



### **Meetinstrumenten**

1,1	Inleiding	1
1,2	Draaispoelinstrument	3
1,3	Shunts voor ampèremeters	7
1,4	De draaispoelmeter als spanningsmeter	11
1,5	Enkele bijzonderheden betreffende meetinstrumenten	13
1,6	Hittedraadinstrumenten	15
1,7	Thermokoppelinstrumenten	17
1,8	Weekijzerinstrumenten	21
1,9	Elektrodynamische instrumenten	21
1,10	Elektrostatistische instrumenten	25
1,11	Instrumenten met spiegelaflezing	27
1,12	Instrumenten met gelijkrichters	29
1,13	Diodevoltmeters	35
1,14	Beschrijving diodevoltmeters	39
1,15	Triodevoltmeters	42
1,16	Beschrijving elektronische voltmeter	45
1,17	Beschrijving HF-voltmeter en versterker	48

### **De keuze van het meetinstrument**

2,1	De keuze van het meetinstrument	51
2,2	Het meten van gelijkspanning	53
2,3	Het meten van gelijkstromen	54
2,4	Het meten van wisselspanningen	55
2,5	Het meten van wisselstroom	55

### **Het meten van impedanties**

3,1	Het meten van weerstanden	57
3,2	Het meten van zelfinducties en capaciteiten uit stroom, spanning en frequentie	61
3,3	De drie-voltmetermethode	63
3,4	Het meten van brugschakelingen	65
3,5	De verhoudingsbrug	65
3,6	Het meten van zelfinducties	67
3,7	Beschrijving van de philoscoop	70

### **Metingen aan buizen**

4,1	Het meten van de statische karakteristiek	73
4,2	Het meten van de steilheid	75
4,3	Het meten van de inwendige weerstand	76
4,4	Het meten van de versterkingsfactor	78

### **Het meten van impedanties bij hoge frequenties**

5,1	Inleiding	79
5,2	Het meten van de capaciteit van een condensator bij hoge frequenties	79
5,3	Het meten van de zelfinductie bij hoge frequenties	81

R.T.

## Inhoud Meetinstrumenten en Metingen

Nadruk verboden

5,4	Het meten van de kwaliteitsfactor van een spoel	84	
5,5	Het meten van de tangens $\delta$ van een condensator		87
5,6	Het meten van de eigencapaciteit van een spoel	90	

### **Toongenerator**

6,1	Het principe van een LC-toongenerator	93	
6,2	De mengbuis	95	
6,3	Het prinsipeschema van de LF-toongenerator GM 2307 van Philips	97	
6,4	Het principe van de RC-toongenerator	101	

### **De hoogfrequent meetoscillator**

7,1	De hoogfrequent meetoscillator GM 2417 van Philips	105	
7,2	De hoogfrequent oscillator	106	
7,3	Het principe van een hoogfrequent meetoscillator volgens Philips	107	
7,4	De hoogfrequent oscillator	107	
7,5	De hoogfrequent versterkers en verzwakker	109	
7,6	De kunstantenne	109	
7,7	De laagfrequent oscillator en modulator	110	
7,8	Het gebruik van de HF-meetoscillator	112	
7,9	Het meten van de uitgangsspanning van de HF-meetoscillator	113	

### **Metingen aan laagfrequent versterkers**

8,1	Het meten van de gevoeligheid	115	
8,2	Het meten van de amplitudekarakteristiek	117	
8,3	Het opnemen van de vervormingskarakteristiek en het bepalen van het maximale uitgangsvermogen	119	
8,4	Vervormingsmeters	121	
8,5	Een eenvoudige distorsiemeter	122	
8,6	Het meten van de conversiesteilheid van een mengbuis	123	
8,7	Metingen bij hoge frequenties	126	
8,8	Het meten van de ingangsadmittantie	127	
8,9	Het meten van de uitgangsadmittantie	127	
8,10	Het meten van de terugwerkingsadmittantie	127	
8,11	Het meten van de complexe steilheid	129	
8,12	Het meten van de intermodulatievervorming	130	

### **De elektronenstraaloscillograaf**

9,1	De elektronenstraalbuis	135	
9,2	De tijdbasisgenerator	137	
9,3	Synchronisatie	141	
9,4	Fase-omkeerschakeling	142	
9,5	Versterker voor horizontale afbuiging	143	
9,6	De voeding van de versterker en tijdbasisgenerator	144	
9,7	Hoogspanningsvoeding van de elektronenstraalbuis	145	
9,8	De elektronenstraaloscillograaf GM 5654 van Philips	145	
9,9	De bediening van de oscillograaf GM 5654	151	

R.T.

Inhoud Meetinstrumenten en Metingen

Nadruk verboden



HILVERSUM

9,10	Metingen met de kathodestraaloscillograaf	155
9,11	Gelijkspanningen op de afbuigplaten	156
9,12	Een sinusvormige wisselspanning op de verticale afbuigplaten	157
9,13	Op de verticale- zowel als op de horizontale afbuigplaten een wisselspanning	158
9,14	Het modulatie trapezium	161

**Frequentiemodulator**

10,1	De Philips frequentiemodulator GM 2886	163
10,2	Het zichtbaar maken van de doorlaatkromme van een afgestemde kring	166
10,3	De Philips frequentiemodulator GM 2889	167

**Metingen aan omroepontvangers**

11,1	De metingen die voor een beoordeling van een omroepontvanger nodig zijn	175
11,2	Het meten van de voedingsstromen en de voedingsspanningen	175
11,3	Het onderzoek van het middenfrequent gedeelte en de detector	179
11,4	Het onderzoek van het hoogfrequent gedeelte	184
11,5	Het meten van de gevoeligheid	187
11,6	Het meten van de selectiviteit	187
11,7	Het opnemen van het Nyquist-diagram	195
11,8	Het bepalen van de tegenkoppelfactor	198
11,9	Metingen aan omroepontvangers voor frequentiemodulatie	199

Metingen. Les 1

Nadruk verboden 1

Hoofdstuk 1

Meetinstrumenten

1.1. Inleiding

Wensen we de stroom die in een stroomketen optreedt te kennen, dan kunnen we deze meten met een stroommeter. Afhankelijk van de grootte met een ampèremeter, milli-ampèremeter of micro-ampèremeter. Aan de constructie van elk van deze typen worden andere eisen gesteld. Van de stroom die we meten, maken we gebruik.

Het is ook mogelijk een spanning te meten en dan gebruiken we, afhankelijk van de grootte van de spanning die we meten, een voltmeter, milli-voltmeter en micro-voltmeter. In de sterkstroomtechniek wordt ook gebruik gemaakt van kilo-voltmeters.

Duidelijk zal het zijn dat indien men een stroom wenst te meten, men daartoe de stroommeter in het stroomcircuit opneemt, zodat de te meten stroom door het meetinstrument vloeit. De stroommeter komt dus in serie met de overige onderdelen, die in de keten voorkomen, te staan (zie fig. 1,1).

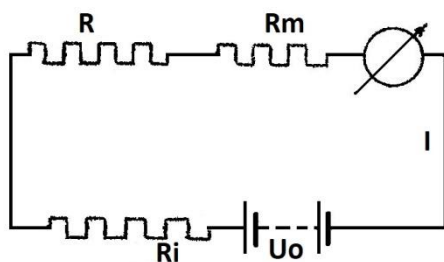


Fig. 1,1. Ampèremeter opgenomen in een stroomketen.

De stroom, gaande door het meetinstrument zal daarin een zekere weerstand ondervinden. De oorspronkelijke weerstand van de keten wordt door het bijschakelen van de stroommeter dus vergroot.

De stroom zal door het bijschakelen van de stroommeter dus kleiner worden dan deze was voordat de meter werd geschakeld. Willen we de stroom die de keten voert, leren kennen, dan is het van belang dat de stroommeter geen noemenswaardige vergroting van de weerstand van de keten met zich brengt.

De inwendige weerstand van de stroommeter moet dus zo klein mogelijk zijn en in ieder geval klein ten opzichte van de in de keten voorkomende weerstand.

Is de inwendige weerstand van de stroommeter niet klein ten opzichte van de weerstand die in de keten voorkomt, dan wordt daardoor het meetresultaat onzuiver.

Voorbeeld: In fig. 1,1 is de weerstand  $R = 1000 \Omega$  en de inwendige weerstand van de batterij is  $100 \Omega$ . De emk  $U_o$  van de batterij is 50 volt. Om de stroom te meten wordt een mA-meter opgenomen met een inwendige weerstand  $R_m = 200 \Omega$ . Bepaal de stroom die de meter aanwijst en de stroom die zonder meter in de keten vloeit. Hoe zou de aanwijzing zijn als de meterweerstand  $R_m = 10 \Omega$  is?

Oplossing: Zonder meter is de stroom in de keten:

$$I = \frac{U_o}{R + R_i} = \frac{50}{1000 + 100} = \frac{50}{1100} = \frac{1}{22} = 45,4 \text{ mA.}$$

Met stroommeter zal de stroom zijn, dus ook de aanwijzing van de meter met weerstand  $R_m = 200 \Omega$ :

$$I = \frac{U_o}{R + R_i + R_m} = \frac{50}{1000 + 100 + 200} = \frac{50}{1300} = \frac{1}{26} = 38,4 \text{ mA.}$$

De aanwijzing van de meter  $R_m = 10 \Omega$  is:  $I = \frac{U_0}{R + R_i + R_m} = \frac{50}{1000 + 100 + 10} = \frac{50}{1110} = 45 \text{ mA}$ .

De stroom die de meetinstrumenten zouden aanwijzen als de meter zonder fout plaatsvond, is 45,4 mA. Met het instrument van  $200 \Omega$  maken we dus een zeer onzuivere meting. De aanwijzing is 7 mA lager dan deze zou moeten zijn. De meetfout is nu:  $\frac{7}{45,4} \times 100 \% = 15,4 \%$ .

Met het instrument met  $R_m = 10 \Omega$  wijst de meter 0,4 te weinig aan.

De meetfout is nu:  $\frac{0,4}{45,4} \times 100 \% = 0,9 \%$ .

Een spanningsmeter wordt tussen de beide punten geschakeld waar men de spanning wenst te meten. Deze meter komt dus niet altijd parallel aan de weerstand te staan, waarover de te meten spanning zich voordoet. (zie fig. 1,2). In de figuur zien we dat de voltmeter parallel komt te staan aan de

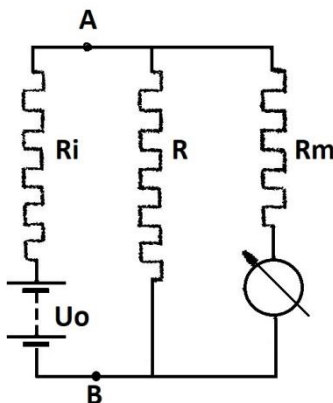


Fig. 1,2. Voltmeter opgenomen in een stroomketen.

weerstand  $R$ . Aan de klemmen van de batterij is dus een parallelschakeling van  $R$  en de inwendige weerstand  $R_m$  van de meter verbonden. De vervanging van  $R$  en  $R_m$  is altijd kleiner dan de weerstand  $R$  en de stroom  $I$ , die de batterij levert, terwijl de meter is geschakeld, groter dan indien de meter niet in de schakeling is opgenomen. De spanning over de parallelschakeling van  $R$  en  $R_m$  zal dus kleiner zijn dan oorspronkelijk over  $R$  (bedenk dat nu over  $R_i$  een grotere spanning valt). We meten dus een kleinere spanning dan zonder de meter die tussen  $A$  en  $B$  optreedt. Naarmate de weerstand  $R_m$  van de meter groter is, zal de vervangingsweerstand van  $R$  en  $R_m$  minder gaan verschillen van de weerstand  $R$ .

De voltmeter moet dus een zodanige grote inwendige weerstand hebben dat de vervanging van de parallelschakeling van  $R$  en  $R_m$  praktisch gelijk is aan  $R$ .

Om een zo nauwkeurig mogelijk meetresultaat te verkrijgen, moet de weerstand van de voltmeter zo groot mogelijk zijn, in elk geval veel groter dan de weerstand waaraan de meter parallel geschakeld wordt.

Voorbeeld: In fig. 1,2 is  $U_0 = 100 \text{ V}$ ,  $R_i = 50 \Omega$  en  $R = 1000 \Omega$ . Bereken de spanning over  $R$  voor dat de voltmeter is ingeschakeld en met ingeschakelde meter als  $R_m = 1000 \Omega$  en voor het geval dat  $R_m = 10^5 \Omega$ . Oplossing: Zonder meter is de stroom die de batterij levert:  $I = \frac{U_0}{R_i + R}$ .

De spanning over de weerstand  $R$ , dus tussen de punten  $A$  en  $B$  is:

$$U_R = I \times R = U_0 \frac{R}{R_i + R} = 100 \frac{10^3}{50 + 10^3} = 100 \frac{1000}{1050} = 95,24 \text{ V}.$$

Met ingeschakelde voltmeter is de vervangingsweerstand  $R_v = \frac{R \times R_m}{R + R_m} = \frac{10^3 \times 10^3}{2 \cdot 10^3} = 500 \Omega$ .

Nu is de spanning tussen de punten  $A$  en  $B$ , dus ook de spanning die de voltmeter aanwijst:

$$U_m = U_0 \frac{R_v}{R_i + R_v} = 100 \frac{500}{50 + 500} = 100 \frac{500}{550} = 91 \text{ volt}.$$

Wordt de voltmeter met  $R_m = 10^5$  ingeschakeld, dan is de vervangingsweerstand van  $R$  en  $R_m$ :

$$R_v = \frac{10^3 \times 10^5}{10^3 + 10^5} = \frac{10^8}{101 \cdot 10^3} = 990 \Omega. \text{ De meter wijst nu aan: } U_m = U_0 \frac{R_v}{R_i + R_v} = 100 \frac{990}{50 + 990} = 100 \frac{990}{1040} = 95,19 \text{ volt}.$$

In het eerste geval wijst de meter  $95,24 - 91 = 4,24 \text{ V}$  te weinig aan.

De meetfout is:

$\frac{4,24}{95,24} \times 100 \% = 4,45 \%$ . In het tweede geval wijst de meter  $95,24 - 95,19 = 0,05 \text{ V}$  te weinig aan.

De meetfout is:  $\frac{0,05}{95,24} \times 100 \% = 0,05 \%$ . We zien dus dat naarmate de weerstand van de voltmeter groter is, de meetfout kleiner is.

Oplossingen inzenden van de opgaven MM, nr. 1 t/m 5.

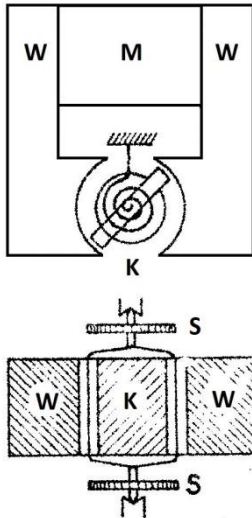
2.1. Draaispoel-instrumenta. Principe

Fig. 1,3. Principe van een draaispoelmeter-instrument.

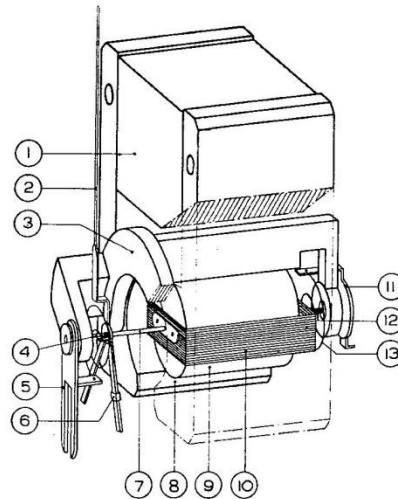


Fig. 1,4. Draaispoelmeter;  
1: magneetblok; 2: wijzer;  
3: frame; 4: asje; 5: correctieverspanner; 6: balanciegewicht; 7: ashouder; 8: poolschoen; 9: kern; 10: draaispoel; 11: veerspanner; 12: steenschroef; 13: spiraal.

Het draaispoelinstrument is in principe samengesteld zoals fig. 1,3 weergeeft. Op een permanente magneet M, van hoge kwaliteit (tico-nal), zijn twee poolschoenen W die uit zacht ijzer zijn gemaakt, bevestigd. De poolschoenen zijn cilindrisch uithouling is een zacht ijzeren kern K geplaatst, zodat een betrekkelijk nauwe luchtspleet overblijft. Binnen deze luchtspleet is een aluminium raampje draaibaar opgesteld. Dit raampje is draaibaar om de as die samenvalt met de as die samenvalt met de as van de ijzeren kern K. Om het raampje is geïsoleerd koperdraad gewikkeld, zodat op deze wijze een spoel gevormd wordt. Door dit spoeltje vloeit de te meten stroom. De einden van het spoeltje zijn verbonden met twee spiraalveertjes van niet magnetisch materiaal, bv. koper, die tegengesteld

gewikkeld zijn en geïsoleerd zijn opgesteld. Via deze spiraalveertjes wordt de stroom aan de spoeltjes toegevoerd. De spiraalveertjes houden het raampje met spoeltjes in evenwichtsstand. Aan het raampje met spoeltje is een wijzer verbonden die met behulp van twee balanciegewichtjes (in fig. 1,4, nr. 6) is uitgebalanceerd, zodat het gewicht van de wijzer geen invloed uitoefent op de beweging van het raampje met spoeltje en wijzer.

De wijzer beweegt langs een schaalverdeling. In fig. 1,4 is de constructie van de draaispoelmeter aangegeven. De voorste poolschoen is gedeeltelijk weggelaten, doch door stippellijnen aangegeven.

De as van het spoeltje moet gemakkelijk kunnen draaien, hiertoe is het asje voorzien van afgeronde stalen punten die in lagertjes draaien. Bij goede instrumenten zijn de lagertjes uit edelstenen geslepen (saffier) (zie fig. 1,5).

De ruimte tussen de poolschoenen hebben we grotendeels gevuld met de ijzeren kern K. We bereiken hiermee dat zich in de luchtspleet een grote magnetische inductie vormt, terwijl deze magnetische inductie tevens een nagenoeg homogeen karakter heeft (zie fig. 1,6). De krachtlijnen gaan radiaalsgewijs verlopen. De magnetische inductie zal groter zijn naarmate de luchtspleet nauwer wordt, echter zal deze spleet toch voldoende ruimte moeten geven aan het draaibare raampje.

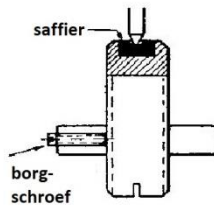


Fig. 1,5. Steenschroef met puntlager.

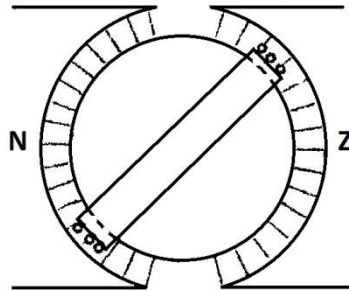


Fig. 1,6. Het magnetisch veld bij draaispoelinstrument.

moment van dit koppel berekenen uit de formule:  $M_1 = I \cdot B \cdot n \cdot O$  newtonmeter. Hierin is de stroom  $I$  in ampère, de magnetische inductie  $B$  in weber/ $m^2$ ,  $O$  het windingsoppervlak in  $m^2$  uitgedrukt, terwijl  $n$  het aantal windingen is. De richting van het draaiend moment is afhankelijk van de stroomrichting. Het raampje zal dus gaan draaien om de as waarop het gemonteerd is en de wijzer beweegt zich langs de schaalverdeling.

Het draaien van het raampje zal ten gevolge hebben dat de veertjes gespannen worden en de beweging van het raampje en wijzer tegenwerken. Het raampje zal zover tot het draaiend koppel, dat op het raampje werkt, evenwicht maakt met het tegenwerkende koppel van de spiraalveertjes. De wijzer geeft de stroom aan, waarbij dit evenwicht optreedt.

De hoek, waarover het spoeltje en wijzer is gedraaid als het de nieuwe evenwichtsstand heeft bereikt, is evenredig met de stroom door het spoeltje. We kunnen dit als volgt verduidelijken.

Het tegenwerkend moment van de spiraalveertjes is evenredig met de draaiingshoek. We kunnen dit als volgt uitdrukken:  $M_2 = C \times \alpha$ , waarin  $\alpha$  de draaiingshoek,  $M_2$  het moment en  $C$  een constante is die afhangt van de constructie van de spiraalveertjes.

Op het raampje werkt een moment  $M_1 = I \cdot B \cdot n \cdot O$ . Is het raampje bij een stroom  $I$  door het spoeltje in de daarbij behorende evenwichtsstand gekomen, dan is  $M_1 = M_2$ , dus is ook:

$$I \cdot B \cdot n \cdot O = C \cdot \alpha \quad \alpha = \frac{B \cdot n \cdot O}{C} I.$$

Daar  $B \cdot n \cdot O$  en  $C$  constanten zijn, zien we dus dat de hoek  $\alpha$  evenredig is met de stroom  $I$ .

Uit de stroomrichting door het spoeltje van de draaispoelmeter is af te leiden in welke richting het spoeltje zal gaan draaien. We veronderstellen dat in de draden van het spoeltje volgens fig. 1,6, rechts boven, de stroom van ons af is gericht. Teken in gedachten de magnetische krachtlijnen rond de stroomvoerende draden, dan zien we dat deze lijnen boven de draden gelijk van richting zijn als de lijnen van de permanente magneet. Beide velden versterken elkaar.

Onder de draden van het spoeltje hebben beide velden tegengestelde richtingen, dus verzwakken elkaar. Daar de veldsterkte boven het spoeltje overheerst op de veldsterkte onder het spoeltje, zal de kracht op het spoeltje naar beneden gericht zijn. Op dezelfde wijze kunnen we dit beredeneren voor de spoeldraden links onder en komen dan tot de conclusie dat daar een kracht naar boven gericht op het spoeltje werkt. Door deze beide krachten wordt een draaiend koppel gevormd dat in ons geval tot gevolg heeft dat het spoeltje rechtsom draait.

We kunnen ons nu voorstellen dat in de lichtspleet, dus in het magnetisch veld van de permanente magneet, de windingen van het spoeltje zijn geplaatst. Voeren we door het spoeltje een stroom, dan zal een kracht op de windingen van het spoeltje dus op het draaibare raampje een draaiende kracht worden uitgeoefend (zie Th.E, pag. 69).

Op het draaibare raampje is een draaiend koppel werkzaam. We kunnen het

## 1.2. Draaispoel-instrument (vervolg)

### b. De ijking

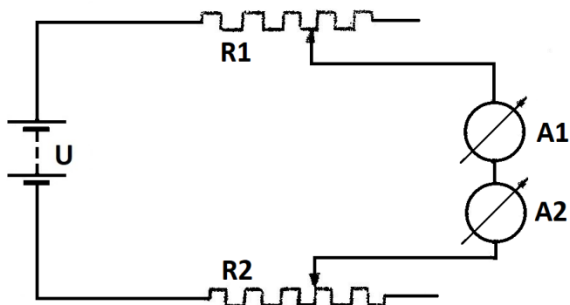


Fig. 1,7. IJking ampèremeter.

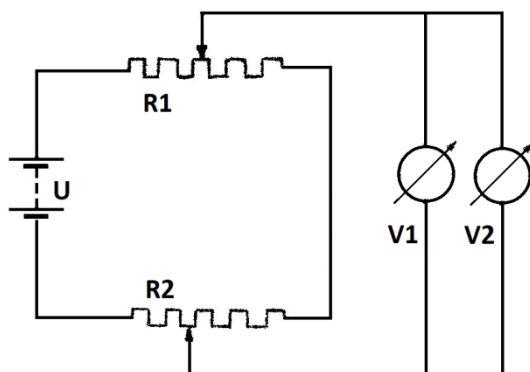


Fig. 1,8. IJking voltmeter.

Daar de uitwijking van de wijzer evenredig is met de stroom, krijgen we een lineaire of evenredige schaalverdeling, dat wil zeggen dat over de gehele schaalverdeling de verplaatsing van de wijzer bij gelijke stroomverandering even groot is (zie fig. 1,9).

### c. De demping

Sluiten we de meter aan op een stroombron, dan zal de wijzer zich gaan bewegen. Om te voorkomen dat de wijzer te lang om de aan te wijzen waarde gaat slingeren, alvorens tot rust te komen en de aflezing mogelijk wordt, moet het instrument gedempt worden. Met de demping bereiken we dat, na inschakeling van de meter, de wijzer direct de te meten waarde zal aanwijzen, zonder eerst daaromheen te slingeren. Een directe aflezing is dan wel mogelijk.

Het draaispoelinstrument heeft een eigen demping die we mogelijk maken door het raampje waar het spoeltje om is gewikkeld van geleidend materiaal te maken. Zodra het raampje zich beweegt in het magnetisch veld zal in het raampje een spanning worden geïnduceerd, daar de door het raampje omvatte flux gedurende de beweging verandert. Deze geïnduceerde spanning is werkzaam in een kortgesloten geleider die het aluminium raampje vormt en zal een stroom door het raampje ten gevolge hebben. Deze stroom veroorzaakt een magnetisch veld dat de beweging van het raampje tegenwerkt. De tegenwerkende kracht zal groter zijn naarmate de snelheid waarmee het raampje zich beweegt, groter is. De beweging van het raampje wordt geremd en de tegenwerking zal minder worden naar-

Moet de schaalverdeling op het instrument worden aangebracht, met andere woorden, moet het instrument worden geijkt, dan brengen we de stroomwaarden aan door de aanwijzing van een geijkte vergelijkingsmeter over te nemen. Voor de vergelijkingsmeter gebruiken we een zogenaamde precisiemeter, een meetinstrument dat een grote mate van zuiverheid bezit.

In fig. 1,7 is de schakeling weergegeven die gebruikt wordt voor de ijking van een stroommeter. Hierin is  $A_1$  de vergelijkingsmeter en  $A_2$  de te ijken meter. De weerstanden  $R_1$  en  $R_2$  zijn variabel uitgevoerd om de stroom op de gewenste waarde te kunnen instellen. Met  $R_1$  wordt de stroom grof ingesteld, terwijl met de weerstand  $R_2$ , de fijnregelweerstand, de stroom precies ingesteld kan worden.

In fig. 1,8 is de ijkschakeling voor een voltmeter aangegeven.  $V_1$  is de vergelijkingsmeter en  $V_2$  de te ijken meter.  $R_1$  is de grofregelweerstand en  $R_2$  de fijnregelweerstand.



mate de beweging minder snel gaat worden en als de wijzer de aanwysstand bereikt zal de tegenwerking eveneens tot nul zijn afgenomen. Deze inductie vindt ook plaats in de wikkelingen van het spoeltje, echter deze hebben een veel grotere weerstand dan het aluminium raampje, daar de draden zeer dun zijn; de stroom zal dus klein blijven en veel minder tegenwerking ten gevolge hebben dan de inductie in het raampje.

#### d. De draaispoelmeter in gelijk- of wisselstroomketen

Bij het draaispoelinstrument is de stroomrichting bepalend in welke richting het raampje en dus ook de wijzer zal gaan bewegen. Een omkering van de stroomrichting kan dus door het instrument worden weergegeven als we het nulpunt in het midden van de schaal kiezen. Als de stroom 2 of 3 maal per seconden van richting omkeert, zal de wijzer zich evenveel malen langs de schaalverdeling bewegen. Wisselt de stroom echter snel van richting, zoals bij een wisselstroom met een frequentie van 50 Hz of hoger het geval is, dan zijn de wisselingen te snel om het raampje en de wijzer te doen volgen en blijft het raampje en wijzer in de nulstand staan. Het is met de draaispoelmeter dus niet mogelijk wisselstromen of wisselspanningen te meten. Daar de draaispoelmeter, op een zuivere wisselstroom- of spanning aangesloten, nul aanwijst, kunnen we ook zeggen dat deze meter de gemiddelde waarde van een wisselstroom- of spanning aanwijst, daar de gemiddelde waarde van een dergelijk stroom- of spanningstype (denk aan de sinusvormige wisselstroom) nul is (zie Wt, les 1).

#### e. Ampèremeters en micro-ampèremeters

Zoals we in het voorgaande hebben gezien, is het draaiend moment dat op het raampje werkt evenredig met  $n \cdot I$ , het product ampèrewindingen. Wenst men een meetinstrument met een zo groot mogelijke gevoeligheid te maken, dan moet dit product zo groot mogelijk zijn. Een instrument met grote gevoeligheid zal bij een kleine stroomverandering reeds een duidelijk afleesbare verplaatsing van de wijzer ten gevolge hebben. Moet het instrument geschikt zijn om kleine stromen te meten, dan zal men een zo groot mogelijk aantal windingen aan het spoeltje trachten te geven om de gevoeligheid zo groot mogelijk te doen zijn. Het aantal windingen kan niet naar willekeur worden uitgebreid daar dan het volume van het spoeltje te groot wordt en er dan een ruimere luchtspleet gemaakt zou moeten worden, dat weer een afname van de magnetische inductie ten gevolge heeft. Om een groot aantal windingen op het spoeltje te kunnen leggen, moet men dun draad gebruiken. Hoe dun de draad gemaakt mag worden, hangt nauw samen met de grootte van de te meten stroom, daar de stroomdichtheid niet te groot mag worden. Tevens zal de weerstand van het spoeltje evenredig met het aantal windingen toenemen, hetgeen bijvoorbeeld voor een stroommeter ook weer een bezwaar betekent.

Voor zeer kleine stromen ( $\mu A$ ), waar dus ook dun draad gebezigd kan worden voor het spoeltje kan men tot ongeveer 1000 windingen gaan. Moet de meter dienst doen om grote stromen (ampère) te meten, dan kan men het aantal windingen kleiner nemen om toch voldoende ampèrewindingen te vormen en dikker draad gebruiken, hetgeen in de eerste plaats nodig is omdat men een zo grote stroom niet door een zeer dunne draad mag zenden (dit geeft te grote warmte-ontwikkeling en de mogelijkheid van verbranden) en in de tweede plaats minder weerstand van het spoeltje.

Oplossingen inzenden van de opgaven MM, nr. 11 t/m 14.

1.2. Draaispoel-instrument (vervolg)f. Correctiemiddelen aan het meetinstrument

Elk instrument is dan ook berekend op de maximale stroom die de meter aan kan wijzen (de maximale uitslag). Het is dus niet gewenst een grotere stroom door de meter te doen gaan, daar dit beschadiging van het instrument ten gevolge kan hebben.

Wenst men een meetinstrument in een schakeling op te nemen, dan is het gewenst eerst te controleren of de wijzer, voordat de meter ingeschakeld wordt, nul aanwijst. Mocht dit niet het geval zijn, dan moet dit eerst gecorrigeerd worden. Bij het instrument is een zogenaamde nulpuntcorrectie mogelijk. Hiervoor is een correctieverspanner aangebracht waarmee men de spanning van de veertjes zo kan veranderen dat de wijzer precies nul aanwijst.

De draaispoelinstrumenten kunnen zowel in staande als in liggende positie worden uitgevoerd. Daar de gedragingen van het instrument, staand of liggend, kunnen verschillen door andere invloed van de uitbalancering van de wijzer; gewijzigde wrijving in de lagers enz.: is het wel van belang onderscheid te maken in de instrumenten die liggend of staand geijkt zijn. Ze moeten dus voor nauwkeurige metingen in dezelfde positie gebruikt worden als waarin ze werden geijkt.

In het voorgaande hebben we reeds vermeld dat het draaispoelinstrument een lineaire schaal heeft. Kleine afwijkingen die in de lineaire aanwijzingen van het draaispoelinstrument optreden, kunnen gecorrigeerd worden door de zogenaamde magnetische shunt. Hiertoe zijn kleine stukjes magnetisch materiaal (bv. ijzer) aan de zijkanten van de poolschoenen aangebracht. Deze magnetische shunts zijn zo aangebracht dat ze meer of minder over de luchtspleet van de meter kunnen worden ingesteld. Naarmate ze meer over de luchtspleet worden geplaatst, zullen ze het verloop van het magnetische krachtenveld in de luchtspleet meer beïnvloeden, waarmee bereikt kan worden dat de schaal een meer lineair verloop krijgt. De magnetische shunts bieden een grotere geleiding aan de magnetische flux, naarmate ze een volledige verbinding vormen tussen de magnetische poolschoenen en cilindrische kern. Door de stukjes ijzer wordt plaatselijk de luchtspleet verkleind met als gevolg dat daar ter plaatse de magnetische inductie toeneemt, terwijl deze in de eigenlijke luchtspleet van de meter wordt verzwakt

Bij niet al te grote gevoeligheid kunnen draaispoelinstrumenten van het puntlagertype worden gemaakt met een nauwkeurigheid van 0,2 %. De meter bezit een kleine gevoeligheid voor velden die in de omgeving van het instrument voorkomen; dit kan de nauwkeurigheid van de meter nadelig beïnvloeden.

1.3. Shunts voor ampèremeters

In het voorgaande hebben we er reeds op gewezen dat indien een stroommeter geschikt moet zijn om grote stromen te meten, de bewikkeling van het spoeltje van dikker draad moet zijn uitgevoerd. Tevens moeten de spiraalveertjes, die tevens voor stroomtoevoer moeten dienen, zwaarder worden uitgevoerd hetgeen praktische bezwaren heeft. Daarom plaatst men parallel aan de meter een weerstand die een zodanige weerstand heeft dat bijvoorbeeld  $\frac{1}{10}$  of  $\frac{1}{100}$  deel van de te meten stroom door het meetinstrument vloeit. Een dergelijke weerstand wordt shuntweerstand of shunt genoemd.

Het gebruik van shunts brengt ook de mogelijkheid mee dat op eenvoudige wijze meetinstrumenten te maken zijn voor verschillende meetbereiken, terwijl deze gemaakt worden met eenzelfde draaispoelsysteem. Voor het uitvoeren van alle voorkomende metingen is het nodig te beschikken over

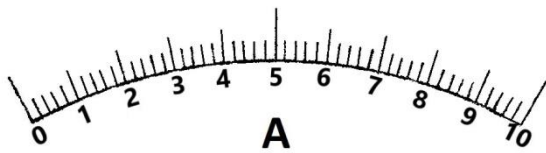


Fig. 1,9. Schaal van draaispoelmeter met een bereik van 10 A.

aflezen, dan betekent dit dat we de stroom tot  $\frac{1}{10}$  A nauwkeurig kunnen bepalen. Bij het aflezen van de wijzeruitslag kan dus een fout gemaakt worden van 0,1 A. wordt een stroom van ongeveer 1 ampère afgelezen, dan kan de fout dus  $\frac{0,1 \times 100\%}{1} = 10\%$  zijn. Bij aflezen van een stroom van 10 ampère kan de fout  $\frac{0,1 \times 100\%}{10} = 1\%$  zijn. Bij kleine stromen is de fout ten opzichte van de te meten stroom het grootst. Voor het meten van kleine stromen moet een gevoeliger instrument gebruikt worden, zodat de aanwijzing van de meter niet aan het begin van de schaalverdeling ligt. Natuurlijk mag de te meten stroom niet groter zijn dan de maximale aanwijzing van de meter.

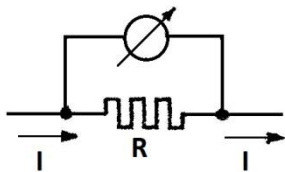


Fig. 1,10. Stroommeter met shunt.

Stellen we ons voor dat we een draaispoelsysteem hebben dat een maximale stroom van 1 A mag voeren en dat we deze willen gebruiken voor een draaispoelmeter voor maximaal 10 A, dan plaatsen we parallel aan de meter een shuntweerstand die  $\frac{9}{10}$  van de te meten stroom doorlaat (zie fig. 1,10). Daar over de meter en shunt dezelfde spanning staat, moet de shuntweerstand  $\frac{1}{9}$  maal de weerstand van de meter zijn.

