precies dezelfde rol vervult, doch uitsluitend in de telefoontechniek toegepast wordt; hierbij gebruikt men de natuurlijke logaritmen, terwijl men bij de decibel op de Briggsse logaritmen gebaseerd is.

KLANKREGELING

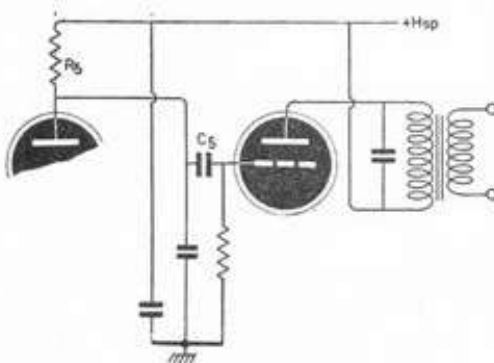


fig. 57

Om praktische redenen worden bij de fabricage van grammofoonplaten de lage tonen afgezwakt en de hoge overdreven; bij radio-ontvangst zijn de hoge tonen (boven 4000) als regel afwezig, kortom al deze redenen en daarnaast de persoonlijke smaak maken het gewenst de klank regelbaar te maken. We kunnen nu de lage tonen radicaal verzwakken door C_5 klein te maken: de hoge kunnen we vernietigen door parallel met R_5 een condensator te plaatsen, waardoor de hoge frequenties naar aarde afvloeien (fig. 57).

Hetzelfde gaat door over de primaire van de uitgangstransformator een flinke condensator te schakelen; hoe groter, hoe minder hoge tonen, we krijgen dan een boem-boem-geluid; spraak wordt onverstaanbaar, maar om duistere redenen zijn velen hiervan gecharmeerd. We zien wel, verzwakken van hoog en laag gaat prima, maar verzwakken van 't middenregister is moeilijker. Maar in het volgende gedeelte zullen we zien hoe de gehele klankregeling door middel van tegenkoppeling verkregen kan worden.

TEGENKOPPELING

We zagen reeds, dat de versterking in dit versterkertje ruim voldoende is. Nu heeft men ontdekt, dat wanneer we een klein deel van de uitgangsenergie in tegenfase terug-

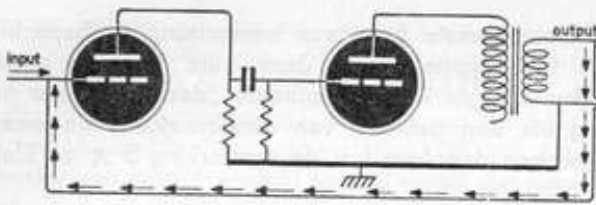


fig. 58a
Tegenkoppeling over 2 trappen.

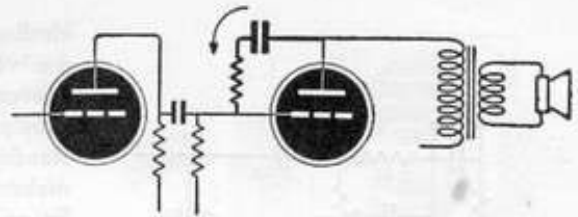


fig. 58b
Tegenkoppeling over de eindbuis.
Hierop berust de in fig. 41 ge-
tekende versterker.

voeren naar de ingang van de versterker, de versterking weliswaar afneemt, maar het vervormingspercentage belangrijk daalt (fig. 58a). We kunnen de tegenkoppeling het beste als volgt beschouwen (zie fig. 59).

Stel nu eens voor dat we een kleine wisselspanning A_1 in de versterker brengen; de amplitude van het uitgangssignaal, zien we in A_2 .

Neem nu eens aan, dat we over een nóg kleinere spanning van dezelfde frequentie beschikken, doch van tegengestelde faze, B_1 . En nu brengen we deze spanning in dezelfde versterker; het resultaat hiervan zien we als B_2 .

Het zal wel duidelijk zijn, dat wanneer we beide signalen tegelijkertijd in diezelfde versterker brengen, de kromme C het resultaat zal zijn, met een amplitude C , zijnde het verschil van A_2 en B_2 .

Welnu, in geval A en B hebben we over verschillende spanningsbronnen beschikt, maar ook wanneer we spanning B_1 afnemen van spanning A_2 , de faze ervan omdraaien (b.v. door transformator-aansluitingen te verwisselen), dan zal toch spanning C in de output het resultaat zijn.

De kromme-vorm van A_2 zal géén gekromde afspiegeling zijn van de ingangsspanning A_1 , als gevolg van onvolmaaktheden in de versterker; dit geldt trouwens óók voor B_2 t.o.v. B_1 . Daar A_2 en B_2 in tegenfaze zijn, evenals A_1 en B_1 , zal C , zijnde het verschil van A_2 en B_2 , aanmerkelijk minder vervorming bevatten; de amplitude van C dus de totale versterking is helaas veel kleiner dan die van A_2 .

De totale versterking van A_1 tot C is dus wat minder dan van A_1 tot A_2 . Voor wat hoort wat!

Bovendien daalt de bromspanning, die er altijd nog in de voeding overblijft. Zoals gezegd moet die energie in tegenfaze teruggevoerd worden, anders zou geen VERZWAKKING maar VERSTERKING optreden met nog groter vervorming en genereren, dat zich in onaangename giltonen demonstreert en dus ongewenst is. We noemen dit „veredelings”-proces tegenkoppeling en kunnen het over de gehele versterker van de output naar de input doen, maar omdat de

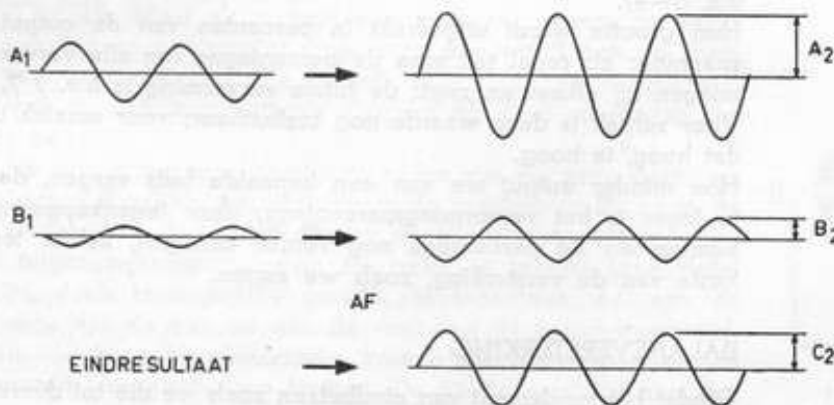


fig. 59a
Tegenkoppeling in beeld

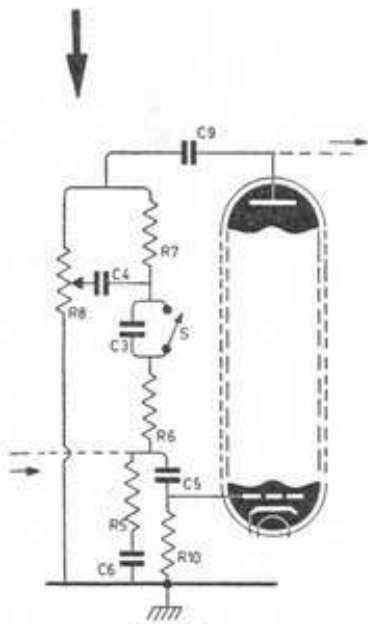
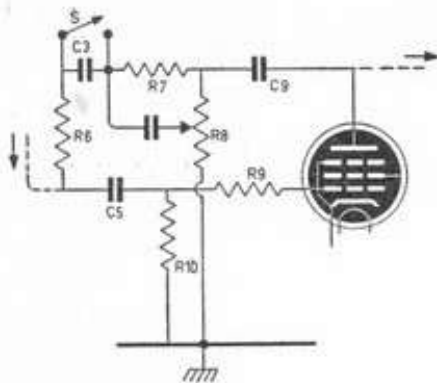


fig. 59b

R5, R6, R7, R8, C3, C4 en C9 vormen het tegenkoppelingcircuit, dat zich bepaalt tot de eindbuis en wel van anode naar rooster. S is de spraakmuziekschakelaar, die in gesloten stand de weergave van de lage tonen **verzwakt** (= tegenkoppeling voor lage tonen **vergroot**). Door C4 via R8 naar „aarde” te schuiven vloeien de hoge frequentier naar aarde af en **verzwakken** we de tegenkoppeling voor deze tonen; de weergave hiervan wordt dus **sterker**. C9 dient slechts om het tegenkoppelingcircuit vrij van gelijkstroom te houden.

eindbuis de voornaamste bron van vervorming is, beperken we vaak de tegenkoppeling tot deze buis. Van de anode voeren we dan energie in een bepaalde „doserings” naar het rooster terug via een netwerk van condensatoren en weerstanden en kunnen daardoor b.v. de versterking $5 \times$ zo klein maken (fig. 58b).

En nu zien we meteen een methode om een ideale klankregeling toe te passen; we kunnen nu die weerstanden en condensatoren zó kiezen, dat voor de hoge en lage tonen de tegenkoppeling minder sterk wordt dan voor 't middenregister, hetgeen er uiteindelijk op neerkomt, dat in de output hoog en laag sterker worden dan het middenregister, al blijft de gehele versterking als gevolg van de tegenkoppeling beneden de oorspronkelijke, doch de geluidskwaliteit en de bromvrijheid zijn in gelijke mate verhoogd.

Omdat we nu eenmaal graag aan alles willen draaien, zijn hoog en laag naar believen in te stellen, kortom, we kunnen de „klankkleur” regelen. Er zijn overigens vele wegen die naar dit doel leiden, maar we laten die hier onbesproken. Een groot voordeel van de tegenkoppeling is wel, dat de inwendige weerstand van eindbuizen schijnbaar véél lager wordt, hetgeen ons vooral bij eindpentoden zeer te pas komt. Bovendien wordt de aanpassing véél minder kritisch. Doordat we een deel van de uitgangenergie terugvoeren zal de maximale output iets teruglopen. Verder neemt de versterking af, hetgeen hierop neerkomt, dat de voorversterkerbuis grotere spanningen moet leveren, willen wij dezelfde output uit onze eindbuis halen. En deze grotere versterking door de vóór-buis gaat helaas vaak met vervorming gepaard!

VERVORMING

Lineaire vervorming. Deze treedt op als b.v. de lage tonen veel meer versterkt worden dan de hoge of omgekeerd. Bij een goed ontwerp kan deze vervorming vermeden worden door de juiste keuze van de koppelweerstand en condensatoren.

Niet-lineaire vervorming. Deze is onvermijdelijk verbonden aan de kromming in de karakteristiek van de buizen; het kenmerkende van deze soort vervorming is, dat we trillingen in de output aantreffen van een frequentie, die niet in de input aanwezig was; deze nieuwe (ongewenste) frequenties zijn mengproducten van wél aanwezige frequenties; verder komen in de output vaak harmonischen van in de input aanwezige trillingen te voorschijn.

Bij trioden overheersen de even harmonischen; bij de pentoden zijn het voornamelijk de oneven harmonischen (zie blz. 6-4).

Hun grootte wordt uitgedrukt in percenten van de outputspanning: als regel telt men de percentages van alle vervormingen bij elkaar en zegt: de totale vervorming is b.v. 7%. Voor spraak is deze waarde nog toelaatbaar; voor muziek is dat hoog, te hoog.

Hoe minder output we van een bepaalde buis vergen, des te lager is het vervormingspercentage; door tegenkoppeling kunnen we dit percentage nog verder verlagen, echter ten koste van de versterking, zoals we zagen.

BALANSVERSTERKING

Omdat het rendement van eindbuizen zoals we die tot dusver

gezien hebben (in de z.g. A-instelling), vrij gering is, heeft men naar methoden gezocht om het rendement te verbeteren. Men bereikte dit in de **BALANSSCHAKELING**. In deze schakeling (fig. 60) worden de roosters van de beide eindbuizen in tegengestelde fase aangesloten. Dit wil zeggen: als het rooster van buis 1 positief wordt, wordt dat van buis 2 negatief en omgekeerd. Dienovereenkomstig wordt de anode van buis 1 negatief op het ogenblik dat de anode van buis 2 positief wordt, hetgeen de naam balansversterking verklaart.

Overigens werkt elk der beide buizen in de A-instelling, d.w.z. met normale negatieve roosterspanning; men spreekt hier van A-balans.

In de uitgangstransformator blijken reeds aanstonds de gunstige gevolgen: Doordat de gelijkstroom-ruststroom van de beide buizen in tegengestelde zin om de kern vloeien is er geen sprake meer van gelijkstroomvóórmagnetisatie of kernverzadiging: de luchtspleet kan vervallen en de zelfinductie wordt daardoor groter, dus: beter weergave der lage tonen. De vervorming door alle even harmonischen in beide buizen is opgeheven. Ook de bromrimpels uit de voeding, in beide buizen even sterk aanwezig, vallen tegen elkaar weg.

FAZE-DRAAIERS

Om de ingangspanningen voor beide buizen in tegenfase te verkrijgen, paste men oorspronkelijk een balansings-ingangstransformator toe, met een aftakking in 't midden, die aan negatieve roosterspanning komt. Omdat de transformatorversterking in kwaliteit achterstaat bij weerstandversterking, zijn talloze faze-omkeerschakelingen met buizen ontworpen, waarvan de eenvoudigste die van de zwevende triode is. Normaal heeft een triode slechts een koppelweerstand in de anodekring: in de katode-leiding bevindt zich de weerstand voor de negatieve roosterspanning (fig. 62). We zagen in de theorie van de triode, dat wanneer de stuurspanning op het rooster meer negatief maken, de spanning op de anode omhoog gaat, dus meer positief wordt; rooster- en anodespanning zijn dus in tegenfase, zoals we dat noemen. In feite kunnen we echter die koppelweerstand ook wel in het katode-circuit aanbrengen, natuurlijk met behoud van de weerstand voor de negatieve roosterspanning (fig. 63). We noemen dat een anodebasis-schakeling: het nare is, dat de buis dan zó sterk tegengekoppeld is, dat de versterking = 1 wordt, zodat de toonfrequente spanning op de uitgangscapacitor even groot als die op het rooster wordt en deze als 't ware op de voet volgt, vandaar de naam **KATODEVOLGER**. Maar er is toch een voordeel: wordt de stuurspanning op het rooster meer plus, dan wordt ook de spanning op de katode (de output) meer plus en omgekeerd; input en output-spanningen zijn dus bij deze schakeling in fase.

Ook hier is het niet moeilijk te raden wat we gaan doen: we plaatsen 2 gelijke weerstanden in de anodekring R_a en in de katodeleiding R_k . Sturen we nu de triode dan verkrijgen we 2 uitgangswisselspanningen, die gelijk in grootte (amplitude) zijn, doch tegengesteld gericht, in tegenfase, n.l. aan de anode van de buis en aan de voet van de katodeweerstand. Via de koppelcondensatoren komen de spanningen op de roosters der eindbuizen terecht. De triode versterkt hier dus

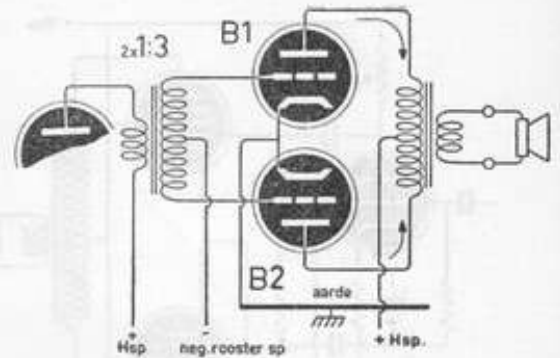


fig. 60



fig. 61
Uitgangstransformator voor
balansversterking

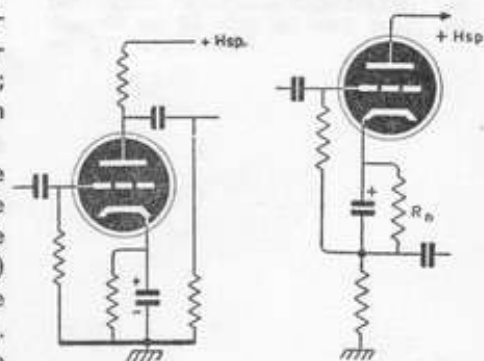


fig. 62

fig. 63

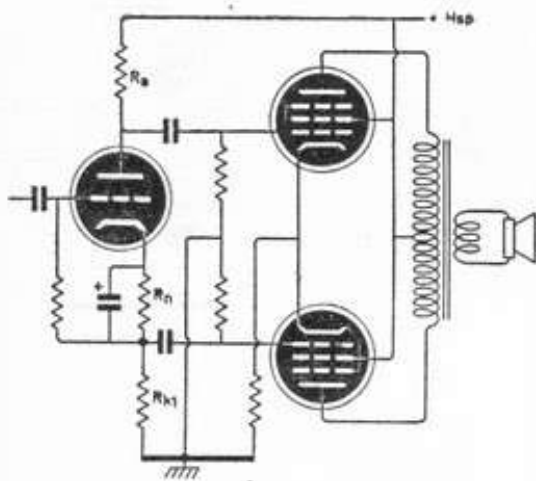


fig. 64

niet, maar doet slechts dienst als FAZEDRAAIER (fig. 64). Een conditie voor goede balanswerking is onderlinge gelijkheid van de eindbuizen. Als regel past men een gemeenschappelijke katodeweerstand R_k toe, die door de anodestroom van BEIDE buizen wordt doorlopen. Bovendien lopen de l.f.-wisselstromen die de beide buizen doorlopen hier door één gemeenschappelijke weerstand; daar deze stromen steeds in tegenfase zijn zal er door de gemeenschappelijke katode-weerstand in 't geheel geen l.f.-wisselstroom lopen, omdat ze elkaar uiteindelijk opheffen. Een ont-koppelcondensator is hier dus overbodig.

Andere vormen van balansschakeling zijn: Klasse B-balansschakeling, waarbij trioden worden gebruikt: zij krijgen géén negatieve roosterspanning, doch door de roosterconstructie nemen zij een vrij geringe ruststroom op (fig. 65). Worden zij nu met een wisselspanning gestuurd, dan loopt er beurtelings in de buis 1 en in buis 2 roosterstroom en nemen de anode-

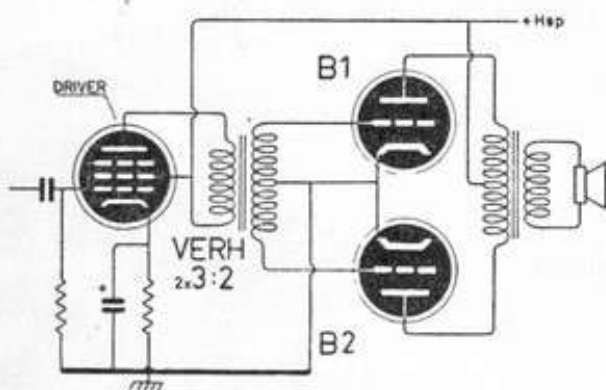


fig. 65

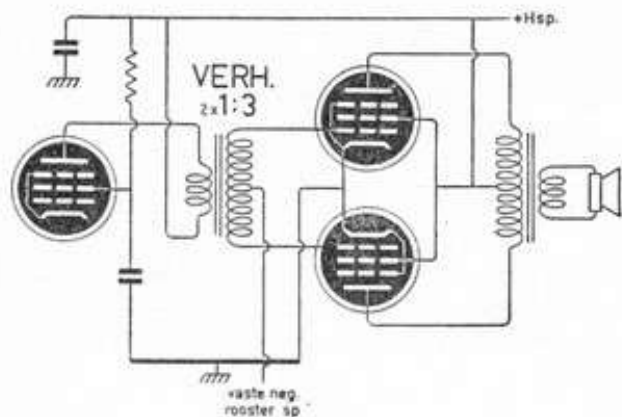


fig. 66

stromen dienovereenkomstig beurtelings in buis 1 en buis 2 toe: ze werken dus nooit tegelijk. Dit is in de buizentechniek de enige plaats waar roosterstroom toegelaten is: de stuurspanningen moeten hier werkelijk enige energie leveren. Daarom kunnen we de eind-buizen in een dergelijke balans-transformator niet sturen met een faze-draibuis of een andere schakeling, waarin van weerstandkoppeling gebruik gemaakt wordt. Neen, de spanningen kunnen slechts door een balans-ingangstransformator toegediend worden, 'terwijl de voorlaatste buis die energie moet leveren, zodat het een krachtbuisje moet zijn (Eng. Driver). Vanzelfsprekend moeten, nu er stroom doorloopt, de secundaire wikkelingen van die ingangstransformator met dikker draad worden gewonden. De wikkilverhouding van de primaire wikkeling tot ieder van de beide secundaire wikkelingen bedraagt meestal $1:3/4$ bij dergelijke, meestal vrij kostbare transformatoren. Het rendement van een dergelijke eindtrap is zeer groot, wel 80 %, maar de vervorming is vooral bij geringe geluidsterkte aanzienlijk.

Een andere vorm van B-versterking is de dichtgedrukte B-balansversterking oftewel klasse B' (fig. 66).

Hier worden weer krachtpentoden of -tetroden gebruikt met een zeer grote negatieve roosterspanning, zodat er tijdens de rust nagenoeg géén anodestroom loopt. Komt er nu stuurspanning op de roosters, dan vloeit er weer beurtelings anodestroom door beide buizen: telkens als dus de stuurspanning van richting verandert begint er een buis te werken en stopt de andere, omdat die nog meer dichtgedrukt wordt.

Bij deze schakeling loopt er nooit roosterstroom: voortrappen kunnen dus normaal zijn. Ook hier groot rendement doch minder vervorming dan bij de normale B-versterker. Automatische negatieve rooster spanning kan NIET worden toegepast; in feite moet men hiervoor een afzonderlijke, vrij hoge gelijkspanningsbron toepassen; deze behoeft echter slechts gering vermogen te leveren.

De klasse AB-SCHAKELING ligt tussen de normale balansschakeling (A) en de dichtgedrukte B-balans.

Deze wordt vaak toegepast. Bij geringe stuurspanning werken de buizen in A-instelling, dus: weinig vervorming; wordt de sturing groter, dan neemt daardoor de negatieve rooster spanning automatisch toe en komen we in het B'-gebied, waar zoals we zagen voor grote stuurspanningen weinig vervorming ontstaat.

De grap van balans B-schakelingen bestaat dus daaruit, dat de buizen beurtelingswerken, waardoor de anoden slechts gedurende de helft van de tijd gebruikt worden en daardoor groter anodestroom kunnen verdragen zonder overbelast te raken. Bovendien wordt er minder anodestroom verbruikt. B-versterkers met roosterstroom worden bij batterij-ontvangers wel toegepast met een dubbeltriode (DDD 11 of KDD 1). Het bezwaar van deze B-versterkers is echter dat zij bij geringe geluidsterkte aan vrij sterke vervorming onderhevig zijn. Wanneer zij echter voluit gestuurd worden is het vervormingspercentage véél lager, hoe wonderlijk dit ook moge lijken.

Alle balansversterkers hebben dit gemeen: de vervorming, veroorzaakt door de 2e en andere even harmonischen valt weg, die door de 3e, die normaal steeds geringer is dan de 2e, wordt helaas iets groter, evenals de hogere oneven harmonischen. Ook het rendement wordt groter, d.w.z. uit een bepaald gelijkstroomvermogen dat we als anodevoeding aan de buizen toedienen, halen we meer nuttige output aan wisselstroom dan bij enkelvoudige buizen in A-instelling.

In fig. 66a en b zien we de gecombineerde krommen van twee in balans geschakelde buizen (fig. 66a is van een A-B-schakeling, fig. 66b is van een B'-schakeling).

VOEDING EN BOUW

De voedingen voor klasse A-versterkers zijn normaal geconstrueerd, zoals in het hoofdstuk „voedingen” werd besproken: de schakelingen volgens de B-klasse eisen echter zéér constante gelijkspanningen, die verkregen worden door geringe weerstand van de draadwindingen, in transformatoren en smoorspoelen, dus: dik draad. Ofschoon er in de les over de voedingsapparatuur niet over gesproken is moet hier vastgesteld worden, dat elke normale hoogvacuum gelijkrichtbuis een zekere inwendige weerstand bezit, die tijdens zijn levensduur hoger wordt, hetgeen echter voor normale anodevoedingen geen bezwaar oplevert. Voor B-versterkers is echter de inwendige weerstand van de normale gelijkrichtbuizen AZ1, AZ4, AZ41 en 80) te groot: men past dan z.g. kwikdampgelijkrichters toe (Am. type 83) met de karakteristieke blauwe gloed. Het vacuum is vervangen door kwikdamp en de inwendige spanningsval in de gelijkrichtbuis is slechts 15 V, onverschillig hoe groot de gelijkgerichte stroom is. Bovendien moet de weerstand van zowel de wikkelingen op de voedingstransformator en van de afvlaksmoorspoelen laag zijn, zodat de gehele voeding een lage inwendige weerstand krijgt.

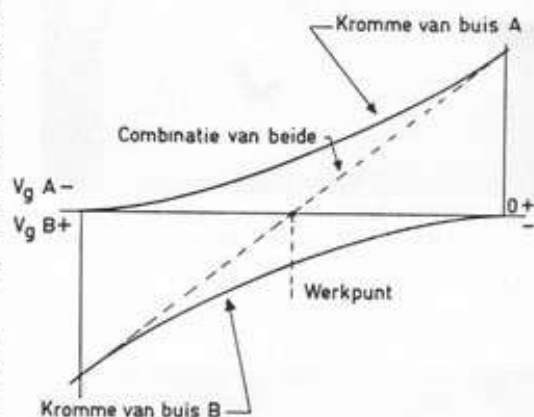


fig. 66a

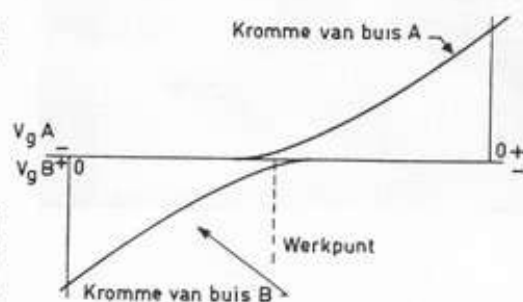
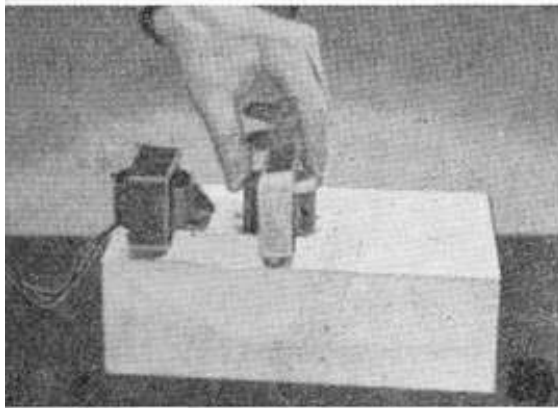


fig. 66b

A en B zijn de beide buizen in de betrokken balans-schakelingen; in fig. 60 en 65 zijn ze met resp. B1 en B2 aangeduid.



Fout: Wanneer de spoelkokers parallel op elkaar staan.

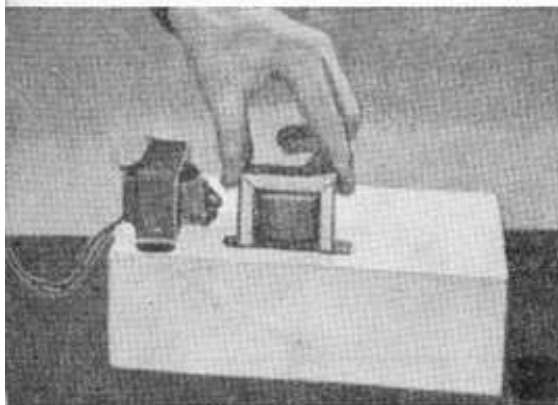


fig. 67
De hartlijnen staan loodrecht op elkaar.

Wanneer een anodevoedingsapparaat n.l. een hoge inwendige weerstand bezit, zal de spanning sterk fluctueren, wanneer er een klasse-B-versterker op aangesloten is, omdat die nu eenmaal sterk wisselende stroomafname veroorzaakt.

En die wisselende spanning veroorzaakt weer vervorming. Dus: streven naar lage inw. weerstand, streven naar constante spanning, dus naar lage inwendige weerstand van ons voedingsapparaat. We zeggen dan, dat het een goede regulatie bezit.

De voeding van deze versterkers kan op een apart chassis of op het versterkerchassis worden gebouwd. De voedingstransformator echter vormt om zich heen „een bromveld”, dat niet zal nalaten op onze uitgangstransformator te werken en stellig op een eventuele ingangstransformator of elektromagnetische pickup. Met die uitgangstransformator klaren we het zo: de transformatoren kunnen vlak naast elkaar staan, mits de hartlijnen van spoelkokers loodrecht op elkaar staan: de inductie is dan het geringst (fig. 67).

Ingangs- en tussentransformatoren plaatsen we in doosjes van zogenaamd Mu-metaal, dat een afscherming voor magnetische krachtlijnen vormt.

De pickup moeten we maar een eind uit de buurt houden. Een afgeschermd en met aarde verbonden leiding naar de versterker voorkomt het „oppikken” van brom.

Bij elektromagnetische pickups moeten we nog rekening houden met het brom-veld van de motor; na enig zoeken is wel een bromvrije plaats te vinden voor onze pickup, n.l. als hij zo ver mogelijk van de motor af staat en zijn juiste positie t.o.v. draaiplateau niet in het gedrang komt.

Eén der beide toevoerdraden van de gloeistroom naar de buizen is als regel ergens op één punt met 't chassis verbonden. Om brominductie te ontgaan draait men beide draden in elkaar.

Tenslotte moet er nog op gewezen worden, dat men alle weerstanden en condensatoren, die met „aarde” verbonden moeten worden, rechtstreeks op 't chassis geaard dienen te worden met korte verbindingen. De voorheen toegepaste methode om een „aardrail” onder 't chassis te leggen en daarop alle aardpunten te solderen, moet als onjuist beoordeeld worden.

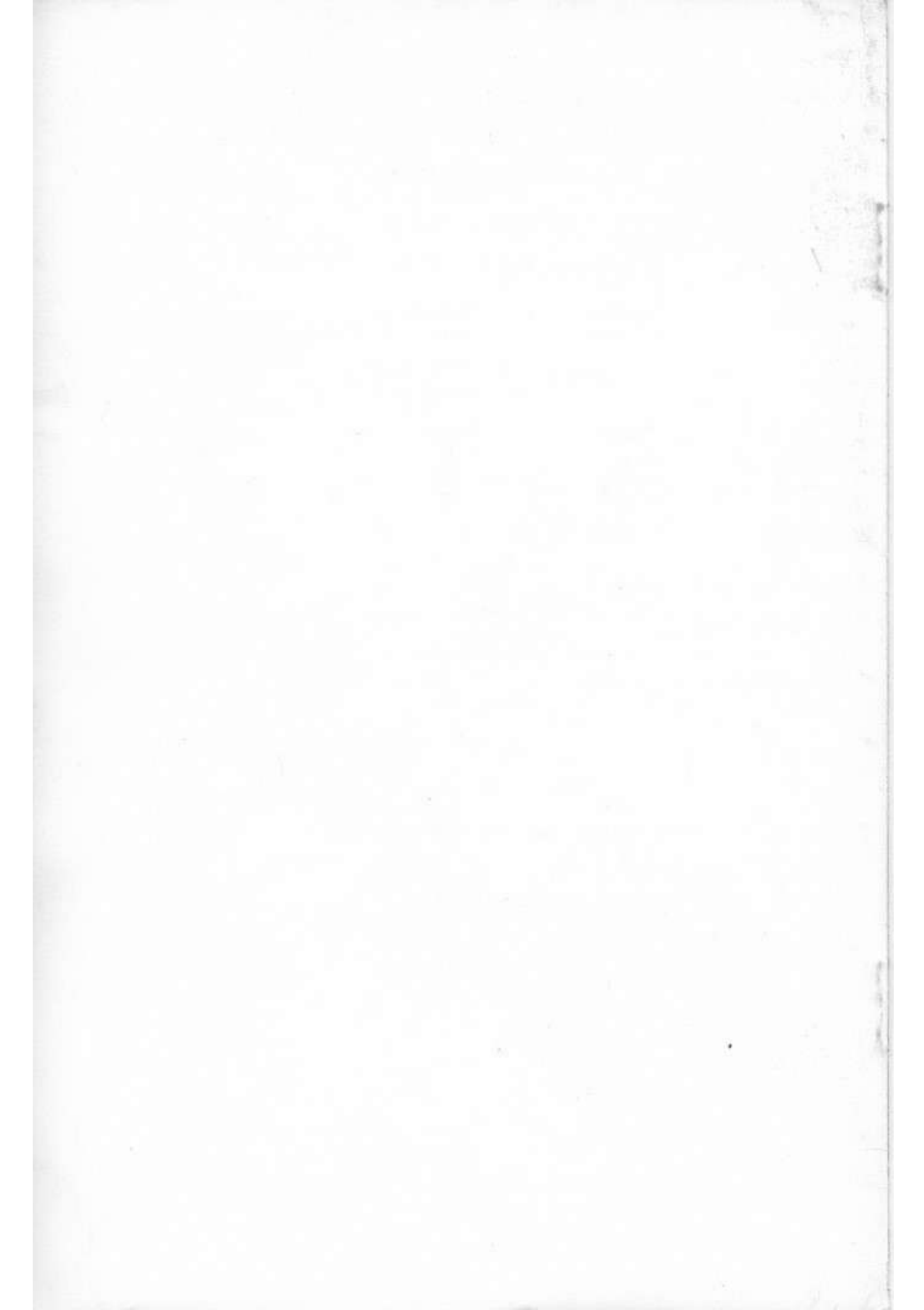
We weten van radio-ontvangers, dat hieraan meestal naast een aansluiting voor een antenne tevens nog de mogelijkheid bestaat om het chassis met „aarde” te verbinden, dus met de waterleiding of in geval van nood, met een gasbuis. Maar vrijwel niemand brengt deze verbinding tegenwoordig aan.

Is voor een versterker deze verbinding ook nog noodzakelijk? Nu, in principe moet het mogelijk zijn een versterker zodanig bromvrij te construeren, dat een aardverbinding overbodig is; slechts in zeer gevoelige schakelingen, waarin dus hoge versterking vereist wordt kan het zin hebben een aardverbinding te maken. Maar dan ook een goede, anders heeft 't geen zin. En de aansluitkabels voor microfoons en pickups dienen steeds goed afgeschermd te zijn, het liefst met z.g. coaxiale plugs.

Soms gebruikt men een één-aderige afgeschermd kabel, waarbij de metaalmantel als 2e draad dienst doet; in principe is het echter juister een 2-aderige kabel te nemen. De afscherming wordt dan aan het versterkerchassis geaard en één der beide draden eveneens.

VRAGEN BIJ DE ZESDE LES

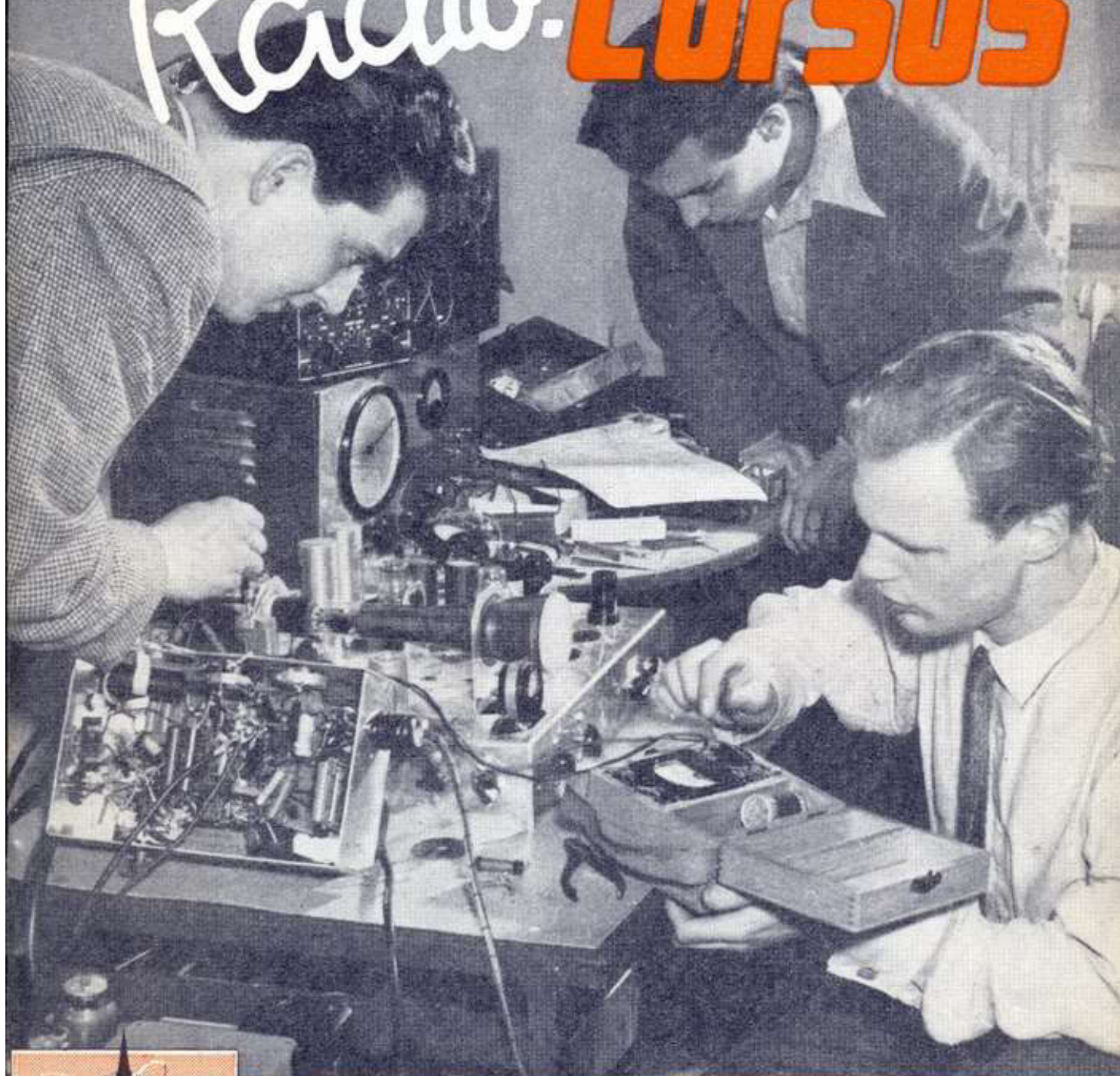
1. Hoe planten geluidstrillingen zich voort?
2. Welke frequentie heeft de 5e harmonische van een grondtoon van 3000 Hz?
3. Welke is de voortplantingssnelheid van geluidstrillingen in normale droge lucht?
4. Op welk principe berust de kristalmicrofoon of kristalpickup?
5. Wanneer we een goede weergave van lage tonen verlangen, zal onze keus dan op een luidspreker met kleine of grote conus vallen?
Vertel nog iets over de afmetingen van een klankscherm of luidsprekerkast in verband met de weergave van lage tonen.
6. Welk type luidspreker wordt tegenwoordig het meest gebruikt?
7. Waarom en waar worden stopweerstand gebruikt en waar monteren we ze?
8. We bezitten een uitgangstransformator, die volgens de gegevens bestemd is voor de aanpassing van 6400Ω (R_{prim}) op 4Ω (R_{sec}). Welke wikkilverhouding bezit deze transformator nu?
9. Teken eens de moderne schakeling, waarbij we een buis voor laagfrequent versterking van negatieve roosterspanning voorzien zonder weerstand in de katodeleiding.
10. Als van een eindbuis gegeven zijn: anodestroom $I_a = 40 \text{ mA}$; schermroosterstroom $I_g = 7 \text{ mA}$ en de vereiste negatieve roosterspanning $V_g = 20 \text{ volt}$, hoe groot moet dan de katodeweerstand zijn ter verkrijging van negatieve roosterspanning?
11. Vertel eens waarom tegenkoppeling wordt toegepast; beschrijf vóór- en nadelen.
12. Wat is een balans-eindtrap; noem eens de voordelen van deze balans-schakeling en teken een eenvoudig schema van zo'n eindtrap met een fazedraaier.
13. Zouden we de weerstand van aarde naar het rooster van een eindbuis $2 \text{ M}\Omega$ mogen maken?
Vertel waarom dat wel of niet zou mogen.
14. Mogen we een uitgangstransformator en een voedings-transformator dicht bij elkaar plaatsen?
Vertel waarom wel (of niet).
15. Als we een kristalpickup gebruiken, kunnen we dan in de ingangschakeling van onze versterker een potentiometer van 20.000Ω toepassen?
Waarom wel (of niet)?



dr. Blan

7

Radio-CURSUS



vormingscentrum voor radio en electronica

INHOUDSOPGAVE

DRAADLOOS ZENDEN

Uitzending door inductie	3
Frequentie en golflengte	6
Afstemming en resonantie	7
Wisselstroomtheorie	7
Stroomresonantie	9
Spanningsresonantie	13
Uitzendingen van r.f. trillingen	17
Open trillingskring.....	17
Draaggolf	19
Moduleren	19
Gemoduleerde draaggolf	21
Ontvanginrichting	22
Detectie	23
Het bouwen van een kristalontvanger	25
Bedrading.....	27

COPYRIGHT DE MUIDERKRING — BUSSUM — NEDERLAND
NADruk, OOK GEDEELTELIJK, IS VERBODEN

DRAADLOOS ZENDEN

7e LES

In de zes voorafgaande lessen hebben we verschillende onderwerpen behandeld die zo bij Radio te pas komen, maar tot nu toe bleven wij toch „binnenshuis“; slechts de geluidstrillingen van onze krachtluidsprekers kregen wat meer vrijheid van beweging: we lieten ze naar buiten schallen.

Want waar het om gaat, het draadloos uitzenden en ontvangen, bleef nog een gesloten boek.

Voordat we dit boek openen moeten we echter een reeds eerder behandeld onderwerp terugroepen, n.l. de INDUCTIE.

UITZENDING DOOR INDUCTIE

We bespraken n.l. in les 3 de transformator. Hier zijn twee wikkelingen om één ijzerkern gewonden. Loopt er nu een wisselstroom door de primaire wikkeling, dan zal deze stroom in de secundaire wikkeling eveneens een stroom induceren.

We weten echter, dat deze ijzerkern slechts dient om de inductie te vergroten. Hieruit volgt, dat 2 spoelen die niet op een ijzerkern gewonden zijn, tóch energie op elkaar kunnen overdragen, doch dat er véél meer windingen nodig zijn, om voldoende wederzijdse inductie (= overdracht) te kunnen bereiken. En als één der beide spoelen wél van een ijzerkern voorzien is en de andere niet, dan zal er toch overdracht plaats vinden van de spoel mèt ijzerkern naar de spoel zónder ijzerkern, omdat die kern een vrij sterk magnetisch veld om zich heen veroorzaakt.

Neem nu eens aan, dat onze buurman een geweldig grote grammofoonversterker heeft staan draaien; gelukkig gebruikt hij inplaats van een luidspreker slechts een koptelefoon, zodat we geen geluidstrillingen via de muren en open ramen kunnen horen. Stel nu ook eens, dat wij eveneens een versterker inschakelen, heel gevoelig, zodat zeer kleine trillingen van b.v. 5 milli-volt nog behoorlijk versterkt kunnen worden tot luidsprekersterkte en vervangen we de microfoon of pickup door een heel gewoon spoeltje van b.v. 500 windingen, dat door een heel lange afgeschermd snoerleiding met de ingang van onze versterker wordt verbonden.

Nu naderen we met ons spoeltje buurmans versterker; als we in de buurt van zijn voedingstransformator komen horen we een enorme bromtoon. Daar was het ons echter niet om begonnen; we zoeken nu zijn uitgangstransformator op en dan horen we uit onze luidspreker zijn grammofoonplaatje, helaas met de bromtoon op de achtergrond.

De spoel in zijn uitgangstransformator induceerde in onze op-pik-spoel dus elektrische spanningen en deze verbinding is nu werkelijk DRAADLOOS (fig. 1).

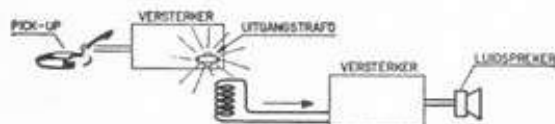


fig. 1

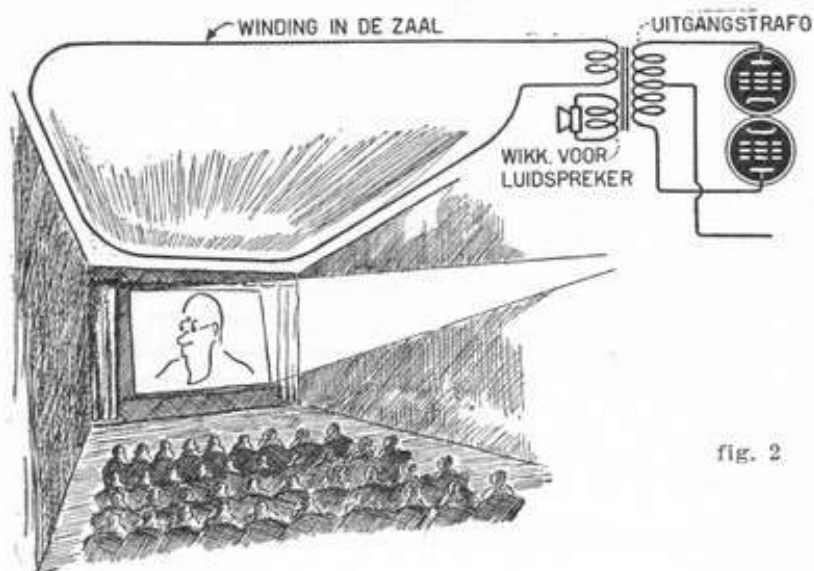


fig. 2

Inderdaad maakt men van deze OMROEPMETHODE gebruik in moderne bioscopen ten behoeve van de slechthorende bezoekers (fig. 2).

Parallel met de spreekspoel van de luidspreker(s) heeft men een gesloten draadlus rondom de gehele zaal gelegd en in het hoor-apparaat, dat in feite niets anders is dan een 3-traps l.f. versterkertje, heeft men vaak zo'n op-pik-spoel*) aangebracht, aangesloten op het rooster van de 1e buis. En dan kan de slechthorende bezoeker overal in de zaal het geluidsprogramma beluisteren; de microfoon schakelt hij tijdens 't luisteren met de spoel uit. De in zijn op-pik-spoel geïnduceerde spanningen zijn wel niet hoog, maar hij beschikt toch wel over voldoende versterking in zijn hoor-apparaat. Als we nu door de zaal-spoel maar voldoende grote stroom laten lopen via de uitgangstransformator, zouden we misschien de gehele stad wel van dat uitgezonden programma kunnen laten profiteren, maar... nu ontdekken we iets erg naars. In een theater, dat maar een klein eindje verder staat, hebben ze óók zo'n installatie aangelegd. Natuurlijk draaien ze daar een andere film en... we horen verschillende programma's dwars door elkaar heen.

Conclusie: deze draadloze laagfrequent uitzending kan nooit als omroep gebezigd worden, want de programma's van de diverse omroepen zijn volstrekt niet te scheiden.

Bovendien wordt de geïnduceerde spanning in onze op-pik-spoel snel zwakker, naarmate we verder van de zend-spoel afkomen.

Toch wordt een dergelijk a.f. omroepsysteem tegenwoordig wel in ziekenhuizen e.d. gebezigd als oproepsysteem voor verschillende personen.

De ontvangertjes worden daartoe niet alleen van een op-pik-spoel doch tevens van een filter voorzien.

Deze filters nu zijn voor elk ontvangertje op verschillende frequenties afgeregeld, b.v. op 1000 Hz, 2000 Hz, enz., volgens een bepaalde afspraak. Door nu via de versterker één van deze bepaalde frequenties uit te zenden begint één der zakontvangers die toon weer te geven. En dit betekent, dat de betrokkene zich via de telefoon met de oproepcentrale in verbinding moet stellen. Men noemt dit paging systemen. Wanneer we dus meer programma's gelijktijdig willen uiten-

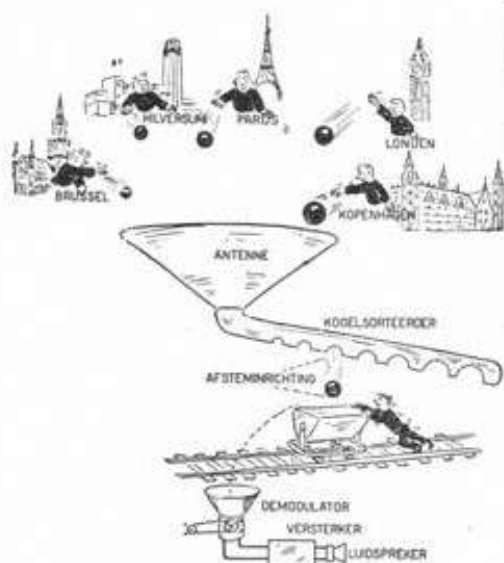


fig. 3

*) De Engelsen noemen dat een pick-up coil.

den, dan zullen we ze in een jasje moeten steken, dat van buitenaf herkend en gekozen kan worden. Ongeveer zoals bij een kogelsorteermachine in de rijwielfabriek: een schuin aflopende goot, waarin gaatjes in opvolgende grootte zijn aangebracht (fig. 3). Gooien we nu ongesorteerde kogeltjes in het reservoir boven aan de goot, dan rollen ze allen naar beneden en ieder rolt door tot het gat waar hij doorheen kan. Het kleinste gat zit boven; het grootste onderaan de baan. En onder ieder gat staat een doosje, dat we met de afstemkringen in onze ontvanger kunnen vergelijken: als we onze ontvanger afstemmen op een station, dan plaatsen we dus het doosje onder het gat, waaruit de gewenste kogels rollen. We kraken dan zo'n kogeltje netjes open en halen het programma van onze smaak er uit; de andere kogels laten wij ongebruikt om ons heen gaan.

Het probleem is dus: we moeten de verschillende omroepzenders in binnen- en buitenland zo ver zien te krijgen, dat ze hun programma's in kogels van verschillende afmeting verpakken en de lucht in slingeren; de luisteraars moeten dan elk voor een behoorlijke opvangtrechter, kogelsorteerder en kogel-kraker zorgen. Het in kogels verpakken noemen we **MODULEREN**; het in de lucht slingeren is **UITZENDEN**; de trechter is de antenne; de kogelsorteerder is onze **AFSTEM-INRICHTING** (het selectie- of kiesorgaan) en de kogelkraker is de **DEMULATOR** (of detector, gelijkrichter).

De oplossing heeft men als volgt gevonden:

Uit de proeven van Heinrich Hertz was gebleken, dat een elektrische trilling op één plaats kon worden opgewekt en uitgezonden en op een andere plaats, enige afstand van de „zender” verwijderd, kon worden ontvangen.

De begrippen golflengte en frequentie waren op dat tijdstip nog niet zo scherp belicht: Er werd slechts hier een elektrische trilling uitgezonden en daar ontvangen. Aan de ontvangst-zijde konden we dus alleen zeggen: „hij zendt wel” of: „hij zendt niet”. Daar het Morse-schrift, dat al sedert omstreeks 1850 bij de draadtelegrafie in gebruik is, slechts een aaneenschakeling is van „wel” en „niet” doorgaan van stroom, kon het draadloos **TELEGRAFEREN** spoedig doorgang vinden met behulp van dat morse-stelsel.

Die uitgezonden trilling had een sinus-vormig verloop zoals dat bij een normale wisselstroom het geval is; de frequentie, dus het aantal malen per seconde dat een „cyclus” zich herhaalt (zie 3-9), was héél groot en lag ver boven de uiterste grens van hoorbaarheid, die, zoals we in les 6 zagen bij ongeveer 15000 per/sec of 15000 Hz ligt. Noemden we die trillingen die in het „hoorbare” gebied liggen, dus beneden 20000 per/sec. laagfrequente- of audio-frequente trillingen, de trillingen die voor radio gebezigd worden noemt men daarentegen **HOOG- OF RADIO-FREQUENTE TRILLINGEN**, afgekort h.f. of r.f. trillingen.

Was men in de tijd van Hertz al gelukkig dat men „zenden” en „ontvangen” kon, toen Marconi tegen het einde der vorige eeuw deze experimenten praktisch ging toepassen, voelde men de noodzaak van een keuze-orgaan, een selectiemiddel, waarmee men in staat zou zijn tegelijkertijd meerdere zenden ontvangkanalen te gebruiken zonder wederzijdse storing. En dit is mogelijk door toepassing van afstemkringen. Maar voordat we deze gaan bespreken willen we het eerst eens hebben over het verband tussen frequentie en golflengte.

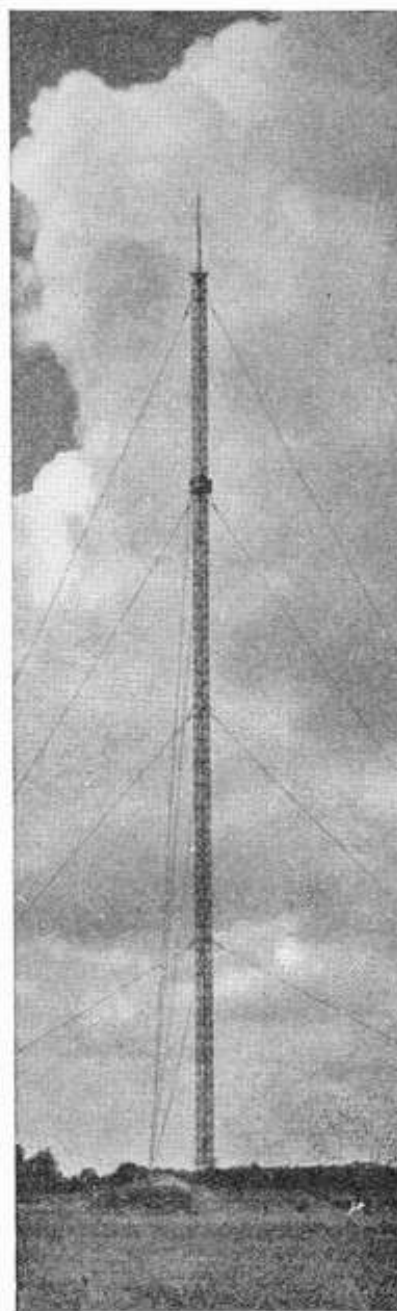


fig. 4
De mast van de zender te Lopik

FREQUENTIE EN GOLFLENGTE

We zullen ter verklaring maar weer een populair voorbeeld nemen: de spoorlijn Amsterdam-Amstelstation - Arnhem. Hoe groot die afstand is, doet er niet toe; om het kwartier gaat er een trein. Men zegt dan: de frequentie, aangeduid met de letter, f is 4 per uur of: $4/u.$; diensgevolge duurt een periode in dit geval $\frac{1}{4}$ uur. De snelheid van deze trein, die onderweg nergens stopt, is 100 km/u. Als we nu ergens op een willekeurige plaats aan die lijn gaan zitten, kunnen we duidelijk een golfverschijnsel waarnemen: intense stilte, afgezien van enige hongerige loeiende koeien en fluitende vogels, aanzwellend gerommel van de trein, gedaver tijdens het voorbijrijden, afstervend lawaai en dan weer intense stilte.

En ook aan het eindstation is een dergelijke golfbeweging goed te bespeuren: stilte, de trein komt binnen; plotseling worden veel reizigers uitgebraakt, tenslotte lopen er nog wat reizigers te dreutelen totdat 't perron uitgestorven raakt en dan stormt de nieuwe trein weer binnen, is dus de oude „periode” weer afgelopen en begint een nieuwe. Overal waar we de tijd meten blijkt dit verschijnsel $4 \times$ per uur voor te komen; de frequentie blijft dus $4/u.$ Maar hoe „lang” is dat verschijnsel, zo'n periode nu; over welke „weg” strekt zich dit nu uit?

Welnu, de lengte van zo'n golf is de afstand, die de trein in de tijdsduur van 1 periode, een kwartier, aflegt. De snelheid per uur is 100 km , de frequentie van de dienst is 4 en

de golflengte berekenen we aldus: $\frac{100}{4} = 25 \text{ km}$. Die golf-

beweging staat overigens niet stil, maar gaat eveneens van Amsterdam naar Arnhem; het landschap echter blijft waar het is.

Wanneer de trein een snelheid heeft van 90 km/u. en er ver-

trekken er 6 per uur ($f = 6$), dan is de golflengte $\frac{90}{6} = 15 \text{ km}$.

Hoe is 't nu bij de elektriciteit? Net zo. Alleen hebben we hier te maken met de snelheid van de elektriciteit, die even groot is als die van 't licht, n.l. $300.000 \text{ km/sec.} = 300.000.000 \text{ m/sec.}$

Het begrip frequentie, in de elektriciteit: aantal perioden per seconde, kunnen we zonder meer overplaatsen naar deze beschouwing en de golflengte vinden we weer netjes in meters, na deling:

$$\frac{\text{snelheid van de elektriciteit}}{\text{aantal perioden per seconde}} = \text{golflengte} = \lambda$$

λ is de griekse letter lambda, waarmee we het begrip golflengte plegen aan te duiden.

Als we nu b.v. een frequentie van $1.006.711 \text{ Hz}$ hebben, hoe groot is dan de golflengte?

De snelheid van de elektriciteit is $300.000.000 \text{ m/sec.}$; de frequentie is $1.006.711 \text{ Hz}$; de gevraagde golflengte λ is dus

hier: $\frac{300.000.000}{1.006.711} = 298 \text{ m}$. En ziet, dat is onze trouwe Hil-

versumse zender: golflengte is 298 m ; $f = 1.006.711 \text{ Hz}$ of

1.006,711 kHz.

$$\text{Dus: } \lambda = \frac{300.000.000}{f} \text{ meter en } f = \frac{300.000.000}{\lambda} \text{ Hz.}$$

Tot dusver gebruikte men steeds het begrip golflengte; het is echter rationeler om met frequenties te werken; worden de getallen te groot, dan spreken we van kHz (kilo = 1000) of MHz (Mega = 1.000.000). Wonderlijk genoeg spreekt men wél weer van metergolven (bij televisie) en centimetergolven (radar), terwijl de Amerikanen niet het begrip Hz doch C/s (cycles per seconde) gebruiken.

Nu we 't toch over golflengten hebben, ook bij geluidstrillingen kan men over golflengten spreken. Doch de snelheid van de geluidsgolven is maar gering: 343 meter per seconde, of: 343 m/sec. Bij een frequentie van 1000 Hz is de golf-

$$\text{lengte dus: } \frac{343}{1000} = 0,343 \text{ m. En als we met wat lagere fre-}$$

quenties (tonen) te maken hebben, b.v. 50 Hz, dan krijgen

$$\text{we } \frac{343}{50} = 6,86 \text{ m!}$$

Hierin zien we meteen, waarom we een klankbord (baffle) nodig hebben voor de lage tonen (6—10); zulke lange golven „grijpen” om een klein klankbord heen, van achteren naar de voorkant en omgekeerd; ze komen elkaar „onderweg” tegen en remmen uiteindelijk de conusbewegingen op die frequenties af (fig. 5).

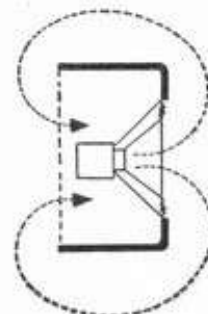


fig. 5

AFSTEMMING EN RESONANTIE

We komen nu aan de afstemming, het wonderlijke natuurkundig verschijnsel dat „radio” mogelijk maakt en die plaats vindt d.m.v. afstemkringen.

Om deze te verklaren maken we gebruik van de z.g.

WISSELSTROOMTHEORIE,

één der moeilijkste onderwerpen uit de elektrotechniek.

In principe kunnen we voor elke denkbare frequentie een afstemkring maken, zowel in het laagfrequente als in het hoogfrequente gebied. Voor het gemak nemen we nu maar 't laagfrequente gebied. We voorzien ons eerst van een z.g. toongenerator: een kastje met een knop en een schaalverdeling (fig. 6). Het is een kleine wisselstroomcentrale, maar niet voor alleen b.v. 50 Hz. Neen, door maar aan de knop te draaien kiezen we elke frequentie van 20 tot 20.000 Hz! Dit apparaat is bestemd voor laboratoria en service-inrichtingen, en daarmee gaan wij nu enige proeven verrichten. De output is een zuiver sinusvormige wisselspanning; de frequentie kunnen we kiezen en ook de amplitude van de spanning kunnen we met een knop instellen, b.v. van 0 tot 100 volt. Wanneer we nu over de uitgangsklemmen een condensator aansluiten, dan zal daardoor een stroom lopen. Met de ampèremeter A is dat direct aantoonbaar; maar al hadden we deze meter niet, dan konden we de impedantie van de condensator R_C tóch berekenen met behulp van de formule

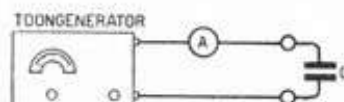


fig. 6

van blz. 3—21: $R_C = \frac{1}{2\pi fC}$.

De stroom door de C is dus altijd te berekenen,

$$I_C = \frac{E}{R_C},$$

wanneer de generatorspanning E maar bekend is.

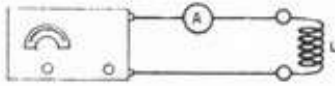


fig. 7

Op dezelfde uitgangsklemmen sluiten we nu eens voor de variatie een spoel aan inplaats van die condensator (fig. 7). Ook nu vindt er stroomdoorgang plaats; dat zien we wel aan de meter; bovendien zouden we daar weer door berekening achter kunnen komen, want we kennen de formule om de impedantie van een spoel voor een bepaalde frequentie te berekenen (3-16), n.l.: $R_L = 2\pi fL$.

Ook in dit geval laat de stroom, ditmaal door de spoel,

$$I_L = \frac{E}{R_L}$$

Verdraaien we de knop, dus veranderen we de frequentie, dan zal, wanneer er een CONDENSATOR staat ingeschakeld, bij hoger wordende frequentie R_C kleiner waarden krijgen en de stroom dus TOENEMEN, terwijl bij lager wordende frequentie R_C groter wordt en de stroom I_C AFNEEMT. Met andere woorden: de capacatieve reactantie van een bepaalde condensator is omgekeerd evenredig met de frequentie.

Verdraaien we echter de frequentieknop wanneer er een SPOEL op de toongenerator aangesloten staat, dan zal bij toenemende frequentie R_L GROTER worden en de stroom I_L KLEINER; bij afnemende frequentie treedt het omgekeerde op. Met andere woorden: de inductieve reactantie van een bepaalde spoel is recht evenredig met de frequentie.

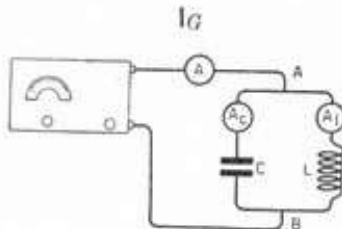


fig. 8

Nu gaan we eens tegelijkertijd een spoel en een condensator op de generator aansluiten en dan zitten we midden in de onverwachte gebeurtenissen.

Want we mogen verwachten, dat de meter A de totale door de generator geleverde stroom I_G zou aanwijzen, dus de som van I_C en I_L (fig. 8).

Om bij een getallenvoorbeeld te blijven: neem maar aan dat bij een bepaalde frequentie de stroom door de spoel (I_L) = 5 A en de stroom door de condensator (I_C) = 3 A. En nu levert de generator niet $5 + 3 = 8$ A, nee, I_G blijkt te zijn: $5 - 3 = 2$ A, dus het verschil van I_L en I_C .

En wanneer bij een andere frequentie de stroom $I_L = 4$ A blijkt te zijn en de stroom door de condensator $I_C = 5$ A, dan wijst de meter A (I_G) aan: 1 A.

Algebraïsch gesproken zou dit — 1 A moeten zijn, want $I_L - I_C = 4 - 5 = -1$, maar helaas kunnen wisselstroommeters nooit negatieve waarden aanwijzen: we lezen 1 A af en daarmee uit. Wanneer we, in 't algemeen gesproken, bij wisselstroom gebruik zouden maken van gelijkstroommeters zouden we de wijzer niet kunnen zien bewegen, want deze kan de snelle fluctuaties niet volgen. Zouden we echter een wisselstroom met een zéér lage frequentie opwekken en tóch gelijkstroommeters in de schakeling van fig. 8 toepassen, dan zouden we op een fotografische momentopname van de 3 meters inderdaad zien, dat I_G steeds gelijk is aan het verschil van I_L en I_C en óók, dat I_G negatief kan zijn. Bij dergelijke

„momentopnamen” meten we de z.g. ogenblikswaarden van stromen of spanningen. Maar we zijn nog lang niet aan 't eind van onze bevindingen: Wanneer we zo de afstemknop van de generator verdraaien, dus de frequentie van de wisselstroom hoger of lager maken, dan blijken we op de schaal één punt tegen te komen, waarbij de generatorstroom I_G plotseling op 0 valt. En inderdaad blijken nu de meters I_L en I_C beide een even hoge stroom aan te wijzen, dus $I_L = I_C$, hetgeen medebrengt: $I_L - I_C = 0 = I_G$.

Dit is een wel zeer bijzondere toestand: I_L en I_C zijn beide gelijk in grootte doch, gezien vanuit de generator, van tegengestelde richting.

Voordat we nu verder gaan met ons betoog moeten we ons even realiseren wat er gebeurt bij dat knop-verdraaien; beginnend bij de lage frequenties is de afgelezen waarde van I_L hoog en van I_C laag. In getallen bijvoorbeeld: $I_L = 6$ A en $I_C = 1$ A; I_G is $6 - 1 = 5$ A. Draaien we nu omhoog, dan wordt I_L steeds kleiner, maar I_C groter, totdat er een frequentie komt, waarvoor ze beide gelijk zijn. $I_L = 3\frac{1}{2}$ A en $I_C =$ ook $3\frac{1}{2}$ A. De stroom die de generator levert, I_G blijkt nul geworden te zijn. Draaien we weer verder naar een nog hogere frequentie, dan wordt I_L nog kleiner en I_C nog groter; b.v. I_L wordt 1 A en I_C wordt 6 A. De totale stroom I_G is $1 - 6 = -5$ A; we lezen echter af: 5 A.

Hoe dat nu met dat negatieve karakter van die stroom door C zit zien we verderop nog, maar overigens moeten we erkennen, dat het afnemen van de stroom door L en het toenemen van de stroom door C bij toenemende frequentie, toch eigenlijk te verwachten was na hetgeen we over toe- en afnemende R_C en R_L , resp. bij af- en toenemende frequentie enige pagina's terug schreven bij de figuren 5 en 6.

Op zichzelf is het dus helemaal zo gek niet, dat er een frequentie moet bestaan waarvoor $I_L = I_C$ en dat dus óók de inductieve weerstand R_L gelijk is aan de capacatieve weerstand R_C .

Opmerkelijk blijft echter het feit, dat op die frequentie de totale stroom I_G nul was en dat de stromen door L en C gelijk en tegengesteld van richting zijn.

De generator levert dus géén stroom en toch loopt er een stroom door L en C!

In fig. 9 geven we, om het zo maar weer te zeggen, een momentopname en wel op het ogenblik, dat de stroom door de spoel van A naar B gericht is en die door de condensator van B naar A. Zoals we zagen is de stroom naar buiten = nul maar in die kring L-C zelf blijkt wel degelijk een stroom te lopen, een wisselstroom wel te verstaan; in fig. 10 geven we wéér een momentopname, maar nu op het ogenblik dat de stroom door de spoel van B naar A en door de condensator van A naar B loopt! De beide in fig. 9 en 10 getekende gebeurtenissen spelen zich dus elk in een halve periode van de wisselstroom af.

We noemen de frequentie, waarbij dit verschijnsel optreedt, de **RESONANTIE FREQUENTIE** en dit verschijnsel heet hier:

STROOMRESONANTIE.

In de L—C-kring loopt dan een wisselstroom op zijn eigen houtje, doch alleen dán, als de z.g. resonantie optreedt; in fig. 11 loopt hij linksom, in fig. 12 rechtsom.

Omdat men hierin wel een (wat vage) overeenkomst met een vliegwiel ziet, noemt men een dergelijke L—C-kring ook wel een **vliegwielkring**.

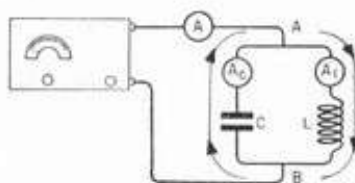


fig. 9

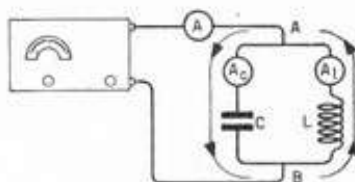


fig. 10

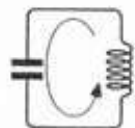


fig. 11

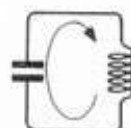


fig. 12

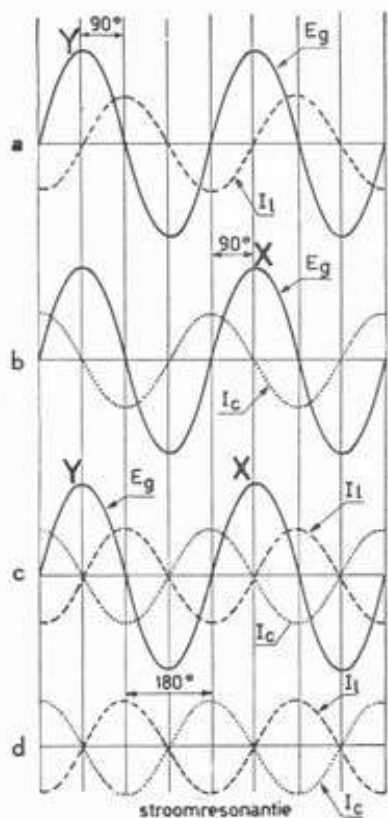


fig. 13

a: de stroom door de spoel ijlt 90° na op de spanning over de L-C kring.

b: de stroom door de condensator ijlt 90° vóór op de spanning over de L-C kring.

c: de stroom door de spoel ijlt 90° na en de stroom door de condensator ijlt 90° vóór op de spanning over de L-C kring.

d: de stroom door de spoel ijlt 180° ($= 2 \times 90^\circ$) na op de stroom door de condensator.

I_C en I_L zijn gelijk en tegengesteld; de inwendig **ronddaande** stroom door de kring $= I_L = I_C$; de uitwendige stroom door de L-C kring, dus $I_g = 0$.



fig. 14

We zullen de zaak nu maar direct uit de doeken doen: het is de FAZE van de wisselstroom in de beide kringtakken, die ons gefoet heeft.

Natuurlijk, we weten allemaal wel, dat in de spoeltak de stroom 90° op de spanning na-ijlt; in de condensator-tak ijlt de stroom 90° vóór, komt dus eerder dan de spanning tot zijn maximum. Maar denk er om: we moeten die faze van de stromen door L en C vergelijken ten opzichte van de faze van de spanning zoals die uit de generator komt; die spanning is hier immers gelijk voor zowel L als C en daarom te beschouwen als het enig, bindende ofwel gemeenschappelijke element. We noemen deze generatorspanning ook wel de opgedrukte spanning.

In fig. 13a tekenen we de sinus-kromme van de generatorspanning E_g en daarbij de sinus-kromme van de na-ijlende stroom I_L door spoel L.

Men tekent vaak twee of meer tegelijkertijd optredende verschijnselen op één tekening (fig. 13); het éne verschijnsel, in dit geval E_g tekenen we dan in een gewone, een z.g. getrokken lijn, terwijl het andere verschijnsel, hier I_L in een streep-lijn en I_C in een stip-lijn wordt getekend. Deze manier van tekenen geschiedt niet wegens ruimtegebrek of papierschaarste, maar om de onderlinge samenhang van de feiten vast te leggen. Horizontaal ziet men dus, in tijd uitgedrukt, ca. 2 perioden van een wisselspanning en de daarbij optredende stromen door de spoel en de condensator.

In fig. 13b geven we wéér de kromme van E_g maar nu met de kromme van de voorijlende stroom I_C door condensator C, terwijl in fig. 13c de combinatie van de spanningscurve en de beide stroomcurven (= krommen) te zien is en nu komt de aap uit de mouw: de 90° vóór-ijlende stroom door C, afkomstig van de spanningsgolftop X, is precies 180° gedraaid t.o.v. de 90° na-ijlende stroom door L, afkomstig van een eerdere spanningsgolftop Y. Ze zijn dus precies in tegenfaze. En voor één, zeer bepaalde frequentie zijn de amplituden van beide stromen bovendien even groot, we zien dat in fig. 13d. Ze heffen elkaar dus precies op, zodat de stroom in meter $I_g = 0$.

We kunnen 't geval van resonantie ook zien als twee vrienden L en C, die naar moppen luisteren, die spanning E vertelt: Condensator lacht al van te voren en Spoel lacht pas als spanning E alreeds aan een nieuwe mop begonnen is: daardoor lachen Spoel en Condensator tóch nog tegelijk, maar Condensator is één mop (= sinustop) vóór op Spoel, die nog om de vorige mop lacht (fig. 14).

We kunnen deze toestand het best vergelijken met b.v. de slinger van een klok, zo'n Friese klok waarvan de slinger circa 60 cm lang is (fig. 15). We nemen hem uit de klok, hangen hem aan een spijker en houden het ondereind b.v. 30 cm opzij bij A (fig. 16). Dan laten we die slinger los en jawel, hij slingeret door zijn laagste punt en schiet naar de andere kant (B), blijft dan even stilstaan en komt weer terug, bijna tot 't punt van uitgang (A). Zo blijft hij heen en weer slingeren, met steeds kleiner wordende uitwijking (amplitude) om tenslotte stil te staan; een dergelijke trilling noemen we een gedempte trilling. Natuurlijk wordt er gevraagd: hoe komt het nu dat die slinger niet dóór blijft slingeren? Wel, omdat er luchtweerstand overwonnen moet worden en ook het draaipunt geeft wrijvingsweerstand. We laten het echter nooit zover komen, dat de slinger stil gaat hangen en geven hem daartoe regelmatig een licht zetje, telkens als hij van ons

vandaan gaat. Ook die slinger heeft een bewegingsfrequentie: hij zal b.v. $100 \times$ per minuut heen en terug gaan; f is hier dan $100/\text{min}$. Wanneer we op deze wijze de trilling onderhouden spreken we van een **ONGEDEMPTE** trilling.

Willen wij hem hier aan de gang houden, dan moeten wij hem $100 \times$ per minuut een duwtje geven, niet meer en niet minder. Want als we het vaker dan $100 \times$ per minuut of minder vaak zouden doen, dan gaat hij heel raar heen en weer rukken; dat kennen we trouwens allemaal wel van een schommel, die door een „ondeskundige” wordt aangeduwd. En geven we de slinger nu eens geen „zetje” maar een flinke „zet”, dan zal hij verder uitzwaaien (= amplitude wordt groter); zijn snelheid wordt groter, maar de tijd die hij nodig heeft om één maal héén en terug te zwaaien blijft even groot. Ook zijn f blijft dus onveranderd.

Binnen in de klok zorgt de veer of het gewicht er voor, dat hij een bepaald aantal malen, b.v. $100 \times$ per minuut zijn duwtje krijgt en daarom blijft hij rustig doorlopen op diezelfde frequentie, die wij zijn **EIGEN FREQUENTIE** noemen, welke bepaald wordt door de lengte van de slinger en het gewicht van het stukje lood onderaan.

En willen we nu de slinger sneller héén en weer laten gaan, dus de frequentie verhogen, dan moeten we of de slinger verkorten of het gewichtje verkleinen; bij langzamer lopen gaat 't net andersom.

Welnu, in onze L-C kring in stroomresonantie staan de zaken er precies zo bij. De verliezen in deze trillingskring worden door weerstand in de spoel of lek in de condensator veroorzaakt.

En willen we de frequentie **VERGROTEN**, dan moeten we of de zelfinductie van L of de capaciteit van C **VERKLEINEN**; voor het verkleinen van de frequentie gaat 't weer precies andersom (fig. 17).

Bij de slinger verklaren we dit verschijnsel aldus: hier is een wisselwerking van a) de **TRAAGHEID** van een gewicht, de tegenzin wat betreft het opvolgen van bevelen en b) de **VEERKRACHT**, ontstaan door de naar beneden gerichte zwaartekracht. Door het gewicht op te tillen werken we de zwaartekracht tegen; laten we het los, dan herneemt die zwaartekracht zijn rechten zodat de slinger schielijk naar zijn laagste punt gaat; helaas is de traagheid het hier niet mee eens; hij zorgt er voor dat de slinger doorschiet naar B. Dáár echter geeft de traagheid 't op en wordt de zwaartekracht weer de baas: de slinger keert terug en zo gaat 't maar door. De energie zetelt dán in de traagheid en dán weer in de veerkracht en wisselt dus steeds van plaats.

Bij onze spoel en condensator gaat 't op geheel dezelfde manier: de spoel heeft, zoals we al eerder zagen, met de traagheid te kampen en de condensator moeten we maar als een elastisch vat zien, zoiets als een rubberband. De functie van een condensator als „elastisch vat” is te vergelijken met de werking van een accu. En dát gezichtspunt geeft ons een verklaring van de beschouwing van een condensator als „negatieve weerstand”. Want een accu als „stroomleverancier” is in feite het tegengestelde van de „weerstand”. De elektrische energie hoopt zich nú eens op in de spoel en dán weer in de condensator. Nu zijn echter zowel de spoel als de condensator lang niet volmaakt; de spoel heeft ohmse weerstand en de condensator kan, populair gesproken „lek” zijn. Elke periode dat de stroom van spoel naar condensator loopt en terug ondervindt deze dus weerstand, waar-



fig. 15

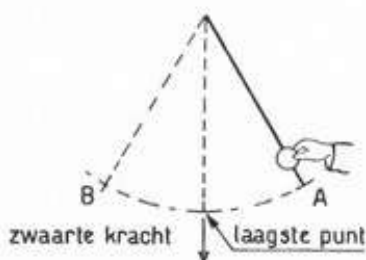


fig. 16

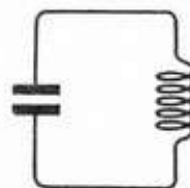


fig. 17

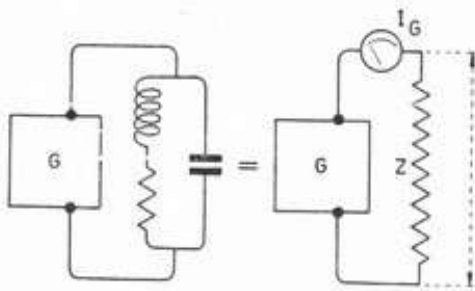


fig. 17a

Stroomresonantie

I_G minimaal, nagenoeg 0,
 dus Z blijkbaar zeer hoog

$$\left(Z = \frac{L}{R \times C} \right)$$

door enige elektrische energie in warmte wordt omgezet, wat ten koste gaat van de kringstroom, die tenslotte nul zou worden. Waren deze verliezen er niet, dan zou de L-C kring na eenmaal „aangestoten” te zijn, onbepaalde tijd kunnen blijven door „vliegwiel” zonder krachtstoevoer van buitenaf. Helaas bestaat deze ideale toestand niet en moet de generator dus een stroom I_G blijven leveren, welke stroom echter zéér klein kan zijn, vergeleken met de kringstroom.

Is een L kring dus in stroom-resonantie, dan is blijkbaar de inductieve weerstand R_L gelijk aan de capacatieve weerstand R_C en kunnen we dus zeggen:

$$R_L = 2 \pi f L = \frac{1}{2 \pi f C} R_C \quad \text{of:} \quad R_L = R_C$$

Zijn nu van een spoel de zelfinductie L en van een condensator de capaciteit C bekend, dan kunnen we berekenen, bij welke frequentieresonantie zal optreden, door f uit deze vergelijking op te lossen.

$$2 \times \pi \times f \times L = \frac{1}{2 \pi \times f \times C} \quad \text{of:} \quad 2 \pi \times f \times L \times f = \frac{1}{2 \pi \times C}$$

Gaan we verder, dan vinden we:

$$f \times f = \frac{1}{2 \pi \times 2 \pi \times L \times C} \quad \text{of} \quad f^2 = \frac{1}{(2 \pi)^2 \times L \times C}$$

$$f_{res} = \sqrt{\frac{1}{(2 \pi)^2 \times L \times C}} = \frac{1}{\sqrt{(2 \pi)^2 \times L \times C}} = \frac{1}{2 \pi \times \sqrt{L \times C}}$$

Dit is de bekende FORMULE VAN THOMSON; L is hierbij uitgedrukt in Henry, C in Farad, terwijl we f in Hertz uitdrukken.

Met behulp van deze formule kunnen we dus berekenen, voor welke frequentie een stroom-resonantie zal optreden, wanneer de zelfinductie en capaciteit bekend zijn. Maar als in het omgekeerde geval de frequentie gegeven is, dan kunnen wij de daartoe vereiste waarden van L en C berekenen. We hebben hierbij een zekere mate van vrijheid: het product van de zelfinductie in Henry's en de capaciteit in Farads moet een bepaalde waarde hebben, het z.g. L-C product. De onderlinge waarden van L en C doen er voor het ogenblik dus niet zoveel toe, mits echter hun product maar de gevraagde waarde heeft. L en C zijn dus hier omgekeerd evenredig met elkaar.

Omdat tijdens resonantie op een bepaalde frequentie de L-C kring als zodanig nagenoeg géén stroom opneemt uit de generator (I_G is ca. nul), mogen we nu wel als praktische conclusie vaststellen, dat de L-C kring als een zéér hoge weerstand beschouwd mag worden. Omdat het een schijnweerstand is, spreken we van impedantie, aangeduid met Z. Om nu te zien hoe groot Z wordt, moeten we ons realiseren, dat in het algemeen gesproken, dus zowel in als buiten resonantie, Z de vervangingswaarde (R_V) betekent van de parallel geschakelde R_L en R_C.

We weten, dat $R_V = \frac{R_1 \times R_2}{R_1 + R_2}$; we krijgen hier dus:

$$Z = \frac{R_L \times (-R_C)}{R_L - R_C} = \frac{2\pi fL \times \frac{1}{2\pi fC}}{2\pi fL - \frac{1}{2\pi fC}}$$

Dit is dus de algemene formule, maar bij resonantie worden R_L en R_C aan elkaar gelijk, zoals we weten en dan komt onder de streep 0 te staan, zodat Z dan oneindig groot wordt. In de praktijk wordt de formule nog véél ingewikkelder, omdat de ohmse weerstand van de spoel dan ook nog in rekening gebracht moet worden.

We zullen dit hier maar niet verder uitwerken en volstaan met te zeggen, dat de waarde van Z dan niet oneindig groot wordt. De formule wordt uiteindelijk:

$$Z = \frac{L}{C \times R},$$

waarin L de zelfinductie van de spoel in Henry voorstelt, C de capaciteit van de condensator in Farads en R de ohmse weerstand van de spoel.

SPANNINGSRESONANTIE

We weten echter, dat we een spoel en een condensator ook in serie op onze toongenerator kunnen aansluiten (fig. 18).

En Z , de totale impedantie, is dan weer gelijk aan de serieschakeling R_L en R_C , dus $Z = R_L + (-R_C)$.

We weten dat $R_L = 2\pi fL$ en $R_C = \frac{1}{2\pi fC}$. Hieruit volgt:

$$Z = 2\pi fL - \frac{1}{2\pi fC},$$

waarbij wij volgens gewoonte weer R_C als een negatieve waarde beschouwen. De stroom I , die zowel de spoel als de

condensator doorloopt is dan volgens Ohm: $I = \frac{E_G}{Z}$

bij E_G de generatorspanning voorstelt.

Daar een spoel zonder ohmse weerstand niet bestaat, moeten we ook R in rekening brengen, maar dat stellen we nog een ogenblik uit.

Ten gevolge van de stroom I door zowel R_L als R_C zullen er spanningen over L en C komen te staan; zij vormen dan doodgewoon een potentiometerschakeling. We kunnen deze gemakkelijk berekenen met behulp van de wet van Ohm. Over de spoel meten we dan: $E_L = I \times R_L$ en over de condensator: $E_C = I \times -R_C$.

Een eigenaardige consequentie van de negatieve weerstand $-R_C$ is nu, dat de spanning E_C eveneens een negatieve waarde zal krijgen.

In het algemene geval zullen deze spanningen niet aan elkaar gelijk zijn. De generatorspanning blijkt dan gelijk te zijn aan het verschil, dus $E_G = E_L - E_C$.

Verdraaien we dan de knop over de schaal, dan komen we een frequentie tegen, waarbij er juist een abnormale gróte

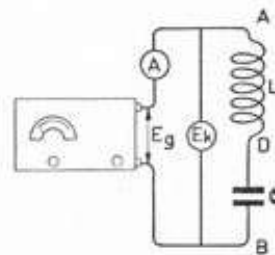


fig. 18

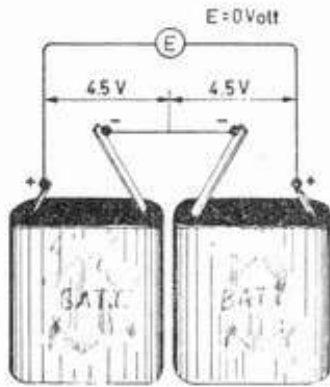


fig. 19

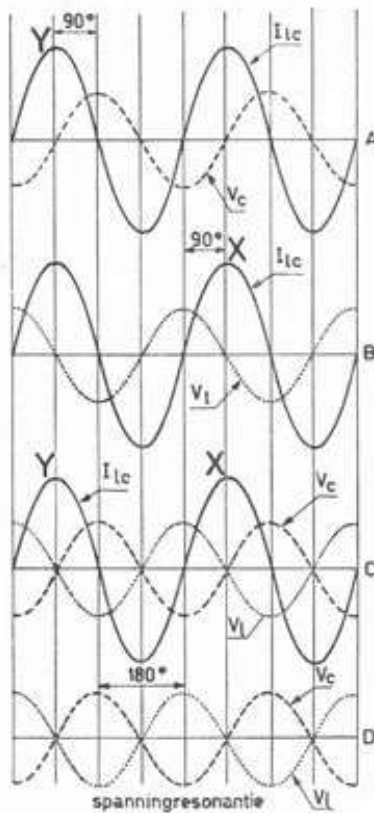


fig. 20

A de stroom door de gehele L-C kring ijlt 90° vóór op de spanning over de condensator, of: de spanning over de condensator ijlt 90° na op de stroom door de L-C kring.

B de stroom door de gehele L-C kring ijlt 90° ná op de spanning over de spoel, of: de spanning over de spoel ijlt 90° vóór op de stroom door de L-C kring.

C de spanning over de condensator ijlt 90° ná en de spanning over de spoel 90° vóór op de stroom door de L-C kring.

D de spanning over de condensator ijlt 180° ($= 2 \times 90^\circ$) vóór op de spanning over de spoel.

De spanningen V_L en V_C zijn gelijk en tegengesteld. De spanning over de L-C kring $= 0$.

stroom gaat lopen. Er treedt blijkbaar wéér een resonantieverschijnsel op. Inderdaad is dat zo: nu is het een spanningsresonantie! En hier is de weerstand van de kring (de in serie geschakelde L en C) blijkbaar 0 geworden; de toon-generator is hier dus praktisch kortgesloten. Zo erg is in werkelijkheid de toestand echter niet; we hebben n.l. tot dusver maar aangenomen, dat de spoel in 't geheel geen ohmse weerstand bezit, maar die weerstand is wel degelijk aanwezig, zoals we later zullen zien.

In het resonantiegeval is de stroom dus blijkbaar zeer groot en dat kan alleen maar zo zijn als de impedantie van de gehele kring zeer laag is.

Inderdaad zijn bij resonantie R_L en R_C aan elkaar gelijk, dus:

$$R_L = R_C \quad \text{of:} \quad 2\pi fL = \frac{1}{2\pi fC}$$

We mogen dus ook zeggen: $2\pi fL - \frac{1}{2\pi fC} = 0$ en dan

zien we, dat $Z = 0$.

Maar als de kringweerstand 0 is, dan moet ook de spanning E over de kring tussen de punten A en B = 0 zijn. En dat is hij ook volgens de meter E_K . Doch zowel over de spoel L als over de condensator C meten we met de meters E_L en E_C héél behoorlijke spanningen, die even groot blijken te zijn.

Waar zit hier nu de dubbele bodem? Heel eenvoudig: zowel over de spoel als over de condensator staat een spanning, maar... beide spanningen zijn wel gelijk doch staan precies in tegenfase en heffen elkaar op.

We moeten 't maar even zó bschouwen: we schakelen 2 zaklantaarnbatterijtjes in serie, maar zó, dat de beide min-klemmen doorverbonden worden (fig. 19). Zetten we nu de meetstiften op de beide plusklemmen, dan meten we 0 volt, ofschoon elk der batterijtjes afzonderlijk $4\frac{1}{2}$ volt meet!

Want ten opzichte van de generatorstroom I, welke zowel L als C doorloopt en daarom is te beschouwen als het enig bindende ofwel gemeenschappelijke element, is de spanning over L (dus E_L) 90° vóórijlend, terwijl de spanning E_C (over C) 90° náijlt ten opzichte van diezelfde stroom I.

Daarom ijlt de spanning E_L $90^\circ + 90^\circ = 180^\circ$ voor t.o.v. de spanning E_C of met andere woorden: E_L is in tegenfase met E_C (fig. 20) en heft deze op.

Gelijk wij reeds eerder opmerkten is een spoel zonder ohmse weerstand ondenkbaar; we moeten dus R in de reeds genoemde formule voor Z invoeren. Omdat het hier weer gaat om de serieschakeling van de ohmse weerstand en één of meer schijnweerstand, zal de formule er, overeenkomstig het geleerde in les 3—15 en 3—22 in het algemeen, dus óók wanneer de kring buiten resonantie is, aldus gaan uitzien:

$$Z = \sqrt{R^2 + \left\{ 2\pi fL - \frac{1}{2\pi fC} \right\}^2}$$

In het bijzondere geval van resonantie zal de tussen haakjes geplaatste waarde gelijk aan nul worden, zoals we zagen want $R_L = R_C$, waardoor Z gelijk wordt aan:

$$Z = \sqrt{R^2 + (0)^2} = \sqrt{R^2} = R.$$

We zien tevens, dat de waarde van R onveranderd aanwezig blijft, of de kring nu in resonantie is of niet.

Tijdens SPANNINGSRESONANTIE is hierdoor de KRINGWEERSTAND Z dus niet gelijk aan 0, maar gelijk aan R , de OHMSE WEERSTAND van de spoel.

Zowel over de spoel L , dus tussen A en D , als over de condensator $C-D-B$, (fig. 18) zullen zich nu onder invloed van de grote stroom I spanningen ontwikkelen, die belangrijk hoger zullen zijn dan de spanning E_G op de generatorklemmen. En daar R_L en R_C bij resonantie aan elkaar gelijk zijn, worden deze E_L en E_C , die we weer de elspanningen noemen, óók aan elkaar gelijk, afgezien van het teken, dus:

$$E_L = E_C \text{ of: } I \times 2\pi fL = I \times \frac{1}{2\pi fC}$$

We herkennen hierin onmiddellijk weer de formule van Thomson van pagina 12; deze geldt blijkbaar zowel voor stroomals voor spanningsresonantie.

Intussen moeten we ons even realiseren, dat bij spanningsresonantie de in serie geschakelde $L-C$ kring een complete kortsluiting vormt, terwijl bij stroomresonantie de parallelgeschakelde $L-C$ kring juist een zeer hoge waarde aanneemt. De kringstroom is hier bij resonantie vele malen groter dan de door de generator geleverde stroom; men spreekt hier van het „opslingeren” van de stroom.

Verder moet er nog even herhaald worden, dat door de hoge stroom de spanningen E_L en E_C bij spanningsresonantie belangrijk hoger zijn dan de generatorspanning. Men noemt dit verschijnsel het „opslingeren” van de spanning; in de volgende les gaan we hier dieper op in.

En nu nog even de vraag: Waar blijft de generatorspanning? Wel, in feite handhaaft die zich over de ohmse weerstand van de spoel en de spanning over de ohmse weerstand bezit dus eenzelfde „faze” als de generator. Zoals we zagen ijlt de spanning over de spoel 90° ná en over de condensator 90° vóór; in een z.g. vectordiagram kan men deze toestand aanschouwelijk maken (fig. 22). Uit de aard der zaak is ook dit een „momentopname”; voor 't gemak zijn in fig. 21 de pijltjes van de „spanningsrichting” er bij getekend.

We hebben deze feiten nu aangetoond met behulp van een toongenerator, maar de geschetste feiten gelden voor wisselspanningen van elke frequentie, hetzij hoog- of laagfrequent. Bovendien moeten we goed voor ogen stellen dat we, uitgaande van één bepaalde frequentie, met verschillende combinaties van L en C de vereiste resonantie kunnen bereiken: een combinatie met een kleine L zal een grote C vereisen en omgekeerd zal men, voor diezelfde frequentie een grote L gebruikend een kleine C moeten toepassen; mits het product $L \times C$ maar de voor deze frequentie vereiste waarde bezit. En als we er maar steeds aan denken: hoe kleiner de C , hoe groter de R_C (voor een bepaalde frequentie) dan kunnen we dat combineren van C en L beter begrijpen.

Voor de goede orde moeten we hier even vaststellen, dat we, om resonantie voor een bepaalde frequentie te verkrijgen toch niet zó maar uit kunnen gaan van b.v. een willekeurige condensator, om via een berekening de juiste spoel er bij te vinden. Theoretisch zou dit gaan; in de praktijk heeft een spoel helaas steeds een zekere eigen-capaciteit, terwijl een condensator bovendien altijd nog een zekere zelfinductie blijkt

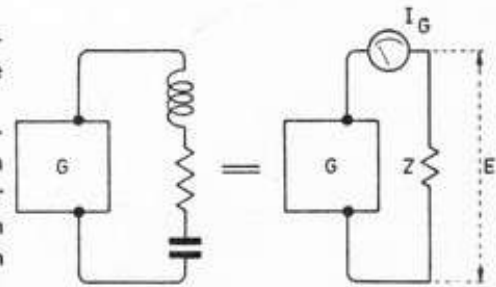


fig. 20a

Spanningsresonantie

I_G zéér groot
dus Z is blijkbaar zeer laag ($= R$)

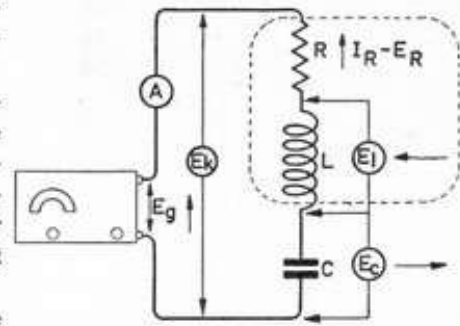


fig. 21

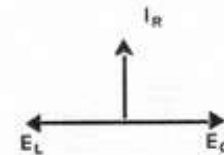


fig. 22

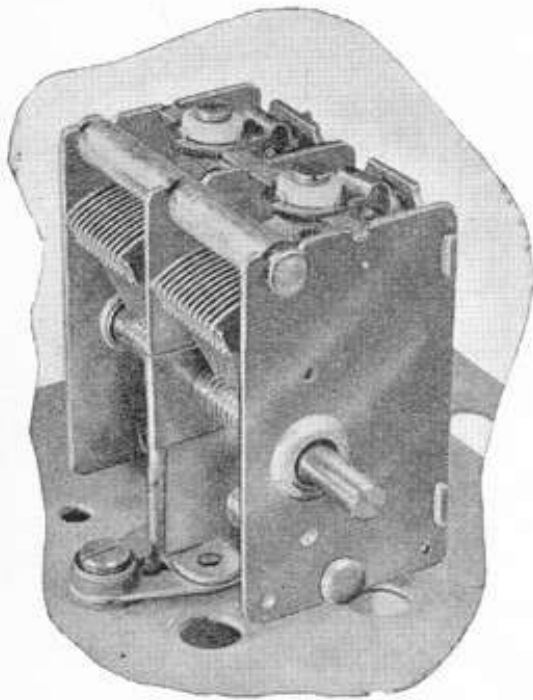


fig. 23

Variabele afstemcondensator, met 2 secties, ieder met een maximum capaciteit van ca. 500 pF

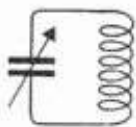


fig. 24

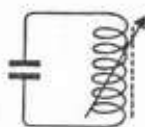


fig. 25

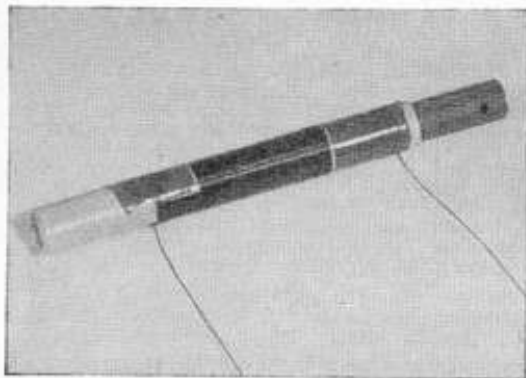


fig. 26

Spoel met verschuifbare poederijzerkern z.g. permeabiliteitsafstemming

te bezitten. Zouden we b.v. met een spoeltje van b.v. 100 μ H resonantie willen verkrijgen op 50 Hz, dan zou de C walgelijk groot moeten worden, terwijl we met een spoel van b.v. 1 Henry nooit resonantie op 500 kHz kunnen verkrijgen, omdat de eigen-capaciteit van zo'n spoel reeds vele malen groter is dan de vereiste C!

Het is intussen wel interessant thans ook nog even het resonantie begrip voor geluidstrillingen te beschouwen. Voor r.f. trillingen kunnen resonanties ontstaan in spoelen en condensatoren, dus in elektrische geleiders in 't algemeen; voor a.f. trillingen komen er echter andere geleiders in aanmerking, n.l. buizen en afgesloten ruimten. De duitse geleerde Helmholtz is de grondlegger van deze beschouwingen; helaas kunnen we hierop niet diep ingaan; naar hem is de Helmholtz resonator genoemd.

Een aardige proefneming kunnen we echter zelf wel doen: wanneer we in een klein vertrek eens de toonladder doorzingen, dus zo van do re mi fa sol enzovoort, en we doen dat met een bepaalde, gelijkmatige geluidsterkte, dan zal het ons opvallen, dat sommige tonen véél luider klinken dan de overige. Doen we dit in een vertrekje, dat een andere kubieke inhoud heeft, dan zullen weer andere tonen luider gaan klinken.

Welnu, voor die luide klinkende tonen treedt resonantie op: de inhoud van het vertrek en de verhouding van die afmetingen bepalen de frequentie van de toon waarvoor die resonantie optreedt.

Nu is dat allemaal heel leuk, maar 't verschijnsel wordt bepaald hinderlijk en ongewenst, wanneer een radiokast of een luidsprekerkast op die manier als resonator gaat optreden voor één bepaalde frequentie. Telkens wanneer die éne toon in de muziek voorkomt, horen we die extra aangedikt. Meestal ligt die resonantie-frequentie laag; we horen dan de bekende boem-boem-geluiden, die uiterst vermoeiend werken, maar waaraan vele toestelbezitters helaas snel wennen.

Gelukkig bestaan er middelen om deze verschijnselen te verminderen, o.a. door de kasten aan één kant geheel open te laten en ondiep te maken, of door ze inwendig met absorberend materiaal te bekleden. Hoogfrequent gesproken zijn dit dempweerstand en de ohmse weerstand in een spoel, die de kring „breder", minder selectief, in 't algemeen „slechter" maakt, waardoor die punten minder geprononceerd worden.

Interessant is nog, dat men in de hoogfrequent-techniek, b.v. in de centimetergolven voor radar en televisie-straalzenders van holle geleiders en resonantiekringen gebruik maakt, dus zonder L en C.

Intussen zal velen het nú wel duidelijk zijn, hoe we „selectief" radio-frequenties kunnen ontvangen of versterken.

Brengen we op een parallelschakeling van een spoel en een condensator een wisselspanning van een bepaalde frequentie, dan zal in het algemeen geen resonantie optreden: Vergroten we echter of de capaciteit door een variabele condensator te gebruiken (fig. 23 en 24) of de zelfinductie van de spoel door een verstelbare ijzerpoederkern te gebruiken (fig. 25 en 26), dan zal de L-C kring bij bepaalde waarden in resonantie komen; de weerstand van de kring zal hoog oplopen en we kunnen de spanningval hierover benutten; voor alle andere frequenties is die weerstand gering en de spanningsval dus ook.

We kunnen in dit geval de L-C kring dan rustig beschouwen

als de R_i zoals we die aangetroffen hebben in les 5 op pagina 17, fig. 41.

Maar voordat we hierover verder gaan moeten we eens onderzoeken hoe we komen tot de

UITZENDING VAN R.F. TRILLINGEN

We zagen het geval, dat een condensator en een spoel parallel geschakeld werden aangesloten op een generator. We gaan dit nu weer doen en nemen nu eens niet een toon-generator maar een r.f. generator, die b.v. een frequentie van 2000 kHz (dus een golflengte van 150 m) opwekt^{*)}. We leerden, dat wanneer we maar de juiste combinatie van L en C berekenden, er een stroomresonantie in de kring L-C zal optreden; de weerstand Z van de kring wordt zeer hoog, maar de rondgaande kringstroom wordt zeer groot (fig. 9 en 10).

In een zender hebben we met deze situatie te maken. Begrijpelijkerwijs zal echter het afwisselend laden en ontladen van de condensator slechts tussen de platen van die C merkbaar zijn: ook de heen en weer schommelende stroom door spoel L zal een wisseling van het magnetische veld veroorzaken, die slechts in de naaste omgeving aantoonbaar blijft. We spreken van een „gesloten” trillingskring. Ook in de beide toevoerdraden tussen spoel en condensator lopen tijdens resonantie pittige kringstromen, die om elke draad een magnetisch veld veroorzaken fig. 27a. Omdat deze draden echter dicht bij elkaar lopen en de velden tegengesteld gericht zijn, zal er geen uitwendig magnetisch veld ontstaan (fig. 27b). (Zie les 3—5, fig. 8).

Men zou het effect „naar buiten” kunnen vergroten door:

- de spoel L enorme afmetingen te geven (fig. 28) of;
- de afmetingen van de condensator C behoorlijk te vergroten (fig. 29);
- de onderlinge verbindingsdraden zó ver van elkaar houden, dat de opgewekte velden elkaar niet tegenwerken.

In deze drie gevallen is sprake van een

OPEN TRILLINGSKRING

Om praktische redenen gaat men tot b) over bij het uitzenden en de manier, waarop we dat doen is interessant: we spannen twee geïsoleerde draden op grote afstand van elkaar en hebben nu een condensator met 2 draden als elektroden en de tussenliggende lucht als di-elektricum (fig. 30).

Bij de behandeling van de condensatoren in les 3 hebben we niet bij de constructie stilgestaan, maar het zal ieder wel duidelijk zijn, dat de capaciteit, het vermogen om elektrische lading te bewaren van een C kleiner wordt, als we het oppervlak van de geleiders verkleinen. En de capaciteit zal eveneens kleiner worden, als we de onderlinge afstand van de metalen elektroden vergroten! De onderlinge capaciteit van de 2 op grote afstand van elkaar uitgespannen draden zal dus maar gering zijn. Dus moet een spoel met véél grotere zelf-inductie gekozen worden, want we leerden dat verschillende combinaties van L en C mogelijk zijn voor resonantie op een bepaalde frequentie; is de C klein, dan wordt de spoel groot. Nu is de eigen capaciteit van zo'n antenne wel te vergroten: aan beide zijden spannen we niet één draad, maar meerdere,

^{*)} We noemen een dergelijk apparaat een meet- of trim-zender.

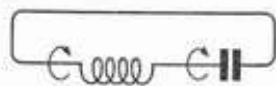


fig. 27a

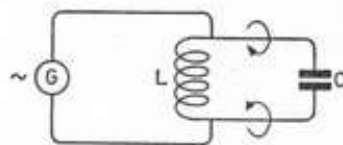


fig. 27b

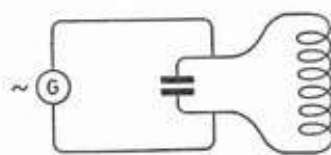


fig. 28

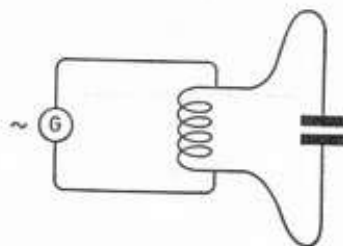


fig. 29

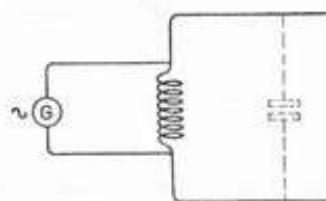


fig. 30

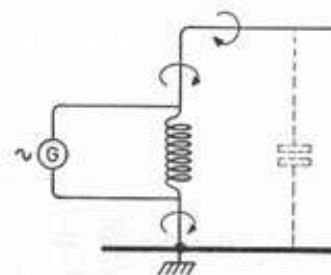


fig. 31

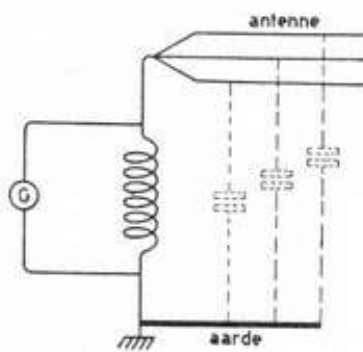


fig. 32

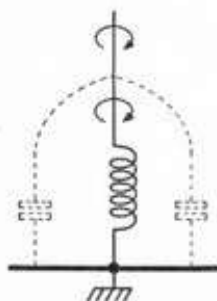


fig. 33

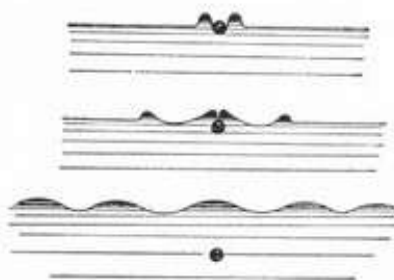


fig. 34

3 of 4 parallel. En om antennepaal-moeilijkheden te overwinnen spannen we slechts één der beide geleidergroepen in de lucht; de andere groep graven we in de aarde (fig. 31—32).

Door nu een wisselspanning van voldoende grote amplitude op de L-C kring aan te sluiten zal er toch nog een grote wisselstroom lopen in de kring: generator—antennedraad—diëlektricum (lucht)—aarde—generator.

Die wisselstroom door de lucht veroorzaakt een verstoring van de ether of, zoals we zeggen: veroorzaakt een elektrisch (wissel-)veld, en dit verschijnsel is weer onverbrekkelijk verbonden met een elektromagnetisch (wissel-)veld.