In het algemeen: wenst men een meter geschikt te maken voor het meten van een stroom die  $x$  maal zo groot is als de stroom die het draaispoelsysteem mag voeren, dan kunnen we de volgende uitdrukking ter berekening van de shuntweerstand vastleggen. De stroom  $I_m$  door de meter is  $\frac{U}{R_m}$  en door de shunt  $I_s = \frac{U}{R_s}$  als over de meter en shunt een spanning  $U$  werkzaam is. De te meten stroom is dus:  $I = xI_m$ . De te meten stroom verdeelt zich over meter en shunt, dus:  $xI_m = I_s + I_m$  of  $(x - 1)I_m = I_s$  of  $(x - 1)\frac{U}{R_m} = \frac{U}{R_s}$ , door  $U$  gedeeld en beide zijden van het = teken met  $R_m$  en  $R_s$  vermenigvuldigd geeft:  $(x - 1)R_s = R_m$  of:

$$R_s = \frac{R_m}{x-1}$$

We zien dat de shuntweerstand beduidend kleiner moet zijn dan de meterweerstand. Voor nauwkeurige metingen moet de shuntweerstand nauwkeurig aan de voorgeschreven waarde voldoen. Ten gevolge van de stroom zal in de shunt warmte-ontwikkeling tot stand komen. Om te voorkomen dat door deze temperatuurverhoging de shuntweerstand te veel in waarde verandert, wordt de shunt gewoonlijk vervaardigd van een materiaal waarvan de soortelijke weerstand weinig verandert met de temperatuur, bijvoorbeeld mangaan of constantaan. Constantaan is echter minder geschikt, daar dit een niet onbelangrijke thermospanning veroorzaakt, indien dit in aanraking komt met koper. Over deze thermospanning spreken we later.

een vrij groot aantal meetinstrumenten, zodat we steeds een meter kunnen nemen die geschikt is voor het meten van een bepaalde stroom. Voor een correcte meting is het noodzakelijk een meetinstrument te kiezen met een daartoe geschikt meetbereik.

Bezien we de schaalverdeling die in fig. 1,9 is weergegeven die een maximumaanwijzing van 10 A heeft. Nemen we aan dat we op deze schaal een half schaaldeel kunnen

De verbindingsdraden moeten deugdelijk met de klemmen van de meter worden verbonden, daar deze verbindingen niet te veel weerstand mogen vertegenwoordigen. In het algemeen is de weerstand van de klemmen te verwaarlozen ten opzichte van de meterweerstand. Ten opzichte van de shuntweerstand kan de weerstand van de verbindingen der klemmen van betekenis zijn. Om een deugdelijke verbinding tussen de shunt en meter te garanderen bezigt men de shunt met 4 klemmen. De meter wordt dan aan de klemmen 2 en 3 van de shunt bevestigd, terwijl de aansluitdraden aan de klemmen 1 en 4 worden bevestigd (zie fig. 1,11). Op deze wijze wordt

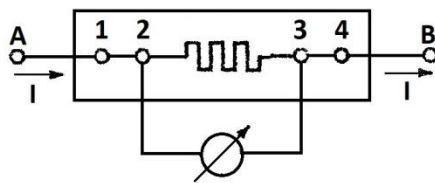


Fig. 1,11. Schakeling van een stroommeter en een shunt met vier klemmen.

tevens voorkomen dat de te meten stroom op de meter is aangesloten, terwijl de shunt is losgeraakt, hetgeen beschadiging van de meter ten gevolge zou hebben.

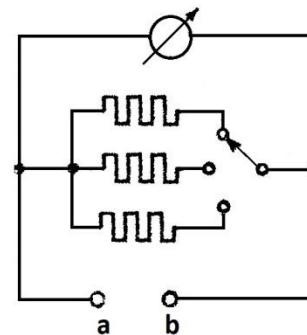


Fig. 1,12. Stroommeter met afzonderlijke shunt.

Het is ook mogelijk een meetinstrument voor meer meetbereiken in te richten. Voor elk meetbereik is dan een afzonderlijke shunt ingebouwd. Het gewenste meetbereik wordt dan ingesteld door met een schakelaar de betreffende shunt in te schakelen (zie fig. 1,12). In dergelijke meetinstrumenten is de kwaliteit van de schakelaar van grote invloed op de nauwkeurigheid van de meting. De contacten van de schakelaar moeten een deugdelijke verbinding geven. De overgangswaerstand van deze contacten moet voldoende klein en overal constant zijn.

Indien de te meten stroom nog geheel onbekend is, wordt de schakelaar op de ongevoeligste stand gezet, dit wil zeggen, dat de meter op het hoogste meetbereik geschakeld is. Is de uitslag van de meter nog zeer klein, dan wordt op een volgend meetbereik geschakeld, totdat een goed afleesbare uitslag is verkregen.

In fig. 1,13 is de schakeling van een stroommeter en shunts weergegeven waarbij de kwaliteit van de schakelaar minder invloed op de nauwkeurigheid van de meting heeft. Een dergelijke shunt wordt meervoudige shunt genoemd.

De berekening van de shuntweerstand is hierbij minder eenvoudig. Bij omschakeling van de shunt verandert niet alleen de waarde van de shuntweerstand, maar ook de weerstand die in serie met het meetinstrument werkzaam is.

In fig. 1,13 bereiken we dat de contactweerstand van de schakelaar geen grote invloed meer hebben op de meting, door te zorgen dat ondanks het vergroten van het meetbereik (dat ten gevolge

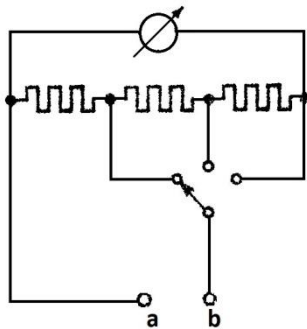


Fig. 1,13. Stroommeter met meervoudige shunt waarbij de kwaliteit van de schakelaar minder invloed uitoefent.

heeft dat de gezamenlijke weerstand van meter en shunt een zeer kleine weerstand zou gaan vertegenwoordigen), de totale weerstand niet zo klein kan worden dat de overgangsweerstanden een rol kunnen spelen.

Veronderstel, dat de weerstanden van links naar rechts  $R_1, R_2$  en  $R_3$  genoemd worden en dat de meterweerstand  $R_m = 100 \Omega$ .

Bij een minimale weerstand van het instrument met shunts van  $18$  à  $20 \Omega$  achten we de invloed van de overgangsweerstanden voldoende klein. Deze minimale weerstand wordt gevormd als de schakelaar in de getekende stand staat. De weerstand  $R_1$  zal dus minstens  $20 \Omega$  moeten zijn. We nemen hier de bovenste van toelaatbare grenzen, daar de overige

weerstanden de totale weerstand toch iets kleiner doen zijn, daar deze parallel aan  $R_1$  staan. Het meetbereik moet in de getekende stand van de schakelaar 25 maal groter zijn dan indien de schakelaar geheel rechts staat. Bij een stand van de schakelaar in de middelste stand moet het meetbereik 5 maal ver-groot worden.

In de getekende stand moet  $\frac{1}{25}$  deel van de totaalstroom door de meter en  $\frac{24}{25}$  deel door de shunt  $R_1$  gaan. De shuntweerstand moet dus 24 maal kleiner zijn dan de weerstand die in de metertak voorkomt, dus:

$$R_1 = \frac{1}{24}(R_m + R_2 + R_3) \text{ of } 20 = \frac{1}{24}(100 + R_2 + R_3) \dots\dots (a)$$

In de middelste stand van de schakelaar moet  $\frac{1}{5}$  deel van de stroom door de meter en  $\frac{4}{5}$  deel door de shunt gaan.  $R_1 + R_2$  is dus  $\frac{1}{4}$  deel van  $R_m + R_3$ .

$$R_1 + R_2 = \frac{1}{4}(R_m + R_3) \text{ of } 20 + R_2 = \frac{1}{4}(100 + R_3) \dots\dots\dots (b)$$

Uit de vergelijking (b) volgt:  $R_2 = \frac{1}{4}(100 + R_3) - 20$

$$R_2 = 25 + \frac{1}{4}R_3 - 20 = 5 + \frac{1}{4}R_3 \dots\dots\dots (c)$$

Dit gesubstitueerd in (a) geeft:

$$20 = \frac{1}{24}\left(100 + 5 + \frac{1}{4}R_3 + R_3\right) \quad 480 = 105 + \frac{5}{4}R_3$$

$$375 = \frac{5}{4}R_3 \quad R_3 = 300 \Omega.$$

Deze waarde van  $R_3$  ingevuld is (c) geeft:  $R_2 = 5 + \frac{1}{4} \times R_3 = 80 \Omega$ .

In de ongunstigste stand ten aanzien van de overgangsweerstanden staat  $R_1$  parallel aan de serieschakeling van  $R_2, R_3$  en  $R_m$ . De vervangingsweerstand is nu:

$$R_v = \frac{R_1(R_2+R_3+R_m)}{R_1+ R_2+ R_3+R_m} = \frac{20(80+300+100)}{20+80+300+100} = \frac{20 \times 480}{500} = 19,4 \Omega.$$

We zien dat deze weerstand nu voldoende groot is. Hadden we ter vergroting van het meetbereik met 25 zonder meer een shunt parallel aan de meter geschakeld, dan moet deze weerstand  $\frac{1}{24}$  van de meterweerstand zijn, dus  $\frac{100}{24} = 4,16 \Omega$ . In dit geval hebben de contactweerstand natuurlijk veel meer invloed.

#### 1.4. De draaispoelmeter als spanningsmeter

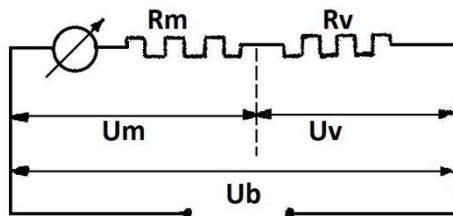


Fig. 1,14. Voltmeter met voorschakelweerstand.

Tussen de draaispoelampèremeter en de draaispoelvoltmeter is in principe geen verschil. Een praktisch verschil is echter dat de ampèremeter een kleinere weerstand bezit dan de voltmeter. Naarmate de voltmeter nauwkeuriger meetresultaten moet leveren, moet de meterweerstand groter zijn. Dat wil zeggen dat naarmate de meterkwaliteit groter is, de meter een kleinere stroom aan de keten zal onttrekken. Daar de stroom uiteindelijk het bewegen van het spoeltje tot gevolg heeft, zal het instrument gevoeliger moeten zijn.

Daar het betrekkelijk moeilijk is het spoeltje zo samen te stellen dat de meter voldoende weerstand heeft, vormt men de grote weerstand in de metertak door een grote weerstand in serie met het draaispoelinstrument op te nemen. Men voorziet de draaispoelvoltmeter van een voorschakelweerstand  $R_v$  (zie fig. 1,14). Wensen we de draaispoelvoltmeter geschikt te maken voor het meten van een spanning  $U_t$ , terwijl de meterweerstand  $R_m$  is, dan volgt uit fig. 1,14 dat de spanning  $U_t$  zich verdeelt over de voorschakelweerstand  $U_v$  en over de meter  $U_m$ . Dus  $U_t = U_v + U_m$ . Door meter en voorschakelweerstand vloeit een stroom  $I$ . Mag de meter een maximale spanning  $U_m$  hebben, dan moet over de voorschakelweerstand een spanning  $U_v = U_t - U_m$  vallen. veronderstellen we verder dat de te meten spanning  $x$  maal zo groot is als de maximale spanning die de meter aan kan wijzen, dan is  $U_t = xU_m$ . Nu wordt  $U_v = xU_m - U_m = (x - 1)U_m$ . Daar  $U_v = I \times R_v$  en  $U_m = I \times R_m$  is, wordt de laatste uitdrukking  $I \times R_v = (x - 1)I \times R_m$ . Na deling door  $I$  verkrijgen we de waarde van de voorschakelweerstand, indien het meetbereik  $x$  maal vergroot moet worden. Dus  $R_v = (x - 1)R_m$ . Het is ook mogelijk de draaispoelvoltmeter voor meer meetbereiken uit te voeren, door meer voorschakelweerstand op te nemen die wederom ingeschakeld kunnen worden door een schakelaar. De contactweerstand die nu door de schakelaar gevormd worden, hebben bij de voltmeter nagenoeg geen invloed op de meting, daar deze contactweerstand serie staan met de grote voorschakelweerstand. De voorschakelweerstand kunnen weer op verschillende wijze uitgevoerd worden (zie fig. 1,15a en b). In de handel zijn de zogenaamde universele stroom- en spanningsmeters te verkrijgen. Dit zijn meters die zo zijn ingericht dat zowel stromen als spanningen gemeten kunnen worden. Dit instrument is voorzien van voorschakelweerstand voor het geval dat de meters als spanningsmeter wordt gebruikt en shunts voor het geval dat de meter als stroommeter geschakeld wordt. In fig. 1,16 is het principeschema van de schakeling van een gecombineerde stroom- en spanningsmeter weergegeven. De weerstanden  $R_1$  tot en met  $R_5$  zijn de shunts, terwijl de weerstanden  $R_6$  tot en met  $R_{10}$  de voorschakelweerstand zijn. Als de meter als voltmeter wordt gebruikt en de schakelaar  $S_1$  dus op een van de weerstanden  $R_6$  t/m  $R_{10}$  staat, dan staat de schakelaar  $S_2$  op een van de niet verbonden contactpunten  $a$  t/m  $f$ , zodat er geen shunt ingeschakeld is. Bij gebruik van de meter als stroommeter staat de schakelaar  $S_2$  op een van de shuntweerstand  $R_1$  t/m  $R_5$  en schakelaar  $S_1$  op een van de contacten  $g$  t/m  $m$ , die zonder voorschakelweerstand aan de klem  $K_2$  zijn verbonden. Veronderstellen we dat de meter een maximumstroom  $I_m = 500 \mu A$  mag voeren en dat de meterweerstand  $R_m = 125 \Omega$ , dan is de maximaal toelaatbare waarde van de spanning over de meter  $U_m = I_m \times R_m = 500 \cdot 10^{-6} \times 125 = 62,5 \text{ mV}$ . Om de meter verschillende spanningsbereiken te geven moeten verschillende voorschakelweerstand gebruikt worden. Is een bepaalde voorschakelweerstand ingeschakeld, dan moet de aanwijzing van de meter met een zeker getal dat bepaald wordt door de grootte van de voorschakelweerstand, worden vermenigvuldigd om de gemeten spanning te bepalen. Het verdient dus aanbeveling deze omrekening zo gemakkelijk mogelijk te maken.

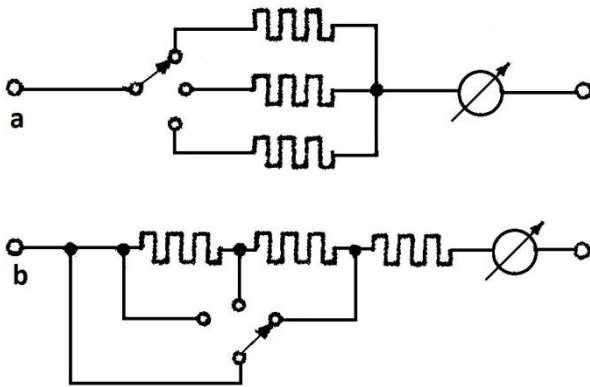


Fig. 1,15. Spanningsmeter met meervoudige shunt.

Daar zeer bruikbare meetbereiken zijn: 0,5, 5, 10, 100, 250 en 500 V moet het eerste spanningsbereik hier 0,5 V worden.

We schakelen daartoe een vaste voorschakelweerstand  $R_v$  voor de meter. Als we deze  $R_v = 875 \Omega$  maken, dan wordt de maximale spanning die we kunnen meten  $U_m = I_m \times (R_m + R_v) = 500 \cdot 10^{-6} \times (125 + 875) = 0,5$  volt.

De voorschakelweerstand die voor de overige bereiken nodig zijn, kunnen we nu berekenen met behulp van de formule:

$R_v = R_t(x - 1)$ , waarbij onder  $R_t$  moet worden verstaan de som van de meterweerstand  $R_m$  en de vaste voorschakelweerstand.

De vergroting van het meetbereik  $x$  om een spanningsbereik te krijgen van 5 V is 10.

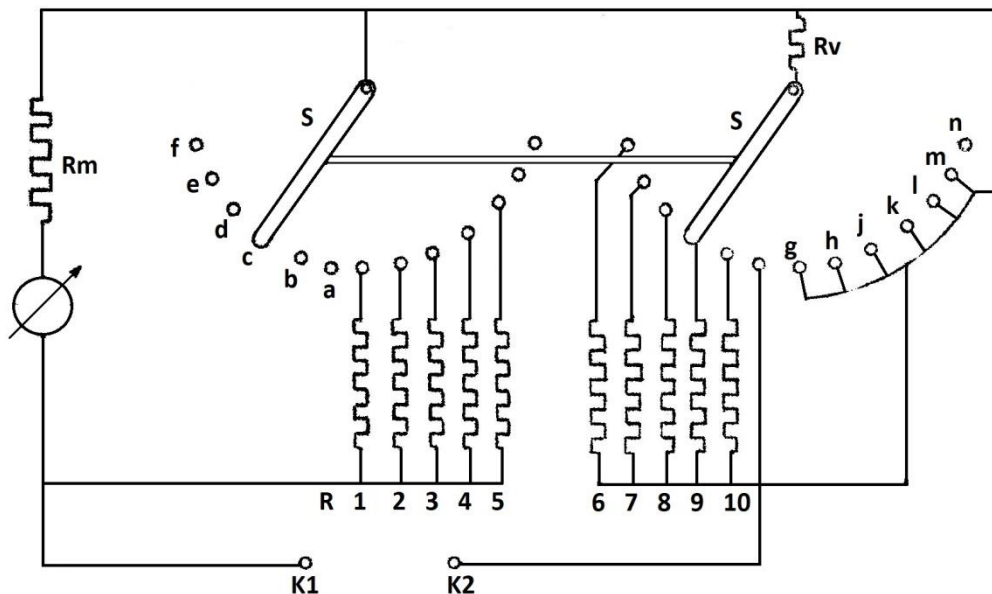


Fig. 1,16. Gecombineerde stroom- en spanningsmeter.

De benodigde voorschakelweerstand  $R_{10}$  is nu:  $R_{10} = (125 + 875)(10 - 1) = 9000 \Omega$ .

Op dezelfde wijze kunnen de andere voorschakelweerstand worden berekend, deze zijn voor het 10-voltsbereik: 19 000  $\Omega$ , voor het 100-voltsbereik: 199 000  $\Omega$ , voor het bereik van 250 V: 499 000  $\Omega$  en voor het bereik van 500 V: 999 000  $\Omega$ . Staat de schakelaar  $S_1$  op g en dus  $S_2$  op a, dan staat de meter op het laagste spanningsbereik, nl. 0,5 V. De benodigde shuntweerstand berekenen we met behulp van de formule  $R_s = \frac{R_m}{x-1}$ . We geven de meter de volgende stroombereiken: 500  $\mu A$ , 1 mA, 5 mA, 25 mA, 50 mA en 100 mA. Voor het bereik van 500  $\mu A$  is geen shunt nodig, de schakelaar staat op n en  $S_2$  staat op 0. De weerstand  $R_5$  voor het bereik van 1 mA moet dan zijn:  $R_5 = \frac{R_m}{x-1} = \frac{125}{2-1} = 125 \Omega$ .

We moeten bedenken dat de voorschakelweerstand  $R_v$  voor stroommetingen is kortgesloten. Voor de bereiken 5, 25, 50 en 100 mA worden de shunts resp.  $R_4 = 13,9 \Omega$ ,  $R_3 = 2,57 \Omega$ ,  $R_2 = 1,26 \Omega$  en  $R_1 = 0,625 \Omega$ .

Oplossingen inzenden van de opgaven MM, nr. 21 t/m 24.



### 1.5. Enkele bijzonderheden betreffende meetinstrumenten

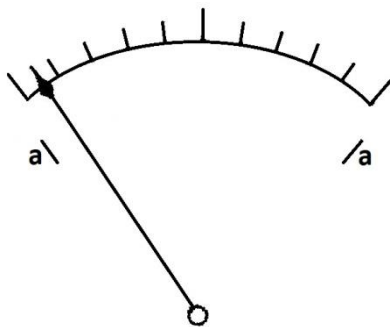
Een belangrijke factor van een meetinstrument voor het meten van spanning is de kwaliteit. Het stroomverbruik van een meter is bepalend voor de juistheid van de spanningsmeting. Daar men de stroomsterkte door de meter zo klein mogelijk wil houden, streeft men ernaar de volle uitslag van de meter te bereiken met een zo klein mogelijk stroomverbruik. De weerstand van de voltmeter moet zo groot mogelijk zijn. De weerstand van de meter is alleen niet voldoende om de kwaliteit van de meter te beoordelen, daar de grootte van de te meten spanning de grootte van de stroom bepaalt. Onder de kwaliteit van de meter verstaat men de weerstand die de meter voor een bepaald spanningsbereik heeft.

Men drukt de kwaliteit van de voltmeter uit in het aantal ohms per volt. Een meter die bij volle uitslag een stroom van  $100 \mu A$  verbruikt en een meterweerstand van  $100 \Omega$  heeft, zal een spanning van  $100 \cdot 10^{-6} \times 100 = 0,01$  volt aan de klemmen nodig hebben om vol uit te slaan. De kwaliteit van de meter is nu  $\frac{100}{0,01} = 10\ 000 \text{ ohm/V}$ . Voor de gangbare spanningsmetingen in de radiotechniek is een kwaliteit van  $2000 \Omega/V$  goed, terwijl een kwaliteit van  $1000 \Omega/V$  als minimum toelaatbaar wordt geacht om een betrouwbare meting uit te voeren.

In sommige gevallen is een nog hogere kwaliteit vereist en komen in de handel draaispoelmeeters met een kwaliteit van  $25\ 000 \Omega/V$  voor. In de sterkstroomtechniek kan men meters met lagere kwaliteit gebruiken bv.  $500 \Omega/V$ .

De richting waarin de wijzer van een draaispoelmeter uitslaat, is afhankelijk van de richting van de stroom door het spoeltje. Om beide stroomrichtingen te kunnen aflezen, plaatst men het nulpunt van de schaal wel in het midden. Aan de einden van de schaal bevinden zich de aanslagen a (fig. 1,17). Stuit de wijzer tegen een der aanslagen, dan is de meter te gevoelig voor de te meten stroom.

bij



Is het nulpunt van de meter aan het begin der schaal geplaatst, dan zal de meter

een bepaalde stroomrichting uitslaan.

Wordt de verkeerde stroomrichting op de meter aangesloten, dan slaat de wijzer direct tegen de linker aanslag a aan (zie fig. 1,17).

In de praktijk is in de meeste gevallen de stroomrichting bekend; om de meter dan direct goed te kunnen aansluiten zijn bij de aansluitklemmen een plus en een minteken geplaatst (fig. 1,18). Bij het plusteken moet de stroom het meetinstrument ingaan en bij het minteken wegvloeien.

Fig. 1,17. Schaalverdeling met aanslagen.

nauwkeurig mogelijk af te lezen, moeten we zorgen dat we loodrecht op de schaal langs de wijzer kijken.

Eenvoudige meters die niet zo grote nauwkeurigheid moeten bezitten, zijn uitgevoerd met een puntwijzer (fig. 1,19a). Is een grote nauwkeurigheid vereist, dan maakt men gebruik van een precisiemeter met meswijzer en spiegelaflezing (zie fig. 1,19b en 1,20).

De punt van de wijzer heeft dan de vorm van een zeer dun mes, echter overal even dun.

De wijzer bevindt zich enkele mm boven de schaalverdeling. Om de uitslag zo



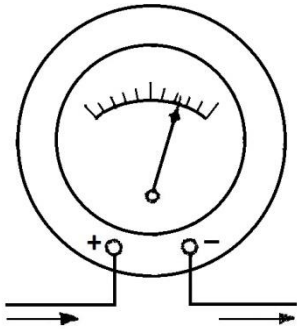


Fig. 1,18. Aanduiding van positieve en negatieve klem van de meter.

Onder deze punt is een cirkelvormig spiegelende strook aangebracht (fig. 1,20).

We plaatsen ons oog zo dat de punt van de wijzer samenvalt met haar spiegelbeeld, we zijn dan zeker dat we loodrecht op de schaal kijken en geen fout in de aflezing maken.



Fig. 1,19. a. Puntwijzer;  
b. Meswijzer.

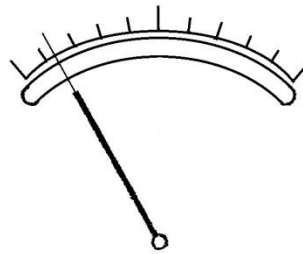


Fig. 1,20. Meswijzer met spiegelaflezing.

Met het gebruik van shunts kunnen we bij stroommeters met draaispoelsysteem het instrument voor verschillende stroombereiken geschikt maken. Een veel gebezigde reeks voor vergroting van het meetbereik in verschillende stappen wordt gevormd met een verhouding 10. Is het gevoeligste bereik van een meetinstrument 1 mA, dan kan de volgende reeks gevormd worden: 1 mA, 10 mA, 100 mA, 1 A, 10 A, enz. het voordeel van deze reeks is dat hierbij 1 schaalindeling kan worden gebruikt. Voor elk ander meetbereik moet de aanwijzing van het instrument met een ander getal vermenigvuldigd worden. Daar dit dan altijd machten van 10 zijn, levert dat geen moeilijkheden op.

Wordt een andere vergroting van het meetbereik (bijvoorbeeld 3) gebruikt, dan is het gemakkelijker het instrument van verschillende schaalindelingen (voor elk bereik één) te voorzien. Ditzelfde geldt voor de spanningsmeter.

We moeten er goed om denken dat bij het meten van een volledig onbekende stroom of spanning het instrument eerst op zijn ongevoeligste stand te plaatsen en bij controle van de aanwijzing zolang een grotere gevoeligheid, dus bij een stroommeter een grotere shunt en bij een spanningsmeter een kleinere voorschakelweerstand in te schakelen, totdat de aanwijzing in het bovenste deel van de schaal valt.

Oplossingen inzenden van de opgaven MM, nr. 25 t/m 30.



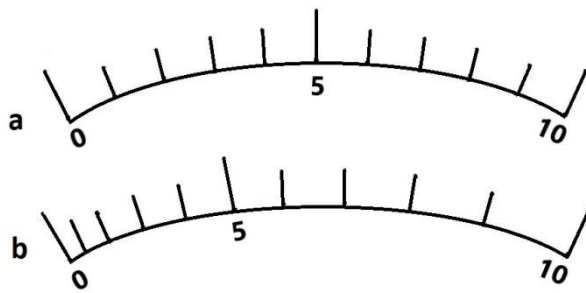


Fig. 1,22. a: Lineaire schaal; b: kwadratische schaal.

ment de oorzaak is dat de snelle wisselingen niet gevolgd kunnen worden, is de uitslag evenredig met de gemiddelde waarde van  $I^2$ .

Uit het voorgaande weten we dat het vermogen dat door een wisselstroom in een weerstand  $R$  wordt ontwikkeld gelijk is aan  $I_{eff}^2 R$ . De uitslag van de wijzer is dus ook evenredig met  $I_{eff}^2$ .

Is de stroom die door de hittedraad vloeit voor te stellen door  $I = \hat{I} \sin \omega t$ , dan is de effectieve waarde van de stroom  $I_{eff} = \frac{\hat{I}}{\sqrt{2}}$  en  $I_{eff}^2 = \left(\frac{\hat{I}}{\sqrt{2}}\right)^2 = \frac{1}{2} \hat{I}^2$ . De uitslag van de wijzer is dus evenredig met het kwadraat van de effectieve waarde van de stroom of wat hetzelfde is, evenredig met het gemiddelde van het kwadraat van de stroom. De uitslag van de wijzer is dus dezelfde als bij een gelijkstroom die even groot is als de effectieve waarde van de wisselstroom.

De hittedraadmeter wordt geijkt in effectieve waarden door een draaispoelmeter in serie met de hittedraadmeter te schakelen en een gelijkstroom door deze serieschakeling te laten vloeien.

Met behulp van voorschakelweerstand kan een hittedraadmeter ook als voltmeter worden gebruikt op dezelfde wijze als bij de draaispoelmeter werd besproken.

Voor nauwkeurige metingen worden ook hier instrumenten gebruikt met meswijzer en spiegelaflezing.

Het gebruik van shunts en voorschakelweerstand zal, zolang het instrument dient voor het meten van wisselstroom of-spanning met lage frequenties (tot ongeveer 1000 Hz), geen moeilijkheden opleveren. Voor het meten van wisselstromen met hogere frequenties moeten we bedenken dat de weerstanden van de hittedraad en shunts afhankelijk zijn van de frequentie en het is mogelijk dat bij verschillende frequenties de verhouding van de weerstanden van meetdraad en shunt zich wijzigt en de meting dus onjuist wordt. Voor hoge frequenties moet er voor worden gezorgd dat de fasehoek van de shunt dezelfde is als die van de meter. (Bij hoge frequenties gaat de zelfinductie van de meetdraad en shunt een rol spelen.) Bij hoge frequenties ( $10^6$  Hz) stuurt men de stroom door een aantal op de omtrek van een cilinder aangebrachte gelijke rechte bandjes en gebruikt men een van deze bandjes als meetdraad.

Een correcte aflezing zal aan het begin der schaal dus het moeilijkst zijn. In fig. 1,22 is ter vergelijking in a een schaalverdeling van een draaispoelmeter en in b een schaalverdeling van een hittedraadmeter weergegeven.

Voor het meten van gelijkstromen is een draaispoelmeter beter geschikt dan een hittedraadmeter, daar deze laatste aan het begin der schaal gemakkelijk onjuiste aflezingen tot gevolg heeft. De hittedraadmeter is voor het meten van wisselstromen geschikt, terwijl de draaispoelmeter hiervoor niet geschikt is. Daar de uitslag van de hittedraadmeter evenredig met  $I^2$ , en de traagheid van het instru-

### 1.7. Thermokoppelinstrumenten

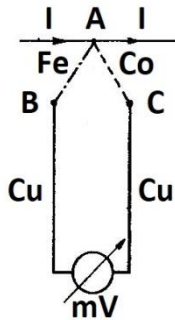


Fig. 1,23.

ning werkzaam is die door het draaispoelinstrument wordt gemeten. De twee aan elkaar gelaste draden Fe en Co noemt men het thermo-element.

De spanning die tussen de punten B en C wordt gemeten, is evenredig met het bovengenoemde temperatuurverschil. De temperatuurverhoging van punt A, dat natuurlijk het temperatuurverschil bepaalt, is evenredig met het vermogen  $I^2R$ , dat in de verhittingsdraad in warmte wordt omgezet. Hieruit volgt dat de aanwijzing van de draaispoelmeter evenredig is met het kwadraat van de stroom en de schaal dus kwadratisch is, evenals die van de hittedraadmeter.

Is de stroom door de verhittingsdraad van een thermokoppelinstrument een wisselstroom, dan wijst ook deze meter de effectieve waarde aan. Het instrument kan met gelijkstroom worden geijkt en kan dus zowel voor gelijkstroom als voor wisselstroom worden gebruikt.

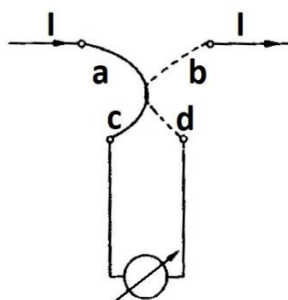


Fig. 1,24 Thermokruis.

De eenvoudigste constructie van een thermo-element is die van het thermokruis volgens fig. 1,24 waarbij twee draden van verschillend materiaal in elkaar zijn gehaakt. De stukken a en b vormen samen de stroomdraad en c en d het thermokoppel.

Daar het op deze wijze gevormde contact niet geheel betrouwbaar is, geeft deze constructie bij nauwkeurige metingen aanleiding tot moeilijkheden.

In vele gevallen is de verhittingsdraad uit één materiaal gemaakt en het thermo-element daarop gedrukt of gesoldeerd. Men heeft dan tevens meer vrijheid in de keuze der materialen voor het thermo-element en de verhittingsdraad.

Soms kan het directe contact dat op deze wijze gevormd wordt tussen de wisselstroomketen waar de verhittingsdraad deel van uitmaakt aanleiding geven tot storende effecten, daar het mogelijk is dat een wisselstroompje door de meterkring gaat vloeien en de meting onzuiver wordt. We moeten bedenken dat ten gevolge van de te meten stroom een spanning wordt ontwikkeld over de las, daar hierin altijd een zekere weerstand voorkomt. Om dit bezwaar te voorkomen, wordt de verhittingsdraad door een glaspareltje van het thermo-element geïsoleerd (zie fig. 1,25).

Het warmtecontact is op deze wijze echter minder goed, zodat de gevoeligheid kleiner wordt. De temperatuurverhoging van de verhittingsdraad ligt meestal tussen  $100^{\circ}$  en  $300^{\circ}$  C voor volle uitslag van het meetinstrument. De thermospanning is dan 5 á 10 mV.

Naarmate de verhittingsdraad dunner is, is de temperatuurverhoging groter bij een zelfde stroom en is de gevoeligheid van het instrument groter. Voor zeer gevoelige thermokoppels is de draaddikte minder dan  $10\ \mu$ .

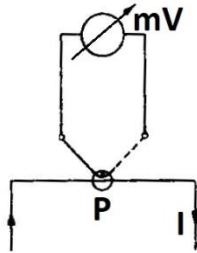


Fig. 1,25. Geïsoleerd thermokoppel. P: parel van isolatiemateriaal.

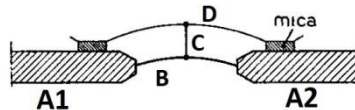


Fig. 1,26. Thermokoppel met temperatuurcompensatie.

Om de afkoeling door de omringende lucht te voorkomen, wordt het thermokoppel in vacuüm ingesmolten. Deze vacuüm thermo-elementen worden uitgevoerd voor stroombereiken van 1 tot 100 mA. Het eigen verbruik is 1 tot 10 mW. Voor stromen boven 100 mA is het niet nodig het thermokoppel in vacuüm in te smelten.

Bij thermokoppels voor grote stromen wordt dikwijls de constructie volgens fig. 1,26 toegepast.

De stroom wordt toegevoerd door twee koperen staven  $A_1$  en  $A_2$ . Het verhittingselement B is uitgevoerd in de vorm van een bandje. In het midden van dit bandje is het thermo-element C bestaande uit een deel ijzer en een deel constantaan geïsoleerd aangebracht. In de figuur liggen de beide draden van constantaan en ijzer achter elkaar.

De einden van het thermo-element zijn gelast aan twee naast elkaar gelegen koperen bandjes D. Deze koperen bandjes zijn zo aangebracht dat ze goed warmtecontact hebben met de koperen staven, dit wil zeggen, dat de warmte van de koperen staven gemakkelijk geleid wordt naar de koperen bandjes. Er mag echter geen elektrisch contact tussen de koperen bandjes en de staven  $A_1$  en  $A_2$  zijn. Vandaar dat hier mica-isolatie is aangebracht. De in de las van B op C opgewekte thermospanning wordt gemeten door tussen de koperen bandjes D een draaispoelmeter aan te sluiten.

Bij grote stromen wordt de temperatuur van de staven  $A_1$  en  $A_2$  langzaam hoger ten gevolge van de in de verhittingsdraad ontwikkelde warmte. Hierdoor zal de temperatuur van de las van het thermokoppel langzaam stijgen, daar een deel van de ontwikkelde warmte naar de koperen staven wordt afgevoerd. Door de langzame stijging van de temperatuur van de las zal de uitslag van de wijzer kruipend zijn. De bandjes D worden nu zo uitgevoerd dat ze door de temperatuurstijging van de staven op dezelfde wijze warmer worden als de verhittingsdraad B, zodat het verschil in temperatuur in de las van het thermokoppel constant blijft. Op deze wijze wordt bereikt dat veranderingen in de omgevingstemperatuur of temperatuurverschillen tussen de staven nagenoeg geen effect hebben op de meting, daar deze vlug worden gecompenseerd.

Deze lucht thermokoppels worden geconstrueerd voor stromen tot 100 A bij een eigen verbruik van 0,1 tot 10 W. Het laagste spanningsbereik dat met thermokoppels in voltmeters kan worden bereikt is ongeveer 1 V. Hogere spanningen kunnen gemeten worden met gebruik van voorschakelweerstand.