Want nu komt aan het licht, dat de toevoerdraad naar de antenne, waardoor de kringstroom loopt, en de antennedraad zelf een magnetisch veld veroorzaken, dat geen tegenwerking ondervindt. De moderne omroepantennes, de z.g. zelfstralers bestaan uit een stalen mast, ongeveer van de lengte van de uit te zenden golf (fig. 4 en 33). Een zeer sterk, verticaal gepolariseerd magnetisch veld is het resultaat met als voordeel een sterke aardstraling, d.i. uitstraling langs het aardoppervlak, die óók bij duisternis een groot oppervlak „bedienen” kan zonder „fading” (fading wordt later behandeld).

Om een overigens vrij zwak voorbeeld van de voortplanting van elektromagnetische trillingen te geven nemen we even een steen, die we in het water plompen (fig. 34). Het water is onsamendrukbaar; op het ogenblik dat de steen neervalt ontstaat rondom de steen een opwaartse beweging; het water wordt boven zijn niveau gedrukt, omdat het onder de steen naar alle zijden wordt weggeperst; we zien dus een op en neergaande golvende beweging.

In de naaste omgeving zal het water zeer sterk worden bewogen, doch door de tegenstand van het water zal de golvende beweging geleidelijk afnemen en tenslotte afsterven. Ogenschijnlijk zou men denken, dat de waterdeeltjes zich horizontaal bewegen: Dit is echter niet zo; we kunnen dit zien als er een kurk op het water drijft. Hij gaat wel op en neer maar verwijderd zich niet van het middelpunt van de kringen. De tijd die de kurk nodig heeft om 1 \times op en neer te gaan is een periode en de afstand waarover een rimpeltop zich in die tijd beweegt is de golflengte.

De vergelijking met de ether gaat niet helemaal op: water golft slechts over 't oppervlak, twee-dimensionaal kan men zeggen; bij de ether moeten we maar weer naar de toverbal grijpen: opvolgende „schillen” van hoge en lage druk, dus drie-dimensionaal.

Wél blijft de overeenkomst bestaan, dat hoe verder we van de zender (steen) komen, des te lager zal de amplitude, de elektrische veldsterkte (= op-en-neerbeweging van kurk) zijn. Hoe die zender nu verder in elkaar zit zullen we maar voorbijgaan; het komt hierop neer, dat we een generator, hier oscillator genoemd, aantreffen, waarvan de frequentie pijnlijk nauwkeurig constant gehouden wordt, doch welke een gering vermogen bezit. Die stuurt dan via 2 à 3 tussentrapen een grote zendbuis, b.v. een triode van geweldig vermogen (fig. 35).

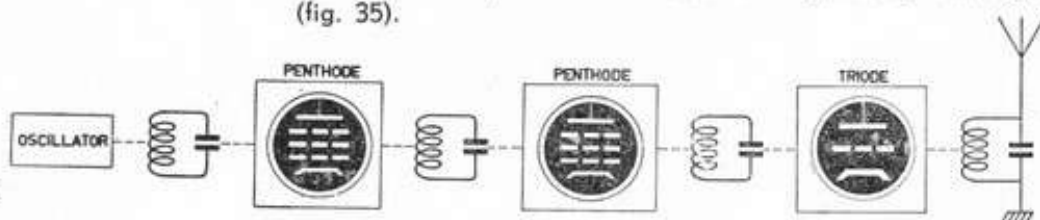


fig. 35

De onderlinge koppeling der trappen geschiedt via L-C kringen, steeds in resonantie; zo ook de koppeling met de antenne.

We zenden nu een wisselstroom van hoge frequentie uit, die we de

DRAAGGOLF

noemen, en deze kunnen we elders, honderden kilometers verder, weer met behulp van L-C kringen in resonantie opvangen; we kunnen daarmee dus juist de zender uitkiezen uit de verschillende zenders; maar we zijn nog even ver, want wat hebben we aan zo'n draaggolf, waarvan de frequentie nota bene boven de gehoorrens valt? Want het is uiteindelijk onze bedoeling om de laagfrequente trillingen over te brengen. Welnu, dit doen we nu, door deze hoogfrequente trillingen met de laagfrequente trillingen te

MODULEREN.

We grijpen weer even terug naar de koolmicrofoon (6—5). In rusttoestand loopt er een gelijkstroom van + batterij via kooldeeltjes van de microfoon, primaire van de transformator en weer terug naar —batterij.

De grafiek van de spanning over de klemmen van de primaire geven we in fig. 36a. Gaan we nu spreken, dan varieert de weerstand van de microfoon onder de druk van de geluidstrillingen en wordt de gelijkstroom gemoduleerd met de toonfrequenties.

Op de secundaire verkrijgen we slechts die toonfrequente wisselspanningen, weliswaar versterkt, dus met groter amplitude, maar overigens onveranderd van gedaante. Het medium dat de modulatie aan de primaire kant mogelijk maakte, de gelijkstroom, is aan de secundaire kant niet meer aanwezig, omdat een transformator de gelijkspanning niet overdraagt. Het verschijnsel is nu gemoduleerd, ontdean van de „drager” (fig. 36b).

Wij gaan nu proberen onze zender te moduleren. Daarvoor moeten we eerst een oude koe weer op het droge halen: n.l. de radiobuis.

We zagen, dat we de anodestroom van een buis kunnen beïnvloeden door het wijzigen van de roosterspanning (blz. 5—6). Maar we zagen ook, dat we de anodestroom kunnen variëren door middel van het hoger of lager maken van een anodespanning (blz. 5—14).

Bekijken we nu eerst eens het schema van onze zender. We geven hierbij een grafiek van de uitgezonden wisselspanning, de draaggolf (fig. 37). Natuurlijk is die grafiek niet helemaal juist, want: bij een frequentie van b.v. 1000 kHz (dus 300 m golflengte) zenden we per sec. 1.000.000 sinusopjes uit: als we dat in tekening moesten brengen hadden we een heel erg lang stuk papier nodig om slechts 1 sec. af te kunnen beelden. Daarom tekenen we maar een hoop sinusjes, dan is 't wel begrijpelijk.

Dan geven we nog even het schema van een a.f. eindversterker: we weten (fig. 38) dat op het punt waar de anode van de eindbuis aan de primaire van de uitgangstransformator verbonden is, de spanning op en neergaat in de cadans van de versterkte laagfrequente trillingen.

Welnu, we verbinden de anode van onze r.f. eindbuis van de zender niet rechtstreeks met + hoogspanning maar met

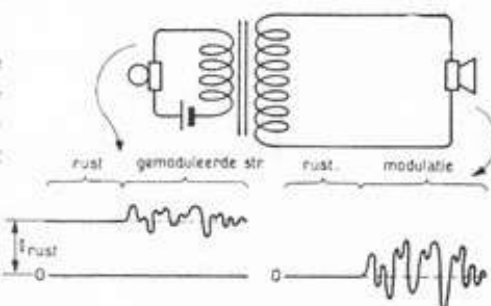


fig. 36a

fig. 36b

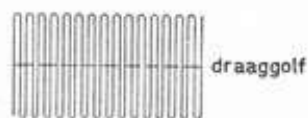
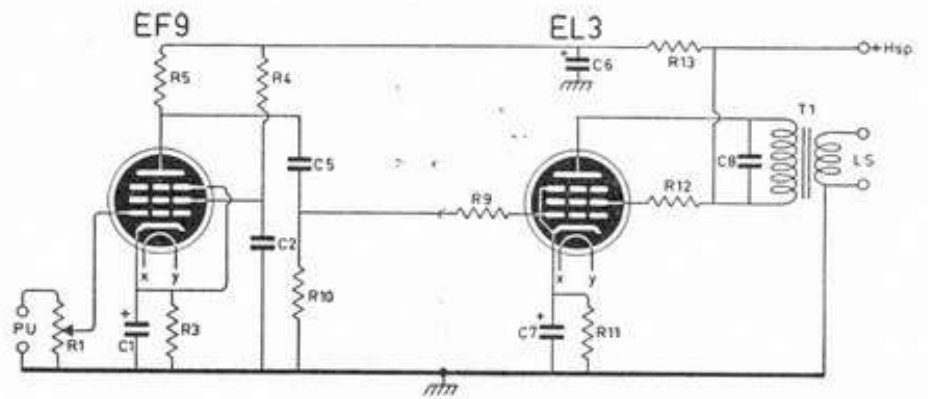


fig. 37

fig. 38



de anode van de laagfrequent buis (fig. 39). Onze radiozendbuis blijft dus zijn hoogfrequente sinusjes (de draaggolf) de lucht in slingeren met steeds dezelfde frequentie, maar... de amplitude van die trilling varieert in grootte in een cadans, die dezelfde is als we op de anode van de laagfrequent eindbuis aantreffen.

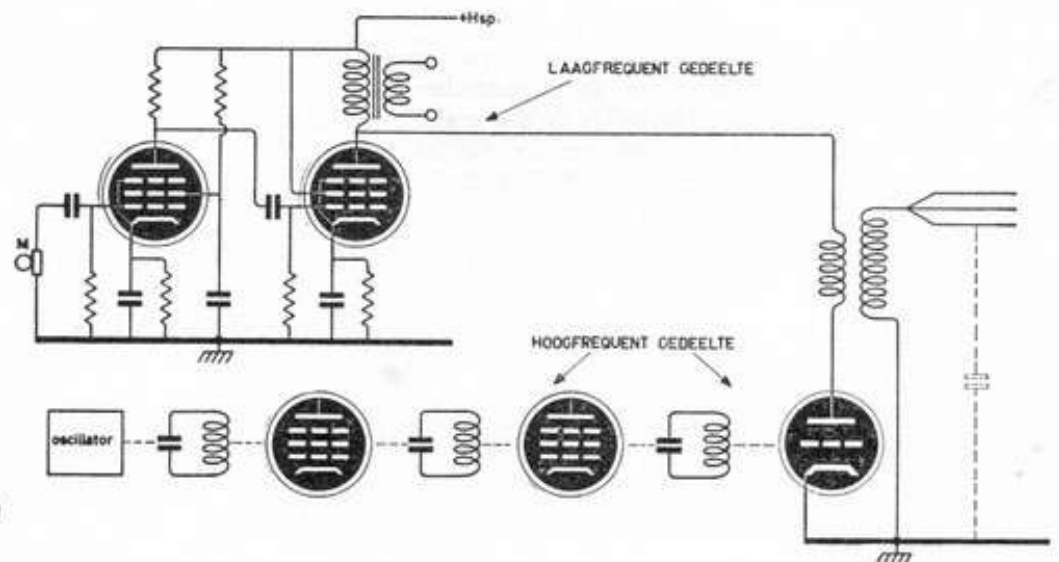
Want via de uitgangstransformator van de a.f. versterker variëren we de anodespanning van onze radiozendbuis en het gevolg daarvan is, dat zijn anodestroom, die reeds in een r.f. ritme varieert, bovendien in een laagfrequente cadans wordt gevarieerd. Hier zijn dus 2 wisselstromen van verschillende frequenties op elkaar „geënt”, gesuperponeerd zoals men dat noemt.

Deze modulatie-methode — die we amplitude-modulatie of AM noemen — is gevonden door Heising en wordt nog veel toegepast, al zijn er later andere methoden in omloop gekomen; over de frequentie-modulatie, FM, zullen we het later nog hebben.

Bij de microfoon zagen we, dat de laagfrequente-modulatie „gedragen” werd door de gelijkspanning; bij de zendtechniek zullen we zien, dat de modulatie gedragen wordt door de spitse spanningstopjes van de hoogfrequente wisselspanning, hetgeen in feite zeggen wil, dat de „topjes” van de r.f. sinus-trilling, de amplituden dus, afwisselend groter en kleiner worden, conform het a.f. signaal.

In verhouding tot de laagfrequente trillingen zijn die spanningstopjes zó talrijk, dat we ze niet afzonderlijk kunnen horen. Denk maar eens na: wanneer een zender, werkend op 400 kHz (400.000 Hz) gemoduleerd is met een toon van 1000 Hz, dan wordt elke periode (sinus) van de 1000 Hz-

fig. 39



trilling ondersteund door $\frac{400.000}{1000} = 400$ r.f. sinustopjes!

We noemen een aldus gemoduleerde hoogfrequente trilling de

GEMODULEERDE DRAAGGOLF.

Nu moeten we er bij dat moduleren wel goed om denken, dat er een bepaalde overeenstemming moet bestaan tussen de grootte (amplitude) van de r.f. wisselspanning, de draaggolf, en de grootte van de laagfrequente spanning. Is de grootte van de hoogfrequente wisselspanning b.v. 100 volt, dan mag de amplitude van de laagfrequente spanning nimmer groter dan 100 volt zijn.

We zullen nu eens even uitgaan van een zender die slechts één toon uitzendt. Dit is vaak het geval met telegrafiezenders; meestal gebruikt men dan een toon van 1000 Hz, die in morse-tempo wordt uitgezonden. Wanneer we uit een AM-zender het grootste rendement willen halen, dan moduleren we inderdaad zodanig, dat de laagfrequent amplitude even hoog is als het hoogfrequent signaal; we spreken dan van 100 % modulatie (fig. 40a).

Modulatie van een r.f. signaal met één a.f. toon.

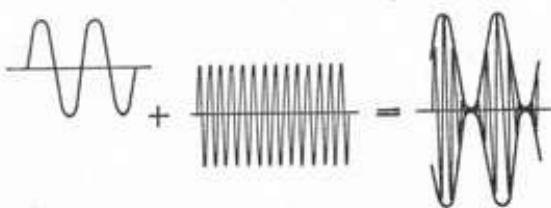


fig. 40a.
A.f. amplitude is even groot als
r.f. amplitude: 100 % modulatie
(= fortissimo).

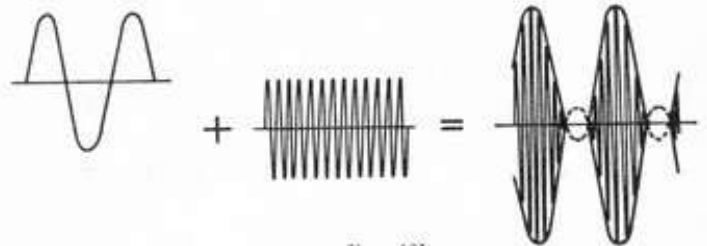


fig. 40b.
A.f. amplitude is groter dan de r.f.
amplitude, dus overmodulatie.

Wanneer iemand, die deze morse-uitzending ontvangt, het geluid te sterk vindt, wel dan draait hij de knop van de volume-regelaar eenvoudig naar beneden zover hem goeddunkt.

Zou er bezwaar zijn om een zender b.v. maar met 5 % te moduleren? Nu, afgezien van het zender-rendement is dit stellig ook om een andere reden ongewenst: aan de ontvanger-zijde ontvangt men meestal een zekere hoeveelheid ruis; de kans is dan ook groot dat de verhouding tussen die ruis en de signaal-toon bepaald ongunstig wordt: het signaal verdrinkt dan in de ruis, zoals men zegt.

De grenzen voor modulatie liggen, globaal gesproken, dus tussen 5 % en 100 %.

Wat gebeurt er nu als we in de zender laagfrequent signaal gróter maken dan het hoogfrequent signaal, dus meer dan 100 % moduleren? Wel, dan ontstaan er „gaten” in de r.f. golfreën; deze toestand moet dus beslist vermeden worden. Maar nu een muziek-uitzending. We weten, dat deze niet alleen bestaat uit een aantal kunstzinnig achter elkaar geschakelde tonen van verschillende frequentie, maar we weten óók, dat de sterkte waarin deze tonen gezongen of geblazen worden van grote invloed op 't klankbeeld is; heel zacht is piano (p.), heel sterk (luid) is fortissimo (f.f.).



fig. 40c.
A.f. amplitude is heel klein in verhouding tot het r.f. signaal
(= pianissimo).

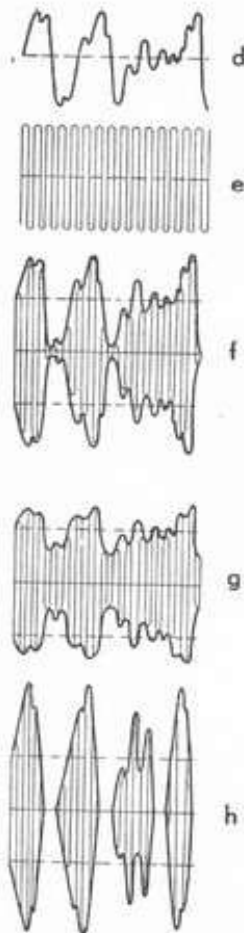


fig. 40

Welnu, de geluidsterkte van de uitzending, of liever de verschillen tussen „luide” (f) passages en „zachte” (p) passages worden tot uiting gebracht in de amplitude van het laagfrequente signaal, dus de r.f. signaalspanningen. En dit vindt weer zijn afspiegeling in het modulatiepercentage van het hoogfrequente signaal. Bij elke uitzending zorgt de technicus er voor, dat nimmer overmodulatie zal optreden; zelfs de hoogste pieken in het klankbeeld a.f. signaal mogen beslist niet worden beschadigd. Nu kan men natuurlijk niet elke grote laagfrequente piek, die we een „uitschieter” noemen, individueel te lijf gaan en daarom zorgen we ervoor, dat de gemiddelde amplitude van het a.f. signaal nimmer meer bedraagt dan 30 % van de r.f. draaggolf-amplitude. Nu lijkt het niet gemakkelijk, om van iets dat zo onrustig en grillig is als een verzameling laagfrequente trillingen, een „gemiddelde” amplitude te bepalen, maar met een meetapparaatje waarin een uit de aard der zaak zeer klein deel van de a.f. trillingen wordt gelijkgericht, kunnen we de gemiddelde a.f. spanning aflezen. En de praktijk heeft uitgegeven, dat wanneer we het gemiddelde a.f. percentage op 30 % stellen, de amplitude van de verraderlijkste „uitschieter” tóch nog kleiner blijft dan de r.f. amplitude. We zeggen in dit geval: de modulatie diepte is 30 %. In fig. 40d zien we de grafische voorstelling van een door een versterker geproduceerde laagfrequente spanning; in fig. 40e zien we weer de benaderde voorstelling van de hoogfrequente draaggolf.

In fig. 40f is die draaggolf met die laagfrequente spanning gemoduleerd; deze toestand benadert de 100 % modulatie-toestand. In 40g zien we, dat dezelfde a.f. trilling minder sterk wordt weergegeven; in fig. 40h zien we de toestand die ontstaat wanneer de uitzendingstechnicus niet op zijn hoede is: er ontstaat overmodulatie, met zéér sterke vervorming.

Uiteindelijk zien we hier afgebeeld dat de luidheid van een toon uitgedrukt wordt in de amplitude van het hoogfrequente signaal. Later zullen we zien, dat bij uitzendingen, die in frequentie gemoduleerd zijn (FM-uitzendingen) de sterkteverhoudingen van het laagfrequente signaal op geheel andere wijze in de draaggolf tot uitdrukking gebracht worden. We bezitten nu een gemoduleerde zender en gaan over tot

DE ONTVANGINRICHTING

We zullen het hier niet hebben over de afstand, waarop een zender ontvangen kan worden: dat hangt af van zijn vermogen en de golflengte waarop gewerkt wordt.

We nemen maar aan, dat we ergens binnen zijn invloedssfeer zitten en moeten allereerst een „afstemkring” maken, dus een spoel en een condensator combineren.

Daar het ons om zo groot mogelijke spanningen te doen zal zijn, schakelen we spoel en condensator parallel. Dat „ontvangen” zal echter eerst gaan, als onze L-C kring in resonantie met de zender is en daarom moet of de C of de L variabel zijn; we kiezen de C variabel en kiezen een variabele condensator, die van b.v. 50 tot 500 pF gaat. En als spoel? Ja, het beste is om een spoel van zo groot mogelijke afmetingen te maken. Het door de zender uitgestraalde elektrische veld veroorzaakt een elektromagnetisch veld (het omgekeerde is trouwens ook steeds het geval: elektromagnetische en elektrische velden zijn praktisch niet te scheiden). En dat elektromagnetische veld zal niet nalaten een elektrische span-

ning in onze grote spoel, of r a a m a n t e n n e zoals we die dan noemen, te induceren, op te wekken. Natuurlijk kunnen we maar niet zo lukraak een bos draad nemen: de zelfinductie van de spoel moet in combinatie met de beschikbare condensator in resonantie, dus op de gewenste frequentie kunnen komen: is de eigen capaciteit of de zelfinductie van onze spoel te groot of kunnen we met onze variabele C niet „laag” genoeg komen, dan blijft onze eigen golflengte te hoog (of: de frequentie te laag).

Maar er is ook een andere manier om de uitgezonden gemoduleerde draaggolf binnen te halen.

We nemen een spoel van normale afmetingen, natuurlijk zou ik haast zeggen, een MuCORE spoel. En... een C van héél grote afmetingen zeker, dacht U. Ja, en neen. Want een grote C alléén is niet variabel afstembaar. Neen, we nemen een normale, variabele C en daaraan parallel een „grote” C in de vorm van een hoog gespannen antenne draad (fig. 41). Ook dan krijgen we op de einden van de spoel een wisselspanning, met de frequentie van de gewenste zender, mits de L-C kring in resonantie gebracht, dus afgestemd is, hetgeen we door het verdraaien van een knop op de as van de condensator tot stand brengen.

En die r.f. wisselspanning die over de einden van de L-C kring staan zullen een volledig getrouw beeld vormen van het gemoduleerde r.f.-signaal zoals dit onze zender verliet.

Dit gemoduleerde r.f.-signaal is echter volmaakt onhoorbaar; het kan slechts hoorbaar gemaakt worden door middel van

DETECTIE,

ook wel genoemd d e m o d u l a t i e. In feite gaan we er toe over, het gemod. r.f.-signaal gelijk te richten; als resultaat houden we dan het laagfrequente signaal over.

Om de zaak te verklaren zullen we eens uitgaan van een r.f. trilling met een frequentie van 1.000.000 Hz (1000 kHz = 1 MHz). Deze draaggolf is gemoduleerd met een toon van b.v. 1000 Hz. Teruggrijpend naar een vorige pagina mogen we zeggen: De sinustopjes van de a.f.-toon van 1000 Hz worden gedragen door een r.f.-draaggolf van 1.000.000 Hz; per tijdseenheid wordt elke complete a.f.-sinusfiguur gedragen door 1000 r.f.-sinustopjes.

Voor de begrijpelijkheid zullen we bij de verklaring van de detectie even onze toevlucht nemen tot het anodevoedingsapparaat, zoals we dat in les 4 beschreven hebben.

We kiezen de eenvoudigste vorm; (fig. 42). We zien hierin de belastingsweerstand R, de cel S en de wisselspanningsbron E_N , die we op 220 V ∞ stellen.

De netfrequentie is 50 Hz; de reservoir-condensator C_{res} is b.v. 8 μ F; de gelijkgerichte spanning E_G is, laat ons zeggen 240 V = en de rimpelspanning E_R is 10 volt ∞ .

Nu grijpen we eens naar een variac, een wisselstroomtransformator waarmee we op gemakkelijke manier de spanning E_N hoger of lager dan 220 V ∞ kunnen maken (fig. 43).

Het spreekt vanzelf, dat wanneer we de wisselspanning E_N verlagen of verhogen, ook de spanning E_G omlaag of omhoog zal gaan.

Dit verhogen of verlagen van E_N zullen we eens volgens een bepaald systeem gaan doen.

Nu even opletten: de netfrequentie is 50 Hz, 50 trillingen per seconde, dus $60 \times 50 = 3000$ trillingen per minuut.

Wanneer we nu in een frequentie van $3 \times$ per minuut de spanning E_N op- en neer-draaien van 100 tot 300 volt ∞ ,

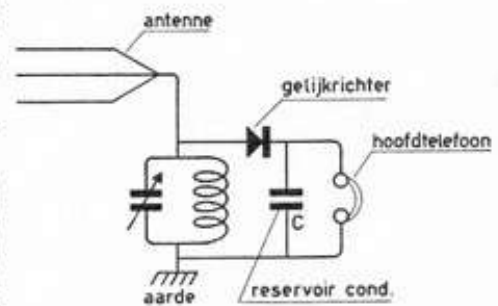


fig. 41

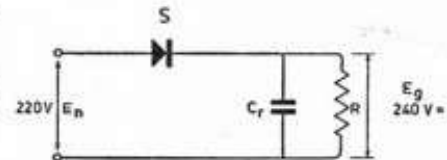


fig. 42

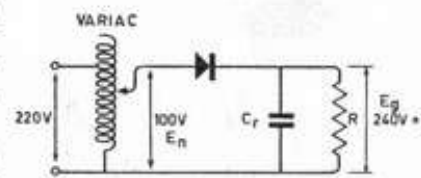


fig. 43a

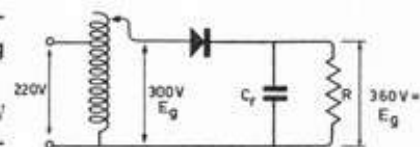


fig. 43b

dan hebben we dezelfde toestand bereikt als bij ons zender-voorbeeld: er treden tegelijkertijd twee trillingen op en de onderlinge verhouding van deze beide frequenties is eveneens $3 : 3000 = 1 : 1000$.

Het ligt voor de hand, dat de gelijkspanning E_G als gevolg van het verhogen en verlagen van die voedingsspanning E_N eveneens $3 \times$ per minuut op en neer gaat, zo ongeveer van 120 volt = tot 360 volt = en terug (fig. 44).

Gevoeglijk zouden we kunnen zeggen, dat hier een rimpelspanning, een „brom” ontstaat: een gelijkspanning, die varieert van 120 volt = tot 360 volt = kan men n.l. samengesteld denken uit een gelijkspanning van 240 V = (het gemiddelde), waarop een wisselspanning met een amplitude van 120 volt geënt, of zoals we dat noemen, gesuperponeerd is (fig. 45).

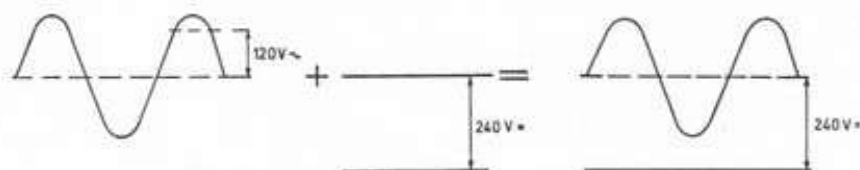


fig. 45

fig. 44

Om een brom met zulk een lage frequentie (3 per minuut) uit te filteren zou er een véél grotere condensator C_{res} nodig zijn.

Maar voor onze beschouwing is 't veel beter om die C_{res} niet groter te maken. We zien nu, dat de spanningswisseling van 3 per minuut een behoorlijke fluctuatie geeft, terwijl van de wisselspanning van 50 Hz, dus 3000 wisselingen per seconde er praktisch géén rimpel overblijft. Op zich zelf behoeft ons dit niet te verbazen: in les 4 leerden we het verband dat er bestaat tussen de frequentie en de grootte van de condensatoren in het afvlakfilter.

Gewapend met deze wetenschap kunnen we gerust terugkeren tot de kristaldetector, zoals die in fig. 41 en 46 is afgebeeld. In de antennekring en ook over de L-C kring treden tegelijkertijd 2 wisselspanningen op: het hoogfrequente draaggolfsignaal en een groep van véél lagere frequenties. Geheel overeenkomstig het zoëven beschreven voorbeeld moeten we zorgen dat de fluctuaties tengevolge van de hoogste frequenties gering zijn, terwijl de laagste frequenties wél een fluctuatie moeten veroorzaken, want dat zijn immers de gewenste laagfrequente modulaties! (fig. 47). We moeten er wel even aandacht aan schenken, dat de hoogste toon uit de a.f. modulatie, dus b.v. 12000 Hz betrekkelijk dicht ligt bij de laagste frequentie, die een zender kan hebben, b.v. 150 kHz. = 150.000 Hz. Ik wil hier maar mee zeggen, dat wanneer we die C wat aan de grote kant maken, ook de hoogste tonen uit ons a.f. spectrum verloren gaan! (Zie fig. 48).

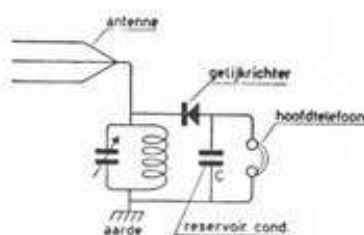


fig. 46

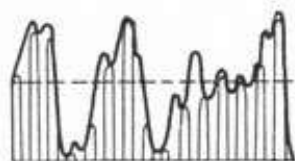


fig. 47

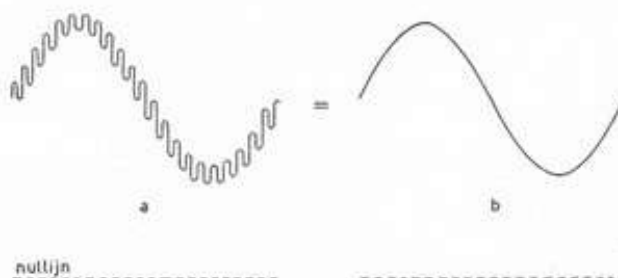


fig. 48

Wanneer de laagfrequent-modulatie (a) b.v. uit twee tonen van resp. 1000 Hz. en 12.000 Hz. bestaat, zal de toon van 12.000 Hz. geheel verdwijnen, als C te groot is (b).

Kijk, dáárom mag die C b.v. geen $8 \mu\text{F}$ groot zijn; een waarde van 1000 à 2000 pF is in dit geval op zijn plaats, omdat 't ons dus om die in een laagfrequent ritme op en neer gaande spanning te doen is.

Dat daarnaast er een gelijkspanning ontstaat over de koptelefoon als resultaat van de gelijkgerichte draaggolf is geen bezwaar.

Het doet er ook volstrekt niets toe, hóe we de cel schakelen, volgens fig. 41 of 46; de resultaten zien we in resp. fig. 50 en 51.

Dat de grootte van die gelijkspanning geheel afhankelijk van de sterkte van het inkomend r.f. signaal ligt voor de hand; we zien dit in fig. 49.

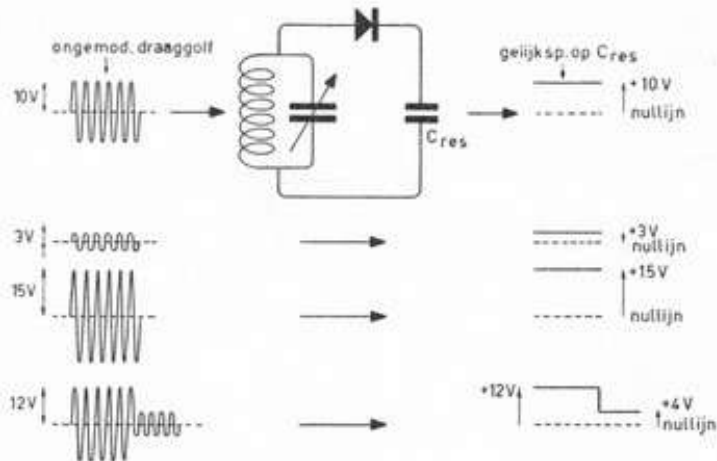


fig. 49

De gelijkspanning over C_{res} is geheel afhankelijk van de sterkte van het hoogfrequent signaal.

Later zullen we zien dat we die gelijkgerichte draaggolf gaan benutten voor de automatische sterkteregeling; dán doet de richting van de cel er wél toe.

Uit de aard der zaak is de amplitude van de te ontvangen r.f. wisselspanning als regel zeer gering: een paar microvolt; de a.f. spanning is dus nóg lager, maar op de koptelefoon kunnen we deze geluiden toch nog goed waarnemen en anders versterken we ze maar in een a.f. versterker.

In een volgende les zullen we uitgebreider over afstemkringen en selectiviteit spreken, maar nu reeds wil ik een schakeling aangeven, waardoor groter selectiviteit wordt verkregen, n.l. met een z.g. inductieve antennekoppeling. We hebben dus hier minder kans enige naast elkaar liggende zenders tegelijk te ontvangen, helaas ten koste van enige geluidsterkte (fig. 52). Het hoe en waarom van deze „lossere” koppeling zien we in de volgende les. De hier afgebeelde ontvanger is voor geringe kosten gemakkelijk te bouwen. Bedrijfskosten: volstrekt niets, afgezien van de radiobelasting. Bovendien heeft het germanium-kristal grote voordelen boven het ouderwetse en bekende kristalletje, dat regelmatig moet worden bijgesteld.

Over antennes en gevoeliger ontvangers spreken we in de volgende lessen.

HET BOUWEN VAN EEN KRISTALONTVANGER

(Deze bouwbeschrijving is volledig overgenomen uit „Elektronica in Praktijk” no. 1; de beschrijving is dus afgestemd op volledige leken).

Het bouwen van een kristalontvanger is heel eenvoudig. Men

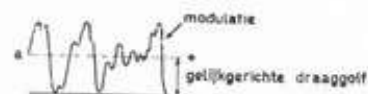


fig. 50

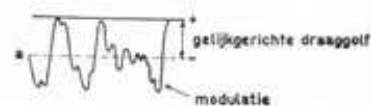


fig. 51

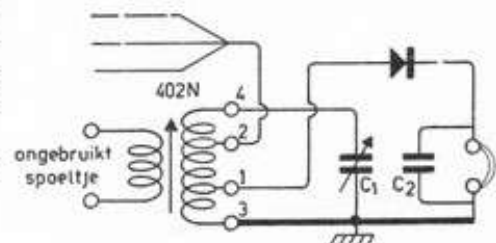


fig. 52

C_1 = afstemcondensator
 C_2 = condensator 2000 pF

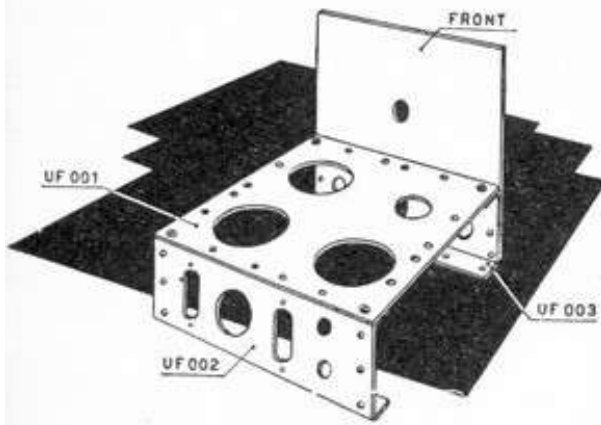


fig. 53

behoeft slechts enkele Uniframe chassisdelen aan elkaar te schroeven op de wijze, zoals aangegeven in fig. 53 en in de montagetekening (fig. 54). Daarna worden de spoel en de entree's voor antenne-aarde en telefoon-aansluiting aangebracht. Bij elke entree wordt een soldeerlip onder het bevestigingsmoertje vastgezet; deze soldeerlippen zijn in de montagetekening nog juist zichtbaar. Het „chassisteken” erbij duidt aan, dat deze lippen goed contact met chassis moeten maken.

De afstemcondensator wordt op het frontpaneeltje vastgeschroefd, nadat men eerst rondom de kleine gaatjes de lak voorzichtig heeft weggekrabd (aan de achterzijde van de frontplaat), zodat het blanke metaal goed contact kan maken met de massa van de condensator. De bevestigingsboutjes worden van de voorzijde af door de frontplaat gestoken, daarna wordt om elk boutje een drietal ringetjes gelegd om de condensator op de juiste afstand van het paneeltje te

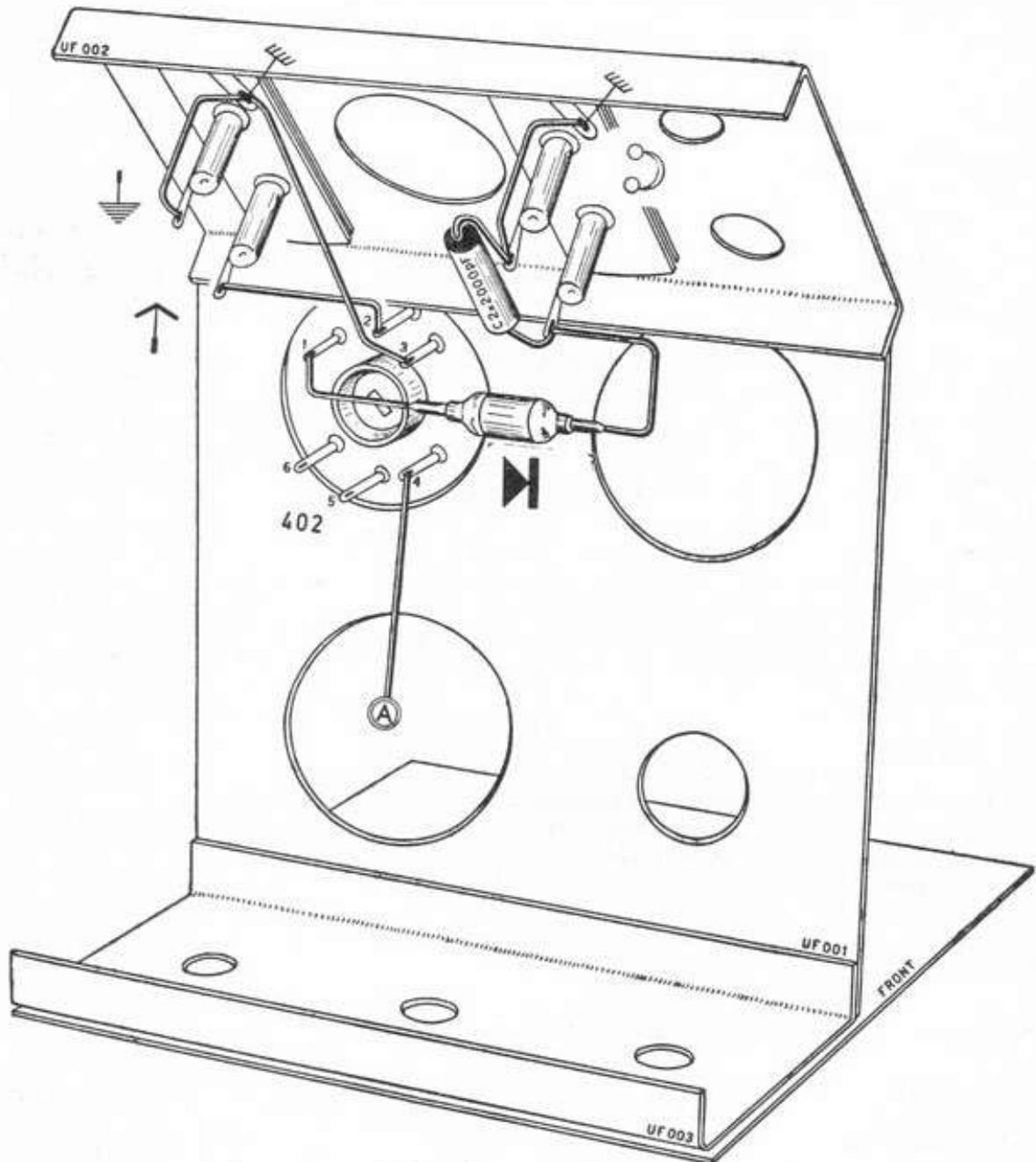


fig. 54

houden, waarna de boutjes in het condensatorframe worden geschroefd.

Nu kan de frontplaat tegen het chassis worden bevestigd met behulp van twee boutjes met moeren, echter ook hier eerst de lak rondom de gaten verwijderen, opdat een degelijk contact ontstaat tussen voorpaneel en chassis.

BEDRADING

Bij het leggen van de verbindingen tussen de verschillende onderdelen kan men het beste als volgt te werk gaan: Knip eerst een stuk isolatiekous op de juiste lengte, schuif dit over het montagedraad en soldeer het draadeinde aan het betreffende contactpunt. Schuif daarna de kous terug, zodat hij tegen de soldeerlas rust en knip dan pas het montagedraad op maat, waarbij men het niet meer dan 1 cm buiten de kous laat uitsteken.

Verbindt eerst de onderste bus van elk entree (als het chassis op zijn kop staat zijn dat dus de bovenaan gelegen bussen) met de betreffende soldeerlip. Bij de aardbus kan men het gemakkelijkste de draad een flink stuk in het oog van de soldeerlip steken, zodat ter weerszijden voldoende draadlengte uitsteekt om enerzijds de verbinding met no. 3 van de spoel tot stand te brengen, anderzijds met de aardbus; men hoeft dan maar éénmaal aan de lip te solderen.

Daarna wordt de leiding tussen antennebus en no. 2 van de spoel gelegd, en tenslotte komt de verbinding van no. 4 met de vaste platen van de afstemcondensator aan de beurt, te solderen aan punt A, aangegeven op het bovenaanzicht van het chassis (fig. 55).

De papiercondensator (C2) — zo genoemd, omdat het diëlectricum (d.w.z. de isolatie) tussen de belegsels (bestaande uit metaalfolie) bestaat uit speciaal geprepareerd papier — wordt met zijn draadeinden aan de telefoonbussen gesoldeerd. Als laatste wordt de kristaldiode aangebracht. De anodedraad wordt aan contact no. 1 van de spoel gesoldeerd, 't katode-einde aan de telefoon-entree.

Van de condensator C2 mag men de overtollige lengte der draadeinden afknippen, bij het kristal echter niet. Dit moet ook met de nodige voorzichtigheid worden behandeld. Hierbij moet men er op letten, dat tijdens het solderen het kristal koel blijft. Dit kan men bereiken door het te solderen draadeinde met een brede, platte tang stevig vast te houden op een punt tussen kristal en soldeerplaats. Het metalen lichaam van de tang neemt dan het grootste deel van de warmte op. Het solderen zelf moet snel geschieden.

Zodra de montage voltooid is en men de knop op de condensatoras in de juiste stand heeft vastgezet — „platen dicht”, pijl op „550” — is de ontvanger voor gebruik gereed.

Zoals reeds werd opgemerkt, geeft het kristal geen versterking, men is dus geheel afhankelijk van de signaalsterkte, welke door de antenne aan 't toestel wordt geleverd.

Tenslotte is het van belang een zo gevoelig mogelijke hoofdtelefoon te gebruiken.

Het aardige van dit simpele ontvangertype is wel, dat het als „basis” voor kwaliteits-ontvangst te beschouwen is, mits men natuurlijk niet te ver van de begeerde zender(s) af woont. Een goede versterker er achter en we verkrijgen een geluidskwaliteit, die met z.g. meerkrings-toestellen niet benaderd kan worden.

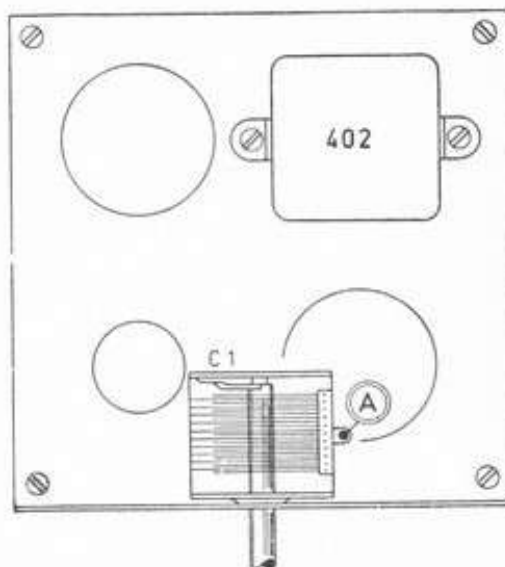


fig. 55

VRAGEN BIJ DE 7e LES

De les is niet gemakkelijk maar vormt de basis van „Radio“; overlees de vraagstukken rustig enige malen; ze zijn zonder veel moeite op te lossen. Maar zend niet overhaast in, dat geeft teleurstelling.

1. Beschrijf in het kort de methode om laagfrequente spanningen over te dragen, zoals dit voor slechthorenden geschiedt.
2. Vertel de verschillende redenen waarom deze methode zich niet tot een algemene omroep leent.
3. Wat is de frequentie van een geluidstrilling, waarvan de golflengte 6 m is?
4. Wat is de golflengte van een radiostation, wanneer de frequentie 400 kHz is?
5. Wanneer een kring, bestaande uit een serieschakeling van spoel en condensator in resonantie is en het volgende is bekend: $L = 0.4$ Henry, $C = 0.4 \mu\text{F}$, dus $0,0000004$ F en $R = 12$ ohm, hoe groot is dan de impedantie van die kring? En welke is de frequentie?
6. Wanneer er stroomresonantie optreedt in de L-C kring, bestaande uit een parallelgeschakelde spoel en condensator en er loopt blijkens meting een stroom van $\frac{1}{2}$ A door de spoel, loopt er dan stroom door de condensator en zo ja, hoe groot is deze dan? Teken het schema er eens bij.
7. Wanneer een serieschakeling van een spoel en een condensator in resonantie is en over de spoel meten we 30 volt, hoeveel spanning meten we dan over de condensator? Teken de schakeling eens.
8. En als we nu over spoel en condensator samen eens in hetzelfde geval 5 volt meten, hoe verklaren we dit verschil dan?
9. Vertel eens iets over de fazen van de stroom door a) de spoel en b) de condensator in het geval van stroomresonantie, dus parallel geschakelde spoel en condensator.
10. Vertel eens, in welk van deze vraagstukken we het onderwerp „opslingering“ behandelen en waarom we van opslingering spreken.
11. Maakt het bij een kristalontvanger iets uit hoe we de diode schakelen?
12. Vertel eens waarom we over de hoofdtelefoon een condensator schakelen en maak eens een vergelijking op welke plaats we óók een dergelijke condensator aantreffen.
13. Hoe moeten in het algemeen de amplituden van een draaggolf en een laagfrequentmodulatie zich verhouden tegenover elkaar?
14. Maak eens het verschil duidelijk tussen een open en een gesloten trillingskring.
15. Planten radiotrillingen zich in één vlak voort of hebben wij daaromtrent een andere voorstelling? Zo ja, hoe is deze dan?

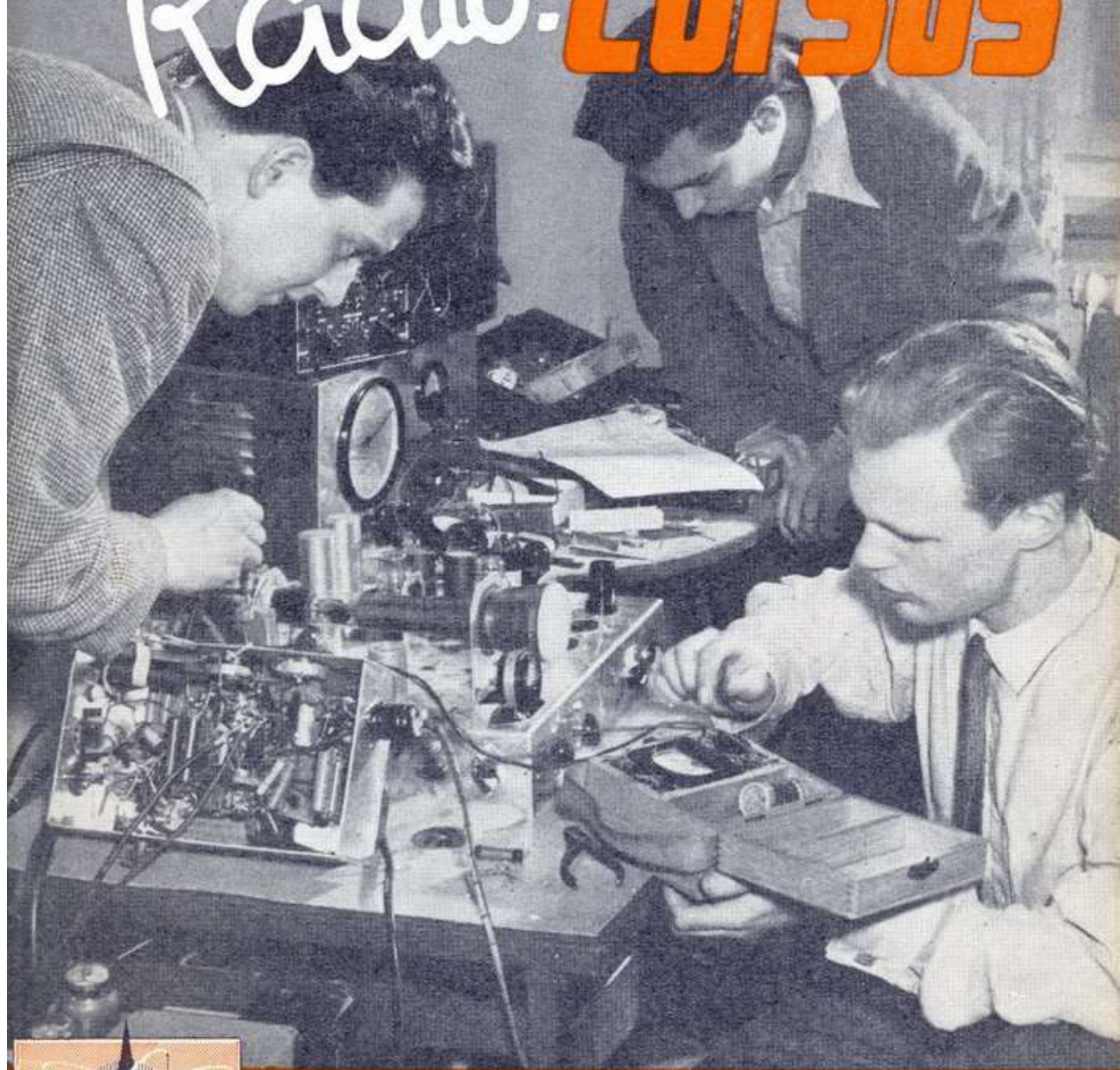




dr. Blan

8

Radio-CURSUS



vormingscentrum voor radio en electronica

INHOUDSOPGAVE

Eenkringer	3
Selectiviteit	3
Eigenschappen van L-C kringen	8
Zeefkringen	10
Opslingeren van kringen	12
Kringkwaliteit	12
Skin-effect	13
Hoogfrequentverliezen	13
Platenvorm van variabele condensatoren	14
Diode detectie	15
Roosterdetectie	16
Terugkoppeling	18
Anodedetectie	21
De ontvangantenne	22
Directe antennekoppeling	23
Inductieve antennekoppeling	24
Capacitieve antennekoppeling	25
Antenneconstructie	26
Raamantenne	28
Ferriet-staafantennes	31
Vraagstukken bij de achtste les	32

COPYRIGHT DE MUIDERKRING – BUSSUM – NEDERLAND
NADruk, OOK GEDEELTELIJK, IS VERBODEN

RADIO-ONTVANGERS

8e LES

In deze les zullen wij ons bezighouden met ontvangers, die, in grote trekken althans, verdeeld kunnen worden in z.g. RECHTUITONTVANGERS, waartoe ook de kristalontvangers en 1-kringstoestellen gerekend kunnen worden, en de z.g. SUPER-HETERODYNEONTVANGERS.

We willen het hier eerst hebben over de rechtuitontvangers en beginnen maar met de z.g.

EËNKRINGER

Zoals de naam zegt wordt hierin slechts één afgestemde kring aangetroffen en wanneer we naar de eenvoudige ontvanger van les 7 zien, weten we dat we hier al met zo'n éénkringer te maken hadden. Ditmaal zullen we weer een kristal detector (demodulator) toepassen, terwijl de afstemkring geheel blijft als vertoond in fig. 41 van die les.

De antenne is ditmaal eenvoudiger aangekoppeld en zonder meer aangesloten op de z.g. roosterzijde van de spoel (fig. 1). In feite is de antenne een grote condensator, terwijl de variabele condensator die daar in ons toestelletje dus parallel op staat dient, om deze onveranderlijke grootheid te kunnen vergroten (fig. 2). We zullen voorlopig maar aannemen, dat onze antenne een capaciteit vertegenwoordigt van circa 150 pF; wanneer onze variabele condensator C_v nu regelbaar is van b.v. 60 tot 500 pF, kunnen we de totale capaciteit in onze L—C kring wijzigen van 210 pF (60 + 150) tot 650 pF (500 + 150). Helemaal op nul pF komen kunnen we n.l. nooit met onze variabele condensatoren; in het bovenstaande geval noemen we die 60 pF de minimum-capaciteit, de laagst bereikbare capaciteit.

Met de C_v parallel kunnen we onze antennecapaciteit dus slechts vergroten; schakelen we hem echter in serie tussen spoel en antenne, dan kan hij de antennecapaciteit verkleinen; we krijgen dan de schakeling van fig. 3, terwijl fig. 4 de werkelijke toestand geeft.

Inderdaad kan men bij deze schakeling met gebruik van dezelfde spoel en C_v een kortere golflengte bereiken (= een hogere frequentie) dan met de in fig. 2 aangegeven schakeling. Om praktische redenen wordt de schakeling 3 echter toch niet meer toegepast.

SELECTIVITEIT

Toch zal ons ontvangeretje, waarvan we de werking verderop nader uiteen zullen zetten, weinig selectief zijn, d.w.z. wij zullen bij afstemming op de gewenste zender niet alleen deze zender, doch tevens de, wat de frequentie betreft, onder en boven deze zender liggende zenders ontvangen, zij het dan met minder sterkte. Vooropgesteld is dat de zendersterkte, de onderlinge afstand uitgedrukt in kHz en de geografische afstand van deze drie zenders tot onze ontvanger gelijk zouden wezen.

Na wat we in de vorige les verteld hebben over resonantie klinkt het natuurlijk wel wat vreemd om nu te horen dat, al is onze L—C kring nu in resonantie op dezelfde frequentie

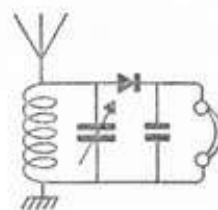


fig. 1

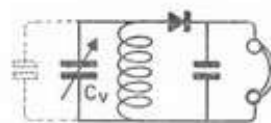


fig. 2

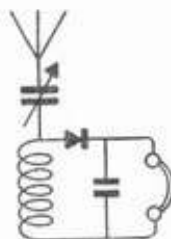


fig. 3

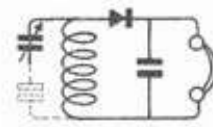


fig. 4

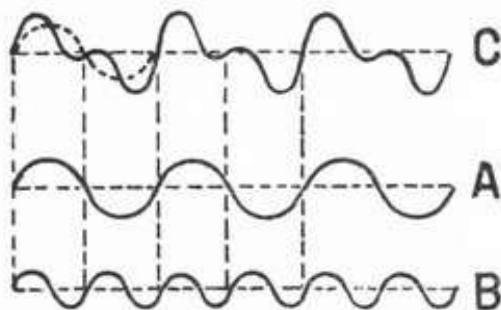


fig. 5

van de L—C kring in de zender, er tóch nog ontvangst mogelijk is van andere frequenties.

Inderdaad is dit het geval, maar... in zekere zin moet dit zo zijn, en om te zien wáárom dit moet, dienen we de gemoduleerde draaggolf nog eens nader te bezien.

We hebben tot nu toe aangenomen, dat het moduleren van een draaggolf de frequentie van die draaggolf zelf onaangetast zou laten, dat slechts de amplitude van die draaggolf zou variëren in grootte, conform het ritme van het laagfrequentiemodulatiesignaal (fig. 40 van les 7).

In werkelijkheid gebeurt er echter iets heel anders: Als gevolg van het moduleren ontstaan er n.l. behalve de draaggolf tevens enige nieuwe trillingen. Op zichzelf behoeft ons dit niet te verbazen: als we ons fig. 12 uit les 6 nog even voor de geest halen (fig. 5), kunnen we zien hoe twee trillingen A en B samen een trilling C van geheel andere gedaante kunnen opleveren; omgekeerd ligt het voor de hand, dat trilling C ontleed kan worden in de trillingen A en B. De wiskundige afleiding van dit verschijnsel moeten we hier achterwege laten, maar het staat vast dat een met één toon m gemoduleerde draaggolf f als resultaat heeft:

a) de oorspronkelijke draaggolf f ; b) een trilling waarvan de frequentie gelijk is aan die van de draaggolf + de frequentie van de gemoduleerde toon, dus $f + m$; c) een trilling waarvan de frequentie gelijk is aan die van de draaggolf — de frequentie van de gemoduleerde toon, dus $f - m$; en tenslotte d) een trilling met frequentie m .

Een getallenvoorbeeld zal wellicht het bovenstaande verduidelijken: gegeven een draaggolffrequentie van 1000 kHz (1000000 Hz = 300 m), die gemoduleerd wordt met een toon van 1000 Hz.

Het resultaat is, dat de zender tegelijkertijd 3 trillingen uitstraalt: a) de draaggolf met een frequentie van 1000000 Hz, b) een trilling met een frequentie van 1001000 Hz (1000000 + 1000), en c) een trilling met een frequentie van 999000 Hz (1000000 — 1000); de (laagfrequente) trilling m wordt zoals te begrijpen is niet mede uitgezonden, daar de impedantie Z van de L—C kring in de zender hierop niet gedimensioneerd is.

Willen we dus deze toon van 1000 Hz in onze ontvanger ontvangen, dan dienen deze 3 trillingen ontvangen te worden! Maar met een toon van 1000 Hz stellen we ons niet tevreden: we willen niet alleen lage tonen, dus b.v. van 50 Hz ontvangen maar tevens de hoogst hoorbare, dus 15000 Hz en alles wat daar tussen ligt, want we leerden dat het muzikale spectrum vaak tegelijkertijd vele frequenties binnen bovengenoemde grenzen omvat.

En dit brengt mede, dat een omroepzender dus ter weerszijden van zijn draaggolf (met een frequentie = f) een menigte andere trillingen uitzendt, terwijl de uiterste grenzen bepaald worden door de hoogst weer te geven toon. In het ideale geval worden deze grenzen: $f + 15000$ Hz en: $f - 15000$ Hz. De aldus ter weerszijden van de draaggolf ingenomen „ruimte”, die we zijbanden van de zender noemen, beslaan in het geval dat $f = 1000000$ Hz en m maximaal = 15000 Hz, dus: 1000000 tot 1015000 Hz en 1000000 tot 985000 Hz.

Willen we een zender vrij van zijn burens kunnen ontvangen, dan zal men de zenders wat betreft hun zenderfrequentie zó dienen te groeperen, dat hun zijbanden elkaar niet raken, niet

omdat die zijbanden van de zenders elkaar zouden bijten, maar om het mogelijk te maken, dat wij elke zender volledig met zijbanden ongestoord kunnen ontvangen.

Daar de beschikbare ruimte in de middengolfband (en ook in andere banden) beperkt is, zal men een compromis tot stand moeten brengen tussen twee tegenstrijdige feiten: a) Zoveel mogelijk zenders onderbrengen en b) Weergave van zo hoog mogelijke tonen.

In de praktijk heeft men (laatstelijk in Kopenhagen) afgesproken de onderlinge afstand tussen 2 zenders op 9 kHz te stellen, hetgeen inhoudt, dat we aan de ontvangzijde zodanige selectiemiddelen moeten toepassen, dat slechts een kanaal, een band ter breedte van 9000 Hz wordt doorgelaten, indien we niets van de ongewenste bureu willen ontvangen. Hoe we dat doen zien we verderop.

Hier blijkt nu ook het voordeel om het begrip golflengte te verlaten en met frequenties te werken: bij golflengte zou men moeite hebben de zenderkanaalbreedte te omschrijven. Met de zenderlijst in de hand zien we in de rechter kolom b.v. dat Hilversum I een frequentie toebedeeld is van 746 kHz. Er onder zit Gleiwitz op 737 kHz en erboven Timisora op 755 kHz (fig. 6).

Kijken we echter in de linker kolom, waarin de golflengten zijn vermeld, dan zien we dat b.v. tussen de twee bovenste zenders een ruimte van 6 meter zit en tussen de twee onderste zit slechts 4 meter, terwijl in beide gevallen de onderlinge „afstand” 9 kHz is. We zullen dus in de toekomst uitsluitend met de frequentie werken.

Tot zover ons uitstapje naar de zenders.

In het ideale geval zou onze ontvanger dus elke gewenste zender tussen zijn bureu moeten kunnen weghalen, zonder van de belendende zenders ook maar iets op te vangen. De mogelijkheid om dit te verwezenlijken noemen we de selectiviteit van onze ontvanger; deze selectiviteit wordt echter uitsluitend bepaald door de afstemkring(en) die ons ontvangapparaat bevat; als regel zijn meerdere afstemkringen benodigd om tot een goed resultaat te komen.

Voorlopig zijn we echter nog met onze éénkringer doende. Hij mag maar één zender tegelijk ontvangen en verder: niets. Dat is voor onze éénkringer een moeilijke opgave.

Om echter tot een oordeel omtrent zijn selectiviteit te kunnen komen zullen we eens de selectiviteitskromme van deze afstemkring tekenen. Behalve de ontvanger hebben wij hiervoor nodig een z.g. MEETZENDER (fig. 7). Dit apparaat ziet er uit als de reeds in les 7 besproken TOONGENERATOR. De meetzender echter is in staat hoogfrequent trillingen voort te brengen: door het verdraaien van de ingebouwde condensator en door omschakeling van de spoelen zijn we in staat radiotrillingen op te wekken van b.v. 10 tot 2000 m, dus van 30 MHz tot 150 kHz. Dit vrij grote gebied kan niet in één bereik omvat worden; meestal heeft men drie bereiken, die dus met een schakelaar gekozen worden. Verder kan de draaggolf gemoduleerd worden met een ingebouwde toongenerator, die een internationaal overeengekomen toon van 400 Hz voortbrengt. Ook de modulatie diepte staat vast: 30%. Tenslotte kan de amplitude, de sterkte van het uitgezonden r.f. signaal worden ingesteld van b.v. 0 tot 10 volt. (Het woord signaal wordt in de radiotechniek gebruikt voor datgene wat voortgebracht wordt.)

We stellen de meetzender (of meetgenerator) in op b.v.

	428	BANSKA-BY...	
		Rabat II, Finmark	
21	422	LIMOGES	710
		Stalino	
22	417	LISSABON	719
		Damascus	
23	412	ATHENE	728
24	407	GLEIWITZ	737
		Jeruzalem, Sevilla	
25	402	HILVERSUM I	746
26	397	TIMISORA	755
		Lissabon, Kuopio	
27	392	SOTTENS	764
28	388	STOCKHOLM	773
		Cairo I	
29	383,6	KIEV II	782
		R.T.D.	
30	378,7	RENNES	791
		Saloniki	
31	375	LENINGRAD II	800
32	370,8	BURGHEAD	809
		(Scott. Reg.), Skoplje	
33	368,7	POZNAN	818
		362,7 SOFIA I	

fig. 6



fig. 7. Meetzender (AVO)

EIGENSCHAPPEN VAN L—C KRINGEN

opsommen. Want al is vrijwel niemand van plan zich uitsluitend op éénkringers toe te leggen en al wordt de selectiviteit van ontvangers nagenoeg geheel verkregen door spoelstellen en m.f. bandfilters, die uit de handel betrokken worden, toch is het goed deze eigenschappen te doorgronden, want om deze spil draait de gehele radiotechniek.

Zijn een condensator en zelfinductie PARALLEL geschakeld, dan bieden zij aan wisselstroom de GROOTSTE WEERSTAND als de kring in resonantie is met de aangelegde wisselspanning. We noemen die weerstand de BLOKKERINGSWEERSTAND Z en uitgedrukt in een formule krijgen we:

$$Z = \frac{L}{R \times C}. \quad Z \text{ neemt dan een zeer grote waarde aan,}$$

enige honderdduizenden ohms.

Deze waarde Z zal voor een bepaalde frequentie echter groter worden, naarmate a) resonantie is verkregen met een grotere L en een kleinere C en b) naarmate de genoemde ohmse weerstand kleiner is. Het wáárom ligt voor de hand: De

waarde van Z is: $\frac{L}{R \times C}$. Overigens is dit ook nog wel op

een andere manier in te zien, wanneer we R even buiten beschouwing laten: Z is in 't algemeen verkregen door paral-

lenschakeling van R_L en R_C , dus $Z = \frac{R_L \times R_C}{R_L + R_C}$.

Zoals we weten zijn tijdens resonantie R_L en R_C gelijk aan elkaar. Om dus een hoge Z te verkrijgen moeten zowel R_L als R_C groot zijn. Nu, hoe groter L , des te hoger R_L ; hoe kleiner echter de C , des te hoger zijn R_C . Want:

$$R_L = 2\pi \times f \times L \text{ en } R_C = \frac{1}{2\pi \times f \times C} \quad (\text{fig. 13 en 14}).$$

In een L—C kring van parallelgeschakelde L en C zal tijdens resonantie, wanneer de blokkeringsweerstand het grootst is, ook de rondgaande stroom zijn grootste waarde bereiken.

Dit maximum zal echter hoger liggen, naarmate de C groter en de L kleiner is. Denk maar na: hoe groter een C wordt voor een bepaalde frequentie, des te lager is zijn R_C . En met de L is 't juist omgekeerd: hoe kleiner een L is des te lager is zijn R_L . En die kringstromen onder vinden inderdaad als weerstand de rondgaande serieschakeling van de R_L en de R_C (fig. 15). Het is deze rondgaande stroom, die een magnetisch veld doet ontstaan, waardoor het mogelijk is spanningen in andere spoelen te induceren. (Deze spoelen moeten dan met de L van de L—C kring gekoppeld zijn; hierop wordt later teruggekomen.)

Elke afstemkring, bestaande uit PARALLELGESCHAKELDE L en C bezit uit de aard der zaak een z.g. EIGENFREQUENTIE; a) wordt deze L—C kring nu aangesloten op een wisselspanninggenerator, waarvan de frequentie hoger is dan de eigenfrequentie van de kring, dan gedraagt de L—C kring zich als een capaciteit.

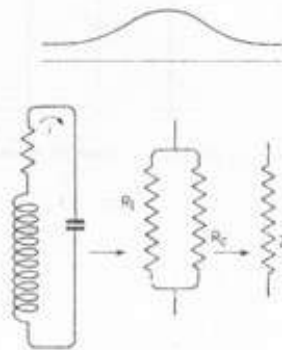


fig. 13

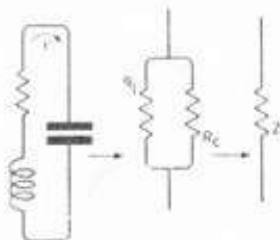


fig. 14

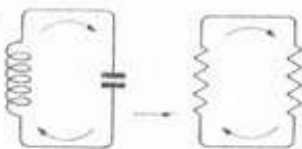


fig. 15

De verklaring hiervan vinden we in het volgende: Z is, zoals we weten, de parallelschakeling, van R_C en R_L , die tijdens resonantie gelijk aan elkaar zijn, dus: $R_C = R_L$ (fig. 16—17). Stel maar eens dat we een L—C kring gaan afstemmen op 50 Hz. We gaan uit van een spoel $L = 10$ Henry; R_L is dus $2\pi \times f \times L = 2\pi \times 50 \times 10 = 3140 \Omega$ volgens de formule uit les 3. En dan gaan we berekenen hoe groot de bijbehorende C moet zijn. R_C is gelijk aan R_L zoals we weten, dus R_C is óók 3140Ω . Omdat het echter een condensator is moeten we er een min-teken vóór plaatsen, dus $R_C =$

$$- 3140 \Omega. \text{ En dan aan 't rekenen: } R_C = \frac{159000}{f \times C \text{ (in } \mu\text{F)}} =$$

$$\frac{159000}{50 \times C} \text{ en dat moet dan } - 3140 \Omega \text{ zijn. Dus: } - 3140 =$$

$$\frac{159000}{50 \times C} \cdot C = \frac{159000}{50 \times - 3140} = - \frac{1590}{314 \times 5} = - \frac{1590}{1570} =$$

ca. $1 \mu\text{F}$.

Zie zo, onze op 50 Hz afgestemde kring bevat een spoel L met een zelfinductie van 10 H (en een R_C van 3140Ω) en een C met een capaciteit van $1 \mu\text{F}$ (en een R_C van 3140Ω). Brengen we nu met een generator een wisselspanning van 60 Hz op deze L—C kring, dan wordt de $R_L = 2\pi \times f \times L$

$$= 2 \times 3.14 \times 60 \times 10 = 3768 \Omega. \text{ En de } R_C \text{ wordt: } \frac{159000}{f \times C}$$

$$= \frac{159000}{60 \times 1} = 2650 \Omega, \text{ maar } Z \text{ wordt dan: } \frac{R_L \times R_C}{R_L + R_C} =$$

$$\frac{3768 \times (-2650)}{3768 + (-2650)} = \frac{1968 \times -2650}{3768 - 2650} = \frac{-1968 \times 2650}{3768 - 2650}$$

$$= \frac{-5215200}{1118} = - \frac{5215200}{1118} = - 4670 \Omega.$$

Dat minteken vóór 4670 betekent nu, dat de kring zich als een capaciteit gedraagt; in de praktijk wordt dit bevestigd, doordat de stroom vóórijlt t.o.v. de door de generator z.g. opgedrukte spanning (fig. 16).

b) Wanneer de generator echter een lagere frequentie levert, dan waarop de L—C kring staat afgestemd, b.v. 40 Hz, dan wordt $R_C = 3975 \Omega$ en $R_L = 2512 \Omega$.

$$Z \text{ wordt dan: } \frac{2512 \times -3975}{2512 - 3975} = \frac{-2512 \times 3975}{-1463} =$$

$$\frac{2512 \times 3975}{1463} = \frac{9985200}{1463} = 6825 \Omega.$$

Deze uitkomst is positief, zodat we in dit verband mogen zeggen; deze kring gedraagt zich inductief, dus als een spoel en de stroom die er door loopt zal naijlen op de opgedrukte generatorspanning (fig. 17).

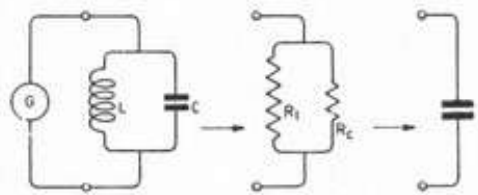


fig. 16

Generatorfrequentie hoger dan die van de afgestemde kring.

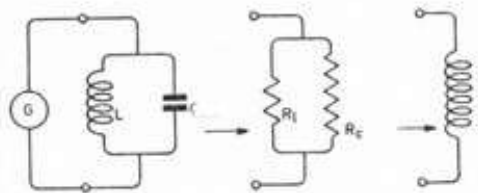


fig. 17

Generatorfrequentie lager dan die van de afgestemde kring.

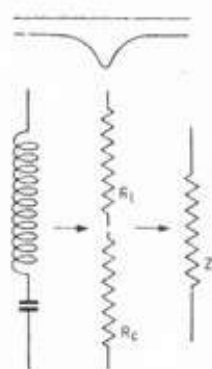


fig. 18a

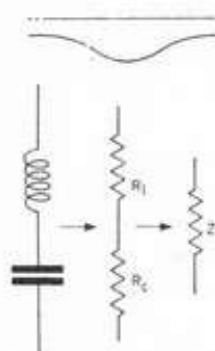


fig. 18b

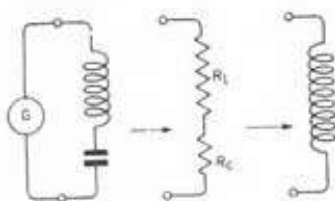


fig. 19a

Voor frequenties hoger dan de eigenfrequenties gedraagt de kring zich als een spoel.

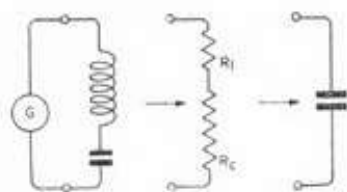


fig. 19b

Voor frequenties lager dan de eigenfrequentie gedraagt de kring zich als een condensator.

Later zullen we zien, hoe zowel bij de zeefkringen als bij de r.f. smoorspoelen, dat deze capacitieve of inductieve gedragingen van L—C kringen een rol kunnen spelen.

Zijn een condensator en zelfinductie IN SERIE GESCHAKELD, dan bieden zij aan wisselstroom de geringste weerstand, als de L—C kring in resonantie is met de frequentie van die wisselstroom. Een dergelijke kring noemen we een ZEEFKRING (fig. 22).

De weerstand Z van een dergelijke zeefkring is dan gelijk aan de ohmse weerstand van de spoel, $Z = R$.

De SELECTIVITEIT van een serie L—C kring wordt in het algemeen vergroot, naarmate afstemming verkregen wordt met de combinatie van kleinere L en grotere C; wanneer we het over zeefkringen hebben komen we hierop terug. De resonantiefrequentie van een afgestemde kring verandert door de aanwezigheid van ohmse weerstand maar weinig t.o.v. de theoretisch bekende waarde; daarom komt R niet voor in de formule van Thomson (fig. 18).

Buiten afstemming of resonantie gedraagt deze serie-schakeling zich als een capaciteit voor trillingen van lagere frequentie dan de eigenfrequentie en als een zelfinductie voor trillingen van hogere frequentie. Dat is dus juist andersom als bij de parallelgeschakelde L—C kring van fig. 16 en 17.

Het bewijs is hier wat gemakkelijker te leveren; bij seriekringen ligt n.l. R_C en R_L in serie. Neem maar aan, dat ook deze kring afgestemd is op 50 Hz en dat ook hier de spoel een zelfinductie van 10 Henry heeft en de condensator een capaciteit van 1 μ F. (Want ook voor serie-resonantie geldt de wet van Thomson!)

In resonantie is $Z = R_L + (-R_C) = 3140 - 3140 = 0$; we denken nu maar even niet aan de ohmse weerstand. Voor 60 Hz. zijn de waarden hiervoor:

$Z = 3768 - 2650 = 1118 \Omega$, een positieve waarde; de kring gedraagt zich dus als een spoel (fig. 19a).

En voor 40 Hz. is de waarde van Z:

$Z = R_L - R_C = 2512 - 3975 = -1463 \Omega$.

Dit is een negatieve waarde; de kring gedraagt zich als een capaciteit (fig. 19b).

ZEEFKRINGEN

We hebben in deze les de schakelingen leren kennen waarmee wij de gewenste zenders kunnen ontvangen.

In de praktijk is het echter noodzakelijk gebleken om óók over middelen te beschikken om een ongewenste zender buiten onze ontvanger te houden. De werking van een dergelijke zeefkring berust hierop, dat we een afzonderlijke L—C kring op de frequentie van de ongewenste zender afstemmen.

We kunnen door middel van een stroomresonantiekring maken, dat de ongewenste trilling „onderweg” vastgehouden wordt en onze ontvanger niet bereikt, of met behulp van een spanningsresonantiekring de ongewenste trilling zijdelings naar aarde afleiden.

We beginnen met de stroomresonantie-kring. We schakelen een L—C kring, met parallelgeschakelde spoel en conden-

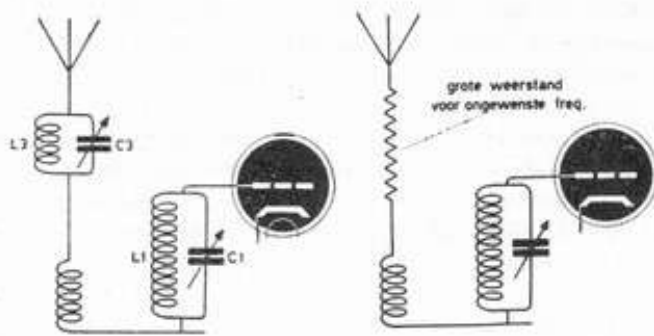


fig. 20

sator in serie met de toevoerdraad naar de antenne (fig. 20). De kring L_3C_3 heeft voor een signaal van deze resonantiefrequentie een zéér hoge weerstand, die we eerder als de blokkeringsweerstand leerden kennen; nu staat deze hoge weerstand in serie met de antenne, doch slechts voor die éne ongewenste frequentie. Zoals we zagen is de selectiviteit van slechts één $L-C$ -kring niet groot; ook het „sperrend” vermogen van één sperkring is vaak onvoldoende, d.w.z. we sperren niet alleen een signaal van de ongewenste frequentie, doch ook de daarnaast liggende wél gewenste kanalen; de kromme ziet er uit als in fig. 21 te zien is.

Ook hier doet de LC -verhouding er veel toe; een grote C en een kleine L zal hier de amplitude van het ongewenste signaal minder sterk verzwakken, doch de aanliggende kanalen het meest onaangestast laten; bij een grote L en kleine C is dat juist andersom (fig. 21a en b). Zie ook fig. 13 en 14.

Het andere type van zeefkring is de *serieschakeling* van de L en de C ; door een dergelijke $L-C$ -kring parallel over de afstemkring te schakelen ontstaat, wanneer deze kring L_4-C_4 resonantie is met de frequentie van een ongewenste zender, eenvoudig voor dit signaal een kortsluiting (fig. 22).

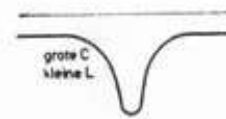


fig. 21a

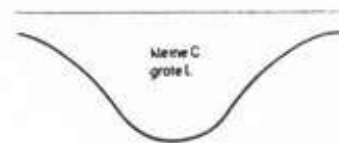


fig. 21b

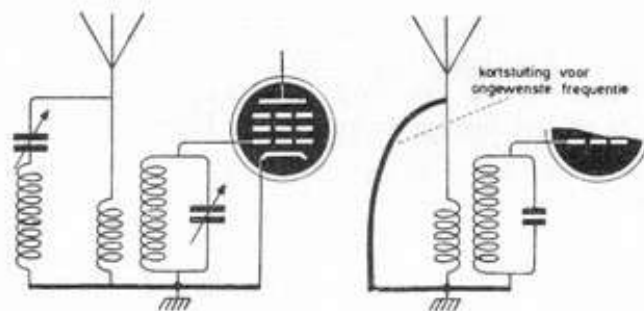


fig. 22

Zoals we in les 7 en in deze les zagen, bestaat voor alle andere frequenties deze kortsluiting niet.

Ook hier kan natuurlijk over de selectiviteit van deze zeefkring, die we ook wel stopkring noemen, gesproken worden; bij een grote L en kleine C is hier de selectiviteit het grootst en worden aanliggende kanalen het minst verzwakt; bij grote C en kleine L is de verzwakking van 't ongewenste signaal zélf groter, doch de aangrenzende kanalen worden mede verzwakt. Zie fig. 18a en b.

We zien nu tevens het nut in van de beschouwing op één der vorige pagina's; we beschreven daarbij het gedrag van een $L-C$ kring voor alle andere frequenties buiten zijn eigen- (of resonantie-) frequentie.

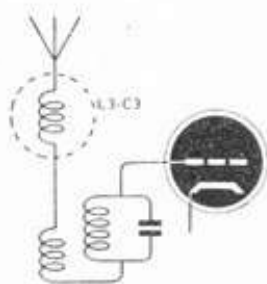


fig. 23

Zeefkring volgens fig. 20. Stoorfrequentie lager dan de gewenste frequentie. Zeefkring gedraagt zich als een spoel, in serie met de antenne. (Zie ook fig. 17).

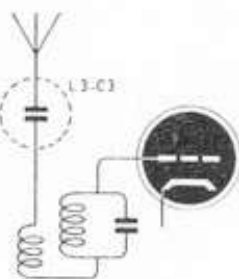


fig. 24

Zeefkring volgens fig. 20. Stoorfrequentie hoger dan de gewenste frequentie. Zeefkring gedraagt zich als een condensator in serie met de antenne. (Zie ook fig. 16).

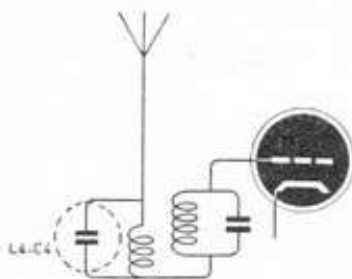


fig. 25

Zeefkring volgens fig. 22. Stoorfrequentie lager dan de gewenste frequentie. Zeefkring gedraagt zich als een condensator, parallel op het antennekoppelspoeltje. (Zie ook fig. 19b).

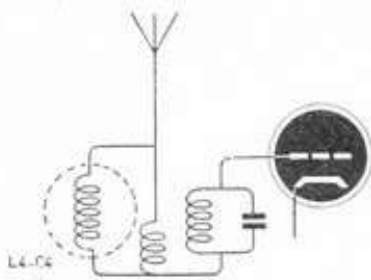


fig. 26

Zeefkring volgens fig. 22. Stoorfrequentie hoger dan de gewenste frequentie. Zeefkring gedraagt zich als een spoel, parallel op het antennekoppelspoeltje. (Zie ook fig. 19a).

Want het zal wel duidelijk zijn dat zeefkringen uit de aard der zaak steeds op een andere frequentie afgestemd zijn dan de afstemkringen. Die zeefkring nu zal steeds onze hoofdafstemming beïnvloeden. Op welke wijze dit geschiedt hangt er helemaal van af, of de frequentie van de storende zender hoger of lager is dan van de gewenste zender en of we een zeefkring volgens fig. 20 of fig. 22 toepassen. (Zie fig. 23, 24, 25, 26). Omgekeerd zal echter de hoofdafstemming ook de afstemming van de zeefkring beïnvloeden! Maar wanneer een zeefkring eenmaal goed is ingesteld merken we geen nadelige gevolgen meer.

OPSLINGEREN VAN KRINGEN

In les 7 op blz. 15 is verteld, dat de deelspanning, gemeten over de spoel of condensator bij een serieschakeling van L en C tijdens resonantie belangrijk hoger kan zijn dan de toegevoerde spanning over de gehele L—C kring, eenvoudig omdat de stroom I door die spoel of condensator \times de impedantie van die spoel (R_L) of condensator (R_C) een hoge waarde voor de spanningen E_L en E_C oplevert (fig. 27). En die stroom I is bij een serie L—C kring is resonantie héél groot, zoals we zagen, omdat de Z van die kring héél laag is. Men noemt dit het opslingeren van de spanning. De mate van opslingeren noemen we de Q van de kring. Bedraagt de generatorspanning b.v. 2 volt en wordt de spanning over de spoel opgeslingerd tot 100 volt, dan is $Q = 50$. We hadden natuurlijk ook de spanning over de condensator kunnen nemen; deze bedraagt immers dan eveneens 100 volt.

We kunnen dus zeggen $E_{gen} \times Q = E_C = E_L$. Maar we mogen óók zeggen: $Z = Q \times R$.

Bij de parallelschakeling van L en C doet zich bij resonantie een dergelijk verschijnsel voor, doch nu is het de rondgaande kringstroom die een hogere waarde aanneemt dan zich liet voorzien; de stroom die de L—C kring als geheel opneemt is gering, daar de blokkeringsweerstand Z van de kring heel hoog is (fig. 28).

Hier is weer sprake van opslingeren, ditmaal van de stroom en ook hier gebruiken we de letter Q:

$$I_{gen} \times Q = I_L = I_C.$$

KRINGKWALITEIT

We hebben gezien op welke wijze de combinatie van een grote L en kleine C (of omgekeerd) invloed heeft op de spanningen over resp. stromen door de kring; een andere factor, waarvan de opslingering in hoge mate afhangt is de ohmse weerstand van de spoel, of juister, de verhouding van de ohmse weerstand tot de waarde van de zelfinductie.

In 't algemeen kunnen we zeggen: hoe LAGER de OHMSE WEERSTAND van een spoel, des te HOGER zijn SELECTIVITEIT en SIGNAALSPANNING. Dit blijkt ook uit de for-

$$\text{mule voor stroomresonantie: } Z = \frac{L}{R \times C}$$

Voor spanningsresonantie is dit: $Z = R$.

In hoofdzaak wordt de Q van de kring bepaald door de spoel, want daarin zetelt de grootste verliespost, de weerstand. Een behoorlijke spoel heeft een Q liggend tussen 100 en 200.

Hier zien we nu, waarom het aanbrengen van poederijzerkernen, waarover we reeds in les 3 spraken, zo belangrijk is. Door het aanbrengen van deze kern kan n.l. toch een bepaalde zelfinductie bereikt worden met véél minder koperdraad, vergeleken met een spoel zonder poederijzerkern. En minder koperdraad = minder ohmse weerstand.

Daarnaast blijkt het van groot voordeel te zijn geen massief koperdraad te gebruiken doch z.g. hoogfrequent litzedraad. Deze draad bestaat uit een vrij groot aantal afzonderlijk met isolatielak geïsoleerde dunne draadjes, b.v. 30 stuks, met een gezamenlijke zijden of katoenen omspinning. De gehele draaddikte is vaak niet meer dan 0,5 mm! (fig. 29).

SKINEFFECT

Het is n.l. gebleken, dat hoogfrequente wisselstromen zich vrijwel uitsluitend aan de oppervlakte van de geleiders bewegen door het stroomverdringingseffect of skineffect. Om dus een geleider een groot oppervlak te geven past men een gro'e onderverdeling toe.

Overigens is het van groot belang, dat de draadjes onderling geïsoleerd zijn, terwijl ze alle meegesoldeerd moeten worden, hetgeen bij dergelijke dunne draadjes niet gemakkelijk is.

Voor de korte en zeer korte golven blijkt het gebruik van hoogfrequent litze-draad minder bevredigend; de spoelen voor deze hoge frequenties bestaan daarom of uit zilverdraad of verzilverd koperdraad.

Naast deze „verliezen" in de L—C kring voegen zich de verliezen, ontstaan door het gebruik van ondoelmatig isolatiemateriaal.

Bij de spoelen is het voornamelijk de spoelkoker die hiervoor verantwoordelijk kan zijn; ook de poederijzerkern is hiervoor ten dele aansprakelijk. Tegenover dit laatste punt staat echter een véél groter winst aan daling van ohmse weerstand, zodat we die ijzerkern maar rustig zullen toepassen.

Ook bij de condensatoren treden verliezen op, wanneer zich in het elektrisch veld, dus tussen de elektroden oftewel in dit geval: de draaibare en vaste platen en ook daarbuiten, dus op aansluitklemmen e.d. materialen bevinden die

HOOGFREQUENTVERLIEZEN

opleveren. Hier moet echter niet uit het oog verloren worden, dat deze materialen uit elektrisch oogpunt bezien toch volwaardige isolatie-eigenschappen kunnen bezitten. Gebracht in een hoogfrequent veld echter vertonen zij verliezen, een bewijs hiervan is, dat zij warm worden wanneer we ze in een sterk r.f. veld brengen zoals dit b.v. in een zender aanwezig is tussen de platen van de condensatoren of in het veld van de spoelen.

Elders maakt men echter in de moderne techniek gebruik van dit verschijnsel: plastic wordt verhit en biefstuk wordt gebraden tussen de platen van een condensator in een zender, die op zéér hoge frequentie werkt. Hier is dus sprake van hoogfrequentverliezen. Materialen die zeer geringe verliezen bezitten in dit opzicht zijn: trolituul (polysterene), calit, calan,

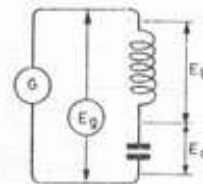


fig. 27

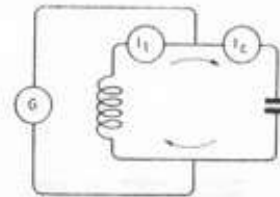


fig. 28

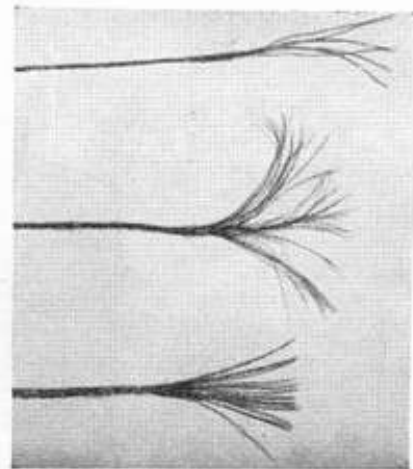


fig. 29

Verschillende soorten h.f. litze-draad, met gedeeltelijk verwijderde omspinning.

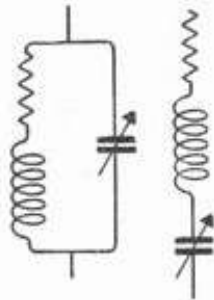


fig. 30

frequentiet. Bakeliet, eboniet, presspahn, pertinax en plexiglas zijn uitstekende isolatoren, maar toch behoeft met grote hoog-frequentieverliezen; glas is niet alleen uit isolatie-oogpunt, maar ook hoog-frequent bezien een behoorlijk materiaal, vaak echter onbruikbaar als gevolg van vocht-neerslag uit de atmosfeer. Vocht is trouwens een algemene vijand; zowel spoelen als condensatoren hebben hiervan te lijden, ook wanneer uitstekende materialen toegepast zijn.

Al deze verliezen zijn te beschouwen als weerstanden, hetzij in serie met of parallel geschakeld over L—C kringen. Zij zijn als regel van groter invloed dan de ohmse weerstand van een spoel. In fig. 30 zien wij deze verliezen voorgesteld als geconcentreerd in één weerstand (a. bij parallelschakeling, b. bij serieschakeling).

PLATENVORM VAN VARIABELE CONDENSATOREN

In één der vorige lessen spraken wij terloops over variabele condensatoren. In de regel zijn zij zodanig geconstrueerd, dat een aantal parallelgeschakelde plaatjes metaal bewogen kunnen worden tussen een aantal vast opgestelde plaatjes van gelijke afmetingen. Deze draaibare plaatjes zijn op een as gesoldeerd, de vaste zijn ook elektrisch doorverbonden en met behulp van isolatiemateriaal bevestigd (fig. 31).

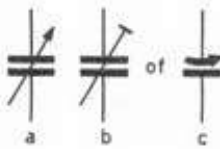
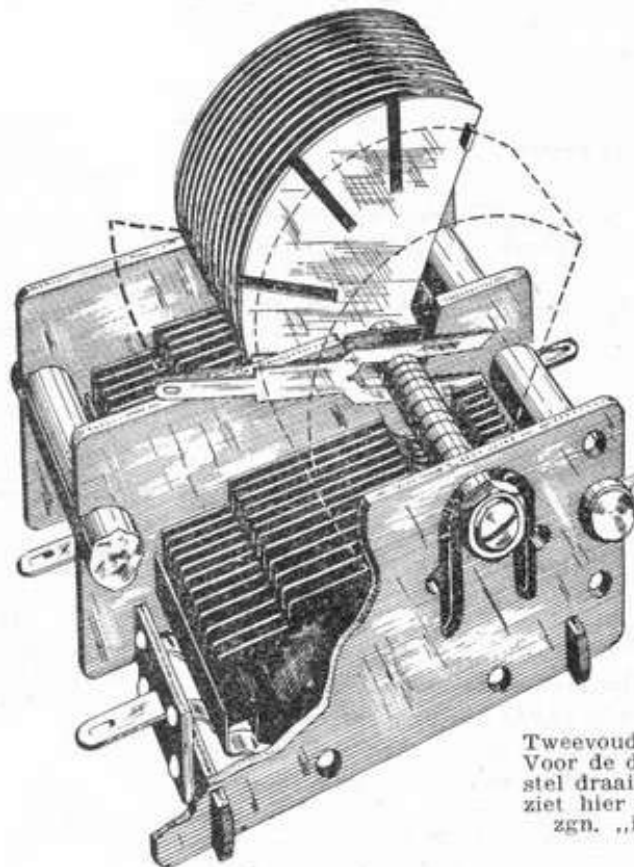


fig. 31



Tweevoudige of duocondensator. Voor de duidelijkheid is slechts een stel draaibare platen getekend. Men ziet hier ook duidelijk een van de zgn. „ingesneden” eindplaten.

In de schema's wordt de variabele afstemcondensator aangeduid volgens fig. 31a; de instelbare condensatoren (trimmers) worden aangeduid volgens fig. 31b of 31c.

Oorspronkelijk was de vorm dezer plaatjes halfcirkelvormig; was de capaciteit bij geheel ingedraaide stand b.v. 400 pF en bij geheel uitgedraaide stand 40 pF, dan kan men zeggen

dat verdraaiing over 180° (een halve slag) een capaciteitsverandering van 360 pF ten gevolge heeft. Het verdraaien over b.v. 40° betekende dus een capaciteitsstijging van 80 pF, dus 2 pF per graad. Deze condensator noemt men capaciteits-lineair: verdraaien geeft een capaciteitsstijging, evenredig (lineair) met de asverdraaiing in graden (fig. 32A). Wanneer we de formule van Thomson bezien (les 7 blz.):

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi \times \sqrt{L \times C}}$$

L—C kring omgekeerd evenredig is met \sqrt{C} ; we kunnen dit ook zó zeggen: wordt C v. b.v. 3 × groter, dan wordt de frequentie $\sqrt{3} \times$ kleiner.

De conclusie is, dat bij gebruik van een condensator met halfcirkelvormige platen in de onderste helft van een afstembereik (van 200 tot 600 m) de stations op de schaal véél dichter bij elkaar liggen dan in de bovenste helft, dus in de buurt van de 600 m.

Om dat gedrang aan één kant van de afstemschaal te vermijden, heeft men verschillende plaatvormen uitgedacht. Bij golflengte lineaire condensatoren neemt de capaciteit kwadratisch toe: 20° indraaien betekent 4 × zoveel capaciteit vergeleken bij 10° indraaien. Hiermede wordt een gunstiger verdeling verkregen (fig. 32B). Daar de onderlinge afstand van de zenders 9 kHz is, zou een frequentie-lineaire condensator ideaal zijn: de stations worden dan keurig over de gehele schaal verdeeld: elke graad schaalverdraaiing betekent een bepaalde frequentie-toename (fig. 32D).

De platen zijn in dit geval sterk gerekend en mechanisch moeilijk in voldoende stabiele vorm te vervaardigen. Daarom kiest men thans vrijwel algemeen een z.g. logaritmische ofwel midline platenvorm, waarbij de logaritme van de capaciteitswaarde lineair toeneemt met de asverdraaiing, in graden uitgedrukt (fig. 32C).

We hebben bij het bovenstaande steeds gesproken over „asverdraaiing”. In de moderne ontvanger wordt de condensatoras via een vertragsmechanisme aangedreven, b.v. 6 : 1. Tegelijkertijd koppelt men dit mechanisme aan een zich horizontaal of vertikaal bewegende naald, die vaak een weg van wel 25 cm beschrijft langs de stationsnamenschaal (fig. 33). We zullen later zien, dat het in meerkrings-ontvangers noodzakelijk is twee of meer condensatoren op één as te verdraaien; in elke stand moet de capaciteit van elk der secties onderling gelijk zijn. Om gelijkheid binnen $\frac{1}{2}\%$ over het gehele bereik te verkrijgen heeft men de eindplaten vaak ingesneden (z.g. splitted vanes). Door uit-buigen kan gelijkheid worden verkregen, maar alléén de fabriek en niet door ons. Afblijven geblazen!

DIODE DETECTIE

Om tot onze éénkringer terug te keren: een dergelijke ontvanger zal niet bijster gevoelig zijn en in dat verband is het goed eens de belasting van de L—C kring te bezien (fig. 34). Want die belasting is mede van grote invloed op de gevoeligheid.

Deze wordt gevormd door de telefoon, in serie met de kristal-

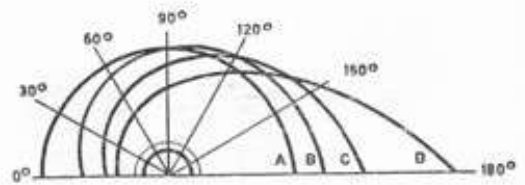


fig. 32 A—B—C—D

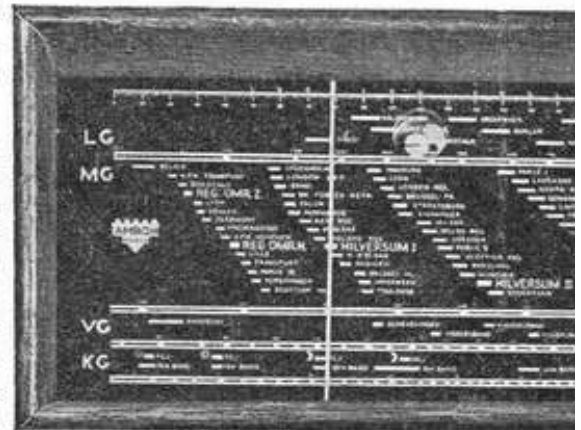


fig. 33

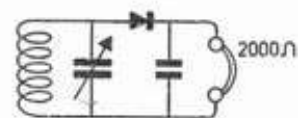


fig. 34

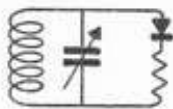


fig. 35

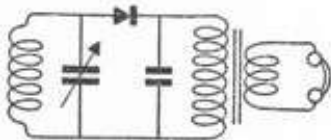


fig. 36

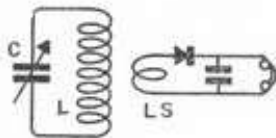


fig. 37

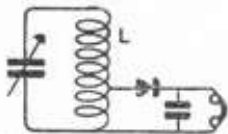


fig. 38

of ook wel germaniumdiode, de detector. In de doorlaatrichting is de weerstand hiervan = 0, waardoor de belastingweerstand, zijnde de wisselstroomweerstand van de telefoon praktisch parallel op de L—C kring komt te staan. Deze vormt dus een ernstige „damping” voor de L—C kring (fig. 35), want de impedantie van die hoofdtelefoon is wel héél erg laag, vergeleken met de hoge blokkeringsweerstand van de L—C kring.

Wat we hier doen moeten is duidelijk: We gaan de lage belasting aanpassen aan die hoge blokkeringsweerstand, zoals we dit bij de luidsprekerspoel en de eindbuis gedaan hebben. Nu kunnen we hier twee kanten uit: we zouden een laagfrequent transformator kunnen berekenen, die van de hoge blokkeringsweerstand op de lage telefoonweerstand aanpast (fig. 36). Een gemakkelijker methode is het echter om de r.f. spanning die over de L—C kring staat naar „beneden” te transformeren.

Dit kunnen we doen door een secundaire spoel L_s te berekenen en deze te koppelen met de kring spoel L ; de verhouding

van de windingstallen in het kwadraat, dus $\left\{ \frac{L}{L_s} \right\}^2$ is de

verhouding waarmee de aanpassing van de weerstanden tot stand gebracht wordt. Hier demonstreert zich het feit, dat er in de L—C kring, dus óók door spoel L de kringstroom loopt; deze induceert in L_s een andere stroom, die nog groter is dan de kringstroom, echter bij veel lagere spanning (fig. 37). Een praktische uitvoeringsvorm is, dat we geen afzonderlijke spoel aanbrengen doch een aftakking op spoel L (fig. 38); we vormen dan een autotransformator, waarbij het aantal windingen tussen aftakpunt en aarde gelijk is aan 't aantal windingen dat de afzonderlijke spoel L_s zou hebben (zie fig. 65 les 4).

Hoe we de zaak echter bekijken: ook bij deze vorm van gelijkrichting moet de L—C kring energie leveren. Daar de L—C kring op zijn beurt de energie weer aan de antenne moet ontlenuen, dienen we dus elke vorming van damping zoveel mogelijk te beperken. Later, bij de behandeling van m.f. transformatoren in superheterodynes zullen we zien, dat ook dáár de detector of ontvangstgelijkrichter steeds op een aftakking van de spoel aangesloten is.

Maar er bestaat gelukkig een methode om deze damping te verminderen door terugkoppeling, die we verderop zullen behandelen.

ROOSTERDETECTIE

Een andere manier om trillingen te ontvangen is de éénkringer met een buis, een éénlamper zoals men die vroeger noemde. In de praktijk echter wordt roosterdetectie nagenoeg niet meer toegepast. Dat echter op deze vorm van detectie speciaal nader wordt ingegaan, is omdat deze roosterdetector te beschouwen is als de basis van de generator, welke gebruikt wordt voor het opwekken van zowel hoog- als laagfrequente trillingen. En deze generatoren zijn heel belangrijk.

Hierbij wordt een triode gebruikt. Wij dienen echter aanstonds vast te stellen, dat een triode in principe een ver-

sterkerbuis is, die in dit bijzondere geval tevens de gelijkrichting tot stand brengt.

Daarom zullen we de buisfuncties splitsen en afzonderlijk tekenen: Een diode en een triode (fig. 39).

Nu hebben we tot dusver uitsluitend met de germanium-diode als detector te maken gehad; bij de buis-diode krijgen we te maken met de gloeidraadvoeding, die we trouwens reeds leerden kennen bij de gelijkricht-buizen.

Bij deze buizen behoeven we er echter slechts voor te zorgen, dat hun gloeidraden door een afzonderlijke wikkeling indirect verhitte gelijkrichtbuis dan konden we de gloeidraden zelfs uit deze lde wikkeling als de ontvangbuizen voeden.

Ofschoon de detectie-diode eveneens indirect verhit is kan deze tóch niet toegepast worden op dezelfde manier als selenium-cel. We zien deze schakeling in fig. 39a en we zien dadelijk, wáár de moeilijkheid zit: in de gloeidraad.

Want deze is met aarde verbonden en de katode voert een r.f. signaal t.o.v. aarde.

Daar nu de gloeidraad en de katode, die hem aan alle kanten omgeeft, samen een condensator van minstens 100 pF vormen, ontstaat hier een ongewenste toestand. In fig. 40 zien we de manier, waarop een buis-diode geschakeld wordt en waarbij de capaciteit tussen katode en gloeidraad geen rol kan spelen. In fig. 41 zien we een beeldstripverhaal, waaruit we kunnen opmaken hoe deze beide schakelingen in feite overeenkomen, want er bestaat geen verschil tussen fig. 40 en 41e.

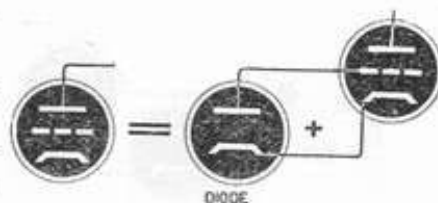


fig. 39

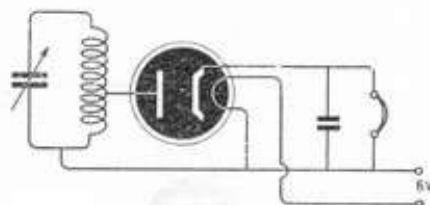


fig. 39a

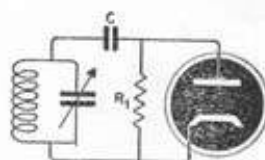


fig. 40

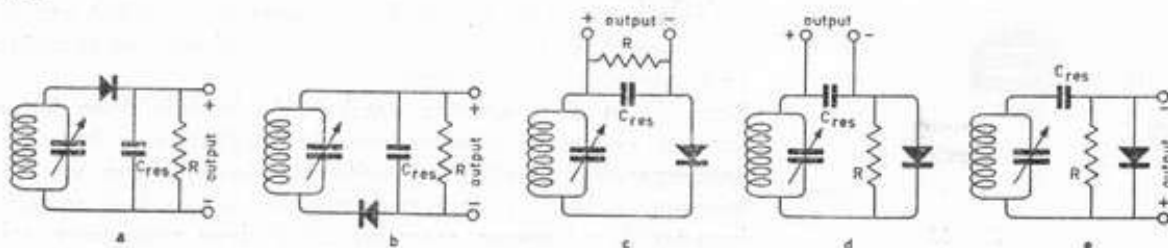
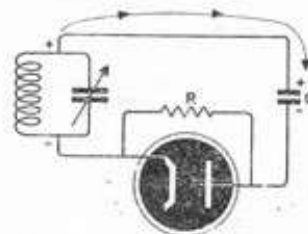


fig. 41

In fig. 41a zien we de bekende schakeling; we mogen een gelijkricht-cel langs het gehele circuit verplaatsen als een kraaitje langs een aanrijddraad; nu zit hij op een andere plaats (fig. 41b) maar de C_{res} wordt weer geladen, terwijl de belastingweerstand R over de C geschakeld blijft. Dan zien we in fig. 41d, dat de belastingweerstand naar aarde loopt; doordat de weerstand van de spoel L laag is, kan dat zonder bezwaar en tenslotte zien we, dat de output afgenomen wordt, parallel aan de R en de cel (fig. 41e).

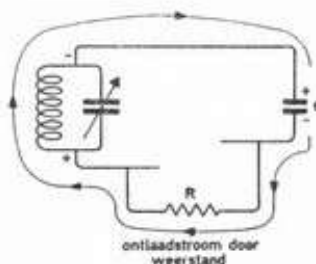
Nu zal bij velen de vraag opkomen: wat doet die R nu eigenlijk in dit spel?

Nu, wanneer die er niet was zou C_{res} gewoon opgeladen worden tot de piek-spanning van de aangelegde wisselspanning; we zien dat in fig. 42. In feite zou dan op het rooster een gelijkspanning staan die gelijk zou zijn aan de gelijkgerichte draaggolf + de piekwaarde van de laagfrequente modulatiespanning. Die condensator moet dus tussentijds „geleegd” worden en dit geschiedt nu door die R (fig. 43). Vanzelfsprekend moet er een evenwicht bestaan tussen vullen en ledigen; meestal legt men dit vast in de tijdsconstante, het $R-C$ product, dus de waarde van $R \times C$. In de praktijk blijkt dit niet kritisch te zijn; een waarde van $100 \text{ (pF)} \times 1000000 \text{ (\Omega)}$ is algemeen bruikbaar voor buizen. Voor kristal-



leadstroom voor diode

fig. 42



ontlaadstroom door weerstand

fig. 43

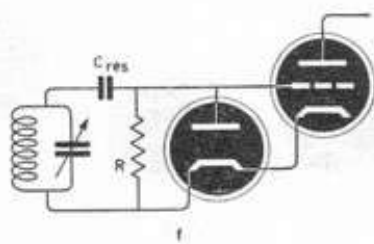


fig. 44

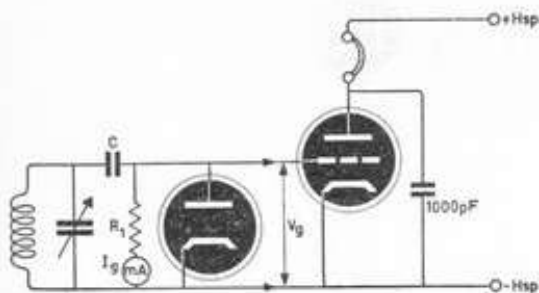


fig. 45

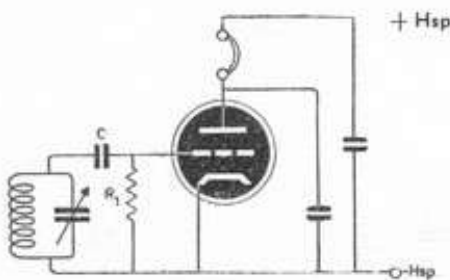


fig. 46

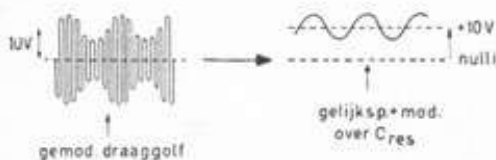


fig. 47

dioden, die een veel lagere belastingweerstand vormen, is het L—C product veel lager.