1.7. Thermokoppelinstrumenten (vervolg)

Zoals in het voorgaande reeds werd opgemerkt, is de verhittingsdraad bij gevoelige thermokoppelinstrumenten zeer dun. Dit brengt met zich mee dat een thermokoppel geen grote overbelasting kan verdragen. Bij een stroom die slechts weinig groter is dan die waarvoor het instrument is bestemd, is het gevaar reeds groot dat de draad doorbrandt. Bij het gebruik van thermokoppels is dus uiterste voorzichtigheid vereist. Een voordeel van de thermokoppelinstrumenten is dat deze ook geschikt zijn voor metingen met hoge frequenties. Om dit instrument te ijken, stuurt men een gelijkstroom door de meter. Daar de las van de draden plaatselijk altijd een hogere weerstand veroorzaakt, valt dus ook een kleine gelijkspanning over de las. Dank zij deze spanningsval hangt de uitslag van de meter af van de richting waarin de gelijkstroom vloeit (deze spanningsval zal, afhankelijk van de richting der gelijkstroom, de thermospanning tegen- of meewerken). De op deze wijze ontstane fout kan men corrigeren door bij de ijking het gemiddelde te nemen van de uitslagen voor beide stroomrichtingen. De temperatuur van de warme las hangt enigszins af van de stroomrichting. Als twee draden van verschillende metalen aan beide einden met elkaar zijn verbonden en de temperatuur van de ene verbindingsplaats is hoger dan die van de andere, dan vloeit er een bepaalde gelijkstroom. Door het vloeien van deze ge-

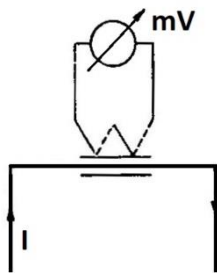


Fig. 1,27. Geïsoleerd tweevoudig thermokoppel.

lijkstroom wordt de warme verbindingsplaats iets afgekoeld en de koude iets verwarmd. Dit verschijnsel wordt het Peltier-effect genoemd. Door dit verschijnsel hangt de aanwijzing van het instrument dus af van de richting van de stroom die er optreedt. Bij wisselstroom verandert de uitslag niet. Dit bezwaar treedt niet op als de verhittingsdraad en het thermokoppel elektrisch van elkaar zijn geïsoleerd. De warmtegeleiding kan dan door een verbinding met kit verzorgd worden (fig. 1,27). Om de thermospanning te vergroten kan men twee of meer thermo-elementen in serie schakelen. In fig. 1,27 is een tweevoudig thermokoppel weergegeven.

1.8. Weekijzerinstrumenten

De weekijzerinstrumenten berusten op de aantrekkende werking die een magneet uitoefent op een stukje weekijzer. In fig. 1,28 is het principe van een weekijzerinstrument aangegeven.

Binnen een ronde spoel  $S$  is een gebogen stukje weekijzer  $V$  vast opgesteld. Een kleiner plaatje weekijzer  $D$  wordt, bevestigd aan een draaibaar asje, binnen het vaste stukje weekijzer opgesteld. Aan het asje is de wijzer van het instrument verbonden.

De te meten stroom wordt door de spoel gestuurd. Door deze stroom wordt een magnetische flux in de spoel opgebouwd. Deze magnetische flux heeft tot gevolg dat de stukjes weekijzer magnetisch worden. Dank zij de vorm van de weekijzeren plaatjes ontwikkelt zich tussen de plaatjes een kracht die een kleine draaiing veroorzaakt van het plaatje  $D$  en het asje. Naarmate de stroom door de spoel, en dus ook de magnetische flux groter is, zal het asje meer gedraaid worden en de wijzer dus ook een grotere stroomwaarde aanwijzen.

Door het draaien van het asje wordt een spiraalveer gespannen. De uitslag van de wijzer wordt zo groot, tot de kracht die door de magnetische flux wordt teweeg gebracht evenwicht maakt met de spanning van de spiraalveer. Daar de kracht die tussen de weekijzeren plaatjes ontstaat evenredig is met het kwadraat van de flux en de stroom, zal de schaalverdeling in principe kwadratisch zijn. De tegenwerkende kracht van de spiraalveer is echter evenredig met de uitwijking van het draaibare stukje weekijzer. Dit heeft tot gevolg dat de schaalverdeling afwijkt van de kwadratische schaalverdeling.

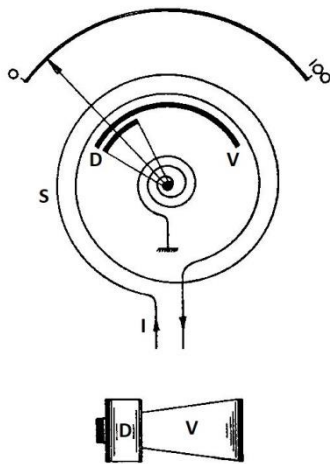


Fig. 1,28. Principe van weekijzerinstrument met twee plaatjes.

de schaalverdeling kan een meer lineair karakter gegeven worden door de weekijzeren plaatjes een bepaalde vorm te geven. In fig. 1,29 is de constructie van dit metertype meer in bijzonderheden weergegeven.

De plaatjes zijn gemaakt van een speciaal soort ijzer dat een geringe hysteresis heeft. Bij omkering van de stroomrichting wisselen de magneetpolen eveneens van plaats.

De kracht tussen de plaatjes wordt hierdoor echter niet beïnvloed. Dit wil zeggen, dat het weekijzerinstrument ook geschikt is voor het meten van wisselstromen.

Evenals de hittedraad- en thermokoppelinstrumenten wijst het weekijzer instrument de effectieve waarde aan.

Het weekijzerinstrument moet van een kunstmatige demping worden voorzien. Bij gebruik van dit instrument zou de wijzer niet snel op de aanwijsstand tot rust komen. Om de wijzer rustig naar de aanwijsstand te doen uitslaan en direct daar tot rust te doen komen, wordt de meter voorzien van een dempingskamer en -vleugel. Op de as wordt een vleugeltje (3 in fig. 1,29) bevestigd. Dit vleugeltje wordt in een dempingskamer 4 opgesteld. Deze vleugel past nauwkeurig in de kamer. Bij beweging van de vleugel wordt de lucht aan een zijde van de vleugel samengedrukt en aan de andere zijde ontstaat een onderdruk, de vleugel en daarmee ook de as met wijzer worden in hun beweging geremd. Het verschil in luchtdruk kan zich slechts langzaam vereffenen, daar tussen vleugel en kamer een zeer kleine luchtspleet is opengelaten.

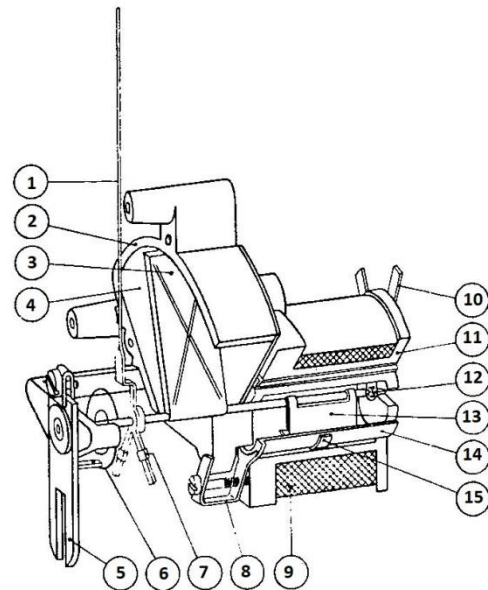


Fig. 1,29. Weekijzerinstrument met twee ijzeren plaatjes; 1: wijzer; 2: frame; 3: dempingsvleugel; 4: dempingskamer; 5: correctieverspanner; 6: spiraalveer; 7: balanceergewicht; 8: instelbeugel van de bus; 9: draadwikkeling; 10: aansluitlip; 11: spoelkoker; 12: steenschroef; 13: draaiend weekijzer; 14: bus; 15: vaststaand weekijzer.

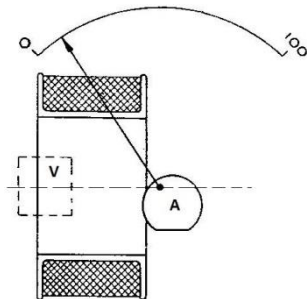
1.8. Weekijzerinstrumenten (vervolg)

Fig. 1,30. Weekijzerinstrument met platte spoel en een ijzeren plaatje. A: draaibaar ijzeren schijfje; V: verstelbaar ijzeren kern.

Een ander type weekijzerinstrument is in fig. 1,30 weergegeven. Dit bestaat uit een platte spoel waarbij een draaibaar schijfvormig stukje weekijzer A is opgesteld. Door het magnetisch veld, dat door de te meten stroom wordt opgewekt, wordt het stukje weekijzer meer of minder in de spoel getrokken. Hierdoor wordt de wijzer langs de schaalverdeling bewogen. Door het stukje weekijzer anders op te stellen, kan de aard van de schaalverdeling op ruime wijze worden beïnvloed. Om het instrument te kunnen afregelen, wordt meestal nog een verstelbare kern V aangebracht.

Weekijzerinstrumenten kunnen uitgevoerd worden als voltmeter en als ampèremeter. De voltmeter wordt dan uitgevoerd met grote weerstand en de ampèremeter met kleine weerstand. Shunts en voorschakelweerstand zijn bij de weekijzerinstrumenten niet bruikbaar.

Door de grote zelfinductie van de spoel zijn de stroom door de meter en de spanning aan de klemmen van de meter niet met elkaar in fase. Deze faseverschuiving is voor elke frequentie weer anders, vooral als shunts of voorschakelweerstand zouden worden gebruikt. Weekijzerinstrumenten zijn voor wisselstroommetingen alleen bij lage frequenties (tot ongeveer 1000 Hz) te gebruiken. Bij hoge frequenties is de impedantie van de spoel te groot.

Stroommeters worden uitgevoerd van 15 mA tot 500 A met een eigen verbruik van 1 Watt. Spanningsmeters worden uitgevoerd van 3 V tot 1000 V met een eigen verbruik van 10 Watt (alles bij volle uitslag). Het eigen verbruik van de weekijzerinstrumenten is vergeleken met de andere instrumenten vrij groot. Deze instrumenten kunnen worden gemaakt met een nauwkeurigheid van 0,2 %.

Bij stroommeters kan door de warmte-ontwikkeling, veroorzaakt door het eigen verbruik van de meter, de stijfheid van de veren veranderen waardoor een kleine fout in de aanwijzing kan ontstaan.

Bij spanningsmeters is het eigen verbruik, dus ook de ontwikkelde warmte, in het algemeen veel groter dan bij de stroommeters. Door deze warmte-ontwikkeling kan de weerstand van de spoel toenemen. Dit effect wordt gecompenseerd door een weerstand van manganindraad voor te schakelen. Deze manganinweerstand heeft een zogenaamde negatieve temperatuurscoëfficiënt, dit wil zeggen, dat bij toenemende temperatuur de weerstand afneemt. Op deze wijze kan de temperatuurstijging van de spoel worden gecompenseerd.

1.9. Elektrodynamische instrumenten

Het principe van de elektrodynamische instrumenten berust op de kracht die twee stroomvoerende spoelen op elkaar uitoefenen. In fig. 1,31 is de spoel v vast opgesteld, terwijl de spoel d draaibaar is opgesteld. Voeren de spoelen een stroom, dan zal op de spoel d een draaiend koppel werken. Bij een bepaalde stand van de spoel d zal deze spoel een hoek  $\alpha$  vormen met de spoel v en bij verandering van de stromen door de spoelen zal hoek  $\alpha$  veranderen.

Bij verandering van de hoek  $\alpha$  tussen bepaalde grenzen is het koppel dat op de spoel werkt evenredig met de stromen door de spoelen.



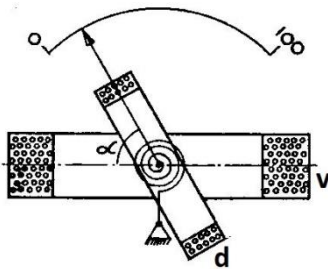


Fig. 1,31. Principe van een elektro-dynamisch instrument.

vloeit. Hieruit zou volgen dat de schaalverdeling kwadratisch is. Daar het draaiend koppel echter afhankelijk is van de grootte van de hoek  $\alpha$  die het draaibaar spoeltje reeds maakt met de vaste spoel, zal de schaalverdeling van de kwadratische afwijken. Door een juiste constructie van de spoelen kan men zorgen dat de schaalverdeling nagenoeg lineair wordt.

Bij gebruik van deze meter voor wisselspanning of wisselstroom is de uitslag evenredig met het gemiddelde kwadraat van de stroom of spanning. Dit type wijst dus ook de effectieve waarde aan.

Deze instrumenten moet ook voorzien worden van een dempingsinrichting. Op de as wordt dan weer een vleugel bevestigd die bewogen wordt in een nauwsluitende dempingskamer.

We kunnen drie typen elektro-dynamische instrumenten onderscheiden, namelijk:

1. instrumenten zonder ijzer in het veld;
2. instrumenten met ijzer in het veld;
3. afgeschermd instrumenten.

Bij de instrumenten van het 1<sup>e</sup> type, dus zonder ijzer in het magnetisch veld, is het magnetisch veld betrekkelijk zwak. Het gevolg hiervan is dat de invloed van magnetische velden die in de omgeving van het instrument aanwezig zijn, vrij groot is. Door deze uitwendig storende velden kan een foutieve aanwijzing van het instrument ontstaan. Bij het gebruik van deze instrumenten moet men er dus om denken dat het instrument doelmatig wordt opgesteld, vooral niet te dicht bij ijzer, permanente magneten of spoelen waar wisselstromen door vloeien die dezelfde frequentie hebben als de wisselstroom die door de meter vloeit. Deze typen meters ondervinden echter geen storende effecten ten gevolge van de hysteresis van ijzeren onderdelen die zich in het veld bevinden. Op deze wijze kunnen de zogenaamde precisie-instrumenten (instrumenten met een grote mate van nauwkeurigheid) worden uitgevoerd. De nauwkeurigheid van dit type instrument zonder ijzer kan tot 0,2 % worden opgevoerd.

Om de invloed van de uitwendige velden op te heffen, past men veelal de zogenaamde astatische constructie toe. Een astatisch stelsel vormt men door twee gelijke stellingen spoelen boven elkaar te plaatsen met een gemeenschappelijke as met wijzer. De stroom laat men in beide spoelstellen in tegengestelde richting vloeien. De invloed van de uitwendige velden op de afzonderlijke spoelstellen zullen elkaar nu opheffen.

Bij instrumenten van het 2<sup>e</sup> type is ijzer in het veld van de spoelen aangebracht waardoor een sterk magnetisch veld wordt ontwikkeld. De uitwendige velden hebben dan veel minder invloed op het sterke veld van het meetinstrument.

De spoelen trachten zich zo te plaatsen dat hun magnetische velden dezelfde richting hebben. De spiraalveer voorkomt dit echter. Bij bepaalde stromen door de spoelen draait de spoel d zo ver, dat het draaiend koppel evenwicht maakt met het tegenwerkende koppel dat de veer uitoefent. Daar het koppel niet van richting verandert als de stroomrichting in beide spoelen verandert, zijn de elektro-dynamische instrumenten in principe geschikt voor gelijk- en wisselstroommetingen.

Bij stroom- of spanningsmeters worden de beide spoelen in serie geschakeld. Het koppel dat op de draaibare spoel wordt uitgeoefend, is dan evenredig met het kwadraat van de stroom die door de spoelen

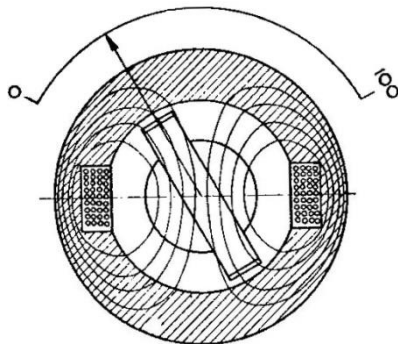


Fig. 1,32. Elektrodynamisch instrument met ijzercircuit.

In fig. 1,32 is de constructie van dit type met ringvormig ijzercircuit weergegeven. Het verloop van de magnetische inductie, veroorzaakt door de stroom in de vaste spoel, is door enkele lijnen weergegeven. Op deze wijze bereikt men een magnetisch veld waarin de draaibare spoel zich bevindt dat minstens 10 maal zo groot is als bij het instrument zonder ijzer. Met deze instrumenten kan hoogstens een nauwkeurigheid bereikt worden van 0,5 %.

De instrumenten van het 3<sup>e</sup> type zijn voorzien van een ijzeren scherm om de beide spoelen omzdoende de uitwendige magnetische velden hun storende invloed te ontnemen.

Vergroting van het meetbereik van stroommeters door middel van shunts stuit op verschillende bezwaren. Het instrument gedraagt zich voor wisselstroom niet als een weerstand, doch als een impedantie. De fasehoek van deze impedantie is voor elke frequentie weer anders. Bij verschillende frequenties is dan ook geen constante stroomverdeling door shunt en meter te verkrijgen. Een meting met een redelijke mate van nauwkeurigheid is dan ook niet uit te voeren als de meter van shunts zou zijn voorzien.

Verder is in verband met de vrij hoge spanning die de meter nodig heeft, het vermogen dat in de shunt in warmte wordt omgezet, zeer groot. Zo heeft een stroommeter waarbij voor volle uitslag een spanning 5 V tussen de klemmen nodig is bij een stroom van 100 A door de shunt, een verbruik van 500 Watt.

Bij spanningsmeter kan het meetbereik binnen zekere grenzen worden verhoogd door voorschakelweerstand op te nemen. Hier worden de mogelijkheden al spoedig begrensd door de grote warmte-ontwikkeling in de voorschakelweerstand.

Met een elektrodynamisch instrument is het dus niet mogelijk meerdere meetbereiken te bestrijken en heeft men voor elk meetbereik een ander instrument nodig.

De enige mogelijkheid om bij een instrument enige wijzigingen in het meetbereik te brengen, is door de vaste spoel te splitsen in twee of drie delen en deze delen dan serie of parallel te schakelen.

Daar de stroom door deze instrumenten in het algemeen groter is dan bij andere typen, kan bij eenzelfde meetbereik de warmte-ontwikkeling in de meter oorzaak zijn van fouten. Door temperatuurverhoging verandert de stijfheid van de veren waaraan de draaibare spoel is bevestigd. Ook de weerstand van de spoelen neemt bij temperatuurverhoging toe. Deze weerstandstoename kan men weer compenseren door een weerstand met negatieve temperatuurscoëfficiënt voor te schakelen.

Bij stroom- en spanningsmeters zonder ijzer is tot ongeveer 500 Hz de aanwijzing vrijwel onafhankelijk van de frequentie. bij hogere frequenties treden bij de spanningsmeters afwijkingen op ten gevolge van de hogere zelfinductie der spoelen.

Bij de instrumenten met ijzer wordt het magnetisch veld, dat door de spoelen wordt opgewekt door de wervelstromen in het ijzer verzwakt. Deze verzwakking neemt bij hogere frequenties toe.

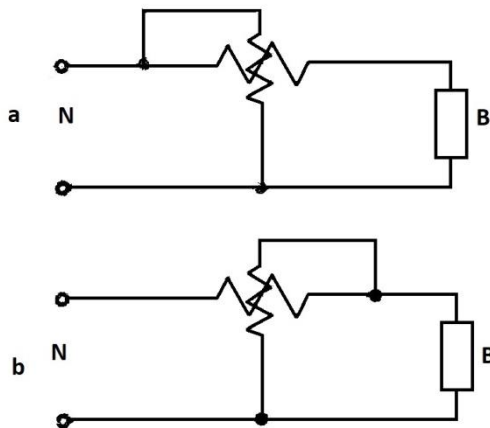


Fig. Fig. 1,33. Twee verschillende schakelingen van de wattmeter. N = net; B = verbruiker.

van het vermogen gemeten moet worden onderling in fase verschoven kunnen zijn, is ook deze faseverschuiving in deze meting verdisconteerd. De aanwijzing van de meter is evenredig met  $I \cdot U \cos \varphi$ . Bij juiste uitvoering van de spoelen en de veertjes, kan de schaalverdeling lineair zijn.

Op twee manieren kan de wattmeter geschakeld worden. In fig. 1,33 zijn beide schakelingen weergegeven. De schakelingen hebben nog enig verschil in de aanwijzing van de meter. In fig. 1,33a is de spanningsspoel direct tussen de klemmen van het net geschakeld en wordt het vermogen gemeten dat het net aan meter en belasting B levert. In fig. 1,33b is de spanningsspoel tussen de klemmen van de belasting geschakeld en wordt het vermogen gemeten dat de belasting opneemt.

Gaan we uit van de gedachte dat aan de klemmen van de schakeling volgens fig. 1,33 een spanning  $U = \hat{U} \sin \omega t$  werkzaam is en een stroom  $I = \hat{I} \sin(\omega t + \varphi)$  aan de schakeling wordt toegevoerd, dan ontstaan in de spoelen veldsterkten evenredig met  $\hat{U}$  en  $\hat{I}$  en met een onderlinge faseverschuiving  $\varphi$ . De kracht, die zich tussen de velden en dus ook tussen de spoelen ontwikkelt, is evenredig met het product van de veldsterkten, dus ook evenredig met het product van stroom en spanning.

$$\text{Dit product is } I \cdot U = \hat{I} \sin(\omega t + \varphi) \times \hat{U} \sin \omega t \text{ of} \\ \hat{I} \hat{U} \sin(\omega t + \varphi) \sin \omega t.$$

Volgens de goniometrie is het product van twee sinusfuncties te herleiden in de som van twee cosinusfuncties:

$$\sin \alpha \sin \beta = \frac{1}{2} \cos(\alpha + \beta) + \frac{1}{2} \cos(\alpha - \beta), \text{ dus:} \\ \sin(\omega t + \varphi) \sin \omega t = \frac{1}{2} \cos(2\omega t + \varphi) + \frac{1}{2} \cos \varphi.$$

Het bovenvermelde product wordt dus:

$$\hat{I} \hat{U} \sin(\omega t + \varphi) \sin \omega t + \frac{1}{2} \hat{I} \hat{U} \cos(2\omega t + \varphi) + \frac{1}{2} \hat{I} \hat{U} \cos \varphi.$$

De eerste term van deze uitkomst geeft een kracht weer die in de frequentie  $2\omega$  van richting wisselt: de gemiddelde waarde hiervan is nul, daar de spoel deze wisselingen niet kan volgen. De tweede term geeft dus de grootte van de kracht aan. We zien, dat de aanwijzing evenredig is met  $\cos \varphi$  en het halve product van stroom en spanningsamplitude. Het product  $\frac{1}{2} \hat{I} \hat{U}$  zouden we ook kunnen vervangen door  $I_{eff} \cdot U_{eff}$ . Hieruit blijkt dus dat de meter het vermogen aangeeft.

Oplossingen inzenden van de opgaven MM, nr. 45 t/m 51.

Het elektrodynamisch instrument is ook te gebruiken als wattmeter. Men sluit het instrument dan zo aan dat de stroom die in de keten vloeit door de ene spoel gaat en dat door de andere spoel een stroom vloeit die evenredig is met de spanning die tussen de meetpunten staat. Gewoonlijk wordt de vaste spoel als stroomspoel en de draaibare spoel als spanningsspoel geschakeld. De uitslag van de meter is evenredig met de gemiddelde waarde van de stroom door de stroomspoel en de stroom door de spanningsspoel, dus ook evenredig met de gemiddelde waarde van de stroom  $I$  door de stroomspoel en de spanning  $U$  door de spanningsspoel. Daar de stroom en de spanning, waar-

1.10. Elektrostatische instrumenten

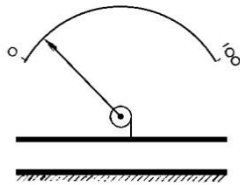


Fig. 1,34. Principe van een elektrostatisch instrument.

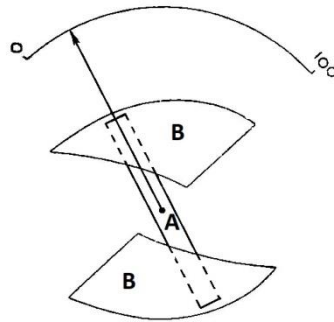


Fig. 1,35. Principe van een elektrostatisch instrument met draaiende vleugel.

Elektrostatische instrumenten berusten op de kracht die twee geladen geleiders op elkaar uitoefenen. In zijn eenvoudigste vorm kan men zich een dergelijk instrument opgebouwd denken uit een condensator die bestaat uit twee vlakke platen. Een der platen is dan vast opgesteld en de andere beweeglijk (zie fig. 1,34). Deze laatste plaat is aan een veer bevestigd die de plaat op zijn plaats tracht te houden. De beweging van deze plaat wordt op een wijzer overgebracht. Bezit de condensator een lading, dan trekken de platen elkaar aan met een kracht die evenredig is met het kwadraat van de spanning. De verplaatsing van de beweeglijke plaat en de wijzer zal dus nagenoeg evenredig met het kwadraat van de spanning zijn. De schaalverdeling is dus nagenoeg kwadratisch. Bij het omkeren van de spanningsrichting blijft de aantrekkende kracht tussen de platen bestaan (het kwadraat van de spanning is altijd positief en keert dus niet om van teken). Het instrument is dus geschikt zowel voor wisselspanning als voor gelijkspanning. Is het instrument geijkt met gelijkspanning, dan geldt de verkregen schaalverdeling ook voor de effectieve waarde van de wisselspanning. In fig. 1,35 is het principe aangegeven van een elektrostatische voltmeter met een meetbereik van 100 á 1000 volt. De vleugel A is aan een band opgehangen en de platen B zijn geleidend met elkaar verbonden. Wordt tussen de vleugel en de platen een spanning aangelegd, dan wordt de vleugel tussen de platen getrokken. Naarmate de spanning tussen de vleugel en platen groter is, zal de kracht waarmee de vleugel tussen de platen wordt getrokken groter zijn. De vleugel draait totdat de aantrekkende kracht van de platen evenwicht maakt met de torsiekracht in de band waarmee de vleugel is opgehangen. De vorm van de platen heeft grote invloed op de aard van de schaalverdeling en het is mogelijk de vorm zo te maken dat de schaalverdeling nagenoeg lineair wordt. Daar de elektrische kracht die op de vleugel werkt zeer klein is, moet zeer grote zorg aan de lagers voor de as der wijzers besteed worden.

ing van de beweeglijke plaat en de wijzer zal dus nagenoeg evenredig met het kwadraat van de spanning zijn. De schaalverdeling is dus nagenoeg kwadratisch. Bij het omkeren van de spanningsrichting blijft de aantrekkende kracht tussen de platen bestaan (het kwadraat van de spanning is altijd positief en keert dus niet om van teken). Het instrument is dus geschikt zowel voor wisselspanning als voor gelijkspanning. Is het instrument geijkt met gelijkspanning, dan geldt de verkregen schaalverdeling ook voor de effectieve waarde van de wisselspanning. In fig. 1,35 is het principe aangegeven van een elektrostatische voltmeter met een meetbereik van 100 á 1000 volt. De vleugel A is aan een band opgehangen en de platen B zijn geleidend met elkaar verbonden. Wordt tussen de vleugel en de platen een spanning aangelegd, dan wordt de vleugel tussen de platen getrokken. Naarmate de spanning tussen de vleugel en platen groter is, zal de kracht waarmee de vleugel tussen de platen wordt getrokken groter zijn. De vleugel draait totdat de aantrekkende kracht van de platen evenwicht maakt met de torsiekracht in de band waarmee de vleugel is opgehangen. De vorm van de platen heeft grote invloed op de aard van de schaalverdeling en het is mogelijk de vorm zo te maken dat de schaalverdeling nagenoeg lineair wordt. Daar de elektrische kracht die op de vleugel werkt zeer klein is, moet zeer grote zorg aan de lagers voor de as der wijzers besteed worden.

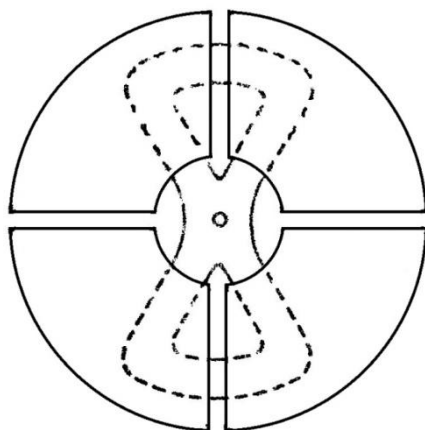


Fig. 1,36. Kwadrant elektrometer.

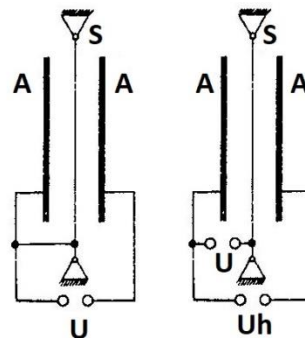


Fig. 1,37. Snaarinstrument.

In het algemeen is het toepassen van puntlagers niet gewenst. Slechts voor hoge spanningen boven  $10^3$  volt kunnen puntlagers met wijzer worden toegepast. Een elektrostatisch instrument dat alleen voor laboratoriumdoeleinden kan worden toegepast, is de kwadrant-elektrometer. Dit type bestaat uit een in vier kwadranten verdeelde koperen doos (fig. 1,36). De overstaande kwadranten zijn geleidend

met elkaar verbonden. Aan een of twee draden is een vleugel, bestaande uit dun aluminium opgehangen. De vleugel wordt aan een hoge spanning gelegd en de te meten spanning wordt tussen twee paren kwadranten aangelegd. Door het potentiaalverschil tussen de kwadranten wordt op de vleugel een draaiende kracht uitgeoefend. De draaiing van de vleugel en de uitslag van de wijzer is evenredig met de spanning tussen kwadrantparen. Door een zorgvuldige constructie, een lichte vleugel, een hoge spanning van de vleugel en spiegelaflezing, is het instrument zeer gevoelig te maken. Het is echter ook zeer kwetsbaar en dus niet geschikt voor gebruik buiten het laboratorium.

Zeer handelbare instrumenten met een behoorlijke gevoeligheid zijn de snaargalvanometers. Deze bestaat uit een tussen twee platen A (fig. 1,37) gespannen kwartssnaar S die gemetalliseerd is. Wordt dit type gebruikt zoals in fig. 1,37 is weergegeven, dan krijgt de snaar een uitwijking die met de microscoop of door projectie op een schaal kan worden afgelezen.

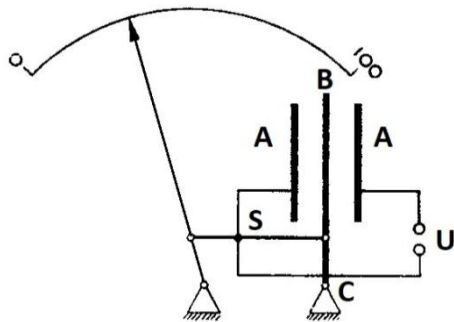


Fig. 1,38. Elektrostatistische voltmeter met bewegende plaat.

trostatistische instrumenten van het principe volgens fig. 1,38 worden gebruikt. De plaat B kan om een vast punt C draaien tussen twee vaste platen A. De draaiende beweging van plaat B wordt op een wijzer overgebracht. De te meten spanning  $U$  wordt aangelegd tussen een van de vaste platen en de beweeglijke. De beweeglijke plaat is geleidend met de andere vaste plaat verbonden. Het eigen verbruik van de elektrostatistische instrumenten is vrij gering. Bij gelijkspanning wordt de kwaliteit bepaald door de kwaliteit van de isolatie. Bij wisselspanning wordt de kwaliteit bepaald door de capacatieve stroom. Deze stroom is echter gering, daar de capaciteit klein is. De meters zijn bruikbaar tot een frequentie van ongeveer  $10^7$  Hz. De elektrische krachten die bij deze instrumenten worden ontwikkeld, zijn zeer klein. Het koppel dat op de wijzer werkt, is veel kleiner dan bij andere instrumenten. Er worden dus hoge eisen gesteld aan de mechanische constructie. Een grotere nauwkeurigheid dan 0,2 % is moeilijk te verwerken. De aanwijzing van deze instrumenten is onafhankelijk van de frequentie, dus ook van de vorm van de spanning die er op wordt aangesloten. Als de meter met gelijkspanning is geijkt, dan wordt de effectieve waarde van een wisselspanning aangegeven. Is de aangesloten spanning niet sinusvormig, dan wordt eveneens de effectieve waarde daarvan aangegeven. In verband met het kleine koppel dat in het instrument werkzaam is, moet het instrument niet opgesteld worden in een uitwendig elektrisch veld waardoor de meting zou kunnen worden beïnvloed.

We zien in de figuur dat de kwartssnaar geleidend met een der platen is verbonden en dat de te meten spanning tussen de platen wordt aangesloten. Op deze wijze is het mogelijk een spanning van enkele volts af te lezen.

Gebruikt men het instrument zoals in fig. 1,37b is weergegeven, d.w.z.: men sluit tussen de platen een constante hoge hulpspanning  $U_h$  aan en de te meten spanning  $U$  tussen een der platen en de snaar, dan wordt evenals bij de kwadrantelektrometer de gevoeligheid veel groter en kan een spanning van de grootte van 1 mV worden gemeten. Voor hoge spanningen, boven 1000 V, kunnen elek-

### 1.11. Instrumenten met spiegelaflezing

Het bewegende deel van een meetinstrument ondervindt een kracht (veelal een koppel), afhankelijk van de toegevoerde stroom of spanning. Wil deze kracht het beweeglijke deel in beweging brengen, dan moet de wrijving in de lagers of de ophangdraad worden overwonnen. Bij zeer kleine stromen of spanningen is het bewegend koppel ook klein en kan de optredende wrijving een fout in de aanwijzing veroorzaken. Moet een meetinstrument een grote gevoeligheid hebben (dat wil zeggen, kleine stromen of spanningen kunnen meten), dan kan dit niet worden uitgevoerd met puntlagers, daar hiervan de wrijving te groot is. Bij zeer gevoelige instrumenten wordt het draaibare gedeelte aan een of twee dunne draden of een bandje opgehangen. De optredende torsiewrijving die in een dergelijk draadje of bandje optreedt, is zeer klein. Het bewegende deel wordt dan tevens zo licht mogelijk geconstrueerd. De wijzer achterwege gelaten en vervangen door een klein licht spiegelkje waarop men een lichtstraal laat vallen. De lichtstraal wordt door het spiegelkje teruggekaatst op een schaalverdeling. De op deze wijze uitgevoerde instrumenten noemt men galvanometers.

#### a. Draaispoelgalvanometers

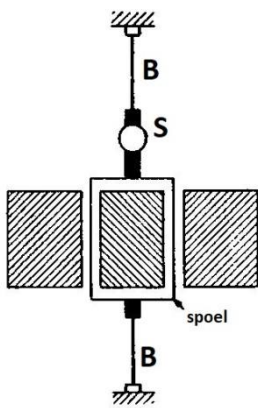


Fig. 1.39. Bandophanging van een draaispoelsysteem met spiegelaflezing.

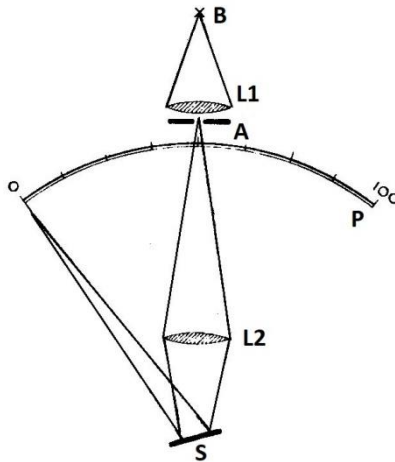


Fig. 1.40. Spiegelaflezing.

in fig. 1,39 is de doorsnede van een draaispoelgalvanometer aangegeven. De werking is in principe dezelfde als van de reeds bekende draaispoelmeter. Wordt door de spoel die aan twee bandjes B is opgehangen een stroom gezonden, dan zal de spoel over een hoek gedraaid worden, daar de bandjes bij torsie een regenwerkend koppel geven, dat evenredig is met de draaiingshoek. De breedte van de metalen bandjes ligt tussen 50 en 500  $\mu$  en de dikte tussen 25 en 20  $\mu$ . De lengte ligt tussen 20 en 100 mm. Met het draaien van de spoel draait een spiegelkje S mee. Op het

spiegelkje S laat men een lichtstraal vallen zoals in fig. 1,40 is weergegeven. Een lampje B verlicht met behulp van een lens  $L_1$  de spleet A. De lens  $L_2$  beeldt de spleet A via het spiegelkje S af op de schaal P. De lens  $L_1$  is gewoonlijk samengebouwd met het lampje, de lens  $L_2$  met de galvanometer. Is de schaal cirkelvormig, met het galvanometerspiegelkje in het middelpunt daarvan, dan is de verplaatsing van de lichtstreep op de schaal evenredig met de te meten stroom. Gebruik men een rechte schaal, dan blijft de hoek waarover de teruggekaatste straal draait evenredig met de stroom, doch is de verplaatsing van de lichtstreep op de schaal niet meer evenredig daarmee.

#### b. De lus-oscillograaf

De lus-oscillograaf wordt gebruikt om langs fotografische weg de veranderingen die een stroom als functie van de tijd ondergaat vast te leggen. Het principe van dit instrument is in fig. 1,41 weergegeven. Over twee kammen K zijn twee bandjes B gespannen die zich tussen de polen P van een magneet bevinden. Vloeit een stroom door de bandjes, die een lus vormen, dan beweegt het ene bandje naar voren, het andere naar achteren. Het spiegelkje S dat op de bandjes is gekit, zal dus iets gedraaid worden.