Achter C_{res} krijgen we dus een a.f. wisselspanning, die „geent" of gesuperponeerd is zoals dat officieel heet, op een gelijkspanning, de gelijkgerichte draaggolf (fig. 44). En deze a.f. wisselspanning zouden we nu naar 't rooster van een a.f. versterkerbuis kunnen voeren zoals in fig. 44 en 45, maar... bij een triode-detector behoeft dat niet, want daar zijn de anode van 't diodegedeelte en 't rooster van het triodegedeelte één. We zien deze schakeling in fig. 46. Ontvangen we nu niets, dan heeft de triode in 't geheel geen negatieve roosterspanning; zodra er echter een draaggolf binnenkomt krijgt de triode negatieve roosterspanning, terwijl het a.f. signaal versterkt uit de anodekring te voorschijn komt. Het aardige van een roosterdetector is nu, dat die negatieve roosterspanning steeds instelt op de juiste waarde, want we weten dat er een vaste verhouding bestaat tussen de uitgezonden draaggolf en de maximum modulatie diepte. De negatieve gelijkspanning op 't rooster is dus steeds groter dan de maximum a.f. spanningspiek.

Hoe groot deze negatieve spanning nu is kunnen we gemakkelijk te weten komen door de diodestroom, dus hier de roosterstroom I_g , te meten en de gevonden waarde te vermenigvuldigen met de gebruikte roosterweerstand R_1 ; negatieve roosterspanning $V_g = I_g \times R_1$.

Bij het meten van de diodestroom moeten we er om denken, dat de milli-ampèremeter steeds aan de aardszijde van de roosterweerstand R_1 geschakeld moet worden; het andere einde van R_1 is n.l. „heet", d.w.z. op hoogfrequente spanning t.o.v. aarde.

Door de in de plaatkring geschakelde hoofdtelefoon lopen dan de versterkte wisselstromen in laagfrequent ritme; de anodespanning bereikt de anode via de wikkeling van de telefoon. In feite zal er aan de aanpassing van buis en telefoon wel iets haperen, maar kritisch is deze aanpassing toch niet, fig. 46.

Nu hebben we in les 7 de detectie beschreven en verteld, dat als resultaat hiervan ontstaat a) een a.f. signaal + b) een gelijkspanning, fig. 47.

In feite zullen bij elk demodulatieproces bovendien nog een zekere hoeveelheid hoogfrequente trillingen blijven bestaan. Deze in de anodekring voorkomende r.f. trillingen zijn onhoorbaar en uit dien hoofde onschadelijk. Passen we echter versterking van r.f. trillingen vóór de detectie toe, zoals we later behandelen zullen, dan kunnen we deze r.f. trillingen, die tot zelfs in ons anodevoedingsapparaat doordringen, niet gebruiken. Daarom schakelen we een condensator van ca. 200 pF rechtstreeks van anode naar aarde; de reactantie voor de r.f. trillingen is dan voldoende laag. Maken we echter deze C te groot, ja, dan gaan ook onze hoogste tonen verloren.

TERUGKOPPELING

De op het rooster aanwezige hoogfrequent trillingen worden door onze triode (die overigens heus niet ideaal is voor r.f. versterking) toch nog behoorlijk versterkt; dit is zowel bij roosterdetectie als bij de nog te bespreken anodedetectie het geval. Een condensator van de anode rechtstreeks naar aarde, mits niet te groot in verband met het afsnijden van hoge

tonen, is een remedie, zoals we hierboven zagen, maar we kunnen echter nog iets nuttigs verrichten met deze versterkte r.f. trillingen. Wij kunnen n.l. in de anodekring van onze buis een spoel opnemen (fig. 48); we vormen aldus een impedantie, weerstandspad, voor onze r.f. trillingen.

We herkennen in deze schakeling gemakkelijk het „afvlak“-filter uit onze netvoedingsapparaten in les 4; op de telefoonklemmen zullen geen hoogfrequente spanningen meer voorkomen, doch dóór de spoel L_2 en de Condensator C_f zal een hoogfrequente stroom naar aarde lopen. We moeten er echter angstvallig voor zorgen, dat L_2 en C_f niet in resonantie komen met het signaal op het rooster.

Maar deze spoel L_2 in de anodekring kunnen wij eventueel ook in koppeling brengen met de roosterspoel L_1 . En dat is belangrijk.

Uit de aard der zaak zijn de hoogfrequente trillingen a) op het rooster van de buis en b), op de anode van de buis onderling in tegenfase, want gaat de spanning op het rooster omhoog, dan daalt daardoor de spanning op de anode en omgekeerd. Door echter de spoel op de juiste manier te koppelen kunnen we die wisselstroom door de anodekring induceren in spoel L_1 en daardoor op het rooster brengen.

Het hangt natuurlijk van de onderlinge wikkelrichtingen van de spoelen af, of zij elkaar „helpen“ of „tegenwerken“ (fig. 49); in deze schakeling dienen de spoelen elkaar te „helpen“.

In de praktijk voert men dit kunstje uit door de beide spoelen naast elkaar beweegbaar op te stellen: door nu de anodekringspoel, die we terugkoppelspoel noemen, bij de roosterspoel te brengen treedt er op een bepaald ogenblik een toestand in waarbij de reeds besproken verliezen in de roosterkring opgeheven worden door de toegevoerde r.f. energie afkomstig uit de anodekring. Door het wegnemen van de verliezen in de L—C kring neemt de versterking enorm toe. Dit verschijnsel noemt men **TERUGKOPPELING** of **DEMPINGSREDUCTIE**; bij de ontvangst van zwakke signalen is een 100-voudige versterking niet ongewoon.

Ook de verliezen in de antennekring, die we later zullen bespreken, worden op deze wijze tot nul teruggebracht.

Een zeer belangrijk gevolg van terugkoppeling is de versmalling der doorlaatkromme, dus een selectiviteitsvergroting. Die versmalling gaat echter zó ver, dat de hoge frequenties als regel rigoreus „afgesneden“ worden; de afstemkromme wordt „gepiekt“ zoals we dat noemen.

Brengen we echter, door onze terugkoppelspoel te dicht bij de roosterspoel te plaatsen, dus door de sterke terugkoppeling, méér r.f. energie in de roosterkring dan er door demping verloren gaat, dan zal het gehele systeem zelf r.f. trillingen gaan voortbrengen, ook als er via de antenne géén trillingen op de L—C kring toegevoerd zouden worden of zelfs in 't geheel geen antenne aanwezig is. Wij noemen dit verschijnsel **R.F. GENEREREN**. In feite is dit een vorm van „zenden“ en onze meetzenders bevatten inderdaad een dergelijke genererende triode, terwijl ook in de later te bespreken superheterodyne-ontvangers de oscillator op deze wijze is uitgevoerd.

Wanneer echter onze „eenlamper“, waarmee we uiteindelijk slechts willen luisteren, in genereertoestand verkeert, treedt

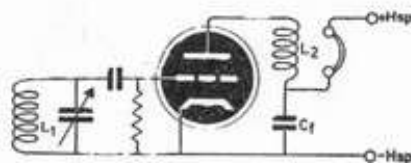


fig. 48

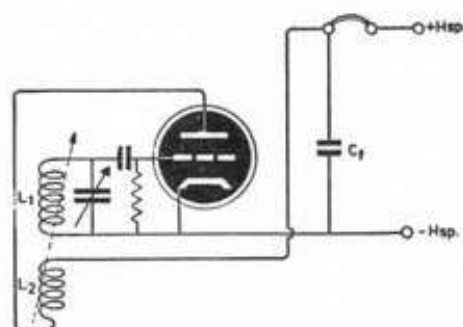


fig. 49

een onaangenaam verschijnsel op: via onze antenne treedt deze ongemoduleerde r.f. trilling naar buiten; soms is deze trilling kilometers ver nog te ontvangen; de frequentie wordt gewoon bepaald door de waarden van L en C in de L—C kring.

Wanneer nu alle „echte“ zenders voor ons plezier eens even „uit de lucht“ wilden gaan, zoals dat heet, dan zou geen sterveling iets van onze „zender“ bemerken, want onze ongemoduleerde draaggolf levert in andere ontvangers na detectie slechts een gelijkspanningscomponente en die is onhoorbaar. Maar stel nu dat wij genereren op 800 kHz, dus 800.000 Hz en dat er een officiële zender werkt op 800.600 Hz. Dan hebben we de poppen aan 't dansen, want die beide r.f. trillingen bereiken onze detector en die niet alléén, maar ook die van de omwonenden, wanneer die óók naar die zender op 800,6 kHz luisteren.

Want elke detector is door zijn niet-lineaire („kromme“) karakteristiek een mengorgaan en zal dus de twee r.f. trillingen „mengen“; naast de hoogfrequente, dus onhoorbare mengproducten met frequenties van resp. 800.000 Hz en 800.600 Hz zal een hoorbare toon van 600 Hz als hoorbaar laagfrequent mengproduct ontstaan. Verdraaien we onze frequentie naar de zender-frequentie toe, dan zal die toon dalen naarmate het frequentieverschil geringer wordt. Theoretisch is de toon = 0 wanneer wij óók op 800.600 Hz beland zijn; draaien we verder dan neemt de toon weer in hoogte toe, totdat het laagfrequente mengproduct de hoorbaarheidsgrens (ca. 15.000 Hz) overschrijdt.

Maar het zal nu wel duidelijk zijn, dat bij het „afzoeken“ van de ether met genererende detector elke „zender“ prijs is wat betreft het geloei, dat bekend staat als de „Mexicaanse hond“. Slechts in één bepaald geval passen we deze z.g. zweepingsontvangst toe, en wel bij het ontvangen van ongemoduleerde telegrafie-zenders. Die geven dus een r.f. draaggolf, die in morse-ritme telkens wordt onderbroken. Daar een draaggolf zoals we weten onhoorbaar is, moeten we in de detector een r.f. wisselspanning „injecteren“ met een frequentie, die b.v. 1000 Hz verschilt met de inkomende zender. We nemen dan uiteindelijk de morse-signalen waar met een toon van 1000 Hz. Bij de superheterodyne-ontvangers zullen we dit onderwerp nader bezien. In ieder geval zijn hierbij maatregelen getroffen, dat het door ons opgewekte signaal niet de antenne kan bereiken en de ether in kan gaan.

Een andere interessante toepassing is de z.g. zweepingstoongenerator, fig. 50; hierbij worden a.f. trillingen opgewekt in een schakeling, waarbij twee zeer stabiele h.f. generatoren toegepast worden; de één met vaste, de ander met variabele frequentie. De verschilfrequentie levert na gelijkrichting het laagfrequente signaal in de gewenste toonhoogte.

Wanneer we van terugkoppeling gebruik maken zullen we ervaren, dat er bij de overgang van de niet-genererende toestand naar de toestand „op 't randje van genereren“ een verstemming optreedt. Vooral bij korte golfontvangst blijkt dit verschijnsel hinderlijk, daar we de ontvanger dan steeds moeten „bijstemmen“ om de gewenste zender niet kwijt te raken. Overigens kan deze terugkoppeling ook op andere manieren tot stand gebracht worden; bij één dezer manieren

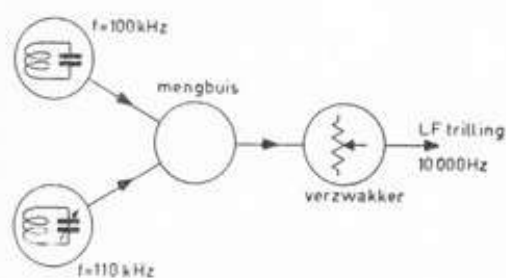


fig. 50

kan de spoel stilstaan en kan door instelling van een variabele condensator de vereiste instelling „op 't randje van genereren”, dus; nog-net-niet-genereren tot stand gebracht worden. De terugkoppelspoel kan hierbij vast opgesteld worden bij de roosterspoel of om dezelfde spoelvorm gewonden worden (fig. 51).

Als regel is 't aantal windingen van de terugkoppelspoel kleiner dan van de spoel in de afstemkring (L—C kring). De terugkoppelspoel kan van gewoon dun koperdraad gewikkeld worden; wikkelen we roosterspoel (dus L_1) en terugkoppelspoel (L_2) op één koker, dan wordt de terugkoppelspoel steeds aan de „aardzijde” van de roosterspoel gewikkeld om de verstemming te beperken.

Bij het bepalen van de juiste wikkelrichting, waarbij terugkoppeling mogelijk wordt, kunnen we dit onthouden: als we roosterspoel en terugkoppelspoel uit één draad in dezelfde richting doorgewikkeld denken, komt het aardpunt aan een aftakking; de „hete” einden komen dan aan de uiteinden van de spoel.

Natuurlijk komt de vraag naar voren of we dat genereren niet kunnen beperken door een stuitnok b.v. waardoor de condensator- of spoelbeweging op een bepaalde plaats kan worden gestuit. Helaas gaat dit niet, aangezien het punt waarbij genereren intreedt afhankelijk is van o.a. de stand van de afstemcondensator C, dus de afgestemde frequentie.

ANODEDETECTIE

Hierbij wordt een normale triode gebruikt. Via een afzonderlijke spanningsbron wordt het rooster op een zodanige negatieve roosterspanning gebracht, dat de buis nagenoeg „afgeknepen” is, d.w.z. er loopt geen stroom.

Automatische negatieve roosterspanning kan voor dit doel niet worden toegepast; we moeten dus naar een vaste negatieve spanningsbron uitzien (fig. 52).

Brengen we nu via onze L—C kring een wisselspanning op dat rooster, dan zal tijdens de halve periode dat die spanning aan de roosterzijde + is, enige anodestroom lopen, omdat op dat ogenblik in feite de negatieve roosterspanning minder negatief wordt door de r.f. wisselspanningstop.

Tijdens het ogenblik echter dat die r.f. wisselspanning op het rooster negatief is, zal de bestaande negatieve roosterspanning nóg meer negatief worden, doch dit heeft dan geen uitwerking meer: de buis was reeds afgeknepen; erger kan het dus al niet. Slechts de positieve r.f. wisselspanningspieken hebben dus het lopen van anodestroom ten gevolge: zo verkrijgen we dus gelijkrichting of detectie, waarbij over een condensator C in de anodekring de „omhullende” van het laagfrequent trillingsgebied ontstaat.

Van groot voordeel is echter, dat hierbij géén roosterstroom loopt, want die r.f. spanningspieken zullen niet licht de waarde van de negatieve roosterspanning overtreffen. De L—C kring behoeft dus géén energie te leveren bij deze gelijkrichting.

Het gevolg is dus: geringe demping van de L—C kring. Helaas is de versterking bij deze detectie-methode geringer dan bij roosterdetectie, die in feite dan ook de gevoeligste detectiemethode is.

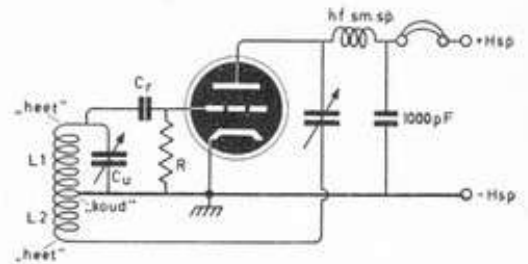


fig. 51

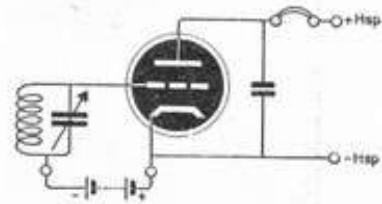


fig. 52

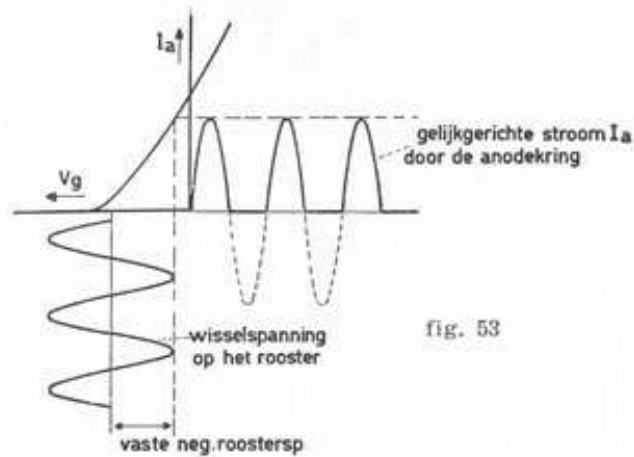


fig. 53

In fig. 53 geven we de karakteristiek van een als anode-detector geschakelde triode.

Overigens kunnen we ook hierbij de reeds eerder besproken methoden van terugkoppeling toepassen.

Uit de aard der zaak kan in de plaats van een triode ook een pentode-buis voor detectie gebruikt worden; de voordelen van een pentode, die in het volgend hoofdstuk verder besproken zullen worden, zijn ook hier welkom, maar in de praktijk blijkt de terugkoppeling bij pentoden minder „soepel” regelbaar te zijn, waarbij nog komt, dat een pentode zijn gunstige eigenschappen voor een deel verliest door de terugkoppeling. Bovendien is het instellen van de juiste schermroosterspanning niet eenvoudig, terwijl door de hoge inwendige weerstand van de pentode de aanpassing aan een hoofdtelefoon ook minder gemakkelijk tot stand zal zijn te brengen. Blijft nog over

DE ONTVANGANTENNE

In les 6 maakten we kennis met de zendantenne, die ten doel heeft het evenwicht in de „ether” te verstoren. Dit geschiedt door de uitstraling van elektromagnetische golven, die zowel magnetische velden als elektrische velden doet ontstaan; reeds eerder werd gezegd, dat deze beide verschijnselen tegelijkertijd optreden en onverbreeklijk verbonden zijn.

De ontvangantenne moet de uitgezonden trillingen opvangen en aan onze ontvanger toevoeren; het is wel aardig er hier even op te wijzen, dat antennae het Griekse woord voor de voelsprietten van insecten is.

In tegenstelling tot de zendantenne stelt onze ontvangantenne zich tevreden met òf magnetische velden òf elektrische velden om elektrische spanningen af te geven en het hangt geheel van de aard van de antenne af welk der beide velden de grootste invloed heeft.

In les 7 werd eenvoudigheidshalve voorgesteld dat een horizontaal uitgespannen antennendraad te beschouwen is als een der elektroden van een condensator, terwijl de aarde als tegenelektrode fungeert (fig. 31).

Hoe hoger nu die antennendraad uitgespannen is, des te gunstiger zullen de ontvangresultaten zijn; we spreken in dit verband van de „effectieve antennehoogte”. En nu wordt de zaak al direct gecompliceerder: de verticale toevoerdraad naar die horizontale antennendraad zal daardoor een behoor-

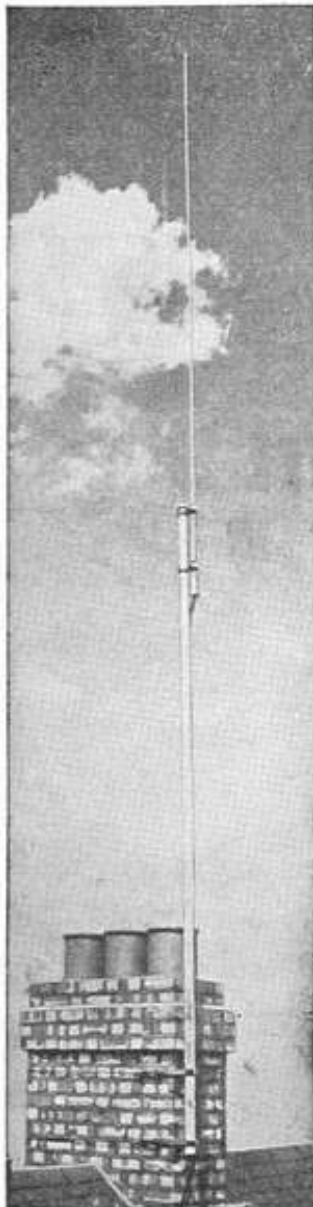


fig. 54

lijke lengte hebben en al klinkt dat nu wellicht wat vreemd. die draad heeft ook een bepaalde zelfinductie.

Natuurlijk is die zelfinductie niet groot, maar toch allerminst verwaarloosbaar. En daar we geleerd hebben, dat een magnetisch veld in een spoel elektrische spanningen opwekt, zal het ons niet verbazen nu te horen, dat in die verticale antennendraad, zijnde een zelfinductie, óók elektrische spanningen geïnduceerd worden door het magnetische veld, afkomstig van de zender.

En daarnaast zal het elektrische veld van de zender ladingen tussen de horizontale antennendraad en de aarde in de functie van condensator veroorzaken! (fig. 55).

Een dergelijke antenne zal slechts in resonantie zijn voor één frequentie, die bepaald wordt door de eigen zelfinductie en zijn capaciteit tegen aarde; deze frequentie is vrij hoog (golflengte kort), zo in de buurt van 1600 kHz.

Bij de ontvangst van lange-golf- en midden-golfzenders zal de antenne, waarvan de eigen frequentie, zoals we zagen in een hoger frequentiegebied ligt, zich gedragen als een condensator, omdat zijn impedantie voor de m.g. en l.g. een capacitief karakter draagt. R_C is voor deze lagere frequentie groter dan R_L .

Voor kortegolfontvangst daarentegen zal de R_L groter zijn dan de R_C ; hiervoor is de antenne dus een inductieve reactantie.

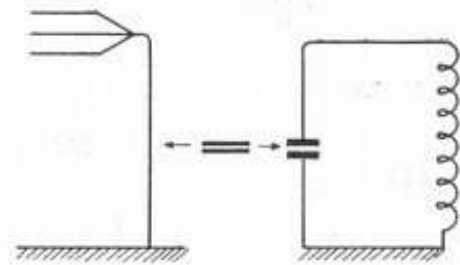


fig. 55

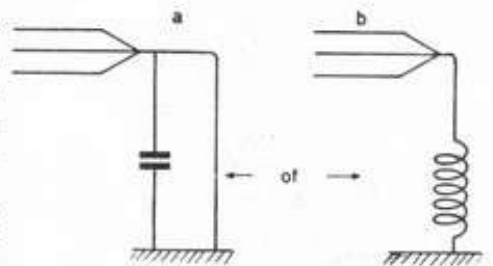


fig. 56a

fig. 56b

DIRECTE ANTENNEKOPPELING

Om dus een dergelijke antenne op een frequentie uit het middengolfgebied in resonantie te brengen, zullen we dus hetzij een extra capaciteit (fig. 56a), hetzij een extra zelfinductie moeten aanbrengen (fig. 56b).

Meestal passen we zowel een spoel als een condensator toe. Eén van deze beide organen zal echter variabel uitgevoerd dienen te zijn, willen we meerdere zenders kunnen ontvangen. Meestal maken we de condensator variabel en dan krijgen we de toestand van fig. 57, waarbij we tevens het vervangings-schema laten zien.

Een antennendraad is hier dan de „bron" van de hoogfrequente wisselspanningen voor onze ontvanger; in feite bezit deze draad ohmse weerstand. Om te voorkomen, dat „lekkers" optreden, wordt een dergelijke antennendraad op isolatoren bevestigd. Echter zal er door het roet dat uit de schoorsteen op deze isolatoren neerslaat en niet te vergeten het vocht uit de dampkring, tussen antenne en aarde een lek = lage weerstand aanwezig zijn. Dit, gevoegd bij de ohmse weerstand en de aanwezigheid van isolatiematerialen, die verliezen opleveren voor hoge frequenties, zal onze afstemkring „gedempt" worden door een weerstand, parallel op onze kring. Wanneer we nu even de antenne tekenen in zijn gedaante van r.f. wisselstroombron, dus als generator, dan zal de situatie er uitzien als vertoond in fig. 58 en dat beeld is niet zo hoopvol. R is de ohmse weerstand van spoel en antenne. R_{lek} is de parallelweerstand en C_{ant} is de capaciteitswaarde van de antenne.

We hebben gezien, dat de blokkeringsweerstand Z van een

dergelijke L—C kring in resonantie gelijk is aan $\frac{L}{R \times C}$; de

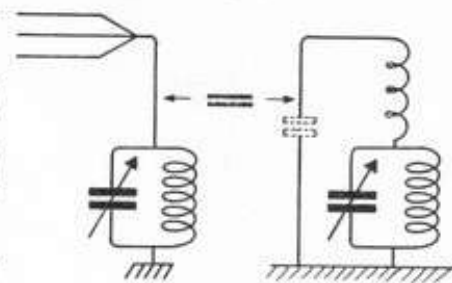


fig. 57

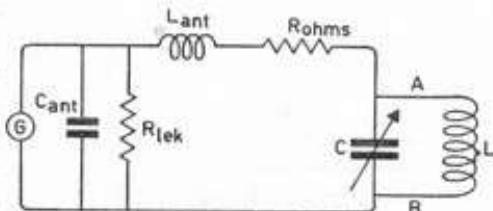


fig. 58

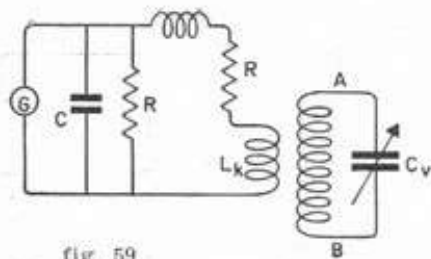


fig. 59

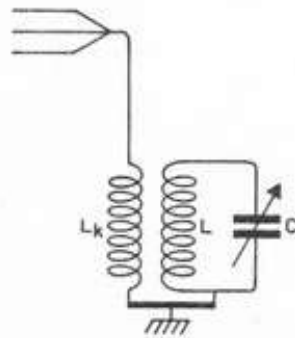


fig. 60a

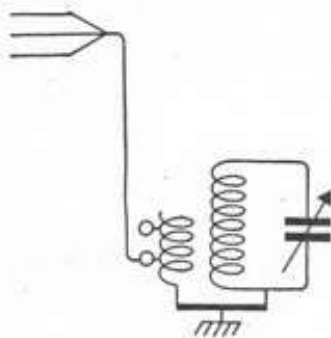


fig. 60b

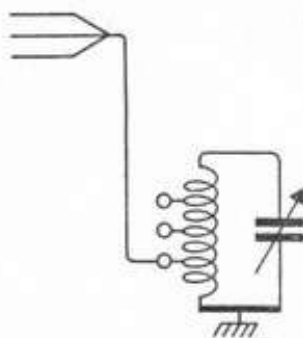


fig. 60c

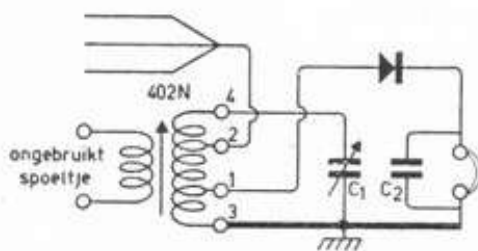


fig. 61

„lekweerstand“ zal echter de „generatorspanning“ sterk belasten en dus doen dalen; het is nu zaak de invloed van deze verlies-weerstanden te verminderen en dat kunnen we o.a. doen, door deze weerstanden „aan te passen“ (zou men 't kunnen noemen) aan de hoge blokkeringsweerstand, die de L—C kring zelf bezit.

INDUCTIEVE ANTENNEKOPPELING

We gaan hierbij te werk als bij een uitgangstransformator. We zullen hier echter in dit bestek geen berekeningen voor uitvoeren, doch in principe ligt de zaak als in fig. 59 voorgesteld. De verhouding is in de praktijk 1 : 5. Door de verminderde invloed van schadelijke weerstanden wordt de kringkwaliteit beter en dus de blokkeringsweerstand groter. Maar zo op het oog vermindert ook de ontvangsterkte en dat zou minder aangenaam zijn; de generatorspanning wordt immers niet op de klemmen van de L—C kring A en B aangesloten, doch op een spoeltje met véél kleiner impedantie. Het geringe stroompje in het koppelspoeltje L_k induceert echter in L een stroom, die véél groter is, mits de spoelkwaliteit van L maar behoorlijk is; dit is dus de praktische toepassing van het stroomopslinging-effect; men spreekt hier van een *resonantie transformator*. De rondgaande r.f. wisselstromen door L en C brengen tussen de punten A en B een hoge spanning.

De eigenlijke antennekring wordt nu gevormd door het spoeltje L_k ; deze is nu dus niet zélf afgestemd doch via de koppeling met L; we spreken hier van een *secundaire ontvanger*, terwijl die van fig. 57 een *primaire ontvanger* genoemd wordt.

Nu bestaat er één, zeer bepaalde, koppelingsgraad, waarbij voor één frequentie maximale spanningen tussen A en B ontstaan; men spreekt dan van de *optimale koppeling*. De selectiviteit is echter in dit geval nog kleiner dan bij directe overdracht zonder resonantietransformator. Willen we groter selectiviteit, welnu, dan moeten we de koppeling „losser“ maken, dus óf minder windingen in de koppelspoel óf deze spoel verder van de kringspoel brengen.

Zoals hierboven werd gezegd geldt dan deze instelling slechts voor één bepaalde frequentie. Stemmen we op een lagere frequentie af (door C_v te vergroten) dan wordt de koppeling *losser*; dus groter selectiviteit doch nog lager signaalspanning. Verkleinen we de C_v echter, dus kiezen we een hogere frequentie, dan wordt de koppeling *vaster*, de selectiviteit kleiner en de signaalsterkte groter.

Uit het bovenstaande blijkt wel, dat we feitelijk niet met één koppelspoeltje kunnen volstaan voor een bepaald golfbereik. Daarom past men wel beweegbare koppelspoeltjes toe (fig. 60a) of ook wel koppelspoeltjes met aftakkingen (fig. 60b). Ook zien we zaak de kringspoel uitgevoerd met aftakkingen (fig. 60c). Men heeft dan feitelijk een *autotransformator*. Elektrisch heeft deze spoel echter dezelfde eigenschappen als die van fig. 60b.

En in fig. 36—37—38 zagen we de noodzaak van het aanbrengen van aftakkingen voor het kristalletje; ook hiermede verminderen we de demping op de kring (fig. 61).

Een onverwacht gevolg van deze inductieve antennekoppeling is, dat ook de invloed van de antennecapaciteit verminderd wordt.

wisselstroomweerstand voorstellen, zal het duidelijk zijn, dat deze weerstand, na transformatie naar de secundaire, véél groter zal zijn geworden, net als dat bij de uitgangstransformator het geval was. Is de verhouding in deze r.f. transformator bijvoorbeeld 1:5, dan is de secundaire weerstand $5^2 = 25 \times$ zo groot. Maar als de weerstand, de R_c $25 \times$ zo groot is, dan is de capaciteit na transformatie $25 \times$ zo klein.

Het directe gevolg hiervan is, dat de afstemcondensator C_v in een inductief gekoppelde antennekring groter is, dus verder ingedraaid moet zijn dan bij een directe antennekoppeling (fig. 57) voor één en dezelfde golflengte, bij gebruik van dezelfde spoel.

CAPACITIEVE ANTENNEKOPPELING

Een andere wijze van antennekoppeling is de capacatieve. Hierbij wordt de antenne, via een klein condensatortje, zo in de orde van 50 pF met de bovenkant van de L—C kring verbonden (fig. 62).

Ook hier is de koppeling met de antenne veel zwakker (losser zegt men) dan de rechtstreekse koppeling uit fig. 57. Ook hier zal de eigen capaciteit van de antenne minder merkbaar zijn op de L—C kring: hij staat n.l. in serie met die kleine koppelcondensator C_k en uit de berekeningen in les 3 weten we, dat de resulterende C kleiner is dan de kleinste der 2 in serie geschakelde condensatoren.

Ook bij de capacatieve antennekoppeling zal de L—C kring, wanneer deze in resonantie komt met de ontvangen trilling, een hoge blokkeringsweerstand vormen.

En deze hoge blokkeringsweerstand zal met het koppelcondensatortje C_k in serie een spanningsdeler vormen; het koppelweerstandje is immers een weerstand voor wisselstromen. De spanningen uit de antenne, die als r.f. spanningsbron, dus als „generator” fungeert, zullen zich dus verdelen over C_k en de L—C-kring-in-resonantie (zie fig. 63). Nu is de blokkeringsweerstand van de L—C kring héél groot, zo in de orde van enige honderdduizenden ohms. Stel nu, dat C_k een waarde heeft van 10 pF, dat is 0.000.010 μ F, dan is volgens de

formule uit les 3: $R_c = \frac{160000}{f \times C}$, waarin C uitgedrukt is

in μ F, de wisselstroomweerstand daarvan voor een wisselstroom met een frequentie van 1000 kHz (300 m):

$$R_c = \frac{160000}{f \times C} = \frac{160000}{1000.000 \times 0,000.010} = \frac{160000}{10 \times 1} = \frac{160000}{10} = 16000 \Omega$$

De verhouding van deze spanningsdeler is dus zodanig, dat de antennespanningen grotendeels op 't rooster van de buis komen (fig. 64).

Maar... wanneer de frequentie hóger wordt, daalt de weerstand R_c van C_k en wordt de blokkeringsweerstand van de L—C kring daarentegen gróter, want voor een hógere frequentie (dus kortere golflengte) moet in onze afstemkring C kleiner gemaakt worden, terwijl L en R ongewijzigd blij-

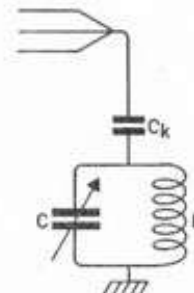


fig. 62

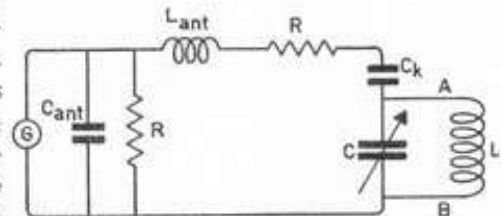


fig. 63

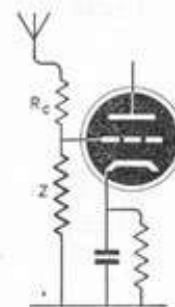


fig. 64

ven. Wanneer we dit even realiseren door blz. 7 op te slaan, zien we dat in de formule voor de blokkeringsweer-

stand: $Z = \frac{L}{C \times R}$ de waarde van Z groter wordt wanneer

die van C kleiner wordt.

De strekking van dit betoog is: bij hogere frequenties wordt bij capacatieve antennekoppeling voor een bepaalde $L-C$ kring de koppeling met de antenne vaster; bij lagere frequenties (langere golven) wordt de koppeling lossier. Dus: grotere selectiviteit doch geringere signaalsterkte. Ook hier dus géén constante koppeling door het gehele bereik van een $L-C$ combinatie, tenzij we hier een variabele C_k gaan toepassen.

Deze schakeling wordt voor het middengolfgebied thans niet meer toegepast; de reden hiervoor zullen we bij de meerkringstoestellen behandelen.

ANTENNECONSTRUCTIE

Nu hebben we 't steeds over de uitwerking van de antenne gehad, maar over de antenne zèlf spraken we niet.

Nu dan: een antenne moet hoog zijn; hoe hoger hoe beter. In de lengte zit 't heus niet alleen. En welk materiaal gebruiken we voor een antennendraad? Het best is roodkoper, maar dat kan weinig trekkracht verdragen. Het sterkst is bronsdraad, dik 1 à 1½ mm. Ook is thans een uit meerdere dunne, geëmailleerde draden bestaande antennendraadsoort in de handel verkrijgbaar. IJzerdraad deugt beslist niet voor dit doel. Nu is de vraag maar: wát is hoog? Hoog is hier: hoog boven de omgeving uit. In de stad kunnen we rustig aannemen, dat er een reusachtig laken over alle huizen ligt; af en toe licht het wat omhoog, omdat er een hoog huis of torentje onder zit (fig. 65).

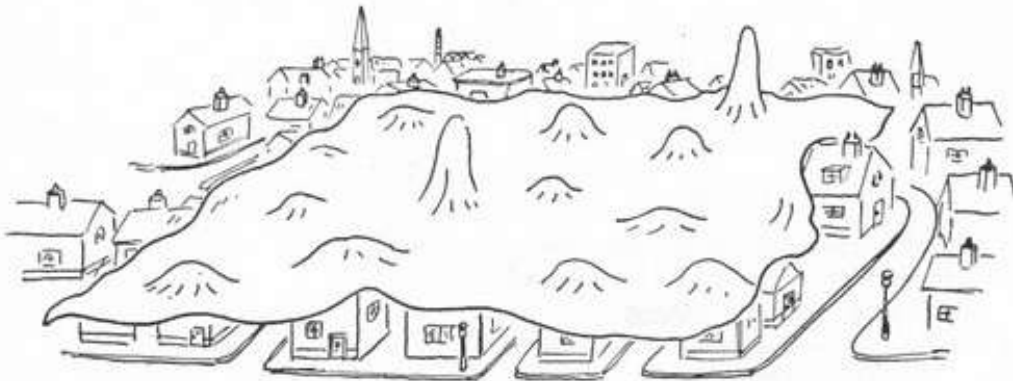


fig. 65

Onder dat laken ontvangen we weinig of niets; boven dat laken begint de hoogte pas te tellen, maar dan zijn we al een eind boven de grond. Op 't platteland ligt de zaak dus gunstiger.

Bovendien zitten ónder dat laken juist zaken die we best kunnen missen: storingen van elektrische apparaten.

En op 't platteland dient men weer uit de buurt van de bovengrondse spanleiding van het elektrisch net of de bovenleiding van de spoorwegen te blijven; het is het best de antenne steeds loodrecht te spannen ten opzichte van dergelijke leidingen, dus „haaks" daarop.

Eisen voor een antenne zijn: hoog boven 't dak spannen. Goede isolatoren gebruiken, liefst niet boven de schoorsteen, die er een roetlaagje op deponeert en ze dus slecht maakt. Want we weten uit de eerste les, dat koolstof een goede geleider is. Invoerdraden naar beneden zo ver mogelijk van de gevel houden. Via verliesvrij materiaal de draad naar binnen voeren, zó, dat er geen water meekomt. En dan is ook een behoorlijke aardleiding van belang.

Nu weet ik wel, dat bij de moderne supers met een enorme versterking reeds bij een klein draadje in de kamer voldoende geluid uit de luidspreker kan komen, maar die grote versterking voor de radiogolven betekent tevens een grote versterking voor de r.f. storingen. Komt daarentegen reeds in onze antenne het gewenste signaal met grote sterkte binnen, dan kunnen we de versterking verminderen. Het gevolg is, dat ook de ongewenste r.f. storingen slechts weinig versterkt worden. En een goede aardleiding draagt er toe bij, het gewenste signaal te vergroten, en dus indirect het ongewenste te verkleinen.

Intussen is het zaak, een antenne-aardschakelaar aan te brengen, zodat bij onweder een rechtstreeks pad naar de aarde bestaat voor de ontladingen die niet zelden ernstige schade aan het interieur van onze ontvanger toebrengen, gezwegen nog van brand (fig. 66).

Dit gevaar is echter weer groter op 't platteland. Een dergelijke schakelaar moet buitenshuis zitten; voor onverwachte onweergevallen is het goed een vonkenbrug of edelgaszekering aan te brengen en in de invoerdraad een spiraaltje aan te brengen; 5 windingen is reeds voldoende (fig. 67).

Voor batterij- en kristal-ontvangers is een aardleiding zonder meer onmisbaar; voor nettoestellen fungeert het elektrische net als „aarde“; het net is n.l. capacitief geaard, d.w.z. het vormt een grote condensator met de aarde. Helaas brengt deze aarde vaak netstoringen in ons toestel.

Een goede aarde is in 't algemeen de waterleiding, op het platteland de pompbuis. Een roodkoperen strip van 30×4 mm, ingegraven tot 't grondwater is prima, ofschoon we ermede rekening moeten houden, dat een oxydelaag als regel een isolatie vormt na betrekkelijk korte tijd. Een gegalvaniseerde buis, in de grond gedreven, is in de praktijk het gemakkelijkst; zowel antenne-verbindingen als aardverbinding blijven echter slechts goed wanneer ze gesoldeerd zijn. Klemmen en boutjes zijn buitenshuis waardeloos; krakende geluiden zijn 't gevolg.

Overigens heeft het geen zin een antenne te spannen als in fig. 68 te zien is; verder moet de aansluiting van het verticale deel steeds aan een der uiteinden van het horizontale deel geschieden (L-antenne) (fig. 69) of precies in 't midden (T-antenne) (fig. 70).

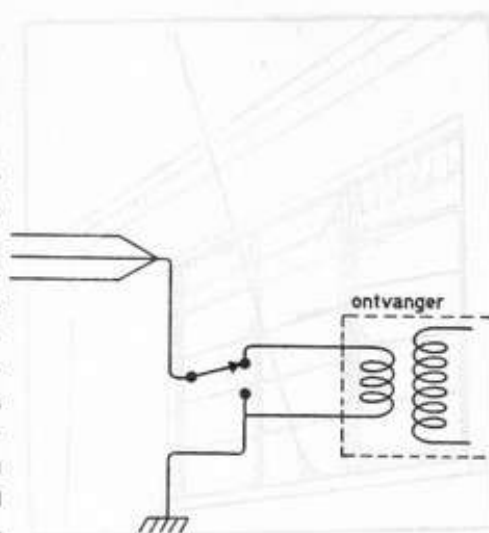


fig. 66

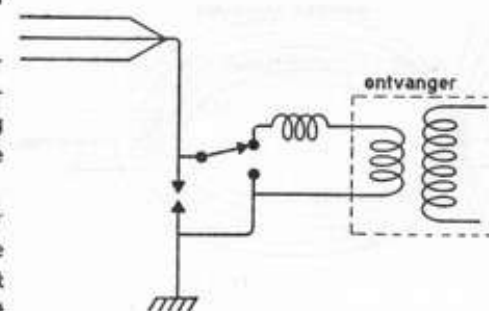


fig. 67



fig. 68

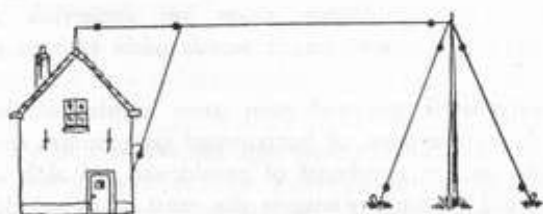


fig. 69

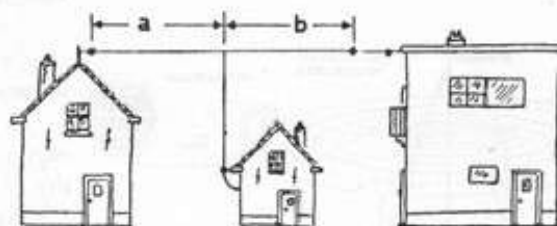


fig. 70

lengte $a = b$

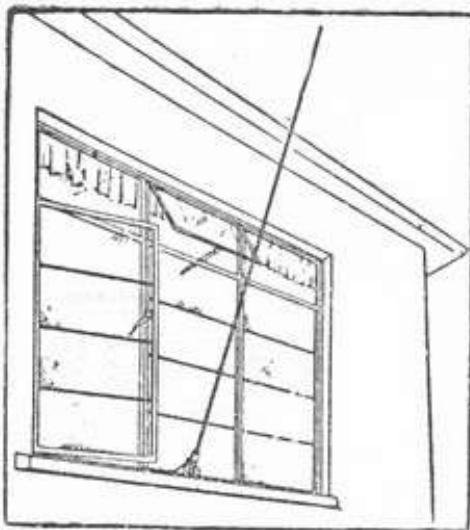


fig. 71
Een antenne voor flatbewoners.
Afb.: type Winrod van Belling-Lee.

Tenslotte is 't verstandig alle afstanddraden of tuidraden (die de antennepaal overeind houden), ook te isoleren aan beide einden.

Naast de hier genoemde typen kennen we de staaf-antenne, die voor de auto ontworpen is, doch welke in enkele gevallen met succes in de vensterbank geplaatst kan worden, met al dan niet afgeschermd in- of uitvoerleiding (fig. 71) en de raam-antenne, die later bekeken zal worden.

En wanneer we een paal op een plat dak plaatsen, dan moet er onder die paal op zijn minst een plankje van 15×15 cm aangebracht worden, anders zakt zo'n mast met gemak door 't dakbeschot heen. Het is trouwens verstandig de antennepaal goed te carbolineren en eventueel metaalwerk enige malen te meniën en daarna $2 \times$ af te lakken met een goed afdichtende lak, gezien de kansen dat het spul op een ongelegen ogenblik naar beneden duikelt als gevolg van verrot hout en verroest ijzerwerk. Draadspanners, opgenomen „in serie" met de tuidraden verstevigen de constructie. En nogmaals: alle verbindingen solderen:

Een bepaalde groep ontvangers, namelijk de kleine draagbare, kunnen uit de aard der zaak moeilijk uitgerust worden met een lange één- of meerdrads-antenne.

Daarom voorzien we deze ontvangers van een

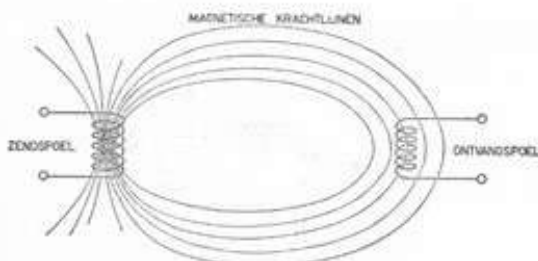


fig. 72

RAAMANTENNE

Terloops is de raamantenne reeds besproken, zowel bij de zenders als ontvangers; in feite is een raamantenne niets anders dan een afstemspoel in de roosterkring, doch van grote afmetingen, terwijl de zelfinductie niet groter is dan die van een normale afstemspoel, die ca. $175 \mu\text{H}$ bedraagt.

Voor de werking behoef ik maar te verwijzen naar wat in een der eerste lessen over de inductie gezegd is. In fig. 72 zien we een zenderspoel, die doorlopen wordt door een r.f. wisselstroom. Deze veroorzaakt een elektromagnetisch wisselveld, dat we door enkele krachtlijnen aangeven, oïschoon deze lijnen in werkelijkheid nooit zichtbaar te maken zijn in verband met het radiofrequente karakter. In fig. 2b van les 3 zien we die krachtlijnen in één plat vlak liggen; bij een dergelijke r.f. spoel is dat krachtlijnenverschijnsel geheel ruimtelijk, dus óók naar onder en boven dat getekende vlak. Wanneer we elders een ontvangerspoel zodanig opstellen, dat een deel van deze krachtlijnen door de spoel loopt, dan zal in die spoel een elektrische stroom geïnduceerd worden, natuurlijk een r.f. wisselstroom, die zich als een r.f. spanning op de klemmen voordoet. Wordt de ontvangerspoel dwars op de richting van de krachtlijnen geplaatst, dan worden er geen krachtlijnen door het spoelvlak gesneden, zoals men dat noemt en er wordt géén stroom geïnduceerd (fig. 73).

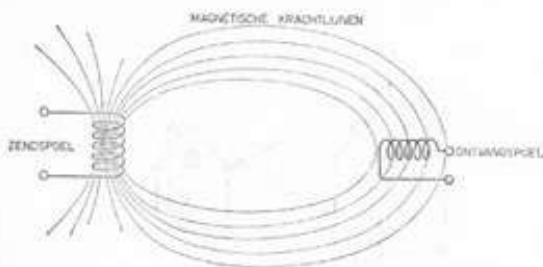


fig. 73

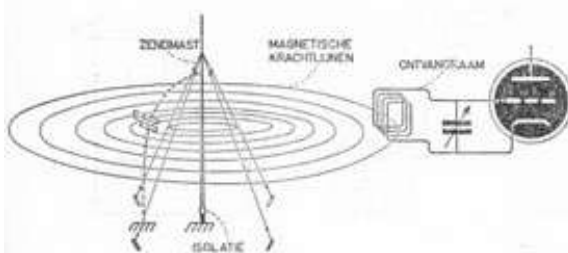


fig. 74

In de r.f. zenderpraktijk gebruikt men geen zendspoel doch een zelfstralende zendermast of horizontaal gespannen zenddraad. Loodrecht op die zendmast of zenddraad zal zich een r.f. magnetisch veld vormen, wanneer die mast of draad door een r.f. wisselstroom doorlopen wordt; we tekenen in fig. 74 gestippeld de capaciteit tussen antennemast en aarde de condensator C waardoor de r.f. stroom naar aarde loopt.

Zoals we reeds eerder bij de zenders bespraken is het nu het eigenaardige van deze elektromagnetische golven, dat er een elektrisch veld ontstaat door de r.f. stroom die er door die denkbeeldige condensator loopt en tegelijkertijd een r.f. magnetisch veld als gevolg van de stroom door de mast of draad zelf. Trouwens, het elektrische en het magnetische veld zijn onverbrekkelijk verbonden in de hoogfrequent-techniek.

Gezien de geringe hoogte is niet te verwachten, dat er hoge spanningen in de draden van de raamantenne ontstaan als gevolg van het r.f. elektrische veld; het magnetische veld zal echter wel degelijk een spanning in de raamwindingen induceren.

Deze spanning hangt af van het aantal windingen en de afmetingen van het raam, de magnetische veldsterkte ter plaatse en de frequentie van de wisselspanning benevens van een constante factor die o.a. door het materiaal van het raam bepaald wordt. En natuurlijk door de richting van het raam ten opzichte van de krachtlijnen! (fig. 75).

Wanneer we nu weten, dat vlak onder de zender de magnetische veldsterkte, dus het aantal krachtlijnen per cm^2 , slechts enkele miljoenste delen van een Gauss (eenheid van magnetische veldsterkte, genoemd naar de Duitse geleerde Gauss) bedragen, dan zien we wel in dat die spanning nooit hoog kan zijn. Door de raamantenne de zelfinductie van een normale afstemspoel 175 μH te geven en af te stemmen met een variabele condensator kunnen we voor een gewenste zenderfrequentie een voorkeurspositie scheppen en voor die ene zender een hoge r.f. spanning op 't rooster brengen; verder zal vergroting van 't raam verhoging van de output medebrengen. In de praktijk zullen de afmetingen nooit groot kunnen zijn i.v.m. de draagbaarheid van de ontvanger. Overigens zal de blokkeringsweerstand van een door raamantenne en condensator gevormde afstemkring achterstaan bij een normale LC-kring daar de Q, de opslingeringsfactor van de spoel, hier het raam, laag is in verband met de hoge ohmse weerstand en isolatie-verliezen.

Plaatsen we de spoel zodanig dat géén krachtlijnen omvat worden, dan wordt natuurlijk géén spanning geïnduceerd (fig. 75a).

In fig. 76 zien we 't zogenaamde stralingsdiagram van een raam-antenne, wanneer deze 360° om zijn verticale as wordt gedraaid; de ontvangen spanningen zijn vanuit het draaipunt uitgezet. We zien, dat we inderdaad maximum ontvangst krijgen, wanneer het vlak van de raam-antenne naar de zender wijst, zoals in fig. 75b het geval is.

De ontvangst is minimaal, wanneer het raamvlak loodrecht op de richting van de zender staat. Overigens is dit minimum véél sprekender dan het maximum.

Wanneer we dan ook een raam-antenne gebruiken voor peil-doeleinden (als richtingzoeker) dan zoeken we naar minimum ontvangst.

Het is niet gemakkelijk een normale luchtspoel te berekenen, maar het berekenen van een raam-antenne moeten we ons finaal uit het hoofd zetten; het is misschien nog het gemakkelijkst om te zeggen: er moet zoveel meter draad in verwerkt zijn. Die draadsoort doet er betrekkelijk weinig toe; men neemt in de regel geëmailleerd koperdraad van 0,5 mm



fig. 75 a en b

In geval a worden er door het raam géén krachtlijnen gesneden; in geval b wel

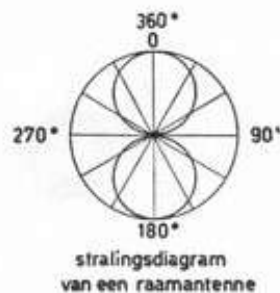


fig. 76

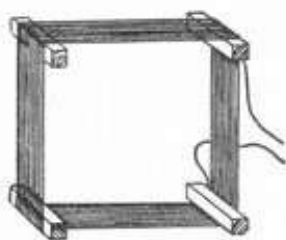


fig. 77

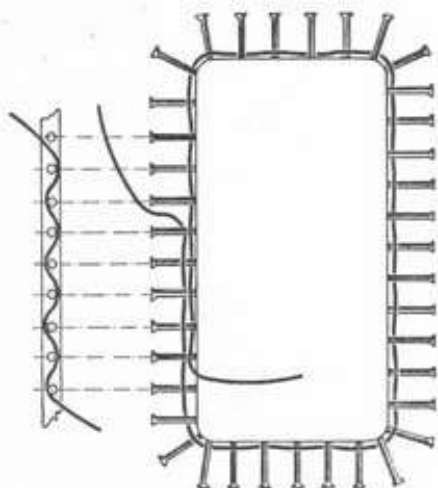


fig. 78

Spijkers (oneven aantal) in een plankje vormen de basis voor een raamantenne!

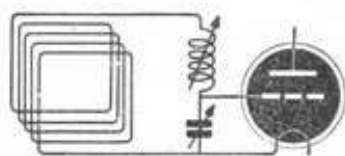


fig. 79

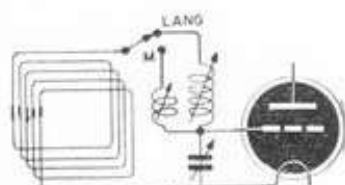


fig. 80

dikte en wikkelt dat op een raampje, dat zo groot mogelijk moet zijn.

Het is dus niet gemakkelijk de juiste zelfinductie te berekenen; voor amateurs is de enige mogelijkheid maar een groot aantal windingen op een raam te wikkelen en door proberen de juiste zelfinductie te berekenen, o.a. door de onderlinge afstand van de draden op het raam te wijzigen. Normaal zijn de windingen niet vlak naast elkaar, doch op een afstand gelijk aan de draaddikte van elkaar gespannen. Men moet dit door twee draden tegelijkertijd op te wikkelen. Eén draad hechten we aan de einden vast, de andere nemen we weer weg (fig. 77).

Een andere mogelijkheid om een raam-antenne te maken is de z.g. mandbodemspeel, waarbij alle windingen in één vlak liggen en om pennen gewikkeld worden; is de spoel gereed, dan lakken we met Velpen de kruispunten even af en verwijderen de pennen; we krijgen dan een z.g. op lucht gewikkelde spoel, die geringe verliezen bezit (fig. 78).

Voor de opslinging van een dergelijke raam-antenne, de Q moeten we ons niet veel voorstellen, die is, ook al in verband met de grote draadlengte (dus ohmse weerstand) slecht.

Nu is 't mogelijk hierin verbetering te brengen: we brengen minder windingen op 't raam aan dan vereist is en plaatsen een spoeltje met regelbare zelfinductie (door middel van een poederijzerkerntje) ermede in serie, zodat de totale zelfinductie toch circa 175 μ H bedraagt. Door het verdraaien van het ijzerkerntje bereiken we de juiste zelfinductie. Door r.f. litze draad toe te passen kunnen we toch nog enige opslinging verkrijgen (fig. 79).

Voor de ontvangst van lange golven gebruikt men steeds de raam-antenne voor middengolf-ontvangst, in serie geschakeld met een verlengspoel (fig. 80). Overigens verandert de zelfinductie van een raam-antenne wanneer we met metalen voorwerpen of zelfs met de hand in de nabijheid komen (z.g. handeffect); het raam komt daarom steeds aan de aardzijde, de verlengspoeltjes aan de roosterkant. Het spreekt vanzelf, dat een dergelijke raam-antenne niet gewikkeld mag worden om een kastje, dat propvol zit met ontvanger en batterijen; het beste is een soort deurtje of klepje als frame voor een raam-antenne te benutten; we kunnen dan tevens de meest gunstige richting kiezen zonder de gehele ontvanger te verdraaien.

De hier beschreven raam-antenne is bruikbaar zowel voor batterij-ontvangers als voor net-ontvangers; in Amerika worden kleinere net-toestellen in de regel van een raam-antenne voorzien, die tevens als achterschotje dienst doet; een eventuele dakantenne wordt met een enkele winding op het raam gekoppeld (fig. 81).

Natuurlijk wordt hierdoor sterkere ontvangst verkregen. Overigens biedt een raamontvanger in vele gevallen een uitkomst voor netontvangers wanneer zich hardnekkige netstoringen voordoen, daar van elektromotoren en huishoudelijke apparaten afkomstige netstoringen zich door sterke elektrische velden en zwakke magnetische velden kenmerken. Nu is de raamantenne gevoelig voor magnetische velden doch reageert niet op elektrische velden, in tegenstelling tot de normale draadantenne. Overigens mag een dergelijke raamontvanger niet via een draad aan aarde of antenne verbonden worden, want dán reageert die draad

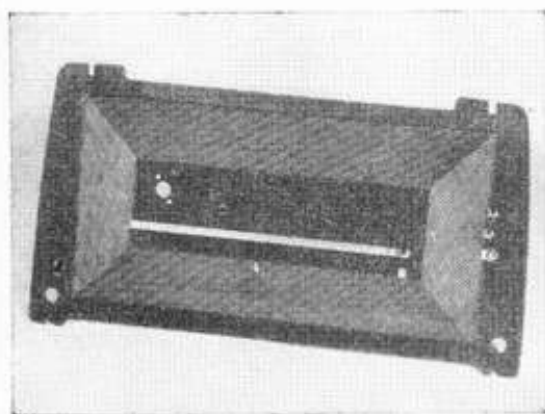


fig. 81
Amerikaanse raamantenne
(printed-circuit op achterschotje)

weer op elektrische verschijnselen; men noemt dat antenn-effect. Ook bij het richtingzoeken is het zaak géén andere ontvangst te hebben dan via het raam, hetgeen we door afscherming bereiken, anders worden de minima veel minder scherp. Dat afschermen van 't raam klinkt wel gek maar is toch mogelijk door de draden in een gearde koperen of aluminium buis te leggen; natuurlijk mag deze buis geen gesloten circuit vormen; door die afscherming is de ontvangststerkte geringer! (fig. 82).

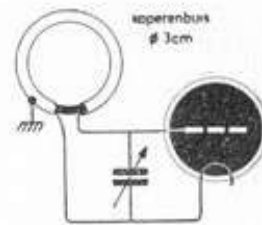


fig. 82

Afgeschermde raamantenne

FERRIET-STAAFANTENNES

Bij de nieuwste raamontvangers maakt men gebruik van een z.g. ferriet-staaf, waaromheen een spoeltje van de vereiste zelfinductie gewonden wordt. Dit ferriet is een modern keramisch materiaal, waarin ferrieten, dus ijzerverbindingen voorkomen; het bezit een zeer hoge permeabiliteit.

De werking van een uit r.f. litzedraad gewonden spoeltje op een dergelijke staaf, die circa 15 cm lang is met een diameter van \varnothing 10 mm, is gelijk te stellen met een raam-antenne van 15×15 cm². Natuurlijk neemt een dergelijke staaf veel minder ruimte in beslag dan een raam-antenne (fig. 83).

Het is goed er de aandacht op te vestigen dat spriet-antennes voor batterij-ontvangers steeds achter staan bij raam-antennes; hun lengte is te kort. Slechts voor de ontvangst van de kortegolffbanden zijn ze bruikbaar.

Uit de aard der zaak is een raam-antenne bruikbaar voor zowel een rechtuitontvanger als een super, want de afstemkingen van deze ontvangers vertonen geen verschillen; bovendien kunnen we ook bij netontvangers met voordeel een raamantenne toepassen, b.v. in geval van ernstige netstoringen.

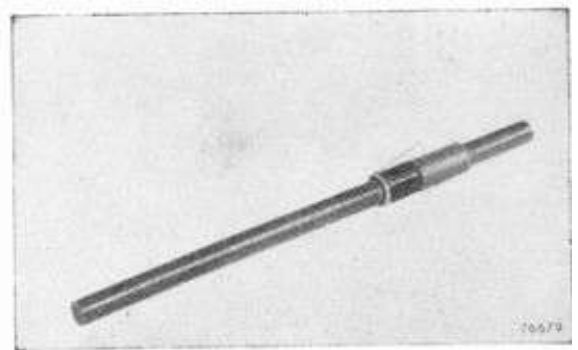
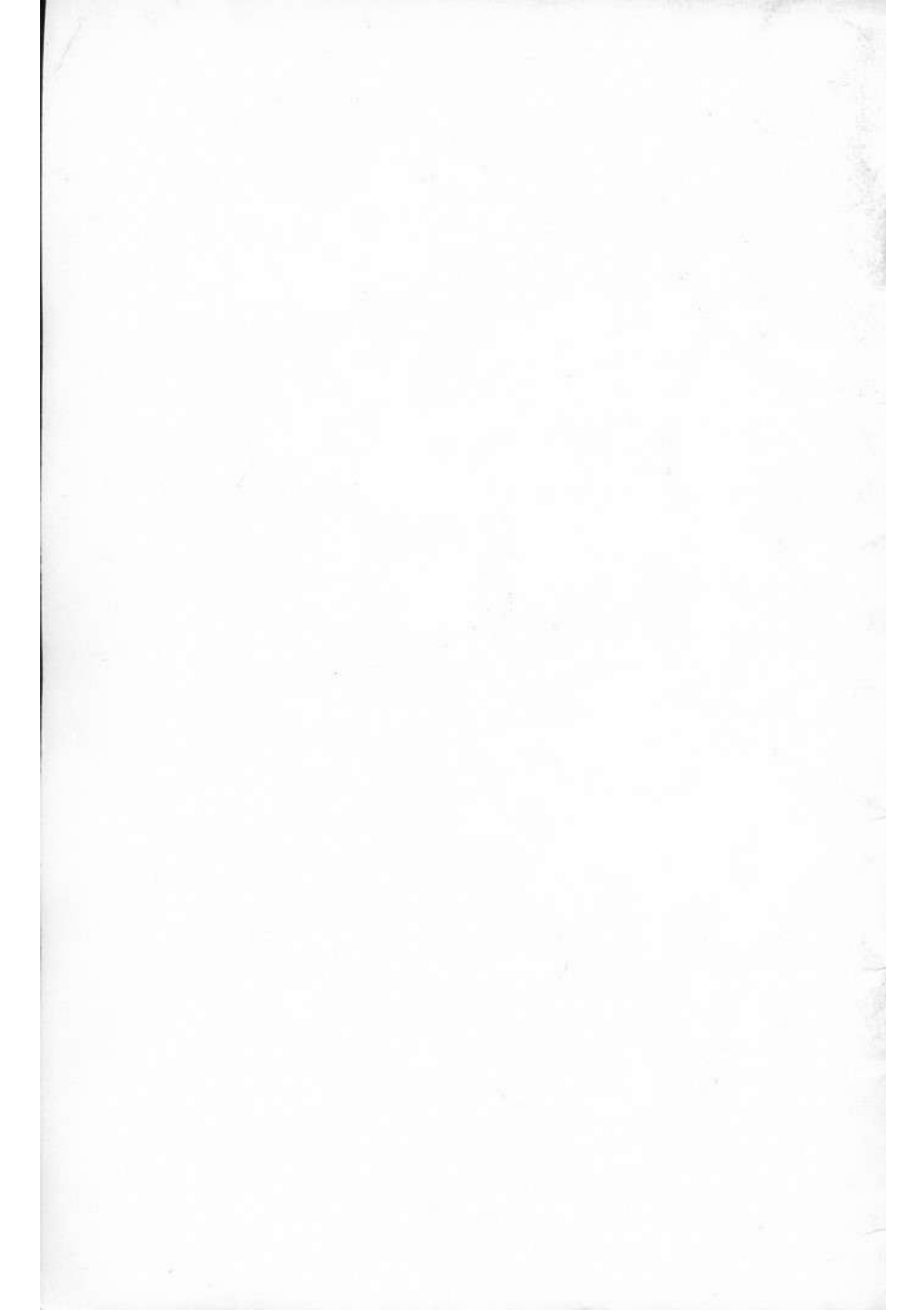


fig. 83

Philips ferriet staaf-antenne met roosterspoel

VRAAGSTUKKEN BIJ DE ACHTSTE LES

1. Een zender werkt op een frequentie van 7500 kHz (40 m). Wanneer de hoogste toon, die in de uitzending toegelaten wordt 5000 Hz is, welke bandbreedte beslaat deze zender dan in de ether?
2. Wat verstaan we onder het begrip *selectiviteit* van een ontvanger?
3. We gaan een éénkringer op een zender afstemmen met een uitwisselbare spoel en een variabele condensator; vertel welke combinatie van spoel en condensatorstand we moeten kiezen voor a) grootste signaalsterkte en b) grootste selectiviteit.
4. Door welke factoren wordt de „kwaliteit” van een L—C kring bepaald, m.a.w. waardoor ontstaan de r.f. verliezen?
5. Verklaar in het kort de diode-detector, met schema.
6. Verklaar in het kort de roosterstroom-detector, met terugkoppeling. Teken schema.
7. Welke r.f. trillingen komen er also in de ether bij de zender genoemd in vraag 1.
8. Wat is terugkoppeling? Teken twee mogelijkheden.
9. Vertel, welke voordelen de terugkoppeling bevat en welke bezwaren er aan verbonden zijn.
10. Beschrijf kort de inductieve antennekoppeling; beschrijf verschillende uitvoeringsvormen en hun vóór- of nadelen (met schema's).
11. Teken het schema van de capacatieve antennekoppeling en daarnaast het z.g. vervangingsschema van die schakeling. Vertel wat U hiervan weet.
12. Vertel aan welke elektrische en mechanische eisen een antenne moet voldoen.
13. Vertel wat wij onder het „skin-effect” verstaan en wat wij doen om de nadelen ervan op te heffen.
14. Hoe gedraagt een raamantenne zich ten opzichte van elektrische storingen?
15. Welke invloed heeft een zeefkring op een afstemkring?

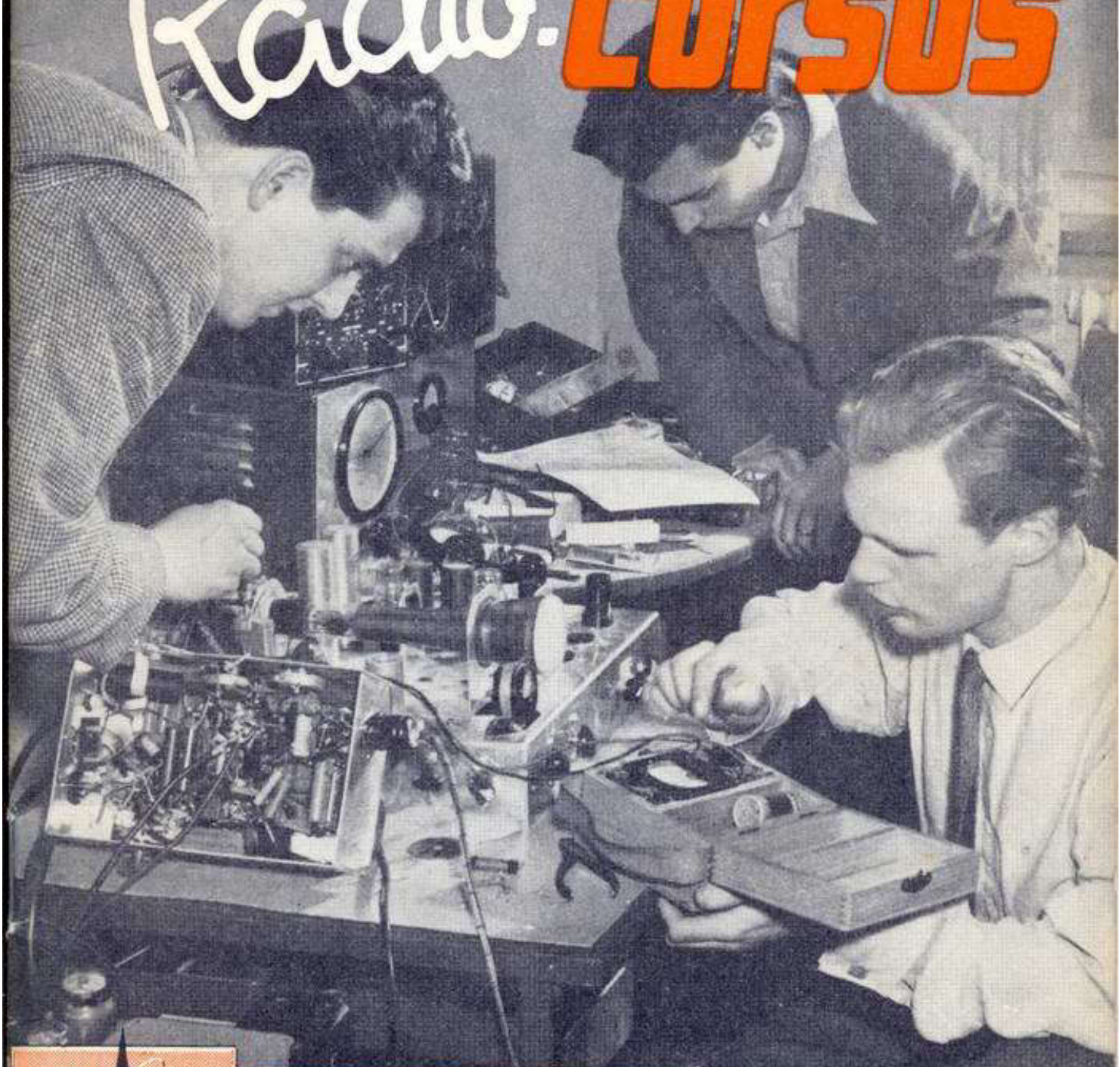




dr. Blan

9

Radio. CURSUS



vormingscentrum voor radio en electronica

INHOUDSOPGAVE

Hoogfrequentversterking	3
Triode als r.f. versterker	3
Neutrodyne condensator	5
Parallelvoeding	5
Pentode als r.f. versterker	6
Resonantie-transformator	7
Afscherming	8
2-Traps r.f. versterking	10
Eénknops afstemming	11
Geluidssterkteregeling	13
Regeling der steilheid	13
Meelopende schermroosterspanning	15
Fading	16
Automatische sterkteregeling	17
Rechtuit-ontvanger	19
Zekeringen	20
Aan/uit schakelaar	22
Afstembereiken	22
Meerpolige bereiken-omschakelaar	22
Proefdraaien	23
Het afregelen van een rechtuit-ontvanger	24
Bandspreiding	26
Bouwontwerp rechtuit-ontvanger	27
De bouw	28
Afregeling	28
Prestaties	29
Vragen bij de negende les	31
Bouwschema	32/33

COPYRIGHT DE MUIDERKRING – BUSSUM – NEDERLAND
NADruk, OOK GEDEELTELIJK, IS VERBODEN

HOOGFREQUENTVERSTERKING

9e LES

In de vorige lessen zijn de mogelijkheden tot ontvangst en versterking van hoogfrequente of radiofrequente trillingsverschijnselen besproken en het ontwerpen van een eenvoudig radiotoestel zal geen probleem meer zijn. Voor het ontvangsgedeelte zou een diode of triodeschakeling gekozen kunnen worden, waarachter dan elke gewenste versterker gekoppeld zou kunnen worden om het vereiste geluidsniveau te bereiken. Wanneer men niet te ver van een zender afwoont, kan op deze manier inderdaad „kwaliteitsontvangst” worden verkregen.

Officieel zou het geen zin hebben dat zenders hogere tonen dan 4500 Hz uitzenden, gezien de „bandbreedte” van onze moderne ontvangers, die berekend is op 4500 Hz. In feite worden vele zenders echter pas afgesneden op ca. 10.000 Hz; een éénkringer, met zijn gebrek aan selectiviteit, zal een toon van 10.000 Hz nog behoorlijk ontvangen, maar de moeilijkheden doemen onmiddellijk op: als de zender nu te sterk binnenkomt. Wat dan? Bij een kristaldiodedetector, of bij dioden in het algemeen, is dit geen bezwaar; hoe sterker ontvangst, des te minder vervorming bij de detectie. Met de volumeregelaar op de a.f. versterker kunnen we het geluidspeil bedwingen. Bij de triode is dat anders: hier treden ernstige vervormingen op bij ontvangst van te sterke signalen. Dus: sterkteregeling vóór de afstemkring in de vorm van een potentiometer (fig. 1). We zien in het schema dat deze potentiometer hier anders geschakeld is dan b.v. in laagfrequent-schakelingen (zie les 6). De blokkeringsweerstand van de L—C-kring in resonantie heeft een hoge waarde, zo als we in de vorige les zagen; bij een goede L—C-kring is deze waarde minstens honderdduizend ohm. Gaan we nu de potentiometer schakelen als in fig. 2, dan zal parallel aan die blokkeringsweerstand bij naar „beneden” gedraaide potentiometer maar een geringe weerstand komen te staan. Hierdoor wordt stellig de geluidsterkte minder, maar de selectiviteit gaat ook verloren. En dát is de bedoeling niet. Daarom schakelen we de potentiometer volgens fig. 1 en komt de antenne aan de z.g. „slider” (het loop-contact) te liggen. De waarde van die potentiometer moet minstens 100.000 Ω zijn. Wanneer we echter verderafgelegen zenders willen ontvangen, zal de ontvangst daarvan óf te zwak blijken óf gestoord worden door ongewenste sterkere naastliggende zenders.

Een oplossing is een nog lossere koppeling van de roosterkring met de antenne en de aldus tamelijk verzwakte hoogfrequenttrilling eerst te gaan versterken, alvorens deze te detecteren.

TRIODE ALS R.F. VERSTERKER

Het ligt voor de hand dat een radiobuis, b.v. een triode, ook op het gebied van de hoogfrequente trillingen behoorlijke versterking zou kunnen opleveren. Nu zouden we hierbij te werk kunnen gaan als bij het versterken van laagfrequente trillingen werd beschreven: Een belastingsweerstand R_a in de anodekring zal dan de belasting voor de triode vormen, ter-

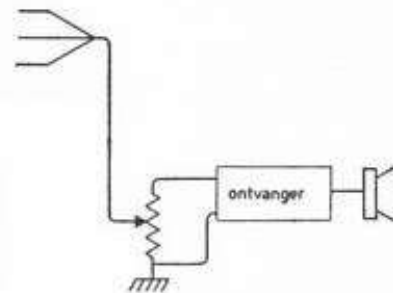


fig. 1

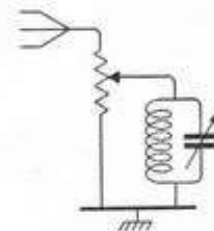


fig. 2

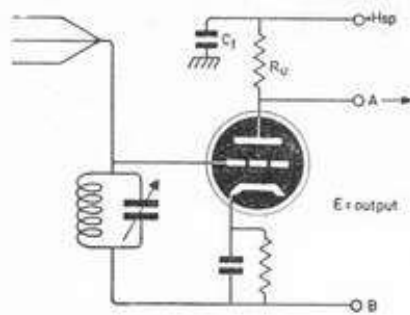


fig. 3.

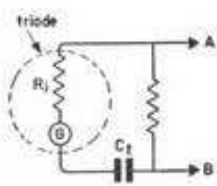


fig. 4

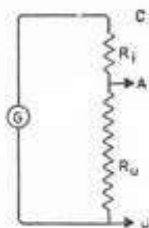


fig. 5

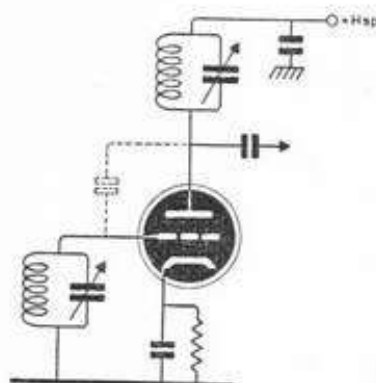


fig. 6

In de figuren wordt nog de oudere aanduiding R_u voor belastingsweerstand gebruikt; in de tekst gebruiken we de nieuwere aanduiding R_a (anodeweerstand).

wijl de inwendige weerstand van de triode = R_i . Principieel zou de r.f. spanning E op de anode van de buis dus bedragen: de versterking (μ) van de buis \times de r.f. wisselspanning op het rooster V_g of in formule: $E = \mu \times V_g$ (fig. 3).

We zullen de triode voor een ogenblik beschouwen als een generator met een inwendige weerstand, die R_i bedraagt; elke generator of spanningsbron in 't algemeen heeft nu eenmaal een inwendige weerstand. Deze R_i staat dan in serie met de uitwendige belasting R_a ; de triode is dus een combinatie van G (= Generator) en R_i . Tussen de punten A en B staat dus nooit de volle versterkte spanning; in het schema (fig. 4) is dit duidelijk te zien, vooral als we de zaak even anders tekenen in fig. 5; de ontregelcondensator C_1 is hier weggelaten omdat die voor r.f. trillingen praktisch geen weerstand bezit. Hoe groter R_a en hoe kleiner R_i ; des te hoger zullen de spanningen tussen A en B zijn; wij herkennen hier duidelijk de spanningsdeling die plaats vindt tussen punt C en B. Het gaat hier om de maximale spanningsversterking, die we reeds in les 5 op pagina 16 e.v. hebben besproken.

Nu kan men door een R_{it} te kiezen, die b.v. $5 \times$ groter is dan de R_i van de triode, toch een behoorlijke versterking bereiken; deze is dan

$$A = \frac{R_a}{R_a + R_i} \times \mu = \frac{5 \times R_i}{(5 \times R_i) + R_i} \times \mu = \frac{5 R_i}{6 R_i} \times \mu = \frac{5}{6} \times \mu$$

en wanneer V_g de spanning op het rooster van de r.f. versterkerbuis is, dan bedraagt in dit geval de spanning E ná versterking, gemeten over de kring L_2-C_2 :

$$E = V_g \times \frac{5}{6} \times \mu$$

We zien dus, dat we nooit een versterking = μ kunnen

bereiken; in dit geval komen we tot $\frac{5}{6} \times \mu$

Maar dat geldt voor alles wat op het rooster van de buis komt, zowel gewenste als ongewenste signalen; we noemen dit aperiodische (niet-periodische) of onafgestemde versterking. Deze wordt nogal eens toegepast in de later te bespreken superheterodyne auto-ontvangers, waar wél een grotere versterking gewenst wordt, doch waar reeds voldoende selectiviteit aanwezig is; men spaart dan een variabele condensator uit.

Door inplaats van die weerstand een afgestemde L—C—kring aan te brengen, kan een voorkeurspositie voor één bepaalde frequentie worden gekozen en we vergroten aldus de selectiviteit; de schakeling zien we in fig. 6.

De L—C—kring noemen we, wanneer die op dergelijke plaatsen toegepast wordt, een SPERKRING; in resonantie bereikt de blokkeringsweerstand hiervan, dus de R_{it} van de buis, een hoge waarde, hetgeen een hoge signaalspanning op de anode van de buis veroorzaakt; door middel van een condensator brengen we deze versterkte spanningen op het rooster van de daarachter volgende triode of eventueel op een diode-detectorschakeling.

Maar er dreigen moeilijkheden. Om te beginnen vormen het

rooster en de anode van de r.f. versterkertriode een condensator en de versterkte spanningen op de anode zullen niet nalaten „terug te koppelen” op het rooster, waardoor het rooster in zijn bewegingen versterkt wordt en waardoor dus de schakeling aan het genereren raakt. We tekenen deze roostercondensator in het schema.

NEUTRODYNE CONDENSATOR

Hiertegen vond men de neutrodyneschakeling uit: de spoel in de anodeleiding wikkeld men aan de aardzijde met een evengroot aantal windingen dóór; deze wikkeling behoort niet tot de L—C-kring en mag dus uit dun draad gewikkeld worden. Vanzelfsprekend zijn de spanningen op punt D in tegenfase met die op punt A, dus de anode van de buis (fig. 7). En dat punt D werd nu via een condensator C_n van slechts enkele pF's verbonden met het rooster van B_1 . De terugwerking van de anode op het rooster werd dus geheel gecompenseerd door de spanningen, afkomstig van punt D. Een juiste balans verkreeg men door op een sterke zender af te stemmen, de anodestroom van de buis even te onderbreken, zodat deze tijdelijk niet als versterker dienst doet en dan het condensator C_n zó in te stellen, dat in de hoofdtelefoon achter de detector niets meer te horen was. C_n is dan precies even groot als C_{r-d} . Uit fig. 8 blijkt wel, dat buiten die evenwichtstoestand er ook zonder versterking nog enige signaalspanning op de detector wordt overgedragen, via het verschil tussen C_n en C_{r-d} . Bij de versterking van trillingen met zéér hoge frequenties b.v. bij televisie en F.M. wordt de neutrodyn-condensator veelvuldig toegepast, omdat men hiervoor de voorkeur geeft aan trioden boven de hierna te beschrijven pentode-buizen.

PARALLEL VOEDING

Er bestaan verschillende andere methoden om de r.f. buis aan de volgende kring te koppelen. Bij één dezer methoden, de z.g. parallelvoeding, wordt het pad voor de gelijkstroom naar de anode van de triode gevormd door een weerstand R_k , terwijl de belasting voor wisselstroom bestaat uit een L—C-kring, die weer gewoon met de detector wordt verbonden (fig. 9). De koppeling met de anode van de buis geschiedt met een kleine condensator C_k . Evenals bij de laagfrequentkoppeling bij buizen die nogal veel anodestroom gebruiken, blijft er slechts weinig spanning beschikbaar op de anode van de triode, tenzij we van zeer hoge spanningen uit het voedingsapparaat uitgaan. Daar R_k parallel staat op de L—C-kring via het koppelcondensator C_k moet de waarde van R_k nl. hoog zijn: want wanneer we twee weerstanden parallel schakelen (hier: R_k en de blokkeringsweerstand van L—C) wordt de vervangingsweerstand steeds kleiner dan de kleinste, in dit geval R_k (fig. 10).

Een betere methode lijkt wel de vervanging van R_k door een hoogfrequent smoorspoel S (fig. 11), een onderdeel dat we hier voor het eerst leren kennen (fig. 12). In feite is het een gewone spoel, doch zó gewonden, dat de eigen capaciteit bijzonder laag is. Men bereikt dit door op een buisje van isolatiemateriaal 6 à 8 honingraatspoeltjes op 1 mm afstand van elkaar te wikkelen en in serie te schakelen. (De z.g. honingraatwikkeling heeft ook al ten doel de eigen capaciteit laag te maken). Wat is namelijk het gevaar? Een spoel zonder eigen capaciteit bestaat niet: we houden dus steeds een spoel

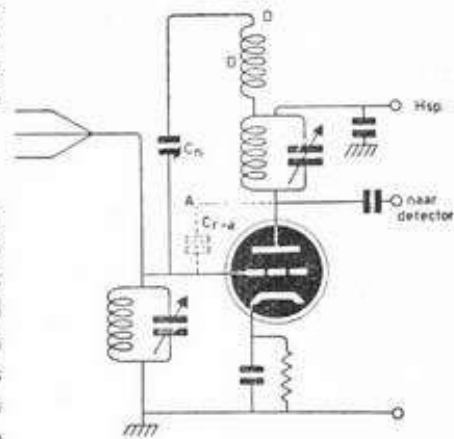


fig. 7

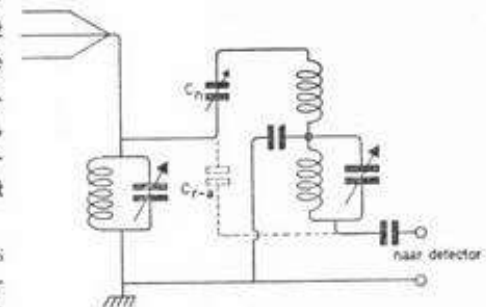


fig. 8

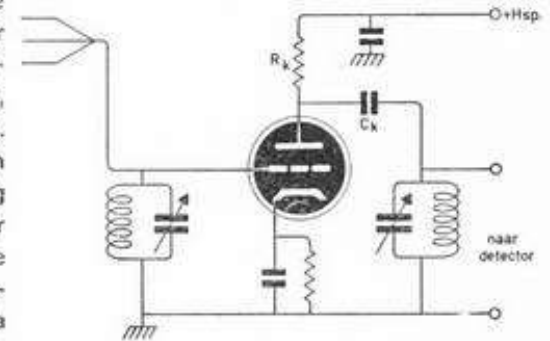


fig. 9

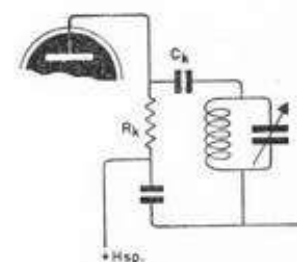


fig. 10

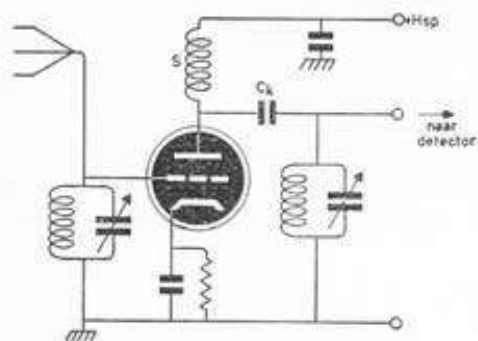


fig. 11



fig. 12
Novocon r.f. Smoorspoel type F4.

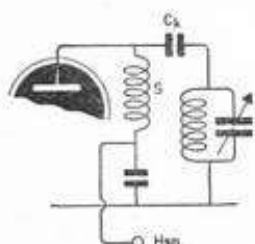


fig. 13

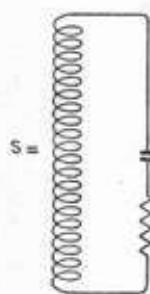


fig. 14

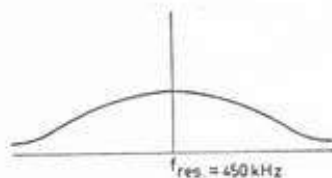


fig. 15

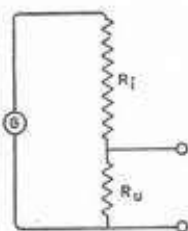


fig. 16

met daarop parallel een condensator, zij het dan een kleine. Ze vormen dus een échte L—C-kring, die zonder twijfel ook een eigen-frequentie bezit, een voorkeursfrequentie, voor welke de impedantie Z vrij hoog kan zijn. En die schakelen we zo maar parallel met onze afstem L—C-kring (fig. 13). We moeten dus zorgen, dat de eigenfrequentie, het resonantiepunt van de smoorspoel, op een plaats ligt buiten het afstembereik van onze afstemkring; is onze ontvanger bestemd voor meerdere golfbereiken, dan moet die eigenfrequentie van de r.f. smoorspoel daar steeds buiten vallen, b.v. tussen het midden- en langegolfgebied in, op 700 m (ca. 450 kHz). Daar de kring, die S dus eigenlijk is, samengesteld blijkt uit een zéér grote L en een zéér kleine C (de eigen capaciteit) en een relatief grote ohmse weerstand bezit (fig. 14), als gevolg van het vele en dunne draad, zal er, zoals we geleerd hebben, slechts een flauwe resonantiepiek optreden (fig. 15). We leerden elders, dat een hoge ohmse weerstand in een spoel een hoge Q in de weg staat; waar het hier juist om een *brede*, flauwe afstempiek, dus een lage Q , te doen is, wordt de smoorspoel veelal van z.g. weerstandsdraad gewonden. En voor de frequenties, hoger dan zijn eigen-frequentie, dus kortere golven, gedraagt deze r.f. smoorspoel zich als een condensator en voor de lagere frequenties, dus de langere golven, gedraagt S zich als een spoel, in beide gevallen parallel geschakeld met de L—C-kring. Vanzelfsprekend gebruiken we ook voor een dergelijke r.f. smoorspoel nimmer litzedraad doch gewoon emailledraad, eventueel $2 \times$ omsponnen met zijde, ook al weer om de eigen capaciteit laag te houden: de afstand tussen de windingen onderling wordt daardoor nl. groter. Bij het berekenen van de C in het middengolfgebied en de L in het langegolfgebied moeten we met de aanwezigheid van deze parallel C , resp. L rekening houden, maar ons doel is bereikt: de anodegelijkstroom ondervindt weinig weerstand en door C_k maar te verkleinen kunnen we een lossere koppeling, dus weer grótere selectiviteit bereiken.

PENTODE ALS R.F. VERSTERKER

Bij al deze schakelingen is $R_a =$ de blokkeringsweerstand van de L—C-kring zéér groot t.o.v. de inwendige weerstand

R_i van de buis. De verhouding $\frac{R_a}{R_a + R_i}$ nadert daardoor de

waarde 1 en de spanning over de kring L_2C_2 is dan nagenoeg

$$E = 1 \times \mu \times V_g.$$

Een grotere moeilijkheid is echter de toch nog onvoldoende selectiviteit, die optreedt wanneer de R_a vele malen groter is dan de R_i van de toegepaste triode buis. Gezien uit het oogpunt van selectiviteit moeten we namelijk, om redenen die slechts wiskundig aantoonbaar zijn en hier daarom achterwege zullen blijven, maken dat R_i groter is dan R_a (fig. 16). Dit nu is in lijnrechte tegenstelling tot het voorgaande, waarbij we er naar streefden om terwille van de signaalsterkte R_a vele malen groter dan R_i te maken. Selectiviteit en geluidsterkte treffen we ook hier dus als vijanden aan!

Om nu de verhouding $\frac{R_i}{R_a}$ een groter waarde te geven ten-

einde tot groter selectiviteit te komen, kunnen we twee kanten uitgaan: of R_a kleiner maken of R_i groter maken. We zullen zien dat het zin heeft beide mogelijkheden toe te passen. Als eerste mogelijkheid behandelen we het groter maken van de R_i van de buis. Een speciale triode met een grote R_i , b.v. een oer-oude A 425, bezorgt ons dus de gewenste selectiviteit, maar helaas een lagere spanningsoverdracht (fig. 16). Daarom verving men de triode door de omstreeks 1926 uitgevonden pentode, die niet alleen een zéér hoge inwendige weerstand R_i bezit, doch daarnaast een zéér veel hogere versterkingsfactor g , die dus aan de éne kant weliswaar minder versterking geeft door zijn inwendige weerstand R_i , die hóóg is t.o.v. de R_a , doch dit verlies ruimschoots opheft door zijn versterking, die ettelijke malen hoger is dan van welke triode dan ook. Uiteindelijk komt er toch voldoende signaal op de detector. Bovendien bevindt zich in een pentode (ook in een tetrode) het schermrooster tussen rooster en anode, waardoor terugwerking van de anode op het rooster onmogelijk wordt en de neutrodyne condensator kan worden weggelaten.

We zullen nu onze blik richten op de andere mogelijkheid, het verkleinen van de R_a , n.l. door toepassing van de

RESONANTIETRANSFORMATOR

Op het eerste gezicht lijkt het onlogisch de R_a , de moeizaam verkregen hoge blokkeringsweerstand Z van onze L—C-kring te gaan verlagen. We zullen echter zien waarom dit toch voordeel kan brengen.

Bij de resonantietransformator is in de anodekring van een buis (triode of pentode) een spoel opgenomen, die op zijn beurt gekoppeld is met een normale L—C-kring (fig. 17).

Deze spoel L_k moet een bepaalde impedantie hebben voor de te versterken r.f. wisselstroom. De r.f. wisselstroom, die deze spoel doorloopt induceert (veroorzaakt) in de spoel L_2 van de L—C-kring een kringstroom, die, wanneer de kwaliteit van die kring behoorlijk is en de kring in afstemming met de gewenste frequentie wordt gebracht, stroomresonantie ten gevolge heeft. Tussen de punten A en B komen, als gevolg van de opslingering van de r.f. spanningen in de L—C-kring behoorlijke spanningen te staan, die verder op één van de bekende methoden worden gedetecteerd. Deze r.f. spanningen zijn hier nagenoeg even hoog als die bij de zoëven besproken sperkringschakeling, mits dus de spoelkwaliteit maar goed is en de juiste koppeling, of zoals dat genoemd wordt, de optimale koppeling bereikt is.

Evenals bij het koppelen van de antennespoel met de L—C-kring, wat in de vorige les besproken werd, is er één zeer bepaalde spoel L_k die, op één zeer bepaalde afstand van spoel L_2 gebracht, een maximale r.f. spanning levert op de punten A en B en dan nog maar voor één bepaalde frequentie; we noemen dat de optimale koppeling. Helaas bedraagt de selectiviteit hierbij maar de helft, vergeleken met de sperkringschakeling van figuur 6. Nu zouden we, evenals bij de antennekoppeling van les 8, kunnen gaan werken met aftakbare en beweegbare spoelen, en daarmee zou voor elke frequentie het noodzakelijke compromis bereikt kunnen worden tussen selectiviteit en geluidsterkte. Deze koppeling zal echter dan zwakker dienen te zijn dan de optimale koppeling; we passen dus opzettelijk een mis-aan-

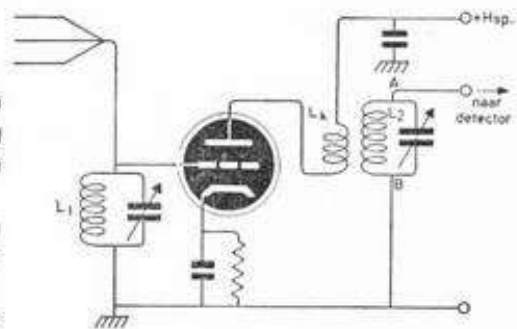


fig. 17

passing toe, hetgeen er in dit geval op neerkomt, dat de hoge blokkeringsweerstand van de L—C-kring zich in de anodekring van de buis voordoet als een minder hoge weerstand in de anodekring van de buis, dus verlagings van de R_a . We noemen dit onderaanpassing.

Daar het spoelen-wisselen wel heel slecht te verenigen is met het ideaal: éénknopsafstemming, wordt in het algemeen een koppelspoel L_k toegepast met een windingtal dat ca. 20 % van het windingtal van de kringspoel L_2 bedraagt. We bereiken hiermee een vrij gelijkmatige selectiviteit en spanning over het gehele afstembereik van de L—C-kring.

Overigens kan de koppelspoel L_k van normaal emaille draad gewonden worden, in tegenstelling tot de kringspoel L_2 , die zoals we weten, uit r.f. litzedraad bestaat.

We bezitten nu een toestel met hoogfrequentversterking en zelfs de zwakste stations zouden we kunnen ontvangen, maar er doet zich onmiddellijk een nieuwe probleem voor, nl. dat van de

AFSCHERMING

Door de hoge versterking van de r.f. pentode buis nl. zal er tijdens resonantie een sterke kringstroom lopen in de L_2 — C_2 -kring. Deze stroom door L_2 zal een sterk magnetisch veld in en om de spoel doen ontstaan en het is een hele toer om te maken dat L_1 niet getroffen wordt door enige van die krachtlijnen, uitgaande van L_2 .

Toen men nog trioden met geringe versterking toepaste, kon men de zaak oplossen door de spoelen L_1 en L_2 op een behoorlijke afstand van elkaar te plaatsen en dan ervoor te zorgen dat de hartlijnen van de spoel elkaar, ruimtelijk gesproken, loodrecht kruisen. Een tijdelijke oplossing vormden de z.g. veldloze spoelen waaronder de z.g. toroïden. Inderdaad vertonen deze spoelen een gering uitwendig veld, maar hun afmetingen zijn niet gering; zij verdwenen spoedig van het toneel (fig. 18).

Een volgende stap was het toepassen van poederijzerkernen, waardoor het uitwendige veld van een spoel veel kleiner wordt; vooral wanneer z.g. gesloten potkernen worden toegepast is er praktisch geen uitwendig veld van betekenis aanwezig omdat de spoel aan alle zijden door ijzerpoeder-materiaal is omgeven (fig. 19).

Een ander middel dat universeel genoemd kan worden is het aanbrengen van afschermbussen om de spoelen. We zullen ter verklaring weer even de theorie van het magnetisch veld ophalen.

Wanneer er door een spoel (een z.g. solenoïde) een stroom loopt, zullen de krachtlijnen op elk punt in de omgeving van de spoel een bepaalde magnetische kracht uitoefenen, die afhankelijk is van het aantal ampère-windingen van die spoel en de afstand tot dat punt. We zullen nu één zo'n punt nader bezien (fig. 20). Neem nu eens aan dat we om deze spoel een z.g. kortgesloten winding of een koperen ring aanbrengen. Dan zal er tijdens elke stroomverandering, dus in het algemeen wanneer er door de spoel een wisselstroom loopt, in die koperen ring eveneens een sterke wisselstroom geïnduceerd worden; de richting van deze stroom in de ring is echter volgens de theorie van het magnetisme telkens tegen gesteld aan de stroom door de spoel.

Ook deze ring veroorzaakt een magnetisch veld en dat veld

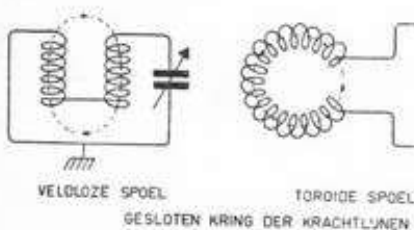


fig. 18



fig. 19

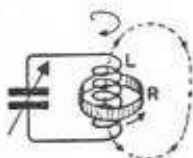


fig. 20

is even groot als dat, wat door de spoel wordt veroorzaakt. Dat klinkt wel even vreemd, maar het is toch eenvoudig! De veldsterkte wordt, zoals we zagen, bepaald door het aantal ampère-windingen; in spoel L is de stroom gering, doch het aantal windingen groot, in de ring is de stroom groot, doch er is maar één winding. Wanneer we nu dat punt P buiten de spoel en de ring aannemen (fig. 20), dan wordt het duidelijk, dat zowel spoel L als ring P een magnetisch veld op dat punt veroorzaken; daar beide velden echter tegengesteld gericht zijn en de afstanden tot punt P praktisch gelijk, zal uiteindelijk op punt P geen enkel magnetisch veld aanwezig zijn.

Het zal echter ieder wel duidelijk zijn, dat een koperen cylinder rond de spoel precies dezelfde, of nog betere uitwerking heeft, mits echter de weerstand, rond de cylinder-omtrek gemeten, zéér laag is. Dit kan alleen het geval zijn als we naadloos materiaal van lage weerstand, dus koper, aluminium of zilver toepassen. IJzer is in dit opzicht funest: niet alleen dat de weerstand te hoog is, maar het absorbeert alle krachtlijnen en dempt de hoogfrequente trillingen bovengematig, omdat te veel energie vereist is om de ompoling van de magneculen in het ijzer tot stand te brengen.

Het ligt overigens voor de hand, dat ook die koperen of aluminium cylinder (of bus) niet te dicht om de spoel mag liggen, want het „vermogen”, d.i. spanning \times rondgaande stroom in ring of bus, moet door de spoel en uiteindelijk door de voorgaande buis extra geleverd worden en kan beschouwd worden als te zijn veroorzaakt door een verliesweerstand parallel op de kring, waardoor de gewenste spanningen over de kring dalen. De capaciteit van de spoelwindingen t.o.v. aarde, dus uiteindelijk van de gehele L—C-kring neemt toe; daarnaast daalt de zelfinductie van de spoel als gevolg van een afschermbus, doch hierop kan tevoren gerekend worden. Het afregelen van de zelfinductie op de gewenste waarde geschiedt gemakkelijk door het in- of uitdraaien van een poederijzerkerntje in de spoel, dat van buiten af door een gaatje in de bus gemakkelijk te doen is m.b.v. een schroevendraaiertje. Natuurlijk moet dit schroevendraaiertje van isolatiemateriaal gemaakt zijn. Met een metalen schroevendraaiertje kan men stellig de juiste zelfinductie wel instellen maar... wanneer we het weghalen verandert de situatie weer en dát kan nimmer de bedoeling zijn. Door de bus niet te nauw om de spoel te passen kunnen deze onaangename bijverschijnselen van het afschermen worden beperkt.

Bij gebruik van ijzerpoederkernen wordt het r.f. veld sterk geconcentreerd en mag de bus dus relatief kleiner zijn. Z.g. gesloten potkerntjes winnen het nog in dit opzicht. Van de magnetische velden zijn we dus af.

Maar nu blijven de elektrische velden nog bestaan. De geleiders van de verschillende kringen, die doorlopen worden door een hoogfrequente stroom, zullen met elkaar een condensator vormen en de capaciteit van deze aldus gevormde condensatoren behoeft heus niet groot te zijn om de zaak scheef te doen gaan, doordat spanningsoverdracht plaats vindt van de versterkte r.f. stromen naar de geleiders waardoor de onversterkte stromen lopen.

De remedie hiertegen is de elektrostatische afscherming, d.w.z. een geleidende, met aarde verbonden metaalplaat, geplaatst tussen de beide draden of voorwerpen.

Deze moeilijkheid begint reeds in de buis; hierin heeft men

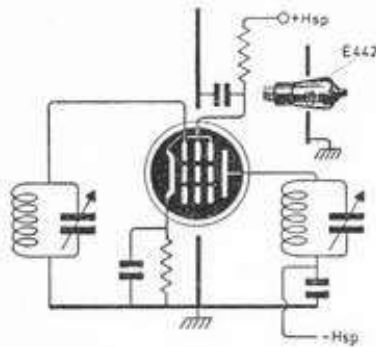


fig. 21

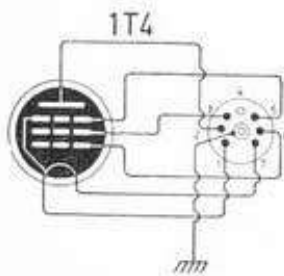


fig. 22

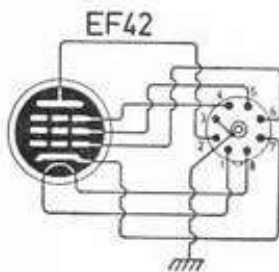


fig. 23

met een schermrooster de zaak geklaard. Door rooster en anode aan de tegenstelde einden aan te brengen (fig. 45 les 5) en de buis door een schermplaat heen te steken, werd oorspronkelijk de „scheiding” tot stand gebracht (fig. 21—29). Bij de moderne, z.g. single ended buizen, is onderin het buisvoetje een geaard metalen busje aangebracht: rooster- en anodesluitingen staan weliswaar diametraal tegenover elkaar, doch het busje er tussen maakt dat ze elkaar niet „bijten” (fig. 22 en 23).

Door zorgvuldige bouw en gebruik van een metalen chassis, liefst van koper af aluminium, kunnen elektrostatische koppelingen vermeden worden en dit is wel nodig, want ze loeren overal. We zullen verderop zien, hoe men na de detectie de r.f. trillingen uit het a.f. signaal kan filteren; niettegenstaande dit zullen er echter tot in het luidsprekersnoer nog h.f. trillingen voorkomen bij een z.g. rechtuitontvanger. Brengen we nu b.v. de antenne-invoerdraad in de omgeving van het snoer, dat naar een extra luidspreker voert, dan treedt onherroepelijk r.f. genereren op. Het luidsprekersnoer moet dan afgeschermd zijn of door een kabeltje dat met een geaarde afscherming omsponnen is, het z.g. afgeschermd snoer, vervangen worden.

2-TRAPS R.F. VERSTERKING

Het is mogelijk 2 × hoogfrequentversterking toe te passen, wanneer dit nodig mocht blijken. In het verleden, toen we nog slechts over trioden beschikten, is het vaak gedaan om de gevoeligheid op te voeren; na de invoering van de pentode geschiedde het om de selectiviteit te verbeteren.

Van vele kanten komen nu de moeilijkheden te voorschijn. Om te beginnen worden aan de afscherming de hoogste eisen gesteld. Tot dusver hebben we de bedrading van de verschillende opvolgende trappen slechts statisch afgeschermd; nu moeten we ons ook nog realiseren, dat elke draad ook nog een r.f. energie uitstralende zelfinductie vertegenwoordigt; om het uitwendig veld te beperken moeten tot één kring behorende r.f. heen- en terugleidingen langs elkaar worden gelegd.

Verder moet de hoogspanningstoevoer voor elke trap ontkoppeld worden (fig 24), anders treedt hierdoor weer een sterke terugwerking op (genereren). Een r.f. ontkoppelfilter, bestaande uit een serieweerstand van 2000 à 5000 ohm, met een inductievrije condensator van 0,1 μ F naar het chassis is een afdoende remedie hiertegen; de kortste verbinding naar 't chassis is steeds de beste.

Een heel groot bezwaar is wel, dat de afstemkromme bij

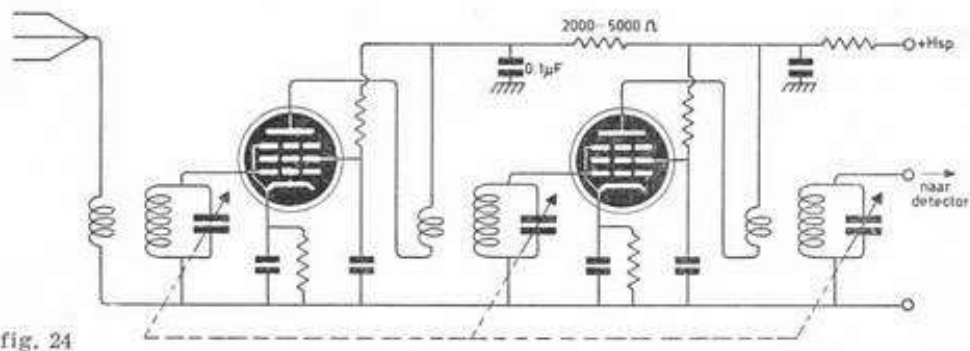


fig. 24

meertraps r.f. versterking te scherp wordt (fig. 25): de door- gelaten bandbreedte wordt spoedig smaller dan 4500 Hz, kan zelfs tot 2000 Hz teruglopen op de lagere frequenties, dus zo in de buurt van 400 meter golflengte en hoger; voor de hogere frequenties in een bereik, dus bij de lagere condensatorstanden, bestaat dit gevaar minder. Hiertegen bestaan 2 remedies: gebruik van spoelen van relatief slechte kwaliteit of: de 3 kringen niet precies op de gewenste resonantie- frequentie afstemmen doch slechts de eerste kring. De beide volgende kringen worden dan even beneden, resp. even boven de frequentie afgestemd. Men noemt dit *staggered tuning* en het resultaat is een afstempiek, die aan de top enigszins afgeplat is, maar waarin we toch de drie oorspronkelijke afstemkrommen kunnen terugvinden (fig. 26). De grootste moeilijkheid vormt echter die afstemming. Want zelfs bij een pentode, waarvan de roosterkring en de anodekring door middel van L—C-kringen op éénzelfde frequentie zijn afgestemd, zal genereren van de buis optreden, ook al zijn de rooster- en anodekringen zorgvuldig elektro- magnetisch en elektrostatisch afgeschermd; de capaciteit tussen anode en rooster, die door de inwendige afscherming in de buis reeds tot een minimum teruggebracht is, vormt hiertoe nu toch nog voldoende koppeling (fig. 27). In de zendtechniek maakt men van deze „tuned grid-tuned anode” schakeling vaak gebruik, maar hier heeft dit verschijnsel bepaald onge- wenste gevolgen.