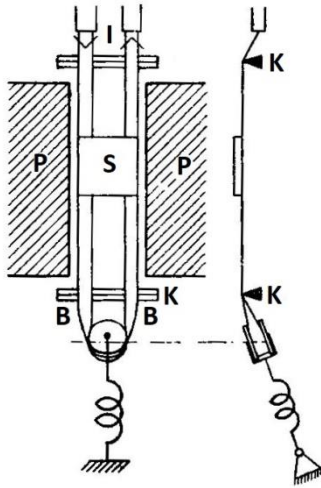


Fig. 1,41. De lus-oscillograaf.

Het principe waardoor de bandjes bewogen worden is hetzelfde als van de draaispoelmeter. De massa van de bewegende delen is echter zo klein dat bij niet al te hoge frequenties van de wisselstroom het spiegel-tje de ogenblikswaarde van de stroom kan volgen. De lichtstraal die men op het spiegel-tje laat vallen, wordt teruggekaatst op een strook fotografisch papier dat met behulp van draaiende trommels voortbewogen wordt. De gevoeligheid van het instrument is sterk van de frequentie afhankelijk. Tevens bezit het trillende systeem een zekere resonantiefrequentie. Bij een stroom die een frequentie heeft gelijk aan de resonantiefrequentie van het systeem zou de uitslag groter zijn dan bij eenzelfde stroom, doch andere frequentie.

Deze ongewenste verschijnselen kan men opheffen door de lus met spiegel-tje en de magneet in olie te plaatsen. De trilling van de lus wordt op deze wijze gedempt. Men spreekt dan van oliedemping. Door deze oliedemping wordt de gevoeligheid bij verschillende frequenties gelijkmatiger. De grootte van de demping hangt af van de viscositeit van de olie die wordt gebruikt. Onder viscositeit verstaat men de mate van samenhang van de moleculen van de olie. Hoe groter de viscositeit van de olie des te groter de demping en des te meer zullen de gevolgen van de resonantiefrequentie worden onderdrukt.

In fig. 1,42 is een grafiek weergegeven waarin tot uiting komt welke invloed de mate van demping heeft op de gevoeligheid bij de resonantiefrequentie. In deze figuur is de resonantiefrequentie  $f_0 = 3000 \text{ Hz}$ . De waarden van  $\alpha$  geven de mate van demping aan. We zien dat bij een geschikte waarde van de demping de gevoeligheid tot aan de resonantiefrequentie vrijwel constant is, terwijl deze voor frequenties hoger dan de resonantiefrequentie vrij snel afneemt. Men kan de resonantiefrequentie verhogen door de bandjes strakker te spannen, doch dan wordt de gevoeligheid kleiner. Voor frequenties hoger dan ca.  $10^4 \text{ Hz}$  is de lus-oscillograaf niet bruikbaar.

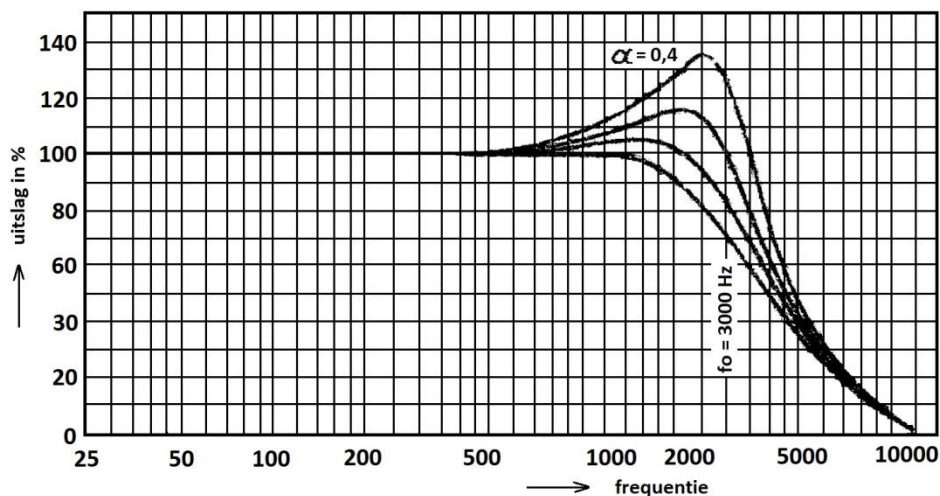


Fig. 1,42. De gevoeligheid van de lus-oscillograaf als functie van de frequentie bij verschillende waarden van de demping.



### 1.12. Instrumenten met gelijkrichters

Een veel gebruikte voor het meten van wisselstromen en wisselspanningen bestaat hierin dat de wisselstroom of -spanning eerst met behulp van een gelijkrichter wordt omgezet in een gelijkstroom of -spanning. De verkregen gelijkspanning of -stroom wordt dan met behulp van een draaispoelmeter gemeten. Voor dit gelijkrichten kan gebruik worden gemaakt van zogenaamde sperlaag-gelijkrichters (koperoxyduul- of seleencil) of elektronenbuis (diode, triode, enz.). In principe kan men van alle instrumenten gebruik maken die voor de ene stroomrichting een andere weerstand aan de dag leggen dan voor de andere stroomrichting.

#### a. Sperlaaggelijkrichters



Fig. 1,43. Opbouw van een metaal-gelijkrichter; a: metalen grondplaat; b: halfgeleider; c: sperlaag; d: legering.

De sperlaaggelijkrichters berusten op het feit dat aan de grenslaag tussen sommige halfgeleiders, zoals koperoxyduul, seleen en germanium en een metaal de stroom in de ene richting veel beter wordt doorgelaten dan in de andere richting. Een halfgeleider is een stof waarvan het geleidingsvermogen ligt tussen dat van een geleider en een isolator.

De eerste metaalgelijkrichter die praktische toepassing vond, bestond uit koperoxyduul (een scheikundige verbinding van koper met zuurstof).

Tegenwoordig wordt echter veelal selenium toegepast. Deze stof wordt in gesmolten toestand in een dunne laag (b) op een metalen grondplaat (a) aangebracht (zie fig. 1,43). Door een juiste behandeling van het selenium vormt zich aan de bovenzijde een isolerende laag (c, de sperlaag). Na afkoeling wordt op deze laag een dun laagje (d) van een bij lage temperatuur smeltend metaal aangebracht (een legering van tin, cadmium en bismuth). Aan deze laag wordt een toevoerdraad verbonden, terwijl de andere toevoerdraad aan de grondplaat (a) wordt bevestigd.

Ten gevolge van een spanning tussen de twee elektroden ontstaat in het isolerende laagje een elektrisch veld, waarvan, ten gevolge van de geringe dikte van dit laagje, de veldsterkte zeer groot kan zijn. Dank zij deze grote veldsterkte zal, ondanks het feit dat het laagje uit isolerende stof bestaat, elektronen van de ene elektrode naar de andere overgaan. Dit blijkt echter in de richting van het metaal (d) naar de halfgeleider (b) veel gemakkelijker te geschieden dan andersom. De doorlaatrichting voor de stroom is dus van de halfgeleider naar het metaal. Bij de seleniumgelijkrichter, dus van het selenium b naar de metaallegering d. Door dit doorlaten van de stroom in slechts één richting, duidt men dit gelijkrichtertype ook wel aan als selenium-ventiel. Daar veelal enige van dergelijke gelijkrichters in serie worden geschakeld, spreekt men ook wel van gelijkrichtcel.

Van een gelijkrichtcel is ook een karakteristiek op te nemen die het verband aangeeft tussen de stroom en de aangesloten spanning. In fig. 1,44 is een dergelijke karakteristiek van een seleniumcel weergegeven die is opgenomen bij het aanleggen van een gelijkspanning. De stroom op de verticale as is aangegeven in mA per cm<sup>2</sup>. Is het oppervlak van de cel bekend, dan is de stroom in de ene richting veel groter dan in de andere richting. Deze karakteristiek wordt de statische genoemd. Bij het aanleggen van een wisselspanning heeft de karakteristiek een ander verloop. In deze richting heeft de stroom steeds enige tijd nodig om die waarde te bereiken, die uit fig. 1,45 volgt. Bij het aanleggen van een wisselspanning treedt een nawerking op (hysteresis). De karakteristiek krijgt in de sperrichting de vorm van een lus (fig. 1,45). Reeds bij lage frequenties (50 Hz) is dit merkbaar. De vorm van de karakteristiek is niet alleen afhankelijk van de constructie van de gelijkrichtcel, maar ook van de temperatuur.



R.T.

30 MM

Nadruk verboden

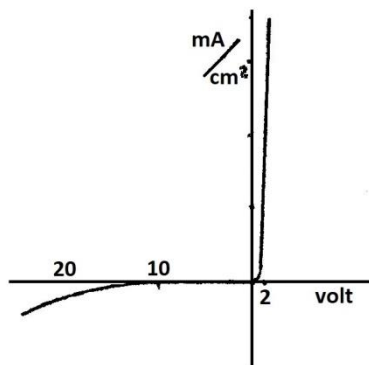


Fig. 1,44. Statische karakteristiek van een seleniumcel.

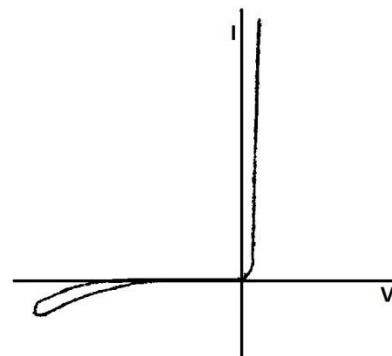


Fig. 1,45. Stroom-spanningskarakteristiek van een seleniumcel, indien een wisselspanning is aangesloten.

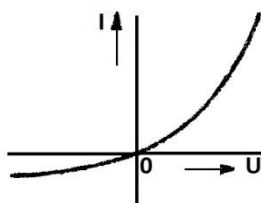


Fig. 1,46. Stroom-spanningskarakteristiek van een cuproxcel.

In beide richtingen neemt de stroom toe als de temperatuur stijgt. Bij een seleniumcel is de toename van de stroom in de doorlaatrichting ongeveer 1 % per graad temperatuurstijging, in de sperrichting echter ongeveer 5 á 10 %. De karakteristiek van een koperoxyduulcel, afgekort cuproxcel, is in fig. 1,46 weergegeven.

Sluiten we een wisselspanning op een gelijkrichtcel aan, dan zal dus de stroom in de ene richting veel groter zijn dan in de andere richting. De gemiddelde waarde van de stroom is dus niet nul. Door deze gemiddelde waarde met een draaispoelmeter te meten, kunnen we bepalen hoe groot de wisselspanning is. Het verband tussen de grootte van de aangelegde wisselspanning en de grootte van de gemiddelde waarde van de stroom die gemeten wordt, is echter afhankelijk van de amplitude van de wisselspanning. Bij kleine waarden van de wisselspanning (kleiner van 1 volt) is het verband tussen beide grootheden kwadratisch, dat wil zeggen, dat de gelijkstroom met het kwadraat van de toename van de wisselspanning toeneemt. Bij grote amplitude van de aangelegde wisselspanning neemt de gelijkstroom nagenoeg evenredig met de vergroting van de wisselspanning toe. Bij kleine wisselspanning is de aanwijzing van de meter nagenoeg gelijk aan de effectieve waarde van de wisselspanning. Bij grote wisselspanning is de aanwijzing nagenoeg gelijk aan de gemiddelde waarde van positieve spanningshelft.

Daar bij kleine spanningen (kwadratische gelijkrichting) de stroom sterk afhankelijk is van de temperatuur, neemt men de amplitude van de wisselspanning meestal vrij groot. Bij seleencellen mag de topwaarde van de spanning echter niet groter zijn dan ongeveer 20 volt, daar anders doorslag van de sperlaag in sperrichting optreedt. Bij cuproxcellen mag de spanningsamplitude niet groter zijn dan ongeveer 5 volt. Bij seleencellen heeft het optreden van een te hoge spanning meestal geen blijvende nadelige gevolgen, terwijl bij cuproxcellen in het algemeen een blijvende kortsluiting van de sperlaag optreedt, dus de cel waardeloos is geworden.

Oplossingen inzenden van de opgaven MM, nr. 62 t/m 65.

### 1.12. Instrumenten met gelijkrichters (vervolg)

#### b. Schakeling van gelijkrichtcellen

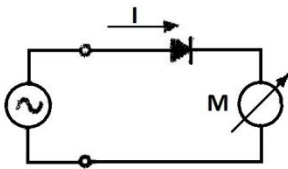


Fig. 1,47. Gelijkrichting met metaalgelijkrichter.

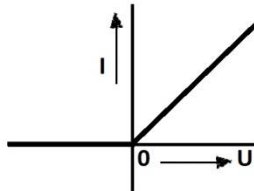


Fig. 1,48. Geïdealiseerde karakteristiek van een metaalgelijkrichter.

De eenvoudigste schakeling voor een gelijkrichtcel is weergegeven in fig. 1,47. De gelijkrichtcel geven we aan door een driehoek met een lijn op de top van de driehoek. De punt van de driehoek wijst in de doorlaatrichting. In fig. 1,47, dus van links naar rechts. Veronderstellen we dat de aangelegde wisselspanning zo groot is dat lineaire gelijkrichting optreedt, dan wijst de meter de gemiddelde waarde van de wisselspanning aan, dus  $1/\pi$  maal de topwaarde.

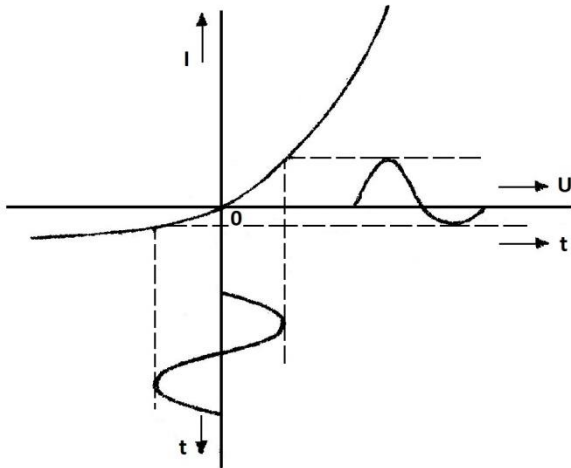


Fig. 1,49. Stroom door gelijkrichtcel bij een sinusvormige wisselspanning.

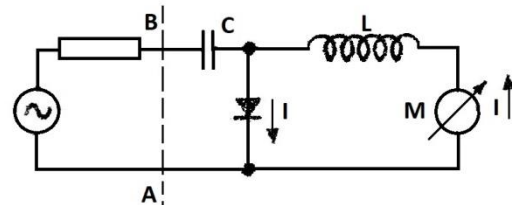


Fig. 1,50. Schakeling waarbij door de meter M geen wisselstroom en door de gelijkrichtcel geen gelijkstroom vloeit.

Onder deze voorwaarde kunnen we de geïdealiseerde karakteristiek van de gelijkrichtcel voorstellen door een rechte lijn. (zie fig. 1,48). Wensen we, dat door de draaispoelmeter geen wisselstroom vloeit en dat door het overige deel van de schakeling geen gelijkstroom vloeit, dan kan men de schakeling volgens fig.

1,50 bezigen. De condensator voorkomt dat de eventuele gelijkstroom die de spanningsbron levert door de cel en de meter vloeit. In fig. 1,49 is weergegeven hoe de stroom door de gelijkrichtcel er uitziet, indien de karakteristiek niet als recht wordt opgevat, indien een sinusvormige spanning wordt aangelegd. De spoel L voorkomt dat de wisselstroom door de meter vloeit. Bij de schakelingen volgens fig. 1,47 en 1,50 wordt de gelijkstroom die de meter aanwijst hoofdzakelijk bepaald door de ene helft der periode van de wisselspanning. Indien de te meten spanning niet sinusvormig is en de kromme van de spanning gedurende de ene helft van de periode aanzienlijk verschilt met die van de andere helft, kan het gewenst zijn, beide helften van de spanning invloed op de uitslag van de meter uit te laten oefenen. In dit geval kan men gebruik maken van de schakeling volgens fig. 1,51. Gedurende de ene helft van de periode door de andere cel. We verwaarlozen hierbij de kleine stroom die in sperrichting optreedt. De beide helften van de secundaire wikkeling van de transformator moeten precies aan elkaar gelijk zijn. De transformator moet dus in het elektrisch midden zijn afgetakt. De te meten spanning induceert in de secundaire een spanning die bv. de bovenkant van de secundaire wikkeling positief maakt ten opzichte van het midden. De onderkant van de secundaire wikkeling is nu negatief ten opzichte van het midden. In de bovenste transformatorhelft vloeit nu een stroom gaande door cel en meter. De onderste transformatorhelft is nu stroomloos, daar de cel spert.

R.T.

32 MM

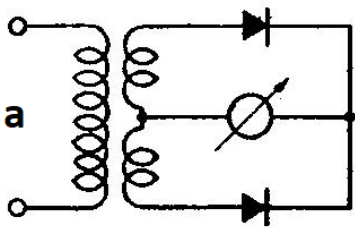


Fig. 1,51. Gelijkrichting van beide fasen met behulp van een transformator.

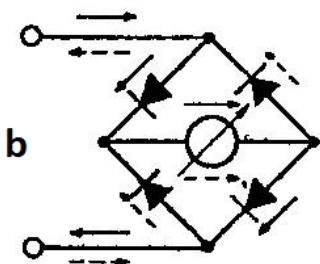


Fig. 1,53. Gelijkrichting van beide fasen met behulp van 4 cellen in de schakeling van Graetz.

wendige weerstand gedurende beide helften der periode klein is, hetgeen bij de voorgaande schakelingen niet het geval was. Voor elke helft van de spanning is dezelfde kleine doorlaatweerstand aanwezig. Het meetbereik is in de regel in de grootte-orde van 1 mA bij een verbruik van 1 mW.

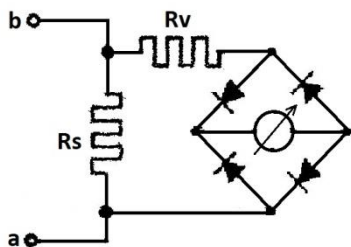


Fig. 1,54. Stroommeter met gelijkrichter, voorzien van shunt  $R_s$  en voorschakelweerstand  $R_v$ .

Oplossingen inzenden van de opgaven MM, nr. 66 t/m 70.

Nadruk verboden

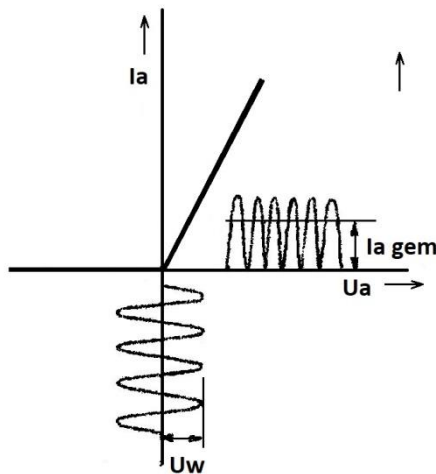


Fig. 1,52. Stroom door de meter van de schakeling volgens fig. 1,51.

Bij de tegengestelde spanningsinrichting zal de onderste cel doorlaten en de bovenste sperren. In fig. 1,52 is voor dit geval, als een sinusvormige spanning is aangesloten, het verloop van de stroom door de meter getekend. De aanwijzing van de meter zal nu gelijk zijn aan  $\frac{2}{\pi}$  maal de topwaarde van de spanning. Ook past men veel de schakeling van Graetz toe (zie fig. 1,53).

Bij deze schakeling vloeit gedurende de ene spanningshelft de stroom in de richting volgens de getrokken pijlen. Gedurende de andere spanningshelft volgens de gestippelde pijlen. Door de meter vloeit de stroom dus steeds in dezelfde richting. Spanningsmeters hebben een meetbereik van de orde van 1 V bij een verbruik van 1 mW. Met behulp van transformatoren kan men het meetbereik vergroten of verkleinen. Als stroommeter heeft de schakeling van Graetz het voordeel dat de in-

Het vergroten van het meetbereik door het aanbrengen van shunts kan niet zonder meer geschieden, daar de weerstand van de cel van de grootte der aangelegde spanning afhangt. Om toch shunts te kunnen gebruiken, moet men een voldoende grote weerstand in serie met de cel schakelen waardoor de variatie in de weerstand van de cel weinig invloed heeft op de totale weerstand (fig. 1,54).

Bij een spanningsmeter moet het instrument toch reeds een grote weerstand hebben. Het vergroten van het meetbereik met behulp van voorschakelweerstand biedt dus geen moeilijkheden.

Deze meters zijn geschikt te maken voor wisselstromen en -spanningen tot ongeveer 40 kHz. De capaciteit van een cel is van de orde van 1000 pF. Deze capaciteit is oorzaak dat bij frequenties boven 20 kHz de aanwijzing niet meer juist is.

1.12. Instrumenten met gelijkrichters (vervolg)

Voor gelijkstroom en –spanning zou de meter een andere schaal moeten hebben doch voor gelijkstroommetingen is het eenvoudiger de draaispoelmeter rechtstreeks te gebruiken zonder gelijkrichtcellen.

Met behulp van een schakelaar met meerdere standen kan de draaispoelmeter rechtstreeks met de aansluitklemmen worden verbonden en kunnen verschillende shunts en voorschakelweerstand worden ingeschakeld, zodat het instrument geschikt is voor het meten van gelijkstroom en –spanning met een groot aantal meetbereiken.

In andere standen van de schakelaar zijn de gelijkrichtcellen ingeschakeld en kunnen wisselstroom en –spanning worden gemeten evenals met een aantal meetbereiken. Het aanwijsinstrument is voorzien van twee schaalverdelingen: een lineaire voor gelijkstroom en een nagenoeg kwadratische voor wisselstroom. De nauwkeurigheid van een dergelijk universeel instrument is 1 á 2 %. Omdat gelijkrichtcellen vrij gevoelig zijn voor temperatuurvariaties is de meetnauwkeurigheid niet groter.

Bij gebruik van het instrument gaat men als volgt te werk. Eerst wordt vastgesteld wat zal worden gemeten: een gelijkstroom of een gelijkspanning, een wisselstroom of wisselspanning. De schakelaar wordt geplaatst in de ongevoeligste stand voor de te meten grootte. Pas daarna wordt het instrument met de keten verbonden. De schakelaar wordt geleidelijk op gevoeliger standen gezet tot een goed afleesbare uitslag is verkregen. Op deze wijze wordt voorkomen dat de uitslag te groot zou worden en de wijzer buiten de schaal zou uitslaan waardoor niet alleen de wijzer maar ook andere onderdelen van het instrument kunnen worden beschadigd. Zou de schakelaar in een stand voor stroommeting staan, terwijl de klemmen zijn aangesloten aan twee punten, waartussen een vrij grote spanning aanwezig is, dan is het gevaar voor beschadiging van de meter zeer groot. Staat de schakelaar in een stand voor gelijkstroom en zou men wisselstroom toevoeren, dan slaat de wijzer niet uit.

Bij het draaien van de schakelaar naar een gevoeliger stand met het doel een zichtbare uitslag te krijgen, wordt de stroom door het draaispoelinstrument groter zonder dat de wijzer uitslaat. De kans op doorbranden van de draaispoel is dan groot. Het is dus zaak bij gebruik van een universeel instrument met overleg te werk te gaan.

Meet men bijvoorbeeld een stroom waarbij de schakelaar staat in de stand voor het meetbereik tot 10 mA en wijst de meter 0,8 mA aan, dan schakelt men over naar het meetbereik tot 1 mA. Daardoor slaat de meter uit tot het laatste gedeelte van de schaal en kan de stroom veel nauwkeuriger worden afgelezen. We beginnen dus met de schakelaar in de ongevoeligste stand en schakelen geleidelijk over tot de gevoeligste stand, waarbij de wijzer nog net niet buiten de schaal zal komen.

Vergeleken met andere wisselstroommeters onderscheiden deze meters zich door hun grote gevoeligheid, klein verbruik en vrij grote overbelastbaarheid.

1.13. Diodevoltmeters

Bij hoge frequenties zijn meters met gelijkrichtcellen niet bruikbaar wegens de grote capaciteit van deze cellen. Deze capaciteit is dikwijls in de orde van 1000 pF. Voor hoge frequenties kan men gebruik maken van de gelijkrichtende werking van de diode. Een principe van de schakeling van deze diodevoltmeter is in fig. 1,55 weergegeven. De te meten spanning wordt aan de klemmen a en b aangesloten. De gelijkstroommeter M geeft de gelijkstroomcomponent aan die de anodestroom van de buis tot gevolg heeft door de weerstand R.

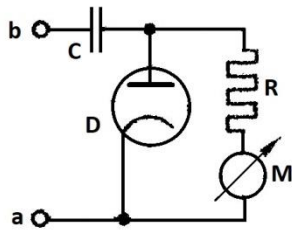


Fig. 1,55. Diodevoltmeter.

De capaciteit  $C$  zorgt ervoor dat de anodeglijkstroom niet voor een deel door de keten vloeit die tussen  $a$  en  $b$  is aangesloten. Om te zorgen dat een zo groot mogelijk deel van de aangesloten wisselspanning over de diode werkzaam is, moet de capaciteit van de condensator  $C$  groot gekozen worden ten opzichte van de capaciteit, die gevormd wordt door bedrading en elektroden tussen anode en kathode van de buis die ongeveer  $1 \text{ á } 2 \text{ pF}$  kan zijn. Bij een voldoende grote waarde van  $C$  is de wisselspanning over de diode praktisch gelijk aan de aangesloten wisselspanning.

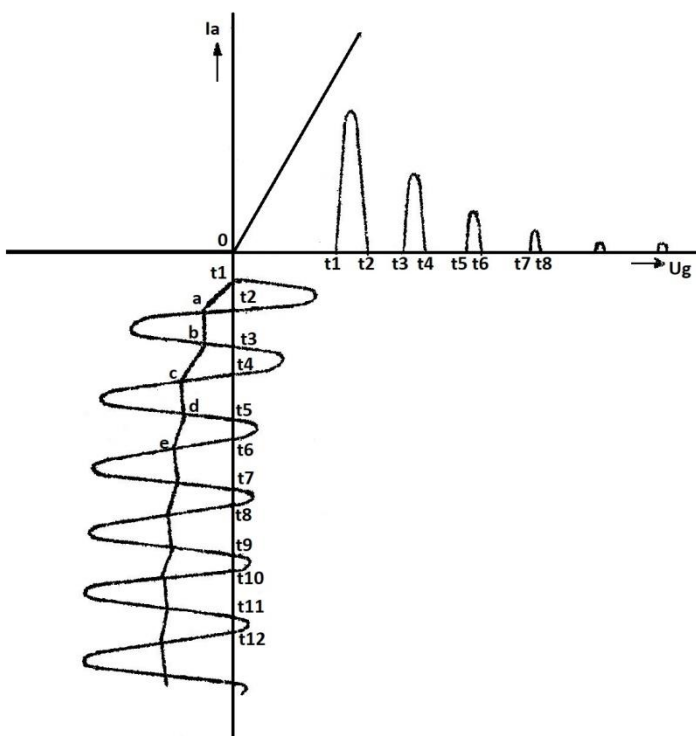


Fig. 1,56. Werking gelijkrichting met diode.

Op het tijdstip  $t_2$  is de spanning waartoe de condensator is opgeladen en dus de anode negatief maakt, even groot als de momentele waarde van de aangesloten wisselspanning. De anodespanning van de diode is op dit moment nul. Direct na het tijdstip  $t_2$  is de anodespanning negatief en zit de diode dus dicht. Over de condensator en weerstand met meter staat nu de spanning die in de figuur is aangegeven met  $a$ . Daar de condensator geladen is, terwijl de buis dicht is (negatieve anodespanning) kan de condensator zich dus alleen over de weerstand  $R$  ontladen. Dit ontladen vindt plaats op de wijze zoals in Wt, pag. 83 werd besproken.

Om de werking van de schakeling goed te kunnen overzien, gaan we uit van de veronderstelling dat de diodekarakteristiek een rechte lijn is (zie fig. 1,56).

We denken ons verder de wisselspanning  $U_w$  werkzaam. De eerste impuls van de wisselspanning maakt de anode van de diode positief, zodat de buis stroom gaat voeren. De anodestroom van de buis (waarbij zoals bekend de elektronen van kathode naar anode vloeien) zal een spanning veroorzaken over de parallelschakeling van de weerstand  $R$  en meter  $M$  met de condensator  $C$ . De bovenkant van de weerstand wordt negatief ten opzichte van de onderkant daarvan, terwijl de condensator rechts negatief wordt geladen ten opzichte van de linkerzijde. De op deze wijze ontwikkelde negatieve anodespanning zal de aangesloten wisselspanning die de anode positief maakt, verzwakken.

1.13. Diodevoltmeters (vervolg)

De aanvangswaarde van de spanning waarmee de condensator zich gaat ontladen, is de waarde a en deze ontlading zal doorgaan tot het moment dat de anode van de buis door de volgende positieve impuls van de wisselspanning weer positief wordt. Dus tot het tijdstip  $t_3$ . De spanning over de condensator, dus ook over de weerstand zal in principe volgens een gebogen lijn afnemen. Wordt echter het product RC groot gekozen, dan zal deze lijn nagenoeg recht gedacht mogen worden en zal de spanning b slechts een weinig minder zijn dan de spanning a.

In het tijdvakje  $t_3 - t_4$  is de anode weer positief en zal de buis weer stroom voeren en daarmee de spanning over de condensator en weerstand weer doen toenemen van b tot c. Op het tijdstip  $t_4$  is de anode weer neutraal en daarmee weer negatief, dus zal de condensator zich tot op het tijdstip  $t_5$  weer ontladen tot de waarde d.

Op deze wijze doorgaand, wordt de negatieve spanning tussen anode en kathode gemiddeld steeds groter totdat een evenwichtstoestand is bereikt waarbij gedurende de oplading evenveel lading aan de condensator wordt toegevoerd, ( $t_5 - t_6$ ,  $t_7 - t_8$ ,  $t_9 - t_{10}$ ), als tijdens het ontladen wordt afgegeven ( $t_6 - t_7$ ,  $t_8 - t_9$ ,  $t_{10} - t_{11}$ ).

Bij voldoende grote waarde van RC wordt de gemiddelde waarde van de spanning over weerstand en meter maar iets minder dan de amplitudewaarde (topwaarde) van de aangelegde spanning. Deze gelijkspanning zal dus door de meter een gelijkstroom veroorzaken die nagenoeg gelijk is aan de topwaarde van de wisselspanning gedeeld door de waarde van de weerstand R. Om deze reden wordt een dergelijke diodevoltmeter ook wel topvoltmeter genoemd.

Gedurende het opladen van de condensator moeten we bij nauwkeuriger beschouwing de inwendige weerstand in rekening brengen, daar deze dan in serie staat met de parallelschakeling van condensator C en weerstand R.

Hebben we in het voorgaande de buiskarakteristiek recht verondersteld, voor kleine wisselspanningen maken we hiermee een te grote fout. Bij kleine spanningen mogen we de karakteristiek van de diode niet als recht veronderstellen en is de spanning over de weerstand kleiner dan de topwaarde van de wisselspanning.

De schaalverdeling van het meetinstrument is gewoonlijk zo aangebracht dat de effectieve waarde van de wisselspanning wordt aangegeven. Voor grote wisselspanningen is de schaalverdeling dan praktisch lineair, voor kleine wisselspanningen echter niet.

In het voorgaande is reeds opgemerkt, dat om een anodegelijkspanning te verkrijgen, gelijk aan de topwaarde, het nodig is dat een grote waarde van het product RC gevormd wordt. Een grote waarde van R betekent echter een kleine stroom door de meter en is dus een gevoelig draaispoelinstrument M nodig.

Daar de diodevoltmeter energie verbruikt, kan dit vooral bij hoge frequenties invloed uitoefenen op de meting. Hoe dit precies wordt veroorzaakt, zullen we later in de wisselstroomtheorie onderzoeken. We zullen nu nagaan welke equivalente weerstand we ter vervanging van de topvoltmeter werkzaam mogen denken.

Wordt tussen de punten a en b van fig. 1,55 een wisselspanning  $U_w$  aangesloten, dan zal deze wisselspanning ook over de diode en weerstand werkzaam zijn. Daar de diode maar zeer weinig stroom voert, wordt hierdoor ook maar weinig vermogen verbruikt. De wisselspanning heeft in de

weerstand R een vermogen  $\frac{(U_{w\text{eff}})^2}{R}$  ten gevolge. Tevens staat over de weerstand een gelijkspanning die nagenoeg gelijk is aan de topwaarde van  $U_w$  en veroorzaakt een vermogen  $\frac{U_w^2}{R}$ . Het totale vermo-

gen dat de topvoltmeter opneemt is dus  $\frac{(U_{w\text{eff}})^2}{R} + \frac{U_w^2}{R} = \frac{1}{2} \frac{U_w^2}{R} + \frac{U_w^2}{R} = \frac{3}{2} \frac{U_w^2}{R}$ .

Denken we tussen de klemmen a-b een weerstand  $R_v$  aanwezig die evenveel vermogen verbruikt als de diodevoltmeter, dan verbruikt deze een vermogen:

$$\frac{1}{2} \frac{U_w^2}{R_v} = \frac{3}{2} \frac{U_w^2}{R} \quad \text{of:} \quad \frac{1}{2} \frac{1}{R_v} = \frac{3}{2} \frac{1}{R}$$

Hieruit volgt dat  $R_v = \frac{1}{3} R$ . Naarmate deze weerstand  $R_v$  groter is, zal de voltmeter minder vermogen gebruiken. Hieruit zien we dat de weerstand  $R$  ook weer niet te klein gekozen mag worden, daar anders de belasting die de meter uitoefent, te groot zou worden om nauwkeurig te kunnen meten.

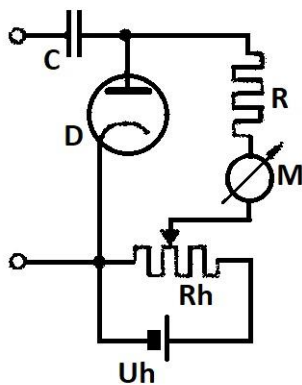


Fig. 1,57. Diode topvoltmeter met compensatie van het contactpotentiaal.

Verder geeft de meter tussen de punten a en b een capaciteit die gevormd wordt door de bedrading en de capaciteit tussen anode en kathode van de diode. Door deze capaciteiten klein te houden, wordt de meter bruikbaar tot zeer hoge frequenties.

Daar bij een diode de anode en kathode uit verschillende materialen bestaan, kan, als tussen deze elektroden een geleidende verbinding wordt aangebracht, een potentiaal worden waargenomen, terwijl uitwendig geen spanningsbron is aangesloten. Dit potentiaal noemt men het contactpotentiaal en kan zich in de loop van de tijd wijzigen. Bij zeer gevoelige meetinstrumenten kan ten gevolge van wijzigingen in het contactpotentiaal het nulpunt van de meter verlopen zodat het nodig is een nulpuntscorrectie aan te brengen. Dit kan plaats vinden op de wijze zoals in fig. 1,57 is aangegeven. Een hulpspanningsbatterij met

spanning  $U_h$  en een potentiometer  $R_h$  geven de mogelijkheid de wijzer van de meter M bij kortgesloten klemmen a en b op het nulpunt terug te brengen. Het laagste meetbereik is bijvoorbeeld 1 V of 3 V voor volle uitslag. Wil men hetzelfde instrument ook geschikt maken voor grotere spanningen, dan kan de weerstand  $R$  worden vergroot, doch dat maakt voor verschillende meetbereiken andere schaalverdelingen nodig.

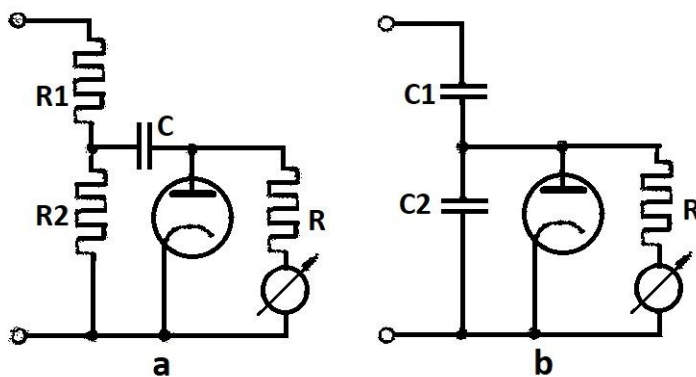


Fig. 1,58. Diodevoltmeter met verzwakker.

Bij het gebruik van een weerstandverzwakker (fig. 1,58a) of een capacatieve verzwakker (fig. 1,58b) kan voor alle meetbereiken dezelfde schaalverdeling worden gebruikt. Het vrij gevoelige en kwetsbare gelijkstroominstrument M kan minder kwetsbaar worden geschakeld door gebruik te maken van een zogenaamde gelijkstroomversterker. Dit is een versterkerschakeling die een constante versterking levert voor zeer lage frequenties.



## 1.13. Diodevoltmeters (vervolg)

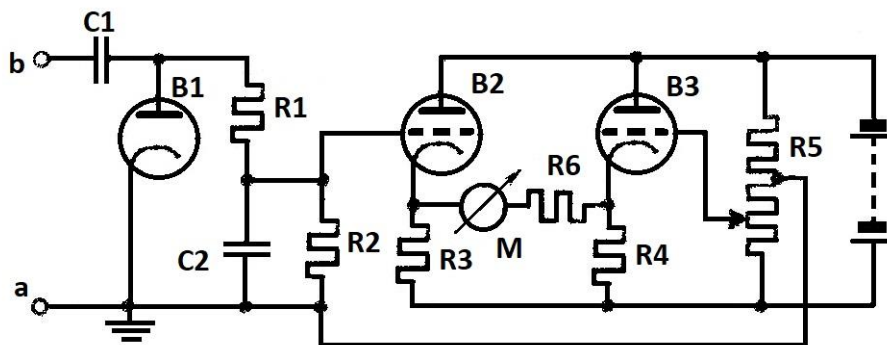


Fig. 1,59. Diodevoltmeter met gelijkspanningsversterker.

nomen, terwijl de anode zonder tussenschakeling van een weerstand aan de onderzijde van deze weerstanden is verbonden.

Een batterij levert een constante anodespanning aan de buizen. Ten gevolge van de anodegelijkstroom door de buizen wordt over de kathodeweerstanden  $R_3$  en  $R_4$  een gelijkspanning ontwikkeld die de kathode positief maakt ten opzichte van de onderkant van de weerstanden. Zouden de roosters zonder meer aan de onderzijde van  $R_3$  en  $R_4$  worden verbonden, dan zou een grote negatieve rooster spanning worden ontwikkeld. De negatieve roosterspanning van buis  $B_2$  wordt naar wens ingesteld door het rooster via de weerstand  $R_2$  aan een positieve potentiaal te leggen, die door de batterij over de weerstand  $R_5$  beschikbaar komt. Dit rooster wordt op een vaste negatieve potentiaal ingesteld door de positieve spanning die van  $R_5$  wordt afgetakt iets kleiner te kiezen dan de positieve spanning die door de anodestroom over  $R_3$  wordt ontwikkeld.

Het rooster van  $R_3$  wordt ingesteld door middel van het verplaatsbare contact op  $R_5$ . Dit contact wordt zo ingesteld, dat, indien de ingang van de buis  $B_2$  is kortgesloten, de meter nul aanwijst.

Van de bekende diodeschakeling  $B_1$  wordt de gelijkspanning over  $R_2$  toegevoerd aan het rooster van  $B_2$ . De bovenkant van  $R_2$  is negatief ten opzichte van de onderzijde. De condensator  $C_2$  dient om de eventuele spanningsvariaties die na de gelijkrichting nog voorkomen, kort te sluiten, zodat over  $R_2$  uitsluitend gelijkspanning komt te staan. De negatieve spanning die aan het rooster van  $B_2$  wordt toegevoerd, doet de anodestroom door  $B_2$  afnemen en daarmee de spanning over  $R_3$ . Daar de bovenzijde van  $R_4$  constant blijft, zal nu een spanning ontstaan over  $R_6$  en de meter  $M$  waarbij de bovenkant van  $R_4$  positief wordt ten opzichte van de bovenzijde van  $R_3$ . Door de meter vloeit nu een stroom en zal deze dus uitslaan evenredig net de spanning over  $R_2$  en de wisselspanning die op de diode werd aangesloten. In fig. 1,60 is een diodevoltmeter voor verschillende bereiken weergegeven. De diode is in een afzonderlijk cilindertje, de zogenaamde meetkop ondergebracht. Dit heeft het voordeel dat deze zo dicht mogelijk bij de punten, waar gemeten moet worden, gebracht kan worden. De lengte van de kabel  $K$  hoeft niet te kort te zijn, daar deze slechts gelijkspanning hoeft over te brengen.

Het gedeelte van de schakeling dat zich in de meetkop bevindt, is in fig. 1,61 aangegeven. De schakelaar  $S$  daarin dient in stand 1 voor het meten van wisselspanning en in stand 2 voor het meten van wisselspanning en in stand 2 voor het meten van gelijkspanning.

Om deze versterker een grote constantheid te geven, worden de buizen in anodebasischakeling geschakeld. In de elektronica komen we hier nader op terug (zie fig. 1,59).

Bij de anodebasischakeling is de belastingsweerstand ( $R_3$  en  $R_4$  in de kathodeleiding opge-



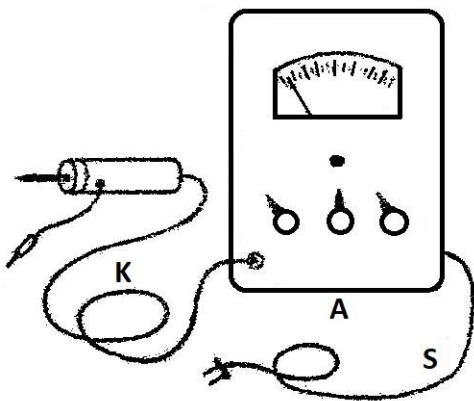


Fig. 1,60. Diodevoltmeter met afzonderlijke meetkop.

deling lineair.

Om voor wisselspanningen en gelijkspanningen zoveel mogelijk dezelfde schaal te gebruiken, is het nodig bij het omschakelen van de schakelaar 1 in de meetkop ook de weerstanden  $R_2$  en  $R_6$  te veranderen, daar bij wisselspanning de effectieve waarde moet worden aangegeven. Dit omschakelen geschiedt met de rechter knop van fig. 1,60.

Is bij het meten van gelijkspanning de bovenste aansluitklem van fig. 1,61 met de positieve pool verbonden, dan moeten bovendien de aansluitingen van de meter  $M$  worden verwisseld. Ook dit vindt met de rechter knop plaats. De middelste knop dien voor de nulinstelling. Voor kleine wisselspanningen is een afzonderlijke schaalverdeling nodig die sterk van de lineaire verdeling afwijkt. De batterij uit fig. 1,59 is gewoonlijk vervangen door een met het net verbonden voedingsapparaat.

De diodevoltmeter is alleen geschikt voor spanningen van minstens 1 volt aan de diode. Voor het meten van kleinere spanningen moet gebruik gemaakt worden van een voor te schakelen versterker waarvan de versterking constant is.

Diodevoltmeters bezitten de gunstige eigenschap dat de ingangsweerstand zeer groot en de ingangscapaciteit zeer klein is. Hierdoor ondervindt de schakeling waarop de meter wordt aangesloten zeer weinig invloed daarvan. Dit is voor hoge frequenties van zeer veel belang.

Oplossingen inzenden van de opgaven MM, nr. 78 t/m 81.

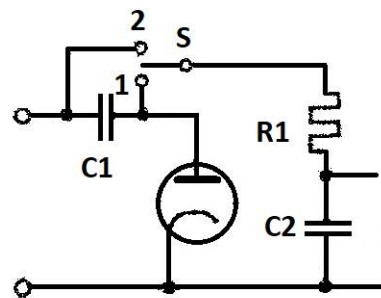


Fig. 1,61. Schakeling van de meetkop van de diodevoltmeter volgens fig. 1,60.

spanningen en grote wisselspanningen is de schaalver-

In stand 2 is de diode uitgeschakeld. Met de linkse knop van fig. 1,60 kan op een ander meetbereik worden geschakeld. Hiermee worden de weerstanden  $R_2$  en  $R_6$  van fig. 1,59 veranderd. Bij het meten van gelijk-



### 1.13. Diodevoltmeters (vervolg)

**Voorbeeld:** Gegeven is een diodevoltmeter met weerstandsverzwakker volgens fig. 1,58a.

De weerstanden zijn:  $R_1 = 10^6 \Omega$ ,  $R_2 = 5 \cdot 10^5 \Omega$  en  $R = 5 \cdot 10^5 \Omega$ . De reactantie van de condensator  $C_1$  mag voor de beschouwde wisselspanning worden verwaarloosd. De weerstand van de draaispoelmeter mag ten opzichte van de weerstand  $R$  eveneens worden verwaarloosd. De amplitude van de spanning tussen de aansluitklemmen is 54 volt. Als de draaispoelmeter in effectieve waarde, inclusief verzwakker, is geijkt, wat wijst deze dan aan?

Als de gemiddelde waarde van de spanning over de diode 0,9 maal de amplitudewaarde is, hoe groot is dan de gelijkspanning over de diode en door welke gelijkstroom wordt de meter doorlopen?

**Oplossing:** De gehele schakeling van de gelijkrichtdiode (alles wat dus parallel aan  $R_2$  is geschakeld) kunnen we vervangen denken door een weerstand met een waarde van  $\frac{1}{3} R$ . De vervanging van deze weerstand en  $R_2$  is dus:

$$\frac{\frac{1}{3} R \times R_2}{\frac{1}{3} R + R_2} = \frac{R \times R_2}{R + 3R_2} = \frac{5 \cdot 10^5 \times 5 \cdot 10^5}{5 \cdot 10^5 + 15 \cdot 10^5} = \frac{25 \cdot 10^{10}}{20 \cdot 10^6} = \frac{5}{4} 10^5 = 1,25 \cdot 10^5 \Omega.$$

De spanningsverzwakking heeft ten gevolge dat over  $R_2$  en diode een wisselspanning komt die gelijk is aan  $\frac{1,25 \cdot 10^5}{10^6 + 1,25 \cdot 10^5} \times 54 = \frac{1}{9} \times 54 = 6 V$  (amplitude). De gelijkspanning die ten gevolge van de gelijkrichting over de diode, dus ook over  $R$  en de meter, wordt ontwikkeld, is  $0,9 \times 6 = 5,4 V$ .

De gelijkstroom door de meter is dus  $\frac{5,4}{5 \cdot 10^5} = 10,8 \mu A$ . De spanningswaarde die de meter aanwijst, is  $\frac{1}{2} \sqrt{2} \times 54 = 38,07$  volt.

### 1.14. Beschrijving diodevoltmeter

In fig. 1,62 hebben we een vereenvoudigd schema van een Philips diodevoltmeter weergegeven. Deze diodevoltmeter dient voor het meten van gelijkspanning en van wisselspanningen met lage en hoge frequenties. Gelijkspanningen kunnen worden gemeten in bereiken van 0 – 3, 0 – 10, 0 – 30, 0 – 100 en 0 – 300 volt met een fout tot maximaal 2 %. Wisselspanningen kunnen in dezelfde bereiken als de gelijkspanningen worden gemeten waarbij dan de meetfout voor frequenties tot 30 MHz 2 % en voor frequenties tot 100 MHz 10% kan zijn.

De te meten wisselspanning wordt toegevoerd aan de diode  $B_1$  die in de meetkop is ingebouwd. Deze diode richt de wisselspanning gelijk en de variaties die nog op deze gelijkspanning voorkomen, worden door het filter  $R_{16}$ ,  $C_1$  en  $C_2$  afgevlakt. De gelijkspanning wordt via verbindingskabel en de weerstandsverzwakker gevormd door  $R_{15}$ ,  $R_{14}$  en  $R_{13}$ , toegevoerd aan het eerste rooster van  $B_1$ . Door de diode in een afzonderlijke kop te bouwen, bereiken we dat de diodevoltmeter een lage ingangscapaciteit en hoge ingangsimpedantie krijgt. Voor wisselspanning varieert de ingangsimpedantie van 3,5 M $\Omega$  voor de lage tot 0,1 M $\Omega$  voor de hoge frequenties. De ingangscapaciteit is ongeveer 10 pF.

De buizen  $B_3$  en  $B_4$  vormen met de kathodeweerstanden  $R_3$  en  $R_4$  een brugschakeling. De voltmeter is tussen de bovenzijden van de kathodeweerstanden geschakeld en is voorzien van instelbare voorschakelweerstand, aangegeven door een gezamenlijke weerstand  $R_2$ . De voltmeter zal niet uitslaan als de spanningen over de kathodeweerstanden gelijk zijn en, daar  $R_3 = R_4$ , ook als de kathodestromen van de beide buizen gelijk zijn.

De gelijkspanning aan het eerste rooster van  $B_4$  toegevoerd, zal de instelling en daarmee de kathodestroom- en spanning over  $R_4$  veranderen. Daar aan de buis  $B_3$  geen spanning werd toegevoerd, zal de spanning over  $R_3$  dus onveranderd blijven.

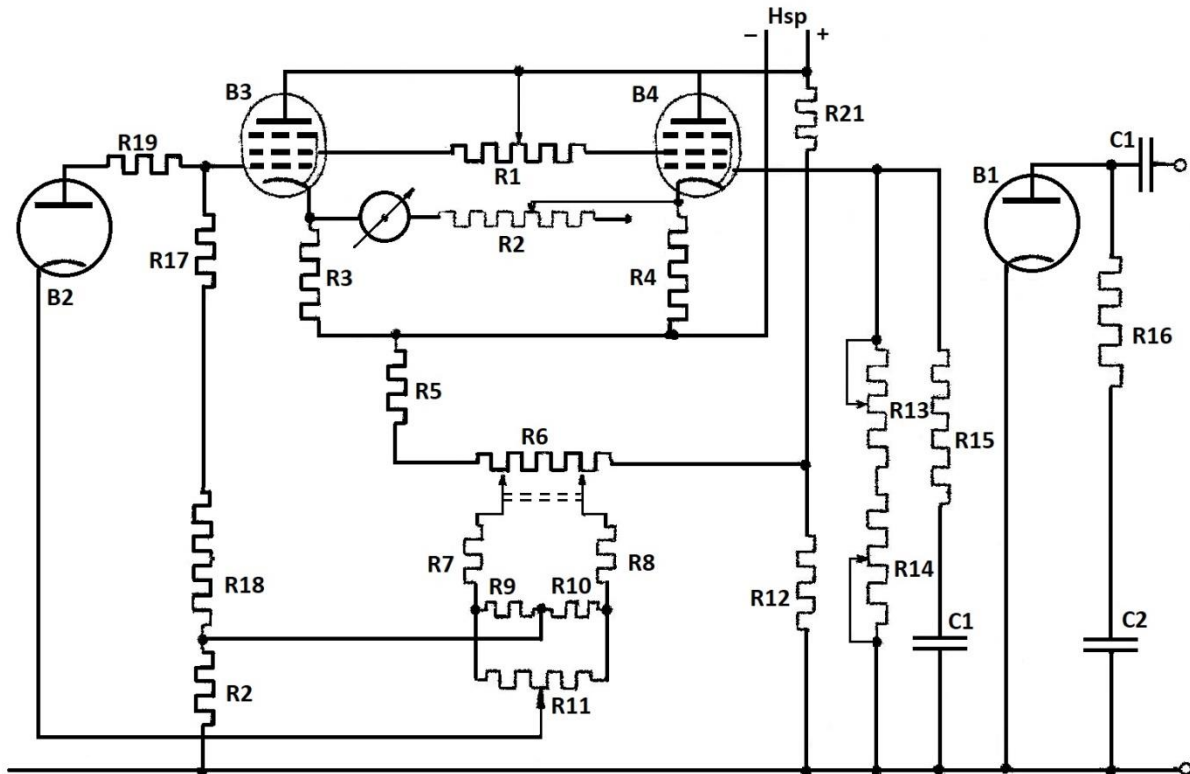


Fig. 1,62. Vereenvoudigd prinsieschema van een diodevoltmeter.

Er staat nu een spanning over de voltmertak. De spanning die de meter aanwijst, is een maat voor de aangelegde spanning.

Zoals bekend, voert de diode reeds enige anodestroom zonder dat er spanning tussen anode en kathode is aangelegd. Deze stroom veroorzaakt een gelijkspanning over de condensator  $C_2$  en dus ook op het rooster van de buis  $B_4$  dit zou aanleiding kunnen zijn tot een ontoelaatbare meetfout. De op deze wijze ontstane spanning op het rooster van  $B_4$  wordt gecompenseerd door een even grote spanning aan het eerste rooster van  $B_3$  toe te voeren. Hiertoe is de diode  $B_2$  opgenomen die op dezelfde wijze een spanning aan het rooster van  $B_3$  toevoert als diode  $B_1$  het deed aan de buis  $B_4$ . Door middel van het schuifcontact op de weerstand  $R_{11}$  wordt deze spanning zo ingesteld, dat de voltmeter, zonder ingangsspanning op nul staat. De eventuele verschillen in de buizen  $B_3$  en  $B_4$  worden gecorrigeerd door de schermroosterspanningen met behulp van het schuifcontact op  $R_1$ , dat dan zo wordt ingesteld, dat de spanningen over de kathodeweerstanden gelijk zijn.

Door de weerstanden  $R_3$  en  $R_4$  in de kathodeleidingen van de buizen  $B_3$  en  $B_4$  op te nemen, worden deze sterk teruggekoppeld (zie later Elektronica). Hiermee wordt bereikt dat de buizen slechts een geringe gevoeligheid bezitten voor netstoringen.

1.13. Beschrijving diodevoltmeter

Veronderstel dat de netspanning, dus ook de anodespanning en schermroosterspanning iets zou dalen, dan neemt de kathodestroom van beide buizen af. Hierdoor wordt de spanning over  $R_3$  en  $R_4$  kleiner. De spanning over deze kathodeweerstanden is aan de bovenzijde positief ten opzichte van de onderzijde en maken de roosters van de buizen dus negatief ten opzichte van de kathode.

Wordt de spanning over  $R_3$  en  $R_4$  kleiner, dan worden de roosters dus minder negatief, waardoor de kathodestroom weer iets zal toenemen. Hierdoor zal de oorspronkelijke daling van de netspanning slechts een kleine daling van de kathodestroom en  $-$ spanning ten gevolge hebben. Door een juiste keuze van de instelling en de grootte van  $R_3$  en  $R_4$  wordt verkregen dat de kathodestroom praktisch niet wijzigt.

De tegenkoppeling heeft ook het grote voordeel dat de kathodestroom van de buis  $B_4$  evenredig is met de spanning op het eerste rooster. De uitslag van de voltmeters zal dus evenredig zijn. Daar de diode  $B_1$  voor spanningen kleiner dan 3 V zich niet lineair gedraagt, zal de schaalverdeling voor dit bereik niet lineair zijn en vordert dit een afzonderlijke schaalverdeling. De overige bereiken kunnen dan op één schaalverdeling worden afgelezen.

Voor het meten van gelijkspanning worden de beide dioden uitgeschakeld door het uitschakelen der gloeispanning. In de meetkop wordt de schakelaar op gelijkspanning gezet opdat de condensator  $C_1$  buiten werking wordt gesteld. Het omschakelen van de spanningsbereiken vindt in het apparaat zelf plaats. In fig. 1,63 is de schakeling van de meetkop weergegeven.

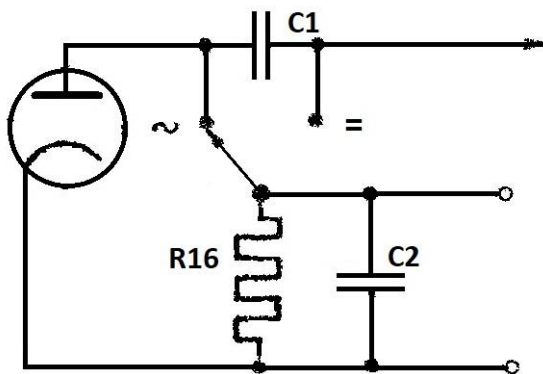


Fig. 1,63. Principe meetkop.

Voor gelijkspanning is de ingangsimpedantie ongeveer  $15 \text{ M}\Omega$  voor de bereiken van 3, 10 en 30 V en voor de bereiken van 100 en 300 V is de impedantie ongeveer  $10 \text{ M}\Omega$ .

De meetfout bij het meten van gelijkspanning blijft kleiner dan 2 %.

Met de weerstand  $R_6$ , met dubbele contacten, worden de buizen zo veel mogelijk gelijk ingesteld. De nadere correcties vinden plaats met  $R_1$  en  $R_{11}$ . Gelijkspanning en wisselspanning worden aangelegd tussen de meetstift en de aardklem die aan de zijkant van de meetkop zit.

De maximum spanning op de meetklemmen, eventueel gelijkspanning of wisselspanning mag niet groter zijn dan 500 V (topwaarde). In fig. 1,64 is het frontaanzicht van de diodevoltmeter weergegeven. De weerstand  $R_1$  wordt ingesteld met behulp van de schakelaar  $Sk_4 - R_1$  op het midden aan de onderzijde der frontplaat, terwijl deze zelfde schakelaar dient om de voltmeter in- en uit te schakelen.

Met de schakelaar  $Sk_3$  schakelt men dit apparaat op gelijk- of wisselspanning. Met de schakelaar  $Sk_1$  wordt het gewenste meetbereik ingesteld. De schakelaar  $Sk_2$  is een drukschakelaar die dient voor controlewerkzaamheden aan de buizen  $B_3$  en  $B_4$ . Links onder de meter bevindt zich het driedelig contact ter aansluiting van de kabel met meetkop.

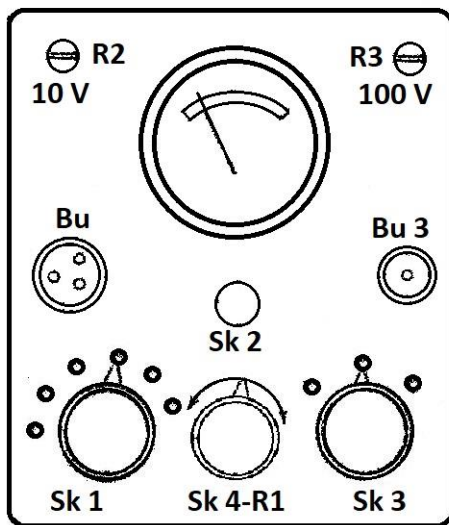


Fig. 1,64. Frontaanzicht van een diodevoltmeter.

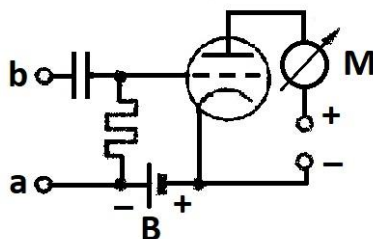


Fig. 1,65. Principeschema van een triodevoltmeter.

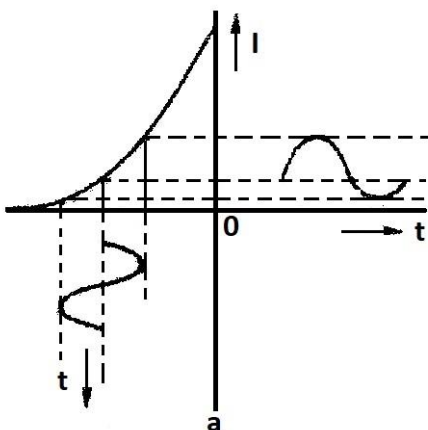


Fig. 1,66. Anodestroomverandering evenredig met het kwadraat der roosterwisselspanning.

Het eenpolig contact rechts onder de meter dient voor de meetpen en wordt alleen gebruikt bij controle der ingangsverzwakker  $R_{13}$ ,  $R_{14}$ .

De verzwakker  $R_{13}$  en  $R_{14}$  wordt ingesteld door de schroefinstelling boven in de frontplaat voor de bereiken 10 V en 100 V. Het apparaat kan ingesteld worden voor een voedingsspanning van 110 tot 145 V met een netfrequentie van 50 of 60 Hz.

### 1.15. Triodevoltmeters

Door gebruik te maken van de kromming van de anodestroom-roosterspanningskarakteristiek van een triode is het mogelijk ook de triode te gebruiken om de grootte van een wisselspanning te meten. Een principe van de schakeling van een dergelijke triodevoltmeter is in fig. 1,65 aangegeven. Sluiten we een sinusvormige wisselspanning op de klemmen a-b van de schakeling aan, dan zal ten gevolge van de kromming van de karakteristiek de anodewisselstroom geen sinusvormige gedaante hebben. Ten gevolge van de niet-sinusvormige gedaante van de anodewisselstroom zal de gemiddelde waarde, de anodegelijkstroom, gaan afwijken van de anoderuststroom. De grootte van deze afwijking hangt af van de grootte van de toegevoerde roosterwisselspanning.

In fig. 1,66 is de instelling van de negatieve rooster spanning zo gekozen dat de anodestroomverandering evenredig is met het kwadraat van de roosterspanningsverandering. We zeggen dan, dat karakteristiek in de omgeving van het instelpunt een kwadratisch karakter heeft.

Het verband tussen roosterspanning en anodestroom kunnen we voorstellen door de volgende vergelijking:  $I_a = I_{a_0} + S U_g + b U_g^2$ , waarin  $I_{a_0}$  de anodegelijkstroom,  $S$  de gebruikelijke steilheid en  $b$  een constante, uitgedrukt in  $mA/V^2$  is, die het verband aangeeft tussen de anodestroomverandering en het kwadraat van de roosterspanningsverandering. Met  $U_g$  wordt bedoeld de verandering van de rooster spanning ten opzichte van de roostergelijkspanning  $U_{g_0}$  die in fig. 1,65 door de batterij  $B$  wordt geleverd.

Stellen we tussen de klemmen a-b aangesloten wisselspanning voor door  $U_g = \hat{U} \sin \omega t$  dan wordt de uitdrukking voor de anodestroom:  $I_a = I_{a_0} + S \hat{U} \sin \omega t + b \hat{U}^2 \sin^2 \omega t$  en daar  $\sin^2 \omega t = \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \cos 2\omega t$  volgt:  $I_a = I_{a_0} + S \hat{U} \sin \omega t + \frac{1}{2} b \hat{U}^2 - \frac{1}{2} b \hat{U}^2 \cos 2\omega t$ . Is de meter  $M$  in fig. 1,65 een draaispoelinstrument, dan zal deze ten gevolge van de anodestroomcomponenten  $S \hat{U} \sin \omega t$  en  $\frac{1}{2} b \hat{U}^2 \cos 2\omega t$  niet uitslaan daar de gemiddelde waarde hiervan nul is.



### 1.15. Triodevoltmeters (vervolg)

De gemiddelde waarde van de anodestroom is:  $I_{a_0} + \frac{1}{2} b \hat{U}^2$ . De anodegelijkstroom is daarbij toegenomen met een bedrag  $\frac{1}{2} b \hat{U}^2$ , dus met een bedrag dat evenredig is met het kwadraat van de amplitude van de roosterwisselspanning. Daar  $U_{eff} = \frac{\hat{U}}{\sqrt{2}}$  en  $U_{eff} \sqrt{2} = \hat{U}$  mogen we voor  $\hat{U}^2$  schrijven:  $\hat{U}^2 = 2U_{eff}^2$  en wordt het bedrag waarmee de anodegelijkstroom is toegenomen gelijk aan  $bU_{eff}^2$ . Dus is de anodestroomtoename evenredig met het kwadraat van de effectieve waarde van de roosterwisselspanning. In de praktijk rekenen we gewoonlijk niet met de amplitude doch met de effectieve waarde van de wisselspanningen en -stromen. De gebruikelijke instrumenten zijn dan ook in effectieve waarde geijkt. We moeten echter bedenken dat de gebezigde uitdrukking voor de anodestroom slechts een benadering is; de anodestroomtoename is dus ook bij benadering evenredig met  $bU_{eff}^2$ .

Bij de schakeling volgens fig. 1,65 vloeit de gehele anodegelijkstroom ( $I_{a_0} + bU_{eff}^2$ ) door de draaispoelmeter. Zonder aangesloten wisselspanning vloeit de anoderuststroom  $I_{a_0}$  door de meter. De verandering ( $bU_{eff}^2$ ) die de anodegelijkstroom ondergaat wanneer een wisselspanning wordt aangesloten, is klein ten opzichte van de ruststroom ( $I_{a_0}$ ). De meting die bestaat uit het aflezen van de stroomverandering is daardoor niet zeer nauwkeurig.

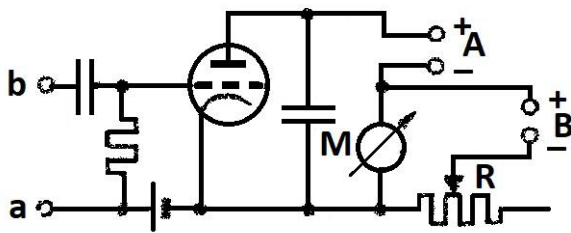


Fig. 1,67. Triodevoltmeter met compensatie van de ruststroom.

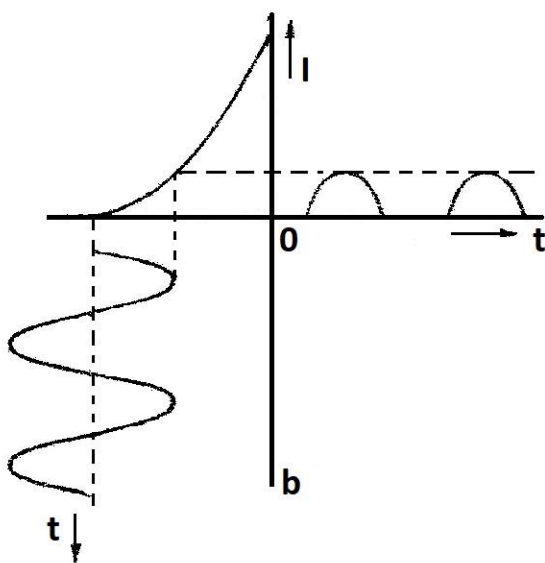


Fig. 1,69. De buis van de triodevoltmeter in het afknijppunt ingesteld.

De nauwkeurigheid en de gevoeligheid kan men vergroten door de ruststroom met een hulpstroom te compenseren. Hier kan men dan tevens voor de meter een gevoeliger instrument gebruiken (zie fig. 1,67). Bij A wordt de anodegijkspanning toegevoerd. Bij B wordt een hulpspanning aangesloten. De weerstand  $R$  wordt zo ingesteld dat door de meter  $M$  geen stroom vloeit als aan het rooster geen wisselspanning werkzaam is. De anoderuststroom  $I_{a_0}$  vloeit dan door de batterij  $B$  en de weerstand  $R$ . Daarbij is  $I_{a_0} R$  gelijk aan de spanning van de batterij  $B$ . Wordt daarna een wisselspanning aangesloten, dan neemt de anodegijkstroom toe met een bedrag  $bU_{eff}^2$ . Als  $R$  groot is ten opzichte van de inwendige weerstand van de meter  $M$ , dan vloeit de stroom  $bU_{eff}^2$  nagenoeg geheel door de meter.

Op deze wijze is het ook mogelijk kleine wisselspanningen te meten. Men heeft daartoe slechts een gevoelig draaispoelinstrument te nemen.

De mate van gevoeligheid die bij een dergelijke schakeling is te bereiken wordt bepaald door de stabiliteit van de compensatie. De anoderuststroom verandert een weinig bij kleine veranderingen van de voedingsspanningen. Voor het meten van grotere wisselspanningen is het ook mogelijk de buis meer

R.T.

44 MM

Nadruk verboden

negatief in te stellen. In fig. 1,68 is de buis zo ingesteld dat de anoderuststroom zonder aangesloten spanning nul is. De positieve helft van de roosterwisselspanning veroorzaakt stroom door de buis.

Bij de instelling volgens fig. 1,69 veroorzaken alleen de positieve toppen van de aangesloten wisselspanning stroom door de buis. Deze laatste instellingen zullen dus alleen gebruikt kunnen worden bij grote waarden van de roosterwisselspanning.

Bij aansluiting van een sinusvormige wisselspanning maakt het geen verschil hoe men de spanning aan de ingang aansluit. We meten in beide gevallen dezelfde effectieve waarde. Bij spanningen die een vorm hebben die niet symmetrisch is ten opzichte van de tijdas maakt het bij de instellingen volgens fig. 1,68 en 1,69 wel verschil hoe de spanning wordt aangesloten. Bij de beide verschillende richtingen waarin de spanning kan worden aangesloten krijgen we dan verschillende aanwijzingen. Als bij de instelling volgens fig. 1,66 de asymmetrische spanning niet te groot is, zodat de karakteristiek haar kwadratische karakter behoudt, maakt het weinig verschil hoe de spanning wordt aangesloten.

Een triodevoltmeter kan ook zo worden ingericht dat de topwaarde van de wisselspanning wordt aangewezen. De schakeling van een zogenaamde topspanningstriodevoltmeter is in fig. 1,70 weergegeven. Vooral bij grote spanningen is deze methode zeer geschikt. Omdat de roosterruimte van de triode niet groot behoeft te zijn en onafhankelijk is van de grootte der te meten spanning.

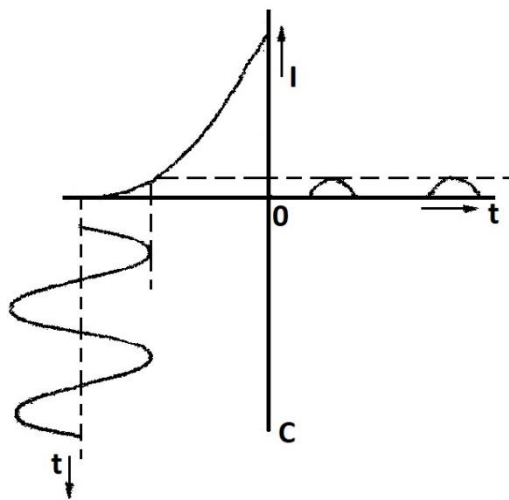


Fig. 1.96. De buis in klasse C ingesteld.

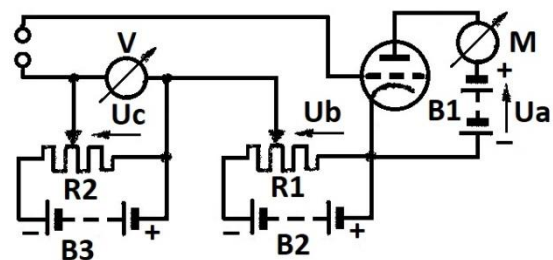


Fig. 1,70. Topspanningstriodevoltmeter.



### 1.15. Triodevoltmeters (vervolg)

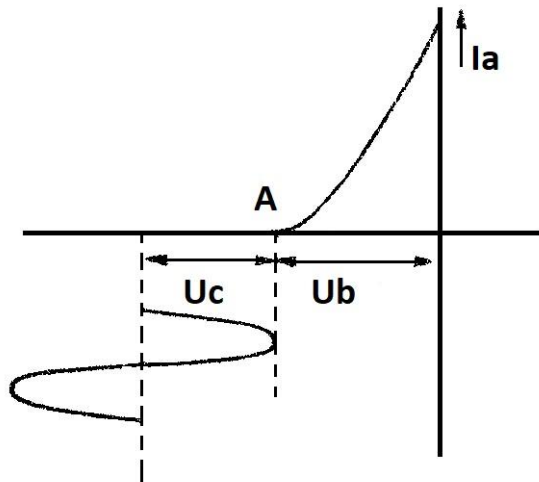


Fig. 1,71. De roosterspanning bij de schakeling volgens fig. 1,70.

Met behulp van de weerstand  $R_1$  en de batterij  $B_2$  wordt de negatieve roosterspanning  $U_b$  zo ingesteld dat geen anodestroom optreedt. Hierbij zijn dan de ingangsklemmen kortgesloten en het contact op  $R_2$  geheel rechts geplaatst, zodat de voltmeter geen spanning aanwijst. De triode is dan ingesteld in het afknijppunt A van fig. 1,71.

Wordt nu een wisselspanning aangesloten, dan zal de buis stroom gaan voeren (zie ook fig. 1,69). Met behulp van de batterij  $B_3$  en de potentiometer  $R_2$  wordt nu een spanning  $U_c$  in serie met de roosterketen gebracht van een zodanige waarde dat anodestroom weer nul wordt (zie fig. 1,71).

De spanning  $U_c$  die de voltmeter  $V$  nu aanwijst, is gelijk aan de topwaarde van de aangesloten wisselspanning.

Bij geschikte uitvoering zijn de triodevoltmeters tot zeer hoge frequenties bruikbaar. Bij zeer hoge frequenties wordt de grens bepaald door resonantieverschijnselen van de leidingen. De eigen capaciteit en -zelfinductie van de leidingen gaan dan de impedantie van de ingang van de meter beïnvloeden. Ook de looptijd van de elektronen in de triode kunnen de meting gaan beïnvloeden. Dit wil zeggen, dat de tijd die de elektronen in de triode nodig hebben om de anode te bereiken, niet meer klein is ten opzichte van de trillingstijd van de aangesloten wisselspanning. Deze meters zijn geschikt te maken voor frequenties tot  $10^8$  à  $10^9$  Hz.