Het is duidelijk dat het telkenmale op een andere frequentie afstemmen, zoals dat nu eenmaal in een radiotoestel pleegt plaats te vinden, op deze manier onbedwingbare genereer- neigingen tevoorschijn roept, die slechts door voorzichtig manipuleren met de 3 afstemcondensatoren vermeden kunnen worden. Een tijdrovende bezigheid, vooral omdat we er steeds voor moeten zorgen in lichte mate „staggered tuning” toe te passen.

EENKNOPS AFSTEMMING

Al vroegtijdig heeft men daarom één-knops-afstemming toe- gepast, niet alleen voor $2 \times$ r.f. versterking, doch ook voor toestellen met $1 \times$ r.f. In elk der afgeschermd compartimenten treffen we dus een variabele condensator van b.v. max. 500 pF aan; door een doorlopende as kunnen we ze alle twee of drie tegelijkertijd in de gewenste stand brengen. In schema 24 en 29 geven we deze mechanische koppeling met de stippellijn aan.

Wanneer we nu even de genoemde „staggered tuning” buiten beschouwing laten, dan ligt het voor de hand, dat in iedere stand elk der drie kringen op de gewenste frequentie af- gestemd moet zijn, m.a.w. er moet *gelijkloop* optreden. Hier demonstreren zich nu weer nieuwe gezichtpunten. Kring 2 en kring 3 leveren betrekkelijk weinig moeilijkheden: de zelfinductie van de spoelen L_2 en L_3 kunnen we door zorg- vuldige fabricage wel aan elkaar gelijkmaken; inschroefbare ijzerpoederkerntjes zijn ideaal voor dat doel. Ook de afstem- condensatoren C_1 , C_2 en C_3 bezitten tegenwoordig in elke stand een onderlinge afwijking in capaciteit van minder dan $\frac{1}{2} \%$. Dit heeft men o.a. bereikt door de laatste platen uit het draaibare pakket in te snijden; in de fabriek kan men door verbuiging dezer ingesneden eindplaten een behoorlijke ge- gelijkloop verkrijgen (fig. 28).

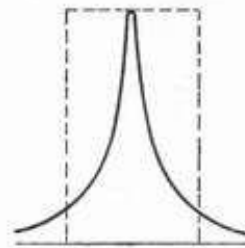


fig. 25

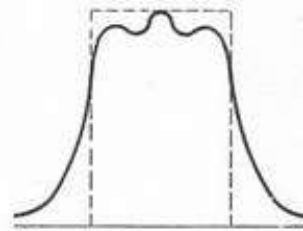


fig. 26

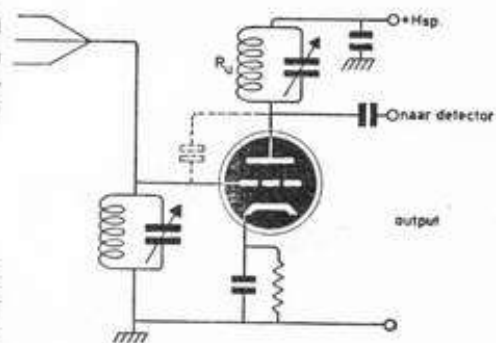


fig. 27

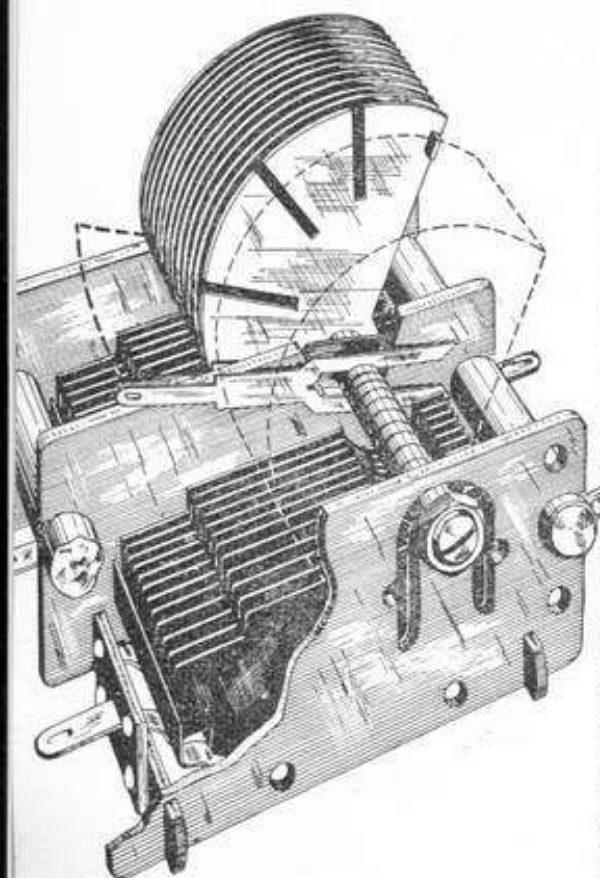


fig. 28

Zelf mogen we nooit aan deze vaantjes buigen! Blijven er nog de ongelijkheden in de rest van de circuits van kring 2 en 3. Daar deze ongelijkheden uiteindelijk alle tot ongelijkheid in bedradingscapaciteit zijn terug te voeren, redeneert men aldus: we maken de ongelijke bedradingen van deze kringen gelijk door kleine, afregelbare condensatortjes daaraan parallel te schakelen. We noemen dat trimmers; trimmen (afgeleid van het Engelse werkwoord to trim, heeft de betekenis van gelijkmaken, b.v. van een scheepslading of een hondenvacht en in dit geval van ongelijke bedradingscapaciteiten). Dat gaat dus vlot. Maar nu de eerste kring. Hieraan hangt de antenne en deze vertegenwoordigt een zekere capaciteit, zoals we reeds eerder zagen. Zowel door de inductieve koppeling als de capaciteive koppeling (les 8, fig. 42 en 47) wordt de invloed van de eigen capaciteit van de antenne op de eigenlijke afstemkring vermindert. Parallel met de L—C-kringen komt dus iets te staan, dat we de naar beneden getransformeerde antennecapaciteit C_a zouden kunnen noemen.

We zagen echter op bladz. 8—22 en 8—23 dat de mate van koppeling tussen antenne en afstemkring zich wijzigt met de frequentie, dus wanneer we de afstemcondensator verdraaien. En hierdoor wijzigt zich tevens de zelfinductie van de afstemspoel L. Op zichzelf lijkt dit vreemd en helaas is dit verschijnsel niet op eenvoudige wijze te verklaren.

Bij kring 2 en 3 hadden we dus met verschillende doch onveranderlijke bedradingscapaciteiten te maken; bij kring 1 treffen we die óók aan, doch daarnaast de onveranderlijke neergetransformeerde antennecapaciteit benevens een veranderlijke zelfinductie van de kringspoel (fig. 29).

Kring 1 krijgt dus ook zijn trimmer en voor het overige wordt de gelijkloop van kring 1 met 2 en 3 of bij een tweekringer met kring 2 een compromis, d.w.z. we zoeken een niet te ongunstige middenweg. Verbetering in de gelijkloop bereikt men door de koppelspoel L_k te klein te maken in vergelijking met L; hierdoor wordt de selectiviteit tevens verhoogd, maar helaas vermindert hiermee weer de signaalsterkte. Daarnaast krijgen we toch steeds te maken met narigheid, wanneer een afgeregeld toestel wordt aangesloten op een andere antenne: prompt moet de eerste kring bijgeregeld worden. Men ontgaat deze moeilijkheid door in serie met de koppelspoel L_k een variabel antennecondensatortje te schakelen; onderlinge verschillen in de diverse antennes met verschillende eigenschappen kunnen hiermede weggewerkt worden zónder aan de eigenlijke trimmer te draaien.

Op twee moderne antennekoppelingen, die bovengenoemde bezwaren grotendeels missen, zal later worden teruggekomen.

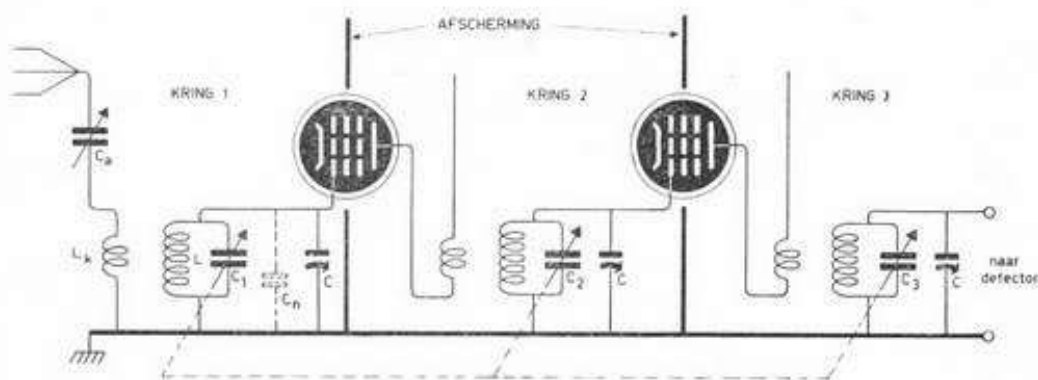


fig. 29

GELUIDSTERKTEREGELING

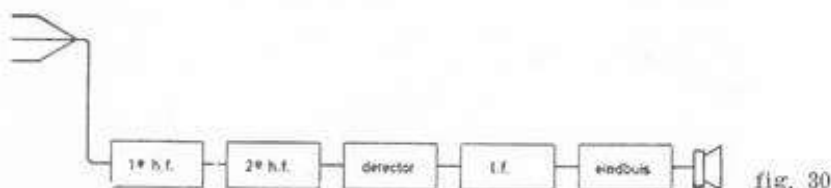
Wij zijn er nu in geslaagd een ontvanger te construeren, die zelfs zwakkere stations met voldoende sterkte ontvangt.

Maar wanneer we nu op een sterk station willen afstemmen, dan is een dergelijk grote versterking volstrekt overbodig of zelfs ongewenst en moet er dus een mogelijkheid zijn om deze versterking te „bedwingen”. Gebruiken we nu een eenvoudige ontvanger, dan is de terugkoppeling een aantrekkelijke methode om geluidsterkte en selectiviteit te verhogen; in dit geval zullen we dus een triode moeten toepassen, geschakeld als roosterdetector. We moeten er dan voor waken, dat er niet te hoge r.f. spanningen op 't rooster van onze triode terecht komen, want hier bestaat zeer grote kans op overbelasting.

Bij dergelijke ontvangers kunnen we door het toepassen van een potentiometer in de antennekring de hoeveelheid r.f. spanning op de roosterkring nauwkeurig doseren.

In fig. 1 van deze les zagen we de juiste schakeling van een dergelijke potentiometer; het blijft echter een minder gewenste methode, omdat we hier een weerstand parallel schakelen over de blokkeringsweerstand van onze L—C-kring en al is deze potentiometer nu nog zo groot; hij veroorzaakt verlies en vermindering van selectiviteit.

Wanneer we een z.g. blokschema tekenen van een radio-toestel met b.v. 2 trappen hoogfrequent versterking, dan kunnen we eens nagaan, op welke plaats we tot regeling van de sterkte zullen overgaan (fig. 30).



Zo op het eerste gezicht zou men zeggen: versterk de r.f. antennespanningen maar zoveel mogelijk; bij de ingang van de laagfrequentversterker zullen we door middel van de ingangspotentiometer wel zoveel spanning afnemen als nodig is voor het gewenste volume uit onze luidspreker.

Passen we nu de diode-detectie toe, dan lijkt hiertegen niet veel in te brengen: tot op bepaalde hoogte is de diode niet gemakkelijk te overbelasten. De r.f. versterkertrap(pen) blijven hierbij dus steeds op volle kracht werken en hiertegen bestaan grote bezwaren: ten eerste produceren onze r.f. buizen, wanneer die op max. versterking staan ingesteld, een grote hoeveelheid ruis en daarnaast worden de verschillende van buitenaf komende r.f. storingen mede versterkt, waardoor de verhouding van gewenst signaal tot ongewenst signaal (ruis e.d.) ongunstig wordt. Er zal dus véél voor te zeggen zijn om de mate van r.f. versterking zodanig te regelen, dat op de diode de voor een vervormingsvrije detectie benodigde spanning overblijft; a.f. sterkteregeling kan dan dienen om het geluidsvolume verder te verlagen.

REGELING DER STEILHEID

Een elegante methode om de geluidsterkte te variëren is het

regelen van de steilheid van de r.f. versterkingsbuis door middel van het vergroten of verkleinen van de negatieve roosterspanning van die buis (we bespraken dit terloops in les 5).

In les 4 zagen we, dat het in het algemeen noodzakelijk is te werken in het rechte gedeelte van de buiskarakteristiek, om vervorming te ontgaan. Deze stelregel geldt niet alleen voor versterking van laagfrequente, maar stellig óók voor hoogfrequente trillingen. Toch is er een groot verschil aan te wijzen: de hoogfrequente trillingen, vooral op de 1e r.f. buis, hebben een véél kleiner amplitude (enige milli-volts) en voor dergelijke kleine spanningen is er zelfs in het kromme eind van de karakteristiek nog wel een betrekkelijk recht eindje aan te wijzen. Voor dit doel heeft men buizen ontworpen, waaraan feitelijk géén recht stuk is aan te wijzen, doch evenmin vinden we sterke krommingen. Door nu de negatieve roosterspanning instelbaar te maken, kunnen we op de kromme het gewenste instel-punt kiezen. Wanneer we het plaatje (fig. 31) bezien, is het duidelijk, dat de steilheid zich wijzigt, wanneer we de negatieve roosterspanning op een andere waarde instellen.

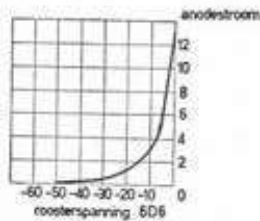


fig. 31

Om een ruim regelbereik, d.w.z. voldoende verzwakking te verkrijgen, moet deze karakteristiek langgerekt zijn, vandaar de naam die men deze buizen soms geeft: staartbuis (fig. 31), meestal noemt men ze echter vari-pentode. Elke kromming in een buiskarakteristiek draagt echter de kiemen van vervorming in zich: hij moet voor dit doel dan ook aan zéér bepaalde eisen voldoen.

Wij kunnen hier niet verder op de gedaante van deze kromme ingaan; het is voorlopig genoeg te weten, dat wanneer de kromme niet aan deze eis voldoet, er o.a. kruis-modulatie zal optreden.

Deze kruismodulatie vertoont zich aldus: We stemmen op een station af, dat naast een veel sterker, doch voor ons op dat ogenblik ongewenst station ligt.

Ook al is de selectiviteit van ons toestel voldoende, dan blijkt het ongewenste station door het gewenste heen te klinken en door verdere vergroting van de selectiviteit, b.v. lossere koppeling van de kringen, blijkt het euvel niet te bestrijden.

Door de (verkeerde) kromming van de buiskarakteristiek blijkt nu het ongewenste signaal gemoduleerd te zijn, geënt dus op het gewenste; hier is dus niet, zoals bij een zender, een a.f. signaal geënt op een r.f. draaggolf, doch het ene r.f. signaal (het sterke) op het andere (het zwakke). In de eerste plaats dient dus de buisfabrikant te zorgen, dat de „buis-kromme” goed ligt; als andere remedie bestaat slechts het aanbrengen van een z.g. zeefkring of stopkring, die de sterkte van het ongewenste signaal verzwakt vóórdát het de eerste afstemming bereikt. Hierop komen we later terug.

Regeling in een eventuele 2e r.f. trap wijkt af van die in de eerste trap; dáár toch vinden we slechts zwakke r.f. trillingen, rechtstreeks afkomstig van de antenne. In die eerste trap worden deze echter al behoorlijk versterkt; op het rooster van de 2e trap komen dus veel hogere r.f. spanningen terecht, zodat hier de negatieve roosterspanning voldoende groot moet zijn om roosterstroom te vermijden en dus deze grotere amplituden voor vervorming te behoeden. M.a.w., hier moeten we een r.f. buis of vari-pentode benutten met een regelkarakteristiek die b.v. pas bij -50 volt de anodestroom tot 0 doet naderen,

dus de buis „afknijpt”, waardoor de kromming zich over een grote lengte uitstrekt.

En hoe regelen we nu de steilheid van een r.f. buis? Door de negatieve roosterspanning van die buis te vergroten of te verkleinen, zoals we zagen.

In een der volgende lessen zullen we zien, hoe we de gelijkstroomcomponent van een diode-gelijkrichter kunnen gebruiken om vol-automatisch de mate van versterking van de r.f. trap(pen) te regelen. Het is echter noodzakelijk, dat we éérst de hand-regeling onder de knie krijgen.

In principe zouden we dus een droog batterijtje van b.v. 50 volt kunnen nemen; we schakelen er een potentiometer over en via de aftakking die we verdraaien kunnen, beschikken we over een spanning, regelbaar van -50 tot 0 volt. En hiermee verbinden we dan het rooster van de buis via onze L—C-kring (fig. 32).

Voor batterijtjes in net-toestellen voelen we echter niet veel en we zoeken het daarom in een negatieve spanning, verkregen door het benutten van de spanningsval over een weerstand, geschakeld tussen — hoogspanning (aarde) en katode van de r.f. buis (fig. 33), op precies dezelfde manier als bij de versterkerbuizen wordt toegepast (automatische negatieve roosterspanning).

Wanneer we nu de katodeweerstand R_k vergróten, wordt de spanningsval over deze weerstand tussen anode en katode nog méér negatief en werken we op een punt van de buiskarakteristiek waar de steilheid veel geringer is. (Een schuine streep met pijlpunt door een weerstand getekend geeft aan, dat deze weerstand variabel, veranderbaar is.)

MEELOPENDE SCHERMROOSTERSPANNING

Door het vergroten van de negatieve roosterspanning wordt echter niet alleen de anodestroom kleiner, doch tevens de schermroosterstroom.

Wanneer we dit schermrooster nu gaan voeden via een serie-weerstand vanaf + hoogspanning, dan kiezen we die serie-weerstand R_s zó groot, dat de schermroosterspanning V_s juist zijn goede waarde heeft.

Is b.v. de voedingsspanning $= 250$ volt, de schermrooster-spanning van een bepaalde buis $V_s = 90$ V en de schermroosterstroom $2 \text{ mA} = 0.002 \text{ A}$ (deze laatste gegevens halen we uit het Buizenhandboek), dan is de spanningsval V_s over onze serieweerstand $R_s = 250 \text{ V} - 90 \text{ V} = 160$ volt.

R_s berekenen we aldus: $E = R \times I$ of $160 = R \times 0.002$.

$$R_s = \frac{160}{0.002} = \frac{160.000}{2} = 80.000 \text{ ohm.}$$

Wordt I_s door het regelen van de buis dus kleiner, dan zal de spanningsval over R_s óók kleiner worden en stijgt dus uiteindelijk de spanning V_s op het schermrooster (fig. 34). Wij bereiken met een dergelijke z.g. meelopende schermroosterspanning, dat bij een minimale roosterspanning de steilheid maximaal is, overeenkomstig onze bedoeling en dat de anodestroom toch gering blijft.

Bij het gebruik van de z.g. automatische sterkteregeling kan deze schakeling, die de minste kans op onaangename ver-

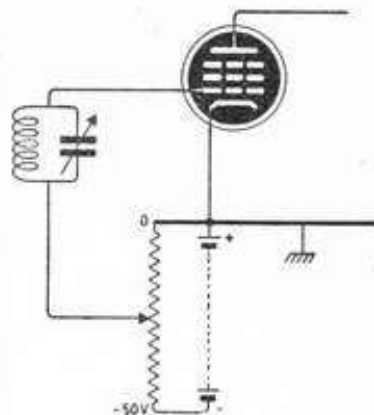


fig. 32

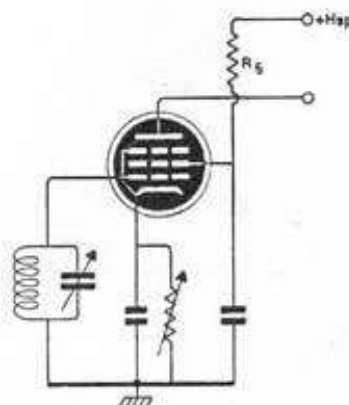


fig. 33

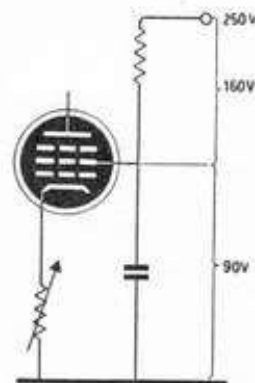


fig. 34

In fig. 33 t.m. 37 zijn z.g. variabele weerstanden getekend; in de praktijk passen we hier potentiometers toe, zie de schakeling van P_1 in fig. 43.

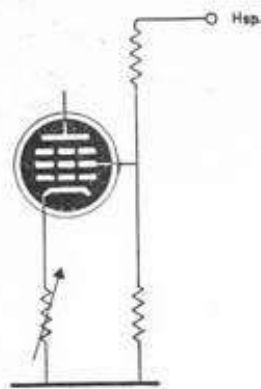


fig. 35

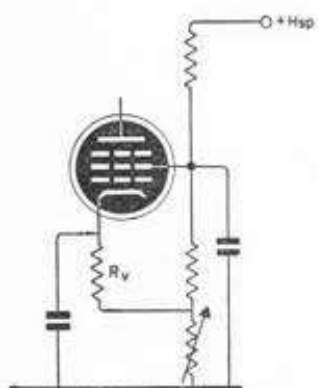


fig. 36

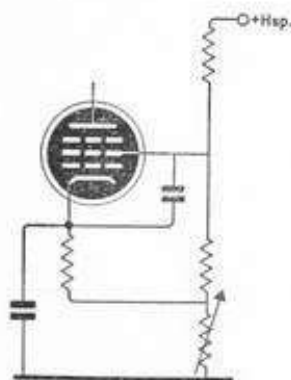


fig. 37



fig. 38

schijnselen als brommodulatie, kruismodulatie e.d. oplevert, met succes toegepast worden. Om steilheid 0 te bereiken is dan een negatieve roosterspanning van wel 50 volt op het rooster vereist. Wanneer we echter een handregeling van de steilheid van één buis ter hand willen nemen, geniet een schakeling met een vaste schermroosterspanning om praktische redenen de voorkeur (fig. 35).

De „staart” van de buiskarakteristiek wordt dan veel korter, de kans op kruis- en brommodulatie daardoor helaas wat groter, maar het voordeel is, dat we met een potentiometer R_v van niet te grote waarde b.v. 15.000 ohm de steilheid tot 0 kunnen brengen, hetgeen bij een meelopende schermroosterspanning niet mogelijk zou zijn.

Een vaste schermroosterspanning verkrijgen we door een spanningsdeler tussen + hsp. en — hsp. (aarde); in deze spanningsdeler is tevens de variabele katodeweerstand van de buis opgenomen; de ruststroom in de spanningsdeler moet ca. $4 \times$ de maximale schermroosterstroom bedragen om de schermroosterspanning enigszins constant te houden; een vast weerstandje R_v dient om te maken dat de neg. roosterspanning nooit geheel op 0 gebracht kan worden; dit zou n.l. tot roosterstroom leiden (fig. 36).

Voor de hoogfrequente stroom is er een korte weg naar aarde aangebracht, zowel van katode naar aarde als van 't schermrooster naar aarde. In principe is het echter steeds beter de condensator van 't schermrooster direct naar de katode te leggen (fig. 37).

Bij 2 h.f. buizen krijgen we dus 2 potentiometers voor regeling van de h.f. versterking.

Nu vereisen 2 of meer regelaars voor hetzelfde doel meer „radiotechnisch” verstand dan de doorsnee luisteraar kan opbrengen; daarbij komt dan nog de geluidsvolumeregelaar achter de diode. Bovendien moet er aan deze knoppen min of meer regelmatig gezwengeld worden wanneer we een meer veraf gelegen station des avonds ontvangen.

Wat is n.l. het geval? Deze zenders komen n.l. niet binnen met een constante veldsterkte, neen, deze varieert, soms met langzame, soms met snelle tussenpozen. Min of meer regelmatig zakt het geluid dus weg; men noemt dit wegzakken

FADING

en spreekt van langzame en snelle fading (spreek uit veeding). De zendantennes stralen hun r.f. energie namelijk gedeeltelijk langs het aardoppervlak en gedeeltelijk rechtstreeks de lucht in; bij daglicht is het de straling langs het aardoppervlak die wij ontvangen. Uit de aard der zaak is het maar een klein deel van de zendenergie dat zo langs het aardoppervlak wordt uitgestraald; is dus een overigens sterk radiostation ver van onze antenne afgelegen, dan zal overdag de ontvangst (de z.g. directe ontvangst) slechts matig of zelfs onmogelijk zijn. Des avonds worden dergelijke zenders echter krachtig ontvangen.

De verklaring van dit verschijnsel is ons gegeven door Kenelly en Heavyside en luidt als volgt: Om de aardbol bevindt zich overal een ijle laag stikstofgas, beter bekend als de Ionosfeer, die de aarde dus als een schil omgeeft; de afstand van aarde tot schil bedraagt ettelijke kilometers (fig. 38). Wordt deze „schil”, die men Heavyside-laag noemt, nu niet door de zon beschenen, dan vormt deze

een spiegel, waartegen de opwaarts gerichte r.f. straling, die anders voor de wereld verloren gaat, gewoon weer naar de aarde teruggekaatst wordt en maken we gebruik van de z.g. indirecte ontvangst.

Beschijnt de zon echter wèl de Heavyside-laag, dan verliest deze laag alle reflecterende eigenschappen.

Overigens vormt deze ijle laag ook des avonds geen hecht aaneengesloten geheel; er zitten „zwakke plekken” in, die blijkbaar net als wolkenvelden overdrijven.

Welnu, wanneer wij een verafgelegen zender ontvangen dank zij de reflectie van de Heavyside-laag en raakt de straling een dergelijk „gat” in de laag, dan ontvangen wij tijdelijk weinig of soms helemaal niets, want de voor ons bestemde „straal” schiet door 't gat in de wereldruimte (fig. 39).

Ook de maanstand schijnt nog invloed op dit verschijnsel uit te oefenen en zelfs de zonnevlekken hebben een bewezen gunstige invloed; bij de ontvangst van kortegolfzenders is men gewend aan wisselvalligheid in signaalsterkte, veroorzaakt door fading, die maandenlang kan leiden tot uitzonderlijk goede of slechte ontvangst. Door het gebruik van zelfstralende antennemasten heeft men de r.f. straling langs het aardoppervlak vergroot; men spreekt daarom wel van anti-fading zenderantennes (fig. 40).

Uit het bovenstaande blijkt wel, hoe groot het voordeel zal zijn van een regeling die automatisch reageert op de sterkte, waarmee we een bepaalde zender ontvangen.

AUTOMATISCHE STERKTEREGELING

(afgekort A.S.R.), ofschoon automatische versterkingsregeling een betere benaming zou zijn (Engels: A.G.C., automatic gain control).

Deze regeling berust hierop: we construeren een toestel met een grote mate van versterking, hetzij een „rechtuit” ontvanger met $2 \times$ r.f., hetzij een superheterodyne, die in de volgende les besproken zal worden.

We zagen in zowel les 7 als les 8, dat diode-detectie van hoogfrequente signalen tot resultaat heeft: a) een laagfrequent signaal, dat we op de in les 6 beschreven manier verder versterken en b) een gelijkspanning, die tot nu toe niet gebruikt werd. De grootte van deze gelijkspanning hangt echter geheel af van de grootte van de amplitude van het hoogfrequente signaal; hoe groter dus het r.f. signaal is dat de detector bereikt, des te hoger is de gelijkspanning over de belastingweerstand R, zie fig. 23, blz. 8—14.

In werkelijkheid hangt het natuurlijk óók van de modulatiegraad af, hoe hoog die gelijkspanning wordt.

Bij een buisdiodede zal de anode steeds negatief t.o.v. aarde worden (fig. 43); het ligt dus voor de hand, dat men deze gelijkspanning benut om de mate van versterking der beide r.f. buizen te regelen; de voor dit doel afgenomen spanning noemt men de regelspanning (pagina's 24 en 25, les 7). Gebruiken we een kristal-diode, dan zullen we die zodanig dienen te schakelen, dat ook hierbij een negatieve regelspanning verkregen wordt (fig. 51, les 7).

Wat we nu doen is dit: Door de grote versterking waarmee een station binnenkomt zal de regelspanning groot zijn; met deze regelspanning brengen we de steilheid van de r.f. buizen omlaag en nu hebben we een toestel met geringe verster-

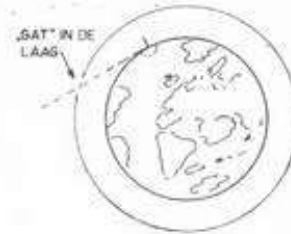


fig. 39

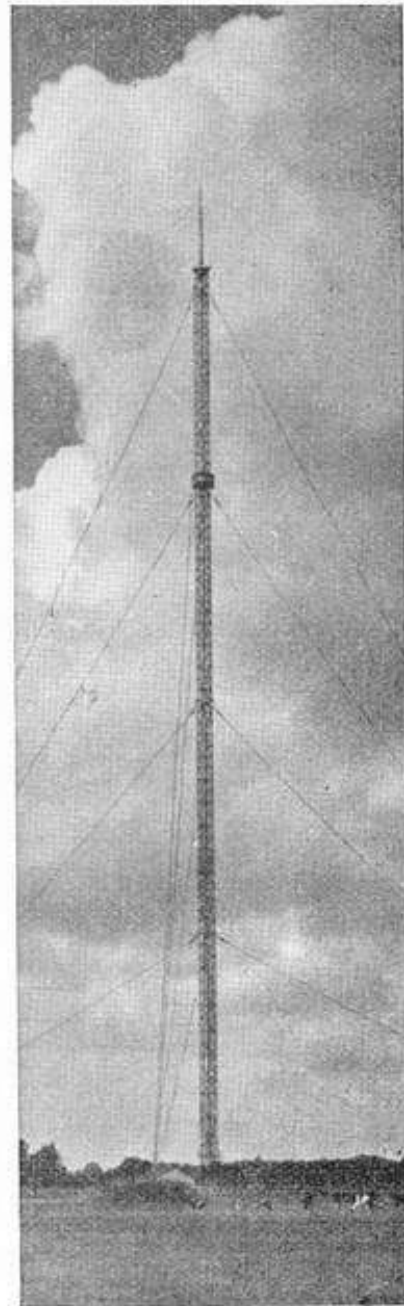


fig. 40

Eén der zend-antennes in Lopik, een typisch voorbeeld van een zelfstralende antennemast.

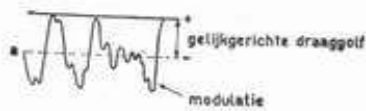


fig. 41

king, of juist gezegd: met een versterking, teruggebracht tot het noodzakelijke.

Loopt de ontvangststerkte terug, b.v. door fading, dan wordt de steilheid automatisch zóveel groter, dat weer een evenwicht wordt bereikt. Ook van het onderlinge verschil in sterkte, waarmee we de verschillende zenders ontvangen, bemerken we weinig door de toepassing van A.S.R.; we zullen slechts opmerken, dat een zwakkere zender vergezeld is door meer ruis en storing als gevolg van de grotere versterking.

Bij eenvoudige twee-kringers bestaat echter de kans, dat de volledige r.f. versterking onvoldoende blijkt om het a.f. signaal op de diode tijdens een diepe fading op het vereiste geluidsniveau te houden. Bij dergelijke toestellen loont het dus niet de moeite A.S.R. toe te passen; zij bezitten niet voldoende versterkingreserve.

We moeten uit het bovenstaande echter niet opmaken, dat het beluisteren van een verafgelegen zender tijdens sterke fading een waar genoegen zou zijn. Integendeel zullen bij max. versterking ruis en storing de overhand hebben.

In fig. 42 geven we nu een blokschema van een dergelijke

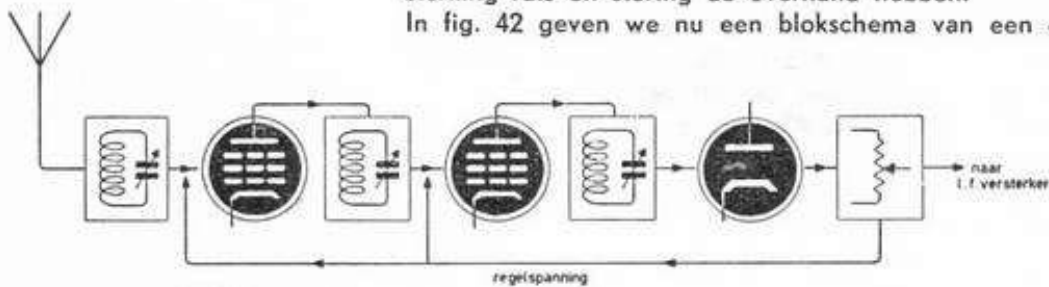


fig. 42

schakeling, doch gaan daarop nu niet verder in, omdat radio-ontvangers met $2 \times$ r.f. versterking praktisch niet meer gebouwd worden. Bij Superheterodyne ontvangers past men echter zonder uitzondering A.S.R. toe. We komen hierop vanzelf terug.

Bij de nog steeds populaire rechtuitontvanger zien we slechts één \times r.f. versterking en daarachter een diode of, wanneer gebruik van terugkoppeling gewenst is, een triode of pentode als detector, met handregeling van de geluidsterkte. Daarachter komt een eenvoudig filter, om te beletten dat r.f. trillingen op het rooster van onze eindbuis belanden en daar overbelasting veroorzaken.

In fig. 43 zien we het principe van het hoogfrequente gedeelte van een dergelijke rechtuitontvanger met diode-detectie, waarbij gebruik gemaakt wordt van een afzonderlijke diodebuis.

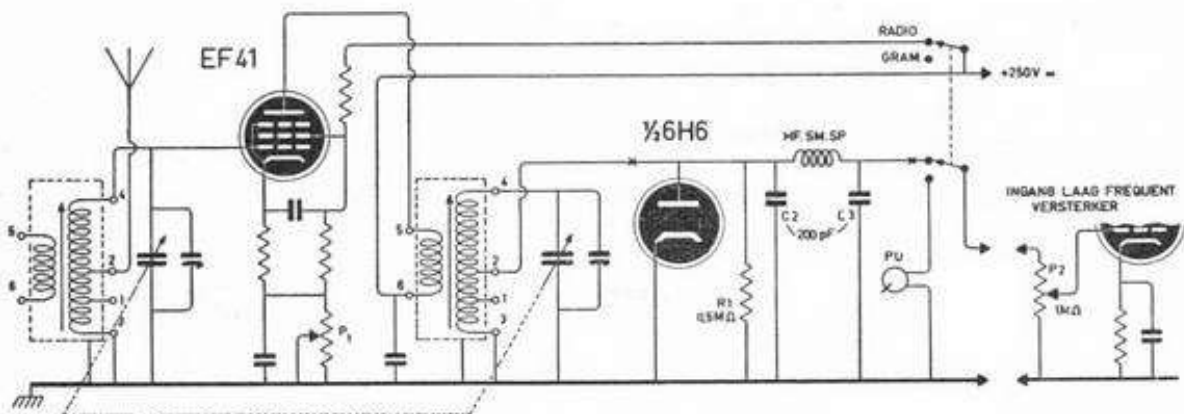


fig. 43

Er achter kan elke goede a.f. versterker gebruikt worden; bijvoorbeeld de in les 6 beschreven a.f. versterker (fig. 41), waardoor, vergeleken met de véél selectievere superheterodyne-ontvangers, kwaliteitsonvangst kan worden verkregen, helaas ten koste van de selectiviteit en gevoeligheid. Overbelasting van de diode is niet te vrezen; overbelasting van de 1e a.f. buis kan voorkomen worden door via de volumeregelaar P_2 de gewenste dosis a.f. spanning op het rooster te brengen. Met de potentiometer P_1 kan als regel de versterking van de eerste buis zo laag gehouden worden, zodat de buis-ruis, die helaas bij hoge versterking optreedt, laag gehouden kan worden. Het hoogfrequentfilter bestaat uit een r.f. smoorspoel S met twee afleidingscondensatorpjes C_2 en C_3 , elk van 200 pF naar aarde; afgezien van de waarden van condensator en smoorspoel is duidelijk de overeenkomst te zien tussen dit r.f. filter en het r.f. afvlakfilter in ons voedingsapparaat (blz. 4—11, fig. 30). De r.f. smoorspoel zou ook hier vervangen kunnen worden door een weerstand R_2 (fig. 43a en 44), die echter verlies in a.f. signaalspanning veroorzaakt; 0,1 megohm is een goede waarde. In fig. 45 zien we weer wáárom die a.f. spanning bij een weerstand daalt: er wordt een spanningsdeler gevormd. De condensatoren C_2 en C_3 kunnen, wanneer ze maar klein zijn, hier gerust buiten beschouwing gelaten worden. In fig. 46 en 47 laten we nog even zien hoe bij een té grote waarde van C_3 er voor de te hoge tonen in feite een parallelweerstand over P_2 komt te staan, waardoor voor deze de outputspanning daalt. Ook een te grote waarde van C_2 zal zich demonstreren als een parallelweerstand R_{c2} over het circuit, welke parallelweerstand natuurlijk slechts voor de hoge tonen aanwezig is (fig. 47); deze leggen dus het loodje.

In de formule, waarmee we de wisselstroomweerstand van een condensator berekenen, zien we: hoe hoger de frequentie, hoe lager de weerstand (blz. 3—20). Voor a.f. trillingen heeft een r.f. smoorspoel inderdaad véél lager weerstand, maar smoorspoelen plegen duurder te zijn dan weerstanden. De scheidingscondensator C_4 is nodig om de gelijkspanning, die bij de gelijkrichting over P_1 ontstaat, te scheiden van het rooster van B_2 , daar dit anders een te hoge of te lage negatieve roosterspanning zou krijgen; een waarde van 10.000 pF is uitstekend.

Het voordeel van het hier besproken schema is wel, dat een pickup gemakkelijk aangesloten kan worden; het is echter wel wenselijk, dat deze p.u. afgeschakeld kan worden bij radio-ontvangst en omgekeerd. Gewoonlijk wordt het schermrooster van de r.f. buis van de hoogspanning afgeschakeld, daardoor wordt elke ontvangst onmogelijk. De 2 schakelaars zijn in de tekening door een streeplijntje verbonden. Dit betekent, dat ze onderling mechanisch gekoppeld zijn en niet afzonderlijk bediend behoeven te worden. (Zie ook de twee op één as geplaatste afstemcondensatoren).

Als alternatief is tevens de schakeling getekend met een germaniumdioden in fig. 43a, waarin de r.f. smoorspoel door een weerstand werd vervangen. In verband met het laag-ohmige karakter van de diode wijken de weerstand- en condensatorwaarden af van de bij een buis-diode toegepaste waarden.

RECHTUITONTVANGER

In de regel gebruikt men echter meestal een triode of a.f. pen-

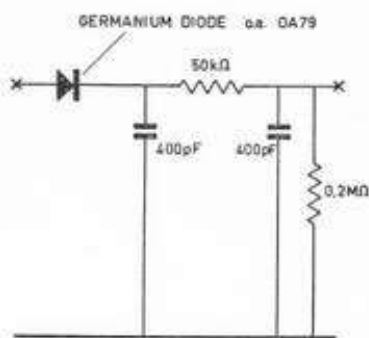


fig. 43a

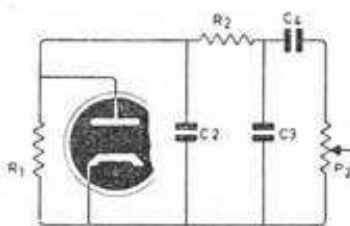


fig. 44

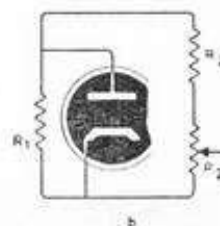


fig. 45

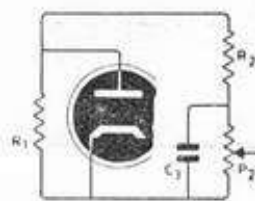


fig. 46

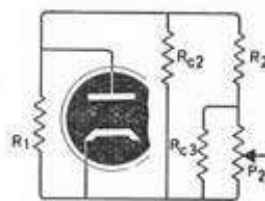


fig. 47

tode als detector in een rechthoek-tweevinger en een aan de praktijk getoetst schema volgt in fig. 50.

We zien hier in de eerste plaats een tot nu toe onbesproken methode om de mate van terugkoppeling te regelen in de potentiometer R_5 (47.000 ohm). Het is wel duidelijk, dat het gebruik van een weerstand in feite niets afwijkt van een variabele condensator van 300 pF; het is echter geen capacatieve weerstand maar een ohmse, die hier hetzelfde doel kan bereiken en om constructieve redenen is toegepast. Wel is het noodzakelijk het condensatortje C_{12} in de kring op te nemen, om te voorkomen, dat de anodespanning van buis 2 met de aarde verbonden zou worden.

ZEKERINGEN

Ook de voeding voor anodestroom en gloeistroom levert geen nieuwe gezichtspunten; wel zien we een zekering in de stroomkring van de primaire wikkeling van de nettransformator.

Een dergelijk nuttig artikel werd tot dusver niet besproken maar in feite is het een onmisbare beveiliging van onze vrij kostbare netvoedingsapparaten. Als zekering werd vroeger vaak een normaal rijwiellampje van 0,4 amp (400 mA) gebruikt: Wanneer er een sluiting in ons apparaat ontstaat, zal het prompt doorbranden, zoals het ook betaamt, maar er bestaat een kans, dat er een vlamboogje blijft staan tussen de twee steundraadjes op het glaskneepje in het ballonnetje en dan brandt onze transformator toch nog uit.

Buitengewoon aantrekkelijk zijn de kleine Belling-Lee zekeringetjes, Minitrip genaamd (fig. 48). Eigenlijk moesten we

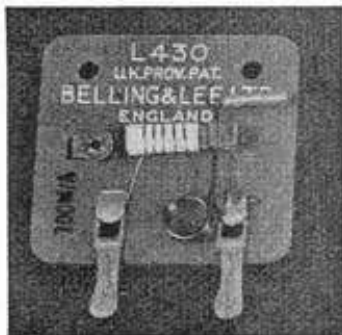


fig. 48

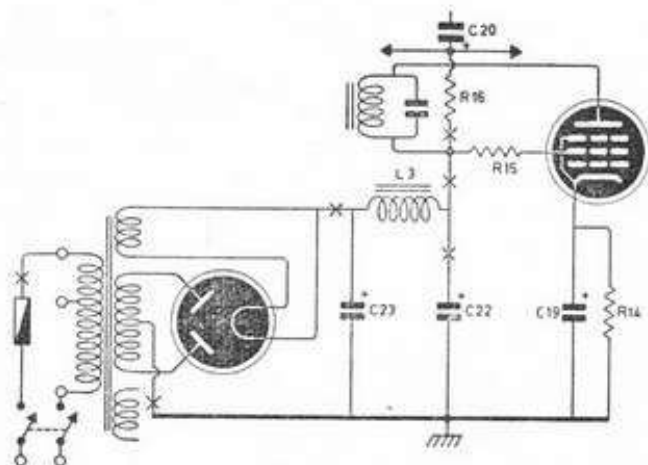


fig. 49

deze dingen op meerdere plaatsen in ons toestel aanbrengen en stellig op de plaatsen gemerkt met X in bijgaand voedingschema (fig. 49); gaat er dan b.v. een elco naar de eeuwige jachtvelden, dan blijven buis en trafo gespaard. En we kunnen deze zekeringetjes ons hele leven dóórgebruiken, want ze berusten op de werking van een stripje z.g. bimetaal, dat door een dun draadje, opgenomen in de te beveiligen stroomkring, verwarmd wordt.

Wordt de stroom te hoog, dan buigt het stripje zich krom en wordt de stroom automatisch verbroken. Is de sluiting opgeheven, dan trekt het stripje weer recht en de verbinding is weer hersteld. Ze bestaan voor verschillende stroomsterkten.

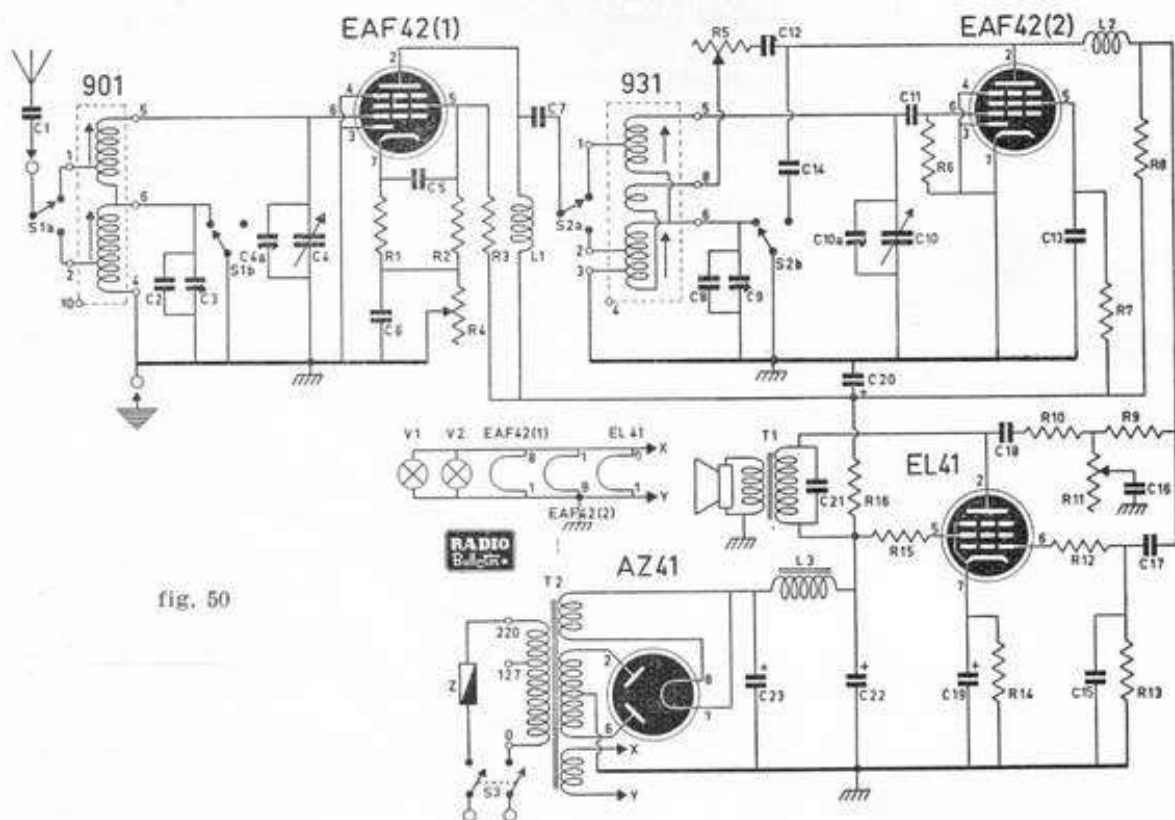


fig. 50

SCHEMASLEUTEL

C 1-7-11	100 pF keram. L.C.C.
C 2-8	22 pF keram. L.C.C.
C 3-9-12	3...30 pF luchttrimmer
C 4a-10a	trimmers op afstemcondensator
C 4-10	afstemcondens. (Novocon type DC 203 of 206)
C 5-6-13	0,02 μ F papier Facon
C 14	47 pF keram. L.C.C.
C 15-18	220 pF keram. L.C.C.
C 16	1000 pF papier Facon
C 17	0,01 μ F papier Facon
C 19	100 μ F elco 12 V Novocon
C 20	16 μ F elco 450 V Novocon
C 21	2000 pF papier Facon
C 22-23	16 + 16 μ F elco 450 V Novocon
R 1	330 Ω $\frac{1}{2}$ W Vitrohm
R 2-3	22 k Ω 1 W Vitrohm
R 4	15 k Ω potm., omg. log., Vitrohm KV3
R 5	47 k Ω potm. lin. Vitrohm KV2
R 6-10	1 M Ω $\frac{1}{2}$ W Vitrohm
R 7	1 M Ω 1 W Vitrohm
R 8	220 k Ω 1 W Vitrohm
R 9	100 k Ω $\frac{1}{2}$ W Vitrohm
R 11	470 k Ω potm. log., met schak. Vitrohm P 56
R 12	1 k Ω $\frac{1}{2}$ W Vitrohm
R 13	680 k Ω $\frac{1}{2}$ W Vitrohm
R 14	180 Ω 1 W Vitrohm
R 15	100 Ω $\frac{1}{2}$ W Vitrohm
R 16	4,7 k Ω 1 W Vitrohm
L 1-2	r.f. smoorsp., ca. 0,1 H (Novocon F4)
L 3	smoorspoel, 6 H; 60 mA (Muvolett 6006)
T 1	uitg.transf., 7 k Ω prim. (Muvolett)
T 2	voedingstranf. (MuVolt type P 120-D)
S 1-2	golfschak., 2 (of 3) standen 2 \times 2 secties
S 3	netschak. op R11
V 1-2	verlichtingslampjes, 6,3 V (8045 D)
Z	smeltveiligheid, $\frac{1}{4}$ à $\frac{1}{2}$ A

Punt 4 van de bus om spoel 931 dient nog met chassis verbonden te worden. De pijltjes langs de spoelen duiden er op, dat de zelf-inductie door middel van poederijzerkerntjes bijgesteld kan worden. De diodes in de beide buizen EAF 42 worden hier niet gebruikt en zijn met de katoden verbonden.

C 18, C 16, R 9, R 10 en R 11 vormen het klank-regel- en tegenkoppel-circuit.

Afstemcondensatoren C4-C10 zijn op één as geplaatst; verbindinglijnen worden terwille van de duidelijkheid in de schematekeningen meestal weggelaten.

AAN/UIT-SCHAKELAAR

De schakelaar, waarmee we het toestel aan- en uitschakelen, is in de meeste gevallen gecombineerd met de volumeregelaar. Een gelukkige combinatie is dat niet; het aan- en uitdraaien is routinewerk en gaat zeer snel om niet te zeggen wild en moet zeer vaak plaatsvinden. Nu kan de schakelaar daar goed tegen, maar het uiterst dunne laagje kool in de volumeregelaar heeft daardoor een vroegtijdig einde. Beter zijn de potentiometers gecombineerd met trek-druk schakelaars (Vitrohm) waarbij de as in- en uitgetrokken kan worden om het toestel aan- en uit te schakelen zonder de eigenlijke potentiometer, waarvoor dezelfde knop dient, te verdraaien (fig. 51).

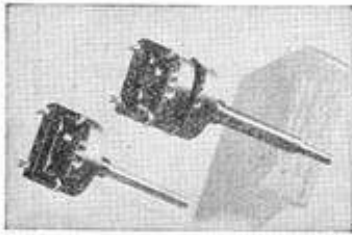


fig. 51

AFSTEMBEREIKEN

Het voornaamste punt waarop dan ons oog valt, is de mogelijkheid om van twee of meer afstembereiken gebruik te maken, b.v. voor de ontvangst van de middengolven en de lange golven, somst vermeerderd met het kortegolf-gebied of de visserijband, waarin ook het telefonieverkeer der amateurzenders valt (80 m band). (De andere amateurbanden mogen slechts worden benut voor morse-verkeer.) Het is gewoonte om dan de spoeltjes voor het m.g. gebied en voor het l.g. gebied in éénzelfde busje onder te brengen, met de daarbij behorende wikkelingen voor antennekoppeling en terugkoppeling. Vaak plaatst men deze spoeltjes met de velden loodrecht op elkaar; een ongebruikte spoel, gekoppeld met een wel gebruikte spoel, heeft nl. soms de ongewenste neiging energie daaruit te absorberen, hetgeen natuurlijk verlies betekent. Het spreekt vanzelf, dat een dergelijk spoelbusje slechts de spoelen mag bevatten die tot één kring behoren; bij een meerkringstoestel krijgen we evenzoveel busjes als er kringen zijn.

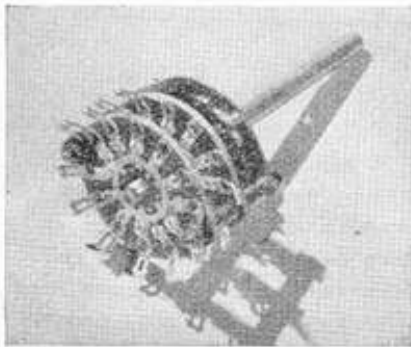


fig. 52

MEERPOLIGE BEREIKEN-OMSCHAKELAAR

Door middel van een meerpolige omschakelaar (fig. 52) kiest men dan de spoelen voor het gewenste gebied; bezit een toestel meerdere trappen, dan moeten die trappen onderling afgeschermd zijn, maar... ook de schakelaars uit de opvolgende kringen mogen elkaar niet zien!

Een dergelijke schakelaar bestaat uit meerdere z.g. secties (fig. 53). Wanneer omgeschakeld moet worden: antennekoppelspoel, roosterspoel 1e kring; koppelspoel 2e kring; roosterspoel 2e kring en terugkoppelspoel, dan zijn er 5 secties nodig. Aan de éne kant van 't scherm, dat natuurlijk geaard moet worden, komen: antennekoppelspoel of antenne-aftakking, roosterspoel 1e kring; de rest aan de andere kant. De as van de schakelaar steekt door het scherm.

Elke sectie bestaat weer uit 1 moedercontact + zoveel contacten als er bereiken zijn. Hebben we dus lange golf, middengolf en kortegolf, dan zijn er 3 contacten (= standen van de schakelaar.)

Wensen we daarnaast met dezelfde spoelomschakelaar b.v. een pickup aan te sluiten, dan geschiedt dat in de 4e stand; er is dan een extra sectie nodig om de ingang van het a.f.

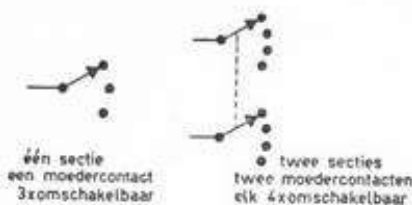


fig. 53

deel van ons toestel in die 4e stand met de pickup te verbinden; bij de overige 3 standen wordt de a.f. versterker op de detector aangesloten en is de pickup dus uitgeschakeld. Het is beslist nodig bij pickup-gebruik de detector uit te schakelen en omgekeerd bij radio-gebruik de pickup; slechts op deze wijze kunnen vervormingen en ongewenste combinatie van radio- en fonomuziek vermeden worden. Denk maar eens na: laten we bij radio-ontvangst de pickup ingeschakeld staan, dan ontvangt óók die pickup a.f.-trillingen; hij werkt dan als een slecht luidsprekertje en geeft daarnaast een extra belasting op het diodecircuit.

Gebruiken we de pickup en kan er radiomuziek doordringen, nu, dan is verdere verklaring overbodig. Doch al is de antenne afgeschakeld en kan er géén radiomuziek doordringen, dan kan een deel van de output van de pickup weer gelijkgericht worden, voornamelijk het hoge register. En ook dat is ongewenst. In fig. 43 is de noodzakelijke omschakeling te zien.

Een punt waarop we nog moeten wijzen is, dat elk golfbereik zijn eigen trimmer bezit, om in alle bereiken gelijkloop mogelijk te maken. We bereiken dit, door over elke spoel een trimmer te schakelen; beide worden dan steeds tegelijk omgeschakeld. Gebruikt men een variabele condensator, waarop reeds trimmers gemonteerd zitten, dan regelen we die af op het kortste bereik; voor elk ander bereik dat we later moeten afregelen staan genoemde reeds ingestelde trimmers dus steeds parallel, omdat ze niet uitgeschakeld kunnen worden. Wij draaien daar dan niet meer aan, doch stellen de voor dat andere bereik extra aanwezige trimmers afzonderlijk in.

PROEFDRAAIEN

Goed, alles staat gemonteerd en wel op 't chassis. Nu moeten we er goed aan denken, dat er maar één manier is om de condensator en de bijbehorende schaal aan elkaar te koppelen. We draaien het boutje, waarmee de aandrijftrommel van de afstemschaal op de condensatoras vastgezet wordt niet aan; eerst duwen we voorzichtig de draaibare platen van de condensator met de hand helemaal in, dus naar binnen. Dan draaien we de afstemknop zó, dat de wijzer op het eind van de op de glasplaat gedrukte schaalverdeling staat (voorbij Budapest dus). Dan pas draaien we het (of de) aanzetboutje(s) vast aan en zijn schaal en condensator op de juiste manier gekoppeld. We zullen verderop zien, hóe we de schaal kloppend maken met de diverse zenders door middel van verstelbare ijzerkerntjes en trimmers. We mogen echter de verbinding tussen schaal en condensator niet meer veranderen; die beiden blijven één geheel vormen!

Begin, wanneer het een toestel met voedingstransformator betreft, met de gelijkrichtbuis er maar weer uit te halen en sluit dan de netspanning aan, nadat nog eens gekeken is of de aansluiting op onze transformator overeenkomt met onze netspanning. Zorg voor een stil plekje als 't toestel voor 't eerst beproefd of afgeregeld moet worden: lichte knettergeluidjes geven vaak een aanwijzing dat er iets niet klopt.

Buizen moeten gaan gloeien, schaalverlichting branden. Steek één hand in uw broekzak en houdt dat tot gewoonte, dan kunt U nooit hoogspanning en chassis tegelijk aanraken (fig. 54). Doe geen domme dingen, zoals b.v. schaalverlichtinglampjes te laten branden op de wikkeling van de gelijkrichtbuis: vroeg of laat is dat vergeten en eerst bij het uit-



fig. 54

wisselen van een defect lampje schiet het weer op gevoelige wijze in ons geheugen.

Wanneer we gewone 6-volts lampjes op de 6.3-volts wikkeling laten branden plegen die schaal lampjes overigens spoedig ter ziele te gaan; neem daar gerust 8-volts lampjes voor, ze gaan tienmaal zo lang mee en branden wat minder fel; ons toestel behoeft toch niet op een kerstboom te lijken.

Goed, 't licht en de buizen „branden“; we draaien de zaak weer uit, halen de steker uit de wandcontactdoos en plaatsen de gelijkrichter in 't toestel.

Steker weer in wandcontactdoos, hand weer in de broekzak, schakelaar aan. Er mag geen abnormale brom uit de luidspreker komen, maar 't mag ook niet volmaakt stil zijn. Houdt de gelijkrichtbuis in 't oog: wordt die erg rood of is 't erg stil, steker dan weer uit 't net! Gebruik ook Uw neus; schroei-luchtjes of de reuk van smeltende was zijn verdacht! Maar pas op, raak niet aan hoogspanningsdraden, soldeerpuukels op de transformator e.d., want nú heeft de gelijkrichter gewerkt en kunnen de condensatoren nog geladen zijn. De tegenwoordige elco's kunnen deze lading heel lang bewaren. Blijkt het, dat we aan de hoogspanning moeten gaan solderen, ontlad ze dan vooraf door een weerstand van b.v. 1000 Ω tussen het hoogspanningcircuit en aarde te houden. Nóóit met een stukje koperdraad ontladen, want dan bestaat er grote kans dat de elco's sneuvelen. Ga dan een meter halen en onderzoek de spanningen; zoek waar géén spanning komt die er wél zijn moet. En begin altijd de meter op 't hoogste bereik te schakelen, b.v. op 500 volt; als U nauwkeurig wilt meten, schakel dan pas later naar een lager bereik, maar begin met 't hoogste; er mochten eens onverwacht hoge spanningen op een bepaald punt staan en dan is de meter overleden.

In 't andere geval: de zaak werkt wél. Een lichte brom komt uit de luidspreker. Houdt die hand toch maar in de broekzak. Sluit de antenne aan op de daarvoor bestemde plaats, dus niet per ongeluk in de aarde-bus. 't Zou de eerste keer niet zijn, maar U hoort beslist niets. Begin 't middengolfgebied in te schakelen; daar is de meeste kans. Eén der beide Hilversumse zenders zal zich stellig ergens laten horen. Is 't die van 298 m probeer dan door het verdraaien van één der beide trimmers wat meer geluid te krijgen. Let voorlopig maar even niet op het kloppen van de schaal. Nu moeten we ons even op de geluidkwaliteit concentreren. Is die bepaald slecht, controleer dan eerst even de negatieve roosterspanning van de eindbuis. Meet voor alle zekerheid de anodestroom van de eindbuis, door de meetstiften van onze mA-meter op de beide primaire aansluitpunten van de uitgangstransformator te houden. We maken dan een geringe meetfout maar kunnen toch een conclusie trekken. Hebben we weer goed geluid, dan gaan we de gelijkloop verzorgen. We noemen dat:

HET AFREGELLEN VAN EEN RECHTUITONTVANGER

Bij het afregelen van ontvangers is in principe een meetzender nodig (blz. 8—5, fig. 7), maar zónder dat gaat 't ook wel bij dergelijke rechtuitontvangers.

We krijgen nu 2 punten te combineren, nl. grootste geluidsterkte, dus gelijkloop van de 2-voudige condensator op alle zenders én: het kloppen van de schaal met die zenders.

We hebben gezien dat het verloop van de capaciteitstoename van een condensator volgens verschillende richtlijnen door

de fabrikant bezien kan zijn: voor het kloppen van de schaal-aanwijzingen met de werkelijkheid is het absoluut noodzakelijk dat de fabrikant van de schaal van hetzelfde principe is uitgegaan en dat niet alleen, maar dat ook de spoelen een voor die condensatoren passende zelfinductie bezitten.

In Frankrijk zijn afzonderlijke fabrieken, die respectievelijk schalen, spoelen en variabele condensatoren vervaardigen; men heeft daarbij een prijzenswaardige onderlinge afspraak omtrent de standarisatie en alle spoelen, condensatoren, schalen e.d. zijn zonder kans op een débâcle door elkaar te gebruiken.

Maar... deze standaard klopt weer niet met de onze, de Engelse of de Duitse.

In feite komt het verhaal hierop neer: koop alles van éénzelfde fabrikant.

Voor de montage is het kopen van een geboord chassis het minst pijnlijk, vooral wanneer we dit kunnen betrekken van de fabrikant die óók de schaal en andere onderdelen levert. Nu draaien we eens verder om te zien of Brussel op 484 m zich laat horen, tenminste als 't avond is! Zit dat allemaal goed, breng dan de schaal in orde door onder in 't bereik orde op zaken te stellen: zet de wijzer op de Hilversumzender van 298 m.

Horen we de zender dan niet meer, geen bezwaar, we verdraaien de beide trimcondensatoren totdat Hilversum goed te horen is; draai dan lager op een station dat te identificeren is in de buurt van 250 m en kijk of de schaal klopt. Meestal is dit niet zo: onze 298 m zender geeft een te brede afstemming om de schaal daarop kloppend te maken. We vinden nu wel een der sterkere Engelse omroepzenders; klopt de schaal nu niet, verdraai de condensator dan totdat de wijzer op de naam van de zender staat. Meestal is die zender dan veel zwakker geworden; verdraai dan de trimmers net zo lang totdat de geluidsterkte maximaal is.

Blijkt dat het betrokken station helemaal niet meer te horen is wanneer de wijzer op zijn plaats staat, zet de wijzer dan wat terug en „versleep” de zaak door telkens om de beurt de trimmers bij te regelen en de wijzer een weinig naar de goede richting te draaien. We houden op die manier de zender even vast zonder hem te „verliezen”.

Kijk dan eens of Brussel (Frans) 484 m op zijn plaats zit. Is dit niet zo, dan zijn de ijzerkerntjes in de spoelen blijkbaar per ongeluk of uit behoefte om „ergens” aan te draaien, ontregeld, terwijl ze in de fabriek zo keurig afgeregeld waren op de juiste zelfinductie! Laat de wijzer op de schaal op Brussel staan en draai dan voorzichtig met een schroevendraaier van isolatiemateriaal aan de middengolf-kerntjes; lees eerst op het foldertje dat bij de spoelen gepakt was, welke de middengolfspoel is. Verdraai eerst de kern van de 2e kring, dan pas die van de antennekring. Zit Brussel ver naast zijn plaats op de schaal, ga dan weer „slepen”; verdraai de schaal telkens een klein beetje naar de juiste plaats en „haal hem in” door de ijzerkerntjes te verdraaien: naar rechts als we boven zijn goede plaats op de schaal zitten en naar links als we eronder zitten.

Denk maar even na: „erboven” betekent: de condensator staat te ver in, zelfinductie dus te klein.

Dus: kern inschroeven = zelfinductie vergroten.
Na dit manipuleren met de ijzerkerntjes dienen we beneden

Waarom regelen we nu bij geheel uitgedraaide stand van de afstem-C's de kringen af met de trimmers en bij geheel ingedraaide stand met de spoelkerntjes?

Wel, omdat in 't eerste geval een kleine verandering van de relatief grote zelfinductiewaarde slechts geringe invloed op het L—C-product uitoefent; in het laatstgenoemde geval echter heeft een kleine verandering van de capaciteitswaarde geringe invloed op het L—C-product.

Bij het afregelen is dit duidelijk merkbaar; met behulp van de formule van Thomson is het bewijs gemakkelijk te leveren.

in 't bereik, dus bij ca. 250 m, de trimmerstand weer kloppend met de schaal te maken; is dit in orde, dan blijkt de zaak boven (bij Brussel Frans) niet meer te kloppen! We moeten deze bewerkingen dan ook enige malen herhalen; 't verschil wordt dan steeds kleiner en verdwijnt tenslotte geheel. Denk er tenslotte om dat we n o o i t de schaal t.o.v. de draaibare condensator verstellen!

Wij zullen bij deze „afregelarij" wel ontdekken, dat de afstemming van de antennekring veel minder scherp is dan van de daarna volgende kring(en). Het afregelen van het l a n g e g o l f g e b i e d verloopt volgens precies dezelfde richtlijnen als aangegeven voor 't middengolfgebied. Het lijkt echter wel of de selectiviteit hier geringer is. In feite is dit niet zo; er kunnen echter in het langegolfgebied van 300—150 kHz véél minder zenders worden ondergebracht en dus bestrijken deze zenders individueel méér ruimte op de schaal.

Het kortegolfgebied in omroepontvangers omvat als regel het gebied van 13—55 m (2,3 MHz = 2300 kHz tot 5,4 MHz = 5400 kHz).

De afregeling van dit bereik kan in den regel door het zonder meer bijstellen van de trimmers geschieden; poederijzerkern-tjes voor het bijregelen van de zelfinductie treft men hier zelden aan. In sommige gevallen zijn er reeds trimmers op de variabele afstemcondensator gemonteerd. Deze dienen dan voor 't afregelen van 't kortegolfbereik. Dit bereik dient dan te worden afgeregeld vóór het lange- of middengolfbereik; bij het afregelen van beide laatste bereiken mogen de opgebouwde trimmers op de afstemcondensator niet meer verdraaid worden. Want in feite blijven deze kortegolftrimmers dan steeds parallel staan met de trimmers van één der beide andere ingeschakelde bereiken.

BANDSPREIDING

Het afstemmen van kortegolfstations gaat bij de normale omroepontvanger, waarin een variabele condensator van 2×470 pF is aangebracht, niet zo elegant: de sterkte en selectiviteit zijn wel voldoende, maar de zenders liggen zéér dicht bij elkaar en op de schaal kunnen de namen niet vermeld worden als gevolg van plaatsgebrek en opeenhoping. Feitelijk mag een condensator voor kortegolfafstemming niet groter dan 100 pF zijn. Een goede fijnregelknop, die een vertraging geeft van b.v. 1 : 50, maakt weliswaar nauwkeurige afstemming mogelijk bij gebruik van een afstemcondensator van ca. 500 pF, die toch in onze ontvanger aanwezig is voor de andere bereiken, maar de identificatie blijft toch moeilijk. Om deze te vergemakkelijken, passen we daarom bandspreiding toe, waardoor het mogelijk wordt een bepaald deel van het bereik als het ware „uit te rekken". Bij de omroepontvangers doen we dat vaak voor de 13, 16, 19, 25, 31, 41 en 48 m band; radiozendateurs zijn weer meer geïnteresseerd in de 10, 20, 40 en 80 m banden. Elke band krijgt dan natuurlijk een eigen schaal.

In principe kunnen we bandspreiding toepassen door hetzij de zelfinductie een zeer kleine variatie te geven, hetzij door de variabele condensator slechts een weinig te variëren.

Een kleine spoelvariatie brengen wij b.v. tot stand door in serie met de hoofdspoel een seriespoeltje van geringe zelfinductie op te nemen en daarvan b.v. met een verschuifbaar ijzerkerntje de zelfinductie te variëren (fig. 55).

We kunnen het mechanisme, waarmee we de verschuiving tot stand brengen, met een afzonderlijke afstemschaal koppelen en op die manier de stations identificeren. Een soort permeabiliteitsafstemming dus (fig. 55).

Met de omschakelbare vaste condensatoren brengen we vóór af de kring in de gewenste band (fig. 56).

De andere methode vereist het parallelschakelen van een zeer klein condensatortje aan de hoofdafstemcondensator (fig. 57); ook dit kleine condensatortje, dat dus op een trimmer lijkt in zijn werking maar op een afstem-C in zijn constructie, koppelen we aan een schaal. Met de hoofdafstemcondensator of beter nog met omschakelbare spoeltjes en een vaste parallel C (fig. 58) (om een gunstige L—C-verhouding te krijgen) brengen we de kring ruw in de gewenste band; de neven-C verschaft ons dan de spreiding.

Beide methoden als bovenbeschreven laten zich natuurlijk ook in 2- of meerkringers toepassen: door genoemde afstemorganen mechanisch te koppelen, blijft ook voor de bandspreiding éénknopsafstemming gehandhaafd. Het spreekt vanzelf, dat bij meerkringers elke vaste C óók van een trimmertje voorzien moet zijn om de gewenste gelijkheid der kringen te verkrijgen!

BOUWONTWERP RECHTUITONTVANGER

Teneinde een indruk te geven van een moderne tweekringer volgt hier nog de beschrijving van de DUOMAX ontvanger, die in het novembernummer 1953 van Radio Bulletin werd besproken als een nieuwe telg van het MK-gezin. Het schema bespreken we reeds in deze les (zie fig. 50); we zullen ons nu verder bepalen tot het vermelden van enige constructieve details; de bijgevoegde foto's spreken overigens voor zichzelf. Als chassis kan hier hetzelfde chassis worden gebruikt als voor de Novalette en Triolet, recente supers van dezelfde herkomst; ook dezelfde schaal blijkt hier bruikbaar, terwijl het Rialto-kastje als eventueel onderdak werd genoemd.

De schakeling bevat evenwel enige kleine bijzonderheden. Wanneer we, zoals hier het geval is, de steilheid van een buis regelen door middel van een regelspanning op het rooster, dan heeft dat als onaangenaam bijverschijnsel, dat de capaciteit tussen rooster en kathode zich wijzigt, hetgeen er op neer komt, dat de afstemming van de L—C-kring verandert. Nu kunnen we, door een tegenkoppeling toe te passen op de r.f. versterkerbuis dit bezwaar grotendeels ontkomen, zodat de goede gelijkloop der kringen behouden blijft.

De vorm waarin deze r.f. tegenkoppeling wordt toegepast, is het niet-ontkoppelen van het vaste gedeelte van de kathodeweerstand, namelijk R_1 . Hierover bevindt zich dus géén condensator.

Overigens gaat dit grapje slechts op, wanneer de afstemspoelen van zeer goede kwaliteit zijn. De opslinging moet dus hoog zijn en men zegt dan: de spoel heeft een hoge Q; bij de Mu-core spoelen is dit inderdaad het geval.

Verder is het r.f. filter ($C_{14}-L_2-C_{15}$) in de anodekring van de detector ietwat ongewoon geschakeld.

De eerste condensator is nl. alleen werkzaam voor LG, waardoor een soepeler regeling van de terugkoppeling voor beide bereiken wordt verkregen. De tweede condensator is zo dicht mogelijk bij de eindbuis aangebracht, nl. parallel aan de roosterweerstand R_{13} . De eindtrap is tegengekoppeld via $C_{18}-R_{10}-R_9$ en wel frequentie-afhankelijk; door de aanwezig-

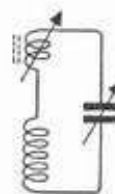


fig. 55

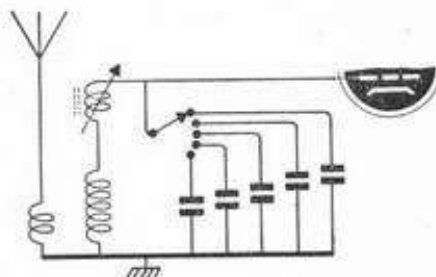


fig. 56



fig. 57

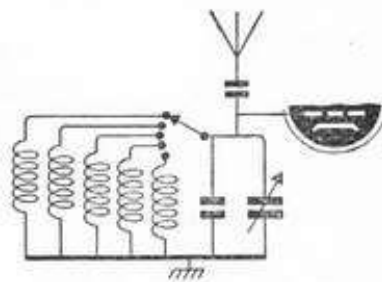
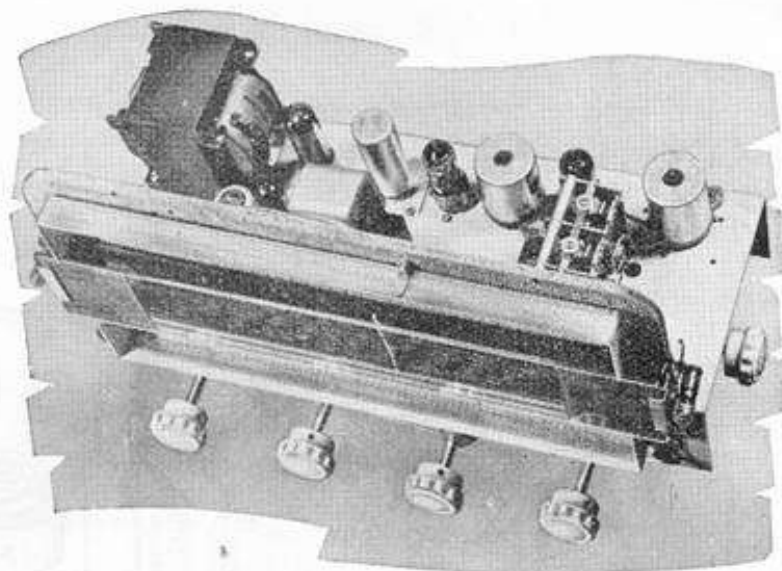


fig. 58



heid van C_{13} worden de lage tonen geaccentueerd, terwijl de klankregelaar R_{11} in combinatie met C_{16} de weergave van de hoge tonen meer of minder verzwakt.

Voor r.f.- en detectorbuis werd het type EAF42 gekozen omdat dit algemeen verkrijgbaar is. Aangezien de dioden niet worden benut kan men natuurlijk evengoed het type EF41 toepassen zonder dat er iets aan de schakeling behoeft te worden veranderd.

DE BOUW

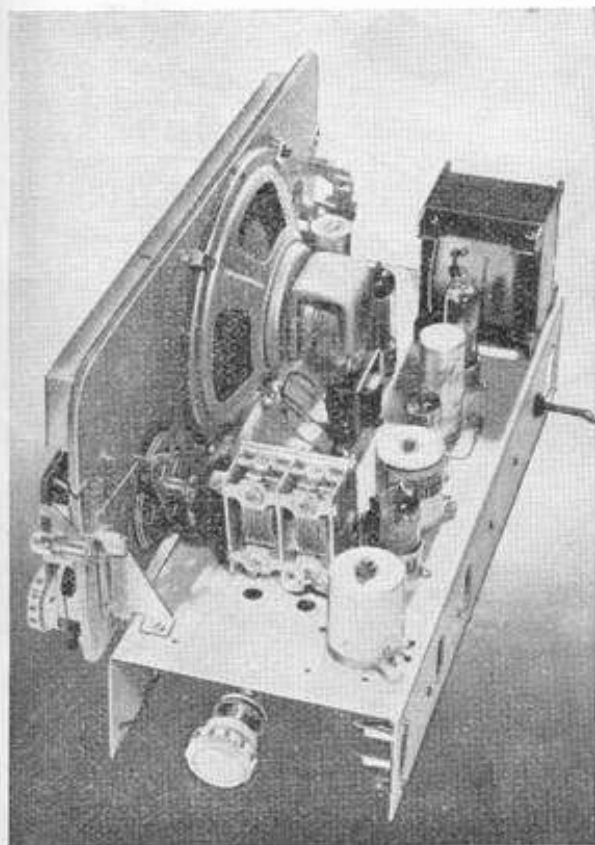
Uit bijgaande tekeningen blijkt duidelijk, hoe de verschillende onderdelen op het in de handel verkrijgbare chassis (Novocon type CH 53) moeten worden opgesteld. Men behoeft slechts enkele gaatjes bij te boren.

De golfschakelaar wordt op het bij het chassis behorende afschermschotje gemonteerd en wel zo, dat dit zich midden tussen de schakelaarplaatjes bevindt. De schakelaar moet dus gedeeltelijk worden gedemonteerd en de afstandbussen tussen de secties moeten worden doorgezaagd. In de bouwtekening is dit schermpje duidelijkheidshalve weggelaten; het moet worden bevestigd naast de r.f. buishouder en dicht bij de bevestigingsbout van de afstemcondensator. Let er echter op, dat het gat — bestemd voor de leiding naar 't aardcontact van deze condensator — niet wordt bedekt. Monteer de buishouders zodanig, dat hun contacten in de juiste positie komen te liggen, zoals in de bouwtekening is aangegeven. Let er op, dat de spoelbussen goed contact maken met chassis, vergeet niet de hiervoor bestemde klemmen te monteren.

Houdt de bedrading van de spoelen naar schakelaar en afstemcondensator zo kort mogelijk, maar let er op, dat de leidingen van laatstgenoemde naar de spoelcontacten no. 5 nergens met het chassis in aanraking kunnen komen, ook al zijn zij met isolatiekous overtrokken, want dit kan de kringverliezen aanmerkelijk vergroten met als gevolg: verminderde selectiviteit en gevoeligheid.

AFREGELING

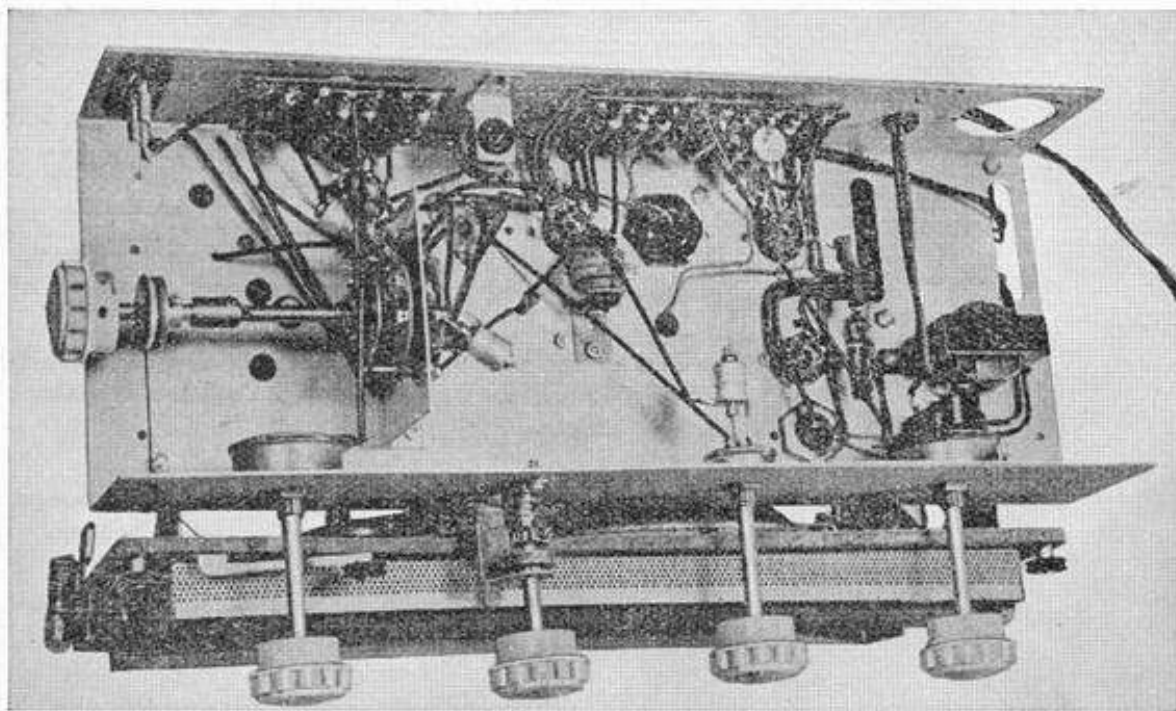
Ofschoon de afstemschaal (met glasplaat no. 4040) feitelijk is geijkt voor superhet-spoelen, blijkt toch nog 'n heel behoorlijke aanwijzing mogelijk voor deze rechtuit-ontvanger, het-



geen voor een groot deel is te danken aan de regelbare zelf-inductie van de 901 en 931 spoelen. Indien men de trimmers C_{4a} en C_{10a} afregelt op Brussel IV (1511 kHz) in het MG-bereik en de kernen boven in de spoelen instelt voor Brussel I (620 kHz), dan wordt een redelijk kloppende schaal-aanwijzing verkregen waarbij geen der stations „naast zijn blokje” komt. Als het MG-bereik geheel naar wens is afgeregeld wordt het LG-bereik onderhanden genomen. De trimmers C_3 en C_9 worden afgeregeld op Kalundborg (245 kHz) en de kernen aan de onderzijde van de spoelen op Allouis (164 kHz).

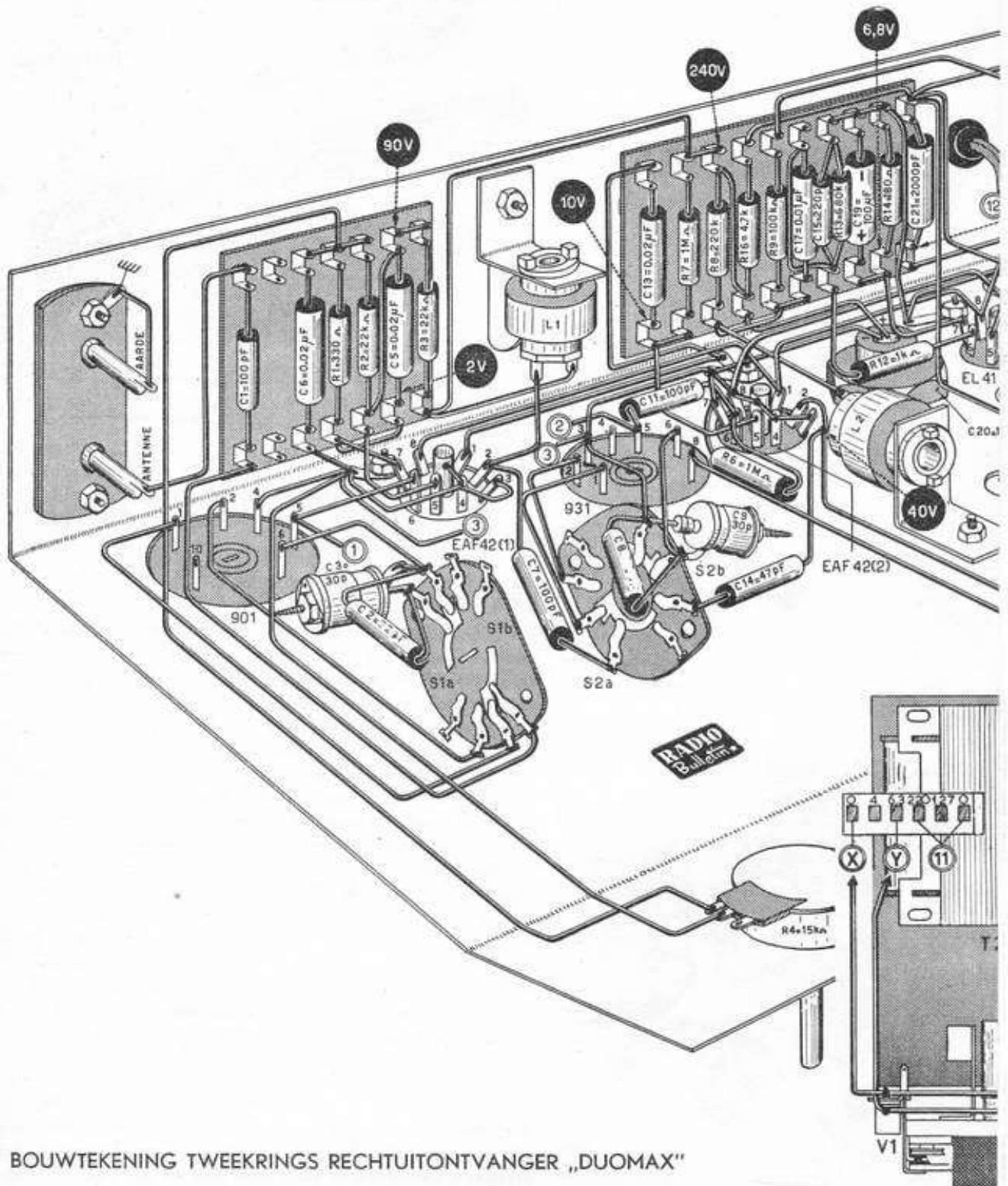
PRESTATIES

Gevoeligheid en selectiviteit van de „Duomax” zijn uiteraard minder dan van een complete superheterodyne ontvanger, maar toch nog zeer bevredigend voor ontvangst van een aantal niet te zwakke zenders. Het grote voordeel in vergelijking met een super is echter de goede weergave-kwaliteit, geringe vervorming en een behoorlijke weergave van hoge tonen dank zij de grote bandbreedte en het ontbreken van z.g. fluittonen. Op deze fluittonen komen wij later terug. In het centrum van het land kunnen Hilversum I en II echter wel eens hun naburen storen en in dergelijke gevallen zal men zijn toevlucht moeten nemen tot een op deze sterke zenders afgestemd filter, tussen antenne en toestel te schakelen; in de volgende les worden dergelijke filters besproken. De beste resultaten worden verkregen met een goede buiten-antenne, zo hoog mogelijk en vrij van daken, bomen, enz., opgesteld. Kan men over zo'n antenne beschikken, dan zal de koppelcondensator C_1 een kleinere waarde moeten hebben dan in de schemasleutel is aangegeven. In het algemeen verdient het trouwens aanbeveling, om voor elke antenne de gunstige waarde voor deze condensator experimenteel vast te stellen; zo verkrijgt men het beste compromis tussen gevoeligheid en selectiviteit.



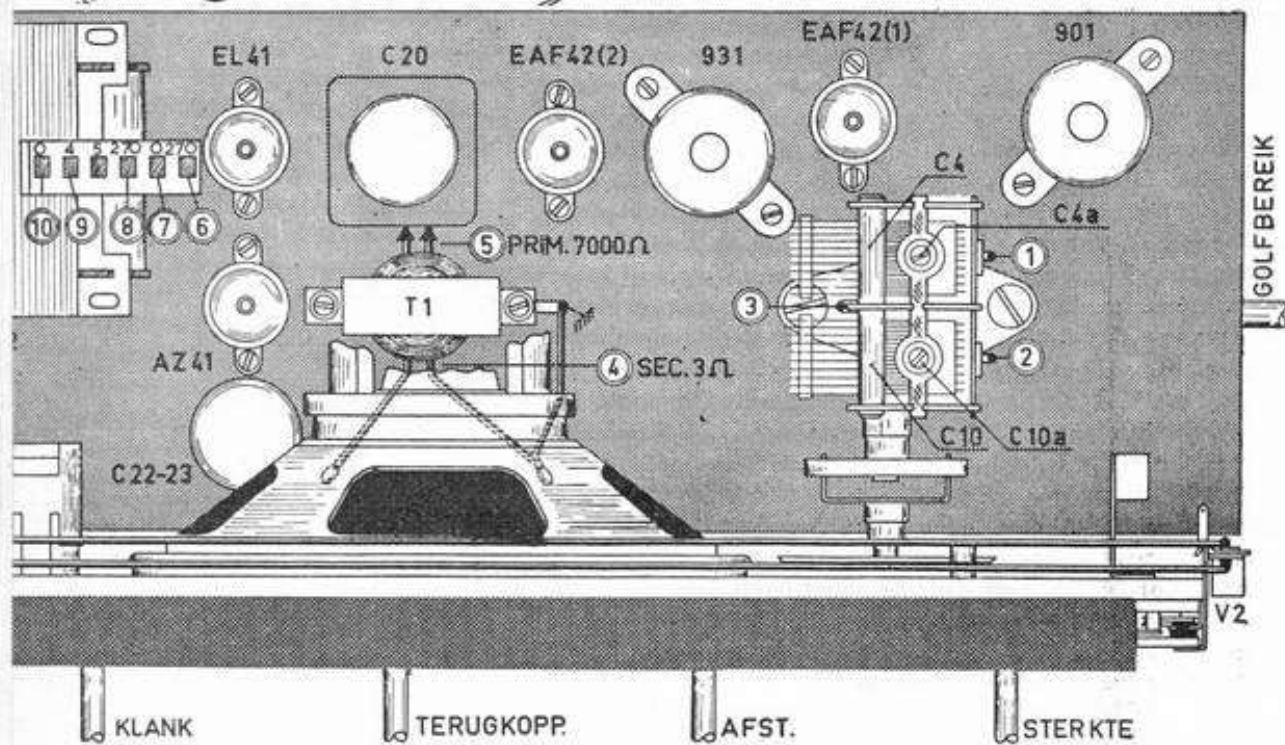
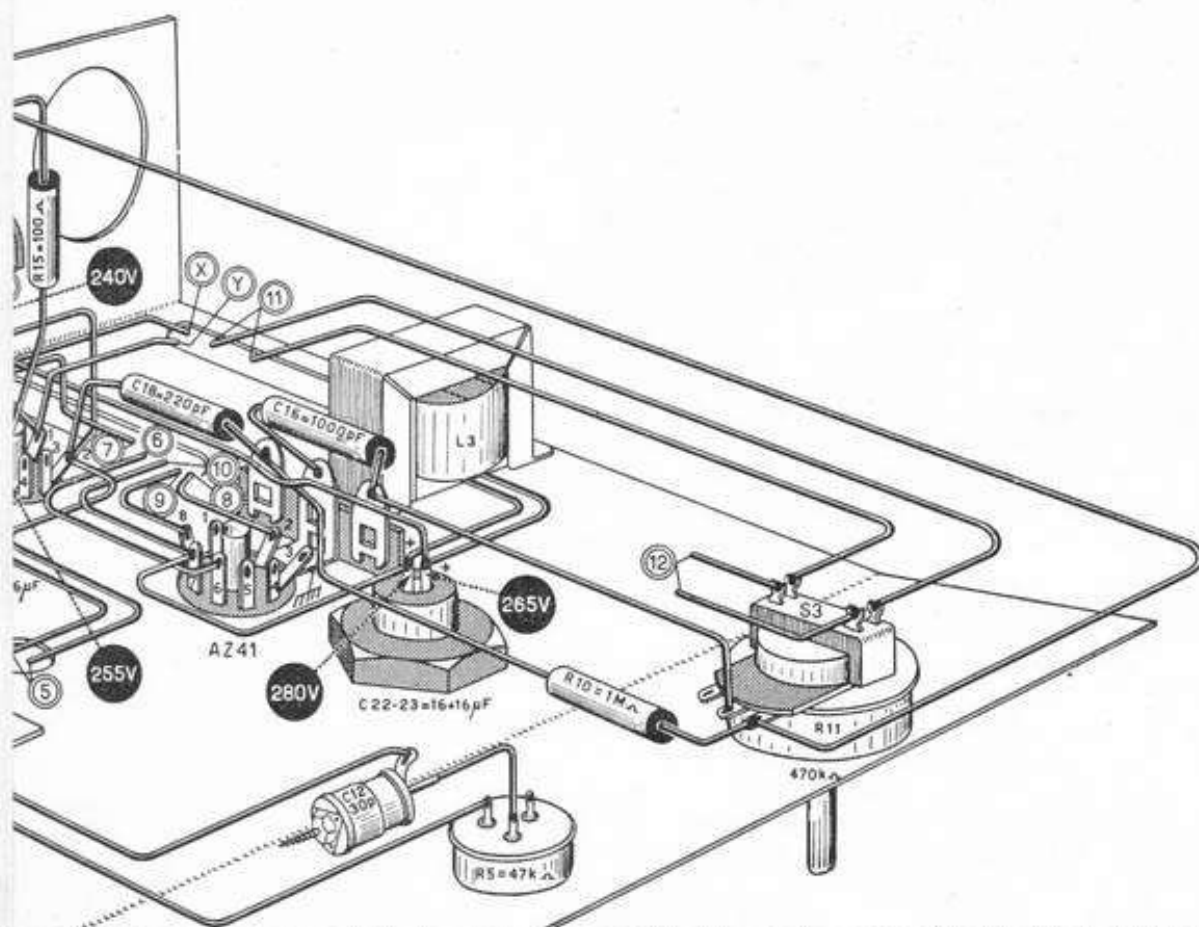
VRAGEN BIJ DE NEGENDE LES

1. Teken het schema van een hoogfrequent versterkerbuis met daarachter een sperkring-schakeling.
2. Is het ons bij het gebruik van een resonantie-transformator ná de r.f. versterkingsbuis er om te doen maximum versterking te verkrijgen of gelden hier andere overwegingen? Teken het schema.
3. Vertel eens aan welke eisen een r.f. smoorspoel moet voldoen.
4. Vertel waarom een pentode de voorkeur heeft boven een triode in r.f. schakelingen (3 punten).
5. Verklaar het verschil tussen een magnetische afscherming en een statische afscherming.
6. Vertel hoe we gelijkloop verkrijgen in een 2-krings ontvanger a) bij nagenoeg uitgedraaide condensator en b) bij nagenoeg ingedraaide condensator.
7. Vertel eens waarom gelijkloop tussen de eerste L—C-kring en de volgende L—C-kringen van een rechttuit-ontvanger nooit volkomen kan zijn.
8. Vertel waarom des avonds en des nachts verafgelegen zenders beter doorkomen dan overdag.
9. Vertel wat kruismodulatie is.
10. Geef aan waarom we bandspreiding toepassen; teken twee mogelijkheden.
11. Welk verschijnsel treedt op, wanneer we van een buis zowel de roosterkring als de anodekring precies op éézelfde frequentie afstemmen?
12. Hoe kunnen we bereiken, dat de variabele condensator op de juiste manier met de afstemschaal gekoppeld is?
13. Vertel in het kort op welke plaats in een rechttuit-ontvanger wij het best de sterkte kunnen regelen en waarom wij dat doen.
14. Vertel waarom we bij een 2-krings rechttuit-ontvanger niets aan automatische sterkteregeling zullen hebben.
15. Mogen we een pickup permanent ingeschakeld laten staan, ook als we hem niet gebruiken?



BOUWTEKENING TWEEDIENSTREK RECHTUITONTVANGER „DUOMAX“

Aan het onderste contact van de schakelaar sectie S_{1b} — waaraan ook C_2 en C_3 zijn verbonden — komt nog een verbinding naar het aardpunt, bij de buishouder van de EAF42 (1). C_2 en C_3 zijn keramische condensatoren ieder van 22 pF.



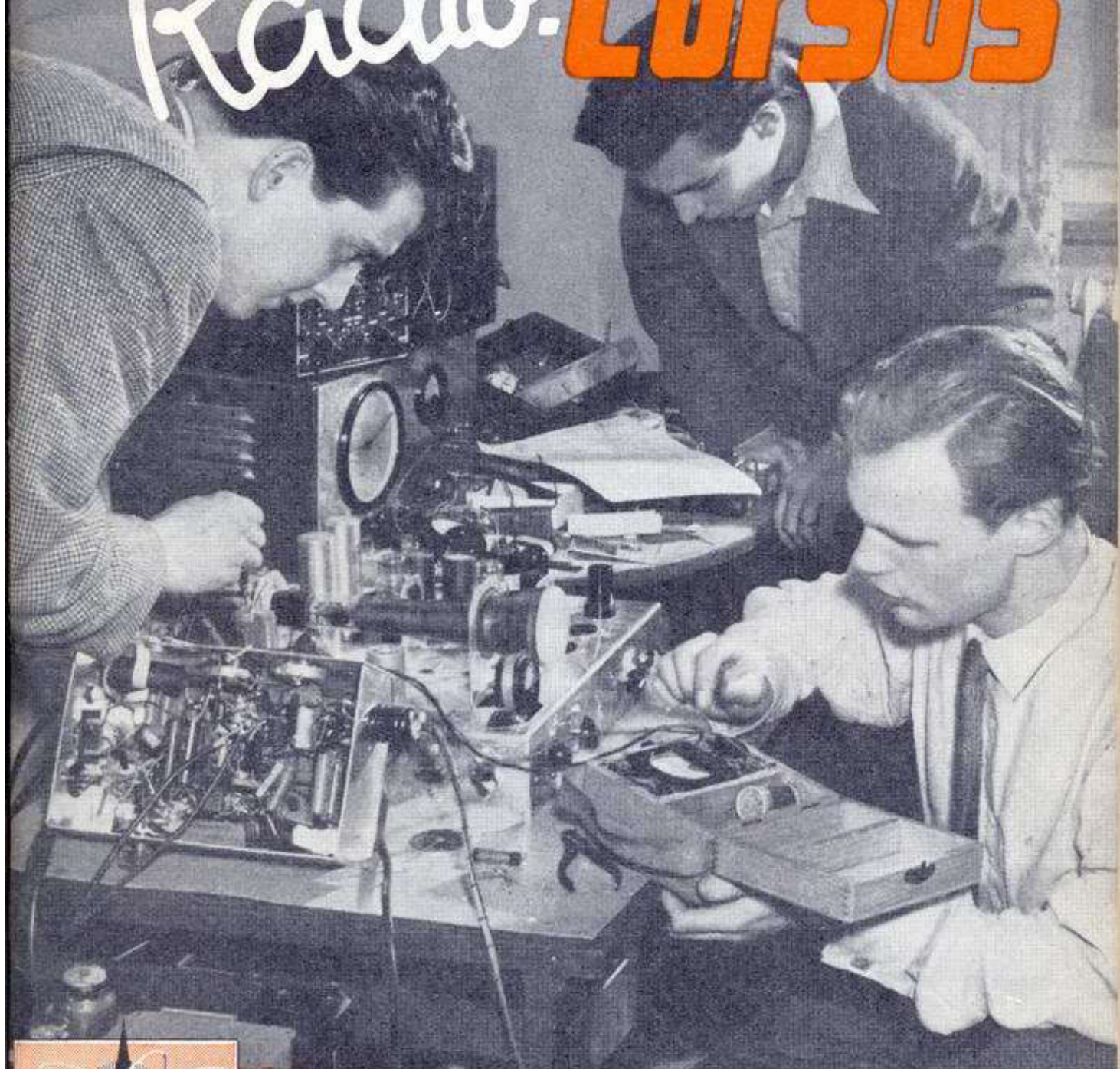




dr. Blan

10

Radio-CURSUS



vormingscentrum voor radio en electronica

INHOUDSOPGAVE

Principe van de superheterodyne	3
Mengbuizen en schakelingen	8
Conversiesteilheid	10
Mengbuizen	11
Eenknopsafstemming	13
Gelijkloop	17
MF versterker	20
MF bandfilter	20
Diode en ASR	22
Tijdconstante van R-C-filter	23
Uitgestelde ASR	25
Bouwbeschrijving van een GW- of U-Super	29
Veiligheidsmaatregelen	30
Het schema	31
Constructietips	34
Inbedrijfstelling	36
Prestaties	36
U-buizen met seriecondensator op 220 V	36
Grafiek voor het berekenen van oscillatorkringen	39
Vraagstukken bij de 10e les	43

COPYRIGHT DE MUIDERKRING - BUSSUM - NEDERLAND
NADRUk, OOk GEDEELTELIJK, IS VERBODEN

PRINCIPE DER SUPERHETERODYNE

10e LES

Nadat we in de 9e les de z.g. rechthoekontvanger hebben besproken, zullen we in deze les de Superheterodyne-ontvanger onder het mes nemen en het principe der golfengetransformatie, waarop deze ontvanger berust, verklaren.

Eerst willen we echter de bezwaren van de tot nu toe behandelde ontvangstmethode (de z.g. recht-uit ontvanger eens ontleden: we ontvangen een r.f. wisselspanning van een bepaalde frequentie. Om voldoende spanning op de detector te verkrijgen is een bepaalde r.f. versterking noodzakelijk; 2 trappen zijn in 't algemeen ruim voldoende.

Om echter voldoende selectiviteit met behoud van de benodigde bandbreedte te verkrijgen, dienen speciale maatregelen genomen te worden. O.m. werden hiervoor de z.g. bandfilters ontwikkeld. Hierbij worden in elke versterkertrap 2 vrijwel gelijke L-C-kringen op een zeer bepaalde manier met elkaar gekoppeld; hebben wij een totaal van $1 \times$ r.f. versterking, dan betekent dit tevens 4 variabele afstemcondensatoren (op één as gekoppeld). Maar dan komen andere moeilijkheden: voor één bepaalde condensatorstand is inderdaad een „doorlaatkromme” te berekenen, die de „ideale” kromme van fig. 10 uit les 8-7 benadert; om echter over het gehele afstembereik van b.v. 200-500 m die kromme te behouden, dat is een vrijwel onmogelijke opgave; voor de kortere golven in een bepaald bereik zal de kromme toch weer te „breed” worden, voor de langere weer te smal; het zijn immers de spoelen en condensatoren die de koppeling tot stand moeten brengen, doch daartegenover zelf zó frequentie-afhankelijk zijn, d.w.z. voor elke andere frequentie een andere wisselstroomweerstand bezitten. Bovendien is het rendement van dergelijke bandfilters vrij gering: per bandfilter komt er slechts circa de helft van de spanning uit, die we anders uit een sperkring zouden kunnen verkrijgen. Een nadere bespreking van bandfilters vinden we verderop in deze les; in fig. 1 geven we een mogelijkheid.

Een ander bezwaar vormt, zoals we zagen, het feit dat de hogere frequenties in een bepaald afstembereik steeds met grotere sterkte ontvangen worden dan de lagere frequenties als gevolg van het verhogen van de blokkeringsweerstand van een kring, naarmate C kleiner wordt (= frequentie hoger wordt). En tenslotte blijft de koppeling met de antenne een uiterst zwak punt in de gelijkloop van de kringen en daardoor wordt de bandfilterwerking twijfelachtig.

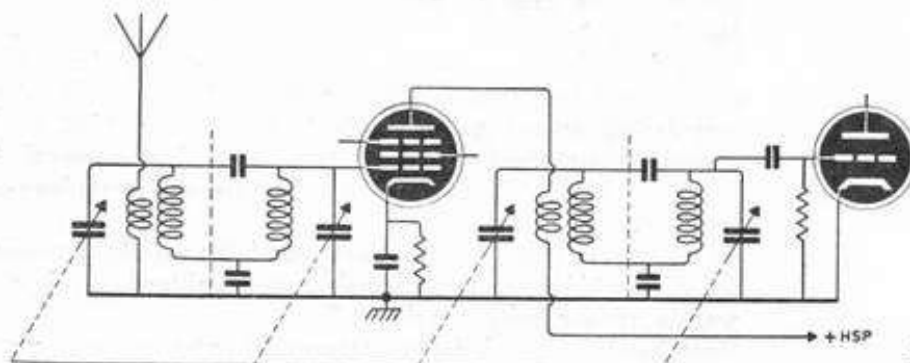


fig. 1

Hierbij komt nog een constructief bezwaar: een 4-voudige variabele condensator is heus niet gemakkelijk te construeren en is, hoe dan ook, een veel plaats vergend onderdeel.

Tot zover de bezwaren van de recht-uit ontvanger, die op verschillende frequenties afgestemd moet kunnen worden; veel van deze bezwaren vallen volledig weg, wanneer de ontvanger slechts voor één frequentie bestemd zou zijn, vooral wanneer deze frequentie betrekkelijk laag zou zijn, zo in de buurt van 100 kHz. Want op deze frequentie is een veel stabielere en dus grotere versterking mogelijk; de blokkeringsweerstand van kringen op deze frequenties zijn véél hoger, dan op hogere frequenties; een eenvoudige becijfering toont dit aan.

De Q van de kringen, de opslinging kan hoger zijn, vooropgesteld dat deze verliesvrij zijn en bovendien zijn de optredende hoogfrequent-verliezen bij dergelijke lage frequenties belangrijk lager dan bij de frequenties, gebruikt in het omroepgebied.

Het mooiste zou het zijn, wanneer we alle te ontvangen signalen van onverschillig welke frequenties zouden kunnen herleiden tot één lagere frequentie.

Inderdaad bestaat een dergelijke ontvangstmogelijkheid, die we de „golflengte transformatie” noemen; de versterker, waarin we de „getransformeerde golflengte” in versterken, noemen we de middelfrequent-versterker.

In een blokschema zien we deze situatie: ingangskring, transformatiekring (we leren daarvoor straks een andere naam), m.f. kringen, daarna gewoon: detector en a.f. versterker zoals bij recht-uit ontvangers (fig. 2).



fig. 2

We herhalen hier nog even de voordelen: in de m.f. trappen hebben we dus volstrekt niet meer met variabele condensatoren te maken, hetgeen plaatsruimte spaart en daarnaast het construeren van behoorlijke bandfilters mogelijk maakt: ze behoeven slechts op één frequentie te werken en kunnen dus de „ideale kromme” benaderen. Verder kan zo'n kring door grote L en kleine C toe te passen een behoorlijke blokkeringsweerstand bezitten. Bovendien kan de versterking „stabielere” zijn dan op hogere frequenties, d.w.z. de schakeling levert minder gevaar van ongewenste terugkoppeling op; bij hogere frequenties is dit inderdaad een zeer moeilijk punt en bij meertraps h.f. versterking is het voor de leek praktisch ondoenlijk de zaak uit genereren te houden.

Het is de Amerikaan Armstrong, die dit ontvangst-principe in 1916 heeft uitgevonden en, zoals het met vele dezer vindingen gaat, heeft het een tijdlang geduurd eer men de juiste waardering ervoor gevonden had: eerst tegen 1930 werd de schakeling populair, vooral nadat eerst de z.g. mengbuis was ontwikkeld uit de toen reeds bekende pentoden en tetroden.

En hoe verkrijgen we nu deze middelfrequentie, wanneer we door middel van een normale antenne-afstemkring de gewenste zender hebben gekozen?

Door het h.f. signaal dat we wensen te ontvangen, te „men-

gen" met een hulpsignaal, dat we zelf in onze ontvanger moeten opwekken. En hoe gaat dat mengen dan?