Het ijken van de meters kan bij een lage frequentie geschieden. Omdat bij geen der instellingen volgens fig. 1,67 en 1,70 de schaal volkomen lineair of volkomen kwadratisch is, doch afhangt van de vorm van de  $I_a - U_a$ -karakteristiek van de gebruikte triode, is het nodig de voedingsspanningen constant te houden en het instrument van tijd tot tijd opnieuw te ijken. Zonder speciale schakelingen ligt het laagste meetbereik bij een grootte-orde van 1 V. Bij hogere spanningen neemt men een buis die bij dezelfde anodespanning een grotere afknijpspanning, dus een kleinere versterkingsfactor heeft. Voor hoge spanningen kan men ook van spanningsdelers gebruik maken zoals in fig. 1,58 voor een diodevoltmeter is aangegeven.

Voor het meten van kleine spanningen worden deze eerst versterkt met behulp van een versterker die dikwijls met de triodevoltmeters is samengebouwd. De versterking die deze versterker geeft, moet constant zijn. Om het instrument in een groot frequentiegebied te kunnen gebruiken, moet de versterking in dit gehele gebied dezelfde zijn. De terugwerking op de schakeling waaraan gemeten wordt, wordt bepaald door de ingangs-impedantie van de buis met de bedrading. Deze bestaat uit een weerstand van ongeveer  $1M\Omega$  en een capaciteit van ongeveer 10 pF. De ingangscapaciteit is dus groter dan bij een diodevoltmeter. De instrumenten worden meestal geijkt met een sinusvormige spanning in effectieve waarde.

### 1.16. Beschrijving elektronische voltmeter

In fig. 1,72 is het vereenvoudigde schema van een elektronische voltmeter van Philips weergegeven.



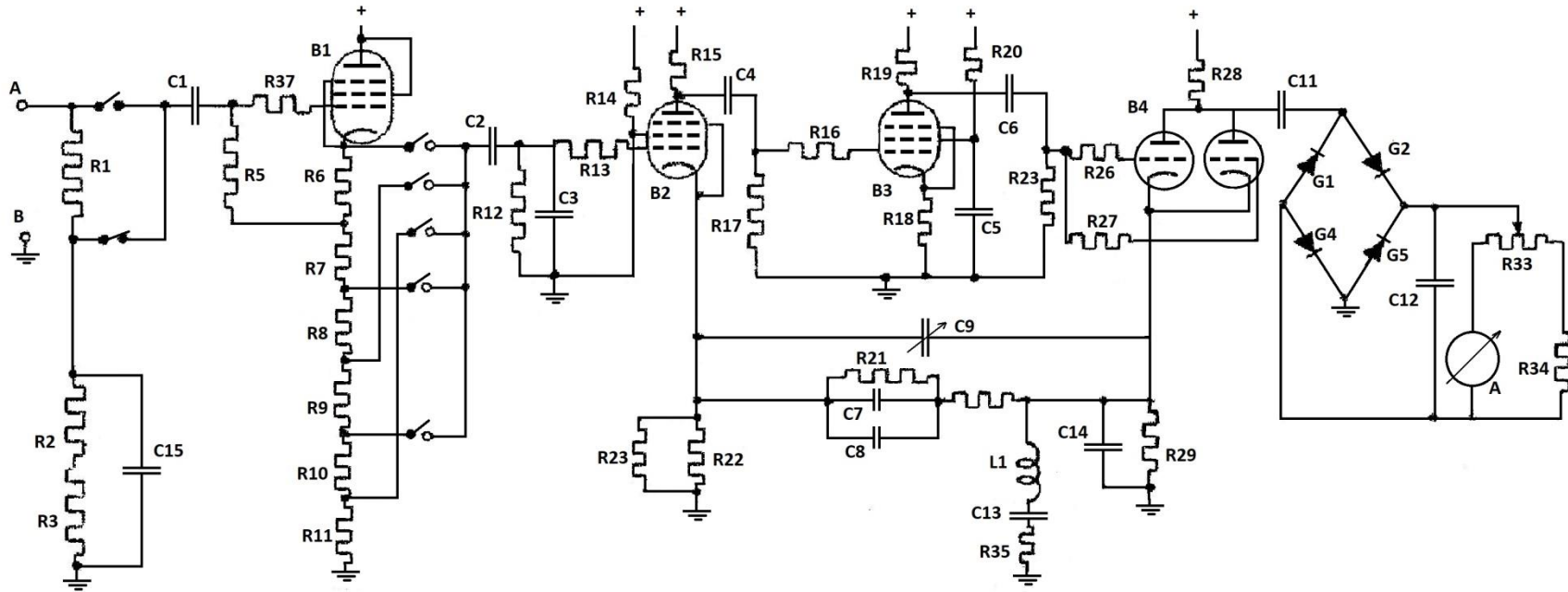


Fig. 1,72. Vereenvoudigd schema van een elektronische voltmeter.

Oplossingen inzenden van de opgaven MM, nr. 89 t/m 93.

1.16. Beschrijving elektronische voltmeter

Deze elektronische voltmeter is bestemd voor het meten van laagfrequent en hoogfrequent wisselspanning tot 300 V. Het frequentiegebied is van 20 Hz tot 1 MHz.

Het meetgebied is verdeeld in 10 bereiken, namelijk:

0 - 10 mV	1 - 3 V
10 - 30 mV	3 - 10 V
30 - 100 mV	10 - 30 V
100 - 300 mV	30 - 100 V
0,3 - 1 V	100 - 300 V

Het instrument is tevens geschikt om direct verhoudingen tussen twee spanningen, in decibel uitgedrukt, aan te geven (de eenheid decibel wordt later besproken).

Het opgenomen meetinstrument reageert op de gemiddelde waarde van de aangelegde spanning, doch is geijkt in de effectieve waarde van sinusvormige wisselspanning. De ingangsimpedantie van de meter is voor de meetbereiken tot 1 volt bij 20 kHz groter dan 1,2 M $\Omega$  en bij 1 MHz groter dan 0,7 M $\Omega$ . De ingangscapaciteit is kleiner dan 15 pF. In de meetbereiken van 3 tot 300 V is de ingangsimpedantie voor 20 kHz groter dan 1,8 M $\Omega$  en voor 1 MHz groter dan 0,7 M $\Omega$ . De ingangscapaciteit is kleiner dan 6 pF.

De meetfout bedraagt in de meetbereiken tot 1 volt tussen 100 Hz en 200 kHz minder dan 2 % en tussen 200 kHz en 1 MHz minder dan 3 % van de afgelezen waarde. In de overige meetgebieden is de fout minder dan 4 % van de afgelezen waarde. De invloed van de netspanning is gering.

De aangelegde spanning wordt aan de klemmen A - B toegevoerd en via de schakelaar  $Sk_1$  die in 10 stappen gedraaid kan worden en de condensator  $C_1$  aan het rooster van  $B_1$  toegevoerd. Is de te meten spanning groot, dan wordt deze eerst  $300 \times$  verzwakt met behulp van de weerstanden  $R_1$ ,  $R_2$  en  $R_3$ . Verder kan de spanning verzwakt worden door de weerstanden  $R_6$  t/m  $R_{11}$  in de kathodeleiding van  $B_1$  die in- en uitgeschakeld kunnen worden met behulp van  $Sk_{1a}$ .

De buizen  $B_2$ ,  $B_3$  en  $B_4$  zijn als weerstandversterkers geschakeld. Tussen de kathoden van  $B_4$  en  $B_2$  is tegenkoppeling aangebracht met behulp van  $C_9$ ,  $R_{21}$ ,  $C_7$ ,  $C_8$ ,  $R_{24}$  en  $R_{22}$ . Hiermee wordt bereikt dat variaties van de netspanning of variaties in de buizen het meetresultaat praktisch niet beïnvloeden, terwijl tevens de versterking van de versterker een constante waarde krijgt. Met de condensator  $C_9$  beïnvloedt men de tegenkoppeling bij hoge frequenties en met  $C_8$  de tegenkoppeling bij lage frequenties.

De kringen  $L_1$ ,  $C_{13}$  en  $R_{35}$  is afgestemd op ongeveer 600 kHz. Deze kring heeft voor deze frequentie een minimum-impedantie en heeft tot gevolg dat de tegenkoppeling bij genoemde frequentie vermindert en de versterking toeneemt.

De anodewisselspanning van de buis  $B_4$  wordt door middel van vier germaniumdioden  $G_1$  t/m  $G_4$ , die volgens Greatz geschakeld zijn, gelijkgericht.

Bij dit meetapparaat is een afzonderlijke buisschakeling opgenomen die dient om de voltmeter te ijken. In het getekende schema is dit gedeelte niet opgenomen.

Het frontaanzicht van deze elektronische voltmeter is in fig. 1,73 weergegeven. Voordat dit instrument aangesloten wordt op het wisselstroomnet dat voor de voeding dient, moet gezorgd worden voor een zo kort mogelijke aardverbinding.

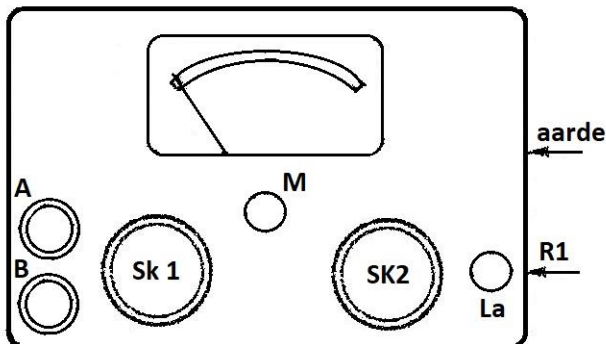


Fig. 1,73. Frontaanzicht elektronische voltmeter.

plaats met behulp van  $R_1$  (aan de rechter zijkant met stelschroef). Deze correctie in de ijking niet eerder uitvoeren voordat het instrument minstens 5 minuten staat ingeschakeld met het oog op het temperatuursverloop. Met de schakelaar  $Sk_1$  wordt het meetbereik ingesteld. links van  $Sk_1$  vindt men de stekerbussen voor het aansluiten van de te meten wisselspanning.

Zodra het apparaat door  $Sk_2$  wordt ingeschakeld, gaat een lampje rechts van  $Sk_2$  branden ter controle of het apparaat werkt en of er netspanning aanwezig is. Dit lampje is in het voedingsapparaat opgenomen. Dit voedingsapparaat zet de beschikbare wisselspanning uit het net om in de benodigde gelijkspanning voor de buizen.

#### 1.17. Beschrijving HF-voltmeter en versterker

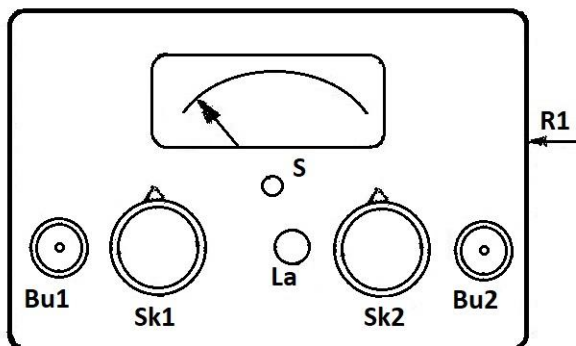


Fig. 1,74. Frontaanzicht van de HF-voltmeter met versterker.

dan 30 pF. Op het bereik van 30 mV is de ingangsweerstand ongeveer 60 k $\Omega$  voor frequenties tot 20 MHz en 20 k $\Omega$  voor frequenties tot 30 MHz. De ingangscapaciteit is ongeveer 8 pF. In het meetbereik van 300 mV tot 1000 V is de ingangsweerstand tot 1 MHz groter dan 10 M $\Omega$ , tot 30 MHz groter dan 0,1 M $\Omega$ . De ingangscapaciteit is kleiner dan 3 pF. De meetnauwkeurigheid gaat voor het bereik van 3 mV voor 5 kHz - 1 MHz tot 2 %, voor 2 kHz - 10 MHz, 5 % en voor 1 kHz - 30 MHz, tot 10 %. Voor de andere meetbereiken gaat de nauwkeurigheid voor 20 kHz - 1 MHz tot 2 %, voor 10 kHz - 10 MHz, 5 % en voor 5 kHz - 30 MHz, 10 %.

Nu wordt eerst gecontroleerd of de meter nul aanwijst, correctie hiervan kan met de stelschroef M onder de meter plaatsvinden.

Daarna kan de voedingswisselspanning worden aangesloten en het instrument worden ingeschakeld door middel van schakelaar  $Sk_2$ .

Wenst men de ijking te controleren, dan zijn in het apparaat ijkspanningen van 10 mV en 3 V (50 Hz) aanwezig. Deze worden geleverd door de bovengenoemde ijkschakeling. Correctie van de ijking vindt

In fig. 1,75 is het principe van de HF-voltmeter en versterker volgens Philips vereenvoudigd weergegeven.

Met dit instrument kunnen wisselspanningen gemeten worden van 150  $\mu$ V tot 1000 V met frequenties van 1 kHz tot 30 MHz. Het meetgebied is verdeeld in 11 bereiken, nl. v mV, 30 mV, 100 mV, 300 mV, 1 V, 3 V, 10 V, 30 V, 100 V, 300 V en 1000 V volle uitslag. Tevens is het instrument voorzien van een decibelschaal die dient om de verhouding tussen twee spanningen direct te kunnen aflezen.

Het apparaat heeft een hoge ingangsweerstand en kleine ingangscapaciteit. Op het 3 mV bereik is de ingangsweerstand voor 1 MHz groter dan 0,2 M $\Omega$ , voor 20 MHz en 30 MHz ongeveer 4 k $\Omega$ . De ingangscapaciteit is kleiner

R.T.

MM

Nadruk verboden 49



HILVERSUM

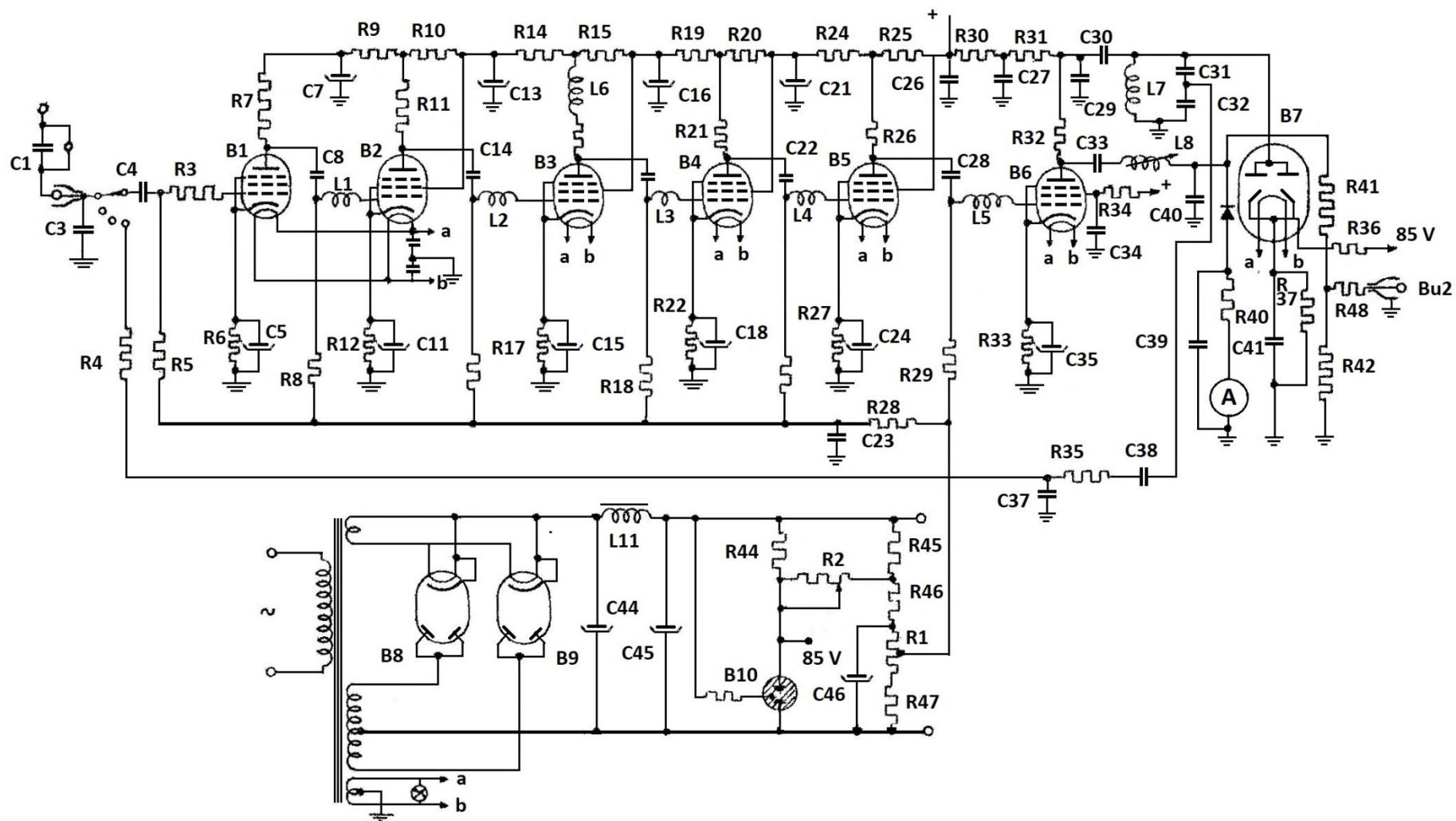
Het apparaat kan tevens gebruikt worden voor bovengenoemd frequentiegebied met een versterkingsfactor van 150. Voor uitwendig gebruik levert het apparaat een spanning van ongeveer 0,45 V bij een frequentie van 5000 Hz. Voor het meten van spanningen groter dan 3 mV, wordt gebruik gemaakt van een voor de ingang geschakelde capacatieve verzwakker. Deze verzwakker is opgenomen in de meetkop en in elf stappen in te stellen door middel van een schuifcondensator  $C_1$ . De uitgangsspanning van de versterker die gevormd wordt door de buizen  $B_1$  t/m  $B_6$  wordt door middel van een germanium diode gelijkgericht en de verkregen gelijkspanning aan de draaispoelmeter toegevoerd. De meter meet de topwaarden van de wisselspanning, echter is de meter geijkt in effectieve waarde van de sinusvormige wisselspanning.

Daar de versterker een zogenaamde brede band-versterker moet zijn, omdat een groot frequentiegebied zo gelijkmatig mogelijk versterkt moet worden, zijn hiertoe in de versterkerschakeling enkele compensaties aangebracht. In de versterker is tegenkoppeling toegepast, deze is uitgevoerd met de zogenaamde gelijkstroomtegenkoppeling. Hierbij worden grote kathodeweerstanden ( $R_6$ ,  $R_{12}$ ,  $R_{17}$ ,  $R_{22}$ ,  $R_{27}$  en  $R_{33}$ ) gebruikt. Door deze grote kathodeweerstanden zou het rooster een te grote negatieve spanning krijgen. Om dit enigszins te compenseren wordt een positieve spanning via  $R_{28}$  aan de roosters toegevoerd. De kathodeweerstanden zijn overbrugd door grote condensatoren  $C_5$ ,  $C_{11}$ ,  $C_{15}$ ,  $C_{18}$ ,  $C_{24}$  en  $C_{35}$ . Voor frequenties boven 1000 Hz vormen deze condensatoren een kortsluiting en is dus geen tegenkoppeling aanwezig. Verder vinden we in de schakeling de spoelen  $L_1$ ,  $L_2$ ,  $L_3$ ,  $L_4$ ,  $L_5$  en  $L_8$ , die in serie met de roosters der buizen geschakeld zijn. Zij vormen met de ingangscapaciteiten een serieschakeling. De resonantiefrequentie van deze LC –kringen liggen in het hoogfrequent gebied. Voor deze hoge frequenties zal over de ingangscapaciteit een grotere spanning staan door de opslinging van de keten in het gebied der resonantiefrequentie, dan indien de spoelen niet waren opgenomen. Deze hoge frequenties worden dus meer versterkt.

Wordt dit apparaat gebruikt als versterker, dan kunnen we aan de ingang  $B_u1$  een spanning van maximaal 3 mV aansluiten. Wordt een grotere spanning toegevoerd, dan moet de verzwakker ingeschakeld worden. Van de uitgangsklem ( $B_u2$ ) kan dan de spanning 150 maal versterkt worden afgenomen. De uitgangsimpedantie  $B_u2$  is ongeveer 500  $\Omega$ . Wordt het apparaat gebruikt als generator dan kan van de klem  $B_u2$  een spanning van 0,45 V met een frequentie van ongeveer 5000 Hz worden afgenomen. Bij het meten van een wisselspanning van 3 mV die vergezeld gaat van een gelijkspanning mag die gelijkspanning niet groter dan 500 V zijn. Bij hogere wisselspanning mag de gelijkspanning niet boven 1000 V komen. Het apparaat is geschikt voor voedingsspanningen van 110 V tot 245 V wisselspanning met frequenties tussen 40 – 60 Hz. Voordat het apparaat aan het wisselstroomnet wordt aangesloten, moet dit eerst goed worden geaard met een zo kort mogelijke verbinding. Verder moet gecontroleerd worden of de meter nul aanwijst; eventuele correctie vindt plaats met behulp van de stelschroef  $S$  onder de schaal (zie fig. 1,74). Daarna kan de schakelaar  $Sk_2$  die nog steeds op 0 stond op de stand  $\infty$  gezet worden. Het signaallampje  $L_a$  gaat branden. De schakelaar  $Sk_1$  staat in de stand 3 mV – 1000  $\Omega$ . De te meten spanning wordt aangesloten tussen meetpen en zij-aansluiting (aarde) van de meetkop. De contrastekker van de kabel wordt aangesloten op de ingangsbuis  $B_u1$  (gemarkt 3 mV – 1000 V) links op het apparaat. De verzwakker wordt op het gewenste bereik ingesteld doormiddel van de verschuifbare elektrode in de meetkop.

De invloed van de netspanningsvariaties kan op een minimum worden ingesteld met behulp van de weerstand  $R_1$  aan de rechter zijkant van het apparaat. In het apparaat is de mogelijkheid aanwezig dit te doen oscilleren; om deze reden is het ook mogelijk de schakeling, zoals boven reeds vermeld, als generator te gebruiken. Deze opgewekte spanning kan ook gebezigd worden om het instrument te ijken (over de oscillatorschakeling spreken we later).

Fig. 1,75. Vereenvoudigd prinsipeschema van een HF-voltmeter en versterker.



Oplossingen inzenden van de opgaven MM, nr. 94 t/m 100.

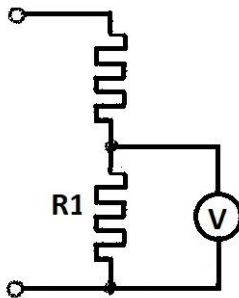
Hoofdstuk 2Het meten van stromen en spanningen2.1. De keuze van het meetinstrument

Fig. 2,1. De weerstand van de voltmeter  $V$  moet groot zijn ten opzichte van de weerstand  $R_1$ .

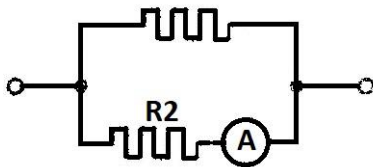


Fig. 2,2. De weerstand van de ampèremeter moet klein zijn ten opzichte van de weerstand  $R$ .

Wil men een stroom of spanning in een schakeling meten, dan moet men door een geschikte keuze van de meetmethode en het meetinstrument er voor zorgen dat de bedrijfs-toestand door de meting niet te veel verandert.

Zo zal men in de schakeling volgens fig. 2,1 de spanning die er is tussen de uiteinden van de weerstand  $R_1$ , zonder dat de voltmeter is aangesloten, alleen dan met grote nauwkeurigheid kunnen meten als de weerstand van de voltmeter  $V$  groot is ten opzichte van de weerstand  $R_1$ . Zou dit niet het geval zijn, dan worden de stromen en spanningen in de schakeling beïnvloed door het aanbrengen van de voltmeter.

In fig. 2,2 meet men de stroom door de weerstand  $R_2$  alleen dan nauwkeurig als de weerstand van de ampèremeter  $A$  klein is ten opzichte van de weerstand  $R_2$ .

Als dit niet zo is, wordt de stroom door  $R_2$  merkbaar kleiner door het tussenschakelen van de ampèremeter.

Is het in een praktisch geval niet mogelijk aan deze voorwaarden te voldoen, dan moet de aflezing van de meter worden gecorrigeerd. Om de grootte van de aan te brengen correctie te vinden, is het nodig de weerstand van de meter te kennen. Op goede meters staat deze weerstand daarom altijd aangegeven.

In de meeste gevallen is de orde van grootte van de te meten stroom of spanning wel bekend. We kiezen dan zo mogelijk een meter waarbij de uitslag, die we ongeveer verwachten, in het bovengedeelte van de schaal ligt, omdat we dan nauwkeuriger kunnen aflezen. Vooral bij meters met een kwadratische schaal staan de deelstrepen in het begin van de schaal dicht opeen, zodat daar een nauwkeurige aflezing niet mogelijk is. Moeten we bijvoorbeeld een stroom meten, die

ongeveer 20 A bedraagt, dan nemen we een ampèremeter voor 30 A volle uitslag, indien we die tot onze beschikking hebben en niet een meter voor 100 A volle uitslag. Daar staat tegenover dat een meter voor 100 A een kleinere weerstand heeft dan een gelijksoortige voor 30 A en dus de normale bedrijfstoestand van de schakeling minder verstoort. Daarom kan het wel eens voorkomen dat we toch aan de meter voor 100 A de voorkeur geven.

Beschikt men over een volledige serie meters of over universele instrumenten waarbij shunts en voorschakelweerstand kunnen worden omgeschakeld, dan behoeft uiteindelijk nooit een waarde te worden afgelezen in het begin van de schaal.

Is de te meten stroom of spanning geheel onbekend, dan beginnen we met een meter waarbij de wijzer zeker het eind van de schaal niet bereikt. Verkrijgen we dan een uitslag in het begin van de schaal, dan kunnen we de stroom of spanning wel niet nauwkeurig aflezen, doch hebben dan gewoonlijk voldoende aanwijzing over de orde van grootte, zodat we daarna de voor de meting meest geschikte meter kunnen nemen. Meten we met een universeel instrument, dan beginnen we met de ongevoeligste stand en schakelen geleidelijk over op de gevoeliger standen tot er een goed leesbare uitslag is verkregen.

Hoe groter de weerstand van een voltmeter en hoe kleiner de weerstand van een ampèremeter is, des te kostbaarder is de meter. We gebruiken nooit een kostbaarder meter dan voor het doel van de meting nodig is. We stellen dure instrumenten zo weinig mogelijk bloot aan het gevaar van beschadiging dat toch altijd aanwezig is. Om dit gevaar zo gering mogelijk te doen zijn, is grote voorzichtigheid en veel ervaring nodig. Meters, die zeer nauwkeurig aanwijzen en zeer nauwkeurig worden afgelezen, zogenaamde precisie-meters, zijn zeer kostbaar. Deze gebruiken we alleen als werkelijk de grootste nauwkeurigheid van de meting is vereist. In verreweg de meeste praktische gevallen kunnen we met robuuste, eenvoudige en goedkope instrumenten voldoende nauwkeurige meetresultaten verkrijgen.

Het voornaamste gebruik dat we van precisie-instrumenten maken, is bij het ijken van andere instrumenten. Precisie-instrumenten behoren buiten het bereik van onbevoegden te worden opgeborgen.

frequentie (Hz)								
	0	10	10	10	10	10	10	10
draaispoel								
el. dynamisch								
lusoscillograaf								
weekijzer								
draaiveld en ind.								
el. statisch								
hittedraad								
thermokoppel								
gelijkrichtcel								
diodevoltmeter								
triodevoltmeter								
kathodestr. buis								

Bij de keuze van het instrument is de frequentie van de te meten stroom of spanning een belangrijke factor. In fig. 2,3 is een overzicht gegeven van de frequentiegebieden waarin verschillende typen instrumenten kunnen worden gebruikt. Hierbij komen enkele typen voor die nog niet besproken zijn, doch die komen later ter sprake.

We zien dat bij een gegeven frequentie gewoonlijk meer dan een type instrument voor de meting in aanmerking komt. De keuze wordt dan bepaald door de orde van grootte van de te meten stroom of spanning. Zo kan men bijvoorbeeld zeer kleine gelijkstromen alleen met draaispoel instrumenten meten. Bij lage frequenties, bijvoorbeeld 50 Hz, komen

Fig. 2,3. Frequentiegebieden van meetinstrumenten.

voor het meten van kleine stromen meestal alleen draaispoelinstrumenten met gelijkrichtcellen of thermokoppels in aanmerking. Bij hoge frequenties zal men grote spanningen (bv. 1000 V) bij voorkeur meten met een elektrostatische voltmeter, kleine spanningen van enkele volts met diodevoltmeters en zeer kleine spanningen bv. 1 mV met instrumenten met voorgeschakelde versterker.

De keuze wordt verder beïnvloed door de vereiste nauwkeurigheid van de meting. De hoogste precisie is alleen mogelijk bij gelijkstroom en gelijkspanning waarbij een draaispoelmeter wordt gebruikt en bij wisselstroom en wisselspanning met een lage frequentie, met behulp van elektrodynamische instrumenten. Naarmate de frequentie hoger wordt, zal de meting meestal minder nauwkeurig worden.



## 2.2. Het meten van gelijkspanning

Voor het meten van gelijkspanningen wordt bij voorkeur een draaispoelmeter gebruikt. Met de meeste wisselstroominstrumenten, zoals hittedraadmeters, weekijzermeters en thermokoppels kunnen ook wel gelijkspanningen worden gemeten, doch de nauwkeurigheid van goede draaispoelmeters is groter. Bovendien is de afleesnauwkeurigheid bij meters met een kwadratische schaal in het begin van de schaal niet erg groot.

De stroom die bij de gebruikelijke draaispoelmeters nodig is voor volle uitslag, is gewoonlijk 1 mA. De kwaliteit van het instrument is dus  $1000 \Omega$  per volt volle uitslag. Op de meter staat dan in veel gevallen aangegeven:  $1000 \Omega$  per volt. Dit wil dus zeggen: per volt volle uitslag en natuurlijk niet per volt aangewezen spanning, want de weerstand van de meter is constant, onafhankelijk van de spanning, die we meten. Om grote spanningen te meten, maken we gebruik van voorschakelweerstand. We moeten bij iedere meter de bij dat instrument behorende voorschakelweerstand gebruiken, daar de voor volle uitslag vereiste stroom niet voor alle meters dezelfde is. Wanneer we een meter gebruiken met ingebouwde omschakelbare voorschakelweerstand, zijn in dit opzicht vergissingen natuurlijk uitgesloten.

Zoals reeds is vermeld, moeten we zorgen dat de weerstand van voorschakelweerstand en meter groot is ten opzichte van de weerstand van de schakeling waaraan wordt gemeten. Is de weerstand van de schakeling zo groot dat met een draaispoelmeter niet aan deze eis kan worden voldaan, dan kunnen we gebruik maken van een diodevoltmeter. De weerstand hiervan is altijd zeer groot. De nauwkeurigheid van een diodevoltmeter is minder groot dan een draaispoelmeter, doch dit is in dergelijke gevallen gewoonlijk geen overwegend bezwaar. Een voorbeeld van een dergelijke meting is in fig. 2,4 aangegeven, namelijk het meten van de schermroosterspanning van een pentode, waarbij het schermrooster wordt gevoed over een grote weerstand  $R_1$ .

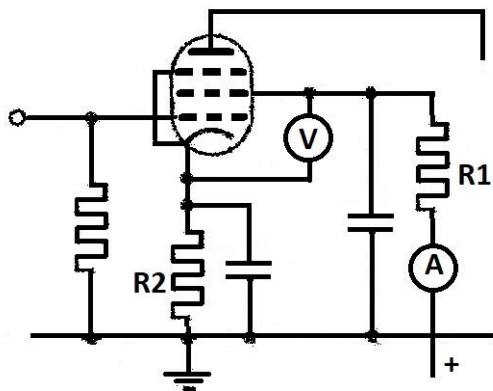


Fig. 2,4. Het meten van de schermroosterspanning van een pentode met een diode.

We gebruiken een diodevoltmeter  $V$  aangesloten tussen schermrooster en de kathode. Zouden we een meter aansluiten tussen het schermrooster en "aarde", dan zouden we geen rekening houden met de spanning die over de weerstand  $R_2$  ontstaat. Zouden we een draaispoelmeter gebruiken die enkele mA nodig heeft, dan vloeit behalve de schermroosterstroom, ook de stroom die door de meter vloeit, door de weerstand  $R_1$  waardoor de spanningsval over  $R_1$  veel groter wordt dan wanneer de meter niet is aangesloten. We meten dus een spanning die veel te laag is.

Een andere methode om in dergelijke gevallen de schermroosterspanning te leren kennen, bestaat hierin dat we de stroom meten door een weerstand waarvan de grootte bekend is. Dit kunnen we ook aan de hand van fig. 2,4 toelichten. We onderstellen dat we de grootte van de weerstand mA-meter  $A$  op. We meten hiermee de schermroosterstroom  $I_{g2}$ . De spanningsval over  $R_1$  is  $I_{g2}R_1$ . Met een draaispoelmeter meten we de voedingspanning. Dit kan zonder bezwaar met een draaispoelmeter geschieden, omdat de inwendige weerstand van de voedingsbron klein is en de klemspanning niet noemenswaard daalt bij het aansluiten van de voltmeter.



De schermroosterspanning is nu gelijk aan de voedingsspanning, verminderd met de spanningsval over de weerstand  $R_1$ . De negatieve roosterspanning van de pentode van fig. 2,4, dit is de spanning, die ontstaat over de weerstand  $R_2$ , meten we op een soortgelijke wijze. Zouden we een draaispoelmeter eenvoudig parallel aan de weerstand  $R_2$  plaatsen, dan is de stroom door de meter van dezelfde grootte-orde als de stroom die door  $R_2$  vloeit (de som van de anodestroom en de schermroosterstroom). We zouden dan een veel te kleine spanning meten. Bovendien zou dan de weerstand tussen kathode en "aarde" veel kleiner worden, waardoor de instelling van de buis zou veranderen.

Een buisvoltmeter is wel bruikbaar om deze spanning te meten, doch is minder nauwkeurig dan een draaispoelmeter. We wensen echter gewoonlijk de negatieve roosterspanning vrij nauwkeurig te kennen. We meten daarom bij voorkeur de stroom door  $R_2$  met een draaispoel-mA-meter; als de weerstand  $R_2$  bekend is, vinden we de spanning als het product van de stroom en de weerstand. Hierbij is het echter nodig dat de weerstand van onze mA-meter klein is ten opzichte van  $R_2$ . Is dit niet het geval, dan kunnen we beter een buisvoltmeter gebruiken.

Bevindt zich in de anodeketen een grote weerstand, zoals bij een weerstandsgekoppelde versterker het geval is, dan kunnen we de anodegelijkspanning op dezelfde wijze meten als aangegeven is voor het meten van de schermroosterspanning. Voor het meten van zeer grote gelijkspanningen, boven ongeveer 1000 V, levert het gebruik van een draaispoelmeter met voorschakelweerstand bezwaren op. De voorschakelweerstand moeten dan voor deze hoge spanningen geïsoleerd zijn. Het vermogen dat in deze voorschakelweerstand in warmte wordt omgezet, is vrij groot (de stroom is van de orde van grootte van 1 mA). Bij hoge spanningen is de stroom die vloeit in de schakeling waaraan gemeten moet worden gewoonlijk vrij klein, zodat een stroom van ongeveer 1 mA, die voor een draaispoelmeter wordt vereist, de bedrijfstoestand teveel verstoort. Om deze redenen wordt voor het meten van dergelijke hoge spanningen bij voorkeur met een elektrostatische voltmeter gemeten.

### 2.3. Het meten van gelijkstroom

De grootste nauwkeurigheid en gevoeligheid bij gelijkstroommetingen worden verkregen met de indirecte methoden.

In de eerste plaats kan men met de te meten stroom een gevoelige elektrostatische voltmeter laden. Laat men de stroom  $I$  gedurende een tijd  $t$  de capaciteit  $C$  van het elektrostatische instrument laden, dan is de stroom bepaald door  $I = \frac{CU}{t}$ , als  $U$  de spanning is die de voltmeter aanwijst. Op deze wijze kan men stromen meten tot op een waarde van  $10^{-14}$  A.

Volgens een andere methode leidt men de te meten stroom door een grote weerstand, bijvoorbeeld  $10^{10}$   $\Omega$  en meet de spanning over deze weerstand met een instrument dat zelf zeer weinig stroom verbruikt, zoals een elektrostatische voltmeter of buisvoltmeter waarin de eerste buis een zeer grote ingangsweerstand heeft. Op deze wijze kan men stromen tot  $10^{-12}$  A meten.

Voor het meten van stromen van  $10^{-6}$  tot  $10^{-10}$  A gebruikt men spiegelgalvanometers met bandophanging.

Vanaf  $10^{-5}$  A kunnen wijzerinstrumenten worden gebruikt, maar een behoorlijke robuustheid, dus minder kwetsbaar, verkrijgen deze instrumenten eerst wanneer zij geschikt zijn voor stromen van enige mA. Grotere stromen, tot 50000 A toe worden gemeten met behulp van shunts.



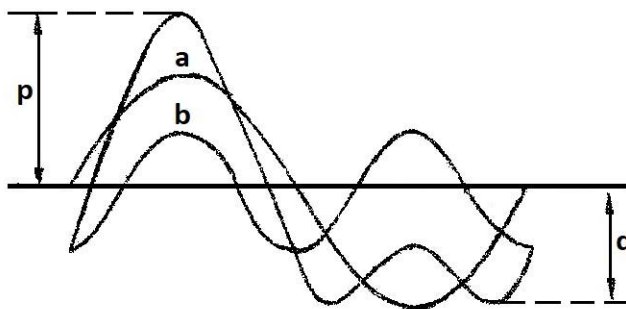
### 2.4. Het meten van wisselspanningen

Wisselspanningen, veel kleiner dan 1 V kunnen niet met wijzerinstrumenten worden gemeten. Voor het meten van deze kleine spanningen moeten deze eerst worden versterkt. De versterking van de daartoe gebruikte versterker moet constant zijn en bovendien bekend zijn.

In die gevallen, waarin de te meten stroom of spanning binnen wijde grenzen variëren kan, is een schaalverdeling met een groot bereik nodig. Men gebruikt dan een logaritmische schaal. Deze schaal is aan het begin wijd, dus zijn kleine waarden nauwkeurig af te lezen, doch aan het eind der schaal zeer nauw. De fout die in de aflezing bij grote waarden kan optreden is procentueel echter van geen grote invloed. Een logaritmische schaal wordt verkregen door in de versterker buizen te gebruiken die een variabele steilheid bezitten. Naarmate de te meten wisselspanning groter wordt, wordt automatisch de negatieve roosterspanning van de buizen groter en daarmee een kleinere steilheid, dus kleinere versterking ingesteld.

Bij lage frequenties gebruikt men in het gebied van 1 tot 1000 V voor het nauwkeurig meten van de effectieve waarde van een wisselspanning elektrodynamische-, hittedraad-, of thermokoppelinstrumenten. Deze meters hebben in het algemeen het bezwaar dat de vereiste stroom vrij groot is. Een draaispoelmeter met gelijkrichtcel vereist een veel kleinere stroom en verstoort de bedrijfstoestand dus in veel geringere mate. Een dergelijke meter reageert op de gemiddelde waarde en is meestal gekijkt in effectieve waarde. Bij een sinusvormige spanning is dit geen bezwaar en is de aanwijzing juist. Bij niet sinusvormige spanning is de verhouding tussen gemiddelde en effectieve anders dan bij sinusvormige spanning. De aanwijzing komt dan in het algemeen niet overeen met de werkelijke.

Dit laatste is ook belangrijk bij spanningsmetingen met diode- en triodevoltmeters, de belangrijkste instrumenten voor het meten van spanningen met hoge frequenties. Bestaat de spanning bv. uit



een sinusoidale spanning en de tweede harmonische daarvan, zoals in fig. 2,5 is weergegeven, waarin a de grondgolf en b de tweede harmonische is, dan zal de diodevoltmeter de waarde p of de waarde q aanwijzen, afhankelijk van de wijze waarop de spanning op de meter wordt aangesloten.

Zouden de grondgolf en de 2<sup>e</sup> harmonische een andere fase onderling bezitten, dan verandert de resulterende spanningskromme en dus ook de aanwijzing van de meter. Ditzelfde geldt ook voor de triodevoltmeter.

Fig. 2,5. Niet symmetrische spanningskromme samengesteld uit een eerste en een tweede harmonische.

Door deze effecten kan met buisvoltmeters geen grote nauwkeurigheid worden bereikt. Daar staat tegenover dat ze in een groot frequentiegebied en bij zeer uiteenlopende waarden van de spanning kunnen worden gebruikt. De invloed, die een buisvoltmeter uitoefent op de schakeling waaraan gemeten wordt, is in vele gevallen gering; de ingangswaarde is bv. 10 M $\Omega$  en de ingangscapaciteit ongeveer 10 pF.

### 2.5. Het meten van wisselstroom

Het meten van kleine wisselstromen is moeilijker dan het meten van kleine gelijkstromen. Wil men de stroom meten door deze te leiden door een grote weerstand waarover men dan de spanning meet, dan vloeit reeds bij vrij lage frequenties een vrij groot deel van de toegevoerde stroom door

de aan deze weerstand parallel geschakelde capaciteit die gevormd wordt door de bedrading en ingangscapaciteit van de voltmeter (buisvoltmeter of elektrostatistische meter). Een capaciteit van 10 pF heeft bij 50 Hz een impedantie:  $\frac{1}{\omega C} = 3 \times 10^8 \Omega$ . Staat deze capaciteit parallel aan de meetweerstand, dan mag deze weerstand niet groter zijn dan ongeveer  $10^7 \Omega$ .

Vanaf ongeveer 1 mA kan de stroom direct worden gemeten met thermokoppels of met draaispoelmeters met gelijkrichtcellen. Thermokoppels worden gemaakt voor het gebied van 1 mA tot enige ampères en zijn bruikbaar voor gelijkstroom en wisselstroom, ook met hoge frequenties. De bovenste grens ligt ongeveer bij 100 MHz en wordt bepaald door het skin-effect. Wat het skin-effect of huideffect is, zullen we later zien. Voorlopig stellen we vast dat ten gevolge van hoge frequenties van de wisselstroom door een geleider de weerstand daarvan groter is dan bij lage frequenties. Dit skin-effect zal groter zijn naarmate de geleider dikker is. door het toenemen van de weerstand bij hoge frequenties neemt de warmte-ontwikkeling in de verwarmingsdraad van het thermokoppel en daarmee de thermospanning toe. Om de invloed van het skin-effect zo klein mogelijk te doen zijn, maakt men de verwarmingsdraad wel van koperen pijp, waarvan het skin-effect kleiner is als van een massieve draad. ook neemt men wel een aantal langs de omtrek van een cilinder gespannen draadjes of bandjes waarbij op één hiervan het thermokoppel is aangebracht (zie fig. 2,6).

Voor het meten van grote stromen bij hoge frequenties kan men gebruik maken van een capacatieve shunt (fig. 2,7). Als men zorgt dat de impedantie van  $C_2$  groot is ten opzichte van die van het thermokoppel  $th$ , verhouden de stromen zich als de capaciteiten  $C_1$  en  $C_2$ .

Veronderstel dat de spanning  $U$  over de parallelschakeling van  $C_1$  en  $C_2$  werkzaam is, dan is de stroom  $I_{C_1} = Uj\omega C_1$  en de stroom  $I_{C_2} = Uj\omega C_2$ . De verhouding van de twee stromen is dus:

$$\frac{I_{C_1}}{I_{C_2}} = \frac{Uj\omega C_1}{Uj\omega C_2} = \frac{C_1}{C_2}$$

Bij lage frequenties kan men voor het meten van wisselstromen behalve van thermokoppels en draaispoelmeters met gelijkrichtcellen gebruik maken van elektrodynamische, hittedraad- of weekijzermeters.

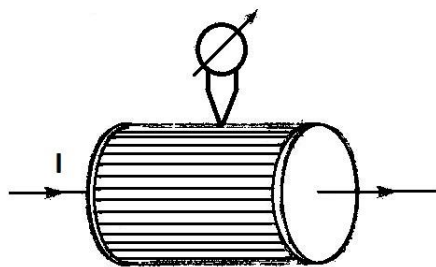


Fig. 2.6. Thermokoppel voor grote stroom en hoge frequentie.

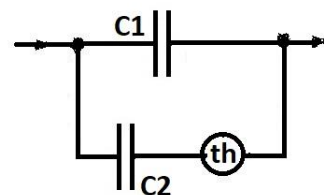


Fig. 2,7. Capacatieve shunt.

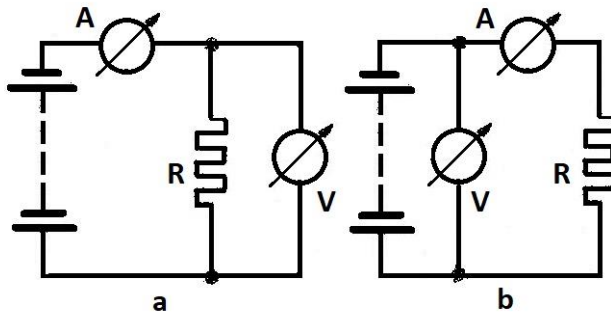
Hoofdstuk 3Het meten van impedanties3.1. Het meten van weerstandena. Het bepalen van de weerstand uit stroom en spanning

Fig. 3,1. Meting van de weerstand  $R$  uit stroom en spanning.

De eenvoudigste methode om een weerstand te bepalen, is een stroom door de te meten weerstand te zenden, die we met een stroommeter meten en de spanning te meten die ten gevolge van die stroom over de weerstand wordt ontwikkeld. Met behulp van de wet van Ohm is dan de weerstand te berekenen.  $R = \frac{U}{I}$ . Om deze meting uit te voeren, kunnen we een der beide schakelingen volgens fig. 3,1 gebruiken. Bij de schakeling volgens fig. 3,1a meten we de juiste spanning. De ampèremeter wijst echter een te grote stroom aan, nl. de stroom door de weerstand vermeerderd met de stroom door de voltmeter. Is de weerstand van de voltmeter bekend, dan is ook de stroom door de voltmeter bekend. De stroom door de ampèremeter kunnen we dan verminderen met de stroom door de voltmeter om de stroom door de weerstand te leren kennen. Bij de schakeling volgens 3,1b meten we de juiste waarde van de stroom door de weerstand, doch de voltmeter wijst een te hoge spanning aan. Is de weerstand van de stroommeter bekend, dan kunnen we de spanningsval over deze meter bepalen. Door deze spanning af te trekken van de spanning die de voltmeter aanwijst, vinden we de werkelijke spanning over de weerstand.

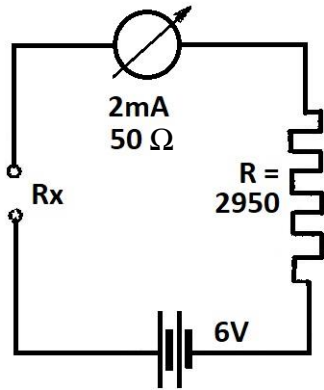
Stellen we aan de meting geen hoge eisen betreffende de nauwkeurigheid, dan kunnen we in veel gevallen deze correcties achterwege laten. Echter moet in fig. 3,1a de weerstand van de voltmeter groot zijn ten opzichte van de weerstand  $R$ , terwijl in fig. 3,1b de weerstand van de ampèremeter klein moet zijn ten opzichte van de weerstand  $R$ . De nauwkeurigheid van de meting van de weerstand  $R$  hangt af van de nauwkeurigheid der gebruikte meetinstrumenten. Is bv. elke meter nauwkeurig tot op 1%, dan kan in de gevonden weerstandswaarde een fout van 2% optreden. De ene meter kan bv. 1% te hoog en de andere 1% te laag aanwijzen.

Het meten van een weerstand op deze wijze is vrij eenvoudig. Er zijn alleen een batterij, een spanningsmeter en een stroommeter voor nodig. Als de meetinstrumenten behoorlijk nauwkeurig zijn, zijn de meetresultaten voor verreweg de meeste gevallen voldoende nauwkeurig. In de eerste plaats is het een meting voor gelijkstroom, daar men in het algemeen wel goede gelijkstroommeters ter beschikking heeft. Ook voor wisselstroom met een lage frequentie, bv. afkomstig uit het 50 Hz lichtnet, is deze methode wel bruikbaar, mits men weet dat de te meten weerstand geen zelfinductie of parallelcapaciteit bevat. De weerstand van een transformatorwikkeling kan men dus niet volgens deze methode met wisselstroom meten, doch alleen met gelijkstroom.

b. Directe weerstandsmeting

Ook kan een weerstandsmeting worden uitgevoerd met behulp van de schakeling volgens fig. 3,2. Bij een bepaalde batterijspanning wordt de stroomsterkte door een draaispoelmeter gemeten die een maat is voor de grootte van de onbekende weerstand. Gaan we uit van de veronderstelling dat de

draaispoelmeter bij een stroom van 2 mA vol uitslaat en de weerstand van de meter  $50\Omega$  is, terwijl de batterij een spanning levert van 6 V. indien de weerstand  $R_x$  nul is, dan moet de weerstand in de keten zodanig zijn dat de stroom niet groter dan 2 mA wordt. Deze weerstand moet zijn:  $\frac{6}{2 \cdot 10^{-3}} = 3000\Omega$ .



Daar de meterweerstand  $50\Omega$  is, moet een vaste weerstand van  $3000 - 50 = 2950\Omega$  in de schakeling worden opgenomen. Wordt de meter direct in ohms geijkt, dan moet bij de maximum uitslag van de draaispoelmeter nul ohm aangegeven worden. Bij inschakeling van een weerstand  $R_x$  zal de stroom in de keten kleiner worden en de meter minder ver uitslaan. Door eerst bekende weerstanden op te nemen, kan het instrument in ohms geijkt worden. Een bezwaar van deze methode is dat de schaal niet lineair is en het meten van zeer grote weerstanden niet nauwkeurig kan geschieden. Tevens moet de batterijspanning juist gelijk zijn aan de spanning waarmee de meter is geijkt. Bij afwijking van de batterijspanning is een correcte meting niet mogelijk. Veronderstellen we dat de meter op 5% van de schaal nog nauwkeurig is af te lezen, dan kan een minimum stroom van  $100\mu\text{A}$  worden toegelaten (5% van 2 mA). Dit betekent dat de maximale weerstand die in de

keten gebezigd kan worden, is  $\frac{6}{100 \cdot 10^{-5}} = 6000\Omega$ . De maximale waarde van de onbekende weerstand die gemeten kan worden is dan  $60000 - 3000 = 57000\Omega$ . Wenst men nog grotere weerstanden te meten, dan zou dit te doen zijn met óf een grotere batterijspanning óf een gevoelige meter in de schakeling op te nemen. Voor nauwkeurige metingen is deze methode niet geschikt.

### c. Weerstanden met behulp van de brug van Wheatstone

In de Theoretische Elektriciteitsleer hebben we reeds kennis gemaakt met de brug van Wheatstone.

In fig. 3,3 is een dergelijke brug weergegeven. Indien de brug in evenwicht is, d.w.z. wanneer de galvanometer nul aanwijst, dan bestaat het volgende verband tussen de weerstanden  $R_1 R_4 = R_2 R_3$ . Met de brug van Wheatstone kan zeer nauwkeurig de waarde van een weerstand worden gemeten, althans veel nauwkeuriger als met de methode van stroom en spanning of met de directe methode. De weerstandsmeting met de brug is gebaseerd op de nulaanwijzing van het meetinstrument. Door een zeer gevoelig meetinstrument te gebruiken kan de instelling op nulaanwijzing van het instrument zeer nauwkeurig plaats vinden.

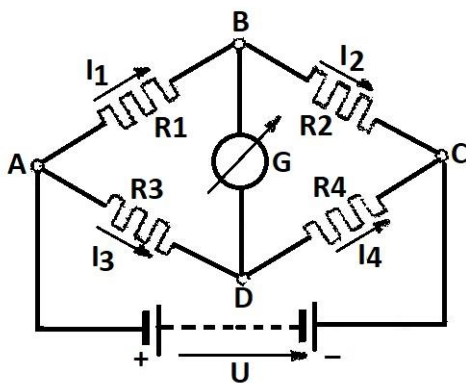


Fig. 3,3. Brug van Wheatstone.

Bij de meting wordt de te meten weerstand vergeleken met andere weerstanden. De te bereiken nauwkeurigheid hangt ook af van de nauwkeurigheid waarmee de laatste weerstanden bekend zijn. Veronderstellen we dat in fig. 3,3 de weerstand  $R_4$  onbekend is, dan moeten de waarden van  $R_1$ ,  $R_2$  en  $R_3$  nauwkeurig bekend zijn, want  $R_4 = \frac{R_2 \cdot R_3}{R_1}$ . De nauwkeurigste meetresultaten worden verkregen als voor de weerstand  $R_1$  en  $R_2$  twee gelijke weerstanden worden gekozen. De weerstand  $R_3$  is dan variabel uitgevoerd. Deze weerstand wordt meestal in stappen uitgevoerd, door middel van een schakelaar. Bij apparaten met een schakelaar zijn bv. 10 weerstanden ieder van  $1\Omega$  in serie geschakeld. Hiermee kan men dus een weerstand van  $10\Omega$  vormen, opklimmen met  $1\Omega$ . Men noemt dit een decade. Een volgende decade kan men hiermee serie schakelen.

Oplossingen inzenden van de opgaven MM, nr. 113 t/m 116.



HILVERSUM

### 3.1. Het meten van weerstanden (vervolg)

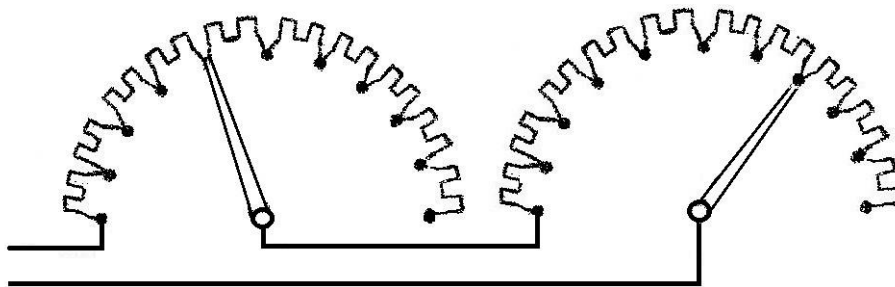


Fig. 3,4. Schakeling van decade weerstandsbank bestaande uit 2 decaden.

Deze decade vormt men dan uit 10 weerstanden van elk  $10\ \Omega$  in serie. Hierop kan men weer een volgende decade van 10 weerstanden van elk  $100\ \Omega$  laten volgen. Hiermee is men dan elke weerstandswaarde tot op  $1\ \Omega$  nauwkeurig in te stellen (zie fig. 3,4).

Een andere uitvoeringsvorm is de stoppenbank.

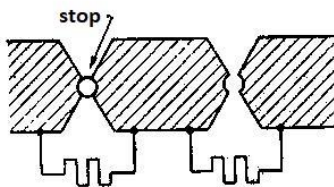


Fig. 3,5. Schakeling van een stoppenbank.

Hierin bevinden zich vier weerstanden die een gehele decade kunnen bestrijken. Voor de decade van 1, 2, 3 en  $4\ \Omega$  of 1, 2, 2 en  $5\ \Omega$ . Alle weerstanden zijn in serie geschakeld, elk verbindingspunt van twee weerstanden is verbonden met een metalen blokje op het deksel van de bank. Tussen twee blokjes kan een metalen stop worden gestoken die een weerstand kortsluit (zie fig. 3,5). De stoppenbank neemt voor dezelfde maximale weerstandswaarde een kleinere ruimte in. Daarentegen is echter de decadenbank met schakelaar gemakkelijker in het gebruik.

In het voorafgaande hebben we gezien dat de evenwichtsvoorwaarde,  $R_1 R_4 = R_2 R_3$ , onafhankelijk is van de spanning die aangelegd is, waarbij dan zelfs meter en spanningsbron verwisseld kunnen worden. Dit geldt zolang de weerstanden onafhankelijk van de stroom zijn die er door vloeit. Wordt de stroom groot, dan neemt de weerstand in het algemeen toe ten gevolge van de optredende temperatuursverhoging. We moeten de spanning dus zo laag kiezen dat de toelaatbare warmte-ontwikkeling niet wordt overschreden. Bij precisieweerstanden is gewoonlijk een vermogen van  $1\ \text{W}$  nog toelaatbaar.

#### d. De dubbele brug van Thomson

De brug van Wheatstone is bruikbaar voor het meten van weerstanden van zeer verschillende waarden. Deze brug is echter niet geschikt voor het meten van kleine weerstanden (bv.  $0,01\ \Omega$  of kleiner). De overgangsweerstanden in de verbindingpunten is dan niet meer zeer klein ten opzichte van de te meten weerstand. De weerstanden van de verbindingdraden zijn dan ook niet meer te verwaarlozen.

In fig. 3,3 is de te meten weerstand gelijk aan  $R_4 = \frac{R_2 \times R_3}{R_1}$ , waarbij  $R_4$  dan de totale weerstand tussen de punten C en D is. Deze totale weerstand wordt gevormd door de te meten weerstand, de weerstand van de verbindingdraden en de overgangsweerstanden van de verbindingpunten. Soms is men gedwongen de verbindingdraden vrij lang te nemen; in dat geval is de weerstand daarvan zeker niet meer te verwaarlozen.

Voor het meten van kleine weerstanden kunnen we gebruik maken van de dubbele brug van Thomson, waarbij de weerstand van de draden en de overgangsweerstand weinig of geen invloed op

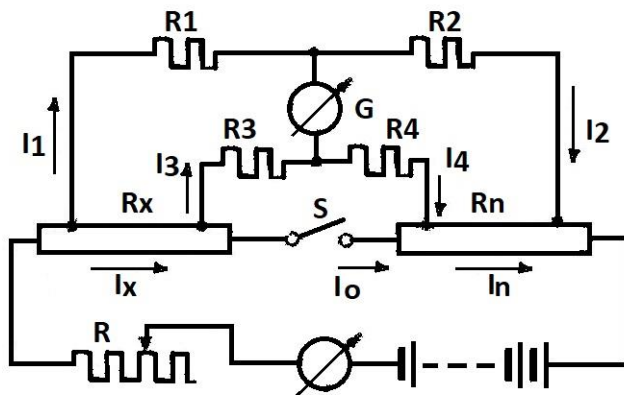


Fig. 3,6. Dubbele brug van Thomson.

het meetresultaat heeft.

In fig. 3,6 is het schema van de dubbele brug van Thomson aangegeven.

$R_x$  is de te meten weerstand en  $R_n$  is een kleine geijkte variabele weerstand, dikwijls uitgevoerd in de vorm van een rechte draad met sloopcontact waarop een schaalverdeling is aangebracht. De weerstanden  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$  en  $R_4$  zijn weerstanden die groot zijn ten opzichte van  $R_x$ .  $R_1$ ,  $R_2$ , en  $R_3$  zijn vaste weerstanden en  $R_4$  is variabel uitgevoerd. De brug wordt gevoed door een batterij in serie met een stroommeter en een regelweerstand  $R$ .

We beginnen de brug in te stellen met een kleine stroom. Daarna vergroten we de stroom door de weerstand  $R$  te verkleinen en stellen de brug zo nauwkeurig mogelijk in (stroom door galvanometer nul). Bij deze instelling, die vooraf plaatsvindt, maakt het niet uit hoe de schakelaar  $S$  staat.

Verder regelen we met  $R_4$ , bij geopende schakelaar, zo nauwkeurig mogelijk de stroom door galvanometer op nul. De schakeling vormt nu de gewone brug van Wheatstone. De evenwichtsvoorwaarde is nu:

$R_1 : R_2 = (R_x + R_3) : (R_n + R_4)$ . Daar de weerstanden  $R_x$  en  $R_n$  klein zijn ten opzichte van de weerstanden  $R_3$  en  $R_4$  is de evenwichtsvoorwaarde praktisch gelijk aan  $R_1 : R_2 = R_3 : R_4$ .

Als we nu de schakelaar  $S$  sluiten, zal, wanneer in de verbindingsdraad met schakelaar geen weerstand aanwezig is, de stroom door  $R_3$  en  $R_4$ , die dan parallel staan, nul zijn, daar deze kortgesloten staan. we kunnen de schakeling nu weer opvatten als een brug van Wheatstone, bestaande uit de weerstanden  $R_x$ ,  $R_1$ ,  $R_x$ , en  $R_n$  met als evenwichtsvoorwaarde  $R_1 : R_2 = R_x : R_n$ .

Daar in de verbindingsdraad met schakelaar een weerstand ten gevolge van contacten en verbindingen voorkomt, staat er dus een spanning over  $R_3$  en  $R_4$  en vloeit er stroom door deze weerstanden en galvanometer. We regelen  $R_n$  bij totdat de stroom door de galvanometer nul is geworden.

Daar  $R_3$  en  $R_4$  groot zijn ten opzichte van de weerstand van de verbindingsdraad met schakelaar is de stroom door  $R_3$  en  $R_4$  die bij stroomloze galvanometer nog vloeit, klein ten opzichte van  $I_0$ . Daar de stroom door  $R_3$  en  $R_4$  zo klein is, kunnen we deze praktisch weer in evenwicht veronderstellen en is bij benadering weer voldaan aan laatstgenoemde evenwichtsvoorwaarde  $R_1 : R_2 = R_x : R_n$ .

Openen we daarna de schakelaar weer, dan blijkt de brug niet meer in evenwicht te zijn, daar we vergeleken met de eerste afregeling met geopende schakelaar nu  $R_n$  veranderd hebben. Met  $R_4$  stellen we de galvanometer weer op nul in.

Deze beide instellingen herhalen we enige malen tot er geen uitslag is, zowel bij gesloten als bij open schakelaar. We moeten er wel om denken bij geopende schakelaar met  $R_4$ , en met gesloten schakelaar met  $R_n$  te regelen.



3.1. Het meten van weerstanden (vervolg)

Bij gesloten schakelaar is:  $I_1 = I_2$  en  $I_3 = I_4$ , dus moet ook voldaan zijn aan:  $I_x = I_n$ .

Uit de evenwichtsvoorwaarde van de brug met gesloten schakelaar volgt:

$$I_x R_x + I_3 R_3 = I_1 R_1 \dots \dots \dots (1)$$

$$I_n R_n + I_4 R_4 = I_2 R_2 \dots \dots \dots (2)$$

en daar  $I_n = I_x$ ,  $I_3 = I_4$  en  $I_1 = I_2$  wordt de laatste vergelijking:

$$I_x R_n + I_3 R_4 = I_1 R_2 \dots \dots \dots (3)$$

Door deling van de vergelijkingen 1 en 3 op elkaar:

$$\frac{I_x R_x + I_3 R_3}{I_x R_n + I_3 R_4} = \frac{I_1 R_1}{I_1 R_2} = \frac{R_1}{R_2} \dots \dots \dots (4)$$

Bij geopende schakelaar wordt voldaan aan de voorwaarde:

$$\frac{R_x + R_3}{R_n + R_4} = \frac{R_1}{R_2} \dots \dots \dots (5)$$

De vergelijkingen (4) en (5) kunnen we aan elkaar gelijkstellen:

$$\frac{I_x R_x + I_3 R_3}{I_x R_n + I_3 R_4} = \frac{R_x + R_3}{R_n + R_4}.$$

De termen van de eerste breuk delen we alle door  $I_x$ :

$$\frac{R_x + \frac{I_3}{I_x} R_3}{R_x + \frac{I_3}{I_x} R_4} = \frac{R_x + R_3}{R_n + R_4}.$$

Passen we hierop toe de eigenschap voor evenredigheden: de som van de voorgaande termen staat tot de som der volgende termen, enz., dan krijgen we:

$$\frac{R_x + \frac{I_3}{I_x} R_3 - R_x - R_3}{R_x + \frac{I_3}{I_x} R_4 - R_n - R_4} = \frac{R_x + R_3}{R_n + R_4}. \quad \text{Dit geeft:} \quad \frac{(\frac{I_3}{I_x} - 1)R_3}{(\frac{I_3}{I_x} - 1)R_4} = \frac{R_x + R_3}{R_n + R_4} \quad \text{of} \quad \frac{R_3}{R_4} = \frac{R_x + R_3}{R_n + R_4}.$$

Vermenigvuldigen we deze gelijkheid met de beide noemers, dan geeft dit:

$$R_3 R_n + R_3 R_4 = R_x R_4 + R_3 R_4$$

$$R_3 R_n = R_x R_4 \quad \text{of} \quad \frac{R_x}{R_n} = \frac{R_3}{R_4}.$$

Uit vergelijking (5) volgt dat deze gelijkheid ook gelijk is aan  $\frac{R_1}{R_2}$ , dus  $\frac{R_x}{R_n} = \frac{R_3}{R_4} = \frac{R_1}{R_2}$ .

In deze uitdrukking zijn  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$ ,  $R_4$  en  $R_n$  bekend, dus  $R_x$  is te berekenen.

Om te zorgen dat de weerstand van de verbindingsdraden en die en de aansluitpunten geen fout in de uitkomst van de meting veroorzaken, moeten de weerstanden  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$  en  $R_4$  op de juiste wijze met  $R_x$  en  $R_n$  worden verbonden. De weerstanden  $R_x$  en  $R_n$  zijn zeer klein en dus is  $I_1$  zeer klein ten opzichte van  $I_x$ . We verbinden  $R_1$  niet met de zelfde klem aan  $R_x$  als de weerstand  $R$ , maar iets rechts daarvan. Voor de andere verbindingen met  $R_x$  en  $R_n$  geldt hetzelfde. Uit de meting verkrijgen we dat gedeelte van de onbekende weerstand  $R_x$  dat zich tussen de aansluitpunten van  $R_1$  en  $R_3$  bevindt. Door deze wijze van verbinden staat de overgangsweerstand die de aansluitpunten leveren in serie met de grote weerstanden  $R_1$  en  $R_3$  en heeft daardoor geen invloed.

Men kan de meting ook uitvoeren door voor  $R_n$  een vaste weerstand te nemen en  $R_2$  en  $R_4$  variabel uit te voeren.

3.2. Het meten van zelfinductie en capaciteiten uit stroom, spanning en frequentie

Op dezelfde wijze als een weerstand kan worden bepaald uit stroom en spanning, kan ook een zelfinductie of capaciteit gemeten worden.



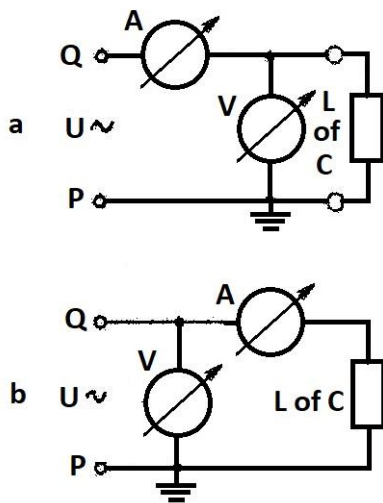


Fig. 3,7. Het meten van  $L$  of  $C$  uit stroom, spanning en frequentie.

impedantie  $Z = \sqrt{R^2 + \omega^2 L^2}$ . In vele gevallen is  $R \ll \omega L$ . Met niet al te grote benadering is dan  $Z = \omega L$  of  $L = \frac{Z}{\omega}$ . Drukken we  $U$  in volt,  $I$  in ampere en de frequentie in Hertz uit, dan vinden we  $L$  in Henry. Om uit te maken of  $R$  verwaarloosbaar is, moet men de waarde van  $R$  of minstens de grootteorde daarvan kennen. We moeten wel bedenken dat  $R$  niet de weerstand is die we met gelijkstroom meten. Bij wisselstroom is de verliesweerstand van de spoel groter dan bij gelijkstroom ten gevolge van het skin-effect (daarover later). Bevindt zich ijzer in de spoel, dan hebben de ijzerverliezen een schijnbare vergroting van de weerstand tot gevolg. De fout die we maken, is bij spoelen met een goede kwaliteit niet groot als we  $Z = \omega L$  stellen. Is bv.  $\frac{R}{\omega L} = 0,1$ , dan is  $Z = \sqrt{R^2 + \omega^2 L^2} = \omega L \sqrt{\frac{R^2}{\omega^2 L^2} + 1} = \omega L \sqrt{0,001 + 1} = \omega L \sqrt{1,001} \approx 1,005 \omega L$ . In dit geval is de fout die we maken slechts 0,5 %. Is de kwaliteit van de spoel groter, dus  $\frac{R}{\omega L}$  kleiner dan 0,1, dan is de fout nog kleiner. Om  $\frac{R}{\omega L}$  kleiner te maken zouden we een hogere frequentie kunnen toepassen, echter met het hoger maken van de frequentie wordt de weerstand door toename van het skin-effect ook groter.

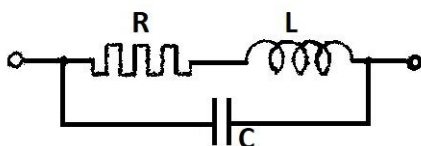


Fig.3,8. Vervangingschema van een spoel met verliesweerstand en capaciteit.

Bij het meten van een capaciteit van een van een condensator wordt een juiste meting bemoeilijkt door de aanwezige dielectrische verliezen die weer vertegenwoordigd kunnen worden door een weerstand parallel aan een condensator die dan verliesvrij verondersteld kan worden. Ook kan men de verliezen vervangen denken door een weerstand in serie met een ideale condensator.

Echter moet dit met wisselstroom in plaats van met gelijkstroom worden uitgevoerd. De frequentie van de wisselstroom moet bij de meting bekend zijn.

Bij deze meetmethode meten we de stroom door de spoel of condensator en de spanning aan de klemmen daarvan. We kunnen de meters weer op twee manieren aansluiten (zie fig. 3,7). Bij het bepalen welke schakeling toegepast zal worden gelden dezelfde overwegingen als bij het meten van weerstanden.

Als we de gemeten spanning delen door de gemeten stroom, dan vinden we de impedantie. Iedere spoel heeft een zekere weerstand. We kunnen deze weerstand opvatten alsof deze in serie geschakeld staat met een ideale spoel, die dus geen weerstand heeft, doch alleen een zelfinductie  $L$ . Gebruiken we meters die de effectieve waarde aanwijzen, zoals bij veel instrumenten het geval is, dan vinden we als  $I$  op  $U$  in effectieve waarden op elkaar delen, voor de

Het gebruik van hoge frequenties brengt nog een ander bezwaar mee. Iedere spoel bezit een eigencapaciteit die uit kleine capaciteitjes tussen de windingen wordt gevormd. De resulterende capaciteit kunnen we ons parallel aan de spoel werkzaam denken (zie fig. 3,8). De invloed van de capaciteit wordt groter bij toenemende frequentie, vooral met frequenties, die niet klein zijn ten opzichte van de resonantiefrequentie, wordt het resultaat der meting onjuist.