Heel eenvoudig; we hebben de methode zelfs al besproken toen we het over de modulatie van zenders hadden in les 7. We herinneren ons nog wel, dat we twee wisselspanningen met de frequenties f_1 en f_2 kunnen „mengen“; het „mengproduct“ dat dan ontstaat bevat om te beginnen de beide frequenties, waarvan we uitgaan, dus f_1 en f_2 . En dan treffen we nog aan $f_1 + f_2$ en $f_1 - f_2$ (of $f_2 - f_1$ als f_2 groter dan f_1). Feitelijk komen er nog véél meer mengproducten voor de dag; de wiskundige Fourier heeft reeds lang voordat men over radio ook maar peinsde reeds de methode ontwikkeld om te berekenen, welke mogelijkheden te verwachten zijn. Doch de amplituden van deze andere mogelijkheden zijn echter klein. We laten ze dus buiten beschouwing.

In de zenderles (blz. 7-18) ging het om het „mengen“ van een laag-frequent signaal en een hoog-frequente wisselspanning; in deze schakelingen gaat het om het mengen van twee bepaalde r.f. wisselspanningen en van de „producten“ interesseert ons slechts de frequentie: $f_1 - f_2$ of $f_1 + f_2$, die we de middelfrequentie noemden: we zullen deze verder met m.f. aanduiden.

Om dus weer even naar ons getallenvoorbeeld te grijpen: als de te ontvangen zender een frequentie f_1 van 1000 kHz bezit en de middelfrequentie m.f. = 100 kHz, dan ziet dit er in formule als volgt uit:

$$f_1 - f_2 = \text{m.f.}, \text{ of:} \\ 1000 \text{ kHz} - f_2 = 100 \text{ kHz}; f_2 \text{ is dus } 900 \text{ kHz.}$$

En die f_2 is de frequentie van de hulptrilling die we zelf in onze ontvanger moeten opwekken.

Maar we zouden ook het volgende kunnen vinden:

$$f_2 - f_1 = \text{m.f.}, \text{ of:} \\ f_2 - 1000 \text{ kHz} = 100 \text{ kHz en dan is:} \\ f_2 = 100 \text{ kHz} + 1000 \text{ kHz} = 1100 \text{ kHz!}$$

Het gaat er maar om te onthouden: de middelfrequentie is steeds gelijk aan de som of aan het verschil van twee „gemengde“ frequenties.

Wanneer we dus een trilling met een frequentie van 1000 kHz willen ontvangen en onze middelfrequentieversterker is afge-regeld op 100 kHz, dan moeten we op de één of andere manier zelf in ons toestel een wisselspanning opwekken. De frequentie hiervan mag, zoals we zagen, één der beide volgende waarden bezitten, n.l.:

$$f_2 = 900 \text{ kHz} (= 1000 - 100), \text{ of:} \\ f_2 = 1100 \text{ kHz} (= 1000 + 100).$$

En wanneer we, om een ander voorbeeld te nemen, ditmaal in het langegolfg gebied een zender kiezen, die op $f_1 = 150$ kHz uitzendt (2000 m), dan kan bij gebruik van diezelfde middelfrequentie m.f. = 100 kHz de frequentie f_2 van de hulptrilling als volgt berekend worden:

$$f_1 - f_2 = 100 \text{ of ingevuld: } 150 - f_2 = 100 \\ f_2 \text{ is dus: } 150 - 100 = 50 \text{ kHz.}$$

En de andere mogelijkheid is dan:

$$f_2 - f_1 = 100, \text{ of ingevuld: } f_2 - 150 = 100. \\ f_2 \text{ is nu } 100 + 150 = 250 \text{ kHz!}$$

Ons blokschema tekenen we nu nog eens, maar nu aangevuld met de noodzakelijk gebleken mengbuis en hulposcillator

welke laatste in feite niets anders behoeft te zijn dan een teruggekoppelde triode met een L-C-kring. De ingangskring bevat dus een L-C-kring afgestemd op de gewenste frequentie (fig. 3).

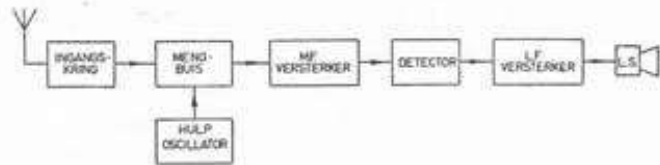


fig. 3

We zullen nu deze aangelegenheid eens van achteren af bezien, dus vanuit de m.f. versterker *).

Indien deze afgestemd is op een frequentie van m.f. = 100 kHz en onze oscillator werkt op een frequentie van $f_{osc1} = 900$ kHz, dan zullen we in ieder geval een zender ontvangen die werkt op een frequentie van 1000 kHz, want $f_{sign1} - f_{osc1} = \text{m.f.}$, of ingevuld: $1000 - 900 = 100$ kHz.

Maar uitgaande van die m.f. = 100 kHz en $f_{osc1} = 900$ kHz, blijkt er nog een andere mogelijkheid te bestaan:

100 kHz is namelijk óók het verschil van 900 kHz en 800 kHz, want: $100 = 900 - 800$ of: m.f. = $f_{osc1} - f_{sign2}$.

In fig. 4 is deze mogelijkheid schematisch voorgesteld.

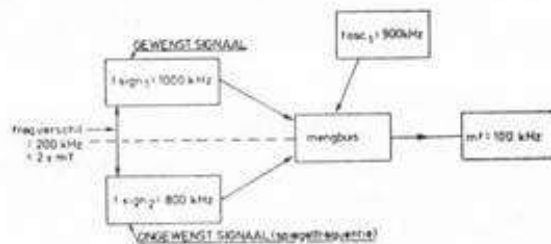


fig. 4

Indien we dus het plan hebben een zender met een frequentie van 1000 kHz te ontvangen en daartoe onze hulposcillator laten genereren op een frequentie van 900 kHz, dan blijkt dat ook een zender met een frequentie van 800 kHz (375 m), die we f_{sign2} noemen, zonder meer door onze m.f. versterker en alles wat daar achter komt versterkt zal worden, tenminste wanneer door gebrek aan selectiviteit van onze ingangskring die zender $f_{sign2} = 800$ kHz tot het rooster van de mengbuis kan doordringen. We herinneren ons uit de vorige lessen echter wel, dat een enkelvoudige L-C-kring, ook als die „los” gekoppeld is met de antenne, toch niet voldoende selectief is om een ongewenste zender op een „afstand” van $1000 - 800 = 200$ kHz geheel uit de roosterkring te weren, vooral niet als dat een sterke zender is. En in onze overbevolkte aether zal er stellig wel een zender van die frequentie in de lucht zijn en wij horen dus twee zenders tegelijkertijd, de één weliswaar in de meeste gevallen sterker dan de ander, maar 't blijft een hinderlijk verschijnsel. De frequentie van die ongewenste zender noemen wij de spiegelrequentie (f_{sign2}), omdat deze frequentie als het ware 't spiegelbeeld vormt van de wél gewenste frequentie f_{sign1} ; zij liggen n.l. beide, in kHz uitgedrukt, even ver van de oscillatorfrequentie f_{osc1} af, n.l. 100 kHz en dat is juist onze middelfrequentie.

* De frequentie van het signaal in de ingangskring (= antennekring of roosterkring) noemen we f_{sign} .

Maar we zijn er nog niet, want om die zender met een frequentie f_{sign1} van 1000 kHz te ontvangen, hadden we zonder enig bezwaar de andere oscillator-frequentie, f_{osc2} kunnen kiezen, want $f_{osc2} - f_{sign1} = m.f.$, of ingevuld: $f_{osc2} - 1000 = 100$.

f_{osc2} is in dit geval $= 100 + 1000 = 1100$ kHz.

Maar ook bij de keuze van deze oscillator-frequentie f_{osc2} bleef de mogelijkheid bestaan, dat bij onvoldoende voorselectie bovendien een zender, werkend op een spiegel-frequentie f_{sign3} zou worden ontvangen, want:

$f_{sign3} - f_{osc2} = m.f.$ of: $f_{sign3} - 1100 = 100$.

f_{sign3} zou in dit geval $1100 + 100 = 1200$ kHz zijn. (Zie schema fig. 5).

Het hangt dus maar helemaal van de selectiviteit van de ingangs- of antennekring af, of er op het rooster van onze mengbuis buiten het gewenste signaal ook nog een ongewenst signaal terecht komt: we weten dat dit signaal $2 \times$ de middelfrequentie, dus in ons voorbeeld 2×100 kHz $= 200$ kHz verschilt van het gewenste signaal.

Een overzicht van de mogelijkheden vinden we in fig. 6, een samentrekking van 4 en 5.

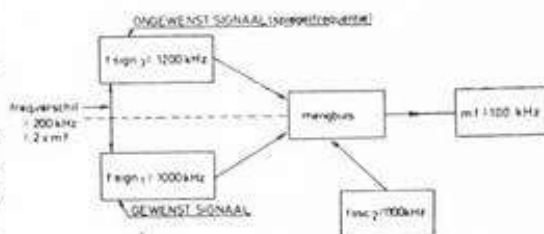


fig. 5

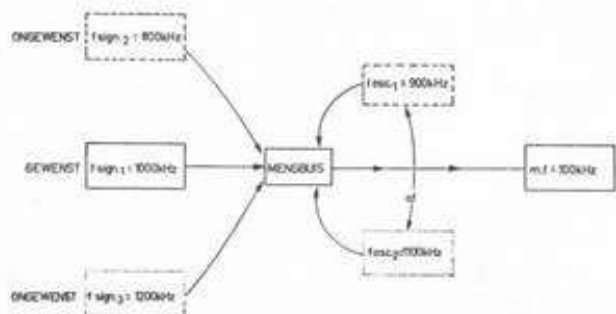


fig. 6

In de praktijk blijkt een enkelvoudige antennekring, zoals we die leerden kennen, nooit selectief genoeg gemaakt te kunnen worden om het doordringen van een ongewenste spiegel-frequentie op 'n afstand van 200 kHz van het gewenste signaal tegen te gaan.

Een oplossing werd gevonden in het toepassen van het bandfilter in de antennekring, waardoor de selectiviteit tegen spiegel-signalen voldoende blijkt te zijn en inderdaad heeft men jarenlang tot ca. 1938 gebruik gemaakt van een middelfrequentie van circa 110 kHz, terwijl een bandfilter-ingangsfiler werd toegepast, waardoor een 3-voudige afstemcondensator toegepast moest worden. Amerikanen gebruiken vaak 110 of 125 kHz, waarvoor eveneens een 3-voudige afstem C nodig bleef. Het bezwaar was dus de bandfilteringang, die door de Amerikanen echter vaak door een extra r.f. trap werd opgevangen. In verband met de veel hogere prijs der Europese buizen was die oplossing hier te lande te kostbaar, ook al omdat hierbij eveneens een 3-voudige afstem-C gebruikt moest worden.

Ook al in verband met de eenvoud is men tenslotte overgegaan tot het kiezen van een andere middelfrequentie, n.l. 465 kHz, die vrijwel door de gehele radioindustrie is aangevaard, al vinden we vaak nog daarnaast 472 kHz en 455 kHz. We zullen verderop zien, dat men in 't geheel niet zo vrij is in de keuze van de middelfrequentie, maar nu reeds constateren, dat een normale afstemkring voldoende selectiviteit bezit om het doordringen van een ongewenst spiegel-sig-naal,

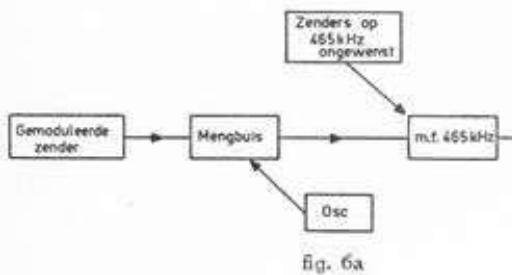


fig. 6a

dat een frequentie bezit, die 2×472 , dus 944 kHz verschilt van het gewenste signaal, volkomen te beletten.

We krijgen dus bij superheterodyne-ontvangers te maken met m.f. versterkers, die géén ander doel hebben dan het versterken van r.f. signalen, waarvan de frequentie getransformeerd is. Met name is het volstrekt niet de bedoeling, dat zenders, die toevalligerwijs juist op een frequentie van 455 of 472 kHz werken, met voorbijgaan van de mengbuis rechtstreeks in de m.f. versterker terecht komen. Deze versterkt ze dan, niet in zijn feitelijke functie als m.f. versterker, doch als „rechtuit-versterker”, zónder transformatie (fig. 6a). En die mogelijkheid bestaat helaas, want ten eerste werken er vast wel scheepszenders op die frequentie en ten tweede is de afscherming van onze m.f. versterkers niet voldoende om het indringen van dergelijke zenders te beletten. Blijft natuurlijk de vraag, waarom we dan de m.f. instellen op 'n frequentie waar nog zenders blijken te zitten. We hebben echter niet alleen met zenders op déze frequentie te maken, maar óók met de 2e of 3e harmonische van sterke nabijgelegen zenders op andere frequenties (2e harm. van 236 kHz = 472 kHz; 3e harm. van 157 kHz is óók 472 kHz). Dit is dan ook de reden, waarom niet overal in Europa van 472 kHz gebruik gemaakt kan worden. In feite is deze oplossing echter de minst slechte, wat een schrale troost is. Maar er bestaat een afdoende remedie; we zullen die in de volgende les leren kennen.

MENGBUIZEN EN SCHAKELINGEN

We zullen ons eerst eens bezig houden met de mengbuis en de oscillatorbuis. In principe zien we dus het signaal, dat uit de antenne afkomstig is, belanden op het rooster van de mengbuis (fig. 7). In de anodekring zien we de 1e m.f. kring

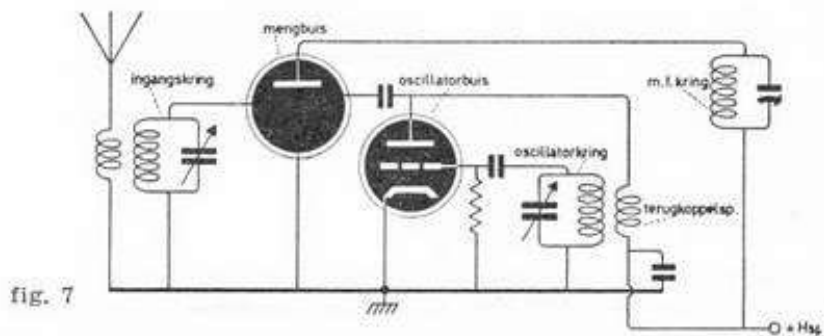


fig. 7

opgenomen; voorlopig bepalen we ons voor 't gemak tot een gewone sperkring, vast afgestemd op 472 kHz, de middelfrequentie.

Alle wisselspanningen met andere frequenties, die als neven-mengproducten ontstaan, zullen over deze m.f. kring, in dit geval afgestemd op 472 kHz, géén spanning kunnen ontwikkelen en dus verder buiten beschouwing blijven.

Daarnaast zien we onze „hulp”-zender, een gewone teruggekoppelde triode, waarvan de frequentie ingesteld kan worden met een normale variabele condensator. Het is nu de zaak, dit „hulpsignaal” zoals men het noemt, te mengen met het via de antenne binnenkomende signaal.

Nu moeten we eerst nog even een aanvulling geven op het hiervoor gehouden betoog. Wij hebben n.l. steeds gesproken over het mengen van 2 signalen: het gewenste en het hulpsignaal uit de oscillator, om daaruit de middelfrequentie te

bekomen en we hebben daarbij steeds gedacht aan twee gewone sinusvormige r.f. wisselspanningen.

In feite is het antenne-signaal echter zoals we weten heel-máál geen sinusvormige r.f. wisselspanning doch een r.f. wisselspanning, gemoduleerd met een laagfrequent signaal. Het blijkt nu, dat de laagfrequent modulatie, die op het antennesignaal „geënt” is, in geheel gelijke vorm na de beschreven golflengte-transformatie behouden blijft en dus ook op de middelfrequente wisselspanning voorkomt, zodat na detectie, hetzij door triode of diode, het laagfrequente signaal op de gebruikelijke wijze te voorschijn komt.

We kunnen dus rustig verder gaan met de mengbuis en voor 't gebruik blijven aannemen, dat er 2 r.f. trillingen gemengd worden. We moeten nu aanstonds 2 mengmethoden onderscheiden, n.l. de z.g. multiplicatieve menging, dus menging door vermenigvuldiging van de betrokken signalen en de additieve menging, d.w.z. menging door optelling daarvan.

Bij de ontvangst van korte-, midden- en lange golven wordt uitsluitend de multiplicatieve menging toegepast; we zullen in dit bestek niet verder ingaan op de additieve menging, die met een diode tot stand komt en thans na jarenlange vergetelheid weer in het licht gekomen is bij schakelingen voor zeer hoge frequenties.

In het algemeen kunnen we zeggen, dat menging (of conversie) bij de additieve mengmethode tot stand komt als gevolg van de kromming in de karakteristiek van een buis.

Bij de multiplicatieve mengmethode worden de beide spanningen die op verschillende, opvolgende roosters in een buis gebracht worden, met elkaar vermenigvuldigd, we laten eenvoudig door het éne signaal de steilheid van de buis variëren, terwijl het andere signaal, het antennesignaal, dat relatief steeds veel kleiner is, in feite óók de steilheid doet variëren, doch in mindere mate. Het resultaat is, dat in de anodekring een „mengsel” van beide frequenties optreedt. Wanneer we b.v. het antennesignaal aan het rooster van een h.f. pentode leggen en de steilheid van die buis zouden laten variëren in het h.f. ritme van de hulp-oscillator, dan komen in de anodekring van die buis de reeds bekende mengproducten voor.

Nu is het natuurlijk de vraag: hóe laten we die steilheid dan variëren? We zouden dit o.a. kunnen doen door de oscillatorspanning via een condensatortje op het rooster van de buis rechtstreeks te brengen (fig. 8). Ons doel zou bereikt zijn

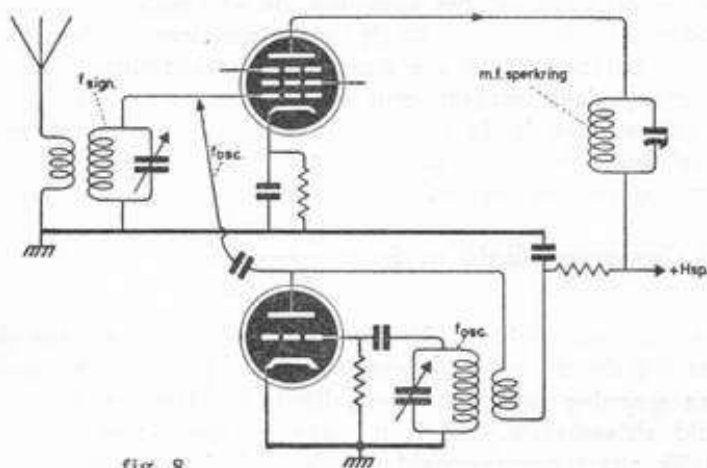
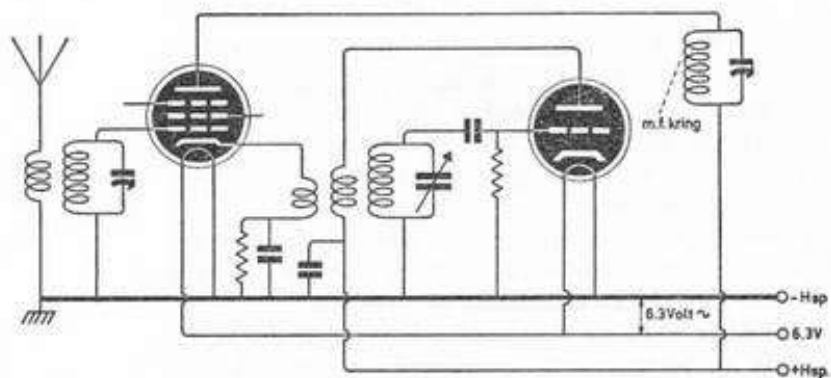


fig. 8

maar nare gevolgen zouden stellig niet uitblijven. Straling van de oscillator via de antenne naar buiten is al heel ongewenst omdat we daar andere ontvangers in de omgeving mee storen, verder liggen oscillatorfrequentie en signaalfrequentie vrij ver uitéén, zodat een vrij sterke oscillator nodig zou zijn om toch nog op het rooster een hulpspanning van voldoende grootte te ontwikkelen. De normale roosterspoel is immers op een andere frequentie afgestemd en biedt dus geen blokkeringsweerstand aan die afwijkende oscillatorspanning!

Een andere mogelijkheid is een „injectie” in de katode-leiding van de buis via een koppelspoeltje. Straling in de antenne is hier niet helemaal uitgesloten, maar toch veel minder dan volgens fig. 8; tussen rooster en aarde staat dus het r.f. signaal en tussen aarde en katode staat het oscillator signaal (fig. 9).



Overigens is deze schakeling in zoverre ongewenst, dat de gloeidraad (binnen de katode) hoogfrequent gesproken aan aarde ligt, terwijl op de katode een r.f. spanning staat. Een r.f. stroom van gloeidraad naar katode is dus mogelijk en uiteindelijk zal dit leiden tot ruis- en kraakgeluiden in de luidspreker.

In 't algemeen moet de door de oscillator afgegeven r.f. spanning binnen nauwe grenzen constant gehouden worden, omdat anders de

CONVERSIESTEILHEID

verandert.

We zullen dit begrip even nader bezien. Bij gewone r.f. buizen spreken we van steilheid; het z.g. differentiaalquotient van i_a of, zoals wij het noemden, de verhouding tussen de anodestroom-verandering tot de roosterspanningverandering, die de oorzaak is van die anodestroomverandering.

Bij mengbuizen spreekt men van de conversiesteilheid en deze is de verhouding tussen de middelfrequent-wisselstroom in de anodekring tot de hoogfrequent-(signaal)-spanning op het rooster.

$$\text{Of: Conversiesteilheid} = S_c = \frac{i_a \text{ (m.f.)}}{V_g \text{ (r.f.)}}$$

Deze conversiesteilheid S_c hangt af van de grootte van de spanning die de oscillator produceert en daarom is het zaak deze spanning zo constant mogelijk te houden over een bepaald afstembereik. Het is n.l. een slechte eigenschap van feitelijk alle teruggekoppelde triodeschakelingen, dat de am-

plitude van het opgewekte r.f. signaal varieert, wanneer de frequentie wordt veranderd, daar door het verdraaien van de afstemcondensator in feite tevens de graad van terugkoppeling wordt gewijzigd.

MENGBUIZEN

We zullen nu enige typen mengbuizen zien waarbij het h.f. signaal en het osc. signaal op verschillende roosters geïnjecteerd worden. We onderscheiden hierbij:

- a) Mengbuizen, waarin tevens de hulptrilling wordt opgewekt en
- b) mengbuizen, die zich tot mengen beperken en waarbij de hulptrilling dus door een afzonderlijke triode moet worden opgewekt.

Tot de buizen genoemd onder a) behoren de z.g. pentagrid converters (Amerikaanse buizen), in feite heptoden en octoden (met resp. 7 en 8 elektroden).

Een schakelvoorbeeld van de pentagrid (b.v. 6A7) vinden we in fig. 10. Dit buistype heeft het voordeel, dat geen afzon-

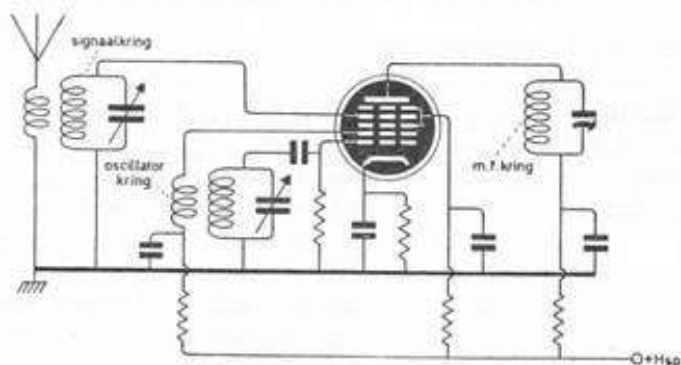


fig. 10

derlijke oscillatorbuis nodig is, omdat in feite de beide eerste roosters van dit buistype als zodanig fungeren. Eerst „hoger”, gerekend vanaf de katode, treft men het normale stuurrooster aan; hiermede worden de antennespanningen in het buistype gebracht.

Een dergelijk type mengbuis is ook de octode (AK 1, EK 2, EK 3, DK 91, enz.). Ook dit mengbuistype is ontworpen om tegelijkertijd de hulptrilling op te wekken en deze te mengen met het antennesignaal.

Hier ligt dus eveneens het oscillatorgedeelte dicht bij de katode en dáárna komt eerst het stuurrooster waarop het r.f. signaal gebracht wordt (fig. 11). Dit buistype, dat na de

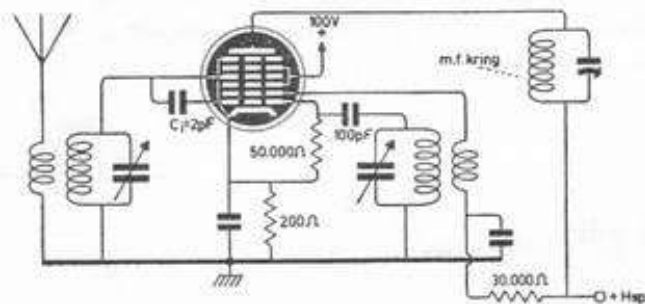


fig. 11

pentagridconverter gedurende lange tijd feitelijk het enige beschikbare type was, heeft als groot voordeel het uiterst geringe anode-stroomverbruik. Om de ontvangststerkte te regelen kan ook bij dit buistype regeling van de steilheid toegepast worden, dus negatieve spanning op het stuurrooster te

variëren op de gebruikelijke wijze (hand of automatisch). Een groot bezwaar was het z.g. inductie-effect, hetgeen in de praktijk daarop neerkwam, dat de oscillator-frequentie verloopt, wanneer de negatieve roosterspanning verhoogd of verlaagd wordt: de toepassing van automatische sterkteregeling wordt daardoor zeer bezwaarlijk. Voor de middengolven heeft men dit bezwaar kunnen bezweren door het toepassen van een klein condensatortje tussen het oscillatorrooster en het stuurrooster, bij sommige typen ingebouwd in de buis, maar voor de korte golven is A.S.R. toch onbruikbaar bij dit buis-type.

Thans worden de indirect verhitte buizen van dit type (AK 1, EK 2, EK 3) nog slechts in auto-ontvangers gebruikt in verband met het zeer lage anodestroomverbruik EK 2 = circa 2 mA tegen 10 mA bij een ECH 41). Bovendien zijn thans tevens nog nagenoeg alle moderne direct verhitte mengbuizen (voor batterij-ontvangers) van dit type, om dezelfde reden. De schema's hiervan vinden we in de volgende les.

Tot de groep onder b) genoemd behoren de meng-heptoden (= 7 electroden). Zoals wij zagen zijn deze buizen uitsluitend „mengbuizen” en niet in staat om zelf het hulp-sigitaal te leveren; dit moet van een afzonderlijke triode komen. Maar bovendien doet het eerste rooster, gerekend van de katode af, dienst als stuurrooster, waarop het antennesigitaal binnenkomt; het hulpsigitaal komt op een hoger gelegen rooster binnen (het 3e). Een karakteristieke eigenschap van deze heptoden en hexoden in 't algemeen is dat een betrekkelijk lage regelspanning (25 volt) reeds voldoende is om de steilheid = 0 te maken, bij behoud van een gunstige regelkarakteristiek, zodat kruismodulatie e.d. voorkomen wordt; daarom werden heptoden soms ook wel als r.f. versterkingsbuizen toegepast.

Overigens heeft men thans algemeen een afzonderlijke triode binnen dezelfde glasballon angebracht voor het opwekken van de hulptrilling; het rooster van de oscillator is vaak inwendig doorverbonden met het 4e rooster van het hexode deel (ECH 41). Bij de oudere vormen (ECH 21) zijn deze roosters niet inwendig doorverbonden; daardoor was het mogelijk deze buizen in een andere schakeling afzonderlijk te laten werken, b.v. als versterker en als fazedraaiër in een l.f. balansversterker. Thans is men van deze combinatie-buizen met volmaakt gescheiden heptode en triode geheel afgestapt, waardoor deze uitsluitend in oscillator-mengtrappen toegepast kunnen worden.

Een principieel schakelschema vinden we in fig. 12 voor afzonderlijke buizen en in fig. 13 zien we de gecombineerde buis.

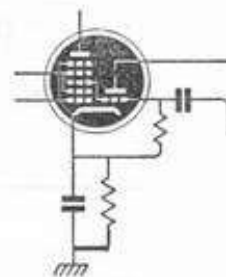
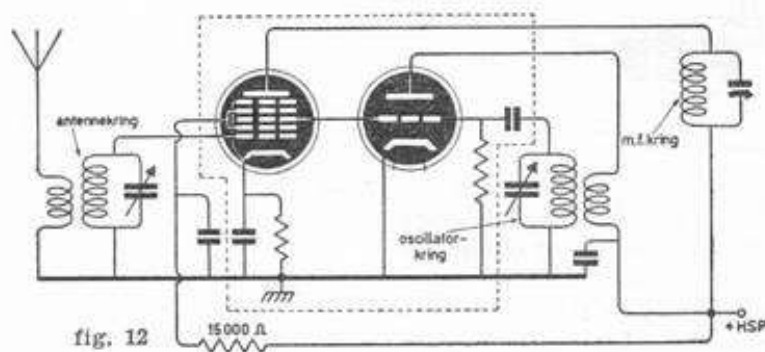


fig. 13

Komt in de plaats van het omlijnde gedeelte van fig. 12

De verklaring van de stroomloop der electronen in de nu beschreven mengbuizen is niet eenvoudig; wij moeten hiervan afzien. Elk der roosters dient op een bepaalde gelijkspanning gebracht te worden door serieweerstanden of wel door middel van potentiometerschakelingen tussen hoogspanning en aarde.

Het aantrekkelijke van al deze beschreven mengbuizen is wel, dat de mate van versterking geregeld kan worden door middel van een negatieve gelijkspanning op het stuurrooster, waardoor de steilheid beïnvloedt wordt; het toepassen van automatische sterkteregeling is dan ook zeer gebruikelijk.

Een bezwaar is echter, dat vooral bij de beschreven octoden en heptoden het wijzigen van de steilheid op deze manier als zéér onaangenaam bij-resultaat met zich brengt, dat de frequentie van de oscillator zich wijzigt, verloopt zeggen we dan, daar de capaciteit tussen de electroden zich schijnbaar wijzigt; we beschreven dit reeds bij de octoden (inductie-effect), terwijl in vele gevallen tevens de capaciteit tussen stuurrooster en katode zich schijnbaar wijzigt, hetgeen dus bovendien de afstemming van de antennekring beïnvloedt. Dit verschijnsel werd trouwens reeds bij de rechtuitontvanger beschreven.

Om een zo gelijkmatig mogelijke oscillatorspanning over het gehele afstembereik te verkrijgen laat men thans algemeen de L-C-kring en de terugkoppelspoel van de oscillatortriode van plaats verwisselen. In fig. 14 zien we een dergelijke schakeling. Om de variabele condensator vrij van anodespanning te houden, past men z.g. parallelvoeding toe (fig. 15). Tussen

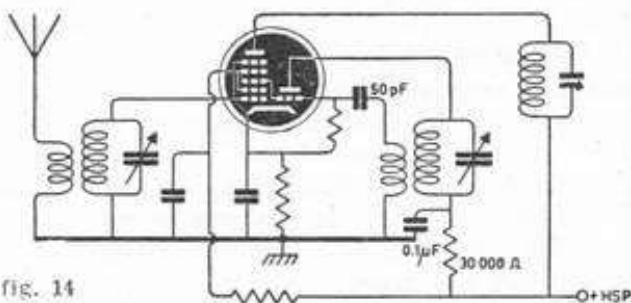


fig. 14

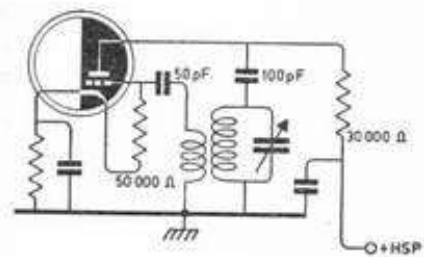


fig. 15

vaste en draibare platen treedt n.l. licht vonkoverslag op wanneer stofdeeltjes daartussen raken. Bovendien konden we met deze schakeling de amplituden van eventueel optredende harmonischen, d.w.z. veelvouden van de hulpfrequentie binnen de perken houden; we zullen in de volgende les zien, dat dit noodzakelijk is.

We zijn nu vertrouwd geraakt met de mengbuis en de oscillator, terwijl de antennekring ons reeds eerder onder ogen kwam, want deze verschilt in geen enkel opzicht van de ingangskring van een rechtuitontvanger.

EÉNKNOPSAFSTEMMING

Maar het moeilijke komt nog, namelijk gelijkloop bij éénknopsafstemming. Wat is n.l. het geval?

Wanneer we b.v. het middengolfgebied afstemmen, dan bestrijken we dus met onze ingangskring een gebied van circa 500 tot 1500 kHz (600–200 m). En wanneer nu onze middelfrequent versterker afgeregeld is op 472 kHz, dan kunnen we berekenen, welk bereik onze oscillator moet bestrijken. We

zagen reeds, dat hier twee mogelijkheden bestaan: de middelfrequentie is immers het verschil van 2 frequenties. Indien we de oscillatorfrequentie f_o noemen, de signaalfrequentie f_s en de middelfrequentie m.f., dan zijn deze mogelijkheden:

- a) de oscillatorfrequentie is lager dan de signaalfrequentie $f_s - f_o = \text{m.f.}$ en:
- b) de oscillatorfrequentie is hoger dan de signaalfrequentie $f_o - f_s = \text{m.f.}$

Eerst zullen we geval a) bezien:

In ons voorbeeld omtrent de middengolf is dat voor een golflengte van 600 m ($f_s = 500$ kHz):

$$f_s - f_o = \text{m.f.}, \text{ of } 500 - f_o = 472 \text{ kHz, dus } f_o = 28 \text{ kHz} \\ (500 - 472).$$

Voor een golflengte van 200 meter ($f_s = 1500$ kHz) zijn deze cijfers:

$$f_s - f_o = \text{m.f.}, \text{ of } 1500 - f_o = 472, \text{ dus } f_o = 1028 \text{ kHz} \\ (1500 - 472).$$

Voor geval b) ziet de zaak er aldus uit: voor een golflengte van 600 m krijgen we:

$$f_o - f_s = \text{m.f.}, \text{ of } f_o - 500 = 472 \text{ kHz, dus } f_o = 972 \text{ kHz} \\ (500 + 472).$$

en voor een golflengte van 200 m krijgen we:

$$f_o - f_s = \text{m.f.}, \text{ of } f_o - 1500 = 472, \text{ dus } f_o = 1972 \text{ kHz} \\ (1500 + 472).$$

Om een bereik van 200–600 m, dus van 1500–500 kHz te bestrijken moet in geval a) de oscillatorfrequentie f_o variëren van 28 kHz tot 1028 kHz. In geval b) moet deze variatie zijn: van 972 kHz tot 1972 kHz.

Bij de behandeling van de rechtuitontvanger is hierop niet zozeer de aandacht gevestigd, maar in een normale L-C-kring is het frequentiebereik beperkt tot de grootte, die de variabele afstemcondensator maximaal mag bezitten. Is b.v. in het midden- of langegolfgebied de maximum capaciteit groter dan 500 pF, dan wordt bij geheel ingedraaide C zoals we weten de selectiviteit wel groter, maar in 't algemeen de spanningsopbrengst te gering. Voor korte golven is 100 pF eigenlijk al aan de hoge kant; komen we er met 100 pF niet, wel, dan moeten we een grotere spoel kiezen, waardoor we een gunstiger L/C verhouding verkrijgen. Dit geldt trouwens niet alleen voor rechtuitontvangers, maar ook voor de ingangskringen van „Supers”.

Uitgaande van het feit, dat de minimumcapaciteit van een afstem-C + de eigen capaciteit van de kringbedrading minstens 50 pF bedragen, kunnen we vaststellen, dat de totale waarde bij geheel ingedraaide C van 500 pF zeker 550 pF bedraagt. Dit betekent dus dat de verhouding

$$\frac{\text{max. kringcapaciteit}}{\text{min. kringcapaciteit}} \text{ gaat bedragen } \frac{550}{50} = \frac{11}{1}$$

Met deze variabele afstem-C + elke willekeurige spoel kunnen we dus een bereik omvatten, waarvan de verhouding van de maximum frequentie tot de minimum frequentie

$$\text{tie dus } \frac{\text{max. frequentie}}{\text{min. frequentie}} \text{ bedraagt } \sqrt{11} = 3,31. \text{ De verklaring hiervoor ligt opgesloten in de formule van Thomson:}$$

$$f = \frac{1}{2\pi \times \sqrt{L \times C}}; \text{ de wortel van de } C \text{ is hierin even-}$$

redig met de frequentie En nu even een getallen-voorbeeld: Wat zijn de te behalen maximum en minimum afstembereiken met de middengolfspoel met een zelfinductie van $175 \mu\text{H}$ bij een afstem-C uit de handel van 500 pF en een bedradings + minimum capaciteit van 62 pF ?

$$f_{\text{max.}} = \frac{1}{2\pi \times \sqrt{175 \mu\text{H} \times 62 \text{ pF}}}$$

Daar de waarden in de formule gesteld moeten zijn in Henry's en Farads, krijgen we:

$$\frac{1}{2\pi \times \sqrt{0,000.175 \times 0,000.000.000.062}} = \text{ca. } 1500 \text{ kHz.}$$

$$f_{\text{min.}} = \frac{1}{2\pi \times \sqrt{0,000.175 \times 0,000.000.000.562}} = \text{ca. } 500 \text{ kHz.}$$

Deze waarden zijn met de rekenschuif berekend en voor dit doel voldoende nauwkeurig. Wie echter deze waarden nauwkeurig wil weten rekene het maar op papier na.

$$\frac{f_{\text{max.}}}{f_{\text{min.}}} = \frac{1500}{500} = 3$$

wordt in dit geval

En hoe varieerde nu de capaciteit van de condensator + eigencapaciteit van de bedrading? Wel van 62 pF tot 562 pF ,

$$\text{dat is } \frac{562}{62} = \frac{9}{1}, 9 \text{ op } 1.$$

We zien dus bevestigd:

$$\frac{C_{\text{max.}}}{C_{\text{min.}}} = 9, \text{ dus } \frac{f_{\text{max.}}}{f_{\text{min.}}} = 3 (= \sqrt{9})$$

Ook bij het afstemmen van onze oscillator, die toch niets anders is dan een teruggekoppelde triode, kan deze verhouding niet ongestraft overschreden worden door een variabele afstem-C van b.v. 1000 pF te kiezen, want deze oscillator moet een h.f. wisselspanning afgeven van ca. 10 volt , daar de conversiesteilheid van de mengbuis hiervan afhangt zoals we zagen en daarom is het een eis, dat deze oscillatorspanning constant of nagenoeg constant blijft. Hoe kleiner nu de verhouding van max. frequentie tot min. frequentie in een bepaald golfbereik is, des te constant er is de afgegeven oscillatorspanning. Bovendien is bij een nóg grotere frequentieverhouding de mogelijkheid helemaal niet uitgesloten, dat bij geheel ingedraaide C de oscillator niet eens meer genereert, omdat de terugkoppeling daartoe te zwak is. Maken we deze nu sterker, dan zal over 't gehele schaalbereik wel genereren optreden maar... dan treedt bij nagenoeg uitgedraaide C weer het z.g. overgenereren op; een machtige hoeveelheid ongewenste harmonischen wordt dan tevens opgewekt!

Welnu, in het geschetste geval a) is bij de oscillatorschakeling

$$\text{de frequentieverhouding } \frac{f_{\text{max.}}}{f_{\text{min.}}} = \frac{1028}{28} = \text{ca. } \frac{36}{1}$$

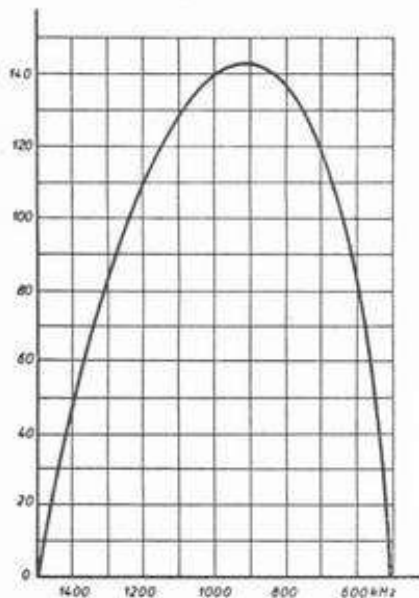


fig. 16

Een condensator van 94 pF is parallel geschakeld aan de afstem-C van 500 pF; de bedradingscapaciteit + minimum capaciteit van de afstem-C bedraagt 70 pF; de totale minimum capaciteit is nu 164 pF en de maximum capaciteit is 665 pF. Hiermede kan inderdaad een capaciteitsverandering van 4.04 op 1 worden verkregen en dus een frequentievariatie van 2.02 op 1. Op de beide einden van 't bereik is gelijkloop bereikt, maar de afwijking bij 900 kHz bedraagt + 148 kHz!

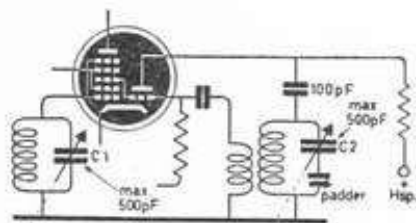


fig. 17a

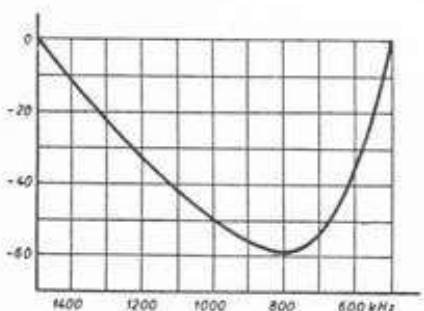


fig. 17b

Een condensator van 450 pF is in serie geschakeld met een afstem-C van 500 pF; de bedradingscapaciteit + minimumcapaciteit bedraagt weer 70 pF... de maximum capaciteit bedraagt nu 300 pF; hiermede bereiken we weer een capaciteitsverandering van 4.04 op 1 en een frequentie-variatie van $\sqrt{4.04} = 2.02$ op 1. Weer wordt op beide einden van de schaal gelijkloop verkregen; de afwijking bij 800 kHz bedraagt echter - 57 kHz.

Omdat het praktisch onmogelijk is een afstemcondensator te

fabrieken, waarvan $\frac{c_{max.}}{f_{min.}}$ bedraagt: $\frac{36^2}{1} = \frac{1296}{1}$ zullen

we de onder b) beschreven methode moeten kiezen; bovendien moeten we dat doen terwille van een konstante oscillatoroutputspanning. In geval b) ligt de frequentie-verhouding

veel gunstiger: $\frac{f_{max.}}{f_{min.}} = \frac{1972}{972} = \frac{2.02}{1}$. Dat betekent dus:

we dienen slechts de oscillatorfrequentie f_o te kiezen die hoger is dan de signaalfrequentie f_s , wanneer het om ontvangst van het middengolfgebied of langegolfgebied gaat. Voor korte golven zal de frequentieverhouding van geval a) en geval b) minder ver uiteenlopen als gevolg van de grote onderlinge „afstand”, dus het grote verschil in frequentie van signaal- en oscillatorfrequentie enerzijds ten opzichte van de middelfrequentie anderzijds.

Maar door nu onze keus op b) te bepalen zijn we er nog niet. Want het is de bedoeling om ook voor een superheterodyne éénknopsafstemming toe te passen, m.a.w. een tweevoudige afstemcondensator gebruiken voor het gelijktijdig afstemmen van de roosterkring en de oscillatorkring.

In Amerika heeft men deze moeilijkheid opgelost door in de omroepontvangers die daar uitsluitend de middengolf bestrijken domweg een speciale 2-voudige condensator toegepast, waarbij de sectie die de antennekring afstemmen moet, dus C_1 gelijk is aan die, welke wij in een rechthoekontvanger zouden gebruiken, dus max. 500 pF, en voor de oscillator, dus C_2 , heeft men een condensator met een veel kleinere eindcapaciteit gebruikt, zoiets van max. 260 pF (fig. 19), met een bijzondere platenvorm, zodat ook op elk tussengelegen punt zowel roosterkring als oscillatorkring op de juiste waarde zijn afgestemd (fig. 18).

Voor onze toestellen, die nagenoeg alle ingericht zijn voor de ontvangst van meerdere bereiken, is men normale 2-voudige condensatoren blijven gebruiken, want een dergelijke variabele condensator met 2 verschillende secties is maar voor één golfbereik bruikbaar!

We zullen daarom nog eens even de hoogste en de laagste frequentie van de antennekring f_s en die van de oscillatorkring f_o voor het middengolfgebied naast elkaar zetten:

Signaalkring:

$$f_s \text{ loopt } \frac{\text{van 1500 kHz}}{\text{tot 500 kHz}} = \frac{3}{1}, \quad \frac{c_{max.}}{c_{min.}} = \frac{3^2}{1} = \frac{9}{1}$$

Oscillatorkring:

$$f_o \text{ loopt } \frac{\text{van 1972 kHz}}{\text{tot 972 kHz}} = \frac{2.02}{1}, \quad \frac{c_{2max.}}{c_{2min.}} = \frac{2.02^2}{1} = \frac{4.04}{1}$$

Met een normale 2-voudige afstemcondensator met gelijke secties is dus zonder meer géén éénknopsafstemming toe te passen, daarvoor lopen de voor beide condensatoren c_1 en c_2 vereiste capaciteitsvariaties te ver uiteen.

Wanneer we dus een tweevoudige afstemcondensator met gelijke secties willen toepassen, dan dient die in ieder geval

de voor c_1 vereiste capaciteitsvariatie te bezitten, want deze is groter dan voor c_2 en dus maatgevend. We kunnen echter die voor c_2 te grote capaciteitsvariatie wel verkleinen, dus terugbrengen van 3 : 1 tot de vereiste 2,02 : 1, bij voorbeeld door het aanbrengen van serie- of parallel-condensatoren over c_2 . We zullen zien tot welk resultaat dit voert.

Voor de goede orde moeten we echter eerst nog even vaststellen, dat het in dit stadium uitsluitend gaat om de variabele afstemmiddelen, dus de condensatoren c_1 en c_2 . Hoe groot nu de zelfinductie van de spoelen; de niet-variabele afstemmiddelen zijn moeten doet er in dit stadium er nog niets toe; eerst later zullen we ook die gaan berekenen waarbij we tevens nog opmerken, dat deze verhouding veel dichter bij de hierboven gevonden verhouding voor

$$\text{de antennekring: } \frac{f_{\text{max.}}}{f_{\text{min.}}} = \frac{3}{1} \text{ komt te liggen. We zullen}$$

zien hoe nuttig dit is i.v.m. de gelijkloop voor éénknopsafstemming.

GELIJKLOOP

Gelijkloop aan 't begin en aan 't eind van de schaal zou verkregen kunnen worden door parallel aan de variabele condensator een vaste extra condensator te schakelen; de begincapaciteit wordt hierdoor groter en de variatie van 't geheel dus kleiner. Helaas treedt midden in 't bereik een grote afwijking op, d.w.z. staat de roosterkring op de gewenste zender afgestemd, dan staat de oscillatorring er ver naast (fig. 16).

Een andere mogelijkheid zou zijn in serie met de variabele condensator een vaste condensator op te nemen; ook hiermede wordt de variatie verkleind: wanneer die „padder” b.v. 500 pF groot is en de variabele condensator is van origine 500 pF max., dan zal de serieschakeling een maximum waarde

$$\frac{500}{2} = 250 \text{ pF opleveren bij geheel gesloten stand van}$$

de variabele condensator en door nu een padder van geschikte waarde te berekenen kunnen we bereiken, dat ook de totaalcapaciteit van de combinatie $C_2 - C_p$ een frequentie-

$$\frac{2,02}{1} \text{ verhouding van } \frac{2,02}{1} \text{ mogelijk maakt.}$$

Helaas treedt ook hierbij midden in 't bereik een grote afwijking op, ditmaal naar de andere kant (fig. 17).

Men heeft echter de oplossing gevonden in het toepassen van zowel een extra capaciteit parallel aan — als een seriecondensator in serie met — de normale variabele condensator (fig. 20).

Het aardige is nu, dat in de eerste helft van het bereik een afwijking van de gelijkloop ontstaat in positieve zin, hier domineert dus de uitwerking van de extra parallel-condensator terwijl in de tweede helft van het bereik een afwijking in negatieve zin ontstaat, waarbij de serie-condensator zijn aanwezigheid demonstreert. In feite zijn de afwijkingen echter véél kleiner, hetgeen we kunnen zien in het grafiekje van de afwijkingen (fig. 21); de max. afwijking is ca. 5 kHz.

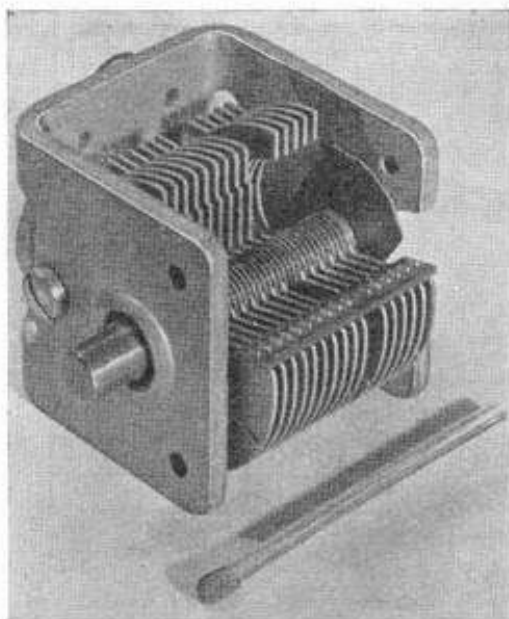


fig. 18

Een afstem-C in miniatuur uitvoering speciaal voor supers; de max. capaciteit van beide secties is verschillend en ook de platenvorm verschilt.

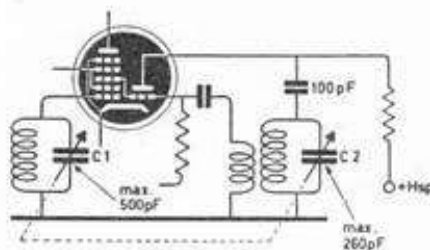


fig. 19

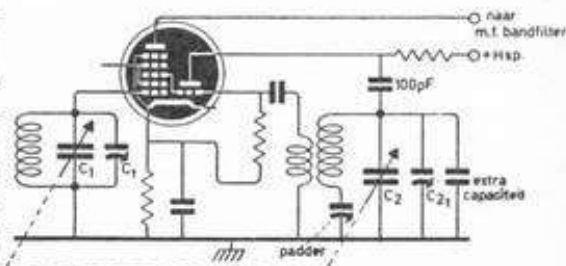


fig. 20

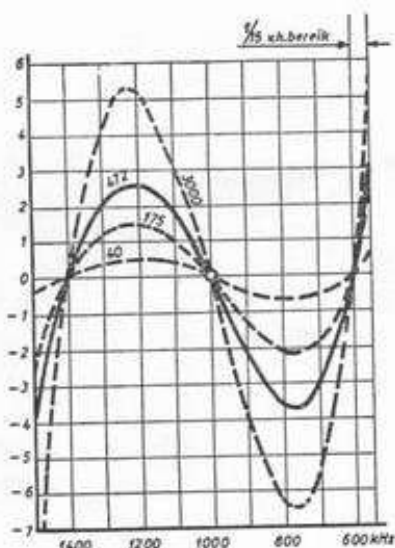


fig. 21

Grafische voorstelling van de afwijking in gelijkloop bij toepassing van middelfrequenties van resp. 40, 175, 472 en 3000 kHz, uitgedrukt in kHz. Voor ons doel behoeven we alleen maar naar de kromme voor 472 kHz te kijken. Is nu de roosterkring afgestemd op b.v. 1200 kHz dan laat de grafiek ons zien dat de frequentie van de oscillatorkring maar liefst $2\frac{1}{2}$ kHz afwijkt van de juiste waarde. Staat de roosterkring echter afgestemd op 1000 kHz, dan staat ook de oscillatorkring op zijn juiste frequentie afgestemd. In de praktijk ligt de zaak net andersom, d.w.z.: staat de oscillatorkring zodanig afgestemd, dat we een signaal met een frequentie van 1200 kHz ontvangen, dan staat de roosterkring $2\frac{1}{2}$ kHz er naast afgestemd. Want bij een super bepaalt de oscillatorkring de afstemming; de afstemming van de roosterkring kan slechts door nauwkeurige afstemming het signaal vergroten. Tenslotte zien we uit de andere krommen, dat hoe lager de mf is, des te geringer zijn de afwijkingen.

Elke variabele condensator heeft zoals we zagen een bepaalde minimum capaciteit in geheel opgedraaide stand. Is deze nu b.v. 60 pF voor een condensator van 500 pF, dan zal deze waarde eveneens door de padder verminderd worden en wordt dan gelijk aan de serieschakeling van 60 pF en de padder, in ons voorbeeld 500 pF; dat is ca. 55 pF. Op de minimum stand van de variabele condensator is de invloed van de padder dus minder groot.

Maar hier is de invloed van de parallel geschakelde extra trimmercondensator weer groter. (Zie fig. 16).

Overigens ligt het voor de hand, dat de extra parallel-condensator een relatief geringe invloed heeft bij geheel ingedraaide condensator op de totale capaciteitswaarde.

Door het toepassen van padder en extra parallel-condensator heeft men in 1932 de éénknopsafstemming voor supers mogelijk gemaakt en afgezien van de condensatoren met verschillende platenvorm heeft men tot op heden geen betere oplossing gevonden.

We hebben ons nu even opgehouden bij de manier om de capaciteitstoename van de variabele condensator te beperken en zullen nu de oscillatorspoel eens bezien. Eén ding weten we zeker: de zelfinductie is veel geringer dan van de spoel in de roosterkring L_1 , en hoe groot deze zelfinductie is, dat is natuurlijk met behulp van de formule van Thomson gemakkelijk te berekenen. Wat we ook weten is dat de verhou-

$$\text{ding} \frac{\text{hoogste frequentie}}{\text{laagste frequentie}} \text{ gelijk is aan } 2,02 \text{ voor het midden-}$$

golfgebied en dat de oscillatorfrequentie voor b.v. 1500 kHz (200 m) 1972 kHz bedraagt en voor 500 kHz (600 m) is deze 972 kHz. Maar deze berekening is toch een tijdrovende bezigheid.

Gelukkig hebben pientere bazen voor ons deze berekening eens uitgevoerd en de gegevens vastgelegd in een grafische voorstelling en wanneer wij onze bekende gegevens omtrent het gewenste bereik, toegepaste middelfrequentie, maximum capaciteit van onze variabele condensator alsmede de zelfinductiewaarde van onze roosterspoel hierin uitzetten, dan kunnen wij zonder veel moeite aflezen: grootte van de pading-condensator, de zelfinductie van de oscillatorspoel (uitgedrukt in procenten van de zelfinductie der roosterspoel) en bovendien nog een waarde voor de extra trimmercondensator. We zien deze grafiek, die no. 58 draagt met gebruiksaanwijzing achteraan in deze les.

Volledige gelijkloop over het gehele bereik is helaas niet mogelijk; slechts op 3 punten van een bereik kunnen we gelijkloop verkrijgen en het is zaak deze 3 punten, die men de afregelpunten noemt, met zorg te kiezen; stellig mogen deze 2 punten niet aan de beide uiterste einden van het bereik vallen, daar dan de afwijkingen op 2 plaatsen in het bereik een te grote afwijking zouden krijgen.

Bij elke combinatie van spoelstel + variabele condensator en afstemschaal uit de handel zijn deze 3 punten als regel op de afstemschaal aangegeven of in de gebruiksaanwijzing vermeld. In het grafiekje dat we hierbij geven is nog te zien, dat bij toepassing van relatief hoge middelfrequenties de afwijkingen het grootst zijn; de toepassing van 472 kHz vormt een aanvaardbare middenweg. Relatief lage middelfrequenties geven geringe afwijkingen. Bij de ontvangst van korte golven is

een m.f. van 472 kHz als relatief laag te beschouwen; hierin zien we bevestigd, dat bij ontvangst van korte golven, van 10—50 m maar een geringe afwijking zal optreden. Hierbij past men gelijkloop aan 't begin en aan 't eind van de schaal toe, dus op 2 punten. In Amerikaanse middengolfsupertjes maakt men in den regel de roosterkring opzettelijk niet zo selectief door b.v. geen litze-draad toe te passen. Wonderlijk genoeg zal daardoor juist een winst aan signaalsterkte ontstaan, omdat het voor een onselectieve ingangkring niet zo erg is als hij er wat „naast” staat, terwijl de selectiviteit, die toch in de m.f. versterker schuilt, in de meeste gevallen voldoende blijft.

Ofschoon we reeds over verschillende mengbuis-schakelingen gesproken hebben, is het goed hier de schakeling van de oscillatorkring nog even te bezien uit het gezichtspunt van de padder en trimmer. Voor de L—C-kring blijft het hetzelfde wáár die padder in serie geschakeld zit: uit praktische overwegingen, o.a. het omschakelen op andere bereiken en omdat één zijde van de variabele condensator steeds geaard is, als gevolg van de bouw van die condensator plaatst men de padder tussen spoel en aarde. De trimmer en de extra C worden parallel met de variabele condensator C_2 geschakeld (fig. 23). Bij het opwekken van trillingen in een oscillator, in dit geval van teruggekoppelde triode dienen we te voorkomen, dat er tevens harmonischen van de gewenste trillingen worden opgewekt. Een van de methoden om dit te bereiken is de rooster spoel en anodespoel van plaats te doen wisselen, zoals we dit in de figuren 17, 19 en 20 reeds lieten zien; daarnaast geven we ook nog een schakeling die voor het langegolfgebied vaak wordt toegepast, waarbij zonder terugkoppelspoel tóch alleen oscilleren optreedt (fig. 23). We noemen dit de capacitieve 3-punts of Colpitts-schakeling, die in de zendtechniek vaak wordt toegepast. (fig. 23a)

Daar de conversiesteilheid zoals we zagen o.m. afhangt van de door de oscillator geleverde spanning, kan het nuttig zijn deze te meten. Een directe meting met voltmeter is ondoenlijk: deze meter zou de kring zwaar belasten; blijft de zaak desondanks dóóroscilleren, dan verloopt de frequentie toch hinderlijk.

Een goede methode is het, de verbinding van de roosterleerweerstand aan de „koude” kant te onderbreken en een milliampèremeter even hiermede in serie te schakelen. Meten we nu een roosterstroom van 0,2 mA (= 0,0002 A) en is de roosterweerstand 50.000 Ω , een gebruikelijke waarde, dan is de effectieve waarde van deze r.f. wisselspanning $V_{osc} = 0,7 \times 0,0002 \times 50.000 = 7$ volt (fig. 23).

Dit vermenigvuldigen met 0,7 is noodzakelijk omdat bij deze feitelijke gelijkrichting de rooster-C tot de topwaarde van de wisselspanning wordt opgeladen; de effectieve waarde bedraagt dus 0,7 van de gemeten waarde.

We zullen zien, dat deze spanning bij geheel uitgedraaide condensator inderdaad hoger is dan bij geheel ingedraaide stand.

Teneinde toch zoveel mogelijk een constante waarde van de oscillatorspanning te bereiken, heeft men voor kortegolfontvangst vaak een weerstandje van 100 Ω in de leiding naar 't rooster opgenomen (fig. 24). Wat overigens de oscillator spoel en de terugkoppelspoel zelf aangaat, zo heeft het geen zin hiervoor h.f. litzedraad toe te passen: normaal wikkeldraad.

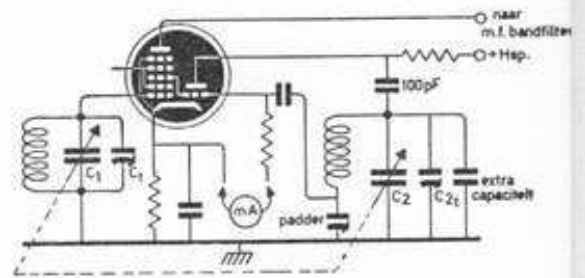


fig. 23

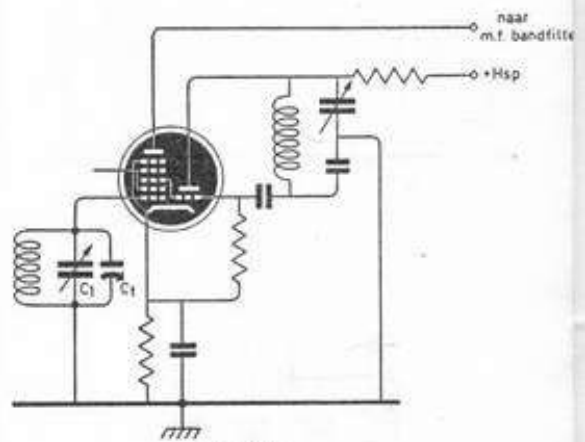


fig. 23a

De capacitieve driepuntoscillator-schakeling, ontdaan van trimmers.

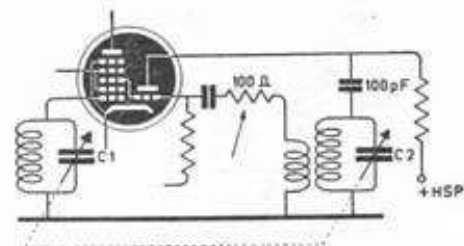


fig. 24

2 × katoen of zijde omspinnen, is voldoende.

Zowel aan trimmers als aan padders moet de eis gesteld worden dat zij niet verlopen in waarde o.a. door temperatuurvariatie. En die temperatuurvariatie is in een radiotoestel volstrekt niet gering; als regel zijn de openingen in de achterwand van de kast meer berekend op het doorlaten van geluid en het binnenlaten van insecten dan op ventilatie!

Mica padders of trimmers zijn in dit opzicht niet voldoende betrouwbaar; slechts luchttrimmertjes of de bekende platte trimmers, met keramische isolatie en opgebrande zilver-electroden zijn volledig betrouwbaar. Intussen is het verstandig inplaats van een padder van ca. 450 pF een combinatie te nemen van een vaste C van b.v. 400 pF met daaraan parallel geschakeld een trimmer van 3 tot b.v. 70 pF (ook trimmers hebben een minimum capaciteit!)

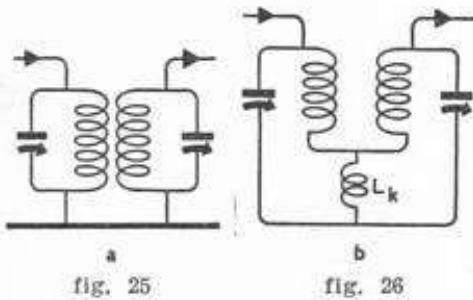


fig. 25

fig. 26

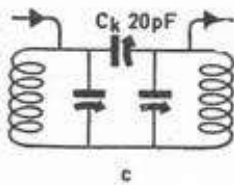


fig. 27

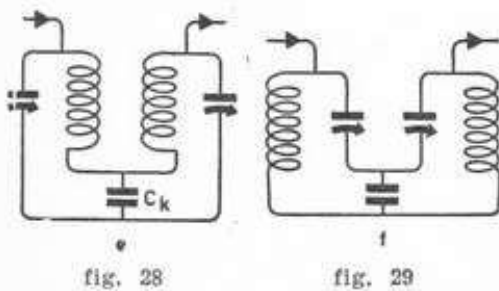


fig. 28

fig. 29

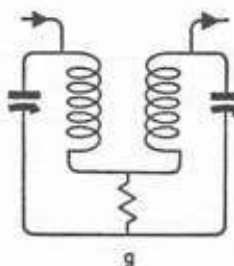


fig. 30

MF VERSTERKER

We zijn nu zover gevorderd, dat we een wisselspanning uit de anode van de mengbuis kunnen halen en leiden door de m.f. versterker. Zoals gezegd verschilt deze principieel in niets van een r.f. versterker, afgezien dan van de waarde van zelfinductie en capaciteit, dus frequentie.

Een sperkringschakeling, zoals in fig. 10 en 11 enz. getekend, zou mogelijk zijn, maar dan zouden we vooral bij 'n tweetraps m.f. versterker niet de doorlaatkromme verkrijgen waarom het ons te doen is; ook hier zouden we de hoge tonen verliezen. De enige goede oplossing is het m.f. bandfilter. We weten, dat een bandfilter een rendement heeft van ca. 50 %, maar het spanningsverlies dat we hierdoor lijden wordt gemakkelijk gecompenseerd door de hoge versterkingcijfers van de moderne r.f. pentoden en weegt in ieder geval op tegen de winst aan selectiviteit, dus de goede kromme-vorm en het geringe verlies van hoge tonen.

Een bandfilter, dat officieel een band-pass-filter (= band-doorlaatfilter) heet, bestaat uit 2 L-C-kringen, beide afgestemd op de gewenste frequentie. Onderling moeten deze kringen met elkaar gekoppeld zijn; deze koppeling kan inductief zijn, d.w.z. de spoelen kunnen elkaar wederzijds beïnvloeden, ofwel capacitief, waarbij een condensator als koppelid dienst doet. Inductieve koppeling wordt dan vermeden, door de spoeltjes ieder afzonderlijk af te schermen. In de praktijk wordt in omroepontvangers vrijwel uitsluitend het bandfilter volgens fig. 25 toegepast. Hierbij zijn of de condensatoren instelbaar en de spoeltjes vast of men gebruikt vaste condensatortjes en spoeltjes met instelbare ijzerkerntjes.

MF BANDFILTER

De doorlaatkromme wordt geheel bepaald door de mate waarin de kringen onderling gekoppeld zijn, de koppelingsgraad. In de figuren 25-30 zien we de verschillende koppelmogelijkheden in beeld. Zij komen alle op dezelfde grondgedachte terug. Beide L-C-kringen hebben een bepaald gedeelte gemeenschappelijk. In 25 is het de onderlinge inductie, in 26 bestaat deze niet, doch het spoeltje Lk wordt door beide kringstromen doorlopen. In 27 is de koppeling capacitief, Ck = b.v. 20 pF. In 28 loopt de kringstroom van L1-C1 door een vrij grote inductievrije condensator van b.v. 10.000 pF; daar deze als een wisselstroomweerstand is op te vatten

(fig. 30) wordt ook aan kring L_2-C_2 een wisselspanning medegedeeld. In principe is het dus bij al deze bandfilters zo: op één der beide $L-C$ -kringen wordt een r.f. spanning aangesloten; via de koppeling (capacitief of inductief) wordt deze spanning op de 2e $L-C$ -kring overgedragen; omgekeerd zal deze spanning, eenmaal in de 2e $L-C$ -kring aanwezig, weer terugwerken op de 1e $L-C$ -kring. Het hangt nu maar helemaal van de koppelingsgraad af, hoe groot de spanning is, die door de 2e $L-C$ -kring aan de volgende buis wordt overgedragen en welke selectiviteit hierbij verkregen kan worden.

We zullen ons nu maar even bij een bandfilter volgens fig. 25 houden. Zijn de spoeltjes ver uit elkaar, dan zal de spanningsoverdracht gering zijn en de selectiviteit is vrij groot (fig. 31, kromme C).

Brengen we de spoeltjes dichterbij elkaar, dan bereiken we de z.g. kritische koppeling, waarbij maximale spanningsoverdracht plaats vindt; de selectiviteit is dan echter nog te groot (fig. 31, B). Maken we de koppeling dan nog groter, dan krijgen we 2 afzonderlijke pieken, wat uit een oogpunt van selectiviteit er wel beter gaat uitzien maar toch ongezond is met het oog op vervorming (fig. 31, kromme A).

De verklaring van de 2 pieken is, dat in feite de éne kring L_1-C_1 juist iets onder en de andere (L_2-C_2) juist iets boven de gewenste frequentie afgestemd lijkt. De z.g. flanken van de kromme liggen overigens aantrekkelijk steil. Een tussenweg doet de z.g. inzadeling verdwijnen en we verkrijgen een kromme als in fig. 37.

Onze gunstige kromme verkrijgen we dus bij een licht-overkritische koppeling en de spanningsoverdracht is hier slechts 50 % van die welke we over een sperkring in plaats van een bandfilter zouden kunnen verkrijgen. Voor wat, hoort wat! Nu is echter de „kromme” nog niet „ideaal”, maar, evenals bij een gewone r.f. trap, wordt dit beter wanneer we een extra versterkerbuis inschakelen, zodat er 2 bandfilters na elkaar toegepast worden, in cascade zoals men dat noemt. We krijgen dan de kromme van fig. 33 en de schakeling van fig. 34, dus het schema van fig. 25.

Het is goed hierbij even stil te staan en te zien waarom bandfilters nooit populair kunnen zijn bij normale afstemkringen (zie fig. 1). Wanneer we deze afstem- C 's verdraaien verandert de koppelingsgraad, want al deze koppelingsleden zijn in feite frequentie-afhankelijke weerstanden. Nu kan men wel een combinatie bedenken, waarbij toch een (vrij) constante koppeling wordt verkregen: bij fig. 27 wordt de koppeling vast er bij hoger wordende frequentie (de reactantie of schijnweerstand R_{ck} van C_k wordt kleiner (blz. 3-21), stroom dus groter; bij fig. 28 wordt eveneens de reactantie van C_k kleiner,

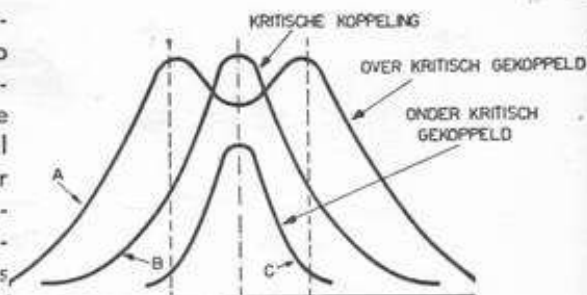


fig. 31

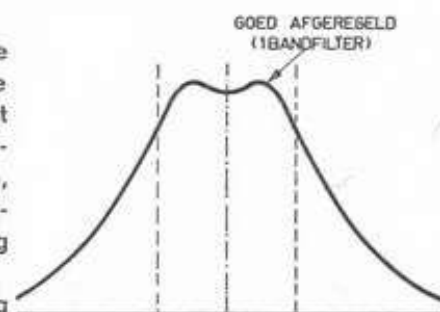


fig. 32

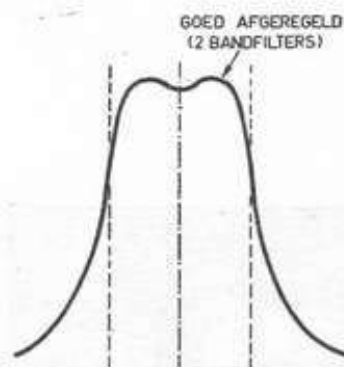


fig. 33

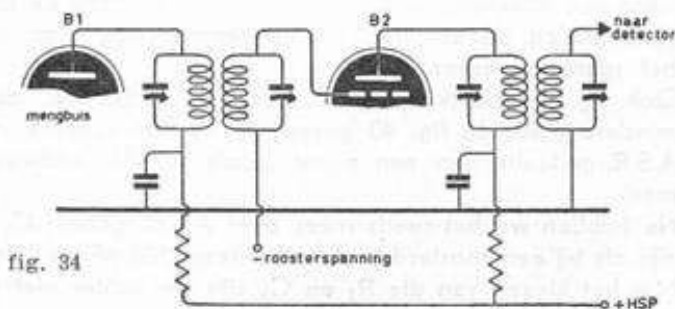


fig. 34

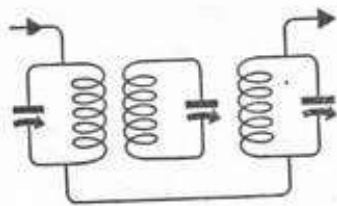


fig. 35

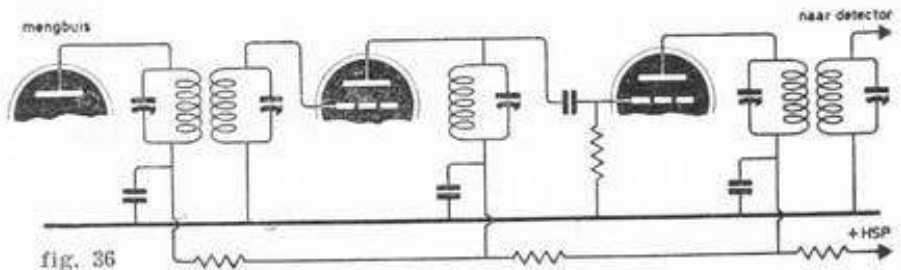


fig. 36

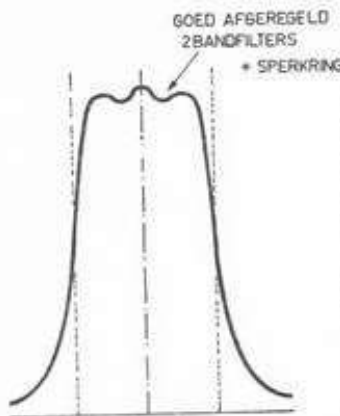


fig. 37

maar wordt daardoor de spanningsval over die C_k dus kleiner en daardoor de koppeling juist losser bij toenemende frequentie. Een combinatie van fig. 27 en fig. 28 geeft nu de in fig. 1 toegepaste schakeling; de spoelen zijn hierbij dus niet inductief gekoppeld.

Nog betere, bijna ideale kromme bereiken we door een extra kring aan 't bandfilter toe te voegen (fig. 35); helaas zakt hierdoor weer de spanning op de uitgang van 't filter. Dit kan men door een extra m.f. buis weer opvangen, doch dan schakelen we die extra kring liever als sperkring over de anode van die buis; aanbevolen voor batterij-supers (fig. 36). De doorlaatkromme voor de schakeling volgens fig. 35 is beter dan die van fig. 27; die van schakeling 36 zien we in fig. 37.

Bij de constructie van een m.f. filter, waarbij 2 spoeltjes binnen één afstembus ondergebracht moeten worden, plaatst men vaak de spoeltjes haaks op elkaar; er wordt dan toch nog voldoende koppeling verkregen. Verder heeft men algemeen de trimmers vervangen door vaste keramische condensatortjes of gemetalliseerde mica condensatoren, en de spoeltjes, die natuurlijk van litzedraad zijn gewikkeld, van poederijzerkern-tjes voorzien (fig. 38). De afstemming geschiedt dan dus door afregeling van de spoeltjes.



fig. 38

Mucore m.f. transformator

DIODE EN A.S.R.

We zijn nu gekomen op het punt waar wij de m.f. spanningen gaan „aftappen”. In principe kan natuurlijk een triode-detector gebruikt worden, desnoods met terugkoppeling. Dat kan nodig zijn voor ontvangst van zwakke telegrafie-signalen in morse. Maar voor muziek- of spraakontvangst is dat natuurlijk uit den boze: al onze moeite voor een mooie „kromme” is vergeefs geweest. Een diode is 't aangewezen detectiemiddel, en daarnaast een prima gelegenheid om A.S.R. toe te passen, want bij een dergelijk grote versterking als in een m.f. versterker is die automatische sterkteregeling onmisbaar, niet alleen om tijdens fading de a.f. signaalsterkte op peil te houden, maar ook om bij het „zoeken” langs de schaal de sterk invallende plaatselijke zenders in toom te houden.

Om demping op onze L-C-kring te vermijden, zullen we weer een aftakking op L toepassen; demping zou de kromme afplatten en de selectiviteit dus verminderen, afgezien van het spanningsverlies.

Ook bij de aftakking treedt dempingsverlies op, doch in mindere mate. In fig. 40 geven we nu een schema van het A.S.R.-gedeelte van een super (zoals we die kortweg noemen).

Nu hebben we het reeds meer over A.S.R. gehad; C_1 en R_1 zijn als bij een roosterdetector, dus resp. 100 pF en 1 M Ω . Met het kiezen van die R_2 en C_2 zijn we echter niet geheel

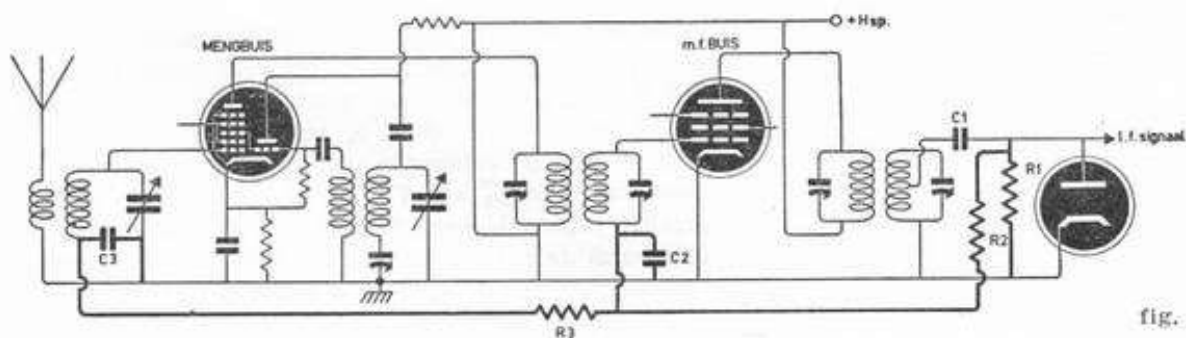


fig. 40

vrij. Om dit te laten zien moeten we eerst eens een proefje doen met een zaklantaarnbatterijtje, een condensator van b.v. $4 \mu\text{F}$, een weerstandje van $0,1 \text{ M}\Omega$ en een milli-ampèremeter. De meter schakelen we op een laag bereik, bij voorkeur 2 mA of nog lager. Wanneer we de stroomkring nu sluiten (fig. 41, schakelaar stand A) zal er een stroompje lopen; de wijzer slaat uit en blijft vrij lang zo staan, om later af te zakken en tenslotte is de stroom = 0. We zien, dat het tijd kost om de condensator te laden. Maar ook het ontladen, waarbij de stroom in omgekeerde richting loopt, zodat we de meter even omgekeerd moeten aansluiten, neemt een bepaalde tijd (schakelaar stand B). Wanneer we nauwkeurig de tijd zouden meten, zien we dat dit ontladen evenveel tijd neemt als het laden, wanneer de gebruikte weerstand in beide gevallen mogelijk is.

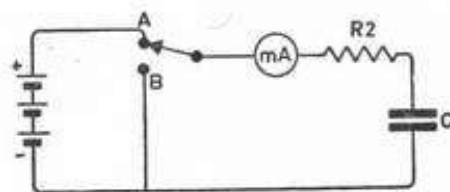


fig. 41

Nu een andere meting: dezelfde batterij, dezelfde meter maar nu een R_2 van $0,4 \text{ M}\Omega$ en een C_2 van $1 \mu\text{F}$. En nu zien we dat tijd voor lading en ontlading gelijk aan elkaar zijn, maar óók gelijk aan die tijden uit onze eerste proef.

Derde proef: $C_2 = 8 \mu\text{F}$ en R_2 van $0,1 \text{ M}\Omega$, dezelfde batterij. Nu blijken tijd van lading en ontlading wéér gelijk aan elkaar te zijn, maar... $2 \times$ zo lang als de tijden uit de vorige proeven.

Dit hoeft ons echter niet te verbazen: het gaat om elektrische ladingen die overgebracht moeten worden en wanneer we met water gaan werken zien we hetzelfde: U weet wel: dunne buisjes en wijde buizen, smalle emmers en wijde emmers en de hoogte van 't wateroppervlak boven de grond stelt weer de spanning voor.

TIJDCONSTANTE VAN R-C-FILTER

In de radiotechniek is het aantrekkelijk de grootte van een uit een weerstand en een condensator bestaand filter, een z.g. R-C-filter uit te drukken in seconden of eventueel in μ sec. (microseconden). Men gaat hierbij als volgt te werk: Een condensator wordt opgeladen (schakelaar in stand A). Op de voltmeter V leest men nu een spanning af, die natuurlijk gelijk moet zijn aan de batterijspanning. Zetten we nu de schakelaar in stand B, dan zal de condensator zich ontladen. Welnu, de tijd die de condensator nodig heeft om zich zó ver

te ontladen, dat de spanning nog maar $\frac{1}{2,7}$ van zijn oorspronkelijke waarde bedraagt, dat is de R-C-tijd of de tijdconstante van een bepaalde R en C, die bepaald wordt door het product van die twee; uit beide eerste proeven zien we dat de tijd niet verandert wanneer het product, dus $R \times C$

maar constant blijft. Dus net als bij het afvlakfilter van onze netvoeding, dat in eerdere lessen werd besproken. En wordt het R-C-product $4 \times$ zo groot, dan is de tijd nodig voor lading of ontlading óók $4 \times$ zo groot.

Om de „fading” voldoende snel te kunnen „opvangen” is een combinatie van $C_2 = 0,1 \mu\text{F}$ en $R_2 = 0,1 \text{ M}\Omega$ (fig. 40) in de praktijk juist gebleken. Maken we de tijdconstante kleiner dan wordt de zaak onrustig; de A.S.R. reageert te snel; is de tijdconstante, dus $R \times C$ te groot, dan reageert het systeem te langzaam. Wanneer we bij het afstemmen dan langs een sterk inkomend signaal draaien zwijgt de ontvanger op de naastliggende zwakke zenders totdat de C weer leeg is en dat duurt soms onaangenaam lang.

Principieel zouden we dus b.v. een C_2 van $1 \mu\text{F}$ en een R_2 van $0,01 \text{ M}\Omega$ kunnen nemen.

Nu zijn er door de praktijk eisen gesteld: de regelspanning wordt door de m.f. kring geleverd. De belasting die daardoor op de kring veroorzaakt wordt, moet dus zo gering mogelijk gehouden worden, dus: hoge weerstanden, klein koppelcondensatortje C; verder zal de C_1 zéér lek-vrij moeten zijn. Dus: niet te grote C_2 , want hoe groter een C is, des te méér zal de (ongewenste) lekstroom door die condensator bedragen. In een super worden mengbuis en m.f. buis en eventuele r.f. buis geregeld. Er bestaan zelfs buizen voor laagfrequent-versterking met regelbare steilheid; in dat geval wordt zelfs de a.f. buis medegeregeld. Hierbij blijken echter aanzienlijke a.f. vervormingen op te treden omdat de kromme te krom is, gezien de relatief hoge a.f. spanningen op 't rooster van die buis en we doen beter hier af te blijven. Wanneer we meer trappen regelen moeten we die onderling eveneens ontkoppelen (bij fig. 40, R_2 , C_2). Een andere, thans vaak toegepaste methode om de A.S.R. regelspanning „toe te dienen” is die in fig. 42; we vermijden hiermede de C_3 die opgenomen was

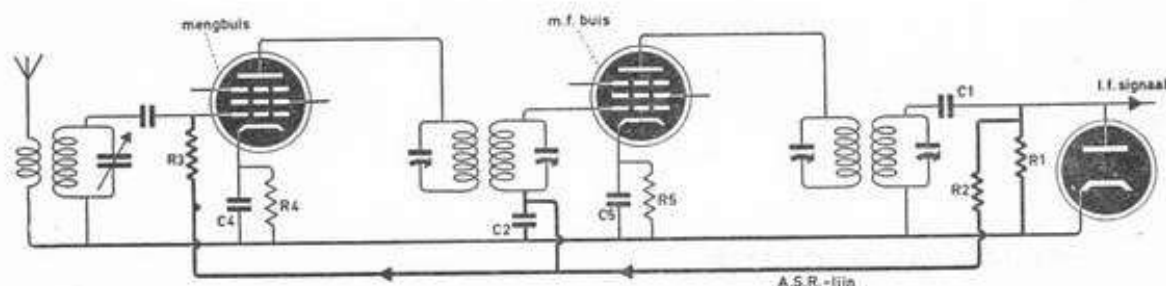


fig. 42

in de L-C-kring en de kringkwaliteit ongunstig beïnvloedt. Een bezwaar van dergelijke schakelingen in 't algemeen is dat ongewenste bromspanningen uit de antenne regelrecht op 't rooster van de eerste buis kunnen terechtkomen en niet naar aarde afvloeien, daar er een hoge weerstand in de roosterkring ligt.

Het is niet onverschillig wáár die weerstanden en condensatoren van de A.S.R. komen te zitten; in de schema's zijn zij op hun juiste „geografische” ligging getekend, dus bij de punten die „hot” (heet) zijn.

Tenslotte zal in verband met omgekeerde roosterstroom de totale weerstand van het gehele A.S.R. circuit voor een bepaalde buis niet boven een bepaalde waarde mogen gaan, vooral bij een super met een extra r.f. trap vóór de mengtrap en een extra m.f. trap is dat van belang. We komen hier in de volgende les op terug.

UITGESTELDE A.S.R.

Een bezwaar van de in deze vorm beschreven A.S.R. is, dat deze aanstands begint te functioneren, zodra er maar een ietsje spanning op de detector komt; het signaal wordt dan onmiddellijk verzwakt en het resultaat is, dat zwakke zenders praktisch verloren gaan.

Beter zou 't zijn wanneer we 't signaal eerst zouden kunnen laten aangroeien tot een bepaalde signaalsterkte, waarbij nog behoorlijke detectie mogelijk is. Is dat punt bereikt, dan pas laten we de A.S.R. in werking treden; er moet dan dus eerst een drempel als het ware bereikt worden. We bereiken dit in de uitgestelde A.S.R. Helaas kunnen we nu niet langer de A.S.R. betrekken uit de bron die in de eerste plaats bestemd is om ons het laagfrequent signaal te verschaffen: de diode.

Want dat a.f. signaal mag volstrekt niet door een uitgestelde diode geleverd worden; dat zou vervorming geven.

Een tweede diode is dus noodzakelijk, maar daarop is gerekend; vele buizen bevatten 2 dioden naast een triode of pentode. Moderne buizen bevatten vaak slechts één diode, maar dan gebruiken we er één uit de m.f. buis en één uit de a.f. buis, dan hebben we er toch twee. Op de schakeling van de signaal-diode komen we aanstands terug; we blijven ons nu even met de U.A.S.R. bezighouden.

De uitstelspanning zal positief moeten zijn: wanneer we de kathode van de A.S.R.-diode positief maken, b.v. 5 volt ten opzichte van chassis, dan zullen de toppen van de gemoduleerde m.f. wisselspanning minstens 5 volt moeten bedragen, eer er enige gelijkrichting zal optreden; alles wat echter groter is dan 5 volt wordt dan gelijkgericht, zodat de regelspanning toeneemt en de A.S.R. zijn plicht kan doen (fig. 43). Zolang de r.f. spanning echter zo laag is, dat de regelbuis nog niet werkt, ligt de U.A.S.R.-lijn via R_2 en R_1 gewoon aan aarde en daardoor zouden de te regelen buizen, de mengbuis en m.f. buis in ongeregelde toestand geen negatieve roosterspanning krijgen. Dit is natuurlijk ongewenst en daarom past men bij die buizen een katodeweerstand met ont-koppelcondensator toe (R_4-C_4 en R_5-C_5 in fig. 42).

Nu is het niet zo eenvoudig, die katode zo maar positief t.o.v. aarde te maken, wanneer die katode gemeenschappelijk gebruikt wordt in een gecombineerde diode-, triode- of pentodebuis; de spanning op een dergelijke katode is n.l. gelijk aan de neg. roosterspanning van die buis en dus in de meeste gevallen ca. $+ 2\frac{1}{2}$ volt t.o.v. 't chassis. Is de A.S.R.-diode gecombineerd met de eindbuis, dan gaat 't beter. We hebben dan een spanning van circa $+ 6$ volt t.o.v. chassis. Deze eindbuizen (EBL 1, UBL 21, enz.) met ingebouwde dioden hebben echter andere, vrij grote bezwaren en worden niet meer toegepast.

Hoewel een uitstelspanning van ca. 5 à 6 volt eigenlijk wel gewenst is, zullen we om ingewikkelde schakelingen te vermijden het maar met $2\frac{1}{2}$ volt doen.

Er bestaat een andere methode, waarbij de diode een negatieve voorspanning krijgt t.o.v. aarde. De katode van de eerste l.f. buis ligt hierbij rechtstreeks aan chassis; het rooster wordt via een weerstand R_0 van $10\text{ M}\Omega$ op de vereiste negatieve spanning gebracht. (Zie les 6).

Hoe verkrijgen we nu die negatieve spanning t.o.v. chassis? We kunnen hiervoor natuurlijk een batterij van 5 volt gebruiken (fig. 44a) maar óók door de spanningsval over een weer-

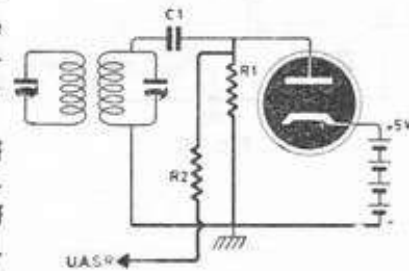


fig. 43

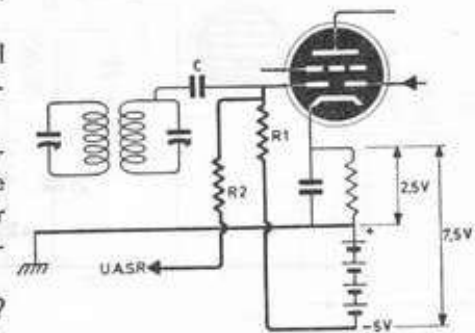


fig. 44a

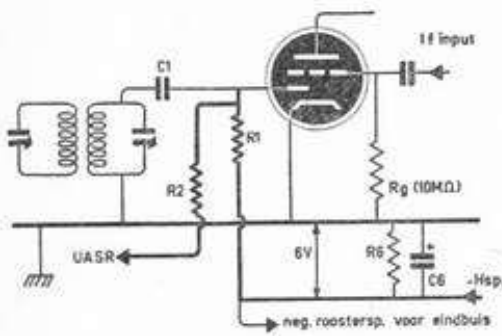


fig. 44b

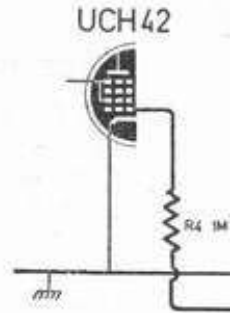


fig. 45

stand in de verbinding tussen – anodespanning en chassis (fig. 44b). Maken we die weerstand zodanig, dat de spanningsval daarover gelijk is aan de vereiste negatieve roosterspanning van de eindbuis, b.v. $5\frac{1}{2}$ volt voor een UL 41, dan kan de katode van die eindbuis zonder meer aan chassis gelegd worden. Ook de te regelen buizen, dus de mengbuis en de – m.f. buis kunnen met hun katoden direct aan chassis liggen. Maar... welke spanning komt er nu op de stuurroosters van die beide buizen wanneer ze niet geregeld worden? Wel, dezelfde als op het rooster van de eindbuis, dus – $5\frac{1}{2}$ volt. Dat is dus niet in orde, want nu werken die buizen niet op volle kracht, want hun neg. roosterspanning is te groot. Toch kunnen we daarop wel wat vinden door een potentiometerschakeling toe te passen.

In fig. 45 zien we de schakeling zoals deze in het schema van de in deze les beschreven U-super toegepast is. Helaas is deze niet voorzien van een uitstelspanning; het is gewone A.S.R., waarbij ook de eerste a.f. buis in de A.S.R. betrokken is.

De werking hiervan zien we bij de schema-beschrijving. Nu hebben we A.S.R., uitgesteld nog wel, dus U.A.S.R., maar géén laagfrequent signaal. Nu zou het een koud kunstje zijn om parallel met die beschreven A.S.R. diode een a.f. signaaldiode te schakelen, maar dat zou te veel demping op onze m.f. kring geven.

Men vond een andere schakeling, waarbij de diode in serie met de m.f. kring L-C wordt geschakeld (fig. 46), terwijl we in fig. 49 kunnen zien, hoe de diode op een aftakking van de spoel is aangesloten, om de demping nog meer te doen verminderen; het wáárom van deze schakeling werd reeds eerder beschreven.

Deze schakeling doet ons weer aan de normale schakeling van onze a.f. voedingsapparatuur denken: we tekenen die er

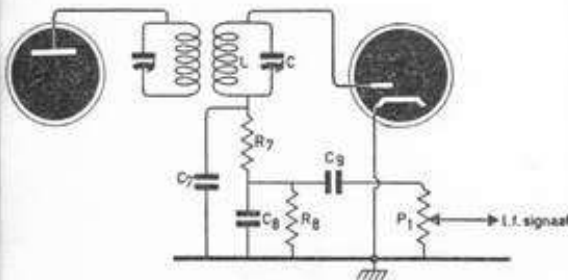


fig. 46

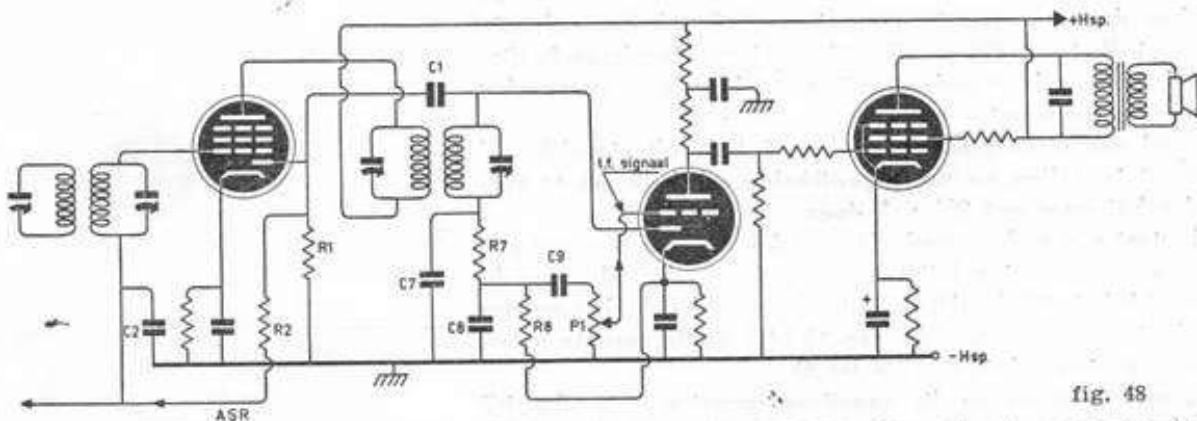


fig. 48

De uitstelspanning is hier gelijk aan de spanningsval over de katodeweerstand van de m.f. buis. De 1e a.f. buis heeft een normale katodeweerstand voor zijn negatieve roosterspanning.

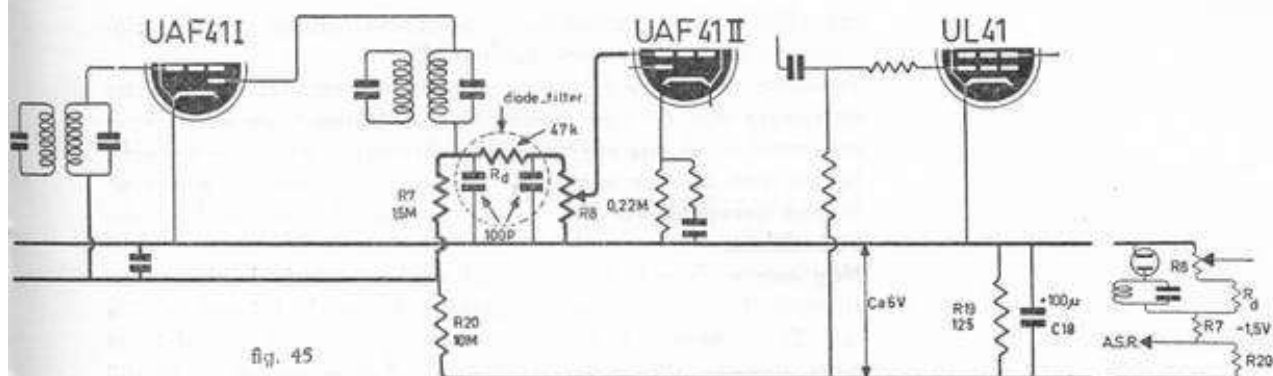


fig. 45

Geheel rechts: de spanningsdeler tussen -6 V en chassis

ter vergelijking even onder (fig. 47). In de belastingkring herkennen we weer het filter C7-R7-C8, ditmaal om de m.f. trillingen te beletten om in de a.f. versterker door te dringen. Voor dit filter gelden dezelfde desiderata als reeds in les 9 beschreven op blz. 19; de weerstand R7 kan weer door een h.f. smoorspoel vervangen worden en de C's C7 en C8 mogen niet te groot zijn. Goede waarden zijn $R7 = 47.000 \Omega$, $R8 = \frac{1}{2} M\Omega$; $P = 1 M\Omega$; $C7 = 200 \text{ pF}$, $C8 = 100 \text{ pF}$; $C9 = 10.000 \text{ pF}$.

Het verhaal begint nu zo langzamerhand compleet te worden (fig. 48); we zien nu nog een mogelijkheid om de demping van de 2e m.f. kring te verminderen door de diodeschakeling voor de A.S.R. niet op de secundaire maar op de primaire kring van 't 2e bandfilter aan te sluiten, eveneens via een klein C'tje, ca. 20 pF (fig. 49).

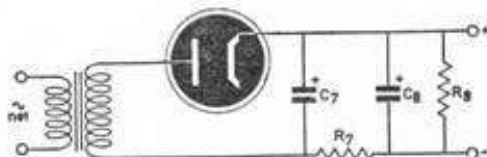


fig. 47

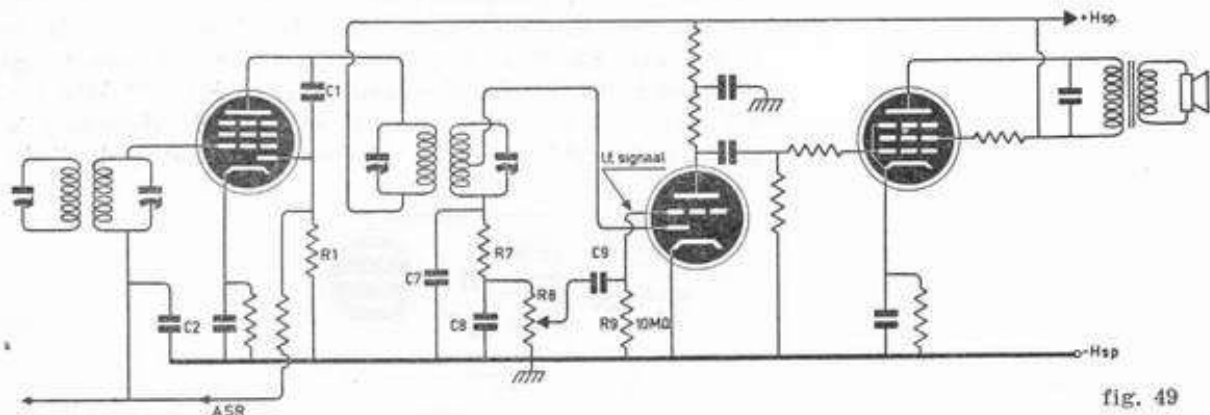


fig. 49

De 1e a.f. buis heeft geen katodeweerstand, doch krijgt zijn negatieve roosterspanning op de „moderne" manier (les 6).

Hierdoor wordt de vorm van de doorlaatkromme van de tweede m.f. transformator minder ongunstig beïnvloed. Wel is het dan zaak om te zorgen, dat er géén capacatieve koppeling optreedt tussen alles wat aan het „hete" eind van de s e c u n d a i r e hangt; o.m. is het gebruik van 2 dioden in één buis hierbij riskant: het bandfilter is berekend op een bepaalde interne onderlinge bedradingscapaciteit binnen het busje; extra koppeling daarbuiten kan de doorlaatkromme zeer ongunstig beïnvloeden.

Het principe en wezen van de „super" is hiermede besproken; daar de mengbuis een bepaalde drempelwaarde bezit voor kleine signalen kan de toestand verbeterd worden door een extra r.f. trap, geheel zoals dit bij een rechtuitontvanger

mogelijk is. De verhouding: ongewenste ruis tot gewenst signaal wordt hierdoor sterk verbeterd.

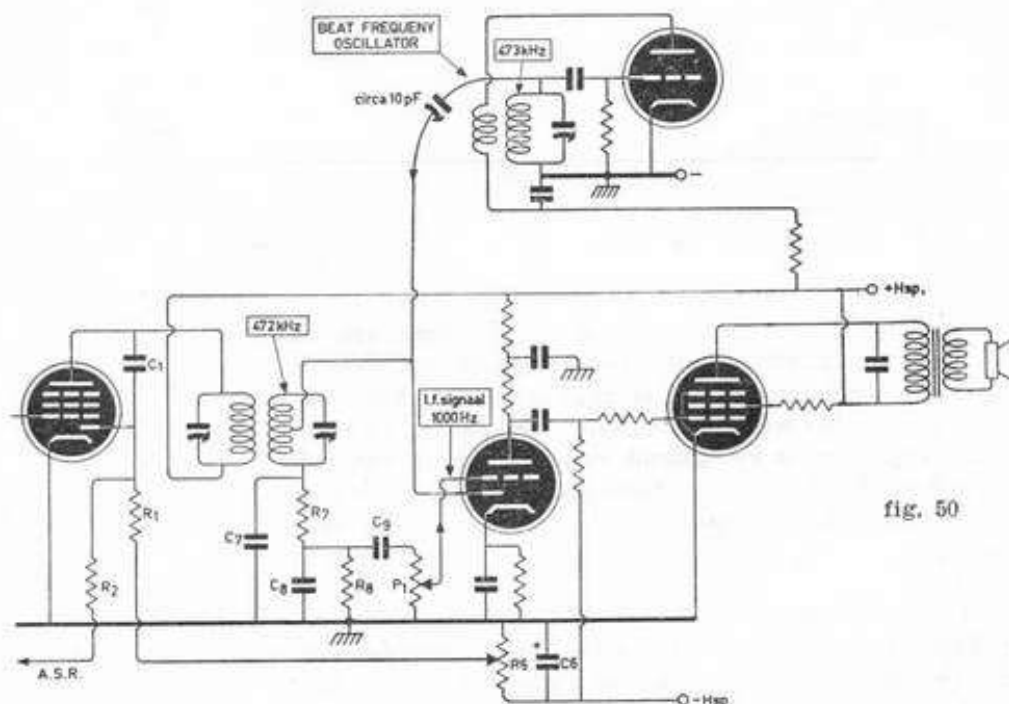
Tenslotte moeten we er hier nog op wijzen, dat wanneer de ontvanger niet op een zender staat afgestemd, de versterking maximaal is en dus vrij veel ruis laat horen; zo gauw we echter op een zender van enige betekenis afstemmen zullen er buizen geregeld worden, de versterking afnemen en het ruispeil dalen.

Nòg een andere toevoeging zal slechts waarde hebben voor sleutelenthousiasten; we bespraken dit reeds bij een vorige les. Er bestaan n.l. telegrafiezenders welke dus uitsluitend morsesignalen uitzenden; vaak wordt het morsesignaal hierbij als een toon uitgezonden; men bereikt dit door het r.f. signaal aan de zenderzijde met één toon te moduleren en met elke ontvanger zijn deze morsesignalen op te vangen.

Wanneer men de zender echter niet in toon moduleert, doch slechts de morsetekens uitzendt door telkens de draaggolf af te breken, dan wordt 't gekker. Want een ongemoduleerde draaggolf kunnen we niet „horen” en als die draaggolf in het morseritme afgebroken wordt... dan horen we dat natuurlijk óók niet.

Maar we kunnen wel op een andere manier een draaggolf aantonen, n.l. door een andere draaggolf, eveneens ongemoduleerd, zèlf in onze ontvanger op te wekken en deze tegelijkertijd naar de detector te voeren. Wanneer onze eigen geproduceerde draaggolf slechts een weinig in frequentie verschilt van de binnenkomende zullen wij een signaal horen, dat de frequentie heeft van het verschil van beide binnenkomende frequenties, wanneer dit tenminste binnen het hoorbare gebied valt.

Willen we dus Continuous Wave telegrafie = C.W. ontvangen met een super-ontvanger, dan brengen we daarin tevens een z.g. Beat Frequency Oscillator aan, een teruggekoppelde triode, die afgestemd staat op b.v. 473 kHz, terwijl onze m.f. versterker normaal op 472 kHz afgeregeld is. Dit b.f.o. signaal brengen we met het m.f. signaal op de diode,



die dan „mengend” optreedt en we horen een toon van 1000 Hz. Het andere mengproduct, $472 + 473 = 945$ kHz, horen we natuurlijk niet. Verveelt dat toontje ons, dan stemmen we de b.f.o. af op 472 kHz, dan krijgen we een toon van 2000 Hz, enz. (fig. 50).

Men noemt dit verschijnsel *zweving* of interferentie.

Helaas liggen in een super vele bronnen voor interferentie. We zullen ze in een volgend hoofdstuk onder 't mes nemen en natuurlijk ook de geneesmiddelen, voor zover bekend. En dan zullen we tevens de afregeling van een super ter hand nemen, want in principe is dat geen kleinigheid; de praktijk valt echter mee.

En dan eindigt dit hoofdstuk, gewijd aan de Superheterodyne met de verklaring van de naam: super is een fantasiewoord, hetero heeft de betekenis „van verschillende afkomst” (vergelijk heterogeen) en dyne is hier: „golf”. Het apparaat werkt dus met een golf van andere herkomst en hiermede is bedoeld de wisselspanning, opgewekt door de hulposcillator en gemengd in een mengbuis.

En over het laagfrequent-gedeelte van een super spreken we niet: dat verschilt in niets van alle andere laag-frequent-versterkers.

BOUWBESCHRIJVING VAN EEN GW- OF U-SUPER

Het is zo langzamerhand gewoonte geworden in de les een bouwbeschrijving te geven; ditmaal wordt dat uit de aard der zaak een Super; voor de variatie eens met U-buizen: de Pin-Up super U51a, die o.a. in R.B. en in Jongensradio, deel 3, werd beschreven.

We zullen de ontwerper daarvan maar aan het woord laten en de schema's hieronder laten volgen:

Wij hebben het nooit onder stoelen of banken gestoken, dat wij geen bewonderaars zijn van ontvangtoestellen voor uni-

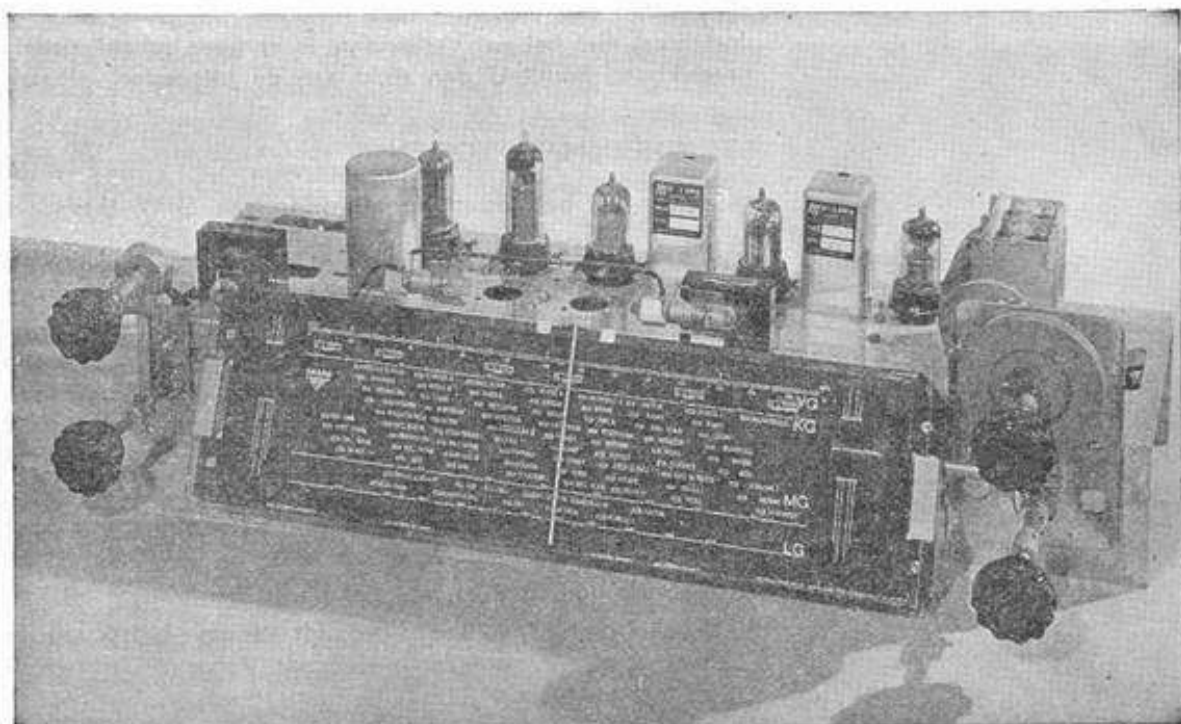


fig. 51

De pin-up-super U51-A

versele voeding, d.w.z. directe aansluiting op het lichtnet zonder tussenschakeling van een voedingstransformator. Weliswaar kan men de mogelijkheid van voeding door gelijkstroom waarden, evenals de niet te versmeden kostenbesparing wegens de afwezigheid van de voedingstransf.; desniettemin is juist laatstgenoemde omstandigheid de reden van onze bezwaren.

Immers, de rechtstreekse verbinding tussen lichtnet en schakeling is een niet te onderschatten bron van gevaren, welke weloverwogen veiligheidsmaatregelen eist — niet alleen wat betreft de constructie van het toestel, maar niet minder tijdens de afregeling en het opsporen van foutoorzaken. De constructie moet zodanig zijn, dat het absoluut onmogelijk is om hoe dan ook met een of ander onderdeel van de schakeling in aanraking te komen — hieronder tevens te verstaan het chassis, stelschroefjes van bedieningsknoppen, e.d. Hieruit volgt al onmiddellijk, dat het onverantwoordelijk is het toestel in gebruik te nemen zonder dat het in een goed gesloten kast van droog hout of ander isolatiemateriaal is gemonteerd. Zelfs dan moet men er op letten, dat eventuele houtschroeven of spijkers niet uitsteken aan de binnenkant van de kast en zo toevallig contact kunnen maken met het chassis of andere onderdelen.

En natuurlijk moeten we er om denken, dat eventuele grote ronde ventilatiegaten in 't achterschotje en in de bodem met gaas moeten worden afgesloten; het gaas mag natuurlijk n e r g e n s met stroomvoerende delen in aanraking zijn.

Tijdens testen en afregelen is het onvermijdelijk het toestel buiten de kast in bedrijf te stellen. Men moet dus buitengewoon behoedzaam te werk gaan om ongelukken te voorkomen. Als het even mogelijk is maak dan gebruik van een scheidingstransformator tussen net en toestel; slechts dan is het apparaat niet gevaarlijker dan een normaal toestel met voedingstransf. Z.g. verhuistransf. zijn in het algemeen voor dit doel n i e t geschikt, het zijn n.l. autotransformatoren, d.w.z. zij bezitten één wikkeling met aftakking: de „secundaire” is dus direct met het net verbonden. Is er geen scheidingstrafo beschikbaar, houdt U dan strikt aan de hieronder volgende

VEILIGHEIDSMATREGELEN,

te nemen bij het testen en afregelen van G/W toestellen.

1. Plaats der handeling: N i e t in schuur of kelderruimte met betonnen vloer, maar in een d r o o g vertrek met droge houten vloer.
2. Plaats apparaat op houten tafel en zet deze op extra ruime afstand van centrale verwarming, pijpleidingen van gas en waterleiding, enz., zodat het absoluut onmogelijk is hiermede toevallig in aanraking te komen wanneer U met het toestel bezig bent.
3. Draag tijdens het experimenteren schoenen met rubber zolen of ga op een rubber mat staan.
4. Gebruik gereedschap met geïsoleerd handvat.
5. Schakel de netspanning telkens uit wanneer U iets aan de bedrading wilt veranderen door de steker uit het wandcontact te trekken.
6. Laat het toestel nooit bedrijfsklaar staan, monteer het direct in een kast; let op dat geen met het chassis in ver-

binding staande metalen delen kunnen worden aangeraakt. As-einden, stelschroefjes van knoppen en zelfs schroefknoppen kunnen gevaarlijk zijn!

7. Niet de grootte van de spanning, maar de stroomsterkte door het lichaam is bepalend voor de mate van levensgevaar.
8. Houdt bij metingen e.d. steeds één hand in de broekzak.

Op één belangrijk punt vestigen wij in het bijzonder uw aandacht: Bij gebruikmaking van een trimzender houde men er terdege rekening mede, dat beide output-klemmen van een dergelijk instrument rechtstreeks met aarde zijn verbonden (de lage weerstand van de ingebouwde verzwakker kan men in dit opzicht verwaarlozen), zodat condensatoren van ca. 0,05 μ F moeten worden tussengeschakeld om kortsluiting van de verzwakker te voorkomen. Alleen in het geval dat de trimzender aan antenne- en aardbus van de ontvanger wordt verbonden mogen genoemde blokcondensatoren worden weggelaten.

Let voorts bij het hier te beschrijven bouwontwerp op C1a, geschakeld tussen het aardcontact van het m.f. filter type 221 en chassis. Deze condensator is noodzakelijk om een directe verbinding tussen aarde en lichtnet (via het chassis!) te voorkomen. Evenals C1a moet ook C1 geschikt zijn voor voortdurende belasting met minstens 250 volt wisselspanning. Mocht n.l. de antenne om een of andere reden sluiting maken met aarde — b.v. door aanraking met de dakgoot of iets dergelijks — dan krijgt C1 de volle netspanning te verduren en bij eventuele doorslag van deze condensator zal niet alleen de antennespoel van de Minicore spoelenheid worden beschadigd, maar tevens staat dan de antenneleiding onder netspanning!

HET SCHEMA (fig. 52)

De schakeling van dit ontwerp is zo eenvoudig mogelijk gehouden en behoeft weinig commentaar. Voor het afstemge-deelte kan men naar keuze het 4-banden spoelstel Minicore type 148 toepassen of — indien ontvangst van de visserijband niet noodzakelijk geacht wordt — het 3-banden type 736; in beide gevallen wordt de Novocon afstemcondensator type DC 203 toegepast met de afstemschaal TD 101 en glasplaat 4033. In beide gevallen is de schakeling van de mengbuis — een UCH42 — hetzelfde.

De m.f. versterker — een UAF42 — krijgt tezamen met de mengbuis schermroosterspanning van de gemeenschappelijke spanningsdeler R6-5; C8 ontkoppelt beide schermroosters. De in de m.f. buis aanwezige diode dient als detector en levert tevens de AVR spanning, welke via het afvlakfilter R7-C7 aan mengbuis en m.f. versterker wordt toegevoerd.

Ook de l.f. voorversterker is meer of minder aan AVR onderhevig, al naar gelang van de stand van de sterkteregelaar R8. Door de directe verbinding van het rooster met R8 wordt n.l. tevens de gelijkspanningscomponent van de detector aan de l.f. versterker toegevoerd.

We zien in dit schema nog een bijzondere manier, om de negatieve roosterspanning voor de eindbuis UL 41 te verkrijgen. In de verbinding van — anodespanning naar 't chassis is n.l. een weerstand, R19, opgenomen, waardoor het stroomverbruik van het g e h e l e toestel loopt, dus niet alleen van de eindbuis. De waarde van R19 is 125 Ω en hierover verkrij-

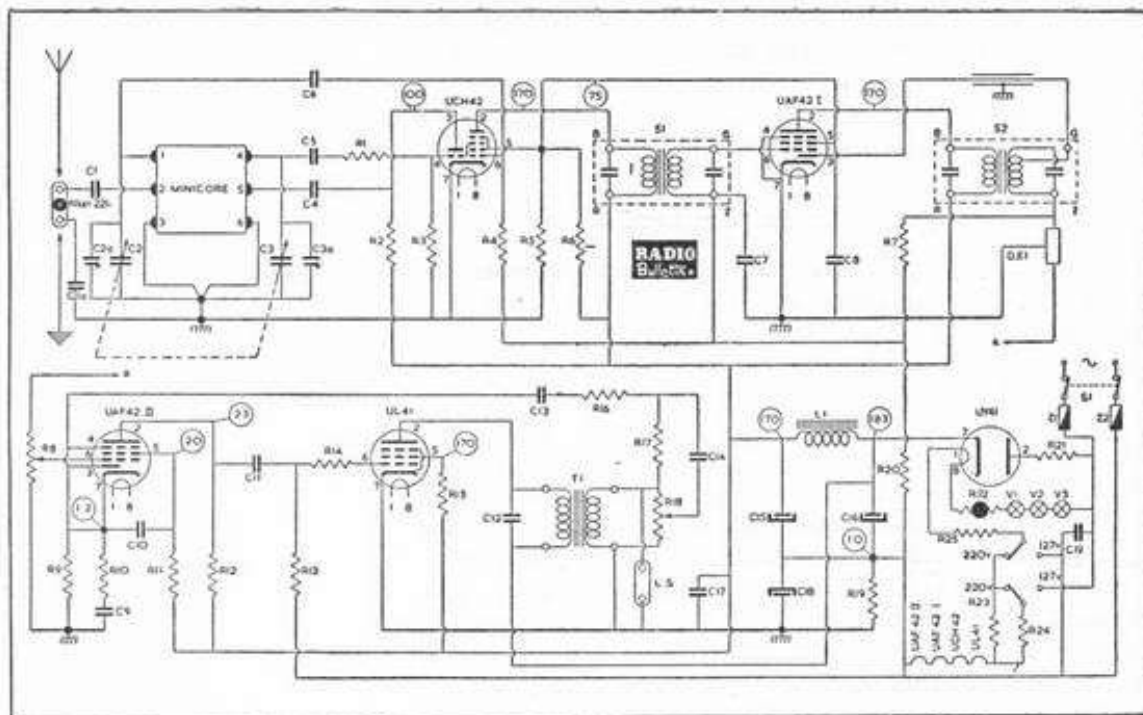


Fig. 52. In deze vorm werd het schema indertijd in R.B. gepubliceerd; momenteel wordt gestreefd naar een opzet, waarbij er minder gepuzzeld behoeft te worden. DF 1 is een diodefilter, bestaande uit een weerstand met 2 condensatoren (zie fig. 45).

PRINCIPESHEMA VAN DE U 51A

C 1	1000 pF papier (250 V wisselspanning) Facon
C 1a	0,047 (0,05) μ F papier (250 V wisselspanning) Facon
C 2-3	2 \times 490 pF afstemcondensator (Novocon DC 203)
C 2a-3a	trimmers op afstemcondensator
C 4	470 pF keram. of mica (L.C.C.-MIAL)
C 5-6	100 pF keram. of mica (L.C.C.-MIAL)
C 7-9-10	0,1 μ F papier (Facon)
C 8	0,047 (0,05) μ F papier (Facon)
C 11-13	0,022 (0,02) μ F papier (Facon)
C 12	4700 (5000) pF papier (Facon)
C 14-17	0,22 (0,25) μ F papier (Facon)
C 15-16	2 \times 32 μ F elco 350 à 450 V (Novocon)
C 18	100 μ F 12 $\frac{1}{2}$ of 25 V elco koper (Novocon)
C 19	0,1 μ F papier (250 V wisselspanning) (Facon)

WEERSTANDEN (alle $\frac{1}{2}$ W, tenzij anders aangegeven)

R 1	100 Ohm (Vitrohm)	
R 2	10 kOhm (Vitrohm)	1 W
R 3	22 kOhm (Vitrohm)	
R 4	1 Megohm (Vitrohm)	
R 5	22 kOhm (Vitrohm)	1 W
R 6	15 kOhm (Vitrohm)	1 W
R 7	1,5 Megohm (Vitrohm)	
R 8	220 kOhm pot.meter log. (Vitrohm)	
R 9-16-17	2,2 kOhm (Vitrohm)	
R 10	150 Ohm (Vitrohm)	
R 11	820 kOhm (Vitrohm)	1 W
R 12	220 kOhm (Vitrohm)	1 W
R 18	680 kOhm (Vitrohm)	
R 14	1 kOhm (Vitrohm)	
R 15	100 Ohm (Vitrohm)	

R 18	15 kOhm	pot.meter log. m/schak.	(Vitrohm)
R 19	125 Ohm	1 W 5 % (eventueel 150 + 680 Ohm parallel)	
R 20	10 Megohm	(Vitrohm)	
R 21	150 Ohm	(Vitrohm)	2 W
R 22	Temco weerst.	(in warme toestand 200 Ohm 100 mA)	
R 23	110 Ohm	(Vitrohm)	2 W (2 × 220 Ohm, 1 W parallel)
R 24	430 Ohm	5 à 10 W (Vitrohm)	
R 25	190 Ohm	3 à 5 W (Vitrohm)	(3 × 560 Ohm, 1 W parallel)
S 1	— dubbelpolige aan/uit schakelaar op R 18		
L 1	— smoorspoel Muvolett type 6006		
T 1	— luidsprekertrafo 3000 : 3 Ohm Muvolett type 6063		
V 1-2-3	— schaalverlichtingslampjes Philips type 8095 D (19 V, 0,1 A)		

gen we ca. 5,8 volt. Er schuilt echter een addertje onder het gras: de mengbuis en de m.f. buis verbruikt in weggeregelde toestand m i n d e r anodestroom; de neg. roosterspanning van de eindbuis wordt dan iets lager dan gewent is.

Een ander grapje is, dat geen der andere buizen voorzien is van een weerstand in de kathodeleiding ter verkrijging van neg. roosterspanning.

We zien echter, dat de weerstanden R7 en R20 een spanningsdeler vormen tussen de min. 5,8 volt en de onderkant van de 2e m.f. trafo, die via de weerstand in 't diodefilter van 0,1 MΩ en R8 weer aan 't chassis ligt; het „knooppunt” van deze weerstand ligt op ca. - 1½ volt t.o.v. chassis en de mengbuis en m.f. krijgen dus een neg. roosterspanning van - 1½ volt.

Uitgestelde A.S.R. is hier niet aanwezig; zo gauw de diode van de 1e UAF 42 begint te werken, zal 't „knooppunt” meer negatief worden en de neg. roosterspanning op de mengbuis en m.f. buis groter worden.

Bovendien krijgt de 1e l.f. buis zijn neg. roosterspanning van dezelfde diode; is er géén signaal, dan is dat dus ca. - 1½ volt; is er een sterk signaal, dan wordt dat meer, waardoor ook een automatische sterkteregeling optreedt. We sparen met deze schakeling wel enige condensatoren en weerstanden uit.

Frequentie-afhankelijke tegenkoppeling vindt plaats vanuit de secundaire van de uitgangstrafo via een klankcorrigerend netwerk naar de katode van de voorversterker. R18 regelt de mate van „ophalen” van de hoge frequenties.

Tenslotte vraagt de schakeling van de gloeidraden der buizen en schaalverlichtingslampjes nog even onze aandacht. Bij aansluiting op 220 volts netten staan zij allen in serie, maar zou men dit ook voor een 127 V net willen doen, dan zouden de schaalverlichtingslampjes weggelaten moeten worden om voldoende spanning voor de buizen over te houden. Daarom wordt voor de lagere netspanning de serieschakeling in twee takken gesplitst (fig. 53) elk met zijn vereiste serieweerstand, die dan parallel over het net worden geschakeld. In 't schema is aangegeven hoe met behulp van een eenvoudige spanningskiezer de vereiste omschakeling kan geschieden. De ene tak bestaat uit de gloeidraden der versterkerbuizen - 84 V vertegenwoordigd - en R24, die de resterende 43 V wegwerkt. De andere tak bevat de gelijkrichtbuis en de 19 V.

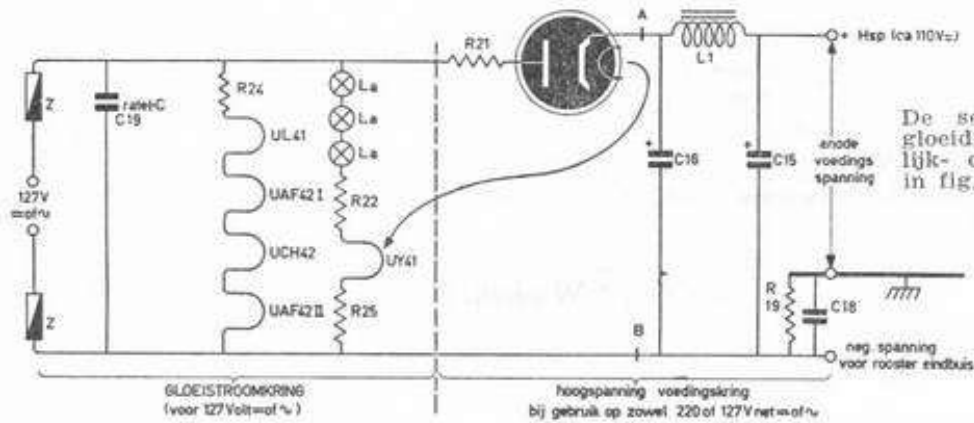


fig. 53

R21 is een begrenziingsweerstand, die de ladingstroomstoten begrenst om de gelijkrichtbuis te sparen. Deze grote ladingstroomstoten worden door de grote reservoircondensator C12 veroorzaakt.

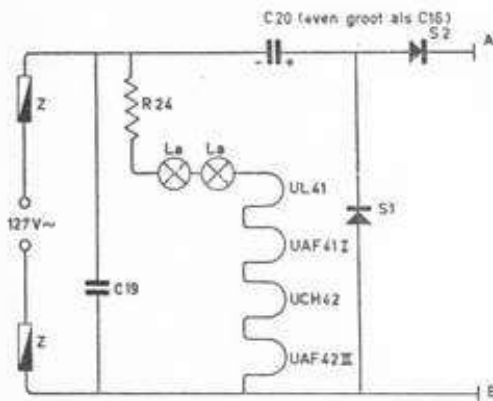


fig. 54

Spanningsverdubbelingsschakeling volgens Delon. Weerstand R24 is in dit geval 50Ω (1 Watt). Zie voor het afvlakcircuit fig. 53 (aansluitpunten: A—B) R24 is hier $430 - 380 = 50 \Omega$ (1 W).

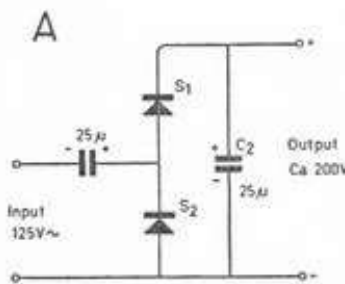


fig. 55 A

lampjes — bij elkaar 88 V. — en de „Temco” R 22, een temperatuurafhankelijke weerstand ter beveiliging van de lampjes tijdens de opwarmperiode, benevens de voorschakel weerstand R25. Met de spanningskiezer in de stand „127 V.” staan beide takken parallel, in de stand „220 V” in serie. In dit laatste geval komt bovendien R23 parallel aan R24 om de totale waarde der serieweerstanden tot de vereiste grootte terug te brengen. Wil men het toestel uitsluitend voor 220 V. inrichten, dan kunnen R23-24-25 worden vervangen door één enkele weerstand van 280 ohm, 3 à 5 W. (eventueel 4 parallelgeschakelde 1 W. weerstanden van 1100 ohm elk). Nu komt er natuurlijk bij velen nog een vraag voor de dag: wanneer dit toestel nu uitsluitend op een gelijkspanningsnet zal worden gebruikt, wat doen we dan eigenlijk met die gelijkrichtbuis?

Nu, die is hier voor de gelijkrichting volstrekt overbodig. Maar omdat er in deze ontvangers electrolytische condensatoren worden toegepast dienen we er voor te waken, dat deze nooit verkeerd-om worden aangesloten. Helaas is dat bij onze netstekers wél mogelijk; de enige mogelijkheid om onszelf tegen deze narigheid te beveiligen is het toepassen van die gelijkrichtbuis. Prikken we nu de stekker verkeerd-om in 't net, welnu, dan doet de ontvanger niets, helemaal niets, maar onze elco's blijven heel.

Daar we dit nog nergens uitdrukkelijk gezegd hebben, moet hier even vastgesteld worden, dat we voor serie-voeding uitsluitend buizen mogen gebruiken met gelijke gloeistroom. De moderne Europese seriebuizen zijn voor 100 mA geconstrueerd; de oude U.S.A. buizen waren voor 300 mA berekend, terwijl de nieuwe voor 150 mA bestemd zijn. We mogen die dus niet door elkaar gebruiken! De spanning van de buizen komt pas ter sprake bij het berekenen van de serieweerstand, benodigd voor een bepaalde netspanning.

CONSTRUCTIETIPS

Ofschoon men dit ontwerp op een betrekkelijk klein chassis zou kunnen monteren, heeft dit weinig zin, zolang men gebonden is aan het gebruik van de Novocon schaal type TD 101, met glasplaat. Wij gebruiken dan ook het bekende Amroh „Pin-up” chassis, waarvan de voor de voedingstranf.

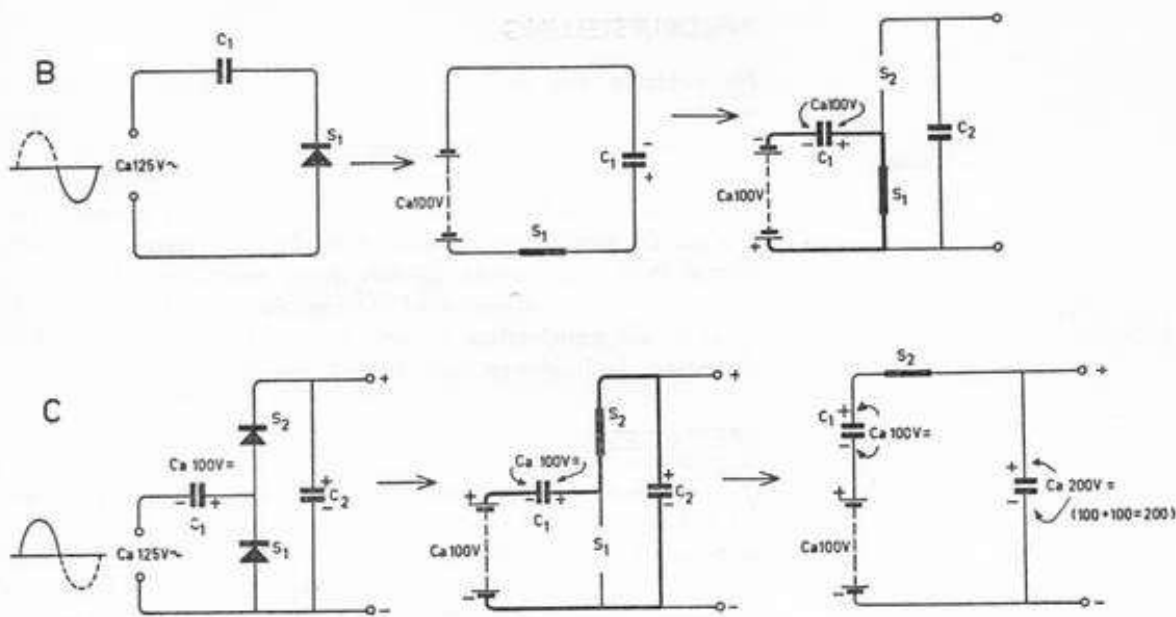
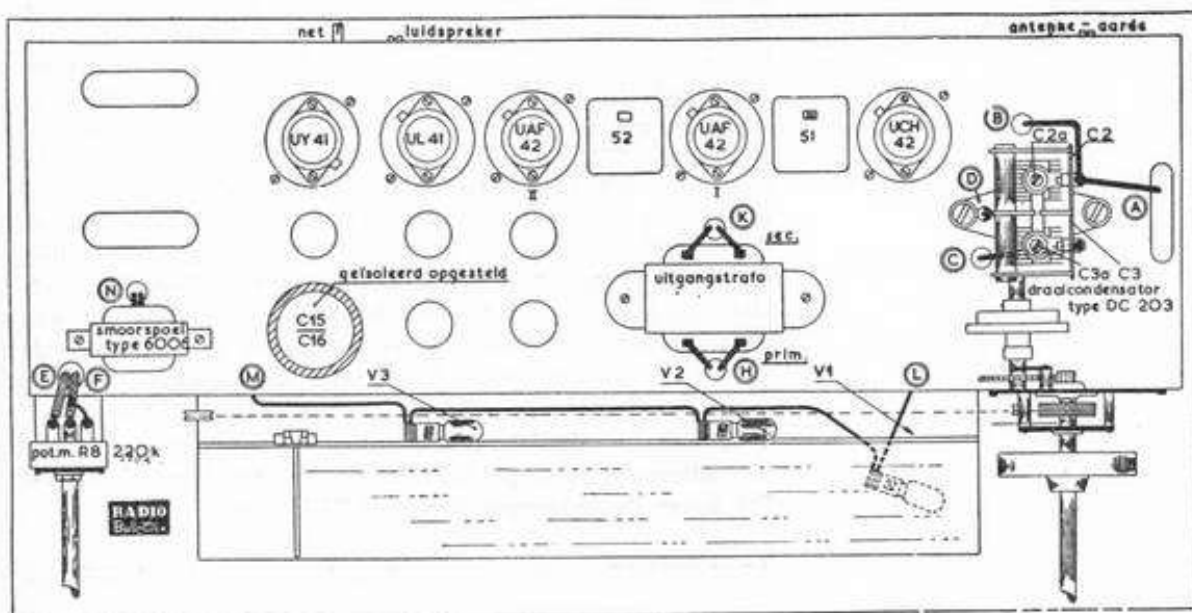


fig. 55 B-C

Beeidverhaal van de spanningsverdubbeling volgens Delon. A) geeft de gehele schakeling, B) de werking tijdens de negatieve faze van de netspanning en C) tijdens de positieve faze).



Indeling van de onderdelen en de bedrading aan de bovenzijde van het chassis. De bouwtekening bevindt zich achterin.

fig. 56 a

bestemde ruimte ongebruikt is. De opstelling der onderdelen is te zien in bijgaande afbeeldingen en de bedrading zal weinig moeilijkheden opleveren, gezien de overvloedige ruimte tussen de logische groepering der verschillende onderdelen. Aan de volgende punten schenke men echter goede aandacht.

De dubbele elco C15-16 moet door pertinax ringen van het chassis worden geïsoleerd. Let er verder op, dat de lekweerstand van de eindbuis (R13), de gloeidraad van de a.f. voorversterker (UAF42-II) en één zijde van het lichtnet geen van allen aan chassis, maar aan het knooppunt C15-16/R19 worden verbonden. Neem voor de condensatoren C1, C1a en C19 speciale typen (Facon of Novocon) die minstens 250 V. w i s s e lspanning continu kunnen verdragen.

INBEDRIJFSTELLING

Na controle van de bedrading kan het toestel op het net worden aangesloten, echter niet dan na zorgvuldig de hiervoor aangegeven veiligheidsmaatregelen te hebben genomen. Zodra de buizen op temperatuur zijn gekomen moet worden nagegaan of de tegenkoppeling in juiste fase is aangesloten. Verkeerde aansluiting verraadt zich door a.f. genereren, zich uitend in een constante giltoon. Men moet dan of de aansluitingen van de primaire of die van de secundaire der luidsprekertrafo omwisselen. Daarna kan men de diverse kringen afregelen, te beginnen met de m.f. transformatoren.

PRESTATIES

De ontvanger geeft geheel gelijkwaardige ontvangstresultaten als iedere overeenkomstige super met E-buizen en transformatorvoeding. Op MG en LG is de gevoeligheid beter dan 5 mV., op de KG bereiken gemiddeld 10 mV. Dit geldt voor 220 V netspanning; bij 127 V is de gevoeligheid iets kleiner. Toch kunnen we de prestaties op 125 V \approx gelijkwaardig maken aan die op een 220 volt \approx net door spanningsverdubbeling toe te passen. Het heeft vele voordelen om voor de gelijkrichting bij spanningsverdubbeling en selenium gelijkrichter toe te passen; we verkrijgen dan ca. 200 V =. Het schema van de nog niet eerder behandelde Delon-spanningsverdubbelingschakeling zien we in fig. 54; het enige waar we om denken moeten is, dat het huis van de „bovenste“ elco, C2, op ca. +100 V. = t.o.v. chassis zit; dus monteren met een isolatieringetje tussen aluminium-cylinder en chassis. Dit geldt trouwens óók voor de combinatie van C3 en C4, waarvan de bus niet alleen in deze schakeling, maar ook bij fig. 45 op 5,8 V = negatief t.o.v. het chassis zit. Het voordeel van de Delon schakeling is, dat één der netdraden rechtstreeks met het net verbonden is; we kennen de bezwaren daarvan, maar dit is toch nog gunstiger dan de „zwevende“ verbinding bij de Greinacher schakeling. Ook met betrekkelijk kleine antennes wordt dan ook zeer bevredigende ontvangst bereikt van een groot aantal stations. Tot zover de ontwerper van de U51A super.

AFREGELING : zal in een volgende les worden besproken.

U-BUIZEN MET SERIE-CONDENSATOR OP 220 V.

Het is wel interessant om de serievoeding van de buizen nog eens op een andere manier te bezien. Zoals n.l. in bedoelde beschrijving verteld wordt en trouwens ook in deze lessen is beschreven, loopt er onmiddellijk na het inschakelen van de spanning een stevige stroom (ca. 350 mA) door de gloeidraden, omdat deze koud zijn en dus een verbazend lage weerstand hebben.

Zijn de buizen eenmaal op temperatuur gekomen, dan wordt de stroom normaal d.w.z. 100 mA.

Schakelen we de verlichtingslampjes mede in deze serie, dan zullen deze prompt overlijden; de radiobuizen overleven wel die grote overbelasting, ofschoon hun levensduur door dergelijke krachtproeven er natuurlijk niet hoger op wordt.

De in schema 52 toegepaste z.g. niet-lineaire weerstand (temco) R22 heeft in koude toestand een hoge waarde: wordt

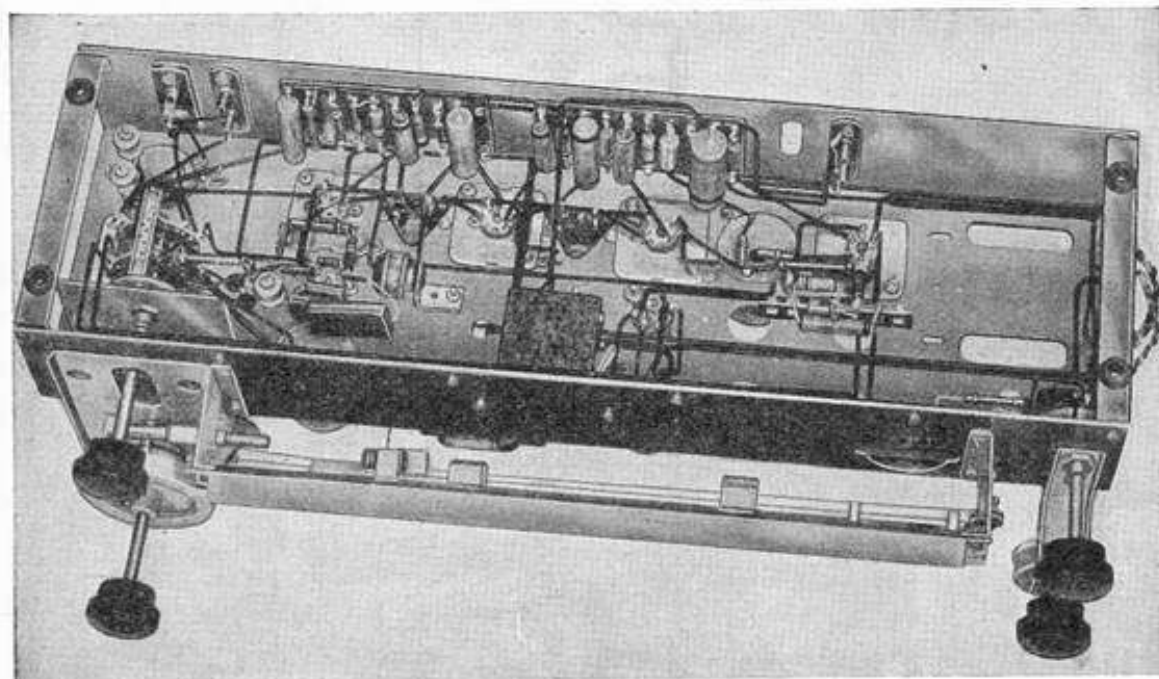


Fig. 56b. Door gebruik te maken van montagestrips — zgn. Pinup-bordjes — wordt een zeer overzichtelijke montage verkregen.

die weerstand warm, dan daalt de weerstand. Dat is dus net andersom als bij de buizen.

Hiermede wordt de inschakelstroomstoot beperkt tot circa 200 mA. Beter, maar nog niet ideaal.

Bij een door mij veelvuldig en met succes toegepaste schakeling wordt gebruik gemaakt van een seriecondensator inplaats van de weerstanden R22, 23, 24 en 25; metingen wijzen uit dat de maximum stroom niet hoger komt dan 150 mA; het opwarmen duurt iets langer maar... de buizen gaan véél langer mede en eventueel in serie geschakelde gloeilampjes leven jaren lang (fig. 57). Helaas is deze schakeling slechts voor 220 V. ∞ netten te gebruiken. Daar we een goede condensator moeten gebruiken, een z.g. oliecondensator, zijn we gebonden aan typen uit de handel. 2 μ F is een courante waarde. Een werkspanning van 1000 V. ∞ is noodzakelijk.

Een voordeel is nog, dat we van al die warmte-ontwikkellende serieweerstanden in ons toestelkastje af zijn.

Uit bovenstaande opstelling zien we, dat de in serie geschakelde gloeidraden van de buizen tezamen een weerstand vertegenwoordigen van: $R_{gloeï} = 1150 \Omega$.

De berekening van die serie-condensator is aan de hand van het geleerde in les 3 uit te voeren; we slaan die nu maar even over en constateren slechts: Wanneer een condensator van 2 μ F in serie met een weerstand van 1510 Ω op een 220 V. net wordt aangesloten, zal de stroom juist 0,1 A. bedragen; En waaruit is die weerstand van 1510 Ω samengesteld? Uit de gloeidraden van de buizen, verlichtingslampjes en, zo nodig, een extra weerstand.

Door die condensator wordt ca. 69 volt „weggewerkt” en door een weerstand van 1510 Ω de resterende 151 volt.

De totale weerstand R_{tot} die in serie met de condensator moet staan om de stroom tot 0,1 A. te beperken, is dus 1510 Ω ; we moeten nu een „opvulweerstand” R_{opv} van 1510 — 1150

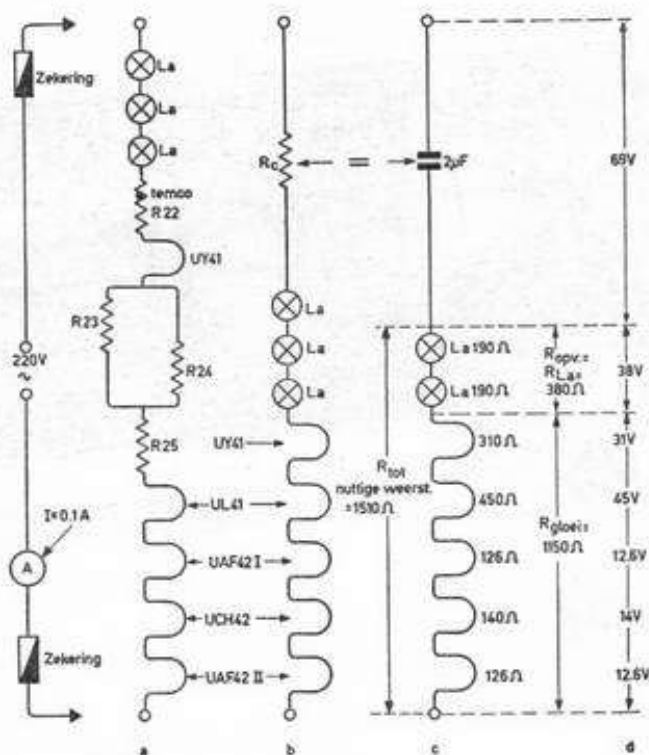


fig. 57

UY41	= 310 Ω	(31 V, bij 0,1 A.)
UL41	= 450 Ω	(45 V, bij 0,1 A.)
UAF42 I	= 126 Ω	(12,6 V, bij 0,1 A.)
UCH41	= 140 Ω	(14 V, bij 0,1 A.)
UAF41 II	= 126 Ω	(12,6 V, bij 0,1 A.)
R_{gloei}	= 1150 Ω	= (115 V, bij 0,1 A.)

= 360 Ω zoeken. Hiervoor nemen we ... 2 speciale Philips-lampjes, in serie geschakeld, elk voor 19 V. - 0,1 A.; de weerstand hiervan $R_L = 380 \Omega$; het verschil met de benodigde waarde $R_{opv} = 360 \Omega$ is zó gering, dat we het gerust erop kunnen wagen. Helaas moeten we het dus maar met 2 lampjes doen, maar dit nadeel weegt ruimschoots tegen de voordelen op.

En nu even een controleberekening voor de liefhebbers: We gaan dus uit van: 220 volt \sim ; $I = 100 \text{ mA} = 0,1 \text{ A.}$; $f = 50 \text{ Hz.}$

De weerstand Z van de gehele schakeling moet zijn volgens

$$\text{Ohm: } \frac{220}{0,1} = \frac{2200}{1} = 2200 \Omega = Z.$$

Deze weerstand is samengesteld uit een weerstand R_{tot} (zijnde de weerstand van de in serie geschakelde gloeidraden van buizen en lampjes, de „nuttige weerstand” zou men kunnen zeggen) + de wisselstroomweerstand of reactantie R_c van de condensator (fig. 57b).

We weten, dat we die weerstanden R_{tot} en R_c niet zó maar bij elkaar mogen tellen; we moeten hiervoor de volgende formule toepassen (zie les 3).

$$Z = \sqrt{R_c + R_{tot}^2}.$$

Daar we uit moeten gaan van een handelscondensator van $2 \mu\text{F}$, moeten we ditmaal éérst R_c berekenen. We nemen



fig. 58

Oliecondensator van $2 \mu\text{F}$ (Dubillier)

daarvoor de formule: $R_c = \frac{160000}{f \times c}$. Ingevuld geeft dat:

$$R_c = \frac{160000}{50 \times 2} = \frac{160000}{100} = 1600 \Omega.$$

We hebben nu: $Z = \sqrt{R_{tot}^2 + R_c^2} = 2200$, of ingevuld:

$$\begin{aligned} 2200 &= \sqrt{R_{tot}^2 + 1600^2} \\ 2200^2 &= R_{tot}^2 + 1600^2 \\ 4840000 &= R_{tot}^2 + 2560000 \\ 4840000 - 2560000 &= R_{tot}^2 \\ 2280000 &= R_{tot}^2 \\ R_{tot} &= \sqrt{2280000} = 1510 \Omega. \end{aligned}$$

Wanneer we dus op een 220 volt net een condensator van $2 \mu\text{F}$ in serie schakelen met een weerstand van $1510 \Omega = R_{tot}$, dan zal de stroom precies $100 \text{ mA} = 0,1 \text{ A}$ bedragen. Natuurlijk maken we door het vervangen van de serie-weerstand door een serie-condensator ons toestel ongeschikt voor gelijkspanningsnetten, maar gelukkig komen die niet veel meer voor.

GRAFIEK VOOR HET BEREKENEN VAN OSCILLATOR-KRINGEN

De grafiek is opgezet voor een frequentiegebied van 1500—550 kHz, waarbij is uitgegaan van een max. afstemcapaciteit voor de signaalkring van 400 pF (= var. condensator + trimmer + bedradingscapaciteit). In de grafiek kunnen we vinden: waarde van de padder C, extra trimmercapaciteit $C_{\text{extra trim}}$ en zelfinductie van de oscillatorspoel, uitgedrukt in % van de spoel in de antenne-afstemkring, voor verschillende middelfrequenties. Met die extra-trimmercapaciteit bedoelen we dus de extra parallel-condensator over de afstem-C.

Gebruiken we dus een middenfrequentie van 472 kHz, dan gaan we vanaf de onderrand bij 472 langs een rechte lijn omhoog en lezen op de snijpunten met de betreffende krommen de waarden van de gezochte gegevens af.

Wanneer de maximale waarde van variabele afstemcondensator + aanhang niet 400 pF is, doch een andere waarde C_{afst} heeft, dan moeten zowel de padder-C als $C_{\text{extra trimmer}}$

vermenigvuldigd worden met $\frac{C_{\text{afst}}}{400}$; de zelfinductie van de

oscillatorspoel verandert daardoor niet.

Is de totaalcapaciteit in de antennekring dus b.v. 300 pF , dan vermenigvuldigen we de gevonden padderwaarden en C extra

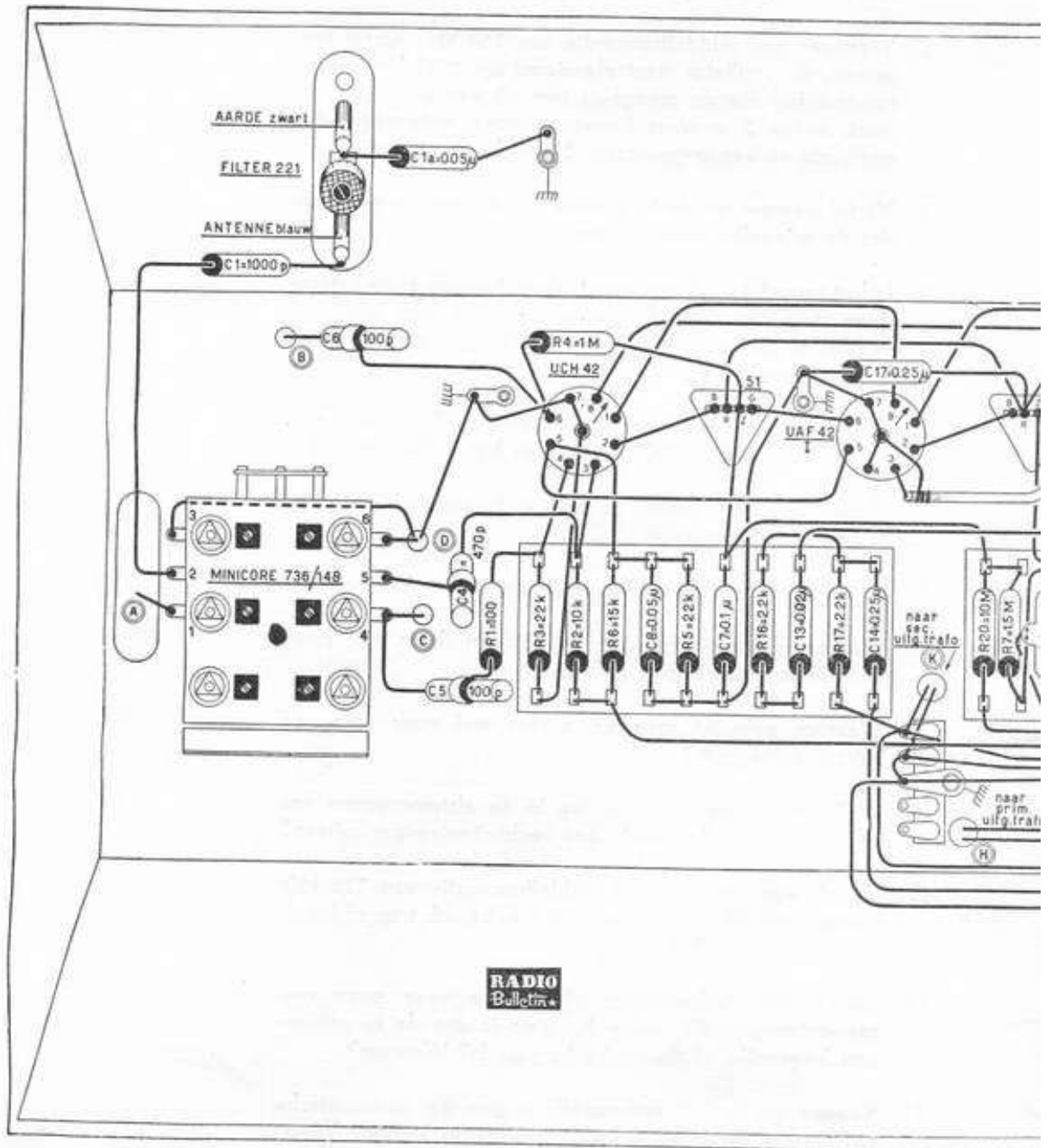
$$\text{trimmer met } \frac{300}{400} \text{ ofwel } \frac{3}{4}.$$

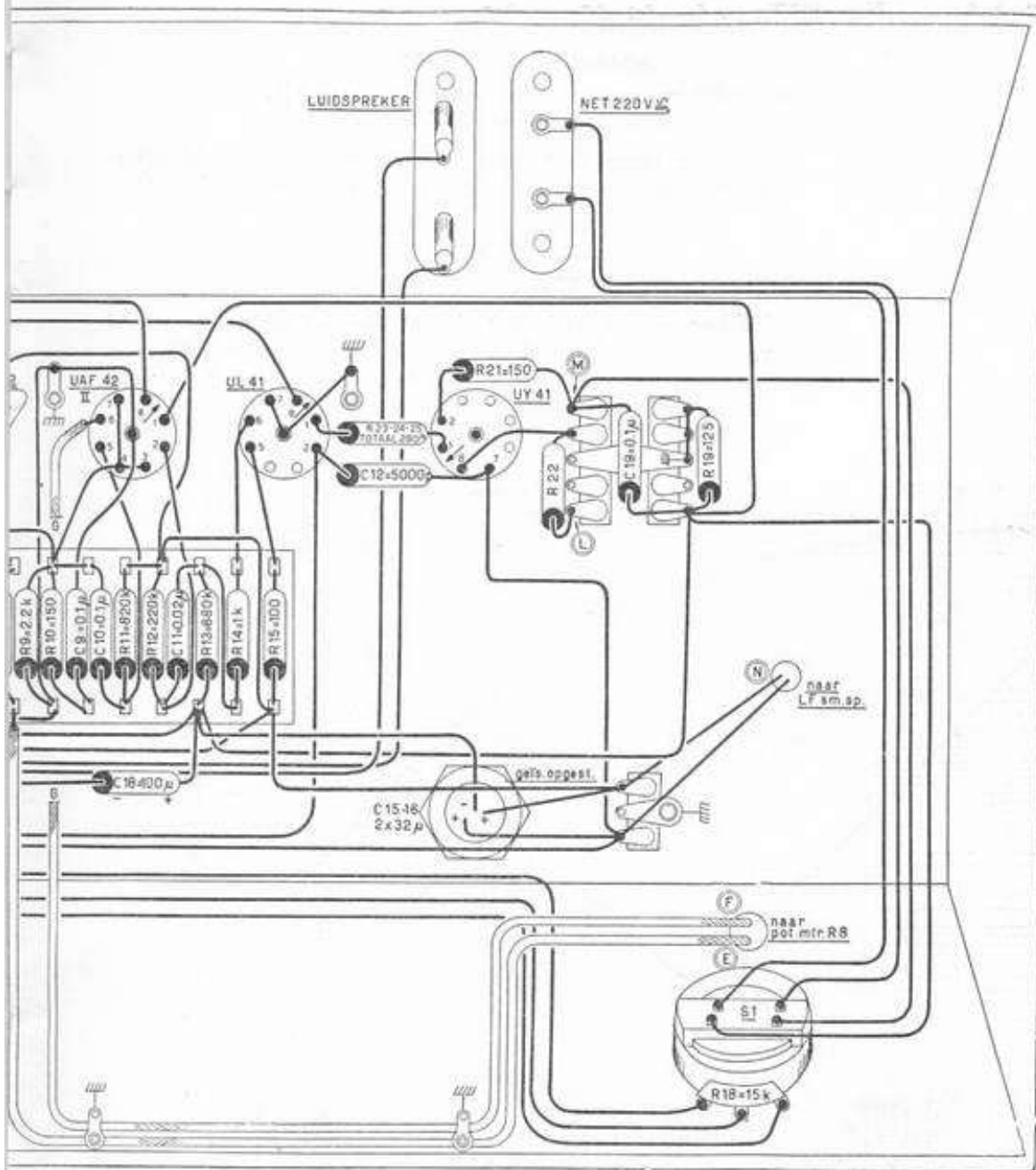
Wil men gelijkloop voor een ander frequentiebereik dan 1500—550 kHz verkrijgen, dan berekenen we vooraf de factor

middelfreq.

gemiddelde signaal freq.

BOUWTEKENING VAN DE PIN-UP-SUPER U51-A





Voor 15000—5500 kHz (20—54,5 m) is de gemiddelde signaalfrequentie $\frac{15000 + 5500}{2} = 10250$; dus bij een m.f. van

450 is de factor:

$$\frac{\text{middelfreq.}}{\text{gem. signaalfreq.}} = \frac{450}{10250} = 0,044.$$

Voor de lange golf kan b.v. 275 kHz als gem. signaalfrequentie aangenomen worden; de factor wordt hier dus:

$$\frac{450}{275} = 1,636.$$

Hebben we die gevonden, dan zoeken we op de bovenrand van de grafiek dit getal op en trekken van dit punt 'n lijn naar beneden; op de snijpunten met de krommen vinden we weer de gezochte waarden.

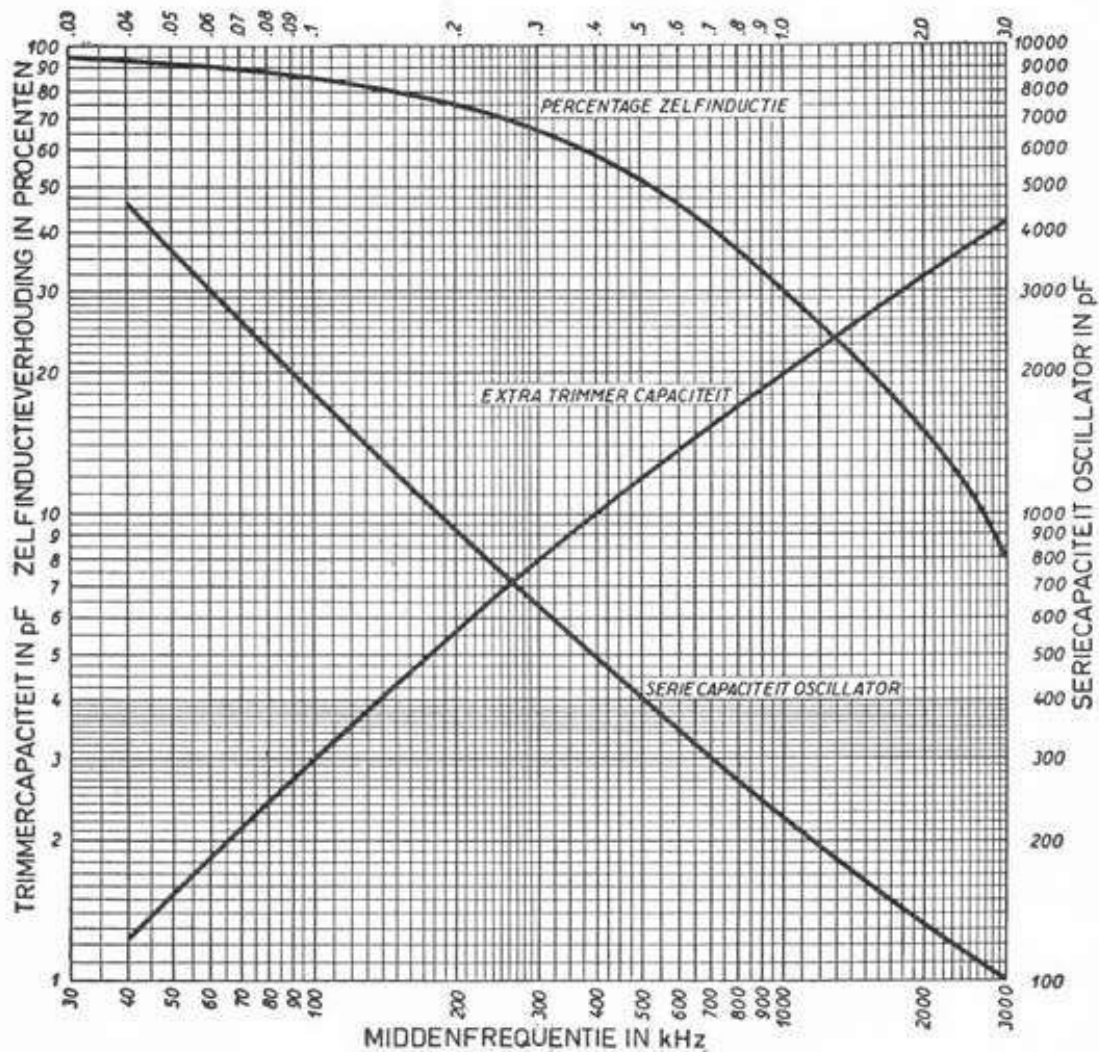
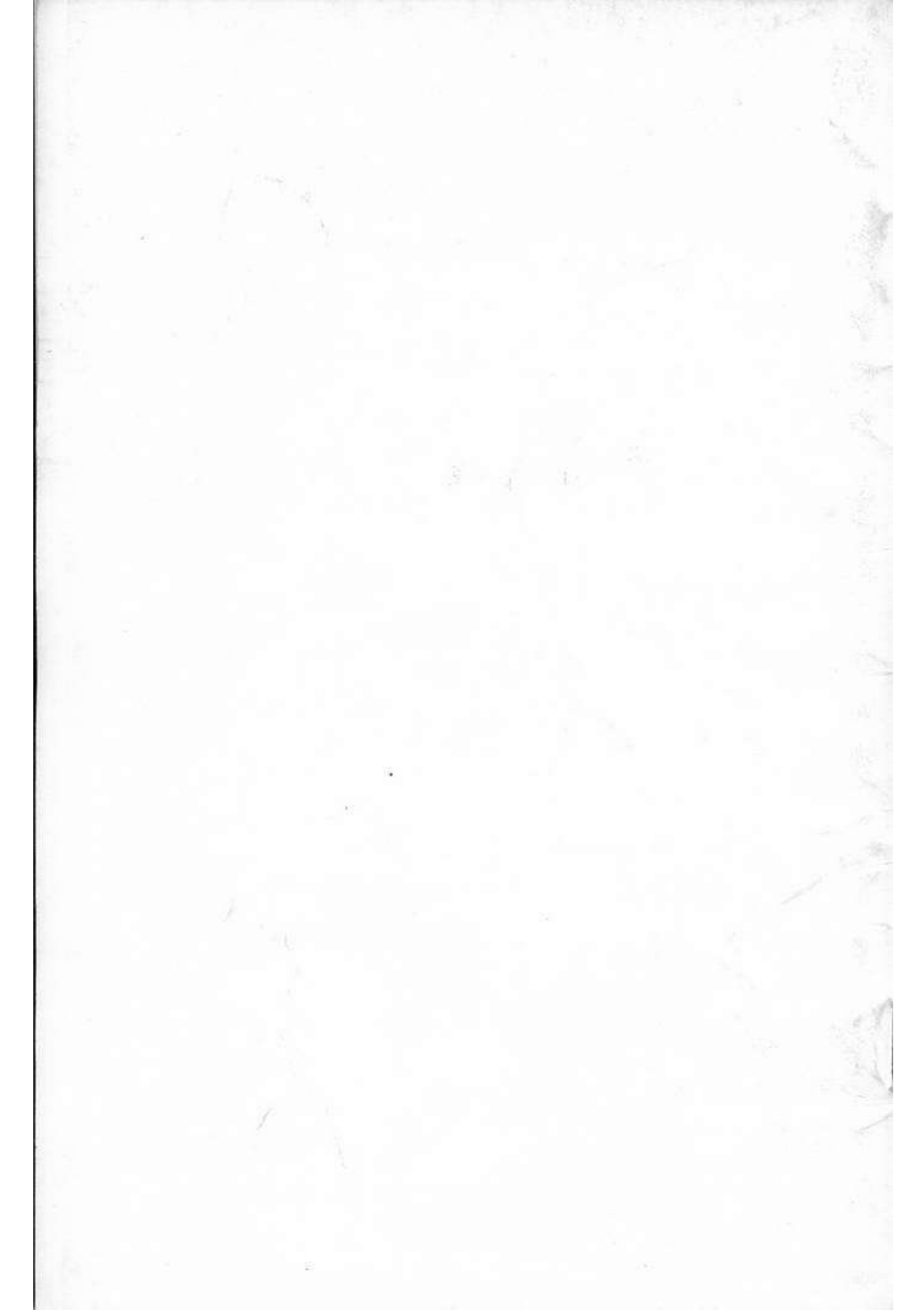


fig. 58

VRAAGSTUKKEN BIJ LES 10

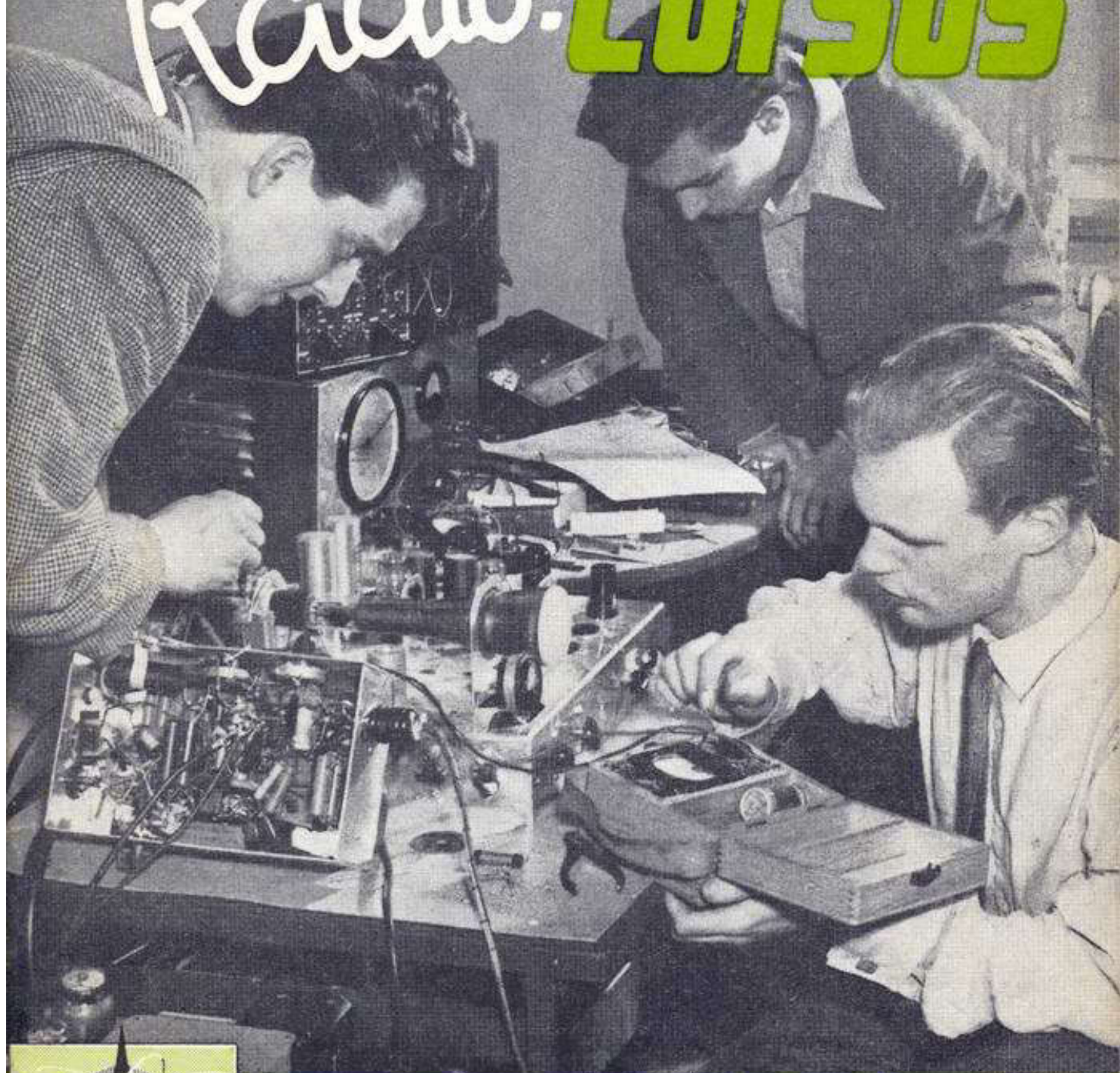
1. Vertel waarom het geen aanbeveling verdient om een rechtuitontvanger met 2 bandfilters uit te rusten.
2. Wanneer een middelfrequentie van 150 kHz wordt toegepast, de oscillator staat afgestemd op 1000 kHz en de roosterkring van de mengbuis niet uit een bandfilter bestaat, zullen 2 zenders kunnen worden ontvangen, een gewenste en een ongewenste. Noem hun frequenties.
3. Vertel waarom we de frequentie van de ongewenste zonder de spiegelrequentie noemen.
4. Is het mogelijk met een goed afgeschermd superheterodyne, waarvan de m.f. afgeregeld is op 450 kHz, een zender te ontvangen met een frequentie van 450 kHz? Waarom wel of niet?
5. Wat betekent het begrip conversiesteilheid van een mengbuis (met formule) en waarvan hangt die o.m. af?
6. Vertel wat het verschil is tussen automatische sterkte-regeling en uitgestelde A.S.R.
7. Noem 2 soorten mengbuizen van verschillend principe.
8. Waarom worden heptoden en octoden thans niet meer voor omroepontvangers gebruikt?
9. Waarom gebruikt men ze echter wel voor auto- en batterij-ontvangers?
10. Welke condensator treffen we in de afstemorganen van een super aan, die we in een rechtuitontvanger missen?
11. Vertel, waarom we geen middelfrequentie van 110 kHz kunnen gebruiken, wanneer geen extra r.f. trap of bandfilter-ingang wordt toegepast.
12. Welke oscillatorfrequentie kiezen we voor onze omroepontvanger: die welke hoger is dan de te ontvangen frequentie of die welke lager is? Waarom?
13. Kunnen we in het ontkoppelfilter van het automatische sterkteregeling-circuit R en C willekeurig kiezen? Waarom wel (— of niet)?
14. Teken eens twee verschillende in de les besproken bandfilterkrommen en zeg wat U er van weet.
15. Is bij een „Super” volledige gelijkloop van de afstemkringen mogelijk over het gehele afstembereik, zoals bij een rechtuitontvanger? Verklaar het antwoord?



dr. Blan

11

Radio. CURSUS



vormingscentrum voor radio en electronica

INHOUDSOPGAVE

Auto-ontvanger	3
Voeding van een auto-ontvanger	6
Triller	7
Gelijkrichting	9
Synchroontriller	10
Ontstoring van de triller	11
Ontstoring van de auto	12
Batterij-ontvangers	13
Raamantenne	13
Ferriet-staafantenne	16
Gloeidraadvoeding	17
Droge batterijen	19
Netvoeding	21
Reactiveren van batterijen	22
Fluitfilter	23
Zeekring	24
Andere fluitoorzaken	25
Ingangskring en oscillatorkring	27
De outputmeter	29
Wat leerden wij in deze les?	31
Vragen bij de elfde les	32

Bijlage: MK Bouwmap E 6 (Batterij super MK Zephyr)

AUTO-ONTVANGERS EN DRAAGBARE ONTVANGERS

11e LES

In de voorgaande lessen hebben we tot dusver uitsluitend radio-ontvangers besproken, die min of meer gebonden zijn aan huis, of liever: aan het lichtnet, dat voor de glóeistroom- en anodestroomvoorziening verreweg de goedkoopste en gemakkelijkste mogelijkheden biedt.

Heel anders komt de zaak te liggen, wanneer we met ons radio-apparaat „aan de wandel” gaan.

We kunnen aanstonds twee mogelijkheden onderscheiden: we beschikken over een auto of motorboot; daarin bevindt zich een accu met aan de motor gekoppelde dynamo. En de andere mogelijkheid is: we hebben niets dan een ontvanger en die moet op elke willekeurige plaats kunnen werken. Of: we wonen ergens waar nog geen lichtnet aanwezig is.

We behandelen eerst de

AUTO-ONTVANGER

Bij het construeren van een auto-ontvanger moeten we ons realiseren, dat de antenne nooit groot kan zijn; dit laten de afmetingen van de auto niet toe. Verder rijden we met die auto dan eens langs open wegen en dan weer eens tussen hoge huizen of onder viaducten of ijzeren spoorbruggen.

De veldsterkte van de gewenste zender varieert dus sterk en een uitgestelde automatische sterkteregeling kan niet gemist worden. Daarom zal een behoorlijke gevoeligheid aanwezig moeten zijn.

Tenslotte bevat een auto een aantal r.f. *) storing-verwekkende apparaten, zoals het ontstekingsstelsel, de spanningsregulator en de dynamo (met vonkende borstels).

Een rechtuitontvanger met $1 \times$ r.f.-versterking heeft onvoldoende versterkingsreserve; een extra r.f. trap levert in de praktijk méér versterking van de r.f.-storingen dan van de gewenste zenders, ofschoon de gevoeligheid voldoende zou zijn om ASR toe te passen zonder uitstelspanning.

Daarom is voor de auto de aangewezen ontvanger een superheterodyne, al dan niet met een trap r.f.-versterking.

De ontvanger op zichzelf zal in principe in het geheel niet verschillen van een normale netontvanger, afgezien dan van de voeding.

Om echter het binnendringen van r.f.-storingen te ontgaan zijn uitgebreide maatregelen noodzakelijk. Om te beginnen zou de gehele ontvanger geheel in een metalen kastje verpakt moeten zijn en dat metaal moet bij voorkeur koper of aluminium zijn.

Natuurlijk past men in verband met de kosten vaak plaatijzer toe; Telefunken verkoperde dit plaatijzer. De naden moeten zorgvuldig „gedicht” worden, dus: goed sluitende busjes, eventueel met bronzen contactstroken, zoiets als de „tochtstrips” die we voor de deuren kopen, doch „ingetand” om goed contact te verzekeren (fig. 1).



fig. 1

*) r.f. radiofrequent, frequentie van radiosignalen, 100 kHz ... 100 MHz. Oorspronkelijk werd hiervoor h.f. = hoogfrequent gebruikt; thans wordt deze aanduiding meer gebruikt als relatief begrip, b.v. in de zin van het h.f. deel van een beperkt frequentiegebied.



fig. 2
Belling-Lee telescopische
autoantenne

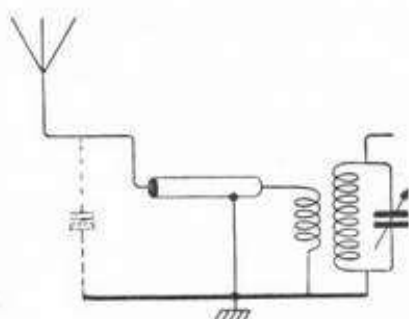


fig. 3

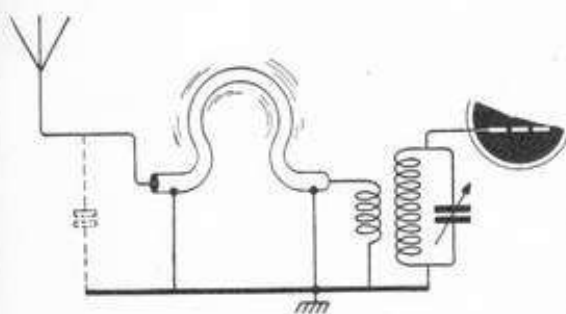


fig. 4



fig. 5a
Ontstoringsspoeltje

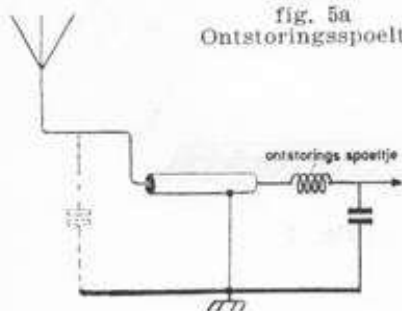


fig. 5b

Als antenne fungeert tegenwoordig algemeen een inschuifbare (telescopische) staafantenne, ergens voor op de motor-kap geïsoleerd opgesteld; de lengte is circa 1.20 m (fig. 2). En tussen die antenne en de ontvanger dienen we een afgeschermd kabel aan te brengen.

Een afgeschermd kabel is een metalen draadje (koper of brons) binnen in een buis van isolatiemateriaal, waaromheen zich een, uit gevlochten koperdraad bestaande „kous” bevindt en als zodanig is een dergelijke kabel eigenlijk niets anders dan een langgerekte condensator.

Wanneer we nu de antennekring van onze super bekijken, zien we, dat een dergelijke condensator, parallel op de koppelspoel bepaald ongewenst is. Zeker, de antenne, die in feite ook een „condensator” is, staat ook al parallel op die kring, maar dat is een noodzakelijk kwaad (fig. 3).

Hoe beperken we nu de eigen capaciteit van die kabel? Door hem zo kort mogelijk te houden en de diameter van de afschermmantel zo groot mogelijk en het draadje erin zo dun mogelijk te maken; moderne kabels hebben een inwendige diameter van circa 6 mm.

Ook is het lang niet onverschillig, uit welke materialen de isolatie bestaat; vrijwel uitsluitend wordt thans de tube uit polystyrene vervaardigd, terwijl de draad in 't midden gehouden wordt door kralen uit die stof. Vanzelfsprekend moeten we zorgen, dat geen vocht in de kabel kan dringen; helaas wordt dit nogal eens vergeten.

Verder moeten wij ervoor zorgen, dat die kabel slechts op één plaats, n.l. bij de ontvanger geaard wordt; het is dus noodzakelijk de kabel met isolatiestof te omkleden, zodat hij nergens anders met metalen delen in aanraking kan komen. Door de kabel op twee plaatsen met 't chassis te verbinden zou er een gesloten draadlus gevormd worden, waarin storingen geïnduceerd kunnen worden; daar de binnenkabel vast gekoppeld is met de buitenkabel, zouden we op die manier de storing in de ontvanger krijgen (fig. 4). Wonderlijk genoeg blijkt het in sommige gevallen echter noodzakelijk te zijn om de kabel op 2 plaatsen te aarden. Hier lijkt de praktijk dus in tegenspraak met de theorie.

De oorzaak is echter te zoeken in de hoge overgangswaerstand voor r.f.-stromen tussen de carrosseriegedeelten onderling; we „aarden” dus b.v. een spatbord via deze kabel en niet omgekeerd!

Ofschoon de automotor met aanhang onder de motorkap huist, is het toch te optimistisch om te denken, dat geen storingen de antenne kunnen bereiken; daarom plaatsen we tussen kabel en koppelspoel een r.f. smoorspoeltje, dat vooral werkzaam moet zijn tegen de storing van de bougies. Een 20-tal windingen, diameter 6 mm is voldoende; men maakt een dergelijk smoorspoeltje gemakkelijk door als „spoelkoker” een weerstandje van b.v. 100.000 Ω te nemen. We solderen de spoel dan aan de verbindingdraadjes van de weerstand; het bakelieten omhulsel is hier dan de „spoeldrager”. Wanneer de weerstandswaarde maar hoog genoeg is kunnen we die buiten beschouwing laten (fig. 5a).

Mét de eigencapaciteit van de kabel wordt hier een z.g. onderdoorlaatfiltertje gevormd; de hogere frequenties, zo boven de 20 MHz worden niet doorgelaten, de te ontvangen frequenties wél (fig. 5b).

Nu vertegenwoordigt een antenne-invoerkabel van 1 m toch altijd nog een capaciteitswaarde van circa 70 pF en daarom

dienen we onze koppelspoel zó te berekenen, dat geen resonanties optreden midden in het korte- of lange golfgebied, want we zien dat deze kabelcapaciteit met het koppelspoeltje ook weer een LC-kring vormen (fig. 6). In dit opzicht biedt de in b.v. de MuCore-spoelen vaak toegepaste z.g. Hazeltine-schakeling of meer populair gezegd: voetkoppeling, wel voordelen; ook voor normale nettoestellen bezit deze schakeling vele voordelen (fig. 7). We zien hier als „koppelorgaan” een condensator C_k , die normaal in de LC-kring is opgenomen. Deze condensator heeft een waarde van 5000 pF en het is wel in te zien, dat een extra toevoeging van die kabelcapaciteit van 70 pF hier geen grote verandering brengt. C_a is een antenne-condensator.

Als nadeel van deze schakeling kan genoemd worden, dat de totaalcapaciteit van de variabele condensator (dus in dichtgedraaide stand) door die condensator nooit zo groot kan zijn als van de variabele C op zichzelf, waardoor het afstembereik iets verkleind wordt.

Bovendien staat deze schakeling helaas wat gevoeligheid betreft achter bij deingangsschakelingen met koppelspoel, vooral wanneer een korte antenne wordt toegepast.

Dan vinden we in de antennekring ook nog het fluitfiltertje, dat we ook in deze les nader zullen bespreken; we zien het in super-schema's als type 221 of 221N.

Nu is de gevoeligheid van supers met moderne spoelen heel groot, maar toch ervaren we, dat in een auto de resultaten vrij pover zijn, ook al omdat elke directe verbinding met de aarde afwezig is; capacitief is de wagen geaard, maar de capaciteitswaarde van de autobodem tegen de weg is praktisch nihil en in ieder geval beduidend lager dan die van ons lichtnet, t.o.v. aarde, waardoor een klein antenne-draadje in de huiskamer soms nog goede ontvangresultaten geeft.

Een methode om de gevoeligheid te verhogen is het toepassen van een trap r.f.-versterking vóór de mengbuis. Doen we dit volgens de regelen der kunst, waardoor een 3-voudige afstemcondensator nodig wordt, dan wordt het toestel onrusdig en moet de ontstoring van de auto terdege ter hand worden genomen. Uit de aard der zaak is ook overdag het aantal ontvangbare zenders groter en komt ook de ASR volledig tot zijn recht, maar, zoals gezegd, wordt het aantal genietbare zenders niet veel groter.

Een eenvoudiger manier om tot vergroting der gevoeligheid te komen is een aperiodisch r.f.-trap. Hierbij wordt de kring tussen r.f.-buis en mengbuis niet afgestemd; het enige koppelorgaan is dan een weerstand van 10.000 ohm, hetgeen beduidend lager is dan de blokkeringsweerstand van een LC-kring (fig. 8).

Het voordeel is overigens, dat men met een gewone 2-vou-

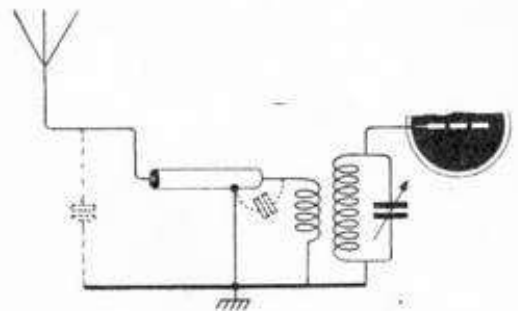


fig. 6

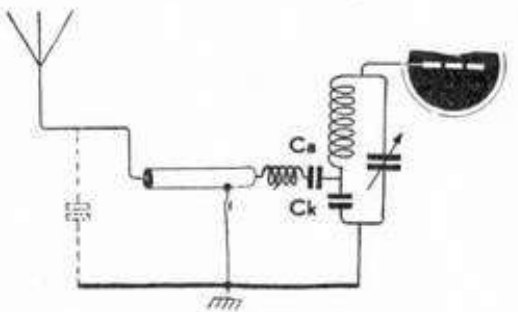
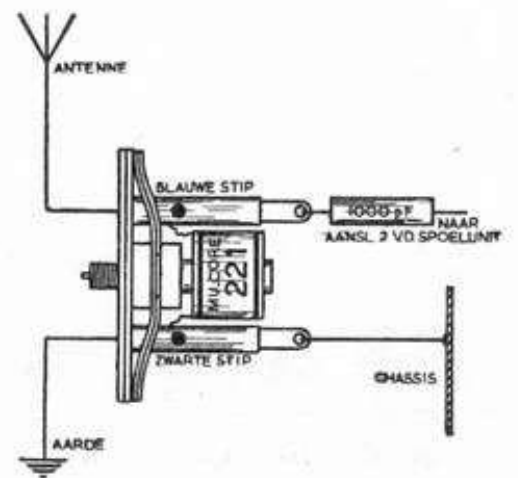


fig. 7



Mu-Core-antennefilter

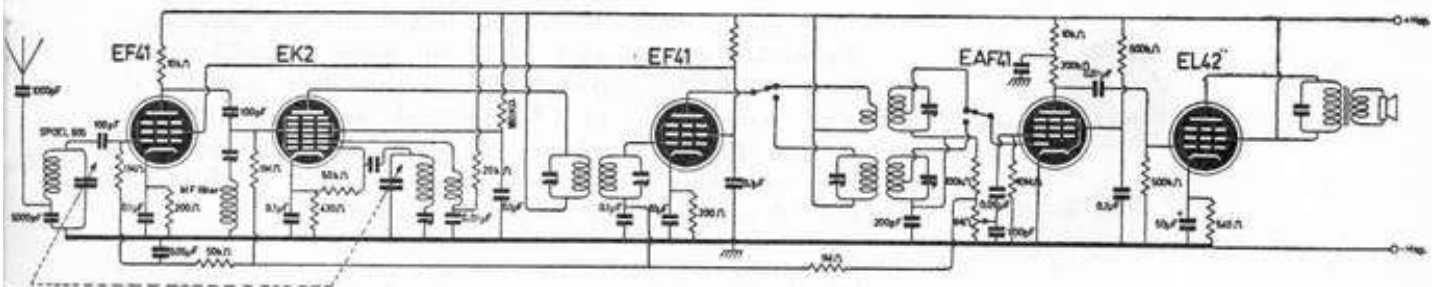


fig. 8

dige afstemcondensator kan blijven werken en de ontvanger dus niet veel groter behoeft te worden.

Een andere methode om sterker ontvangst te krijgen is het toepassen van slechts één bandfilter in de m.f. versterker terwijl vóór de diode een normale resonantie-transformator wordt toegepast.

Inderdaad is hierbij de ontvangststerkte véél groter, waardoor overdag meer stations te ontvangen zijn, doch de selectiviteit is daardoor natuurlijk minder groot en des avonds onvoldoende.

Om deze reden is door mij de navolgende schakeling vaak toegepast: met een dubbelpolig schakelaartje kan naar keuze een m.f.-transformator of een resonantie-transformator worden ingeschakeld. Een nacht-dag-schakelaar dus, die we in fig. 8 zien afgebeeld.

Wanneer we het handig aanpakken, kan dit spul gecombineerd worden door in een normaal bandfilterbusje een koppelspoeltje aan te brengen nabij de 2e LC-kring; schakelen we het koppelspoeltje in, dan wordt de 1e LC-kring onwerkzaam gemaakt door de verbinding tussen L en C te verbreken. Overigens behoeven we in den regel slechts één der beide bovengenoemde verbeteringen toe te passen; in sommige toestellen vinden we de extra r.f.-trap, in andere zien we de andere schakeling. Voor het gemak zijn ze hier echter in één schema samengebracht (fig. 8).

Het laagfrequent gedeelte is normaal; slechts voor de eindbuis kiezen we een EL2 of een EL42, die minder gloeistroom en anodestroom gebruiken dan de EL41. Ook het af te geven audio-frequente *) wisselstroomvermogen is natuurlijk dan lager, maar per slot heeft een auto beperkte afmetingen, hoewel we met het geluid boven het motorlawaai uit dienen te komen. Uit de aard der zaak wordt een kleine luidspreker gebruikt; er is geen bezwaar tegen deze los van de ontvanger ergens aan te brengen; bevestiging tegen de voorruit heeft voordeel in verband met korter afstand tot de oren; voor de achterinzittenden kan een afzonderlijk speakertje worden aangebracht, waarbij afgeschermd leidingen en een klankschermje of kastje niet vergeten mogen worden.

De afstemschaal kunnen we eenvoudig houden: een groot aantal stations kunnen we toch niet kiezen; denk er echter om, dat achter de schaal weer een metaalplaat moet zitten, anders is de afscherming niet volledig. Overigens doet een „gat” in een volle plaat minder kwaad dan een kier tussen 2 platen (fig. 9). Ventilatiegaatjes zijn echter noodzakelijk, anders smelt de was in spoelen en condensatoren weg; en omdat die was onze spullen tegen vocht beschermt mag dat beslist niet.



fig. 9



fig. 10

VOEDING VAN EEN AUTO-ONTVANGER

Voor de voeding van de gloeidraden zijn we gauw klaar: die werken normaal op 6- of 12-volts accu. Natuurlijk moeten we een r.f.-filter maken in de toevoerleiding, want via de accu zouden vele r.f.-storingen toch nog kunnen binnendringen. 20 à 30 windingen op een koker van 20 mm diam. zijn voldoende; de afleidingcondensator dient 1 μ F te zijn (fig. 10 en 27b). Maar nu de hoogspanning.

*) **audiofrequent** (a.f.) frequenties in het hoorbare gebied, in het algemeen, alle trillingen beneden 25 kHz. Oorspronkelijk werd hiervoor laagfrequent (l.f.) gebruikt, thans ook als relatief begrip als tegenstelling van h.f.

We beschikken over een accu; 6 volt of 12 volt. We bepalen ons tot het 6 volt type. Zonder meer kunnen we die 6 volt niet transformeren, maar wat wel gaat is, dat we de 2 aansluitdraden van die accu even aan de beide uiteinden van een 6-volt wikkeling van een step-up-transformator houden, + aan A en — aan B, dan bliksemsnel + aan B en — aan A, enz. Inderdaad verkrijgen we dan in onze transformator een wisselveld maar niet van het soort dat we wensen; de frequentie is te laag en bovendien is 't een vermoeiende bezigheid (fig. 11a). Beter gaat 't wanneer we een omschakelaar zouden maken, die deze handeling b.v. 50 x per sec. verrichtte. We zien in fig. 11b echter, dat telkens 2 contacten moeten worden omgelegd; daarom heeft men een enkelpolige omschakelaar toegepast, doch een dubbele primaire wikkeling op de transformator; beurtelings wordt + nu op A en C aangesloten, terwijl — steeds op de middenaftakking verbonden blijft (fig. 12). De vraag is nu maar: hoe komen we aan een snelwerkende omschakelaar? Welnu, het in beweging brengen van de omschakelaar laten we over aan de z.g. interruptor van NEEF, waarop onze ouderwetse elektrische bel berust (fig. 13).

TRILLER

In ruststand loopt er stroom door een spoel S, want het contact D rust tegen het bladveertje E. Het ankertje F, dat met een bladveertje aan het frame P bevestigd is, wordt nu met een klap tegen het magneetkerntje K aangetrokken; het contact E—D is nu echter verbroken en het ankertje vliegt weer terug; E en D zijn weer in contact en de zaak begint weer opnieuw en het ankertje blijft dus in een heen- en weergaande beweging; door nu aan dat ankertje de contacten aan te brengen, die we in fig. 12 zagen, verkrijgen we fig. 14 en we noemen dit apparaat een triller; de Duitsers noemen het karakteristiek een „Zerhacker“, de Amerikanen een „chopper“, dus een hakker, die de gelijkstroom in mootjes hakt. De frequentie van de op deze wijze ontstane wisselstroom in de primaire is gelijk aan 't aantal malen dat 't ankertje wordt aangetrokken. We leerden, dat hoe hóger de frequentie wordt, des te minder blik hoeft er in de transformator. Het zijn de lengte van dat bladveertje en het gewicht van het ankertje die tenslotte de eigenfrequentie van dit mechanische trillingsstelseltje bepalen; vrij algemeen wordt de triller in de fabriek op 100 Hz afgeregeld. Het ankertje is zeer licht en de bladveer moet uit speciaal staal bestaan. De contacten bestaan uit wolfram, een metaal dat niet verbrandt wanneer vonkvorming optreedt.

Momenteel is een nieuw triller-model ontwikkeld, dat een frequentie van 400 Hz bezit. Zowel transformatoren als elektrolyt-condensatoren kunnen hierdoor kleiner en dus lichter worden.

Nu kunnen we dus op de secundaire zoveel windingen leggen als nodig is om na gelijkrichting tot een behoorlijke anodevoeding te komen. 200 V ∞ is een behoorlijke waarde. Maar we hebben dan nog wisselspanning, er moet dus gelijkgericht worden!

En... hoe ziet die wisselspanning er nu uit?

Wanneer we de aldus verkregen wisselspanning eens in de oscilloscoop bekijken, zien we alras, dat we volstrekt niet met een sinusvormige wisselspanning te maken hebben, integen-

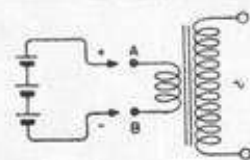


fig. 11a

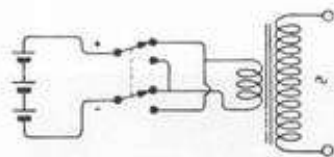


fig. 11b

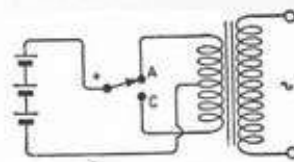


fig. 12

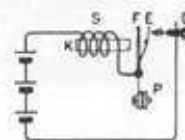


fig. 13

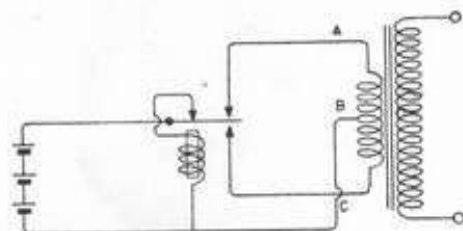


fig. 14

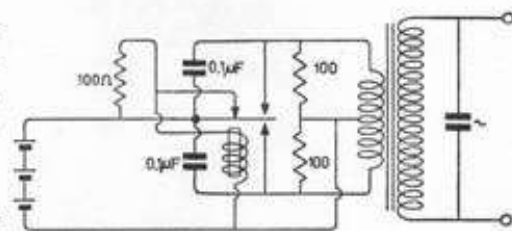


fig. 15

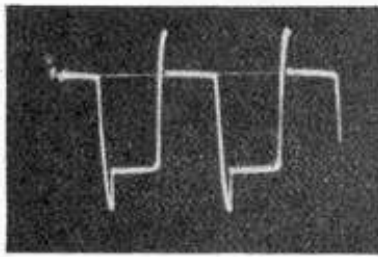


fig. 16

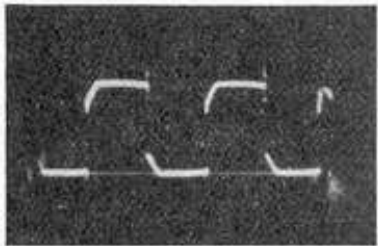


fig. 17

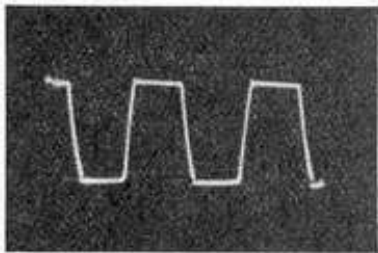


fig. 18

deel is het in het gunstigste geval een blok-spanning (fig. 17). Het abrupt verbreken van de stroom aan de primaire zijde brengt vonkvorming mede; ook de verbreker-contacten E en D vonken (fig. 13).

Met dit laatste is de zaak spoedig op te lossen; een weerstandje van 100 ohm over de contacten geschakeld is voldoende (fig. 15).

De stroomcontacten zijn hardnekkiger; over elke spoelhelft van de primaire schakelen we een weerstand van 100 Ω , en de contacten worden eventueel overbrugd met een C van 0,1 μ F. Bij de secundaire ligt de zaak anders. Ook hier moet een condensator worden aangebracht; de krommen verklaren hier veel. In fig. 16 gaven we de toestand met te kleine condensatoren over de secundaire, in fig. 17 zien we een té grote C op die plaats en in fig. 18 is de zaak O.K. Hoe groot moet nu die C zijn? De secundaire wikkeling vormt een zelfinductie en deze moet afgestemd worden met een bepaalde C, om resonantie op 100 Hz, de trillerfrequentie, te verkrijgen. Wanneer we ons best doen lukt dat na veel proefnemingen wel, maar met behulp van een oscilloscoop is de grootte van de C zonder veel moeite vast te stellen.

Overigens moeten we er aan denken, dat de in fig. 16 geschetste toestand, dus te kleine C gevaarlijk is, niet alleen voor die C maar tevens voor de elektrolyten, die het afvlakfilter vormen. Het woord „elektrolytische condensator” is een hele mondvol; daarom zegt men vaak kortweg „elektrolyten”. Maar: wanneer de accuspanning omhoog loopt gaat er méér stroom door de secundaire en door deze grotere stroomdoorgang wordt de zelfinductie kleiner; gaat hij omlaag, dan wordt de zelfinductie groter. En bij een auto-accu varieert de spanning regelmatig. Een compromis is noodzakelijk, waarbij we de C maar iets te groot maken en een weerstand van 1000 Ω ermede in serie plaatsen; daardoor worden de kringverliezen wat groter en de selectiviteit wat kleiner. Overigens moet deze condensator een werkspanning bezitten van minstens 1000 volt ∞ in verband met de optredende spanningspieken (zie fig. 22).

Een veel te grote C is ook uit een ander oogpunt bezien nadelig, want de wisselstroom die er door loopt moet door de accu worden geleverd!

GELIJKRICHTING

Om nu van deze wisselspanning gelijkspanning te maken moeten we gelijkrichting toepassen. Tot nu toe deed men dit vaak met een indirect verhitte buis, b.v. EZ2 of USA type 84, die domweg op de accu brandt, maar zo'n buis neemt circa 0,6 A gloeistroom en bovendien is een dubbele secundaire wikkeling op de transformator nodig (fig. 19). Het is dus véél ver-

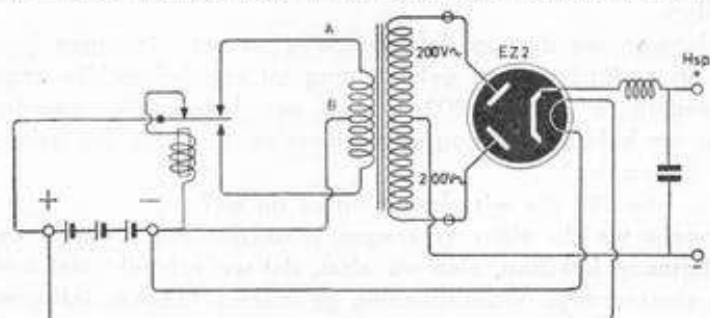


fig. 19

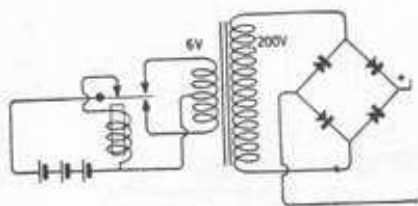


fig. 20

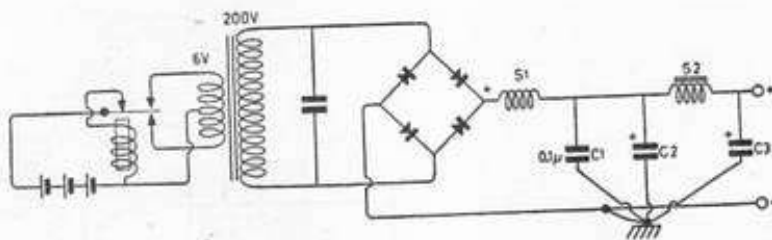


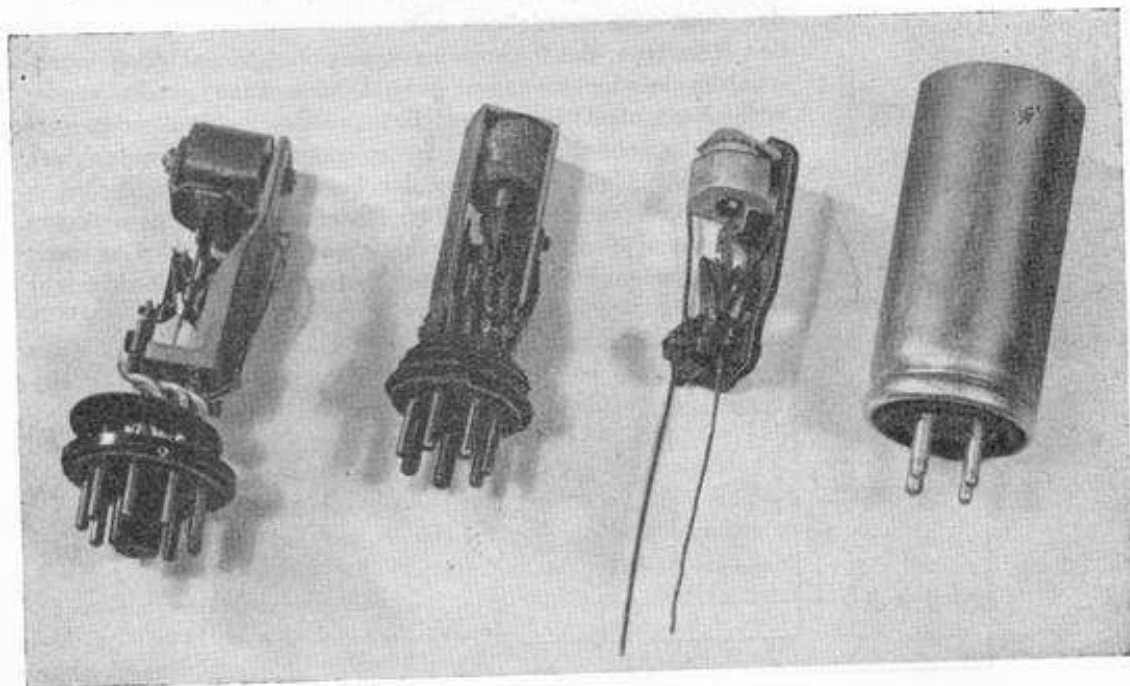
fig. 21

standiger Selenium gelijkrichters toe te passen in Graetzschakeling. Voordelen: geen gloeistroom, geringe inwendige weerstand en: een enkelvoudige secundaire wikkeling, weliswaar van dikkere draad, doch gemakkelijk zelf te wikkelen (fig. 20).

Een statische afscherming kan ook hier zijn nut hebben. Achter de gelijkrichter volgt een ontstoringsfilter bestaande uit een condensator C_1 van $0,1 \mu F$ en een normaal r.f. smoorspoeltje S_1 ; daarachter volgt een normaal laagfrequent afvlakfilter, de a.f. smoorspoel S_2 en de elektrolytische condensatoren C_2 en C_3 (fig. 21).

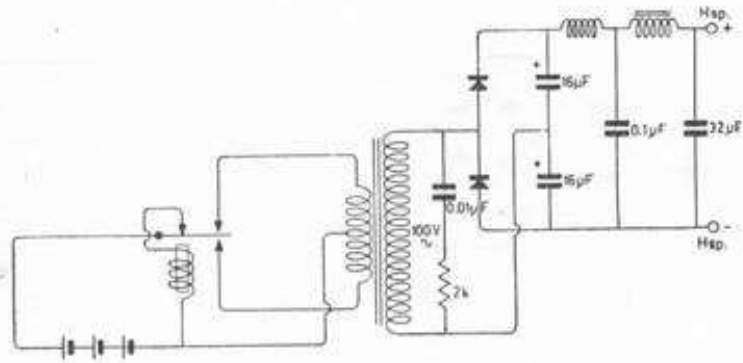
Een afvlakweerstand in plaats van smoorspoel S_2 zou hier slecht op z'n plaats zijn: spanningsverlies, dus energieverlies. De elektrolyten moeten er op berekend zijn, dat de spanning hoog oploopt, zolang de ontvangbuizen nog geen stroom afnemen tijdens 't opwarmen, wanneer we geen indirect verhitte buis doch een cel toepassen. Ze dienen voor een werkspanning van minstens 450 volt geschikt te zijn. Dit is eigenlijk het enige bezwaar, dat we tegen het gebruik van gelijkrichtcellen en ook tegen de hierna nog te behandelen synchroontrillers kunnen aanvoeren.

Voor amateurs, die zelf een voedingstransformator zonder wikkelmachine willen wikkelen is het nog mooier om spanningsverdubbeling uit les 4 toe te passen. Secundair hebben we dan circa 100 volt nodig van betrekkelijk dikke draad die zich gemakkelijk laat wikkelen; de windingaantallen en draad-



Trillers, v.l.n.r. 2 V triller Duits (synchr.), 6 V triller Philips (synchr.), 6 V triller Amerikaans (enkelv.) idem in bus.

fig. 22



dikte berekenen we volgens de gegevens in dezelfde les (fig. 22).

In de toevoerleiding van de stroom bevindt zich een r.f. smoorspoel: circa 30 windingen, \varnothing $2\frac{1}{2}$ cm, lang circa 3 cm, draaddikte minstens $1\frac{1}{2}$ mm. Het gehele gebruik van de triller, circa 4 amp., gaat er door (bij 6 V accu; voor 12 V accu is dat 2 amp.) (zie fig. 10).

SYNCHROONTRILLER

Tenslotte moeten we nog wijzen op een andere methode om tot gelijkrichting te komen, n.l. met de synchroontriller, waarbij geen buis of cel behoeft te worden toegepast.

Door n.l. in onze triller een tweede contacten-paar aan te brengen, dat eveneens door het reeds aanwezige ankertje wordt bewogen, zijn we waar we wezen willen: heeft de wisselspanning de juiste polariteit, dan sluiten de contacten zich; draait de richting van de spanning om, dan openen ze zich, maar dan sluiten de contacten aan de andere helft van de sec. wikkeling zich; men noemt dat synchroontrillers en we passen nu dubbele gelijkrichting toe (fig. 23).

Nu hebben die secundaire trillercontacten de nare eigenschap al heel gauw tot vonken over te gaan; in feite is het verstandig geen synchroontriller toe te passen maar een Graetz-schakeling met moderne cellen; uiteindelijk is dit op den duur nog voordeliger ook.

Een trillertype, dat in Amerika zeer populair was doch tegenwoordig minder toegepast schijnt te worden, werkt zonder verbrekercontact. Hier staat het „aandrijfspoeltje”, dat voor deze gelegenheid gewikkeld is van weinig windingen doch van dik draad, in serie met een der beide primaire windingen van de transformator (fig. 24). Daardoor zal er een stroom loopen van + accu door 't spoeltje en de wikkeling naar - accu (volgens de pijlrichting); het ankertje wordt daardoor

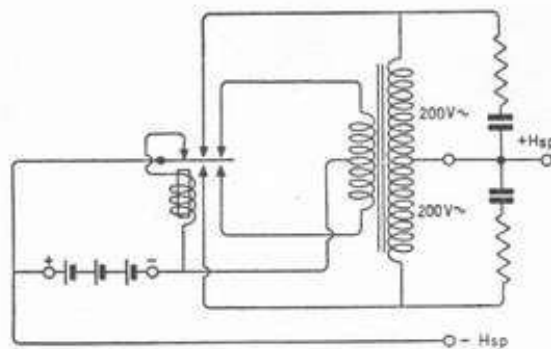


fig. 23

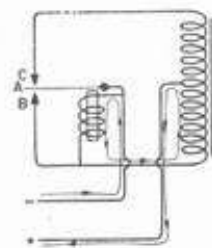


fig. 24

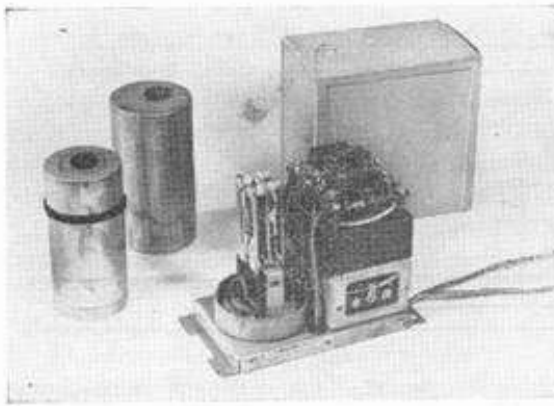


fig. 25

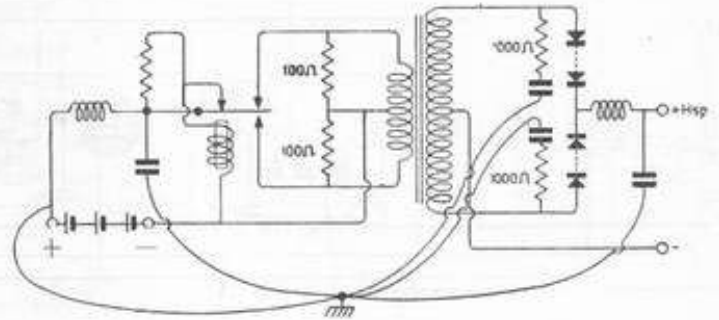


fig. 26

Condensatoren over secundaires dienen 20000 pF te zijn.
ALLE filtercondensatoren op één plaats aarden.

aangetrokken, zodat de contacten A en B zich sluiten en — accu rechtstreeks op punt B komt te staan, waardoor het spoeltje wordt kortgesloten en 't magnetisme in 't triller-spoeltje verdwijnt. Het ankertje komt dan terug en de contacten A en B worden weer verbroken, waarna 't spel opnieuw begint.

Het bovenstaande betreft dus speciaal het in beweging brengen van het ankertje met contactveer A; contact C neemt hieraan geen deel. Het toedienen van de accustroom aan de beide primaire wikkelingen gaat normaal, doordat contact A beurtelings met C en B in aanraking komt. Het bezwaar van deze methode is, dat onmiddellijk na het inschakelen van de triller een vrij grote stroom loopt, waardoor bij elk type triller een grote kans op „aanbakken" van de stroomcontacten bestaat. Zorgt er nu een afzonderlijk contact voor de „beweging", dan wordt dat aanbakken in de kiem gesmoord; bij deze soort trillers is dit helaas niet het geval, met alle gevolgen van dien.

Roterende omvormers hebben een ongunstig rendement en worden hier onbesproken gelaten.

ONTSTORING VAN DE TRILLER

Nu is deze gehele trilleraffaire uit de aard der zaak één grote bron van vonkstoringen; we moeten deze trachten binnen het metalen doosje te houden, waarin het apparaat is ondergebracht; een metalen busje en dus gemakkelijk uitwisselbaar. Het bijbehorende voetje is van een kraagvormige contactring voorzien om goede aarding te verzorgen. Verticaal monteren is aanbevolen, evenals het monteren op sponsrubber, want de triller is een levenmaker. Ook de transformator wordt vaak afzonderlijk in een goed gesloten metalen busje gebracht; het gebruik van „(mu) metaal heeft geen zin.

Alle bijbehorende filter- en ontstoringscondensatoren dienen op één plaats geaard te worden; doen we dat niet, dan krijgen we de zaak nimmer storingvrij (fig. 26). De waarden van de filtercondensatoren aan de laagspanningskant zijn moeilijk op te geven; wanneer we 10 schema's van fabrieks-auto-ontvangers bezien, vinden we 10 verschillende waarden...! In de schema's geef ik waarden die mij persoonlijk goed voldaan hebben. Voor de ontkoppelcondensatoren past men bij voorkeur z.g. doorvoercondensatoren toe; zij vormen dan tevens de doorvoer van 't ene afgeschermd compartiment naar 't andere.

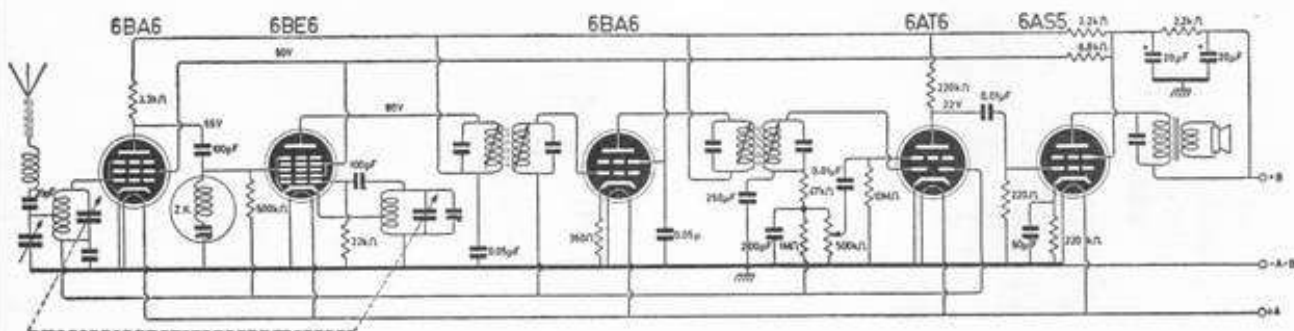


fig. 27a
Ontvangerdeel: ZK is het fluitfiltertje

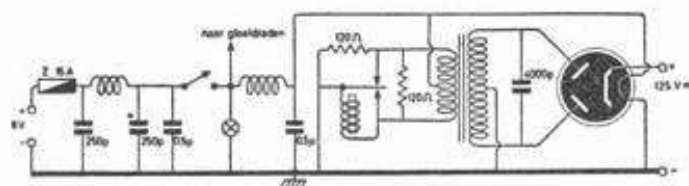


fig. 27b
Voedingsdeel: Z is een zekering voor 15 ampère



fig. 28



fig. 29

Amerikaanse auto-ontvanger. Let op de duocondensator met ongelijke secties. Het trillerbusje is met een „grip” goed geaard

De hierboven beschreven gelijkrichtmethoden met buis of seleniumcellen hebben nog een groot voordeel: het doet er volstrekt niet toe hoe de accu aangesloten wordt; een hiermee geconstrueerde ontvanger kan in elk type auto worden aangesloten. Bij de meeste auto's is — accu met 't chassis van de wagen verbonden, bij sommige typen echter + accu. Sluit men de klemmen van een ontvanger met synchroontriller verkeerd-om aan, dan keert zich ook de polariteit van de hoogspanning om met alle nare gevolgen voor de elektrolyten.

Bouwen we ontvanger en stroomverzorging niet in één kastje, doch in afzonderlijke kastjes, wat wel aan te raden is, dan dienen de onderlinge verbindingen afgeschermd te zijn; dit behoeft geen capaciteitsarme kabel te zijn, doch wel moeten we voor een behoorlijke draaddoorsnede zorgen, b.v. 4 mm², anders werken we niet op 6,3 volt maar op 4½ volt of zo door de spanningsval in de toevoerdraad! Ook de aan/uitschakelaar vormt een probleem; het beste is een afzonderlijke, goede schakelaar op 't dashboard te monteren; de schakelaar in de volumeregelaar is bepaald onvoldoende om een dergelijke stroom zonder gevaar door te laten.

We brengen circa $4 \times 6 = 24$ watt in de triller en halen er b.v. 250 V bij 65 mA uit, dus $240 \times 0,065 = 15,6$ W.

Het rendement van 't gehele geval is $\frac{15,6}{24} = 65\%$, dus niet

bijster hoog.

Het aarden van de ontvanger doen we met een flinke gevlochten koperverbinding, rechtstreeks naar 't motorblok of chassis.

ONTSTORING VAN DE AUTO

Naast de ontstoringsmiddelen die we leerden kennen om de omvormer te ontstoren, dienen we bij een auto ook de dy-

namo, de ontstekingsbougies en de verdeelkop te ontstoren. Bij de dynamo plaatsens we een condensator van 1 μ F over de borstels; is een z.g. derde borstel eventueel aanwezig, dan wordt ook dáárvor een condensator van die waarde geplaatst (fig. 30). De bedrijfsspanning voor deze condensatoren mag laag zijn (100 volt is ruim voldoende). Deze condensator(en) echter onmiddellijk bij de dynamo plaatsens; aardverbinding direct naar motor of chassis! De startmotor is nooit lang in bedrijf; die vergeten we maar rustig.

Het ontstekingscircuit wordt ontstoord als aangegeven in fig. 30, weer met een condensator van 1 μ F direct van bobine naar chassis. Wanneer we een goed afgeschermd ontvanger hebben, zou verdere ontstoring van de bougies zélf overbodig zijn. Is dit niet zo, dan dienen we de hoogspanningskabels naar de bougies kort te houden en eventueel af te schermen (denk aan lekken! *). Verder zijn er speciale dempweerstandens in de handel van 15000 Ω , die bestand zijn tegen hoge temperaturen. Ze worden onmiddellijk op de bougies aangesloten. Over de vraag of het motorvermogen daaronder lijdt, ga ik wijselijk niet in; de geleerden zijn het n.l. hierover oneens (fig. 31).

In fig. 27, 28 en 29 geven we zonder verder commentaar een schema en foto's van een Amerikaanse auto-ontvanger, en verwijzen verder naar een bouwontwerp, dat in „Jongensradio“ deel 3 werd gegeven.

Wanneer we echter zelf een auto-ontvanger willen bouwen doen we verstandig bestaande gepuntlaste kastjes te gebruiken en niet zelf aan 't timmeren te gaan. Ronde, goed sluitende bussen geven ook uitstekende resultaten. En omdat alles aan een auto rammelt of gaat rammeren, dienen we overal veerringetjes te gebruiken!

Ook bij de bedrading en het aanbrengen van weerstanden en condensatoren moeten we er terdege rekening mee houden, dat in een auto alles aan trillingen blootgesteld is! Laat dus geen lange draadeinden aan R's en C's en monteer ze vlak tegen pertinax montagelijsten. Zet grote kokercondensatoren vast onder een beugeltje.

We zullen nu overgaan op

BATTERIJ-ONTVANGERS

Nu, dat is ook weer een rekbaar begrip: iemand op een woonschuit, in een zomerhuisje of afgelegen boerderij kan een antenne spannen en zich van een aardverbinding verzekeren; de afmetingen van de ontvanger behoeven niet minimaal te zijn.

RAAMANTENNE

Een andere groep, de draagbare ontvangers, dient klein en van een raamantenne voorzien te zijn.

Terloops is de raamantenne reeds besproken, zowel bij de zenders als ontvangers; in feite is een raamantenne niets anders dan een afstemspoel in de roosterkring, doch van grote afmetingen, terwijl de zelfinductie niet groter is dan die van een normale afstemspoel, die ca. 175 μ H bedraagt.

Voor de werking behoef ik maar te verwijzen naar wat in een der eerste lessen over de inductie gezegd is. In fig. 33 zien

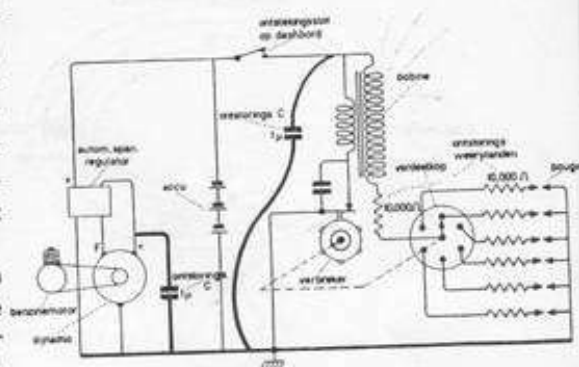


fig. 30



fig. 31
Belling-Lee auto-ontstoringmateriaal

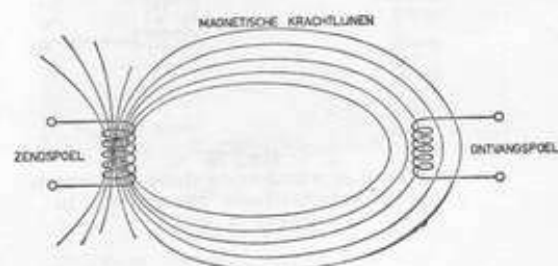


fig. 33

*) De spanningspleken op de bougie bedragen 20,000 volt!

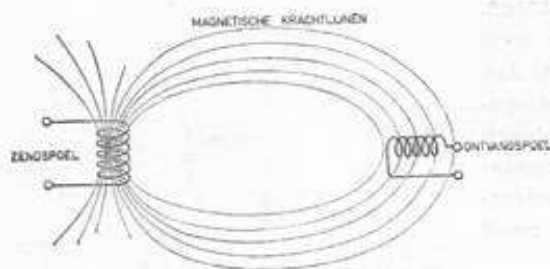


fig. 34

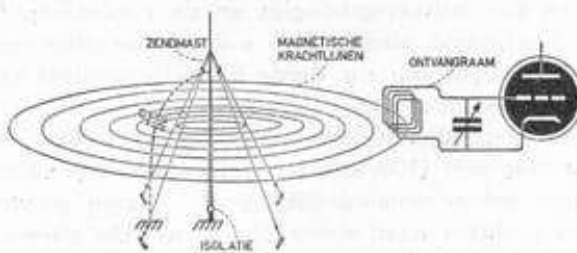


fig. 35

we een zenderspoel, die doorlopen wordt door een r.f. wisselstroom. Deze veroorzaakt een elektromagnetisch wisselveld, dat we door enkele krachtlijnen aangeven, ofschoon deze lijnen in werkelijkheid nooit zichtbaar te maken zijn in verband met het radiofrequente karakter. In fig. 2b van les 3 zien we die krachtlijnen in één plat vlak liggen; bij een dergelijke r.f. spoel is dat krachtlijnenverschijnsel geheel ruimtelijk, dus ook naar onder en boven dat getekende vlak. Wanneer we elders een ontvangerspoel zodanig opstellen, dat een deel van deze krachtlijnen door de spoel loopt, dan zal in die spoel een elektrische stroom geïnduceerd worden, natuurlijk een r.f. wisselstroom, die zich als een r.f. spanning op de klemmen voordoet. Wordt de ontvangerspoel dwars op de richting van de krachtlijnen geplaatst, dan worden er geen krachtlijnen door het spoelvlak gesneden, zoals men dat noemt en er wordt géén stroom geïnduceerd (fig. 34).

In de r.f. zenderpraktijk gebruikt men geen zendspoel doch een zelfstralende zendermast of horizontaal gespannen zenddraad. Loodrecht op die zendmast of zenddraad zal zich een r.f. magnetisch veld vormen, wanneer die mast of draad door een r.f. wisselstroom doorlopen wordt; we tekenen in fig. 35 gestippeld de capaciteit tussen antennemast en aarde de condensator C waardoor de r.f. stroom naar aarde loopt.

Zoals we reeds eerder bij de zenders bespraken is het nu het eigenaardige van deze elektromagnetische golven, dat er een elektrisch veld ontstaat door de r.f. stroom die er door die denkbeeldige condensator loopt en tegelijkertijd een r.f. magnetisch veld als gevolg van de stroom door de mast of draad zelf. Trouwens, het elektrische en het magnetische veld zijn onverbrekelijk verbonden in de hoogfrequent-techniek.

Gezien de geringe hoogte is niet te verwachten, dat er hoge spanningen in de draden van de raamantenne ontstaan als gevolg van het r.f. elektrische veld; het magnetische veld zal echter wel degelijk een spanning in de raamwindingen induceren.

Deze spanning hangt af van het aantal windingen en de afmetingen van het raam, de magnetische veldsterkte ter plaatse en de frequentie van de wisselspanning benevens van een constante factor die o.a. door het materiaal van het raam bepaald wordt. En natuurlijk door de richting van het raam ten opzichte van de krachtlijnen! (fig. 36).

Wanneer we nu weten, dat vlak onder de zender de magnetische veldsterkte, dus het aantal krachtlijnen per cm^2 , slechts enkele miljoenste delen van een Gauss (eenheid van magnetische veldsterkte, genoemd naar de Duitse geleerde Gauss) bedragen, dan zien we wel in dat die spanning nooit hoog kan zijn. Door de raamantenne de zelfinductie van een



fig. 36

In geval a worden er door het raam géén krachtlijnen gesneden; in geval b wel

normale afstemspoel $175 \mu\text{H}$ te geven en af te stemmen met een variabele condensator kunnen we voor een gewenste zenderfrequentie een voorkeurspositie scheppen en voor die éne zender een hoge r.f. spanning op 't rooster brengen; verder zal vergroting van 't raam verhoging van de output medebrengen. In de praktijk zullen de afmetingen nooit groot kunnen zijn i.v.m. de draagbaarheid van de ontvanger. Overigens zal de blokkeringsweerstand van een door raamantenne en condensator gevormde afstemkring achterstaan bij een normale LC-kring daar de Q , de opslingeringsfactor van de spoel, hier het raam, laag is in verband met de hoge ohmse weerstand en isolatie-verliezen.

Plaatsen we de spoel zodanig dat géén krachtlijnen omvat worden, dan wordt natuurlijk géén spanning geïnduceerd (fig. 36a).

In fig. 38 zien we 't zogenaamde stralings-diagram van een raam-antenne, wanneer deze 360° om zijn verticale as wordt gedraaid; de ontvangen spanningen zijn vanuit het draaipunt uitgezet. We zien, dat we inderdaad maximum ontvangst krijgen, wanneer het vlak van de raam-antenne naar de zender wijst, zoals in fig. 36b het geval is.

De ontvangst is minimaal, wanneer het raamvlak loodrecht op de richting van de zender staat. Overigens is dit minimum véél sprekender dan het maximum.

Wanneer we dan ook een raam-antenne gebruiken voor peil-doeleinden (als richtingzoeker) dan zoeken we naar minimum-ontvangst.

Het is niet gemakkelijk een normale luchtspoel te berekenen, maar het berekenen van een raam-antenne moeten we ons finaal uit het hoofd zetten; het is misschien nog het gemakkelijkst om te zeggen: er moet zóveel meter draad in verwerkt zijn. Die draadsoort doet er betrekkelijk weinig toe; men neemt in de regel geëmailleerd koperdraad van $0,5 \text{ mm}$ dikte en wikkelt dat op een raampje, dat zo groot mogelijk moet zijn.

Het is dus niet gemakkelijk de juiste zelfinductie te berekenen; voor amateurs is de enige mogelijkheid maar een groot aantal windingen op een raam te wikkelen en door proberen de juiste zelfinductie te berekenen, o.a. door de onderlinge afstand van de draden op het raam te wijzigen. Normaal zijn de windingen niet vlak naast elkaar, doch op een afstand gelijk aan de draaddikte van elkaar gespannen. Men doet dit door twee draden tegelijkertijd op te wikkelen. Eén draad hechten we aan de einden vast, de andere nemen we weer weg (fig. 39).

Een andere mogelijkheid om een raam-antenne te maken is de z.g. mandbodemspeel, waarbij alle windingen in één vlak liggen en om pennen gewikkeld worden; is de spoel gereed, dan lakken we met Velpen de kruispunten even af en verwijderen de pennen; we krijgen dan een z.g. op lucht gewikkelde spoel, die geringe verliezen bezit (fig. 40).

Voor de opslinging van een dergelijke raam-antenne, de Q moeten we ons niet veel voorstellen, die is, ook al in verband met de grote draadlengte (dus ohmse weerstand) slecht.

Nu is 't mogelijk hierin verbetering te brengen: we brengen minder windingen op 't raam aan dan vereist is en plaatsen een spoeltje met regelbare zelfinductie (door middel van een poederijzerkerntje) ermede in serie, zodat de totale zelfinductie toch circa $175 \mu\text{H}$ bedraagt. Door het verdraaien van het ijzerkerntje bereiken we de juiste zelfinductie. Door r.f. litze-

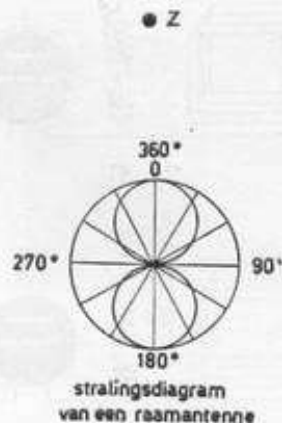


fig. 38

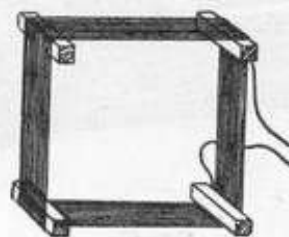


fig. 39

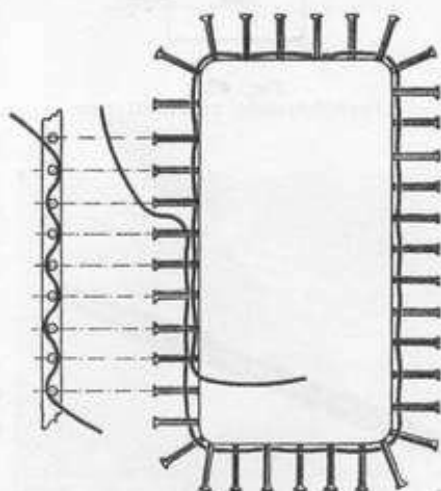


fig. 40
Spijkers (oneven aantal) in een plankje vormen de basis voor een raamantenne!

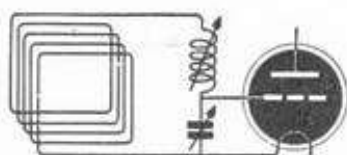


fig. 41

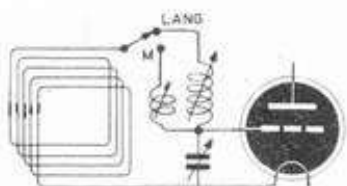


fig. 42

draad toe te passen kunnen we toch nog enige opslingering verkrijgen (fig. 41).

Voor de ontvangst van lange golven gebruikt men steeds de raam-antenne voor middengolf-ontvangst, in serie geschakeld met een verlengspoel (fig. 42). Overigens verandert de zelf-inductie van een raam-antenne wanneer we met metalen voorwerpen of zelfs met de hand in de nabijheid komen (z.g. handeffect); het raam komt daarom steeds aan de aardzijde, de verlengspoeltjes aan de roosterkant. Het spreekt vanzelf, dat een dergelijke raam-antenne niet gewikkeld mag worden om een kastje, dat propvol zit met ontvanger en batterijen; het beste is een soort deurtje of klepje als frame voor een raam-antenne te benutten; we kunnen dan tevens de meest gunstige richting kiezen zonder de gehele ontvanger te verdraaien.

De hier beschreven raam-antenne is bruikbaar zowel voor batterij-ontvangers als voor net-ontvangers; in Amerika worden kleinere net-toestellen in de regel van een raam-antenne voorzien, die tevens als achterschotje dienst doet; een eventuele dakantenne wordt met een enkele winding op het raam gekoppeld.

Natuurlijk wordt hierdoor sterkere ontvangst verkregen. Overigens biedt een raamontvanger in vele gevallen een uitkomst voor netontvangers wanneer zich hardnekkige netstoringen voordoen, daar van elektromotoren en huishoudelijke apparaten afkomstige netstoringen zich door sterke elektrische velden en zwakke magnetische velden kenmerken. Nu is de raamantenne gevoelig voor magnetische velden doch reageert niet op elektrische velden, in tegenstelling tot de normale draadantenne. Overigens mag een dergelijke raamontvanger niet via een draad aan aarde of antenne verbonden worden, want dan reageert die draad weer op elektrische verschijnselen; men noemt dat antenne-effect. Ook bij het richtingzoeken is het zaak géén andere ontvangst te hebben dan via het raam, hetgeen we door afscherming bereiken, anders worden de minima veel minder scherp. Dat afschermen van 't raam klinkt wel gek maar is toch mogelijk door de draden in een gearde koperen of aluminium buis te leggen; natuurlijk mag deze buis geen gesloten circuit vormen; door die afscherming is de ontvangststerkte geringer! (fig. 43b).

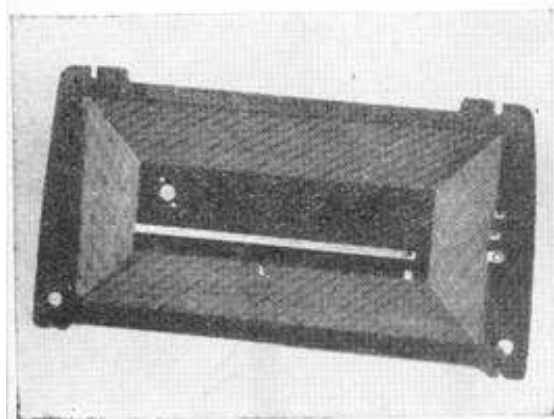


fig. 43
Amerikaanse raamantenne
(printed-circuit op achterschotje)

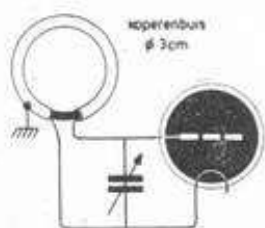


fig. 43a
Afschermd raamantenne

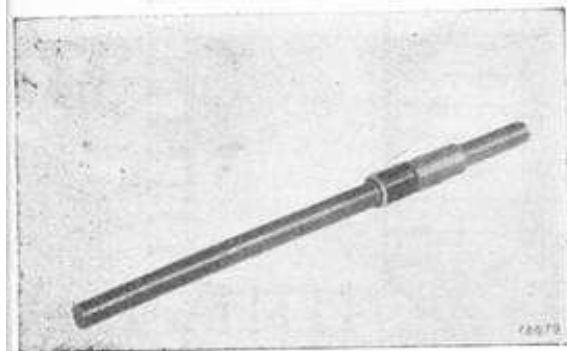


fig. 44
Philips ferriet staaf-antenne
met roosterspoel

FERRIET-STAAFANTENNES

Bij de nieuwste raamontvangers maakt men gebruik van een z.g. ferriet-staaf, waaromheen een spoeltje van de vereiste zelfinductie gewonden wordt. Dit ferriet is een modern keramisch materiaal, waarin ferrieten, dus ijzerverbindingen voorkomen; het bezit een zeer hoge permeabiliteit.

De werking van een uit r.f. litzedraad gewonden spoeltje op een dergelijke staaf, die circa 15 cm lang is met een diameter van \varnothing 10 mm, is gelijk te stellen met een raam-antenne van $15 \times 15 \text{ cm}^2$. Natuurlijk neemt een dergelijke staaf veel minder ruimte in beslag dan een raam-antenne.

Het is goed er de aandacht op te vestigen dat spriet-antennes voor batterij-ontvangers steeds achter staan bij raam-antennes; hun lengte is te kort. Slechts voor de ontvangst van de kortegolfbanden zijn ze bruikbaar.

Uit de aard der zaak is een raam-antenne bruikbaar voor zowel een rechtuitontvanger als een super, want de afstem-

kringen van deze ontvangers vertonen geen verschillen; bovendien kunnen we ook bij netontvangers met voordeel een raamantenne toepassen, b.v. in geval van ernstige netstoringen.

De rechtuitontvanger voor batterijgebruik heeft in het algemeen weinig reden van bestaan. De steilheid van de moderne batterijbuisjes is belangrijk beter dan die voorheen was, maar staat toch nog belangrijk achter bij die van de moderne indirect-verhitte buizen. Slechts wanneer we òf met een normale dak-antenne kunnen werken, genoeg nemen met de ontvangst van een beperkt aantal zenders en niet te ver van onze Nederlandse Omroepzenders afwonen, kan een rechtuitontvanger gebruikt worden; bij een rechtuit-netontvanger kan door los gekoppelde kringen bij voldoende selectiviteit nog voldoende geluidsterkte overblijven. Een batterij-rechtuit schiet op dat punt tekort.

De Batterij-Superheterodyne berust op de reeds geheel in de vorige les behandelde principes.

Het is aantrekkelijk een extra r.f. versterkingstrap aan te brengen met 3-voudige afstemcondensator waardoor ook overdag nog iets anders dan onze twee onvolprezen nationale zenders kan worden ontvangen. Een aperiodische r.f. trap zoals voor auto-ontvangers besproken (fig. 8) geeft voldoende resultaten; een extra m.f. trap is véél ongunstiger dan een extra r.f. trap, daar de drempelgevoeligheid van een draagbare ontvanger door een extra m.f. trap niet verbeterd wordt: we horen niet meer stations doch wel meer ruis. Veel gunstiger is de dag-nachtschakeling uit fig. 8. Verder kan het geluidsvolume vergroot worden door toepassing van een Class B balans-eindtrap met driver. En een gevoelige luidspreker is alles!

GLOEIDRAADVOEDING

Het verschil met de net-super zit voornamelijk hierin, dat alle katoden met elkaar verbonden zijn; katodeweerstanden e.d. kunnen we dus hier niet toepassen. Wanneer we nu even nagaan, welke buizen negatieve roosterspanning moeten krijgen, dan valt de 1e a.f.-buis verder buiten beschouwing, omdat we die volgens fig. 48 uit les 6 behandelden.

Voor de eindbuis betrekken we de neg. roosterspanning uit de spanningsval over een weerstand in de algemene minleiding van de anodebatterij.

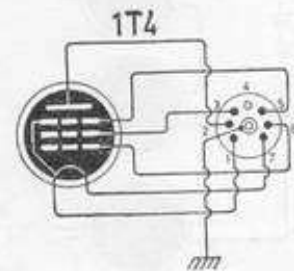
Met de meng- en r.f.-buizen ligt de zaak nogal gemakkelijk: wanneer we de roosterweerstand met — gloeidraad verbinden voorkomen we reeds roosterstroom; het is noodzakelijk dat contact 1 van de gloeidraad steeds met —batterij verbonden wordt en contact 1 met + batterij. Moeilijker wordt de zaak van de uitstelspanningen van de automatische sterkte-regeling. Trouwens het gehele probleem van de uitstelspanning wordt lastig, want dubbeldiode buisjes komen bij batterijbuizen niet voor, ook niet gecombineerd met andere buizen. Vaak neemt men maar wat vervorming op de koop toe en geeft ook de signaaldiode een kleine uitstelspanning; de ASR wordt dan van dezelfde diode afgenomen. Ofwel, men past een kristaldiode toe.

Nu zijn we uitgegaan van een batterij van $1\frac{1}{2}$ volt, die de gloeispanning levert voor de gloeidraden van alle buizen, die parallel geschakeld staan (fig. 45).

Maar in batterij-ontvangers die we tevens wel eens op het



Batterij super MK Zephyr, met raam-antenne in kofferdeksel



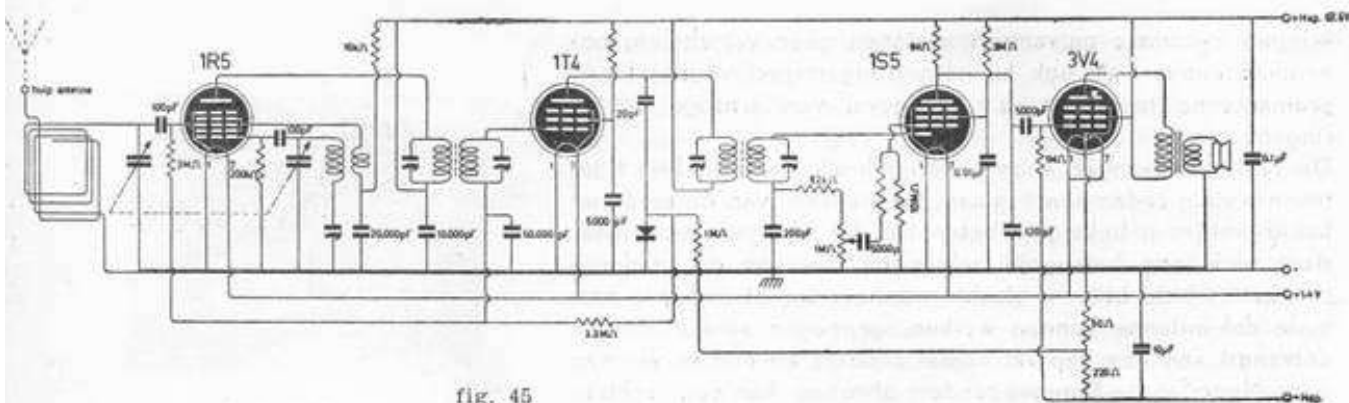


fig. 45

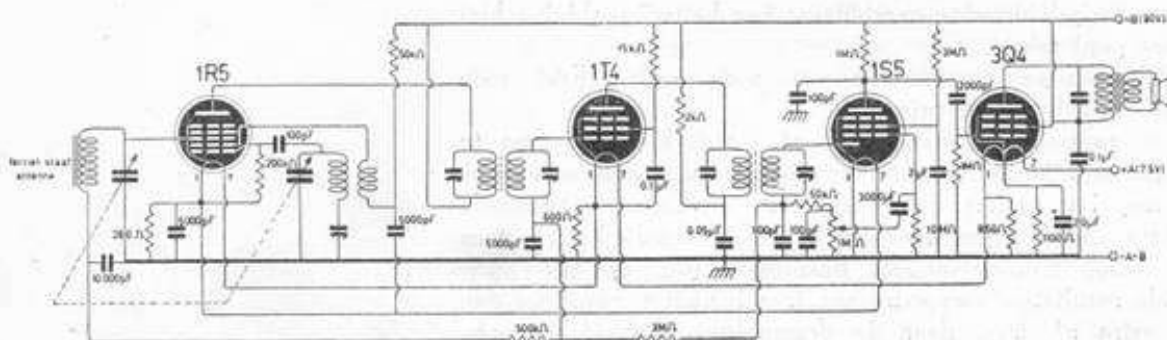


fig. 46

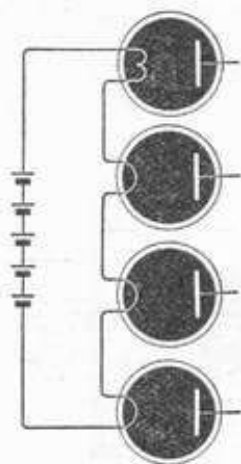


fig. 47a
Voor elk buisje één elementje van 1½ V; voor het eindbuisje twee

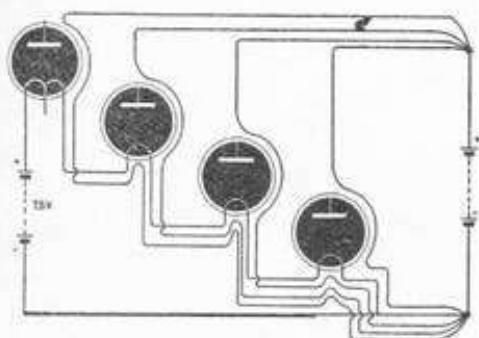


fig. 47b

lichtnet willen aansluiten, worden alle gloeidraden in serie geschakeld; dat geeft groot gemak bij netgebruik.

Ook de negatieve roosterspanning van de eindbuis is dan geen probleem meer; de uitstelspanning van de negatieve roosterspanning van de meng- en r.f.-buisen zijn nu gemakkelijk te verkrijgen (fig. 46).

De volgorde waarin de gloeidraden van buisjes geplaatst worden is volstrekt niet willekeurig; de eindbuis moet, met het oog op zijn negatieve roosterspanning zo „hoog” mogelijk komen; de 1e a.f.-buis met ingebouwde diode daarentegen zo „laag” mogelijk, dus aan de min (= chassis) met het oog op bromspanningen, die bij voeding uit een wisselstroomnet niet te ontgaan zijn. Omdat de mengbuis in verband met brommodulatie ook niet te „hoog” mag zitten volgt die op de 1e a.f.-buis; de m.f.-buis komt dan tussen deze en de eindbuis in (fig. 47a).

Bedraagt de neg. roosterspanning voor de eindbuis minder dan de totale gloeispanning, dan moeten we een spanningsdeler over die gloeispanningbatterij aanbrengen.

De serienetvoeding brengt echter 'n heel ander probleem. De min-aansluiting van de anode-batterij is verbonden met de min-aansluiting van de gloeistroombatterij. De spanning van deze laatste bedraagt zoveel maal 1½ volt als er buizen in serie geschakeld zijn, + 1½ volt, omdat de meeste eindbuisjes 2 gloeidraadjes, van elk 1½ volt bevatten (deze kunnen dus op 1½ volt gebruikt worden met de gloeidraden parallel en op 3 volt bij serieschakeling van de gloeidraden).

Wanneer we nu de stroomloop van de eindbuis bezien, dan loopt de anodestroom + schermroosterstroom (= 6 mA) door de gloeidraden van de lager in de gloeistroomketen opgenomen buizen, waardoor die gloeistroom niet 50 mA bedraagt, zoals het behoort, doch 56 mA!

Natuurlijk is een dergelijke overbelasting van de gloeidraden van deze buisjes schadelijk, doch de zaak wordt funest, wanneer we de modernste buisjes met een gloeistroom van slechts 25 mA gebruiken (DK 96, DF 96, DAF 96 en DL 96), Maar daarmee zijn we er niet. Want ook de anode- en schermroosterstroom van de m.f.-buis doorloopt de lager liggende gloeidraden en met de mengbuis is 't al net zo: het a.f.-buisje, dat aan — gloeispanning en — anodespanning ligt, krijgt dus bovendien de anodestroom van alle andere buizen door zijn gloeidraad (fig. 47); door vanaf de — zijde van elke gloeidraad een weerstand rechtstreeks naar aarde te voeren, kunnen we deze moeilijkheid oplossen.

We berekenen die als volgt: Spanning van middenpunt gloeidraad t.o.v. aarde is voor de eindbuis b.v. $4 \times 1\frac{1}{2} = 6$ volt. Anode- + schermroosterstroom van de eindbuis is b.v. $4\frac{1}{2}$ mA = 0,0045 A. We zoeken een weerstand die bij 4,5 mA stroom een spanningsval van $4\frac{1}{2}$ volt oplevert. We

weten: $E = I \times R$, of: $R = \frac{E}{I}$. In dit geval:

$$R_e = \frac{4\frac{1}{2}}{0,0045} = \frac{45000}{45} = 1000 \Omega.$$

Voor de mengbuis vinden we b.v.: totale stroom = 3 mA. Spanning gloeidraad t.o.v. aarde = $1\frac{1}{2}$ V.

$$R_m \text{ is hier dus } \frac{1,5}{0,003} = \frac{1500}{3} = 500 \Omega.$$

In fig. 48 laten we zien, hoe op deze wijze de anodestroom buiten de gloeidraden van andere buizen gehouden kan worden. Condensatoren van 5000 pF van elk der gloeidraden naar aarde zijn noodzakelijk voor r.f. ont koppeling.

DROGE BATTERIJEN

Het onderwerp droge batterij is een boekwerk op zichzelf; we kunnen in dit bestek slechts enkele punten behandelen. Voetangels en klemmen liggen helaas overal: wanneer we de negatieve roosterspanning verkrijgen op de manier als in fig. 46 aangegeven, gebeurt er niets naars wanneer zowel de batterij voor de gloeidraadvoeding als die voor de anodevoeding in gelijk tempo „afzakken” wat hun spanning betreft. Gebruiken we echter bij een nieuwe gloeidraadbatterij (A-batterij genoemd) een afgezakte anodebatterij (= B-batterij) die nog maar 50 V bedraagt, dan is de eindbuis volledig „dichtgedrukt”. En is de A-batterij op 1.1 V gekomen en de B-batterij nieuw, dus circa 90 V, dan loopt er in de eindbuis weer véél te grote anodestroom!

Overigens werken de moderne buisjes nog bij 15 volt anodespanning; slechts de mengbuis vraagt minstens 25 volt.

Accumulatoren van 2,1 V zijn voor de moderne $1\frac{1}{2}$ volts buizen uitstekend bruikbaar, mits we een serieweerstand R_s toepassen om het verschil in klemspanning en gloeispanning weg te werken. Een bezwaar is het, dat wanneer één buisje bezwijkt, de stroom door de anderen te groot wordt; bezwijkt er daardoor nog een, dan is ook 't lot van de rest bezegeld; dáárvoor wordt de stroom stellig te groot! (fig. 49a). Beter is het dan iedere buis een eigen serieweerstand te geven (fig. 49b).

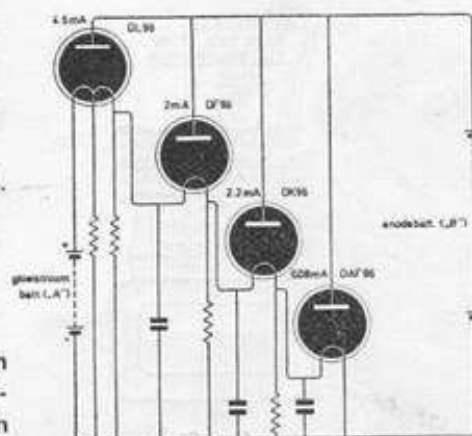


fig. 48



fig. 49a

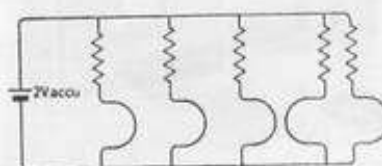


fig. 49b

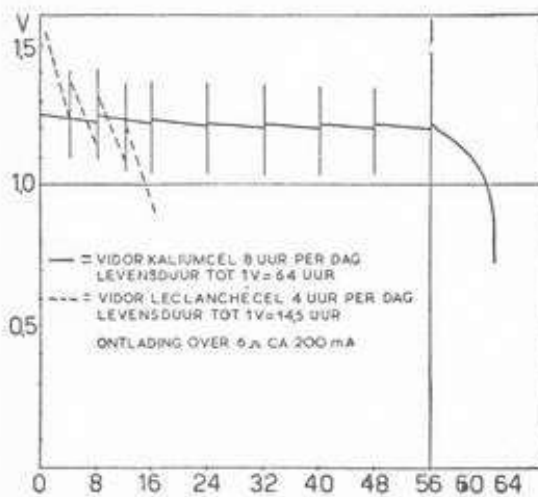


fig. 50

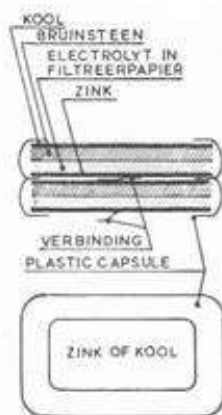


fig. 51

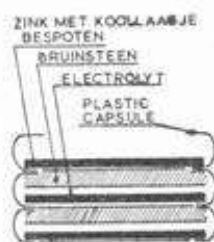


fig. 52



Stapelcellen van Nederl. fabrikaat

Mede in verband met het geklieder met zuur, de schadelijke dampen daarvan en het gewicht van de accu, hebben droge elementen toch wel de voorkeur. Nu loopt de ontladingskromme van een droog element vrij sterk omlaag bij belasting. Officieel is de klemspanning $1\frac{1}{2}$ volt, maar al spoedig zakt deze tot 1,35 volt als gevolg van de polarisatie van de koolstaaf, die we reeds eerder bespraken in les 1. Een idee van een dergelijke ontladkromme krijgen we uit fig. 50. Hier wordt de normale cel vergeleken met de kostbaarder kalium-cel.

De verdere daling hangt nu af van het vermogen, dat een element kan leveren, m.a.w. willen we de ontladingskromme horizontaal, dus de spanning tijdens bedrijf zo hoog mogelijk houden, dan is het nodig een groter type cel te kiezen of meerdere elementen parallel te schakelen, hetgeen bij moderne uniforme fabricagemethoden wel toelaatbaar is.

In de regel gebruiken we de dikke ronde $1\frac{1}{2}$ V staafcellen; met 4 cellen parallel is de levensduur zeker $6 \times$ zo groot als van één zo'n cel. Helaas hebben vele moderne kleine batterij-ontvangertjes, z.g. „personal” (éénmans) ontvangers slechts ruimte voor één celletje.

Zeker, wanneer we niet te lang achtereen luisteren, zal de batterij-spanning zich tijdens een rustperiode wel weer herstellen, maar 't is van korte duur. Geheel hetzelfde geldt voor de hoogspanningsbatterij, doch in mindere mate, daar de cellen hier relatief véél lichter belast worden.

De moderne stapelbatterijen werken niet met het bekende zink-bekertje; hier zijn de zinken busjes door plaatjes vervangen en de koolstof ontbreekt geheel: een laagje kool is op de rug van het zinkplaatje gespoten! In fig. 51 en 52 zien we de oorspronkelijke en nieuwe uitvoering van de stapel-cel.

En de „vulling” (het elektrolyet in een bindmiddel) en de depolarisator, het mangaandioxyd zijn tussen de plaatjes „gesandwich'd”. Natuurlijk moet elk celletje afzonderlijk ingekapseld worden. Deze stapelcellen (z.g. layer-built batteries) geven veel meer elektrische energie per een bepaald gewicht dan de cellen in de ouderwetse, zwaardere zinken bus-uitvoering; de prijs is helaas hoger, circa $8 \times$ zo hoog.

Een punt, dat bij andere ontvangertypen nimmer aan de orde komt is wel, dat ook de hoogspanning uitgeschakeld moet worden na gebruik van de ontvanger. Het is n.l. zó, dat de condensatoren in 't apparaat permanent onder spanning zouden komen te staan, hetgeen de levensduur sterk bekort.

Natuurlijk kunnen ook batterij-ontvangers hun anodespanning betrekken uit een trilleromvormer. Vooral lijkt dit aantrekkelijk voor huiskamer-batterij-ontvangers; we voeden dan gloeidraden en omvormer uit één accu.

De omvormer zal echter een „brom”-spanning over de accu doen ontstaan in de frequentie van de triller; bij direct verhitte buizen is dit, zoals we weten, funest.

Toch kunnen we er uit komen, door inplaats van een serie-weerstand van + accu naar + gloeidraad een serie-laagfrequent smoorspoel aan te brengen + een afvlak-condensator (fig. 53).

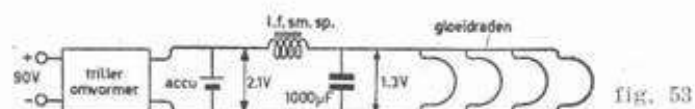


fig. 53

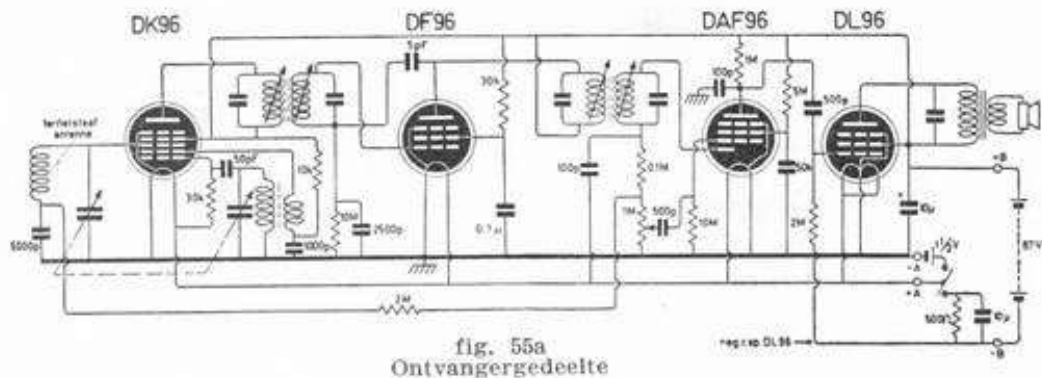


fig. 55a
Ontvangergedeelte

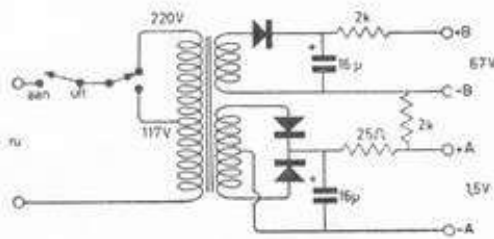


fig. 55b
Netvoedingsgedeelte
Let op de parallelvoeding van
de gloeidraden!

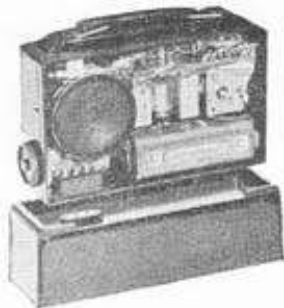


fig. 55c
Braun batterij-ontvanger met onder-
zetkastje waarin netvoeding
afmeting ontvanger 175x120x50 mm
afmeting voeding 200x60x75 mm

schakeling laat men bij gebruik op 't lichtnet tevens de batterijtjes ingeschakeld, waardoor deze a) als afvlakcondensator doenen en b) nog enigermate bijgeladen worden (fig. 55). Het aardige van dit toestel is, dat de voeding in een „onderzetbakje” is gehuisvest; pinnekes brengen het contact tot stand. Over 't algemeen dienen batterijbuisjes verticaal gemonteerd te worden; de gloeidraadjes zijn bij de nieuwste buisjes met een gloeistroom van 25 mA slechts 11 microns, dus 11 miljoenste van een meter dik, terwijl de ruimte tussen het rooster en de gloeidraad ook zeer gering is. Stoten aan de ontvanger tijdens bedrijf leidt vaak tot sluiting tussen rooster en schermrooster met gloeidraad en dus doorbranden daarvan.

Een ander punt waarop gelet moet worden is het z.g. microfonische effect. Dit treedt op, wanneer sterke geluidstrillingen uit de luidspreker zich rechtstreeks aan de buisjes mededelen door compacte bouw. Het resultaat is, dat het gloeidraadje of een andere elektrode in zijn eigen frequenties begint te trillen. Die trilling komt versterkt uit de luidspreker en dus weer op 't buisje, enzovoort; een geloei is 't resultaat. Geneesmiddel is: Geluidspeil lager stellen, buisjes met sponsrubber inpakken.

REACTIVEREN VAN BATTERIJEN

We laten in dit batterijverhaal onbesproken de methoden om elementen te reactiveren, dus nieuw leven in te blazen; het principe hiervan is, dat de polarisatie van de cel, het zich met gasbellekjes bedekken van de kool-elektrode wordt tegengegaan door het inbrengen van een elektrische stroom van buitenaf.

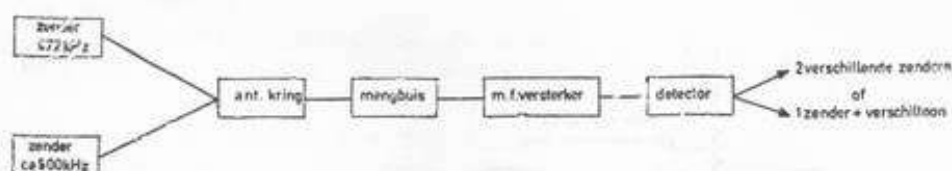
Hoofdzaak is, dat we dit middel toepassen vóódat het element ledig en afgedankt is. Dit reactiveren heeft slechts de bedoeling bij een nagenoeg nieuw element telkenmale het verbruikte als het ware weer aan te vullen.

In feite werd tot nu toe een element afgedankt, terwijl lang niet alle chemische grondstoffen verbruikt waren. Thans heeft een element, dat herhaalde malen opgekikkerd kan worden, minstens de 5-voudige van zijn normale levensduur; is het nu echter leeg, dan zijn alle chemische produkten inderdaad verbruikt *).

Bij de constructie van batterij-ontvangers dienen zware metaal massa's vermeden te worden, daar deze het effect van de raam-antenne belangrijk verminderen, óók wanneer dit

*) In Jongens Radio 4 wordt de constructie van een dergelijke B.R.A. behandeld.

fig. 56



raampje draaibaar is opgesteld en dus niet rondom het kastje is gewikkeld.

Een onderwerp, dat nog niet besproken werd, is het

FLUITFILTER,

ook wel genoemd antennefilter of m.f.-filter.

In les 10 spraken we o.a. over de middelfrequent-versterker en de mengbuis. zoals we zagen komen er in de anodekring van de mengbuis verschillende frequenties voor, niet alleen de m.f., doch ook de oscillator-frequentie en de frequentie van het signaal over de antenne- of signaalkring L_1C_1 .

Wanneer we nu de afstemkring L_1C_1 van een ontvanger afstemmen op een zender in de buurt van 600 kHz, dan is het mogelijk, dat tevens een zender, die werkt op een frequentie, overeenkomend met de m.f. in onze super, dus 476.5 kHz, over de antennespoel L_1 een behoorlijke spanning ontwikkelt; in feite kan dit, omdat 'n frequentie van 476.5 kHz betrekkelijk weinig afwijkt van de frequentie waarop die kring afgestemd staat.

Werken er dan zenders op b.v. 476.5 of 450 kHz? Helaas ja, verschillende scheepszenders en min of meer officiële diensten werken op deze frequentie en jammerlijk genoeg nog met morse-signalen ook; het gevolg ligt direct voor de hand. Wij ontvangen in onze middelfrequent-versterkers niet alleen het gewenste, getransformeerde omroepstation, maar tevens de ongewenste morse-zender. Zit deze precies op de m.f. dan horen we hem gewoon; zit hij er even naast, dan horen we door elke zender waarop wij afstemmen tevens die interferentie-toon; het resultaat is even droevig (fig. 56).

Het enige geneesmiddel is te maken, dat juist voor die op de middelfrequentie werkende zender een „val“ wordt opgesteld, liefst vóór in 't toestel, dus in antennekring.

In les 7 en 8 spraken we over stroom en spanning-resonantie; één der toepassingen van de stroomresonantie was de sperkring.

ZEEFKRING

Welnu, het is dezelfde sperkring, die we hier met de naam zeeffring willen aanduiden, waarmee het mogelijk is de ongewenste zender „uit te zeven“.

Wanneer we in serie met de toevoerdraad van antenne naar ontvanger een dergelijke zeeffring aanbrengen, dan zal elke ongewenste zender weggezeefd kunnen worden door de sperkring op diens frequentie af te stemmen (fig. 57). De kring L_3C_3 heeft voor een signaal van deze resonantie-frequentie een zéér hoge weerstand, die we eerder als de blokkeringsweerstand leerden kennen; nu staat deze hoge weerstand in serie met de antenne, doch slechts voor die éne frequentie. Zoals we zagen is de selectiviteit van slechts één LC-kring niet groot; ook het „sperrend“ vermogen van één sperkring is onvoldoende, d.w.z. we sperren niet alleen een signaal van de ongewenste frequentie, doch ook de daarnaast liggende

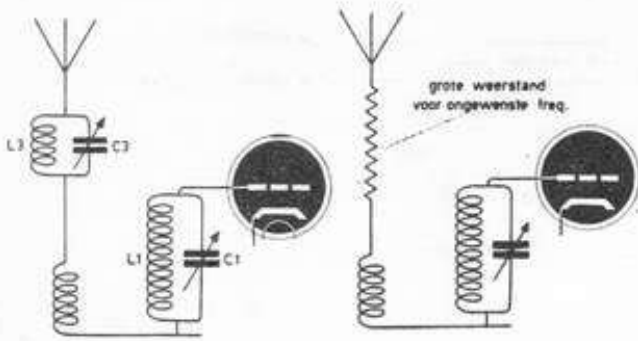


fig. 57

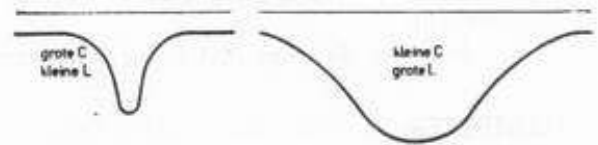


fig. 58

wél gewenste kanalen; de kromme ziet er uit als in fig. 58 te zien is.

Ook hier doet de LC-verhouding er veel toe; een grote C en een kleine L zal hier de amplitude van het ongewenste signaal minder sterk verzwakken, doch de aanliggende kanalen het meest onaangetast laten; bij een grote L en kleine C is dat juist andersom (fig. 58a en b).

Een ander type van zeefkring is de serieschakeling van de L en de C; door een dergelijke LC-kring parallel over de afstemkring te schakelen ontstaat, wanneer deze kring $L_4 - C_4$ in resonantie is met de frequentie van een ongewenste zender, eenvoudig voor dit signaal een kortsluiting (fig. 59). Zoals we

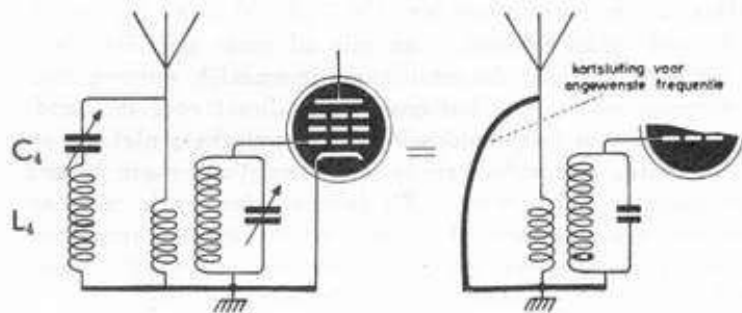


fig. 59

in de lessen 7 en 8 zagen, bestaat voor alle andere frequenties deze kortsluiting niet.

Ook hier kan natuurlijk over de selectiviteit van deze zeefkring, die we ook wel stopkring noemen, gesproken worden; bij een grote L en kleine C is hier de selectiviteit het grootst en worden aanliggende kanalen het minst verzwakt; bij grote C en kleine L is de verzwakking van 't ongewenste signaal zèlf groter, doch de aangrenzende kanalen worden mede verzwakt (fig. 60a en b).

Voor het uitfilteren van zenders, die juist op de middelfrequentie werken, is slechts een kleine afstemvariatie nodig; men stemt het filter eens en voor al op deze frequentie af.

Veelal gebruikt men thans daarvoor een vaste C met een L met variabele zelfinductie voor de eerstgenoemde soort zeefkring en een vaste L met een trimmer voor de laatstgenoemde groep.

Eerstgenoemde groep benut men o.m. bij de reeds besproken Hazeltine-schakeling in de antenne-kring (fig. 61), de laatstgenoemde groep wordt meer bij de normale antenne-koppelingen benut; o.a. ziet men dit filter (dat men het fluitfilter noemt, omdat het de interferentiefluitjes wegneemt) bij een extra r.f. trap met aperiodische anodekring gebruiken in de

fig. 60
Als fig. 58 doch de woorden
„kleine” en „grote” ver-
wisselen

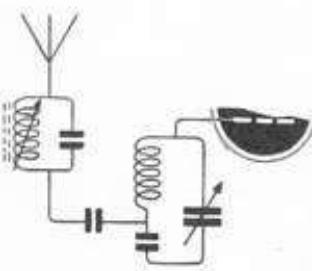


fig. 61

roosterkring van de mengbuis (zie schema van de auto-ontvanger van fig. 27); ook hier is het dus op de m.f. afgestemd.

Uit de aard der zaak kunnen dergelijke filters voor het uifilteren van elke ongewenste zender benut worden wanneer ze maar van een variabele C voorzien zijn. Vooral bij rechtuit-ontvangers kan het nodig zijn een sterke zender uit te zeven.

ANDERE OORZAKEN VAN FLUITTONEN

Bleven nog onbesproken de mengresultaten in de anodekring van de mengbuis, wanneer de oscillator niet alleen de gewenste hulptrilling produceert, maar tevens enige harmonischen daarvan.

De ontvanger kan dan rustig op de een of andere gewenste frequentie afgestemd staan, terwijl het signaal van een sterke ongewenste zender met één dezer harmonischen juist de middelfrequentie oplevert of iets daarvan verschilt. Het resultaat is een hoorbaar fluittoontje. Soms zelfs wordt dit verschijnsel veroorzaakt door één der harmonischen van bedoelde ongewenste zender met een harmonische van de oscillator; dit komt echter slechts bij nabijgelegen sterke zenders voor. We kunnen ons hiertegen in 't algemeen slechts wapenen:

- door een sterke zeefkring in het antenne-circuit, afgestemd op de gewenste zender, en
- te zorgen, dat de oscillator zo min mogelijk harmonischen produceert, dus: niet te sterke terugkoppeling, afgestemde anodekring, inplaats van roosterkring.
- zorg te dragen, dat tussen het detectorgedeelte en het h.f. gedeelte geen toevallige capacatieve koppeling kan optreden.

We zijn nu gekomen aan

HET AFREGELLEN VAN EEN SUPER-HETERODYNE

In principe regelen we éérst de m.f. versterker af. Om te beginnen: de bandfilter-krommen uit fig. 32, 33 en 37 uit les 10

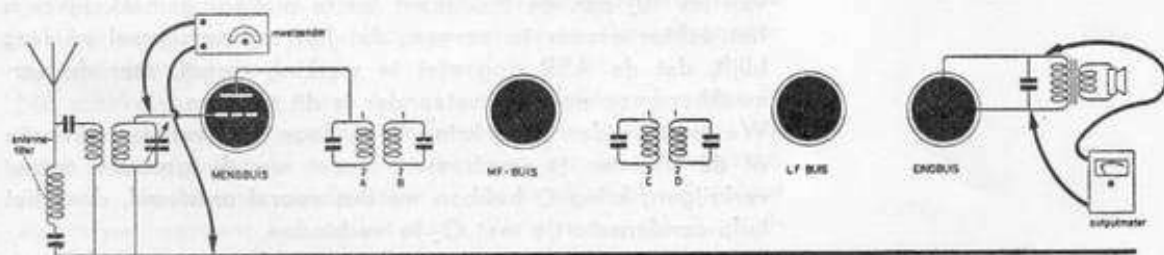
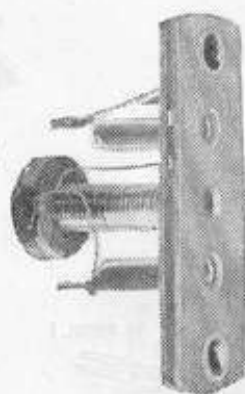


fig. 62

vertonen minstens 2 pieken; we moeten daarom beurtelings één der beide LC-kringen uit een bandfilter „ontstemmen” om de andere LC-kring te kunnen afstemmen; hebben we een toestel met regelbare bandbreedte, dan dient dit eerst op „breed” gezet te worden.

Dat „ontstemmen” kunnen we doen door over de LC-kring een condensator van circa 100 pF te schakelen (fig. 63a en b).



MuCore m.f. filter type 221

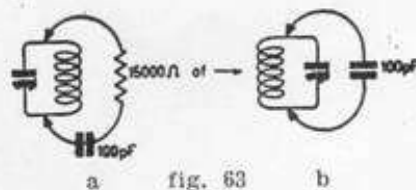


fig. 63

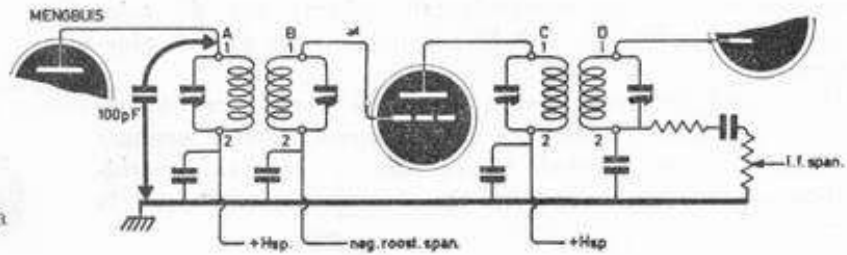


fig. 64a

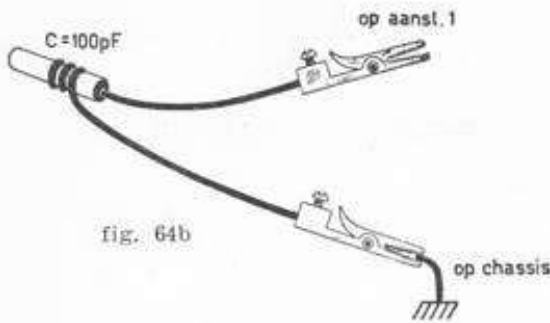


fig. 64b

Het mooie is het hiervoor een keramisch condensatortje met 2 krokodilbekjes te nemen, één draad kan vrij lang zijn en wordt aan aarde gelegd (fig. 64), het andere einde van de condensator moet héél kort zijn en komt dan aan de „hete” kant van de LC-kring. Met een weerstand van 15000 Ω kunnen we ook de kring „dempem”; het is verstandig een condensator van 100 pF ermede in serie te schakelen, om niet punt 2 doch de aarde te kunnen gebruiken.

In fig. 62 zien we het schema, ontdaan van alle franje; beschikken we over een meetzender en buisvoltmeter, dan sluiten we de outputkabel aan op het rooster van de mengbuis. De meetzender stellen we in op de middelfrequentie en het antenne(fluit)filtertje ontstemmen we moedwillig. Een kunstantenne zien we in fig. 65b; hij bestaat uit een L van 20 μ H, een C van 200 pF en een R van 25 Ω en dient om de eigenschappen van de „echte” antenne tijdens de afregeling van de antennekring te imiteren. Vanzelfsprekend wordt deze kunst-antenne alléén maar gebruikt bij het afregelen van de antennekring van de ontvanger; bij alle andere afregelmanipulaties blijft hij achterwege doch wordt door een afgeschermd kabeltje vervangen.

De ontvanger stellen we in op circa 600 m (500 kHz). Gelijk reeds in les 10 werd aangetoond, verschilt deze frequentie weinig van de m.f. van 476.5 kHz, zodat het signaal van de meetzender stellig in de m.f. versterker zal doordringen. De buisvoltmeter en outputmeter schakelen we over de luidsprekerklemmen.

Nu zal de al dan niet uitgestelde automatische sterkteregeling proberen de verschillen in ontvangst-sterkte op te heffen; dat is zijn taak. Maar bij dit afregelen is dat verschijnsel ongewenst; we schakelen de ASR uit door weerstand (R_2 in fig. 40 van les 10) aan de diodekant los te maken; gemakkelijker is het echter ervoor te zorgen, dat het ingangssignaal zó laag blijft, dat de ASR nog niet in werking treedt; met de verzwakker-knop op de meetzender is dit te doen.

We regelen dan eerst kring D af door het ijzerpoederkerntje of de trimmer te verdraaien, zodat we de grootste output verkrijgen; kring C hebben we dus vooraf ontstemd, door het hulp-condensatortje met C₁ te verbinden.

Daarna ontstemmen we kring D en regelen kring C af; maximum output is hier veel minder scherp geprononceerd. Vervolgens ontstemmen we kring A (hulp-condensatortje aan A₁) en regelen kring B op grootste output; tenslotte wordt kring B ontstemd (hulp-condensatortje op B₁) en wordt A afgeregeld. In de regel dienen we deze procedure minstens nog éénmaal te herhalen, omdat de kringen elkaar toch beïnvloeden; daar onder het trimmen de totale spanning op de diode groter wordt, dienen we de output van de meetzender terug te draaien om ASR buiten werking te houden.

Nu zijn de

INGANGSKRING EN DE OSCILLATORRING

aan de beurt. Onherroepelijk de beste methode is het, tijdelijk de éénknopsafstemming te laten varen en dus twee-knopsafstemming toe te passen. Tot dat doel solderen we even de aansluiting met C_2 los. De antennekring wordt dus normaal met één sectie van de 2-voudige cond. (C_1) afgestemd, de oscillator stemmen we met een losse variabele condensator van circa 500 pF af; met succes kan hiervoor elke dumpcondensator gebruikt worden. Twee snoertjes met krokodilbekjes eraan en de zaak is gezond; de schaal behoeft niet geijkt te zijn (fig. 65). Eerst koppelen we de schaal en variabele condensator: platen helemaal in en wijzer op eindstreep van de schaal. Dan meetzender afstemmen op een afregelpunt bij 600 kHz en de afstemknop verdraaien we zó ver, dat de wijzer op de schaalverdeling bij de frequentie komt te staan. Nu verdraaien we de losse afstem-C totdat de zender hoorbaar wordt, liever nog totdat de outputmeter op zijn maximum staat.

Door nu aan de spoelkern van de antennespoel te draaien (middengolfspoeltje) kunnen we een maximum verkrijgen. Nu staat de meetzender op 600 kHz en de wijzer wijst 600 kHz aan, maar dat wil nog niet zeggen, dat de antennekring in resonantie is! Want het is de vraag of de zelfinductie van de spoel de juiste waarde heeft.

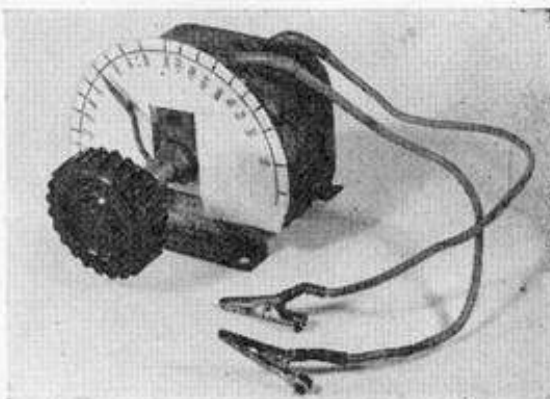


fig. 65a

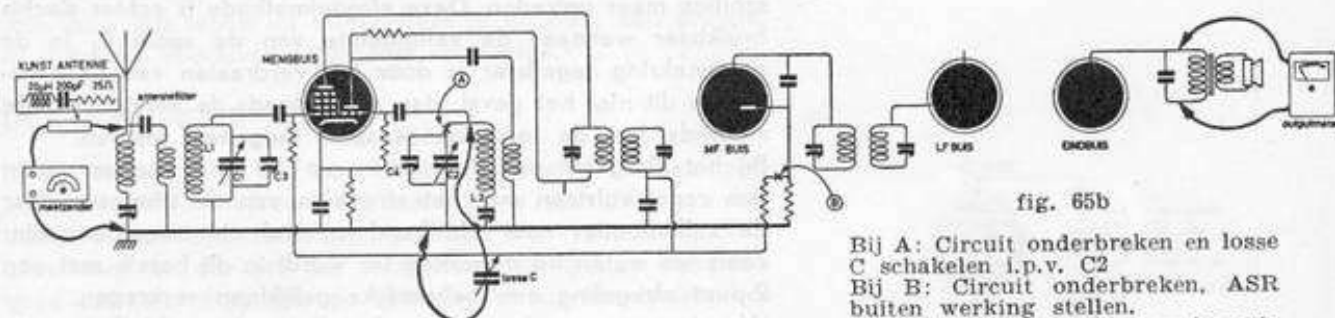


fig. 65b

Bij A: Circuit onderbreken en losse C schakelen i.p.v. C_2
 Bij B: Circuit onderbreken, ASR buiten werking stellen.
 (bij de padder condensator, in serie met L_2) is de letter P weggevallen)

Nu stellen we de meetzender in op ca. 1500 kHz. De afstemkring en dus C_1 wordt nu zover gedraaid, totdat de wijzer op die frequentie staat. Dan verdraaien we de losse afstem-C van de oscillator en krijgen een output. Door nu de trimmer C_3 te verdraaien verkrijgen we hier ook een maximum. Deze procedure herhalen we, waarbij we dus óf de spoelkern óf de trimmer bijstellen; tenslotte kloppen schaal en signaalfrequentie over het gehele bereik; de schaal is geijkt.

Nu schakelen we de losse C uit en herstellen C_2 weer in zijn waardigheid. We zetten meetzender en afstemknop op 1500 kHz en zullen in principe niets zien op de outputmeter. Door nu de trimmer-condensator C_2 te verdraaien zal output verkregen worden; we stellen deze trimmer C_2 op 't maximum in.

Dan zoeken we met meetzender en afstemknop het andere afregelpunt, 600 kHz op. In principe wéér geen output; door de padder P te verdraaien, zal output gevonden worden. Weer op maximum draaien! We zullen zien, dat we bij het afregelen van de oscillatorkring wéér scherper maxima vinden dan bij de antennekring. Procedure herhalen, totdat op beide afregelpunten maximum output verkregen is. Trimmer C_3 mag hierbij niet verdraaid worden.

We deden dus dit: eerst schaal met condensator C_1 kloppend maken door afregeling van spoel L_1 en trimmer C_3 , dáárna

oscillatorkring weer dáármede in overeenstemming brengen door regeling padder P en trimmer C_2 . In sommige gevallen treft men geen padder-condensator P, doch een vaste C_p ; dan is door middel van 't ijzerkerntje de zelfinductie van L_2 instelbaar, wat op hetzelfde neerkomt.

En bij deze handelingen gaan we er van uit, dat schaal, spoel en variabele condensatoren bij elkaar behoren en dat de schaal op de juiste wijze mechanisch gekoppeld is met de afstem-C, dus wijzer op e i n d e schaalverdeling wanneer de C geheel ingedraaid is.

Is de variabele condensator van opgebouwde trimmers voorzien, dan heeft het bereik met de hoogste frequentie de voorkeur bij 't afregelen; na afregeling hiervan volgen de bereiken met lagere frequenties. De trimmers C_3 en C_4 op C_1 en C_2 mogen dan na de afregeling van 't hoogste frequentie-bereik niet meer worden verdraaid.

Wanneer het moeilijk is om de verbinding met C_2 los te solderen of wanneer we niet de beschikking hebben over een losse C, dan brengen we de meetzender op 600 kHz, brengen de wijzer op de afstemschaal en dus C_1 op C_2 op diezelfde frequentie en verdraaien de padder P en het ijzerkerntje van spoel L_2 totdat maximum output verkregen wordt. Daarna brengen we meetzender + afstemcondensatoren op 1500 kHz en verkrijgen maximum output door het verdraaien van de trimmers C_3 en C_4 . Procedure herhalen, totdat geen verschillen meer optreden. Deze afregelmethode is echter slechts bruikbaar wanneer de zelfinductie van de spoel L_1 in de antennekring regelbaar is door het verdraaien van de kerntjes. Is dit niet het geval, dan moet steeds de eerstgenoemde methode met de losse condensator toegepast worden.

Bij het afregelen van de korte-golfband kunnen we in den regel volstaan met het afregelen van de trimmers, daar de zelfinducties voor die band meestal niet regelbaar zijn; zoals we weten uit de vorige les wordt in dit bereik met een 2-punt afregeling een behoorlijke gelijkloop verkregen.

We stemmen nu de meetzender af op de middelfrequentie en zetten de output van de meetzender op de antenne-aansluiting. Daar het antenne-fluitfilter door ons ontregeld werd vóórdat we met onze afregeling begonnen, krijgen we nu een output; we verdraaien het kerntje in het spoeltje L óf het condensatortje C totdat minimum output verkregen is. Het antenne-filter is dan op de m.f. afgestemd, geen enkele zender met een frequentie, gelijk aan onze m.f. kan meer tot onze m.f.-versterker doordringen en we hebben geen last meer van „fluitjes”.

Hebben we niet de beschikking over een meetzender en outputmeter, dan nemen we een andere volgorde; we regelen nu eerst antennekring en oscillatorkring af op de beschreven manier met losse condensator en gebruiken een zender, die wel op een der beide afregelpunten aanwezig zal zijn *); we werken bij voorkeur overdag om geen last van fading te hebben, daar deze de ASR in werking zou stellen. We regelen dan af op het gehoor (maximale geluidssterkte). Daarna pas regelen we de middelfrequent-versterker af op de beschreven manier met telkens het hulpcondensatortje over één der kringen. Bij deze manipulatie is het moeilijk om te weten of we nu werkelijk onze m.f. bandfilter op de juiste m.f. afge-

*) Voor de MG — Brussel IV op 1511 kHz (198.5 m) en Sundsvall — 593 kHz (506 m). LG — Kalundborg op 245 kHz (1255 m) en Allouis 164 kHz (1830 m).

regeld hebben. Want de gelijkloop van de antennekring en de oscillatorkring is berekend op één zeer bepaalde middelfrequentie; daarnaast zullen de m.f. bandfilters slechts dan de gewenste „kromme” opleveren, wanneer ze op de door de fabriek voorgeschreven m.f. afgeregeld zijn.

Is dit geschied, dan moeten we antenne en oscillator-kring van het middengolfgebied weer opnieuw afregelen; daarna eerst komt de afregeling van de lange- en korte golfbanden aan de beurt en dan behoeft er aan de m.f. bandfilters niet meer gedraaid te worden.

Het afregelen van het fluitfiltertje zal de grootste moeilijkheden opleveren; bij zorgvuldig werken is toch wel de juiste afstemming te vinden: het verdwijnen van een fluitsignaal. (Een MuCore antennefilter is echter evenals de MuCore m.f. bandfilters reeds door de fabriek op de juiste frequentie ingesteld, zodat men er dan goed aan doet niet aan de kern te draaien.

Inplaats van een outputmeter kan natuurlijk ook van een z.g. toveroog gebruik gemaakt worden; het is ook mogelijk hiervoor een toveroog te gebruiken, dat niet ingebouwd is, doch slechts voor deze gelegenheid met het af te regelen toestel wordt verbonden.

Het afregelen van poederijzerkerntjes dient met een uit isolatiemateriaal vervaardigd schroevendraaiertje te geschieden; het is verstandig na het afregelen een stukje was te verwarmen door het tegen de soldeerbout te houden; een druppel op 't kerntje voorkomt ongewenst verdraaien.

DE OUTPUTMETER

In het algemeen is dat een wisselstroommeter, die wel niet alle audiofrequenties aanwijst, want hij is voor 50 Herz bedoeld, maar hij is toch wel bruikbaar voor ons doel. Om onze oren en die van de huisgenoten te sparen doen we goed de verbinding met de spreekspoel van de luidspreker even te verbreken.

Er zijn argumenten aanwijsbaar om de ASR maar rustig te laten werken tijdens 't afregelen. Indien we dit doen kunnen we de outputmeter vervangen door een gewone mA-meter, die we in serie met de anodekring van de m.f.-buis schakelen (fig. 66). Bij de juiste afstemming en dus maximale output wordt de buis „geregeld” en loopt de anodestroom terug. En wanneer we „meelopende schermroosterspanning” toepassen kunnen we zelfs met een gevoelige voltmeter een aanwijzing krijgen: bij juiste afstemming wordt de buis „geregeld” en loopt de schermroosterspanning op (fig. 67). Overigens zullen in de laatste les enige eenvoudige afregelapparaten worden beschreven.

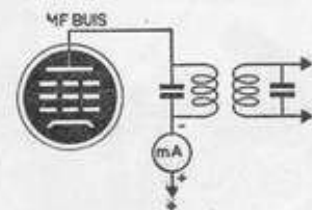


fig. 66

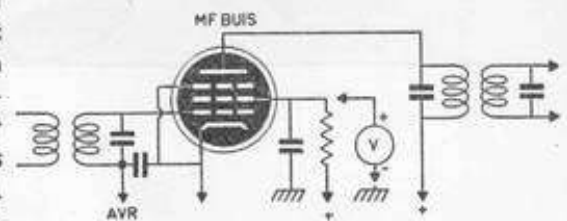
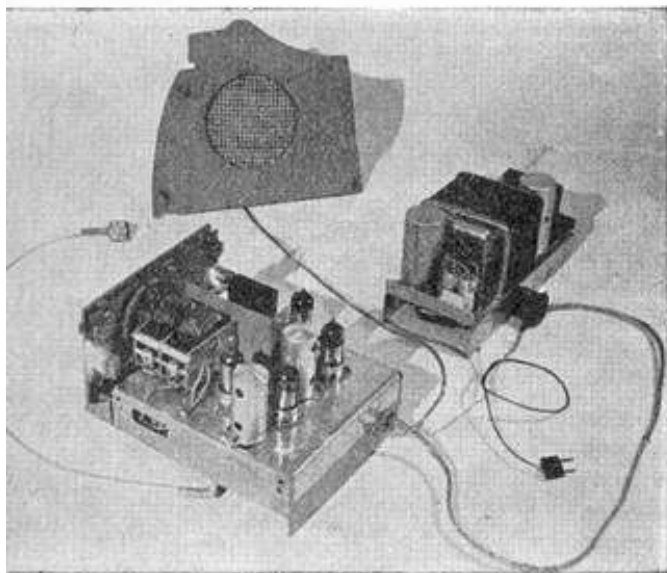
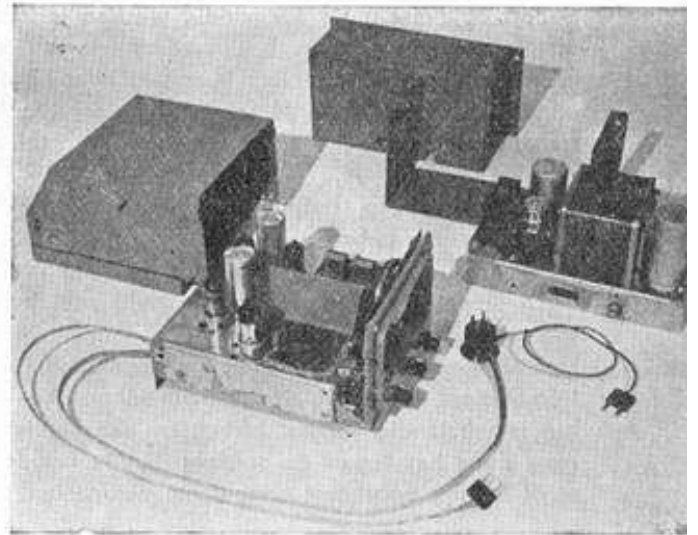
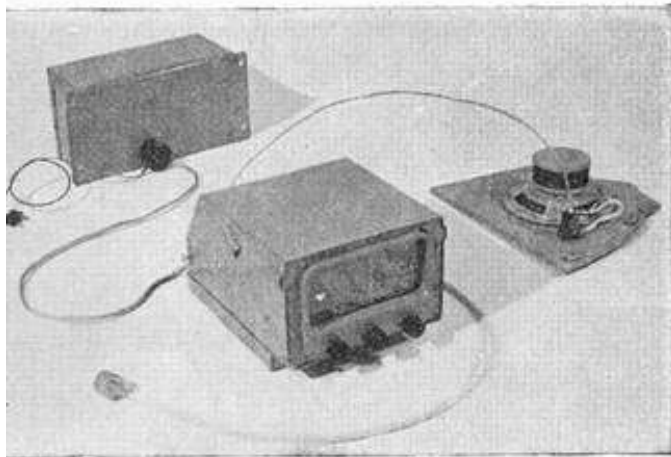
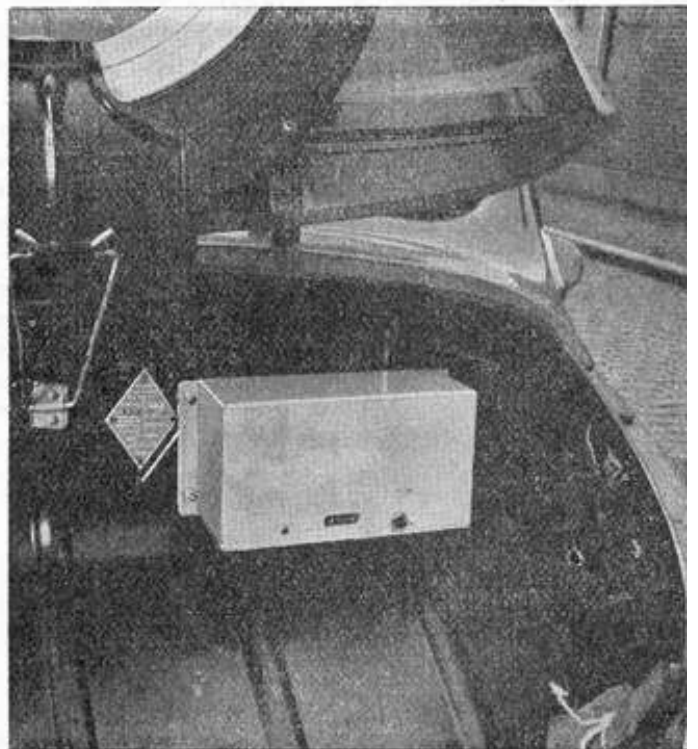


fig. 67



Nevenstaande afbeeldingen zijn van de auto-radio-ontvanger zoals die is beschreven in Jongens-Radio 3. De ontvanger en het voedingsdeel zijn gescheiden en ieder afzonderlijk in een kastje ondergebracht.

De ontvanger en luidspreker zijn voor in de wagen onder het dash-board aangebracht, terwijl de voeding zich achter in de wagen bevindt.



WAT LEERDEN WIJ IN DEZE LES ?

1. De gevoeligheid van een auto-ontvanger moet groter zijn dan die van een huis-ontvanger, omdat de antenne kleiner is.
2. We kunnen de gevoeligheid vergroten door een extra r.f.-trap toe te passen, hetzij afgestemd, hetzij aperiodisch.
3. Zowel de elektrische uitrusting van de auto als de trilleromvormer zijn bronnen van r.f. storing.
4. Goed doorgevoerde afscherming is het belangrijkste afweermiddel tegen die storing.
5. Een synchroontriller is misschien wel goedkoper maar lastiger storingsvrij te maken dan een triller + afzonderlijke gelijkrichters.
6. In de auto-ontvanger dienen alle ontstoringscondensatoren op één punt geaard te worden; ontstoringscondensatoren van de elektrische installatie en aardpunt-ontvanger rechtstreeks naar chassis of motorblok.
7. Batterij-ontvangers kunnen door de direct verhitte buizen niet op de normale manier van negatieve roosterspanning voorzien worden.
8. Een raamantenne dient vrij van de ontvanger en metaal-massa's in 't algemeen gehouden te worden.
9. Gloeidraadvoeding in serie vereist maatregelen om de gloeistroom in de „laagstgelegen" buizen te beperken.
10. Ferriet staafantennes laten compacte bouw toe; de resultaten staan echter achter bij die van een normale raamantenne.
11. Droge batterijen kunnen enige malen gereactiveerd worden zolang ze nog niet uitgeput zijn.
12. Een fluit- of m.f.-filter dient precies op de m.f. afgestemd te staan.
13. Bij het afregelen van een superheterodyne dienen we in principe éérst de m.f.-versterker af te regelen; dáárna de ingangs- en oscillatorringen.
14. Bij het afregelen van een m.f.-kring dienen we de andere kring in het bandfilter te verstemen of te dempen.
15. Afregelprocedure dient enige malen herhaald te worden.
16. Bij synchroontrillers en gelijkrichtcellen komt de hoogspanning onmiddellijk na het inschakelen in actie, dus vóórdát de gloeidraden warm zijn.

VRAGEN BIJ DE ELFDE LES

1. Vertel, waarom we de afgeschermdde leiding van antenne naar ontvanger kort moeten houden.
2. Hoe moet deze kabel geaard worden?
3. Teken een schakeling waarbij de gevoeligheid van de m.f.-versterker verhoogd kan worden. Vertel een nadeel van die schakeling.
4. Vertel een voordeel en een nadeel van een synchroontriller en teken een schakeling met die triller.
5. Vertel waartoe de condensatoren over de secundaire van de voedingstransformator dienen; bespreek de gevolgen wanneer ze te groot of te klein zijn.
6. Welk voordeel bezitten omvormers met afzonderlijke gelijkrichters?
7. Noem de geneesmiddelen tegen de ontstekingsstoringen (dus door de bougies).
8. Vertel het verschil in werking tussen een raam-antenne en een normale draad-antenne.
9. Hoe reageert een raam-antenne op net-storingen, vergeleken bij een normale antenne?
10. De gloeidraden van 4 moderne radiobuisjes (van een supertje) staan in serie geschakeld, om eventueel uit het net gevoed te kunnen worden. Geef de volgorde aan, gerekend vanaf — gloeistroombatterij. Wanneer het mengbuisje 4 mA gebruikt, bereken dan de weerstand, die van de gloeidraad van dat buisje naar — gloeistroombatterij moet worden gelegd.
11. Vertel in 't kort waarvoor die weerstand dient.
12. Maakt het nog wat uit, welk einde van een gloeidraad aan — batterij komt of zijn daarvoor regels?
13. Noem het doel van het fluit-, antenne- of m.f.-filtertje; vertel op welke frequentie het afgestemd wordt.
14. Geef in een eenvoudig blokschema aan in welke volgorde de kringen van een m.f.-versterker wordt afgeregeld en welk hulpmiddel daarbij gebruikt wordt.
15. Beschrijf puntgewijs het afregelen van de middengolfband van een „super”.

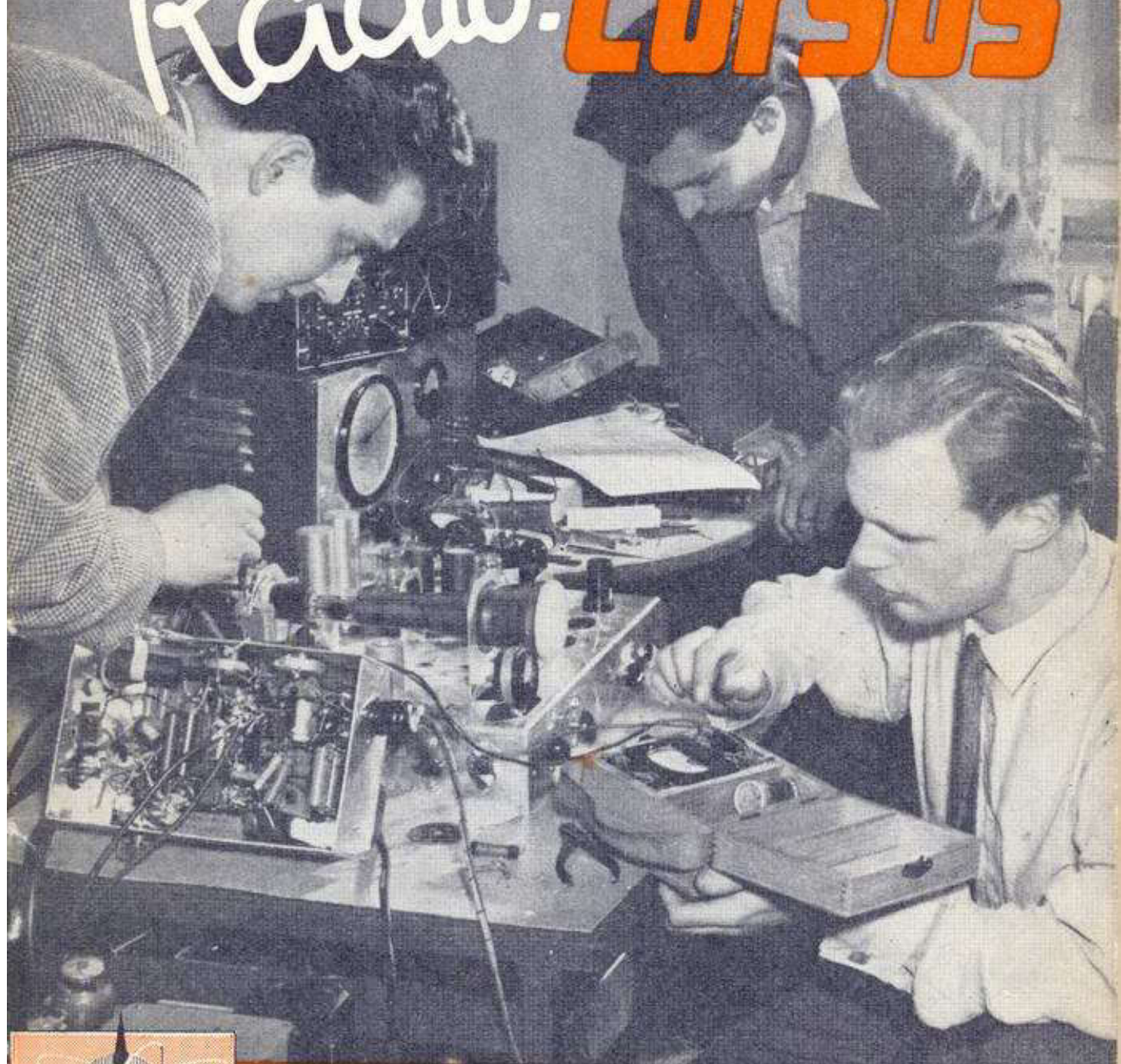




dr. Blan

12

Radio-CURSUS



vormingscentrum voor radio en electronica

INHOUDSOPGAVE

Antennesystemen	3
Stralingsweerstand	4
Ingangskring	4
Aanpassing	5
Director en reflector	7
Frequentie-modulatie	7
Dynamiek	9
Pre- en de-emphasis	9
Voordelen metergolven	10
Begrenzer	11
Discriminator	12
Televisie	15
Beeldontleding	17
Katodestraalbuis	18
Iconoscoop	18
Meetapparaten	22
De draaispoelmeter	22
Stroommeting	24
Spanningsmeting	25
Gelijkrichtinstrument	28
Outputmeter	29
Weekijzerinstrument	30
Een eenvoudige meetzender	30
Vragen bij de twaalfde les	32

OVER DE ONTVANGST VAN TELEVISIE- EN FM-UITZENDINGEN

12e LES

We zijn nu aan de laatste les gekomen. De laatste les uit deze Dr. Blan radiocursus. Het onderwerp dat we nu nog gaan behandelen gaat over de jonge takken van de radio: Televisie en de ontvangst van zenders, die niet op de tot dusverre behandelde manier in amplitude gemoduleerd zijn (AM) maar in frequentie (FM).

De bedoeling van deze les is niet zozeer een volledige instructie over de ontvangst van deze korte golven te geven, doch veeleer om duidelijk te maken, welke moeilijkheden ons te wachten staan wanneer we dit gebied betreden, want veel van wat voor midden-, korte- en lange golven opgaat blijkt hier niet van toepassing te zijn.

Wie echter precies het hoe en het waarom van de televisie wil weten, wel die kan niet beter doen dan onze televisiecursus volgen.

Zowel de televisie als de FM-zenders maken gebruik van zéér hoge frequenties (dus zeer korte golven). Deze frequenties worden in 't algemeen met z.h.f. aangeduid: zeer hoge frequenties, in 't Duits U.K.W., Ultra-Kurz-Wellen of V.H.F., Very High Frequencies in 't Engels. Wat we hier dus over antennes en de verbinding met de ontvanger gaan vertellen, geldt dus zowel voor A.M., F.M. als televisie.

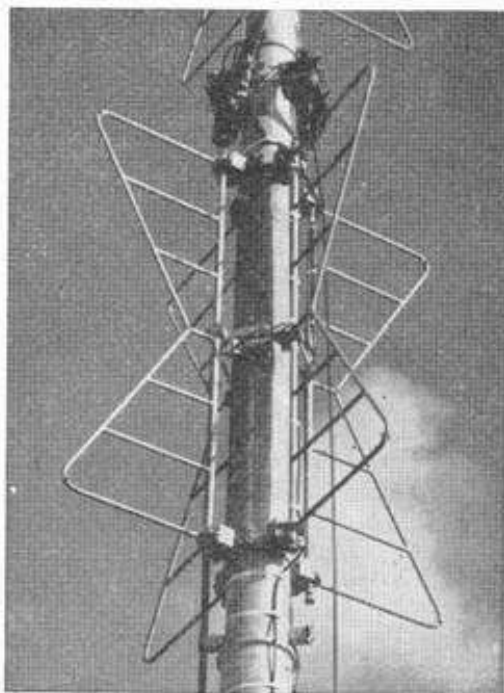
We laten de zendtechniek maar geheel buiten beschouwing en beginnen aan de ontvangst van wisselstromen met Zeer Hoge Frequenties in het algemeen.

Welke zijn die frequenties? Voor ons zijn van belang de televisiebanden van 61–69 MHz en van 174–216 MHz Mega Cycles of Mega Hertz, dus Millioen Hertz, de F.M. banden van 87.5 MHz tot 100 MHz en eventueel de banden gereserveerd voor de Mobilfoondienst, die contact onderhoudt tussen rijdende voer- en vaartuigen enerzijds en het telefoonnet met zijn aangeslotenen anderzijds.

ANTENNESYSTEMEN

Reeds bij de behandeling van de omroepzenders zagen we, dat het voordeel heeft de afmetingen van de zend-antenne te laten samenvallen met de golflengte, of met hele gedeelten daarvan, dus $\frac{1}{2} \lambda$ of $\frac{1}{4} \lambda$. Voor de ontvang-antennes zou dat prachtig zijn, maar ten eerste is een antennedraad voor de ontvangst van Hilversum van 300 m wel wat erg kras en ten tweede zou die voor de ontvangst van andere zenders niet „op maat” zijn.

Bij de ontvangst van z.h.f. is dat anders; daar ligt de „golflengte” beneden de 5 meter en wanneer we een antenne van $\frac{1}{4} \lambda$ willen toepassen, dan zijn er geen bezwaren van „onhanteerbaarheid” te duchten. In feite passen we nu 2 antennestaven, elk van $\frac{1}{4} \lambda$ toe; de ene helft is dan de eigenlijke antenne, de andere is de „tegen capaciteit”, die dezelfde functie vervult als de „aarde” doet bij de uitzending en ontvangst op middengolven. Deze twee staven worden dan in elkaars verlengde geplaatst; op de plaats waar de staven bij



Moderne zendantenne voor zeer hoge frequenties z.g. Vlinder- of Tourniquetantenne

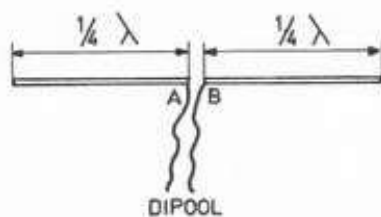


fig. 1

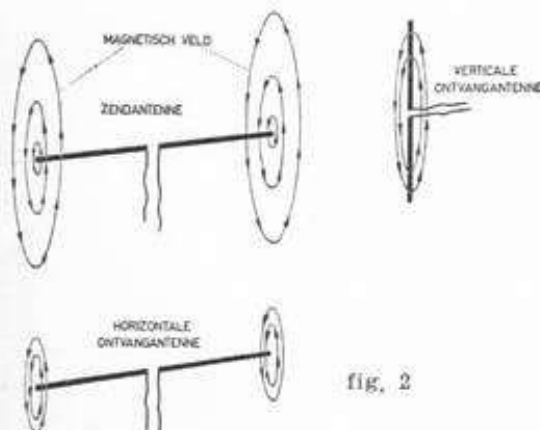


fig. 2

Een horizontale ZEND-antenne zal slechts in een horizontale ONTVANG-antenne r.f. spanningen doen ontstaan, mits deze bovendien op elkaar georiënteerd zijn

elkaar komen worden de verbindingen met de ontvanger aangesloten (fig. 1). We noemen een dergelijke antenne een dipool.

Bij de MG, KG en LG doet het er eigenlijk volstrekt niet toe hoe wij onze antenne spannen, verticaal of horizontaal. Bij de z.h.f. doet het er wel degelijk toe. Men kan aan de zenderzijde n.l. de antenne verticaal of horizontaal opstellen; de golven worden dan uitgesproken verticaal of horizontaal gepolariseerd. Wij moeten de ontvangantenne op gelijke wijze opstellen als de zendantenne, anders ontvangen we niets (fig. 2). En dan is het nog noodzakelijk dat we onze antennestaven loodrecht op de richting van de zender plaatsen, dus oriënteren, want ook in het platte vlak hebben deze antennes een uitgesproken richt-effect.

Daar dit voor een zendantenne bepaald ongewenst zou zijn past men gecombineerde zendantennesystemen toe die in alle richtingen stralen (zie de foto op pag. 3).

In Engeland, dat we als de bakermat van televisie op zeer korte golven moeten beschouwen, paste men verticale polarisatie toe; alle andere landen konden tijdig met de daaraan verbonden bezwaren rekening houden en passen horizontale polarisatie toe; hierbij verkeren n.l. beide antennestaven in gelijkwaardige, symmetrische positie t.o.v. aarde, wat van het verticale systeem niet gezegd kan worden. Wanneer we, verderop in de les, gekomen zijn aan de meer gecompliceerde antennevormen, zullen we het polariseren en oriënteren van de antennes gemakkelijker in beeld kunnen brengen (zie fig. 11b).

STRALINGSWEERSTAND

De eigenschappen van de antenne worden uitgedrukt in zijn stralingsweerstand. Feitelijk is het begrip stralingsweerstand speciaal toepasselijk op zendantennes, maar omdat de ontvang- en zendantennes voor z.h.f. praktisch niet verschillen gebruiken we dit begrip ook bij de ontvangantennes. Een uit 2 staven, elk van $\frac{1}{4} \lambda$ samengestelde antenne, die we een dipool noemen, heeft een stralingsweerstand van ongeveer 75Ω voor zijn resonantiefrequentie. In werkelijkheid zal de staallengte steeds iets korter moeten zijn dan zijn „elektrische lengte”. Werken we dus met frequenties van ca. 100 MHz, dus een golflengte van ca. 3 m, dan zal de dipool lengte iets korter dan 1,50 m moeten zijn, waardoor de stralingsweerstand op circa 70Ω komt. De ontvanger dient aangesloten te worden op de voetpunten van de beide antennehelften, dus bij A en B (fig. 1).

INGANGSKRING

Ook de ingangskring van de ontvanger bezit een bepaalde impedantie, die bij de voor FM en TV gebruikte frequenties véél lager ligt dan voor de omroep frequenties, n.l. niet meer dan enige duizenden ohms. Deze waarde kunnen we echter door het toepassen van een resonantietransformator op een bepaalde waarde, dus ook 70Ω brengen en daarmee is de ontvanger „aangepast” aan de antenne (fig. 3).

Nu is het vrij ongebruikelijk om met de ontvanger bij de antenne op het dak te gaan zitten en daarom moet er een dubbel-leiding van de beide antenne-helften naar de ont-

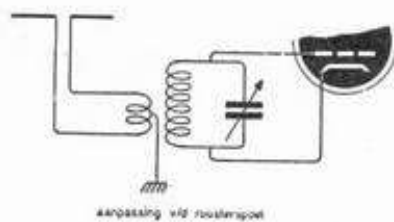


fig. 3

vanger in de huiskamer lopen. Nu bezitten dergelijke draden uit de aard der zaak een zekere zelfinductie en vormen onderling een condensator; bovendien zal de draadlengte steeds veel langer dan de toegepaste golflengte zijn.

AANPASSING

Wanneer we dus in de antennepaal geen impedantietransformator willen gebruiken is het noodzakelijk een leiding toe te passen die een bepaalde golfweerstand, in dit geval van 70Ω bezit. Daar de onderlinge capaciteit van beide draden afhangt van de afstand tussen die draden en deze capaciteit constant moet zijn, vervaardigt men een soort snoer, twin-lead of lintlijn genoemd. De golfweerstand van dergelijk twin-lead wordt nu geheel bepaald door de draaddikte en de onderlinge afstand; is deze laatste ca. 5 mm, dan is de golfweerstand 70Ω ; is deze ca. 8 mm, dan bedraagt de golfweerstand 300Ω en bij groter lengte dan de toegepaste golflengte doet de lengte van de twin-lead niets aan die golfweerstand, die dus niets te maken heeft met ohmse weerstand.

Men heeft deze beide waarden van 70Ω en 300Ω gestandaardiseerd; andere waarden zijn praktisch niet in de handel. We zien ze in fig. 4.

Een veel toegepaste antennevorm is de z.g. folded dipool, gevouwen dipool (fig. 5a), of met het middenstuk doorverbonden (fig. 5b). Daar dit middenstuk elektrisch gesproken spanningloos is, mag het zonder bezwaar geaard worden (fig. 5c).

De aanpassingswaarde van de folded dipool is 300Ω .

Wat is nu het voordeel van een gevouwen dipool? Wat betreft de ontvangstgevoeligheid is er weinig voordeel; er zit slechts een voordeel in de 300Ω stralingsweerstand.

Elke lint- of kabelleiding geeft n.l. verliezen en voor een leiding van 70Ω zijn die groter dan voor 300Ω in verband met de kleinere onderlinge draadafstand en de diektrische verliezen. Om een voorbeeld te geven: bij een lengte van 30 meter geeft een 70Ω lijn een verlies van circa 51 %, doch een van 300Ω geeft slechts een verlies van 18 % bij gelijke lengte.

De enige toepassingsmogelijkheid van een 70Ω lijn is daar, waar een kamerantenne reeds voldoende spanning geeft; we snijden met een warm mes de lijn over een lengte van $\frac{1}{2} \lambda$ dus ca. 75 cm in tweeën, binden de zaak vast om verder in scheuren te voorkomen en spannen de afzonderlijke einden uit elkaar. Om een paar „oogjes” aan de einden te maken scheuren we 6 cm extra in (fig. 6). De aldus gevormde dipool heeft een stralingsweerstand van 70Ω en kan dus zonder meer op de 70-ohms lintlijn worden aangesloten.

Een nadeel van de 300Ω lijn is de hogere gevoeligheid voor storingen, b.v. afkomstig van auto's. Deze vormen n.l. de nachtmerrie van elke bezitter van een televisie- of FM-ontvanger.

Hiervoor biedt weer da afgeschermde leiding uitkomst (fig. 7). Helaas is deze slechts in een waarde van 70Ω verkrijgbaar; de prijs is toch al veel hoger dan van twin-lead en is voor hogere waarde onbetaalbaar.

Het rare is, dat deze kabel beslist on-symmetrisch is; aan de ontvangerkant is dit wel te plooiën, maar aan het antenneeind moet een symmetrie-aanpassing worden toegepast.

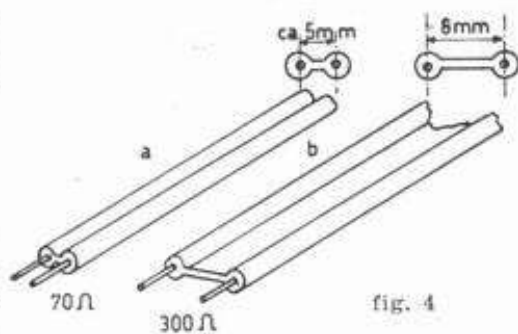


fig. 4

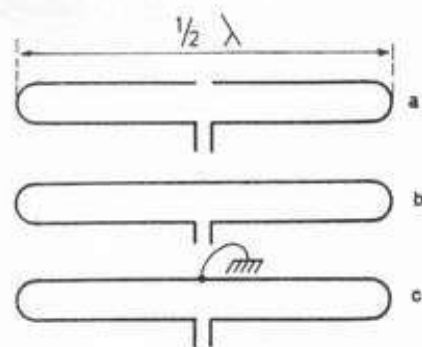


fig. 5

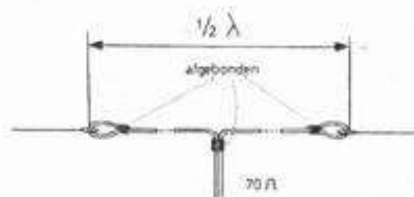


fig. 6

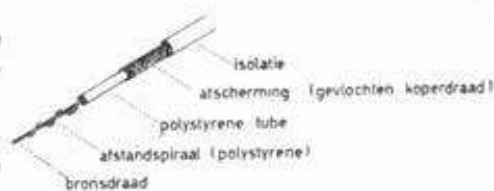


fig. 7

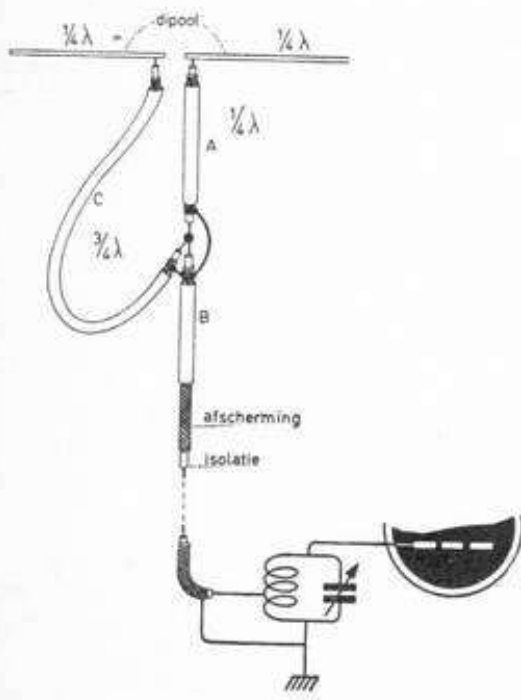


fig. 8

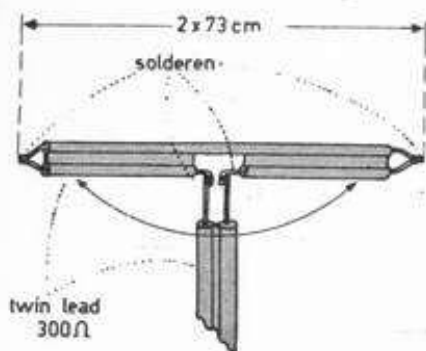


fig. 9

We zien een dergelijke aanpassingstransformator in fig. 8, waarbij uitsluitend kabel van 70Ω wordt gebruikt; één der dipoolhelften is via een stukje kabel (A) met een lengte van $\frac{1}{4} \lambda$ aan de afgaande kabel B verbonden; de andere dipoolhelft via een stukje C met een lengte van $\frac{3}{4} \lambda$. Nu lijkt dit grapje eenvoudiger dan het in werkelijkheid is, want ten eerste dienen we hier de 5 kabeluiteinden waterdicht af te werken en ten tweede komt de elektrische lengte van $\frac{1}{4} \lambda$, resp. $\frac{3}{4} \lambda$ volstrekt niet overeen met de lengte die we met de duimstok afmeten. Slechts met elektronische meetapparatuur is een dergelijk werkje uitvoerbaar.

Vocht in de kabel is funest in verband met de verliezen; ook de normale twin-lead gaat in eigenschappen achteruit tijdens regen, zodat de verliezen groter worden; bij droog weer echter worden de oorspronkelijke eigenschappen weer herkregen. Een kabelsoort dat min of meer immuun is voor slechte of ongunstige weersomstandigheden ziet er uit als bij fig. 7 te zien is; ook hier dient de holle ruimte droog te blijven; dus einden waterdicht afsluiten.

Met een twin-lead van 300Ω kunnen we een kamerantenne fabriceren, op nagenoeg dezelfde manier als voor de 70Ω beschreven (fig. 9). We moeten hier echter een folded-dipool maken en nu blijkt dat we wat nauwkeuriger de lengte moeten afpassen.

Er zit n.l. nog een tot dusver onbesproken factor in dit probleem: theoretisch is een dergelijke folded- of gewone dipool slechts 100 % voor één bepaalde frequentie. Daar het niet aangaat voor elke zender een afzonderlijke antenne aan te schaffen, moeten we de door te laten band, de bandbreedte wat „breder” zien te krijgen. Bij de ontvangst van TV hebben we in ons land praktisch slechts met één zender te maken; bij FM krijgen we met een band van b.v. 87,5–100 MHz te maken. We nemen nu een dipool, elektrisch afgestemd op het midden van die band, dus op 94 MHz; de „stoffelijke” lengte hiervoor is 2×73 cm. De elektrische lengte is n.l. ca. 8 % groter dan de mechanische.

Maar heel kritisch is deze lengte niet, wanneer de lengtefout niet meer dan enige cm bedraagt.

Om bij onze 300Ω te blijven: is de gemiddelde frequentie van de band, die wij wensen te ontvangen 94 MHz, dan krijgen we 2×72 cm en is de gemiddelde frequentie 90 MHz, dan is 2×75 cm goed.

De selectiviteit, als we het zo noemen mogen, of de „breedbandigheid”, van een folded dipool hangt o.m. samen met de uitwendige dikte van de toegepaste buis; bij normale LC-kringen hangt de selectiviteit en dus ook het tegengestelde, de bandbreedte, af van de demping op L en C. En de stralingsweerstand van een antenne hangt van de draaddikte af; hoe dunner die is, des te groter de stralingsweerstand en hoe smaller de bandbreedte. Daar hier een brede band gewenst is om meerdere zenders te kunnen ontvangen passen we dikke buizen van b.v. 1 cm ϕ toe.

Het is goed om hier tot slot nog even vast te stellen wat de gevolgen zijn, wanneer de aanpassing tussen antenne en kabel of tussen kabel en ontvanger niet goed is. Er treden dan n.l. reflecties op in deze geleiders, hetgeen zeggen wil dat het deel van de energie, dat door mis-aanpassing niet opgenomen wordt, teruggekaatst wordt als het ware in de kabel. Het resultaat is, dat we nadat de hoofdgolf de ontvanger bereikt heeft, even daarna een gereflecteerd golfje de ontvan-

ger bereikt; bij TV-ontvangst is dat te zien in de vorm van een (heel) zwak beeld, dat door het beeld heen te zien is; de engelsen noemen dat een ghost, een geest-verschijning. Een andere methode om de bandbreedte te vergroten is het koppelen van verschillende kringen, die elk op een andere frequentie zijn afgestemd; dat deden we ook in onze m.f. bandfilters.

DIRECTOR EN REFLECTOR

De praktische uitvoeringsvorm van dit streven is: een staaf van een bepaalde lengte, op een bepaalde afstand van de dipool aangebracht. In deze staaf zullen dezelfde stroom- en spanningsverdeling optreden als in de met de ontvanger verbonden dipool, aangenomen dat de staaf even lang is als de dipool. De koppeling met de dipool geschiedt door de straling vanuit de staaf. In fig. 10a zien we het stralingsdiagram van een dipool-antenne-zonder meer. In fig. 10b zien we een dipool met een op een zéér bepaalde afstand d a a r v o o r geplaatste z.g. straler (director); in het bijbehorende stralingsdiagram zien we de verbeterde richtwerking naar één richting en de hogere signaalspanning tot uiting komen. Een z.g. reflector achter de dipool op een bepaalde afstand aangebracht geeft ongeveer dezelfde resultaten. Door de lengte van de dipool en straler of reflector ongelijk te maken verkrijgen we de gewenste richtingsgevoeligheid.

Het ligt voor de hand, dat een combinatie stellig nóg betere resultaten geeft; de richtwerking van het geheel, dat we in fig. 10c zien, is ook veel scherper: we kunnen o.a. deze richtwerking als selectiviteitsverbetering benutten door de staven loodrecht op de richting van een gewenste zender te plaatsen; zenders uit de andere richting worden praktisch niet ontvangen. Door meer directors aan te brengen in dergelijke antennesystemen, die we naar de japanse uitvinder Yagi's noemen (fig. 11), verbeteren we de situatie; het is zelfs mogelijk meerdere „verdiepingen” op elkaar te plaatsen om nog meer winst te krijgen (fig. 11a).

Helaas gaat met deze grappen onze aanpassingsweerstand van 300Ω verloren, waardoor een „aanpassingstransformator” noodzakelijk wordt. Een praktische vorm hiervan is een stuk 120Ω lijn van een zeer bepaalde lengte als „verbindingsschakel” tussen de dipoolansluitingen en een normale lijn van 300Ω , die verder gewoon naar beneden gaat. Deze lengte laat zich niet eenvoudig „uitmeten”; er bestaan echter tabellen voor de lengte van dergelijke aanpassingstransformatoren.

Overigens is het raadzaam de twin-lead op zijn weg naar beneden enige „slagen” te draaien, opdat beide leidingen ten opzichte van aarde of goten en muren gelijke capaciteit behouden en door „afhouders” zover mogelijk daarvandaan houden (fig. 12). Voor de ontvangst van de FM is als regel een gevouwen dipool voldoende.

We zullen nu de FM-ontvangers zeer globaal bezien; dit onderwerp is op zichzelf namelijk reeds een boekdeel.

FREQUENTIE-MODULATIE

We weten, dat er meer AM-zenders dan plaatsen zijn om ze onder te brengen; de „kanalen” zijn 9 kHz breed en de

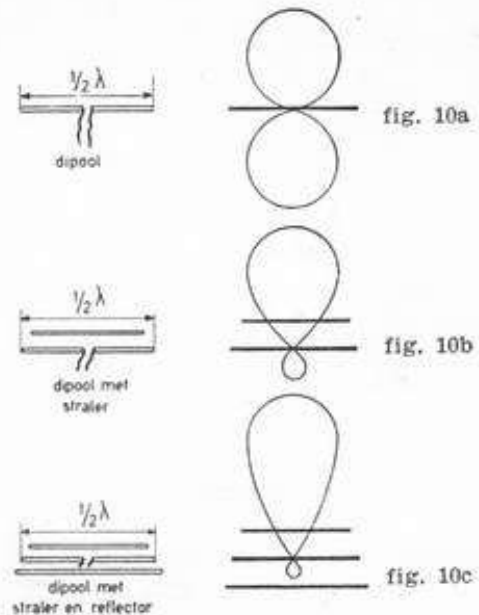


fig. 11

Gestapelde Yagi

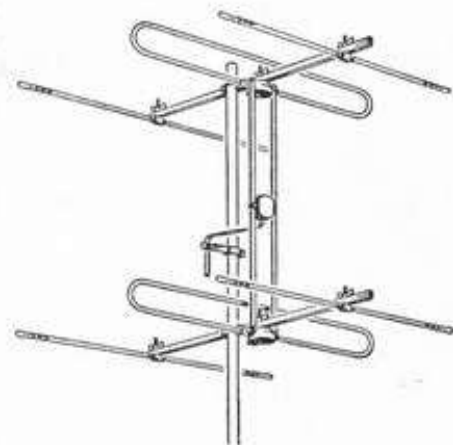


fig. 11a

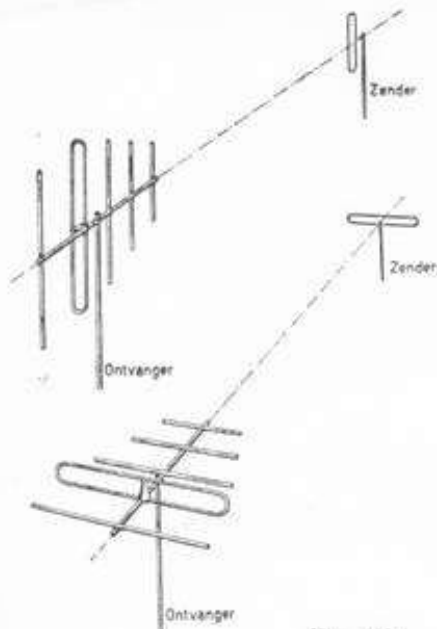


fig. 11b

De bovenste ontvangantenne is, evenals de zendantenne **verticaal** gepolariseerd; de onderste ontvangantenne is, evenals de zendantenne, **horizontaal** gepolariseerd; in beide gevallen is de ontvangantenne **georiënteerd**, d.w.z. gericht op de zender



fig. 12

... enige „slagen“ in de twinlead op zijn weg naar beneden

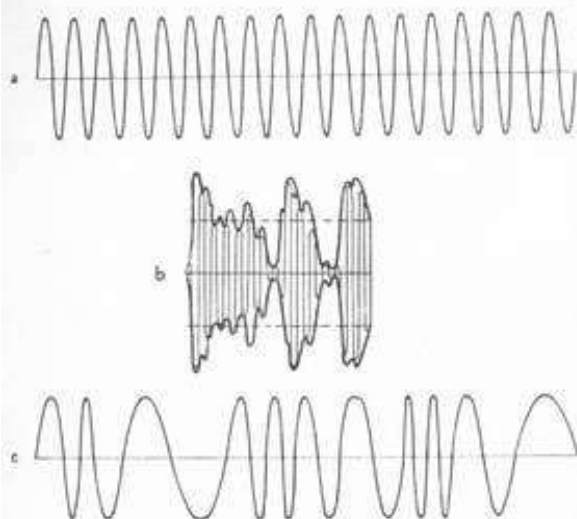


fig. 13

hoogste te verwachten toon in de modulatie is 4500 Hz, terwijl n.b. in de muziek tonen tot 15000 Hz voorkomen! Die gaan dus onze neus (en oor!) voorbij.

Gaan we naar de zeer hoge frequentiebanden, dan is daar voldoende ruimte om ettelijke zenders onder te brengen en bij de modulatie behoeven we niet op een paar duizend Hz te kijken. Er kleeft echter nog een groot bezwaar aan AM-ontvangst: allereerst hebben elektrische storingen n.l. ook de gedaante van amplitude-modulatie, waardoor elke AM-ontvanger deze storingen door alle programma's heen zal ontvangen.

En dat nu is bij FM-ontvangst veel gunstiger. Bij AM-ontvangst is de frequentie van de draaggolf constant zoals we in les 7 (fig. 32) zagen; de amplitude wordt groter en kleiner dan de nominaalwaarde, in het ritme van de a.f. modulatie (fig. 13, a en b).

Wordt bij AM een toon erg luid, dan neemt de amplitude van het a.f. signaal toe en neemt ook de amplitude van het r.f. signaal toe; de frequentie van de r.f. draaggolf blijft echter volstrekt onveranderd, wát er ook met het a.f. signaal gebeurt.

Bij FM, dus bij het frequentie moduleren van een zender gaat men óók uit van een r.f. draaggolf, die uit de aard der zaak een bepaalde frequentie bezit, de nominaal frequentie zou men 't kunnen noemen. Het punt van uitgang dus. Wanneer nu de draaggolf van een FM-zender niet gemoduleerd is, wel dan ziet de afbeelding daarvan er precies zo uit als die van een AM-zender, dus als fig. 13a. Laat deze b.v. maar eens 100 MHz zijn. Moduleert men nu deze FM-zender met een toon van b.v. 200 Hz, dan zal er niets met de amplitude van de r.f. draaggolf gebeuren, maar de zenderfrequentie gaat $200 \times$ per sec. van zijn nominale frequentie afwijken; hij schommelt van een bepaalde waarde onder die frequentie tot een even grote waarde bóven die frequentie.

En is de laagfrequent toon niet 200 doch 2000 Hz, dan schommelt de frequentie $2000 \times$ per seconde heen en weer. Die afwijking t.o.v. de nominaal frequentie, noemt men de frequentie-zwaai, in 't engels de frequency swing en in 't Duits de Frequenzhub. En in fig. 13c zien we, dat de kromme telkens de nullijn passeert en daarbij stukjes van ongelijke lengte afsnijdt; omdat die nullijn de zg. tijd-as is, wijst dit er op, dat de frequentie niet constant is

Goed, maar hóe ver, hóeveel kilohertz wijkt die frequentie nu telkens van de nominaal frequentie af? Ja, nu moeten we nogmaals er de nadruk op leggen, dat in elke muziek- (of spraak-) uitzending niet alleen de toonhoogte, maar ook de luidheid, de geluidsterkte uitgezonden moet worden. Bij AM komt die „luidheid“ tot uitdrukking in de amplitude van het signaal, bij FM echter in de grootte van de frequentie-zwaai. Bij de verdeling van de FM- en TV-banden heeft men onderling overlegd, welke de maximum zwaai mag zijn; voor FM-zenders heeft men deze op 75 kHz vastgesteld. Dit wil dus zeggen: voor de allerluidste passage in de muziek wijkt de zender 75 kHz van zijn nominaal frequentie af. Gebeurt dit bij een toon van 200 Hz, dan zal een zender met een draaggolf van b.v. 100 MHz $200 \times$ per sec. gaan afwijken van 100 MHz + 75 kHz tot 100 MHz - 75 kHz, dus van 100075 kHz tot 99925 kHz. En is die toon 2500 Hz,

wel dan schommelt de zenderfrequentie $2500 \times$ per seconde tussen deze beide waarden. Nu worden er ook minder luide passages uitgezonden, en daarbij is de „zwaai” dan evenredig kleiner; een toon van 3000 Hz op „halve kracht” geeft dan $3000 \times$ per seconde een afwijking van $100 \text{ MHz} + 37,5 \text{ kHz}$ tot $100 \text{ MHz} - 37,5 \text{ kHz}$, dus van $100.037,5 \text{ kHz}$ tot $99962,5 \text{ kHz}$.

In 't kort herhaald krijgen we dus bij FM: Hoe luider een signaal, des te groter de swing en hoe hoger de toon des te groter is het aantal malen per seconde dat de frequentie van zijn nominale waarde afwijkt.

Voor kwaliteitsontvangst van muziek heeft men dus voor de 100 MHz-band, waarin al onze europese FM-zenders zijn ondergebracht, de maximum „swing” op 75 kHz gesteld; voor het televisiegeluid is dat 50 kHz. Dat wil dus zeggen: bij FM-uitzendingen varieert de swing van 0 tot max. + of - 75 kHz; bij TV-geluid van 0 tot max. + of - 50 kHz en deze swing is dus nooit groter dan deze genoemde waarden!

DYNAMIEK

Nu zien we meteen iets moois: bij AM kunnen we de „luidheid” nooit flink opschroeven, want we zitten steeds aan 30 % modulatie diepte vast. Om de zwakke geluiden („piano”) niet in de ruis te laten verdrinken versterken we die flink, maar de sterke geluiden („forto”) kunnen we niet in gelijke mate versterken; we moeten dus het geluidsvolume aan de zenderzijde „comprimeren”, de geluidsdynamiek verkleinen zoals dat heet. Bij FM is het inderdaad mogelijk een meer natuurgetrouwe dynamiek toe te passen, waardoor onderlinge sterkteverhoudingen in de muziek op juiste wijze weergegeven worden, dank zij de beschikbare zend-ruimte.

Een ander voordeel van FM is, dat we steeds het volle r.f. zendervermogen uitzenden; bij AM varieert ook dit in het a.f. ritme.

Overigens zenden we bij FM niet één frequentie uit, neen, in feite wordt tijdens de modulatie een heel brede bundel frequenties uitgezonden en die bundel is wel plm. 200 kHz breed, hoewel de maximum „swing” maar plm. 75 kHz is.

PRE- EN DE-EMPHASIS

Dat die bandbreedte zo groot is komt o.a. doordat alle toonfrequenties boven 2000 Hz onevenredig versterkt uitgezonden worden om boven de in het hoge frequentiegebied aanwezige ruis uit te komen; aan de ontvangerzijde worden de hoge tonen later weer verzwakt en de ruis natuurlijk in gelijke mate. We verkrijgen hierdoor een gunstige signaal-ruis-verhouding. Dit versterken noemt men pre-emphasis; het verzwakken de-emphasis. Daar dit in de a.f. versterker met een RC-filtertje geschiedt, waarvan de tijdconstante in μ sec. (microseconden) kan worden uitgedrukt (zie ASR in vorige lessen), drukt men de pre- en de-emphasis in μ sec. uit. Dat is internationaal zonder verdere uitleg begrijpelijk en te reconstrueren (fig. 14). 50μ sec. is voor deze schakeling in ons

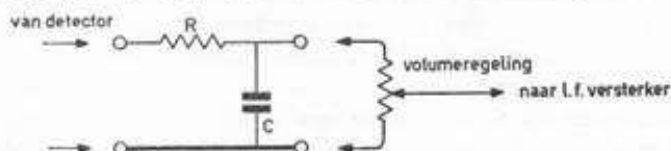


fig. 14

land en ook in Duitsland genormaliseerd voor het geluid bij Televisie en 75μ sec. voor FM. Men bereikt die 50μ sec. met een $C = 500$ pF en $R = 100$ kilohm, doch ook wel met: $C = 5000$ pF en $R = 10$ kilohm of $C = 100$ pF en $R = 500$ kilohm; 't hangt geheel van de schakeling af welke RC-combinatie men kiest, mits de tijdconstante maar onveranderd blijft, of in formule uitgedrukt:

$$C \text{ (in pF)} = \frac{50000}{R \text{ (in kilohm)}}$$

VOORDELEN METERGOLVEN

Wat zit er nu nog meer vast aan de ontvangst van deze metergolven?

Ten eerste de geringe mogelijkheid van storing door de zenders onderling. Bij de ontvangst van een AM-zender, die gestoord wordt door een andere AM-zender, horen we in feite 2 uitzendingen dóór elkaar. We kunnen eerst dan van storingsvrije ontvangst spreken wanneer het gewenste laagfrequent signaal t.o.v. het storende signaal een sterkteverhouding heeft van minstens 100:1; voor kwaliteitsontvangst is een verhouding van 500:1 zelfs gewenst. Bij FM ligt de zaak véél gunstiger; reeds bij een veldsterkteverhouding van 10:1, ja zelfs van 5:1 is de gewenste zender reeds geheel storingsvrij. Het lijkt net of de zwakste zender gewoon wordt „weggedrukt”; hij demonstreert zijn aanwezigheid dan slechts door een verhoogd ruispeil. En dit geldt nog voor 2 FM-zenders die op éénzelfde frequentie werken; werken ze b.v. 100 kHz van elkaar gescheiden, dan is de scheiding ook bij kleinere veldsterkteverhoudingen reeds volkomen. Dit betekent dat in een betrekkelijk klein gebied meerdere FM-zenders werkzaam kunnen zijn zonder onderlinge storing op te leveren.

Wanneer we nu zien dat de „swing” zó groot moet zijn om behoorlijke FM-ontvangst te verzekeren, dan zien we direct waarom we naar de zeer hoge frequenties moeten verhuizen: dáár is de ruimte. En deze ruimte kan niet nadelig beïnvloed worden door een groot aantal zenders; dank zij de geringe reikwijdte van de z.h.f. is het volkomen toelaatbaar op een onderlinge afstand van 250 km twee zenders van behoorlijk vermogen te laten werken op éénzelfde frequentie zonder dat ze elkaar storen. Intussen is voor kwaliteitsontvangst 50 km afstand tussen zender en ontvanger wel de grens.

Want de reikwijdte van een zender op 3 of 5 meter golflengte is quasi optisch, d.w.z. gaat praktisch maar iets verder dan we kunnen zien wanneer we in de zendermast zitten en het blijkt dat de ionosfeer, de reeds besproken Heaviside-laag niet in staat is deze golven te reflecteren. Wij ontvangen dus slechts de grondstraling. Goed, er zijn gevallen bekend dat de Londense televisieuitzendingen in Kaapstad ontvangen zijn, maar dat is dus een bijzondere gebeurtenis. In ons land zijn die beelduitzendingen praktisch niet te volgen; slechts het geluid (AM) komt nu en dan door.

De bij AM-ontvangst in het midden- en langegolfgebied optredende storingen zijn afkomstig van huishoudelijke apparaten en de atmosfeer; de korte golven worden hierdoor reeds merkbaar minder gestoord. Deze storingen dragen het karakter van een amplitudemodulatie.

Wanneer we nu kans zien om in onze FM-ontvangers elk in amplitude gemoduleerd signaal buiten de deur te hou-

den, dus elke r.f. amplitude-variatie te verhinderen, dan hebben we van dergelijke storingen geen last meer; dit is dan één der grote voordelen van FM.

Helaas is dit niet het geval voor de televisie-beeldontvangst; het beeldsignaal is namelijk in amplitude gemoduleerd en hierdoor onervinden we storingen door auto's en z.g. hoogfrequente bestralingsapparaten voor medisch gebruik. Gelukkig is een afstand van 25 m vaak reeds voldoende om geen last meer van de storing te hebben.

En dan is er de ruis, de ruis die veroorzaakt wordt door onregelmatige bewegingen van elektronen in weerstanden en in de ontvangbuizen. Deze ruis, die reeds in het midden- en langegolfg gebied aanwezig is, speelt vooral bij ontvangst van zeer korte golven een belangrijke rol.

Wat bevat nu een FM-ontvanger? Een mengbuis, een middelfrequent versterker, een begrenzer, een gelijkrichter en daarna volgt de normale laagfrequentversterking.

Hoogfrequentversterking heeft voor deze frequenties betrekkelijk weinig voordelen; indien we niet oppassen krijgen we meer buisruis dan ontvangstverbetering. Als r.f. versterker fungeert in vele gevallen een triode, die als versterker natuurlijk in belangrijke mate achterstaat bij de pentode doch groot voordeel heeft in verband met de grotere ruisvrijheid; natuurlijk is neutrodynisering geboden.

Vooraf bij de ontvangst van de z.h.f. is een superheterodyne de aangewezen ontvangstmethode. Als mengbuis zien we veelal een diode toepassen. Nu zou een m.f. van 465 kHz ideaal lijken, vooral omdat hiervoor reeds de volledige versterker in onze ontvanger voor korte, midden- en lange golven aanwezig is en gezien de grote versterking bij deze middelfrequentie, maar... we vergeten hierbij dat de doorlaatbandbreedte van m.f.-versterkers voor FM-ontvangst heel breed moeten zijn, wel 250 kHz; voor televisie-ontvangst is de bandbreedte zelfs 5 MHz. Dit is slechts met een m.f. van véél hogere frequentie dan de tot dusver gebruikelijke te verwezenlijken. In verband met spiegel frequenties kiest men thans vrijwel uniform (zeldzaam verschijnsel in Europa) 10,7 MHz, dus een golflengte van circa 30 meter. De veel geringere versterking, die we op deze frequentie kunnen bereiken dienen we te compenseren met een extra trap m.f. versterking.

BEGRENZER

Voor FM-gebruik komt na voldoende m.f.-versterking een begrenzer, die dus tot taak heeft amplitudepieken die nog het signaal mochten begeleiden af te kappen. Dit zijn dus ten eerste de van huishoudelijke apparaten afkomstige storingen, de atmosferische storingen en daarnaast de door de zender nog afgegeven amplitude-modulatie als ongewenst bijverschijnsel van de FM-modulatie. Tenslotte zal door atmosferische omstandigheden ook de veldsterkte van de zender variëren, evenals dit bij AM-zenders in de middengolfbanden wordt waargenomen. Als begrenzer fungeert vaak een r.f.-pentode die met een heel lage spanning op anode en schermrooster werkt, 20 à 30 volt, b.v. doordat grote koppelweerstand zijn toegepast (fig. 15).

De roosterruimte van een op dergelijke wijze geschakelde buis is gering. Komen er nu r.f. wisselspanningen met grotere amplitude op het rooster, dan zal er roosterstroom gaan lopen en wordt de m.f. ingangskring sterk gedempt. Bovendien wordt

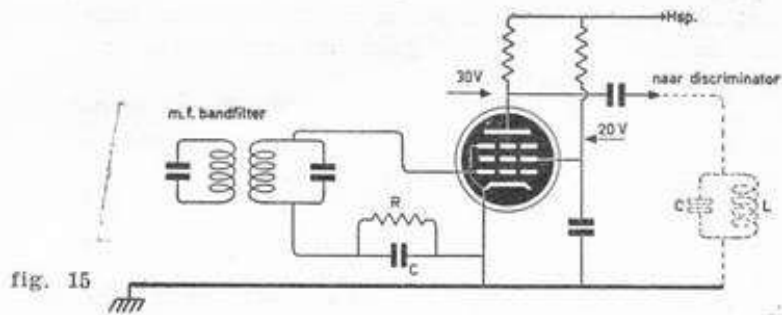


fig. 15

het werkpunt van de buis naar een gebied van grotere neg. roosterspanning verplaatst door de werking van het RC-filter (zie roosterdetectie, les 8, fig. 39 e.v.) en neemt de versterking van de buis af. Wanneer dus de m.f. wisselspanningen op 't rooster een bepaalde grootte overschrijden zullen de m.f. spanningen in de anodekring niet meer toenemen en is dus een zekere mate van begrenzing bereikt, terwijl de frequentiemodulatie volledig en onbeschadigd aanwezig blijft. Vrijwel alle r.f. pentoden zijn voor dit doel bruikbaar; de goede werking hangt o.a. af van de tijdconstante van het RC-filter, dat overeenkomt met de roostercondensator en lekweerstand van een roosterdetector. Met een R van 100000 ohm en een C van ca. 200 pF wordt een tijdconstante van ca. 20 μ sec. bereikt, welk bedrag door praktijkmetingen als het juiste bevonden is.

Natuurlijk zullen „begrenste” wisselspanningen die aan anode ontstaan nog maar weinig op sinussen lijken; ze hebben meer van trapezia weg (fig. 16).

In feite echter zijn deze trapezium-vormige wisselspanningen weer samengesteld uit zuiver sinusvormige trillingen, waarvan de frequentie overeenkomt met de grondgolf + harmonischen daarvan. Daar de anodebelasting wordt gevormd door een LC-kring in de discriminator, afgestemd op die grondgolf, zullen die harmonischen weer „geluidloos” afgevoerd worden: hiervoor bezit de LC-kring n.l. geen impedantie (fig. 15).

DISCRIMINATOR

Uit de aard der zaak zullen de in frequentie gemoduleerde m.f. trillingen niet met een roosterdetector of diode gedetecteerd kunnen worden.

Hiervoor is de z.g. discriminator ontwikkeld. Deze discriminator heeft dus tot taak de gewenste laagfrequente modulatie te onttrekken aan het in frequentie gemoduleerde hoogfrequente signaal. Om te beginnen moet hij in staat zijn te ontdekken, hoe vaak de frequentie per seconde afwijkt van de nomiaal-frequentie: dit wordt dan de toonhoogte. En aan de frequentie-zwaai kan worden ontleend, welke amplitude het laagfrequente signaal zal bezitten. De gelijkgerichte h.f. draaggolf is bij FM-ontvangers van geen enkele waarde, omdat automatische sterkteregeling overbodig is: de begrenzers hebben deze taak overgenomen. We moeten daarbij bedenken, dat het jagen op verafgelegen FM-zenders geen zin heeft in verband met de sterke ruis.

Een wel héél eenvoudige methode vinden we in de z.g. flank-

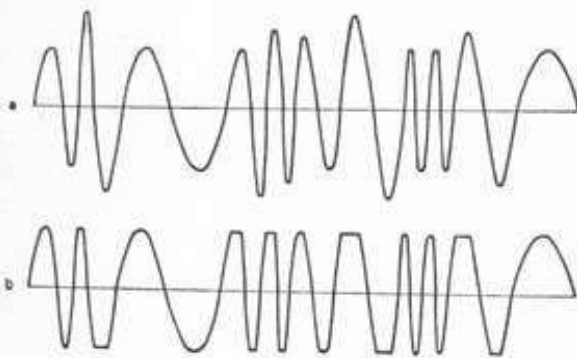


fig. 16

discriminator, waarop we even verder zullen ingaan, omdat op dit grondprincipe feitelijk alle andere later ontwikkelde schakelingen berusten. Wanneer we een afstemkromme van een niet al te selectieve LC-kring bezien (fig. 17) kunnen we ons best voorstellen dat een ongemoduleerde meetzender de grootste output op een achter die kring geschakelde diode geeft als hij werkelijk op de resonantiefrequentie van die kring afgestemd is. (Punt A). Op de verticale schaal geven we die output in volts aan, terwijl op de horizontale as de frequentie aangegeven is. We laten nu de ontvangafstemkring onaangeroerd maar nemen onze meetzender en stemmen die nu af op een frequentie van bijvoorbeeld 112 kHz; we komen dan op punt B terecht en meten dan een output van 5 volt. Laat ons deze frequentie nu even beschouwen als de „nominale” frequentie, de draaggolf-frequentie.

Wanneer we nu de frequentie van onze meetzender veranderen tot b.v. 120 kHz, dan bootsen we daarmee een „swing” na, die in dit geval 8 kHz bedraagt.

Op de vastgestelde kring van de ontvanger komen we nu op punt C terecht, waarbij we een output meten van 2 volt.

We zien nu duidelijk, dat een „swing” van 8 kHz een a.f. amplitudevariatie van $5 - 2 = 3$ volt tengevolge heeft. (De luidheid, de geluidsterkte dus.) Welnu, wanneer we daarbij nog bovendien $250 \times$ per seconde de meetzenderknop heen- en-weer wobbelen, dan ontstaat een a.f.-signaal, dat een toonhoogte van 250 Hz bezit bij een amplitude van 3 volt.

Welnu, een in frequentie gemoduleerd zender-sig-naal doet al niets anders: We variëren gedurig de zenderfrequentie, zodat we afwisselend op punt B of C zitten en het tempo waarin we dat doen wordt domweg bepaald door het laagfrequent ritme. De mate van afwijking geeft hier de amplitude (de grootte) van het a.f.-signaal weer; en het aantal malen dat de r.f. signaalfrequentie per seconde schommelt bepaalt de frequentie van het a.f.-signaal.

Nu is de flank van zo'n afstemkromme helaas nooit recht, dus: vervorming. En ook niet lang, dus de „swing” kan niet tot zijn recht komen en dus ook niet de a.f. amplitudevariaties. Of we nu de linker- of de rechter flank benutten, het resultaat is gelijk.

Met opzet is in bovenstaand voorbeeld een draaggolf-frequentie van 112 kHz gekozen, want het principe van de frequentiemodulatie kan zonder enig bezwaar ook b.v. bij de middengolven toegepast worden, maar in dat gebied kan en mag de swing niet zo groot zijn en daarom zoeken we het gebied van de zeer hoge frequenties op, waar deze bezwaren (nog) niet bestaan.

Een tijdlang, zo omstreeks 1950, hebben de inderdaad goedkope flankdiscriminator-voorzetapparaatjes in Duitsland furore gemaakt; nu zijn ze van de markt verdwenen.

Momenteel zijn er in de handelsapparaten slechts enkele typen in gebruik: Forster-Seely discriminator (fig. 19), die voorafgegaan moet worden door de besproken begrenzer en de ratio detector (fig. 20), die zelf tevens als begrenzer dienst doet, zodat deze als afzonderlijk element kan vervallen. Omdat de werking van deze buisdiscriminatoren niet eenvoudig te verklaren is, moeten we volstaan met te zeggen, dat hierbij van een combinatie van 2 afstemkrommen gebruik gemaakt wordt; deze krommen sluiten aaneen. Het hierbij ontstane rechte stuk, dat vrij „lang” is, kan een grote

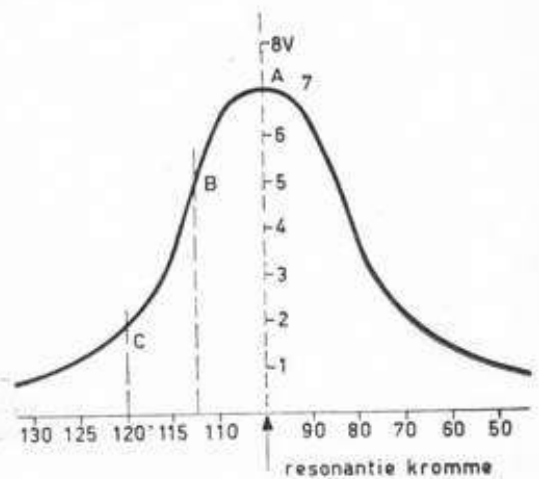


fig. 17

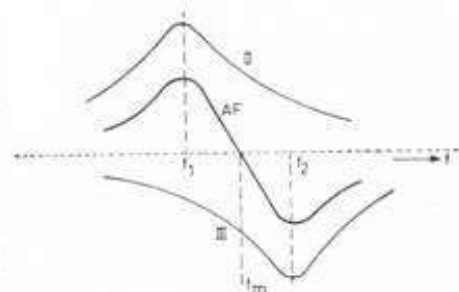


fig. 18

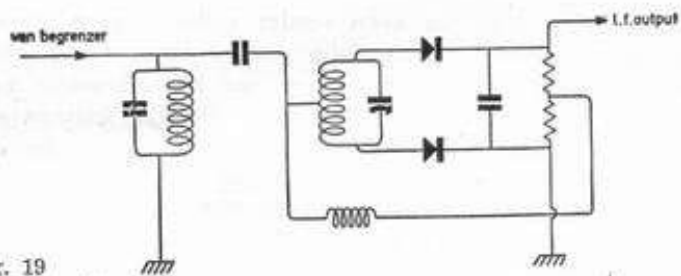


fig. 19

De Forster-Seely-schakeling

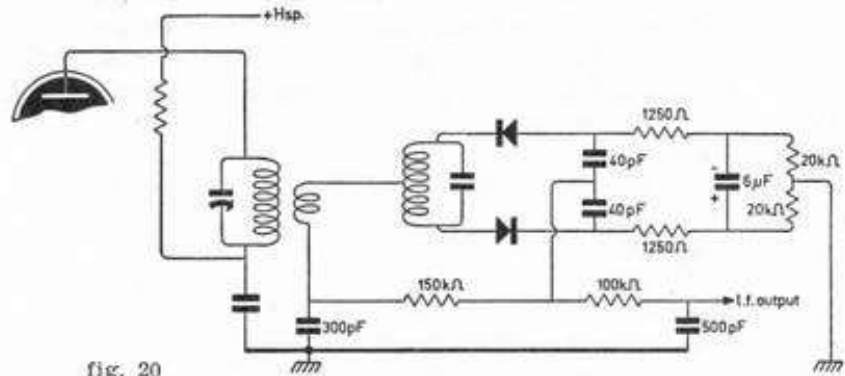


fig. 20

De ratio-detector

swing onvervormd verwerken (fig. 18). Ditzelfde voordeel biedt de toepassing van een speciaal door Philips ontwikkelde buis, de EQ80, een enneode (negen elektroden), die echter een behoorlijke m.f. versterking vereist, evenals trouwens alle schakelingen met begrenzer-buis. Maar... hij geeft 20–30 volt a.f. spanning af. En dat is ook wat waard (fig. 21).

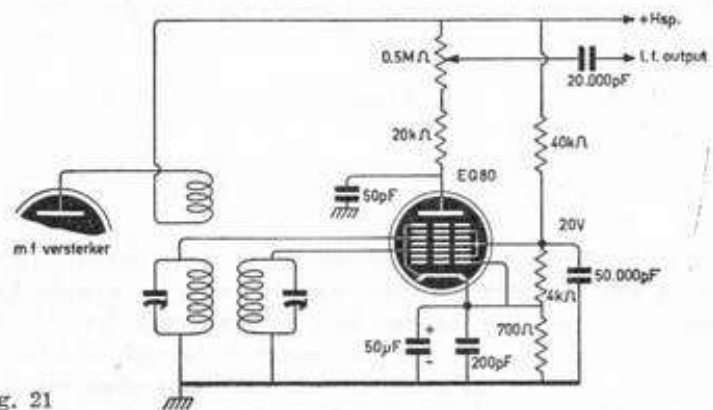


fig. 21

Discriminator met speciale buis,

Het in details bespreken van al deze schakelingen, inclusief de nog niet genoemde Locked-in- of Bradley-oscillator vergt een boekdeel aan ruimte en valt helaas dus buiten het kader van deze les. In de Televisieles worden de Foster-Seely en de Ratio detector als de belangrijkste schakelingen uitvoerig behandeld. Volstaan wordt met te vermelden, dat de ratio-detector gunstige eigenschappen bezit: slechts geringe m.f. ingangsspanning is nodig (circa 0,1 volt); geen begrenzer, niet-kritische afregeling. Inplaats van de gebruikte germanium-dioden kunnen ook buis-dioden toegepast worden. In de laagfrequentversterker, volgend op een FM discriminator komen slechts enkele nieuwe doch belangrijke gezichtspunten naar

voren: tonen tot 15000 Hz dienen versterkt te kunnen worden en de luidspreker moet in staat zijn ze weer te geven! En dan moeten we ons even herinneren, dat aan de zenderkant de tonen van 2000 Hz en hoger extra geaccentueerd zijn: pre-emphasis.

Nu moeten we deze handeling weer ongedaan maken en dat gebeurt weer met het bekende RC-filter, weer met een tijdconstante van 75μ sec. (fig. 14). De-emphasis dus.

TELEVISIE

We stappen nu nog even over naar de televisie. Ook hierbij wordt gebruik gemaakt van zeer hoge frequenties en alles wat hierboven gezegd is geldt ook voor de televisie... Nu gaat het televisiebeeld steeds gepaard met het bijbehorend geluid, dat door een afzonderlijke zender wordt uitgezonden. In grote trekken kan men zeggen, dat in Europa de frequentie van de geluidzender $5\frac{1}{2}$ MHz verschilt van de beeldzender-frequentie. Onze Lopik-televisiezender werkt met het beeld op 62,25 MHz en met het geluid op 67,75 MHz. Dit is niet zonder reden. In principe zou men n.l. een complete beeldontvanger en een complete geluidsontvanger moeten bezitten, natuurlijk met 2 afzonderlijke antennes.

In het begin van deze les werd reeds besproken, dat de „doorlaatbreedte” voor een televisiebeeldsignaal wel 5 MHz moest zijn. Welnu, door een superheterodyne-ontvanger te construeren met zéér brede doorlaat is men in staat het beeld- en geluidssignaal te ontvangen met één gemeenschappelijke antenne, r.f. versterker, mengbuis en eventueel nog één à twee m.f. trappen, waardoor de kosten van een toestel belangrijk lager worden (fig. 22).



fig. 22

De afstemkringen van een dergelijke Super moeten dus „breed” zijn, zeer breed en het beeldsignaal dat steeds in amplitude gemoduleerd is neemt daarvan het leeuwenaandeel in. We zullen zien, dat het video-signaal (= beeldsignaal), welke uitdrukking moet vergeleken worden met audio- (= laag)-frequent geluidssignaal, tot 5 MHz kan bedragen, waardoor een r.f. „bandbreedte” van 10 MHz noodzakelijk zou zijn. Het is wel interessant even na te gaan, hoe we nu aan die waarde van 5 MHz komen: Wanneer we, zoals dat bij ons het geval is, 625 beeldlijnen toepassen houdt dat in, dat we op het T.V.-beeld onder elkaar 625 stipjes of lichtvlekjes nog afzonderlijk willen kunnen waarnemen. Helaas zullen we nooit die 625 stipjes kunnen waarnemen, omdat een deel van de uitzendtijd besteed wordt aan de synchronisatie, n.l. circa 7%; we zien dus niet meer dan 93% of 575 lijnen ofwel licht-donker-variaties onder elkaar. Uit de aard der zaak zullen we ook in horizontale zin een dergelijke fijnheid van detail wensen; indien ons T.V.-beeld vierkant was zou dus elk beeldje $575 \times 575 = 330625$ beeldelementen moeten kunnen opleveren. Ons T.V.-beeld is

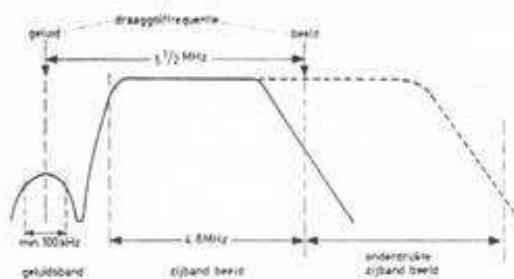


fig. 23

echter niet vierkant; daar de beeldbreedte zich tot de beeldhoogte verhoudt als 4:3 wordt dit cijfer: $\frac{4}{3} \times 330625 = 440833$. Dit getal betreft dus één volledig beeldje; er worden er echter per seconde 25 uitgezonden, waardoor het aantal beeldelementen gebracht wordt op $25 \times 440833 =$ circa 11000000 stuks per seconde! Dat zijn dus „beeldelementen” die in feite een zwart-wit schakering uitbeelden en grafisch het best door een z.g. kanteellijn kunnen worden uitgedrukt. Deze rechthoekige „krommevorm” wijkt nogal wat af van de bekende sinuslijn maar door het toevoegen van een aantal harmonischen kan van elke willekeurige sinus een bloksignaal gemaakt worden; de 10e harmonische speelt hierbij zelfs nog een rol. Ook die zou dan zelfs nog uitgezonden moeten worden! Zo'n vaart loopt het in de praktijk niet; we gaan er van uit, dat één sinus-cyclus een tweetal beeldelementen

11000000

menten kan bevatten, waardoor we komen op $\frac{11000000}{2} =$

2

5000000 Hz oftewel ruim 5 MHz, waarbij er van wordt uitgegaan, dat slechts de grondgolf wordt uitgezonden, omdat harmonischen door de betrekkelijke groetheid van de spot toch verloren zou gaan. Nu nog even releveren wat een bandbreedte van 10 MHz = 10000000 Hz betekent: De bandbreedte van een ontvanger bedraagt 10 MHz, wanneer zowel een draaggolf van b.v. 60 MHz als een draaggolf van 50 MHz met dezelfde sterkte wordt ontvangen. We weten dat een AM-signaal bestaat uit een r.f. draaggolf met zijbanden. Schrandere lieden hebben vastgesteld, dat men zonder bezwaren kan volstaan met het uitzenden van slechts de draaggolf + de zijband aan één kant van de draaggolf; de bandbreedte van de ontvanger voor het beeld- en geluidsignaal kan daardoor tot $7\frac{1}{2}$ MHz beperkt blijven (fig. 23). Aan de zenderkant moet de natuurlijke gang van zaken zijn loop hebben: men wekt normaal de draaggolf met beide zijbanden op, doch in de laatste trap van de zender brengt men een LC-absorptiefilter aan, dat afgestemd is in het midden van de zijband die bedoeld is om te verdwijnen. Dit onderdrukken van die zijband gaat uit de aard der zaak met grote warmteontwikkeling gepaard. We spreken hier van enkel-zijbanduitzendingen. Voordelen: smaller band in de ontvanger, minder ruimte benodigd in de aether. Helaas is een bepaalde vervorming hierbij niet te ontgaan, doch dit nadeel weegt niet op tegen de geringe plaatsruimte, die de zender inneemt. Uit de aard der zaak kan deze remedie ook b.v. in de middengolffband toegepast worden, maar daar wegen de nadelen véél zwaarder. Overigens is de door „het geluid” ingenomen ruimte in de televisieband relatief gering. In het blokschema zien we nu de gang van zaken: na de 1e m.f. trap gaat een zijtak naar een laatste geluids m.f. trap, waarna de detectie en a.f. versterking plaats vindt (fig. 22). Bij het nederlandse, duitse, zwitserse, deense, italiaanse en russische televisiewezen past men FM voor het geluid toe, België, Frankrijk en Engeland gebruiken AM.

Nu komt natuurlijk de vraag: beïnvloeden die video- en audiosignalen nu elkaar niet bij het (tijdelijk) samengaan? Neen, door zeefkringen aan te brengen in het m.f. videokanaal om het m.f.-audiosignaal er uit te zeven kan dit bezwaar ondervangen worden; verder is het gebruik van AM voor video en FM voor geluid gunstig voor deze scheiding.



fig. 24

Moderne beeldbuis
(magnetische afbuiging)

Hoe krijgen we de gewenste brede doorlaatband in dergelijke kringen? Door de zaak onselectief te maken zou in principe gezegd kunnen worden. En dat kan o.a. door alle LC-kringen te dempen met weerstanden van lage waarde: 2 à 3000 ohm (fig. 25). We moeten hierbij bedenken, dat de blokkeringsweerstand voor deze frequenties nooit hoog zijn; daarnaast is de ingangswaerstand van buizen, dus tussen rooster en katode in de orde van 6 à 7000 ohm als gevolg van de „looptijd” van de elektronen, terwijl we daarentegen bij midden- en korte-golven de wisselstroomweerstand tussen rooster en katode als oneindig groot beschouwen konden! Nu is de versterking voor deze hoge frequenties en zelfs voor de middelfrequenties op 10,7 MHz al niet hoog maar door dergelijke dempingen gaat de versterking natuurlijk nog meer omlaag. Van r.f. versterking komt dus, zoals reeds eerder werd gezegd, niet veel terecht. Bij de m.f. kringen geeft men de voorkeur aan een andere methode om een bredere band te verkrijgen. Uit de bandfilterkromme voor meerdere trappen (les 9) herinneren we ons, dat de afstempiek van elke kring op zichzelf en dus het aantal afgestemde kringen in het eindresultaat zichtbaar blijft.

Welnu, door nu moedwillig elke opvolgende kring volgens een bepaald systeem op een andere frequentie af te stemmen dan zijn voorganger, kan een „brede” doorlaatkromme verkregen worden. Internationaal gebruikt men hiervoor de engelse uitdrukking „staggered tuning”¹⁾. Natuurlijk moet dit verstemmen volgens een bepaald systeem gebeuren, maar het resultaat is zeer bevredigend: alle kringen werken dus met maximum versterking, in tegenstelling tot de methode waar door demping de band verbreed wordt (fig. 26).

Het video-sigitaal wordt nu normaal in een diode gedetecteerd en via een video-voorversterkerbuis naar de video-eindbuis gebracht. We moeten nu eerst maar eens bezien hoe televisie eigenlijk mogelijk is.

BEELDONTLEDING

Bij de televisie gebruikt men een lenzen-stelsel, zoals bij een foto toestel in gebruik is: op de plaats waar bij het foto toestel het matglas zit (waarop 't beeld op-zijn-kop te zien is), bevindt zich hier de bodem van de z.g. iconoscoop (fig. 29). Die bodem is inwendig met een geprepareerde laag bekleed (mozaïek) en een daarmee verbonden draad gaat naar buiten de buis. Ook op deze laag is dus het beeld te zien.

Bij de film worden er per seconde 25 foto'tjes opgenomen; elk plaatje vertoont een kleine afwijking ten opzichte van het voorgaande. Door ons nu deze plaatjes in een tempo van 25 per seconde „te laten kijken” bemerken we van deze snelle wisseling niets, omdat ons oog niet in staat is dergelijke snelle lichtverschijnselen afzonderlijk op te nemen. Wel krijgen we een totaal- of globaal-indruk en de bewegingen van mens en dier op het projectiescherm zijn behoorlijk te volgen, omdat die bewegingen véél minder snel verlopen. De film wordt dus niet met een constante snelheid door de projector gevoerd, neen, elke $\frac{1}{25}$ seconde wordt er een nieuw plaatje „voorgesluisd”.

Bij televisie is iets dergelijks onmogelijk; we moeten het beeld, het plaatje ontleden in afzonderlijke puntjes, die wit, zwart of grijs kunnen zijn en elk puntje afzonderlijk overseinen.

1) Ned. vertaling: verscherfde afstemming.

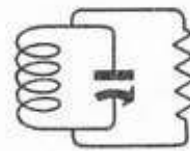


fig. 25

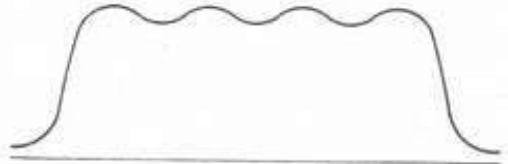


fig. 26

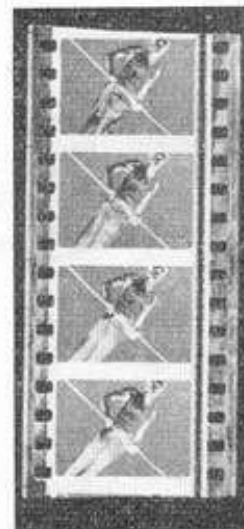


fig. 27

1	2	3	4	5	6	7	8
9	10	11	12	13	14	15	16
17	18	19	20	21	22	23	24
25	26	27	28	29	30	31	32
33	34	35	36	37	38	39	40
41	42	43	44	45	46	47	48
49	50	51	52	53	54	55	56
57	58	59	60	61	62	63	64

1	2	3	4	5	6	7	8
9	10	11	12	13	14	15	16
17	18	19	20	21	22	23	24
25	26	27	28	29	30	31	32
33	34	35	36	37	38	39	40
41	42	43	44	45	46	47	48
49	50	51	52	53	54	55	56
57	58	59	60	61	62	63	64

fig. 28



fig. 29

Amerikaanse iconoscoop (foto RCA)

Dit grondprincipe werd reeds omstreeks 1885 door de Duitser Paul Nipkow uitgevonden en wordt nog steeds toegepast. Zeer vereenvoudigd kunnen we het voorstellen door de volgende situatie: in Amsterdam is een schaaktoernooi en in Haarlem wil men weten hoe de stand van zaken is. De zwarte en witte vakken heeft men tevoren van beide borden op dezelfde manier genummerd (fig. 28) en nu geeft men van Amsterdam uit per telefoon naar Haarlem door: Vak 1: paard, Vak 2: pion, Vak 3: toren, Vak 4: koning, enz. enz.¹⁾ En in Haarlem plaatst men volgens de ontvangen instructie de schaakstukken op 't bord. Elk kwartier doet men dit en in H heeft men dus steeds een getrouwe copie van 't bord in A. Wanneer we nu boven het schaakbord in A en boven het schaakbord in H een aanwijsstok konden aanbrengen en die langs mechanische weg zó koppelen, dat elke beweging van de stok in A automatisch gevolgd zou worden door een volmaakt gelijke beweging in H, konden we in A ermede volstaan door met de stok Vak 1 aan te wijzen en te telefoneren: koning, stok verplaatsen naar 2 en roepen „pion”, enz. enz. (fig. 30). Bovendien konden we de beweging zo maken: eerst de bovenste rij van links naar rechts langzaam afwerken, dan vlug terug naar 't begin van de tweede rij, die langzaam afwerken en dan fluks terug naar de 3e rij; is de laatste rij klaar, dan weer vlug naar Vak 1 en zo maar door.

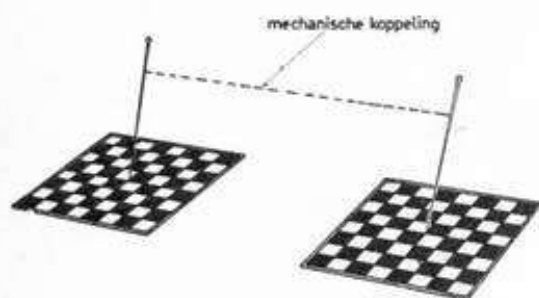


fig. 30

KATODESTRAALBUIS

Nu dat „aanwijsstokmechanisme” aan de ontvangerkant. In de katodestraalbuis (KSB) hebben we een prachtig apparaat daarvoor: Een luchtledige ruimte, waarin een verhitte katode, een rooster en een anode. Wanneer we de goede spanningen aanleggen en de gloeidraad verhitten zal er precies in het midden van de bodem van die fles-achtige buis een helle lichtstip verschijnen. Want die bodem is met een fluoriserende stof bekleed, die oplicht zodra de van de katode afkomstige elektronenstraal, hier katodestraal genoemd, de bodem raakt. Kan die straal ook bewegen? Wis en wampel? Wanneer we 2 platen aanbrengen in de fles, links en rechts van de straal en we brengen plaat A op een spanning, die wat lager en plaat B op een spanning, die wat hoger is dan de anodespanning, dan zal de elektronenstraal „afbuigen”. Door dus de spanning op A en B te variëren kan de straal een rechte lijn op de flesbodem beschrijven. Nu is 't niet moeilijk meer te zien waar we heen gaan: loodrecht op platen A en B plaatsen we nog een dergelijk platenstel, C en D. Door de spanningen hierop te variëren kunnen we de lichtstip een lijn laten beschrijven die loodrecht op de zoëven genoemde lijn staat (fig. 34).

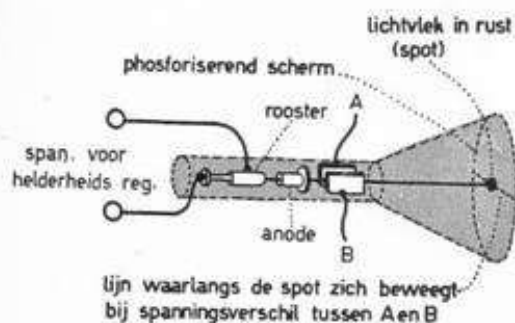


fig. 33

We kunnen nu door de spanningen op resp. A-B en C-D te variëren de lichtstip op elke gewenste plaats van het scherm brengen. Deze buis, de elektronenstraalbuis, is een uitvinding van Prof. Braun.

Door nu aan de ontvangerkant een dergelijke buis te hebben is dat „eind” van de „aanwijs”-stok gereed.

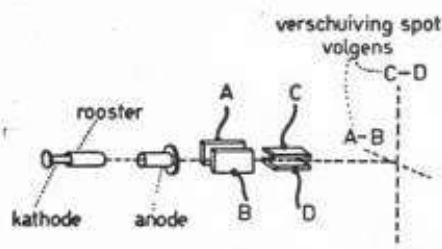


fig. 34

ICONOSCOOP

Aan de zenderkant plaatst men dit Braunse systeem scheef in de reeds beschreven iconoscoop, die door Prof.

¹⁾ Dr. Blan weet van schaken maar weinig af.

Zworijkin is uitgevonden (fig. 35 en 29). Wanneer we nu het platenpaar A en B zowel aan zender- als ontvangerzijde aan één-en-dezelfde spanningsbron verbinden en dit evenzo met de platenparen C en D doen, kunnen we gelijktijdig in Amsterdam en Haarlem elke gewenste plaats van beide schermen „aftasten” (fig. 36).

We moeten het schaakbord nu verlaten. Beschrijft de „straal” in die iconoscoop een rechte lijn „ergens” over het optische beeld dat door de lens op het schermje van de iconoscoop geprojecteerd is, dan zal die straal afwisselend lichte en donkere plaatsen passeren, want op dat schermje staat het beeld, dat uit lichte en donkere „partijen” samengesteld is. Welnu, richten we de aftast-straal op een lichte plaats, dan wordt de gehele bekledingslaag op de flesbodem geleidend, richten we hem op een donkere plaats, dan geleidt die laag niet (fig. 35). Dat niet of wél geleidend zijn kan natuurlijk in een spanningsvariatie omgezet worden. Dit is dus de zend-kant, die niets anders dan de licht-donker-informatie kan afgeven.

En aan de ontvangstkant kunnen we door de spanning op 't rooster van de elektronenstraalbuis, kortweg „de beeldbuis”, te variëren de stip helderder maken of uit laten doven (fig. 33). Dit rooster heeft hier de gedaante van een buisje, de Wehnelt-cylinder. We zagen reeds dat we de stip kunnen verplaatsen door de spanningen op de platenparen A-B en C-D te variëren. Door nu de spanningsvariatie van de

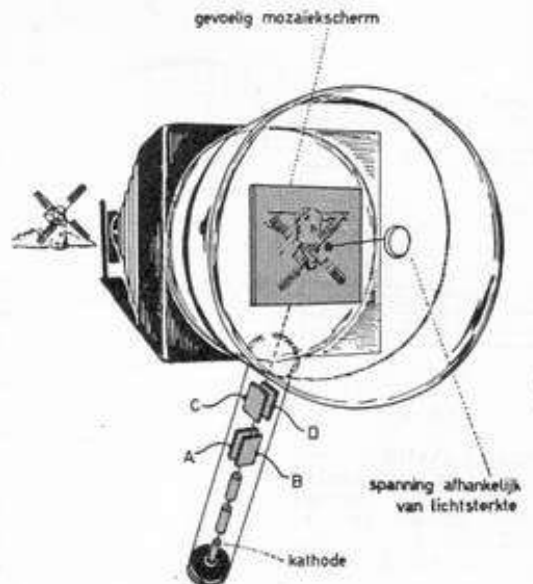
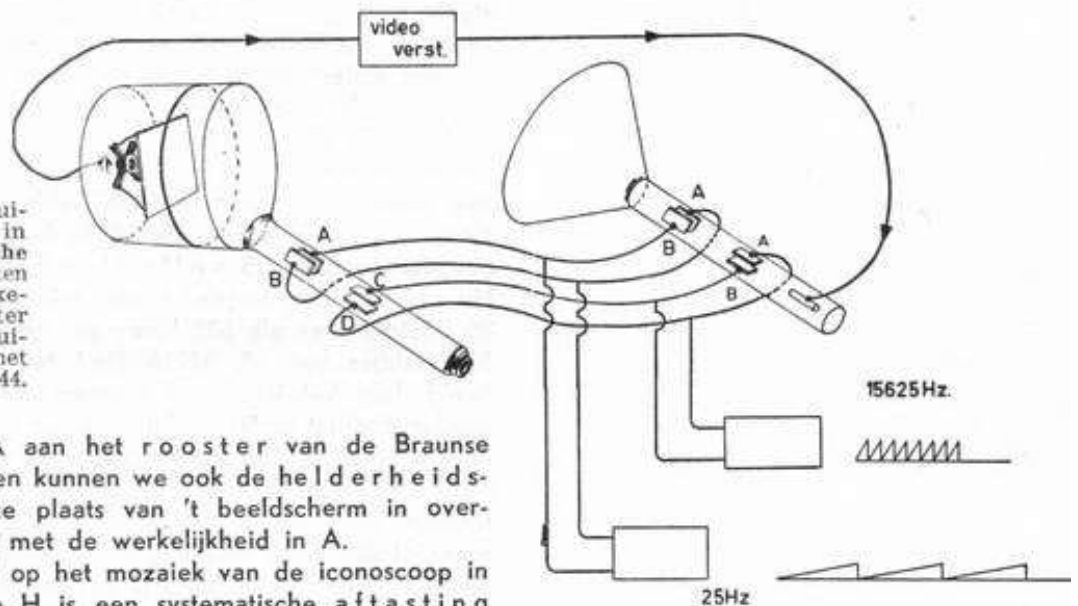


fig. 35

De iconoscoop. In werkelijkheid is het mozaiekscherm ondoorzichtig, zodat wij het beeld-op-zijn-kop van de achterkant af niet kunnen zien

Terwille van de duidelijkheid wordt in fig. 35 en 36 statische afbuiging met platen toegepast; in werkelijkheid wordt echter magnetische afbuiging toegepast, met spoelen; zie fig. 44.



iconoscoop in A aan het rooster van de Brause buis in H toe te voeren kunnen we ook de helderheidstoestand voor elke plaats van 't beeldscherm in overeenstemming brengen met de werkelijkheid in A.

Om het gehele beeld op het mozaiek van de iconoscoop in A te reproduceren in H is een systematische aftasting van 't mozaiek nodig.

We doen dit door de aftastlijn van links naar rechts horizontale lijnen onder elkaar te laten beschrijven; is de onderkant bereikt dan beginnen we weer bovenaan. Hoe meer lijnen, des te meer zullen we van het beeld uit A in H de details kunnen zien.

Nu gaat dat aftasten net als 't lezen van een boek: ons oog gaat langzaam naar rechts, regel klaar dan snel weer naar links om weer langzaam naar rechts te gaan, enz.

Om dit te bereiken past men zaagtandspanningen toe; zij zien er uit als in fig. 40, lopen langzaam op en vallen snel terug. Een dergelijke spanning wordt aan platenpaar A-B toegediend, evenzo aan C-D. Nu gaat het „aftasten” van een televisiebeeld wel wat sneller dan lezen: we „lezen”



fig. 40

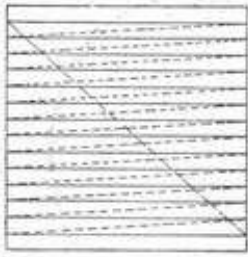


fig. 40a

Oorspronkelijke opbouw van een beeld; tijdens de „terugloop” is de helderheid van de lijn onderdrukt

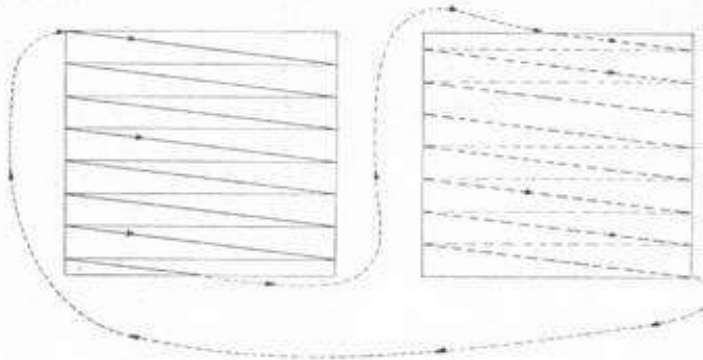


fig. 41a

Beide roosters van een interlaced beeld

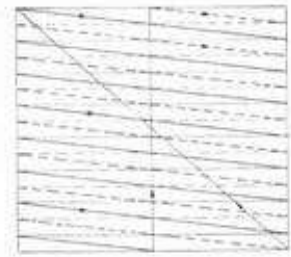


fig. 41c

Een compleet interlaced beeld

n.l. 25 plaatjes per seconde en op elk plaatje beschrijven we 625 lijnen. In totaal worden er dus per seconde $25 \times 625 = 15625$ lijnen geschreven; we zeggen dan dat de lijnfrequentie 15625 Hz is; de beeldfrequentie (= het aantal complete plaatjes per seconde) is dus 25 Hz. De zaagtandspanning die de beeldafbuiging veroorzaakt stijgt $25 \times$ per seconde van 0 tot een bepaalde waarde en valt dan weer op 0 terug; die voor de lijnafbuiging doet dat $15625 \times$ per sec. In Engeland past men 405 lijnen toe, in Frankrijk heeft men een systeem met 819 lijnen.

Om een meer gedetailleerd beeld te krijgen past men thans algemeen z.g. *interlaced scanning* toe (scanning = aftasten), zie fig. 41 a, b en c, in welk geval na elke $312\frac{1}{2}$ lijn een ander beeldje komt. De lijnen worden nu telkenmale tuss en elkaar geschreven: in fig. a en b zien we de beide afwisselende situaties; in c zien we 't eindresultaat dat $25 \times$ per seconde verschijnt.

We zeggen dan: per seconde hebben we 50 halfbeelden of rasters van elk $312\frac{1}{2}$ lijnen; in feite blijven we dus per seconde 25 volledige beelden zien.

Nu zou de vraag kunnen rijzen: waarom zendt men dan niet 25 beeldjes van elk 625 lijnen per seconde uit in plaats van 50 beeldjes van elk $312\frac{1}{2}$ lijn? Nu, duidelijker wordt het beeld door het interlaced scannen niet, maar het „springt” minder doordat er 50 beeldjes per seconde zijn; bij 25 beeldjes ziet men bij het verdraaien van het hoofd het springen, dat o.a. bij neonlichtreclames bekend is. Een tweede vraag is: waarom past men in Frankrijk nu 819 lijnen toe? Nu, men verkrijgt daarmee een beeld met veel meer details, maar... de door dergelijke zenders in beslag genomen bandbreedte is wel zeer breed, reden waarom andere landen hiertoe niet zijn overgegaan. Dat Engeland 405 lijnen toepast moet niet aan bescheidenheid toegeschreven worden; als eerste land dat reeds vóór 1940 op grote schaal TV uitzond paste het echter 405 lijnen toe, hetgeen op dat tijdstip technisch volledig verantwoord was. Bij de verdere ontwikkeling van de techniek zijn de nadelen (grof beeld) wel gebleken, maar men kan thans niet meer terug i.v.m. het grote aantal in gebruik zijnde toestellen. Overigens is deze eenvoudige opzet wel goedkoper in uitvoering.

Daar de fluoriserende stof op het buisscherm na belicht te zijn nog korte tijd blijft nalichten wordt de indruk van een continu-beeld versterkt; te lang nalichten zou echter een wazig beeld geven. Overigens wordt de lijn tijdens het „teruglopen” verduisterd; we zien daarvan dus niets.

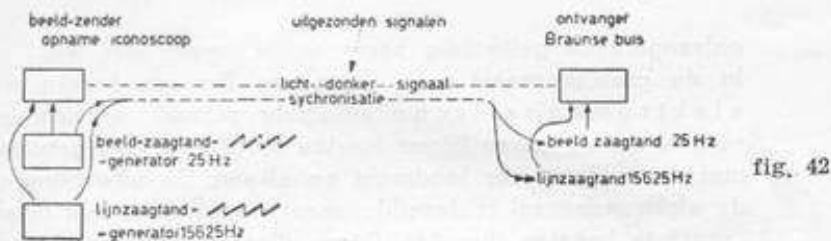


fig. 42

Dat er 50 halfbeelden toegepast worden houdt verband met onze netfrequentie van 50 Hz; in Amerika zijn het er 60. Thans streeft men er echter naar elke koppeling tussen de netfrequentie en de zaagtandgeneratoren te vermijden, omdat bij Eurovisie op hinderlijke wijze zou blijken, dat onze elektriciteitsnetten niet synchron lopen.

Nu is het uit de aard van de zaak niet mogelijk om naar elke TV-ontvanger die beide zaagtandspanningen te brengen. Langs draadloze weg geven we het helderheidssignaal door. Licht, donker, licht, grijs, enz. En als we aan ontvang-er zenzijde afzonderlijke zaagtandgeneratoren toepassen die prachtig gelijk lopen, ja, dan wordt het beeld in H prachtig op de flesbodem geschreven (fig. 36). Natuurlijk gaat 't in werkelijkheid niet zo mooi. Dergelijke generatoren constant houden gaat niet. In de tijd nu dat de straal terugloopt (in fig. 41a) en nog even daarna worden er geen modulaties (= zwart-wit-berichten) uitgezonden; men benut deze tijd om een soort „startsignaal” voor de lijnfrequentiegenerator, dus de horizontale afbuiging uit te zenden. En tijdens de teruglooptijd van de zaagtandspanning die de beeldstip (spot) weer naar de bovenrand van 't plaatje brengt wordt het startschot gegeven voor de verticale afbuiging. Beide generatoren wachten dus telkens even op hun eigen

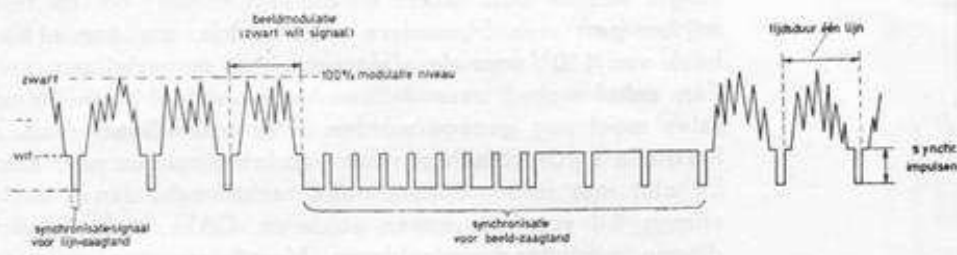


fig. 43

startsignaaltje; in fig. 43 zien we een vereenvoudigde voorstelling van deze signaaltjes, die de synchronisatie-impuls genoemd worden. In een synchronisatiescheider in de ontvanger worden de synchronisatie-signalen vóór de verticale en horizontale afbuigingsorganen gescheiden.

Bij de bespreking van de televisieontvanger waren we gevorderd tot de video-versterker, die dus de zwart-wit-signalen naar 't rooster brengt; van dit punt tapt men tevens de synchronisatie-impuls af. Via aparte versterkers komen die impuls op de zaagtandgeneratoren terecht. Die zaagtandgeneratoren produceren dus telkens één tand, doch eerst ná ontvangst van de synchronisatie-impuls.

We resumeren dus nog even: Zowel de TV-zender als de ontvanger hebben ieder hun eigen zaagtandgeneratoren. Uitgezonden wordt slechts de zwart- of wit-toestand van elke „afgetaste” plek; tijdens de teruglooptijd van de beide zaagtanden wordt er natuurlijk géén zwart-wit informatie uitgezonden en deze pauze wordt door de zender benut om het „startsignaal” voor de beide zaagtandgeneratoren in de ontvanger uit te zenden, zodat deze zaagtanden aan zender- en

ontvangerzijde gelijktijdig beginnen te lopen! (fig. 42).

In de praktijk maakt men thans van Braunse buizen met elektromagnetische afbuiging gebruik; speciaal gevormde spoelenparen liggen hiertoe om de fles-hals gebogen, met de velden weer loodrecht op elkaar. De uitwerking op de elektronenstraal is dezelfde, maar hiermede is een fijnere „spot” te behalen (fig. 44). Deze wijze van afbuiging wordt zowel in de beeld-opnamebuis van fig. 35 als de beeld-weergavebuis toegepast.

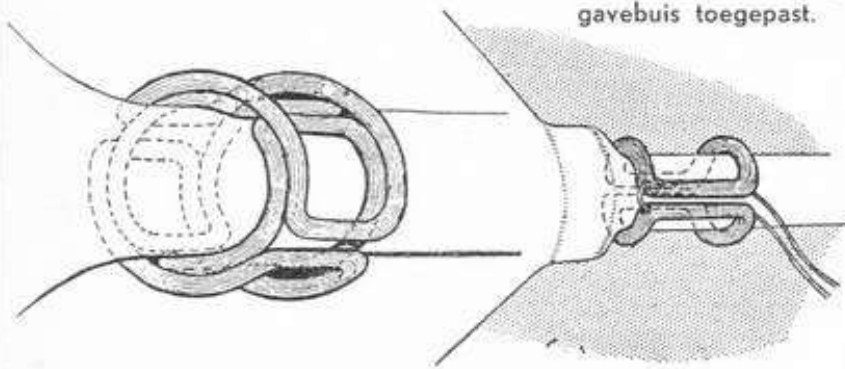


fig. 44a
Twee spoelenparen, aangebracht om de hals van de buis

fig. 44b
Eén om de hals gebogen spoelenpaar

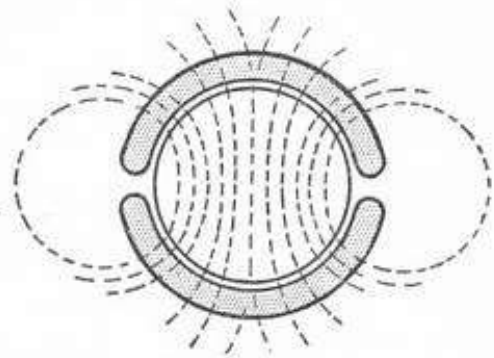


fig. 44c
Het magnetisch veld, veroorzaakt door een gebogen spoelenpaar

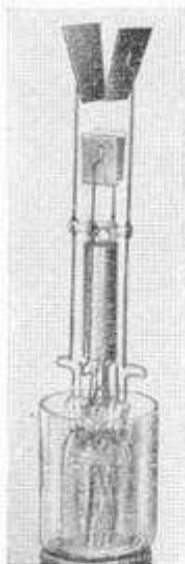


fig. 45
Afbuigstelsel van een elektronenstraalbuis met elektrostatische afbuiging

In fig. 45 wordt het systeem van een buis met elektrostatisch systeem getoond. De anodespanning voor de buizen met elektrostatische afbuiging bedraagt 2000 volt, die voor de buizen met elektromagnetische afbuiging tot 14000 volt!

De buizen worden thans steeds groter; men vervaardigt ze thans in rechthoekige vorm, waarbij de beeldhoogte $\frac{3}{4}$ van de breedte bedraagt; met de diagonaal geeft men de afmeting aan. Vergroten we echter het beeldvlak, dan wordt ook de lengte van de buis groter en de kast dieper; om dit te vermijden past men bijzondere spoelen toe, om een afbuighoek van 110° voor de elektronenstraal te verkrijgen.

Een enkel woord over de constructie van FM- en TV-apparaten moet nog gezegd worden. Alle verbindingen kort, zéér kort; alle aardverbindingen van één kring op één punt aarden! En niet met soldeerlippen, neen rechtstreeks aan 't metalen chassis, bij voorkeur koper, solderen. Dikke, stabiele verbindingen, uitsluitend vast solderen. Verzilveren van spoelen en condensatoren is aanbevolen.

Dit is dan alles wat in deze zéér onvolledige les over TV en FM gezegd kan worden; het is weinig maar voldoende om een indruk te geven hoe zwaar de eisen zijn die deze nieuwe takken van de techniek aan ons technisch kunnen stellen.

MEETAPPARATEN

In de lessen werd op sommige plaatsen gebruik gemaakt van meetapparatuur; hieronder volgt nu een beschrijving van een der belangrijkste instrumenten.

DE DRAAISPOELMETER

Voor het meten van elektrische stromen en spanningen maken we bijna uitsluitend gebruik van z.g. draaispoelinstrumenten, die evenals de elektrodynamische luidspreker berusten op het elektrodynamische principe.

Wanneer we een draadlus in een magnetisch veld brengen of verdraaien, zal er door die draadspool een elektrische stroom lopen, zeiden wij in de 3e les (fig. 10-11). Omge-

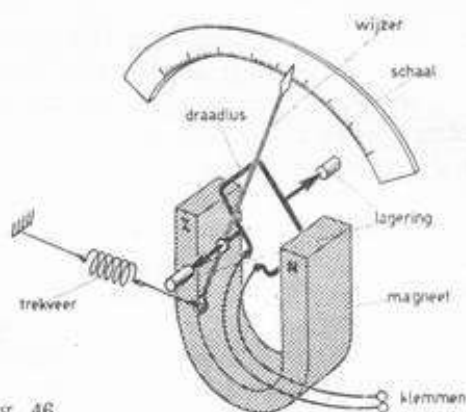


fig. 46

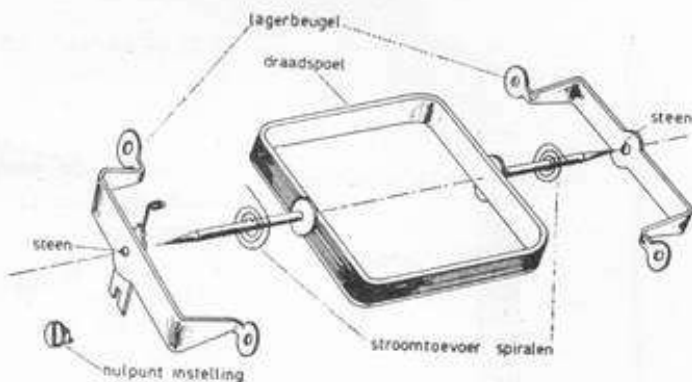


fig. 47a
Draaispoelsysteem met lagering

keerd zal, wanneer wij die draadlus aansluiten op een accu of elektrisch element, er een stroom door die draadlus gaan lopen, en wanneer die draadlus zich in een magnetisch veld bevindt, zal hij zich proberen te bewegen in dat magnetisch veld! In principe zal de lus of spoel zich loodrecht op de richting van het krachtlijnenveld willen plaatsen om maar zoveel mogelijk dezer krachtlijnen te omvatten. Door nu een dergelijke spoel tussen twee draaipuntjes op te stellen en met een trekveertje „scheef” te trekken in ruststand en een wijzer + schaal aan de spoel bevestigen verkrijgen we onze „meter” (fig. 46). Deze primitieve constructie verbeteren we door de stroom aan te voeren via 2 spiraalveertjes. Deze houden dan tevens de spoel in de ruststand; als regel zijn ze tegengesteld gewonden. Wanneer de polen zóver van elkaar verwijderd zijn, dat de spoel er royaal tussen draaien kan, is dat magnetisch veld nooit zo groot; daarom brengt men binnen de spoel nog een stukje weekijzer aan, waardoor de weg voor de magnetische krachtlijnen verkort wordt. We krijgen nu 2 korte luchtwegen, „luchtspleten” genoemd (fig. 47a). Dat blokje weekijzer wordt met een koperen schroef zodanig op zijn plaats gehouden dat hij de spoel, die nooit meer dan 90° van zijn rustpunt afwijkt, niet in zijn bewegingen belemmert. De wijzer is van licht materiaal vervaardigd, aluminium als regel. Teneinde de wijzer in ruststand precies op 0 in te stellen maakt men één der beide spiraalveertjes instelbaar met een schroefdraaier buiten op het meterhuis (fig. 47).

Uit de aard der zaak zijn de lagerbeugels, waaraan de stroomtoevoerdradjes gesoldeerd zijn, geïsoleerd van de overige metaaldelen opgesteld.

Nu kunnen we wel werken met de meter zolang hij plat ligt; houden we hem echter overeind, dan zal de wijzer door zijn eigen gewicht naar links of naar rechts vallen. We voorkomen dit door de wijzer in balans te brengen met gewichtjes, die van schroefdraad voorzien zijn, zodat zij door verdraaiing van of náar de draaipunten versteld kunnen worden. In welke positie we de meter nu ook houden, vóór- of achterover, links- of rechtsom, de wijzer blijft staan waar hij staat (fig. 49). Een z.g. exploded view geven wij in fig. 47.

Nu is het zó, dat de wijzer zich op een kleine afstand boven de schaal bevindt, want hij moet werkelijk „vrij lopen”. Wanneer we ons oog nu niet recht boven de wijzer houden maar scheef, dan lezen we links of rechts van de wijzer af, méér of minder dan de juiste waarde dus! We noemen dat parallax- of verschilzicht.

Om dit euvel te ontgaan wordt de wijzerpunt zo plat als een

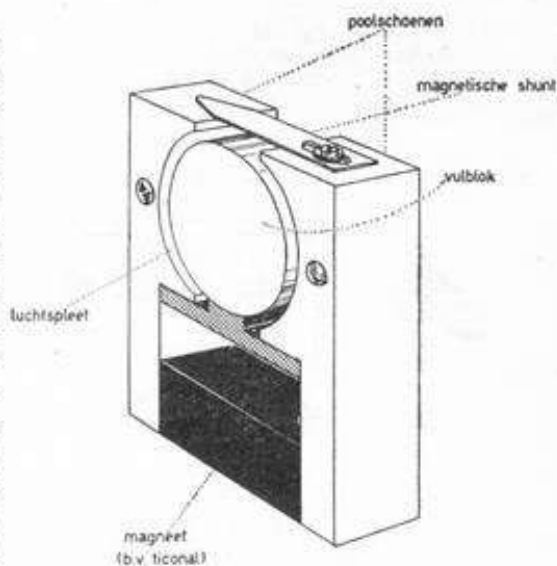
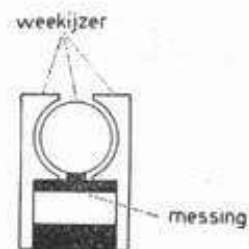


fig. 47b



magneet

fig. 47c

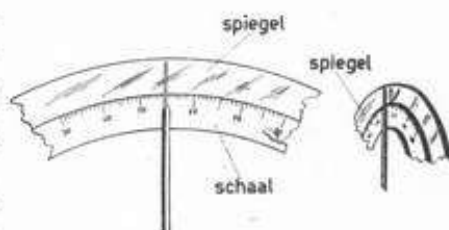


fig. 48

links: schaal recht van bovenaf gezien; wijzer en spiegelbeeld dekken elkaar
rechts: schaal van bovenaf scheef gezien; links de wijzerpunt, rechts daarvan het spiegelbeeld

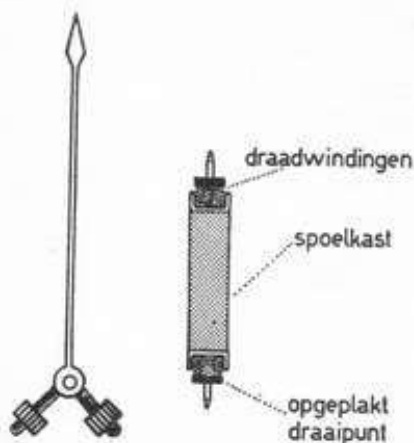


fig. 49
links: gebalanceerde wijzer
rechts: doorsnede van de spoelkast

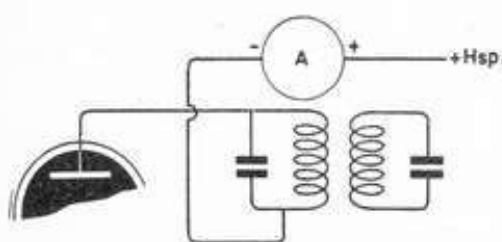


fig. 50
stroommeting

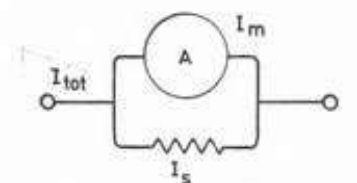


fig. 51
stroommeting met shunt

mes uitgevoerd en om de schaal heen wordt een spiegellende strook aangebracht. Wanneer we nu ons oog recht boven de meswijzer houden zullen we mes en spiegelbeeld als één streepje zien. Wat we dan aflezen is de juiste waarde (fig. 48). Nu zal in de praktijk de meter gevoeliger gemaakt worden door niet één draadwinding, zoals in fig. 46, doch meerdere in serie geschakelde windingen toe te passen; ze vormen dan een spoel die op een z.g. spoelvormpje gewonden wordt (fig. 47a en 49). Maar om de wijzer te bewegen moet er elektrische energie geleverd worden. Maken we de mechanische weerstand van 't systeem gering, o.a. door 't toepassen van safieren voor de draaipunten (meter loopt z.g. op stenen net als een horloge), dan kunnen we met weinig energie volstaan; voor een moderne meter is slechts 0,0002 W, dus 0,2 milliwatt nodig om volle uitslag van de naald te verkrijgen. Men noemt die 0,2 mW het eigen gebruik van de meter.

Nu kunnen we die spoel nog winden van veel windingen, van dunne draad of weinig windingen van dikke draad. Het hangt er nu maar helemaal van af, voor welk doel we de meter gaan gebruiken of we een dergelijke hoogohmige of laagohmige wikkeling toepassen; voor de meter is het de hoofdzaak, dat hij het vereiste aantal ampère-windingen bezit om de wijzer te bewegen.

Wat komt er nu alzo voor meting in aanmerking? Wel, spanning en stroom. We beginnen bij de

STROOMMETING

Laat ons eens uitgaan van een meter die volle uitslag geeft bij een stroomdoorgang van 2 mA, terwijl de ohmse weerstand van de spoel 100 ohm is. Wanneer we nu de anodestroom van een m.f. buis willen meten (fig. 50) ligt de zaak vrij eenvoudig. We nemen de meter eenvoudig op in de anodestroomkring en lezen voor een bepaalde buis af, b.v. 1½ mA. We hebben geluk gehad, want er had ook een stroom van 4 mA kunnen lopen en dan was de meter nu reeds wijlen.

Meer goed, er liep 1½ mA (= 0,0015 A). Hoe maken we deze meter nu geschikt om groter stroom te meten? Door een z.g. shuntweerstand aan te brengen (fig. 51). Maken we die b.v. gelijk aan de meterweerstand, dus óók 100 ohm, dan wordt de R_v van beide parallel geschakelde weerstanden

$$R_m \text{ en } R_s \frac{100}{2} = 50 \text{ ohm en door elk van de weerstanden}$$

loopt nu maar de halve stroom! Door de meter is dat nu dus 0,75 mA, terwijl er in werkelijkheid 1½ mA door de kring loopt. Met een dergelijke schakeling kunnen we de meter voor meerdere stroom-bereiken geschikt maken wanneer we maar uitgaan van de wet: de stromen door 2 parallel geschakelde weerstanden verhouden zich als de omgekeerde waarden van die weerstanden. Is R_m dus 100 ohm en $R_s = 10$ ohm, dan verhouden de weerstanden zich als 100 : 10 en de stromen zich als volgt:

$$I_m : I_s \text{ als } \frac{1}{100} : \frac{1}{10} = 10 : 100.$$

Aangezien de stroom door de gehele kring = $I_{tot.} = I_m + I_s$, zal in dit geval door de meter lopen:

$$I_m = \frac{10}{10 + 100} \times I_{tot.} = \frac{10}{110} \times I_{tot.}$$

en door de shunt:

$$I_s = \frac{100}{10 + 100} \times I_{tot.} = \frac{100}{110} \times I_{tot.} \quad (\text{fig. 52}).$$

Als regel maken we de R_s van zo'n shunt niet $10 \times$ zo klein als de meterspoel R_m , doch $9 \times$ of $99 \times$ zo klein, in ons

voorbeeld dus $\frac{R_m}{9} = 11 \Omega$.

De weerstanden verhouden zich dan als 11 : 100 en door de meterspoel R_m loopt dan $\frac{11}{11 + 100} = \text{ca. } \frac{1}{10}$ van de totale

stroom $R_{tot.}$ en door de shunt $\frac{9}{10}$ van die totale stroom. We kunnen dan de normale schaal gebruiken, door de afgelezen waarde in dit geval te vermenigvuldigen met 10.

Door verschillende shuntweerstand via een schakelaar te kiezen kunnen we het stroombereik van onze meter vergroten;

is de shunt $\frac{1}{999}$ van de meterweerstand, dan kunnen we een

stroom van 2 amp. meten met de reeds besproken mA-meter die een eigen gebruik van 2 mA heeft (fig. 53).

Nu komt natuurlijk de vraag naar voren: die meter gebruikt toch energie. Waaraan wordt die energie nu onttrokken?

Nu, dat is gemakkelijk te zeggen: Wanneer we nog even afbeelding 50 in een andere vorm tekenen en aannemen, dat ons voedingsapparaat een spanning van precies 200 volt levert, dan zal door die spanningsval in de meter de uiteindelijke spanning op het gebruiksapparaat, in dit geval buis + m.f.-kring iets lager zijn. Hoeveel lager? Wel, de stroom was, lazen wij $1\frac{1}{2}$ mA (0,0015 A). En we weten dat de meterspoel een weerstand van 100Ω had. Dan is de spanningsval $E = I \times R = 0,0015 \times 100 = 0,15$ volt. Inplaats van 200 volt staat er op punt aan de min-kant van de meter van fig. 50 dus 199,85 volt. Valt dus nogal mee. Was de stroom 2 mA, dan was de spanningsval 0,2 volt.

Uit de aard der zaak is de spanningsval over de shunt even groot als over de meter.

SPANNINGSMETING

Wanneer er nu ergens een spanning te meten is en die ligt onder de 0,2 volt, dan kunnen we er rustig onze meter op aansluiten en aflezen wat de wijzer aangeeft. Staat die op 1,1 mA, dus 0,0011 A, dan is de spanning $E = 0,0011 \times 100 = 0,11$ volt. Want die R_m , de meterweerstand, in dit geval 100 ohm, blijft natuurlijk onveranderd.

Maar nu vallen er hoger spanningen te meten. Ja, door die meter mag nooit meer dan 2 mA lopen. Licht die spanning nu in de grootte van 90 à 100 volt, dan moeten we een begrenzingsweerstand, een voorschakelweerstand R_v , zoals dat heet, schakelen in serie met de meter (fig 54)

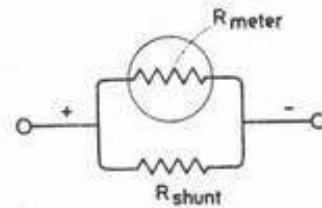


fig. 52

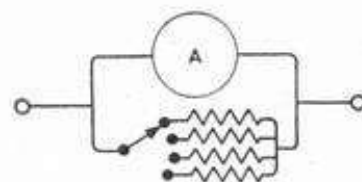


fig. 53

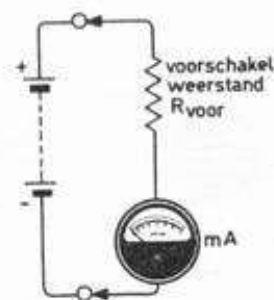


fig. 54

Hoe groot moet die zijn? $E = 100 \text{ V}$ en $I = 2 \text{ mA}$ ($= 0,002 \text{ A}$), dus:

$$R_v = \frac{E}{I} \text{ of } \frac{100}{0,002} = \frac{100000}{2} = 50000 \Omega.$$

Sluiten we nu de meter aan via R_v van 50000 ohm op de 100 volt, dan is de stroom:

$$I = \frac{E}{R_m + R_v} = \frac{100}{100 + 50000} = \frac{100}{50100} = 0,001996 \text{ A} =$$

1,996 mA.

Willen we 't nu erg mooi doen, dan nemen we een R_v van $50000 \Omega - 100 \Omega = 49900 \Omega$, want dan wordt de stroom:

$$I = \frac{E}{R_m + R_v} = \frac{100}{100 + 49900} = \frac{100}{50000} = 0,002 \text{ A} = 2 \text{ mA}.$$

Meten we een spanning van b.v. 60 volt, dan zal de wijzer staan op 1,2 mA. De afgelezen waarde moet dan met R_v of 50000 vermenigvuldigd worden om de juist gemeten spanning te weten te komen. Wanneer we nu deze meter uitsluitend voor het meten van spanningen gaan benutten, dan kunnen we veel beter direct die spanningswaarden op de schaal schrijven. Maar als we nu echter spanningen onder de 10 volt willen meten, ja dan moeten we wel heel erg links op de schaal turen; we doen dan verstandig een lagere voorschakelweerstand toe te passen, in dit geval van 5000Ω ; we kunnen dan tot 10 volt meten. Voor hogere spanningen kiezen we weer grotere voorschakelweerstand.

Voor andere spanningen maken we R_v overeenkomstig hoger of lager. Hebben we b.v. 'n mA-meter met een max. stroom van 3 mA en willen we 240 volt meten, terwijl b.v. de eigenweerstand van de meterspoel 80 ohm is, dan wordt $R_{tot.} = R_m + R_v$

$$R_{tot.} = \frac{240}{0,003} = 80000 \text{ ohm}.$$

$R_v = R_{tot.} - R_m = 80000 - 80 \text{ ohm} = 79920 \text{ ohm}$. Dit is dus de voorschakelweerstand om met een meter van 3 mA volle uitslag een spanning van 240 volt te kunnen meten.

We drukken de metergevoeligheid vaak uit in ohm per volt. In dit geval is dat 80000 ohm voor 240 volt, dus 333 ohm per volt.

Willen we de meter voor meerdere spanningsbereiken gebruiken, dan kiezen we door middel van een omschakelaar verschillende omschakelweerstand (fig. 55).

Nu moeten we goed in 't oog houden, dat bij spanningsmetingen de stroom door de meter te beschouwen is als een extra belasting op de te meten „bron”.

Gaat 't hier om het meten van een accu of p.s.a., dan zullen die paar mA geen zodanige belasting vormen dat de spanning daardoor daalt.

Gaan we echter de schermroosterspanning meten van een buis, dan meten we wel een spanning maar niet de spanning, die er vóór het meten op die plaats stond, want we brengen een extra belasting aan, parallel met de buis (fig. 56). Het streven moet dus zijn, om bij spanningsmetingen

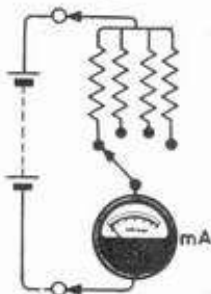


fig. 55

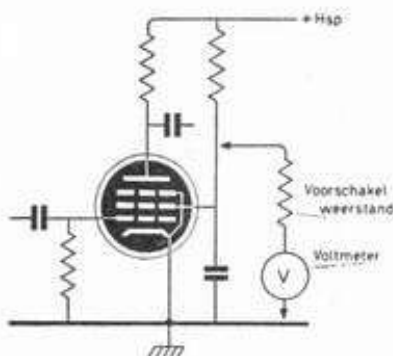


fig. 56

een zo gering mogelijke stroom te gebruiken. Daar ons meetapparaat nu eenmaal een bepaalde energie móet ontvangen om „uit te slaan”, dienen we een andere weg in te slaan: we gebruiken een langere, dunnere draad voor de meetspoel; de weerstand R_m wordt dan b.v. 10000 ohm en de stroom wordt 0,2 mA bij volle uitslag.

De spanning over de meterklemmen is nu $E = I \times R$.
 $0,0002 \times 10000 = 2$ volt. Het eigengebruik van 't metersysteem is precies gelijk gebleven: $W = I \times E = 0,0002 \times 2$
 $= 0,0004$ watt. De gevoeligheid is nu $\frac{10000}{2} = 5000$ ohm

per volt, zeer gunstig dus. Maar deze meter is nu ongeschikt geworden voor stroommetingen. Want bij stroommetingen komt de meter met zijn parallel geschakelde shunt in serie te staan met de spanningsbron en 't gebruiksapparaat, waardoor we tijdens de meting met een lagere spanning te maken krijgen dan de werkelijkheid is, want er zit spanningsverlies in de meter! Voor het goede begrip tekenen we nu nog eens een spanningsbron, een gebruiker (een belastingweerstand) R , met een stroommeter en een spanningsmeter, resp. in serie en parallel met die belasting (fig. 56); vooral wanneer we een stroommeting moeten doen bij een lage batterijspanning; dan is een spanningsval van 2 volt bepaald funest, terwijl een dergelijke spanningsval bij de meting van fig. 50 onbetekenend is.

Neem b.v. een accu van 6 volt waarop een auto-ontvanger wordt aangesloten via de ampèremeter (fig. 57). We gebruiken de meter in zijn laatstbesproken vorm: een meetspoel met een R_m van 10000 ohm. Aangezien er dus door de meter slechts 0,2 mA mag gaan shunten we zwaar: 5 A is I_{tot} ; $I_m = 0,0002$ A = 0,2 mA. $I_{sh} = 5 - 0,0002 = 4,9998$ A = 4999,8 mA. De weerstand van de shunt moet zijn:

$$\frac{I_m}{I_{sh}} \times R_m \Omega = \frac{0,2}{4999,8} \times 10000 = \frac{2}{49998} = \frac{2}{5} = 0,4 \text{ ohm.}$$

Neem nu eens aan, dat die ontvanger bij aansluiting op 6 V—5 amp. gebruikt; dat lezen we in het prospectus. Hij ver-

tegenwoordigt dan een weerstand: $R_{ontv.} \text{ van } \frac{6}{5} = 1,2$ ohm.

Deze weerstand komt tijdens de meting dus in serie met de shuntweerstand $R_{sh.}$, die we zoëven op 0,4 ohm berekenden. $R_{tot.}$ is dus $R_{ontv.} + R_{sh.} = 1,2 + 0,4 = 1,6$ ohm.

Als de stroom zullen we aflezen $\frac{6}{1,6} = 3,75$ amp. Dat is

heel wat anders dan 5 A!

We zijn er echter nog niet. De spanning over de shunt $E_s = I \times R_{sh.} = 3,75 \times 0,4 = 1,5$ volt en de spanning op de klemmen van de ontvanger: $E_{ontv.} = I \times R_{ontv.} = 3,75 \times 1,2 = 4,5$ volt en géén 6 volt zoals we aannamen! De meter die dus zulke voortreffelijke eigenschappen toonde als spanningsmeter (een eigen gebruik van slechts 0,2 mA) blijkt een mislukking als ampèremeter, want de spanningsval over die meter is liefst 1,5 volt! Omgekeerd zou een ampèremeter met extreem lage spanningsval een véél

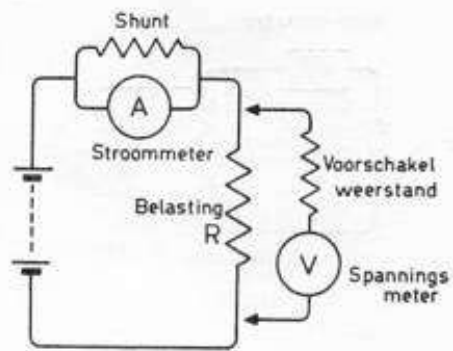


fig. 56a

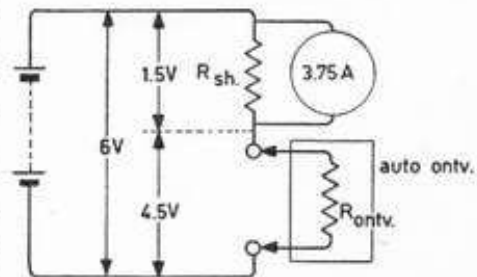


fig. 57

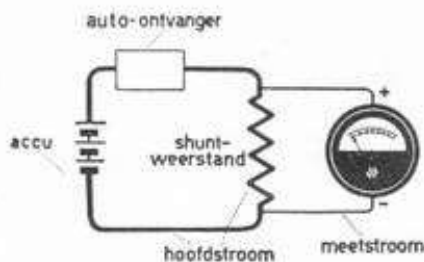


fig. 58

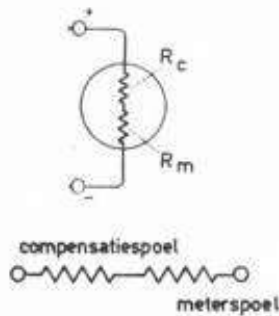


fig. 59

te hoog stroomgebruik met zich brengen, waardoor hij voor spanningsmeter weer onbruikbaar werd. Slechts meters met een eigengebruik van circa 1 mA en een inwendige meterweerstand van circa 200 ohm kunnen zowel voor spanning- als voor stroommeting gebruikt worden; wanneer het echter enigszins mogelijk is, moeten we voor stroom- en spanningsmetingen afzonderlijke meters gebruiken.

We merken hier nog even terloops op, dat de spanningval over de shunt natuurlijk even groot is als die over de meter; ze staan immers parallel! Bij stroommetingen moeten we er aan denken dat de hoofdstroom door de shunt gaat; door de meter zelf zal in den regel maar een naar verhouding klein stroompje lopen; de meter „hangt” er feitelijk maar bij. We zien dat in fig. 58 in de lijndikte afgedrukt.

Omdat de weerstand van de meterspoel door de verwarming bij stroomdoorgang groter wordt schakelt men nog een compensatiespoeltje R_{comp} in serie met de meterspoel van een draadsoort, waarvan de weerstand juist kleiner wordt bij stroomdoorgang, zodat de totale weerstand bij belasting nagenoeg gelijk blijft. Dit spoeltje zit in de meter; wij behoeven ons daarom niet te bekommeren (fig. 57). Omdat de eigenschappen van magneten veranderen naarmate ze ouder worden past men een z.g. magnetische shunt toe om later de meter te kunnen corrigeren; we sluiten hem dan aan op een bekende spanning of stroom en verschuiven de shunt totdat de wijzer de juiste waarde aanwijst. We zien dit in fig. 47b. In feite vergroten of verkleinen we het magnetisch veld door het verschuiven van het weekijzeren tongetje, dat eigenlijk een kortsluiting vormt voor de magnetische krachtlijnen.

De meeste meters die wij in handen krijgen zijn voorzien van een flens en bestemd voor paneel-montage; natuurlijk maakt het veel uit, of dat paneel van ijzer of een niet magnetisch materiaal als aluminium gemaakt is; miswijzingen dienen dan (bij voluitslag) met een shunt-weerstand (of de magnetische shunt) gecorrigeerd te worden.

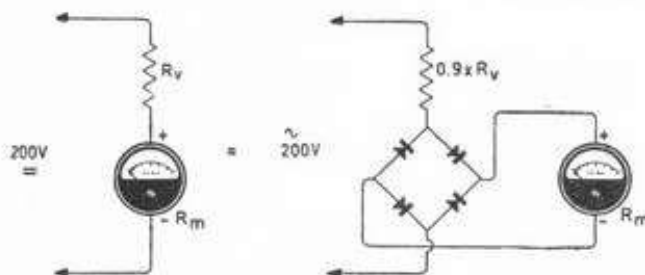


fig. 60. Spanningsmeting met cellen

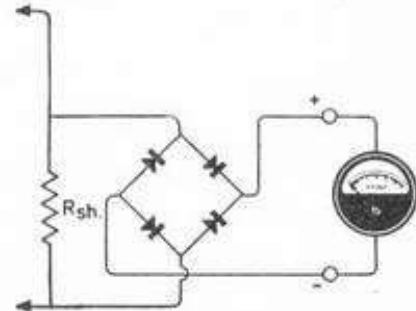


fig. 62. Stroommeting met cellen

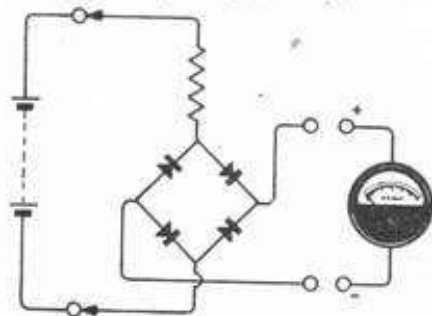


fig. 61. Nóóit de meterverbindingen verbreken wanneer de cellen nog op de spanning (of stroom) aangesloten zijn.

GELIJKRICHTINSTRUMENT

Voor wisselspanning is deze meter in principe onbruikbaar; door middel van meetgelijkrichters is echter een uiterst bruikbaar instrument te scheppen. We zien in fig. 60, 61 en 62 een Graetz-schakeling toegepast. De gelijkrichtcellen moeten steeds rechtstreeks op de meter aangesloten worden, terwijl zij nimmer zonder de meter onder spanning mogen blijven staan; zij zouden n.l. spoedig overlijden, omdat, door het wegvallen van de meterweerstand, die relatief laag is, de spanning op de cellen hoger worden dan in verband met de dunne sperlaag toelaatbaar is.

Door het niet-lineaire karakter van deze gelijkrichter, d.w.z. doordat de weerstand niet evenredig verandert met de stroom die er doorloopt, zijn de schaal-aanwijzingen bij stroommetingen onbetrouwbaar. Dit is ook het geval met de spanningsmetingen op de lage bereiken en op de linker helft van de schaal (fig. 63). Bij de hoge bereiken, b.v. 200 volt en hoger, speelt die inwendige weerstand van de gelijkrichter zo'n geringe rol, dat de aanwijzingen over de gehele schaal kloppen met die van de gelijkspanningsmetingen. Hierdoor kan éénzelfde schaal gebruikt worden, met inachtna-me echter van de z.g. vormfactor van 1,11 voor wisselstroom. De gelijkgerichte wisselstroom heeft n.l. een geringere uitwerking dan een gewone gelijkstroom. Daarom moet in dergelijke schakelingen de stroom $1,11 \times$ zo groot zijn en dien-

overeenkomstig moet de voorschakelweerstand $\frac{1}{1,11} = 0,9$

bedragen van de waarde R_v , die voor het meten van een gelijkspanning van dezelfde grootte benodigd zou zijn. Het ligt voor de hand, dat we voor lagere wisselspanningsbereiken en de stroommetingen van een transformatortje gebruik maken: we transformeren alles wat we meten op tot b.v. 200 volt en van dáár uit wordt de zaak met een serie-weerstand R_v bekeken (fig. 69). Zo'n transformatortje is in 't geheel niet moeilijk te maken; het is een kwestie van goed de windingen tellen; vermogen behoeft hij praktisch niet te leveren. Het enige nadeel van deze methode is, dat het eigen-gebruik van de meetschakeling voor stroommetingen en de spanningsbereiken lager dan 200 V iets groter wordt.

Het grootste voordeel is wel, dat op deze manier de schaal voor gelijkspanningsmetingen zonder meer voor wisselspanning en -stroom geldig blijft.

Voor een bepaalde meter met een volle uitslag van 2 mA en een ohmse weerstand van 100Ω is de spanningsval $E = I \times R = 0,002 \times 100 = 0,2$ volt. Het eigen vermogen is dus: $W = E \times I = 0,2 \times 0,002 = 0,0004$ watt, dus maximaal 0,4 milliwatt voor gelijkstroommetingen in 't algemeen.

Dat wordt dan voor alle met een transformator gebruikte wisselstroombereiken $200 \text{ V} \times 0,2 \text{ mA} = 40$ milliwatt; transformatorverliezen tellen hier praktisch niet. Bij een spanningsmeting van 6 volt \approx belasten we het circuit met een stroompje van $\frac{0,040}{6} = 6\frac{1}{2}$ mA. Verwaar-

loosbaar gering.

OUTPUTMETER

De meters met gelijkrichtcellen zouden zonder meer als a.f. outputmeters te gebruiken moeten zijn. Door de eigen-capaciteit van de cellen en onvolkomenheden van de meettrans-formator moet voor frequenties boven 5000 Hz op een daling van de output gerekend worden. Wanneer het echter niet om absolute waarden maar hoogste output, maximale uitslag gaat, o.a. bij afregelen van Supers, is een dergelijke meter zeer goed bruikbaar (fig. 65).

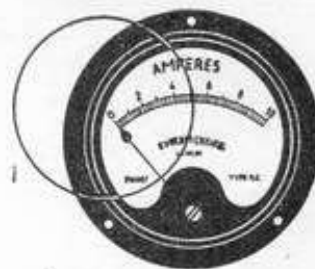


fig. 63

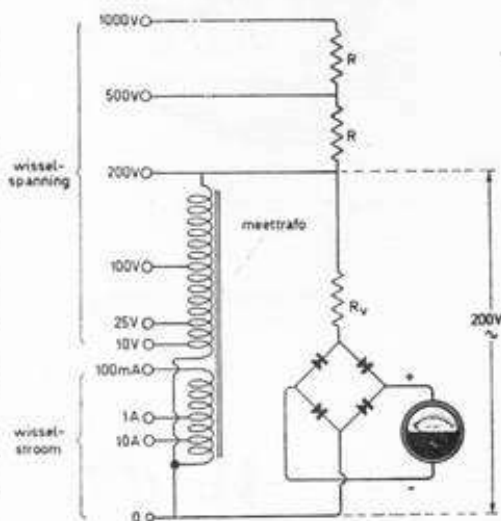


fig. 64

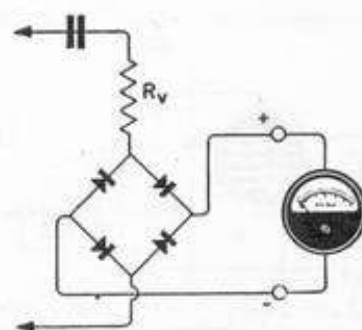


fig. 65

Een condensator van $0,1 \mu\text{F}$ houdt gelijkspanning buiten het meet-circuit bij gebruik als output-meter

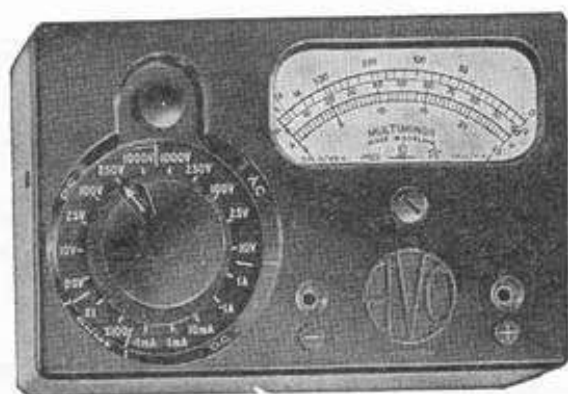
De a.f. transformator is een „ouderwetse" transformator van 1:2 of 1:3; de buis kan een EF5, EF6, EF22, EF41 of EF80 zijn, evenals de overeenkomstige U-buizen. We kunnen uit de aard der zaak een volledige voeding voor dit handige apparaatje bouwen en dat is in het algemeen gesproken het verstandigst; we kunnen echter ook de gloeistroom uit onze ontvanger halen en de anodespanning rechtstreeks uit het net. We dienen dan ons meetzendertje in een goed geïsoleerd kastje onder te brengen om elke gevarenkans uit te sluiten (zie U-ontvangers). In sommige gevallen kunnen we die 6 mA ook uit onze ontvanger halen en dan is er natuurlijk geen vuiltje aan de lucht.

De toonhoogte laat zich met de condensatoren over de primaire of secundaire wikkeling van de a.f. transformator instellen op omstreeks 500 Hz; op punt C kunnen we die audio-frequente spanning afnemen om b.v. een grammofoonversterker te beproeven. Uit de aard der zaak verdient het aanbeveling het gehele apparaatje in een goed gesloten busje te bouwen, waarbij het chassis e.d. geheel geïsoleerd van het metalen busje is opgesteld. Ook aanzetboutjes in knoppen isoleren, door de gaatjes met was vol te stoppen. Bij een bevriende relatie die een meetzender bezit moeten we de schaal te laten iken in kiloherz.

De r.f. verbinding met de af te stemmen ontvanger brengen we het best met een niet te lang eindje afgeschermd 70 Ω kabel tot stand; de kunst-antenne is reeds in het trimzendertje ingebouwd.



Avometer met ingebouwde trafo voor het meten van wisselspanningen en -stromen



AVO-multiminor in eenvoudiger uitvoering; accuraat en buitengewoon geschikt voor de serieuze amateur

VRAGEN BIJ DE TWAALFDE LES

1. Waarom gebruiken we voor FM-uitzendingen de z.g. metergolven? Reiken die ver?
2. Verklaar het moduleren in frequentie van een r.f. wisselspanning. Maak een voorbeeld met andere getallen dan in de les staan.
3. Vertel hoe, waarom en op welke plaats we het FM-signaal zuiveren van eventuele amplitude-modulatie.
4. Vertel hoe we in de m.f. versterker van een TV-ontvanger een brede doorlaatkromme verkrijgen kunnen (twee manieren).
5. Door welke kunstgreep aan de zender-zijde hebben we de door een TV-zender in beslag genomen aether-ruimte beperkt.
6. Vertel wat pre-emphasis en de-emphasis betekent. Hoe drukt men de grootte hiervan uit?
7. Kunnen we een dipool-antenne zonder meer aan een afgeschermd antennekabel van 70Ω verbinden? Waarom wel (of niet)?
8. Doet het er nog iets toe of we onze dipool verticaal of horizontaal opstellen of moeten we dan ook nog iets van de zend-antenne weten?
9. Welke voordelen bezit een twin-lead van 300Ω t.o.v. een van 70Ω ? En welke nadelen?
10. Doet de lengte van een dergelijke antennekabel nog iets af aan de aanpassingsweerstand?
11. Wanneer we met een televisie-systeem te maken krijgen dat 20 beeldjes per seconde uitzendt en waarbij 400 lijnen per beeldje worden toegepast, welke is dan de lijnfrequentie?
12. Welke signalen worden er bij een televisie-uitzending nu eigenlijk uitgezonden?
13. Wat doet precies de discriminator? Geef een schema van een eenvoudig systeem en verklaar dit.
14. Gegeven: een draaispoelmeter met een inw. weerstand van 2000Ω en een stroomsterkte bij volle uitslag van $0,5 \text{ mA}$ en: een meter met een inwendige weerstand van 25Ω en een stroomsterkte van 4 mA bij volle uitslag. Dus 2 meters met verschillende eigenschappen. Welke meter kiezen we om stroom te kunnen meten en welke lijkt U beter voor spanningsmeting geschikt? Bereken de waarden, die de shunt resp. de voorschakelweerstand moeten hebben wanneer we met de éne meter een stroom van max. 10 ampère en met de andere een spanning van max. 500 volt willen meten.