### 3.2. Het meten van zelfinducties en capaciteiten uit stroom, spanning en frequentie (vervolg)

De impedantie die we uit de meting vinden, als we de serieverliesweerstand opvatten, is:

$$Z = \frac{U}{I} = \sqrt{R^2 + \frac{1}{\omega^2 C^2}}; \text{ waarin } U \text{ en } I \text{ weer in effectieve waarden zijn uitgedrukt. Is } R \ll \frac{1}{\omega C}, \text{ dan kun-}$$

nen we de impedantie weer benaderen tot  $Z = \frac{1}{\omega C}$ . Het hangt verder van de te meten capaciteit af of deze gemeten kan worden met een hoge of lage frequentie. Bij lage frequenties wordt de stroom die optreedt al gauw te klein om te meten. Condensatoren met een capaciteit van  $1 \mu F$  kunnen volgens bovenvermelde methode met een frequentie van 50 Hz gemeten worden, doch voor condensatoren van  $100 pF$  is een veel hogere frequentie nodig. Bij het meten van een zelfinductie of een capaciteit gebruikt men als stroommeter bij lage frequenties bv. een weekijzermeter, een hittedraadmeter of een draaispoelmeter met gelijkrichter; bij hoge frequenties wordt een thermokruis met galvanometer het meest gebruikt. Voor het meten van de spanning is een buisvoltmeter in de meeste gevallen het meest geschikte instrument. De ingangsimpedantie van een dergelijke meter is zeer groot; de capaciteit zo klein dat hierdoor het meetresultaat niet veel wordt beïnvloed. Men moet echter wel bedenken dat meestal een der klemmen van een buisvoltmeter aan aarde ligt, terwijl ook dikwijls een der klemmen van de spanningsbron geaard is (zie fig. 3,9). Soms kan voor het meten van een zelfinductie of een ca-

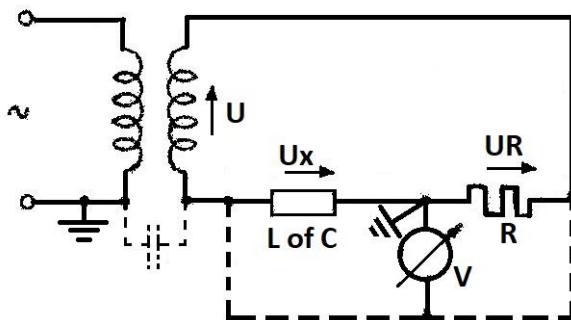


Fig. 3,9. Het meten van een zelfinductie of capaciteit met behulp van een voltmeter en een bekende weerstand.

tussen de beide wikkelingen van de transformator de meting kan beïnvloeden. Deze capaciteit moet een impedantie hebben die groot is ten opzichte van  $R$  en van de te meten impedantie, daar bij de meting deze capaciteit gedeeltelijk parallel aan  $R$  en gedeeltelijk parallel aan de te meten impedantie komt te staan. In de figuur 3,9 staat de getekende capaciteit parallel aan de te meten impedantie, er is echter ook een capaciteit tussen de bovineinden van de transformator en deze staat parallel aan  $R$ .

paciteit ook de schakeling volgens fig. 3,9 gebruikt worden. In plaats van een stroommeter hebben we hier een bekende weerstand  $R$  die liefst van dezelfde grootte-orde moet zijn als de impedantie van spoel  $L$  of condensator  $C$ . De voltmeter wordt nu beurtelings parallel aan deze weerstand en aan de te meten impedantie geschakeld. De verhouding der spanningen geeft dan de verhouding van  $R$  tot  $\omega L$  tot  $\frac{1}{\omega C}$ . In fig. 3,9 is een transformator genomen tussen de spanningsbron en het meetcircuit. Dit is nodig als zowel een zijde van de voltmeter als een zijde van de spanningsbron met aarde moet zijn verbonden. Hierbij treedt echter het gevaar op dat de capaciteit  $C_p$  tus-

### 3.3. De drie-voltmetermethode

De voorgaande methoden hadden alle het bezwaar dat de zelfinductie of de capaciteit niet nauwkeurig gemeten kan worden als deze niet te verwaarlozen verliezen heeft.

Bij de zogenaamde 'drie-voltmetermethode' mag de voltmeter niet worden geaard. Een buisvoltmeter is dus niet te gebruiken. Hierdoor blijft deze methode praktisch beperkt tot metingen bij 50 Hz waarbij dan als voltmeter bv. een weekijzerinstrument of een draaispoelmeter met gelijkrichter kan worden gebruikt. Daar de impedantie van dergelijke instrumenten gewoonlijk niet zeer groot is, wordt het gebruik van deze methode nog verder beperkt; en wel tot niet al te grote zelfinducties en niet al te kleine capaciteiten, omdat de impedantie van het te meten object klein moet zijn ten opzichte van de

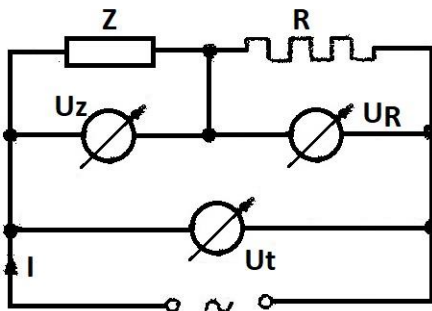


Fig. 3,10. Drievoltmetermethode.

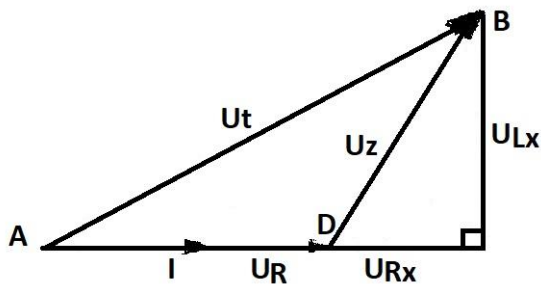


Fig. 3,11. Het vectordiagram betreffende de drievoltmetermethode.

kunnen we in fase met  $U_R$  tekenen.

De faseverschuiving tussen  $U_t$  en  $I$  is bepaald door de te meten zelfinductie en de beide weerstanden  $R$  en  $R_x$ . De vector die de spanning  $U_{Lx} = I\omega L_x$  weergeeft, moet een hoek van  $90^\circ$  voorrijlen op de stroom. We kunnen deze vector en dus ook de spanning vinden door uit het punt  $B$  een loodlijn  $BC$  op het verlengde van de vector  $U_R$  neer te laten. De lijn  $BC$  is gelijk aan de spanning  $U_{Lx}$  over de onbekende zelfinductie. Het lijndeel  $CD$  waarmee de vector  $U_R$  verlengd is, stelt de spanningsval  $U_{Rx}$  over de onbekende weerstand van de spoel voor. De faseverschuiving die de spoel tussen stroom en de spanning  $U_Z$  daarover ontwikkelt, is de hoek  $\varphi$ . De spanningen  $U_R$ ,  $U_Z$  en  $U_t$  moeten nauwkeurig op schaal getekend worden. De spanningen  $U_{Lx}$  en  $U_{Rx}$  kunnen uit het vectordiagram worden opgemeten. Daar de stroom en frequentie bekend zijn, kunnen we de grootte van  $L_x$  en  $R_x$  hieruit berekenen. De nauwkeurigheid van de meting hangt niet alleen af van de nauwkeurigheid waarmee de meters worden afgelezen, maar ook van de nauwkeurigheid waarmee het vectordiagram wordt getekend.

Om een behoorlijk nauwkeurige constructie te verkrijgen, moet de bekende weerstand  $R$  van dezelfde grootte-orde zijn als de te meten impedantie  $\sqrt{R_x^2 + \omega^2 L_x^2}$ .

Deze meetmethode kan worden uitgevoerd met eenvoudige instrumenten die men in de regel wel bij de hand heeft. Als geen zeer grote nauwkeurigheid wordt vereist, is deze methode zeer geschikt.

impedantie van de meter. We nemen in serie met de te meten impedantie  $Z$  een bekende weerstand  $R$  op (zie fig. 3,10). We plaatsen over de te meten impedantie, over de bekende weerstand  $R$  en over de klemmen van de aangelegde spanning elk een voltmeter. We lezen allereerst de spanning  $U_R$  over de weerstand van de voltmeter af en zetten deze in een vectordiagram (fig. 3,11) uit. De spanning die over de weerstand  $R_x$  van de spoel valt, heeft dezelfde fase als  $U_R$ . De grootte daarvan is nog niet bekend, de richting in het vectordiagram wel, want deze spanning zal een vector in het verlengde van  $U_R$  geven. We kunnen  $U_R$  bij voorbaat dus al iets langer tekenen. We meten nu de spanning  $U_Z$  over de te meten spoelimpedantie en de totale spanning  $U_t$ . De vector  $U_Z$  opgeteld bij  $U_R$  moet de totale spanning  $U_t$  opleveren. Deze beide vectoren vormen met  $U_R$  dus een driehoek. De stand van deze vectoren bepalen we, door uit het begin  $A$  van  $U_R$  de vector  $U_t$  om te cirkelen en uit het einde  $D$  van  $U_R$  de vector  $U_Z$  om te cirkelen. Het snijpunt  $B$  van de cirkelboogjes geeft het punt aan waar de vectoren  $U_t$  en  $U_Z$  samen komen. De vectoren  $U_t$  en  $U_Z$  kunnen nu worden getekend.

Uit de spanning  $U_R$  die we reeds gemeten hebben, is de stroom die in de keten vloeit af te leiden  $I = \frac{U_R}{R}$ . De stroomvector



### 3.4. Het meten van brugschakelingen

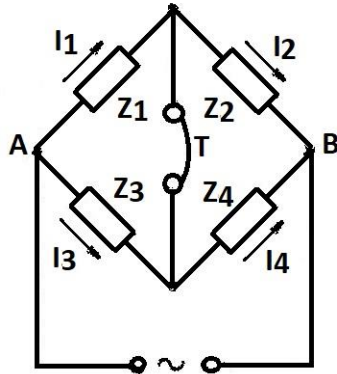


Fig. 3,12. Brugschakeling voor wisselstroom.

Bij het meten van weerstanden was de brug van Wheatstone het instrument dat de nauwkeurigste resultaten gaf. Ook andere impedanties kunnen we het nauwkeurigst met een brug meten. We moeten dan in plaats van een batterij een wisselspanningsbron aansluiten en de galvanometer vervangen door een gelijkspanningsmeter met detector. Hiervoor kan een hoofdtelefoon dienen, indien de frequentie van de aangelegde spanning in het hoorbare gebied ligt. Bij hogere frequenties moet een andere detector worden gebruikt, bv. een diode voorafgegaan door een versterker.

In fig. 3,12 is een brugschakeling voor wisselstroom aangegeven. In principe geldt hier weer dezelfde evenwichtsvoorwaarde als het geval was bij weerstandsmeting, dus de producten van tegenover elkaar geplaatste impedanties moeten gelijk zijn.

Nu heeft niet alleen de grootte van de impedanties invloed op het brugevenwicht, maar ook de faseverschuiving die zij veroorzaken. Om deze reden rekenen we verder met complexe grootheden.

We stellen de impedanties resp. voor door de volgende complexe grootheden:

$\bar{Z}_1 = R_1 + jx_1$ ,  $\bar{Z}_2 = R_2 + jx_2$ ,  $\bar{Z}_3 = R_3 + jx_3$  en  $\bar{Z}_4 = R_4 + jx_4$ . Bij evenwicht, als er dus geen spanning is tussen de punten B en D is:  $\bar{I}_1\bar{Z}_1 = \bar{I}_3\bar{Z}_3$  en  $\bar{I}_2\bar{Z}_2 = \bar{I}_4\bar{Z}_4$ , bovendien is  $\bar{I}_1 = \bar{I}_2$  en  $\bar{I}_3 = \bar{I}_4$ .

We kunnen dus noteren:  $\bar{I}_1\bar{Z}_1 = \bar{I}_3\bar{Z}_3$  en  $\bar{I}_2\bar{Z}_2 = \bar{I}_4\bar{Z}_4$ ,

Delen we deze gelijkheden op elkaar, dan vinden we:  $\frac{\bar{Z}_1}{\bar{Z}_2} = \frac{\bar{Z}_3}{\bar{Z}_4}$  of:  $\bar{Z}_1\bar{Z}_4 = \bar{Z}_2\bar{Z}_3$ .

Stellen we  $\bar{Z}_4$  als onbekende impedantie, dan is deze gelijk aan:  $\bar{Z}_4 = \frac{\bar{Z}_2\bar{Z}_3}{\bar{Z}_1}$ .

Aan beide zijden van het =teken komen complexe getallen voor. De beide delen zijn alleen dan aan elkaar gelijk als het reële deel van  $\bar{Z}_4$  gelijk is aan het reële deel van de vorm achter het =teken en het imaginaire deel van  $\bar{Z}_4$  gelijk is aan het imaginaire deel achter het =teken.

Om hieraan te voldoen moet de brugschakeling twee instelbare elementen bevatten. Bij brugmetingen met wisselstroom moet voor brugevenwicht dus worden voldaan aan twee voorwaarden: twee gelijke reële delen en twee gelijke imaginaire delen.

Voor de keuze van de bekende impedanties  $\bar{Z}_1$ ,  $\bar{Z}_2$  en  $\bar{Z}_3$  zijn er vele mogelijkheden. Ook voor de instelbare impedanties kunnen we verschillende elementen kiezen. Enkele voornaamste brugschakelingen die in gebruik zijn, willen we bespreken. Door een of twee der bekende impedanties, ofwel reëel (een weerstand) ofwel zuiver imaginair (een zelfinductie of een capaciteit) te nemen, krijgen we soms eenvoudige evenwichtsvoorwaarden.

### 3.5. De verhoudingsbrug

#### a. Het meten van capaciteiten

Een veel gebruikte brugschakeling voor het meten van condensatoren is in fig. 3,13 aangegeven. De impedanties  $\bar{Z}_1$  en  $\bar{Z}_2$  zijn hier reëel genomen ( $R_1$  en  $R_2$ ). De onbekende condensator heeft verliezen, zodat we deze impedantie kunnen voorstellen door een weerstand  $R_x$  in serie met een ideale

condensator  $C_x$ . De 4<sup>e</sup> tak van de brug wordt gevormd door een variabele condensator  $C_n$  die verwaarloosbare verliezen moet bezitten en een variabele weerstand  $R_n$ . De evenwichtsvoorwaarde is nu:

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{\bar{Z}_n}{\bar{Z}_x}. \text{ Vullen we in deze vorm de complexe impedanties in, dan geeft dit: } \frac{R_1}{R_2} = \frac{R_n - \frac{j}{\omega C_n}}{R_x - \frac{j}{\omega C_x}}.$$

Als we deze gelijkheid kruislings vermenigvuldigen krijgen we:  $R_1 R_x - j \frac{R_1}{\omega C_x} = R_2 R_n - j \frac{R_2}{\omega C_n}$ .

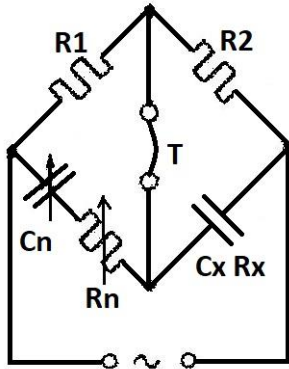


Fig. 2,13. Verhoudingsbrug voor het meten van capaciteiten.

Om aan deze gelijkheid te voldoen, moeten de reële delen vóór en achter het =teken gelijk zijn en tevens de imaginaire delen gelijk zijn, dus:

$$R_1 R_x = R_2 R_n \quad \text{of:} \quad R_x = \frac{R_2}{R_1} R_n.$$

$$\text{Verder is: } \frac{R_1}{\omega C_x} = \frac{R_2}{\omega C_n} \quad \text{of:} \quad \frac{R_1}{C_x} = \frac{R_2}{C_n}.$$

$$\text{Hieruit volgt: } C_x = \frac{R_1}{R_2} C_n.$$

We hebben in het voorgaande aangenomen dat  $R_1$  en  $R_2$  zuivere weerstanden zijn. In het algemeen bezitten weerstanden en hun toevoerleidingen nog een geringe zelfinductie en capaciteit. Voor zeer nauwkeurige metingen zou dit een bezwaar kunnen zijn, doch dit bezwaar is geheel op te heffen door te zorgen dat de fasehoeken van  $R_1$  en  $R_2$  precies gelijk zijn. Hun quotiënt is dan weer reëel.

In het algemeen zouden we in plaats van  $R_1$  en  $R_2$  ook spoelen of condensatoren kunnen nemen, doch is het in het algemeen gemakkelijker twee weerstanden te verkrijgen met dezelfde (kleine) fasehoek en nauwkeurig bekende waarden dan twee spoelen of condensatoren waarvan de fasehoeken precies gelijk zijn en de waarden, althans de verhouding der waarden, nauwkeurig bekend zijn.

De condensator  $C_n$  wordt verondersteld verliesvrij te zijn. De verliezen van een goed geconstrueerde variabele luchtcondensator zijn zeer gering, zodat deze bij het meten van een condensator met niet zeer geringe verliezen kunnen worden verwaarloosd. Zijn de geringe verliezen van  $C_n$  bekend, dan kunnen deze bij zeer nauwkeurige metingen nog in rekening worden gebracht.

Gewoonlijk neemt men de weerstanden  $R_1$  en  $R_2$  gelijk of geeft ze een verhouding gelijk aan een macht van tien, dus  $10^{-1}$  of  $10^{-2}$ .

Maken we  $R_1$  of  $R_1$  en  $R_2$  omschakelbaar, dan kan met een variabele luchtcondensator  $C_n$  een groot gebied van de te meten capaciteit worden bestreken.

Met deze brugschakeling zijn we in staat, niet alleen de capaciteit  $C_x$  van een condensator nauwkeurig te meten, doch ook de equivalente serieweerstand  $R_x$  en daaruit de verlieshoek  $\delta$  te bepalen.  $tg \delta = R_x \omega C_x$ .

In principe zouden we voor  $Z_x$  ook een parallelschakeling van variabele weerstand en variabele condensator kunnen nemen. De variabele weerstand zou dan in de meeste gevallen zeer groot moeten zijn, in het bijzonder als de verliezen van de te meten condensator gering zijn. Dergelijke zeer grote variabele weerstanden zijn moeilijk met de vereiste nauwkeurigheid te maken.

Oplossingen inzenden van de opgaven MM, nr. 127 t/m 129.



### 3.6. Het meten van zelfinducties

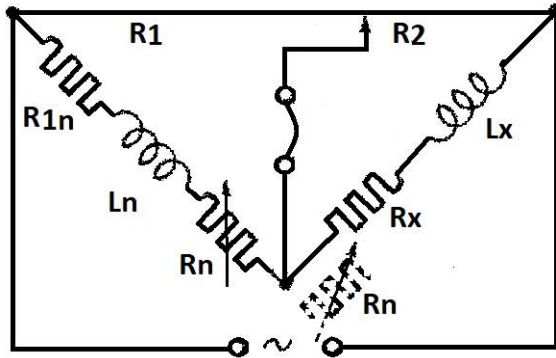


Fig. 3,14. Verhoudingsbrug voor het meten van zelfinducties.

Voor het meten van zelfinducties zal men in het algemeen de brug iets anders inrichten dan voor het meten van capaciteiten. Het is nl. niet zo gemakkelijk variabele zelfinductiespoelen met de noodzakelijke nauwkeurigheid te maken of te kopen als dit het geval is met variabele condensatoren.

We kunnen voor het meten van een zelfinductie bv. gebruik maken van de schakeling volgens fig. 3,14. De weerstanden  $R_1$  en  $R_2$  in de schakeling volgens fig. 3,13 zijn vervangen door een draad van weerstandsmateriaal met een sleepcontact. De delen van de draad, de weerstanden  $R_1$  en  $R_2$ , bepalen de verhouding van de brug. Met het sleepcontact wordt het brucevenwicht ingesteld. De te meten zelfin-

ductie  $L_x$  bezit een verliesweerstand  $R_x$ . In de andere brugtak wordt een bekende spoel geschakeld. Het is gemakkelijk hiervoor een spoel te nemen met een bekende ronde waarde van de zelfinductie  $L_n$ . Deze 'normaal-zelfinductie' heeft ook een bepaalde verliesweerstand, aangegeven met  $R_{1n}$ . In serie met deze spoel wordt een variabele weerstand  $R_n$  opgenomen. Voor evenwicht van de brug moet voldaan worden aan:

$$\frac{(R_n + R_{1n}) + j\omega L_n}{R_x + j\omega L_x} = \frac{R_1}{R_2}$$

Wordt deze gelijkheid kruislings vermenigvuldigd, dan krijgen we:

$R_2 (R_n + R_{1n}) + j\omega L_n R_2 = R_1 R_x + j\omega L_x R_1$ . Om aan de gelijkheid van deze complexe vormen te voldoen, moeten de reële- en de imaginaire delen vóór en na het =teken aan elkaar gelijk zijn, dus:

$$R_2 (R_n + R_{1n}) = R_1 R_x \quad \text{of:} \quad R_x = \frac{R_2}{R_1} (R_n + R_{1n}).$$

$$\text{Verder:} \quad j\omega L_n R_2 = j\omega L_x R_1 \quad \text{of:} \quad L_n R_2 = L_x R_1.$$

$$\text{Waaruit volgt:} \quad L_x = \frac{R_2}{R_1} L_n.$$

Er moet dus weer voldaan worden aan twee voorwaarden. Daarvoor moeten twee grootheden worden ingesteld en wel de weerstanden  $R_1$ ,  $R_2$  en de weerstand  $R_n$ . Is de kwaliteit van de bekende spoel  $L_n$  kleiner dan die van  $L_x$ , dus:  $\frac{\omega L_n}{R_{1n}} < \frac{\omega L_x}{R_x}$ , dan is de brug op deze manier geschakeld, niet in evenwicht te brengen. Men moet dan de variabele weerstand  $R_n$  in serie met  $L_x$  plaatsen, dan is evenwicht weer mogelijk. Voor dit geval is de weerstand  $R_n$  gestippeld weergegeven. Deze omschakeling kan gemakkelijk geschieden door de brugtak waarin de telefoon of ander aanwijsinstrument is opgenomen aan de andere zijde van  $R_n$  aan te sluiten.

Ter bepaling van de weerstand  $R_x$ , dus ook van  $\tan \delta$  van de spoel, is het nodig dat de verliesweerstand  $R_{1n}$  van de spoel  $L_n$  bekend is.

De onder a beschreven verhoudingsbrug voor het meten van de capaciteit en de verlieshoek van een condensator is gemakkelijk in het gebruik; het meetresultaat kan zeer nauwkeurig zijn. Voor de brug volgens fig. 3,13 gelden de evenwichtsvoorwaarden:  $R_x = \frac{R_2}{R_1} R_n$  en  $C_x = \frac{R_1}{R_2} C_n$ . De elementen waarmee het evenwicht werd ingesteld waren  $C_n$  en  $R_n$ . De beide instellingen zijn dus onafhankelijk van elkaar. D.w.z. dat men eerst de ene veranderlijke grootheid kan instellen en daarna de andere, zonder dat daardoor de eerste weer gecorrigeerd moet worden. De brug volgens fig. 3,14 is minder

nauwkeurig, vooral voor wat betreft de weerstand van de spoel, daar de weerstand van de draad  $R_1, R_2$  ongelijkmatig over de draad verdeeld kan zijn en de weerstand  $R_n$  van de normaal-spoel van de gegeven waarde kan afwijken. De nauwkeurigheid gaat dan ook maar tot op enige procenten. Voor de weerstand van  $R_n$  mag niet de gelijkstroomwaarde worden genomen, daar de weerstand bij wisselstroom ten gevolge van het skineffect groter is. Tevens zal, indien er ijzer in de spoel zit, de verliezen ten gevolge van het ijzer bij wisselstroom groter zijn. Om de onzekerheid betreffende de weerstand bij wisselstroom zo gering mogelijk te houden, nemen we bij voorkeur normaalspoelen zonder ijzer. De normaalspoel kan bij 1000 Hz geijkt zijn in zelfinductie-waarde en weerstand.

In de evenwichtsvoorwaarden voor bruggen volgens fig. 3,13 en 3,14 komt de frequentie niet voor. Gewoonlijk wordt gemeten met een frequentie van 500 Hz, deze geeft een goed hoorbare toon in de telefoon. Ogenschoonlijk behoeft de spanning niet sinusvormig te zijn, daar de instelling onafhankelijk is van de frequentie. Wanneer er evenwicht is voor 500 Hz, geven de hogere harmonischen ook geen toon in de telefoon. Voor nauwkeurige metingen is dit echter niet geheel juist; de verliezen van een condensator en van een spoel zijn afhankelijk van de frequentie. Een niet sinusvormige trilling kunnen we opgebouwd denken uit een zeker aantal sinusvormige trillingen die onderling verschillende frequenties hebben. Wanneer er dus evenwicht is voor de grondtrilling behoeft er geen evenwicht te zijn voor de andere componenten van de niet-sinusvormige trilling. Daarom is voor nauwkeurige metingen een sinusvormige voedingsspanning gewenst.

Het instellen van de brug volgens fig. 3,14 is minder eenvoudig dan bij de brug van wheatstone voor het meten van weerstanden. We stellen eerst de verhouding  $\frac{R_1}{R_2}$  in, d.w.z. We verschuiven het glijcontact op de meetdraad tot de toon in de telefoon minimaal is. Daarna stellen we  $R_n$  zo goed mogelijk in, vervolgens weer  $\frac{R_1}{R_2}$  enz., tot de sterkte van de toon niet verder kan worden verminderd ofwel de toon geheel is verdwenen. Beide instellingen beïnvloeden elkaar. Het gevolg is dat het instellen minder snel gaat. De evenwichtsvoorwaarden waren  $L_x = \frac{R_2}{R_1} L_n$  en  $R_x = \frac{R_2}{R_1} (R_n + R_{1n})$ . De grootheden die werden ingesteld, zijn:  $\frac{R_1}{R_2}$  en  $R_n$ . Daar  $R_x$  zowel van  $\frac{R_1}{R_2}$  als van  $R_n$  afhankelijk is, zijn de instellingen niet onafhankelijk van elkaar.

#### Brugschakeling van Maxwell, Owen en Schering

##### a. De brug van Maxwell

De brug volgens Maxwell wordt gebruikt voor het meten van de zelfinducties. Het schema is in fig. 3,15 weergegeven.

De evenwichtsvoorwaarde is:  $(R_x + j\omega L_x) \frac{R \times \frac{1}{j\omega C}}{R + \frac{1}{j\omega C}} = R_1 R_2$ .

Aan beide zijden vermenigvuldigd met  $R + \frac{1}{j\omega C}$  geeft:

$$R(R_x + j\omega L_x) \frac{1}{j\omega C} = RR_1 R_2 + \frac{R_1 R_2}{j\omega C} \quad \frac{RR_x}{j\omega C} + \frac{L_x R}{C} = \\ = RR_1 R_2 + \frac{R_1 R_2}{j\omega C} \quad \text{Gelijkstelling van de reële delen links en}$$

rechts geeft de eerste voorwaarde:  $\frac{L_x R}{C} = RR_1 R_2$  of:

$$L_x = R_1 R_2 C. \text{ gelijkstelling van de imaginaire delen links en}$$

rechts geeft de tweede voorwaarde:  $\frac{RR_x}{j\omega C} = \frac{R_1 R_2}{j\omega C}$  of:

$$R_x = \frac{R_1 R_2}{R}. \text{ De grootheden die worden ingesteld zijn } R \text{ en } C.$$

Daar  $L_x$  alleen van  $C$ , en  $R_x$  alleen van  $R$  afhankelijk zijn, zijn de instellingen dus onafhankelijk van elkaar. Met deze brug kunnen van een spoel zowel de zelfinductie  $L_x$  als de weerstand  $R_x$  zeer nauwkeurig gemeten worden.

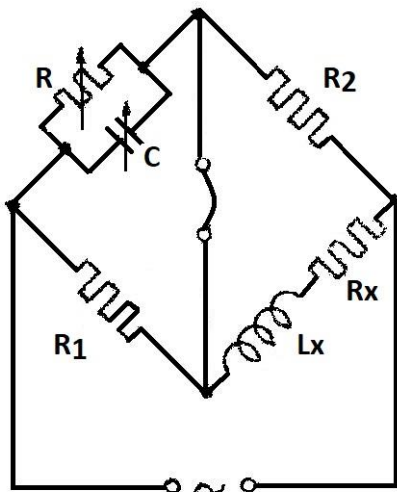


Fig. 3,15. Brug volgens Maxwell voor het meten van zelfinducties.

### 3.2. Het meten van zelfinducties (vervolg)

#### b. Brug volgens Owen

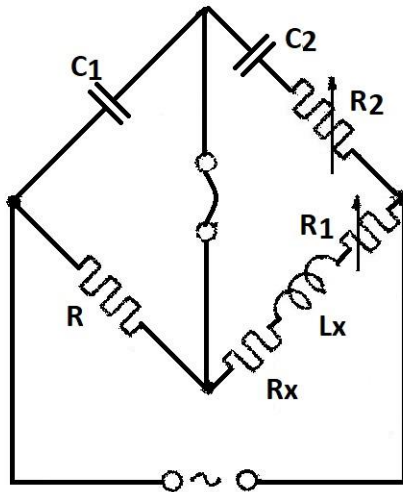


Fig. 3,16. Brug volgens Owen voor het meten van zelfinducties.

De brug volgens Owen wordt ook gebruikt voor het meten van zelfinducties. In fig. 3,16 is het schema weergegeven. De evenwichtsvoorwaarde is:

$$\frac{1}{j\omega C_1} (R_x + R_1 + j\omega L_x) = R \left( R_2 + \frac{1}{j\omega C_2} \right).$$

Na gelijkstelling van reële en imaginaire delen krijgen we de twee voorwaarden:

$$\frac{R_x + R_1}{j\omega C_1} + \frac{L_x}{C_1} = R R_2 + \frac{R}{j\omega C_2}, \text{ dus:}$$

$$\frac{R_x + R_1}{j\omega C_1} = \frac{R}{j\omega C_2} \text{ of: } R_x = \frac{C_1}{C_2} R - R_1.$$

$\frac{L_x}{C_1} = R_1 R_2$  of:  $L_x = C_1 R_1 R_2$ . De grootheden die worden geregeld zijn  $R_1$  en  $R_2$ .  $L_x$  is alleen afhankelijk van  $R_2$  en  $R_x$  alleen van  $R_1$ . De instellingen zijn dus onafhankelijk van elkaar. Het voornaamste verschil tussen de bruggen van Maxwell en Owen is dat in de eerste een variabele capaciteit en een variabele weerstand voorkomen, terwijl in de tweede twee variabele weerstanden voor instelling worden gebruikt.

#### c. De brug volgens Schering

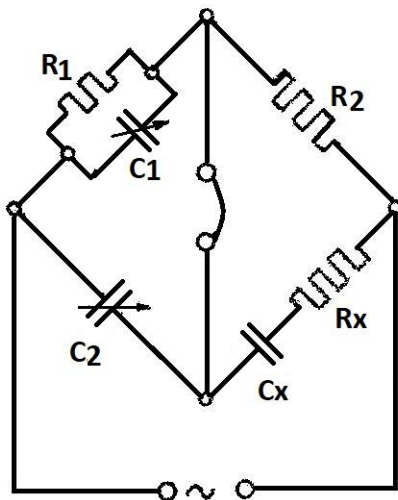


Fig. 3,17. Brug volgens Schering voor het meten van condensatoren.

De brug volgens Schering wordt gebruikt voor het meten van capaciteiten. In fig. 3,17 is het schema weergegeven. De evenwichtsvoorwaarde is:

$$\frac{R_1 \times \frac{1}{j\omega C_1} (R_x + \frac{1}{j\omega C_x})}{R_1 + \frac{1}{j\omega C_1}} = \frac{R_2}{j\omega C_2}.$$

$$\frac{R_1}{jR_1\omega C_1 + 1} (R_x + \frac{1}{j\omega C_x}) = \frac{R_2}{j\omega C_2}.$$

$$R_1 (R_x + \frac{1}{j\omega C_x}) = \frac{R_2}{j\omega C_2} (jR_1\omega C_1 + 1).$$

$$R_1 R_x + \frac{R_1}{j\omega C_x} = R_2 R_1 \frac{C_1}{C_2} + \frac{R_2}{j\omega C_2}.$$

Gelijkstelling van de reële en imaginaire delen geeft:

$$R_1 R_x = R_2 R_1 \frac{C_1}{C_2} \text{ of: } R_x = R_2 \frac{C_1}{C_2}.$$

$$\frac{R_1}{j\omega C_x} = \frac{R_2}{j\omega C_2} \text{ of: } C_x = \frac{R_1}{R_2} C_2.$$

Volgens fig. 3,17 zijn  $C_1$  en  $C_2$  de grootheden die worden ingesteld. Daar  $R_x$  zowel van  $C_1$  als van  $C_2$  afhankelijk is, zijn de instellingen niet onafhankelijk van elkaar. Zou men  $R_1$  en  $C_1$  als variabele grootheden nemen, dan zouden de instellingen wel onafhankelijk van elkaar zijn, want  $R_x$  hangt niet af van  $R_1$ , en  $C_x$  niet van  $C_1$ . Toch worden voor precisiemetingen  $C_1$  en  $C_2$  als de variabele grootheden genomen, zoals in fig. 3,17 is aangegeven. Dit hangt samen met het feit dat het niet mogelijk is volkomen verliesvrije condensatoren te maken en evenmin weerstanden, die in het geheel geen zelfinductie of capaciteit bezitten. We hebben bij de beschouwing der verschillende brugschakelingen hiermee geen rekening gehouden en de verschillende elementen van de schakeling ideaal ondersteld. Kennen we de



bedragen waarmee de impedanties van het ideale afwijken, dan kunnen we deze in rekening brengen en zodoende toch een nauwkeurige meting uitvoeren. Doch in de regel weten we alleen dat de afwijkingen klein zijn, doch niet precies hoe groot ze zijn. We kiezen dan zo mogelijk een schakeling waarbij deze afwijkingen een zo gering mogelijke invloed hebben op het meetresultaat. Een zeer uitvoerige berekening die we hier niet zullen geven, leert dat het in dit verband aanbeveling verdient bij het gebruik van de brug volgens fig. 3,17 niet  $R_1$  en  $C_1$ , doch  $C_1$  en  $C_2$  als variabele grootheden te nemen.

Welke brugschakeling men in een bepaald geval zal kiezen, hangt van de omstandigheden af. In de eerste plaats is de beschikbare meetapparatuur hierop van invloed. Verder moet de ervaring de weg wijzen. De nodige routine in het meten wordt alleen verkregen door veel metingen zelf uit te voeren.

### 3.7. Beschrijving van de philoscoop

In fig. 3,18 is het princieschema van de philoscoop weergegeven. Met deze brug kunnen weerstanden, condensatoren gemeten- en onderling vergeleken worden. Tevens kan de verlieshoek van elektrolytische condensatoren worden gemeten. De brug is geschikt voor het meten van:

Weerstanden van  $0,5 \Omega$  tot  $10 M\Omega$ , verdeeld in 6 bereiken;  
 Capaciteiten van  $10 \text{ pF}$  tot  $100 \mu\text{F}$ , verdeeld in 6 bereiken;  
 Verlieshoek ( $\tan \delta$ ) van  $0,01$  tot  $0,06$  van capaciteiten van  $1$  tot  $100 \mu\text{F}$ .

De afwijking van een weerstand of condensator met de vergelijkingsgrootte kan in procenten worden afgelezen binnen een maximale afwijking van  $+ \text{of} - 25 \%$ . De fout van de meting is in het midden van de schaal het kleinst en neemt naar de einden toe. In het midden van de schaal blijft de fout kleiner dan  $2\frac{1}{2} \%$  en aan de einden kleiner dan  $5\frac{1}{2} \%$ .

Netspanningsvariaties tot  $10 \%$  hebben geen invloed op het meetresultaat. Het apparaat is geschikt voor voedingsspanningen variërend tussen  $110$  en  $245 \text{ V}$  met frequenties van  $40 - 100 \text{ Hz}$ . Bij aansluiting en instelling van de philoscoop dient men er op te letten dat de aardklem aan de linkerkant van het apparaat goed wordt geaard en dat geen elektrische- of magnetische velden in de nabijheid werkzaam zijn, daar dit een foutieve meting tot gevolg kan hebben.

Het apparaat bestaat uit een met wisselstroom gevoede brugschakeling waarbij een indicatorbuisje (afstemoog in ontvangers) dienst doet als evenwichtsindicator. Door het opnemen van een versterker  $B_2$  wordt een zeer grote gevoeligheid van de meetbrug verkregen.

De triode die in  $B_1$  voorkomt, is als roosterdetector geschakeld. Is de brug niet in evenwicht, dan ontstaat over de weerstand  $R_{25}$  een wisselspanning die door de detecterende werking van de triode een negatieve gelijkspanning op het rooster van deze buis brengt. Door de kleinere anodestroom die hierdoor ontstaat en dus kleine spanningsval over de weerstanden  $R_{28}$  en  $R_{29}$  wordt het verschil tussen anodespanning en voedingsspanning kleiner. De anode van het indicatorgedeelte ligt direct aan de voedingsspanning geschakeld zonder tussenschakeling van een weerstand. Deze anode is uitgevoerd als een fluorescerend scherm. Als hierop elektronen komen heeft dit lichtgeving tot gevolg.

De twee anodes van de trioden zijn aan een paar afbuigplaten verbonden. Bij klein potentiaalverschil tussen anode van de triode en de voedingsspanning zal dus ook een klein verschil in potentiaal ontstaan tussen de afbuigplaten en het scherm. Dank zij dit geringe potentiaalverschil wordt de beweging van de elektronen van kathode naar scherm slechts weinig beïnvloed. De elektronen zullen zich nagenoeg over het gehele scherm verdelen zodat een groot lichtgevend oppervlak ontstaat. Is de brug in evenwicht, dan is geen wisselspanning over de weerstand  $R_{25}$  aanwezig, dus wordt geen negatieve spanning aan het rooster van de triode van  $B_1$  toegevoerd. Hieruit volgt dat de anodestroom groot is en

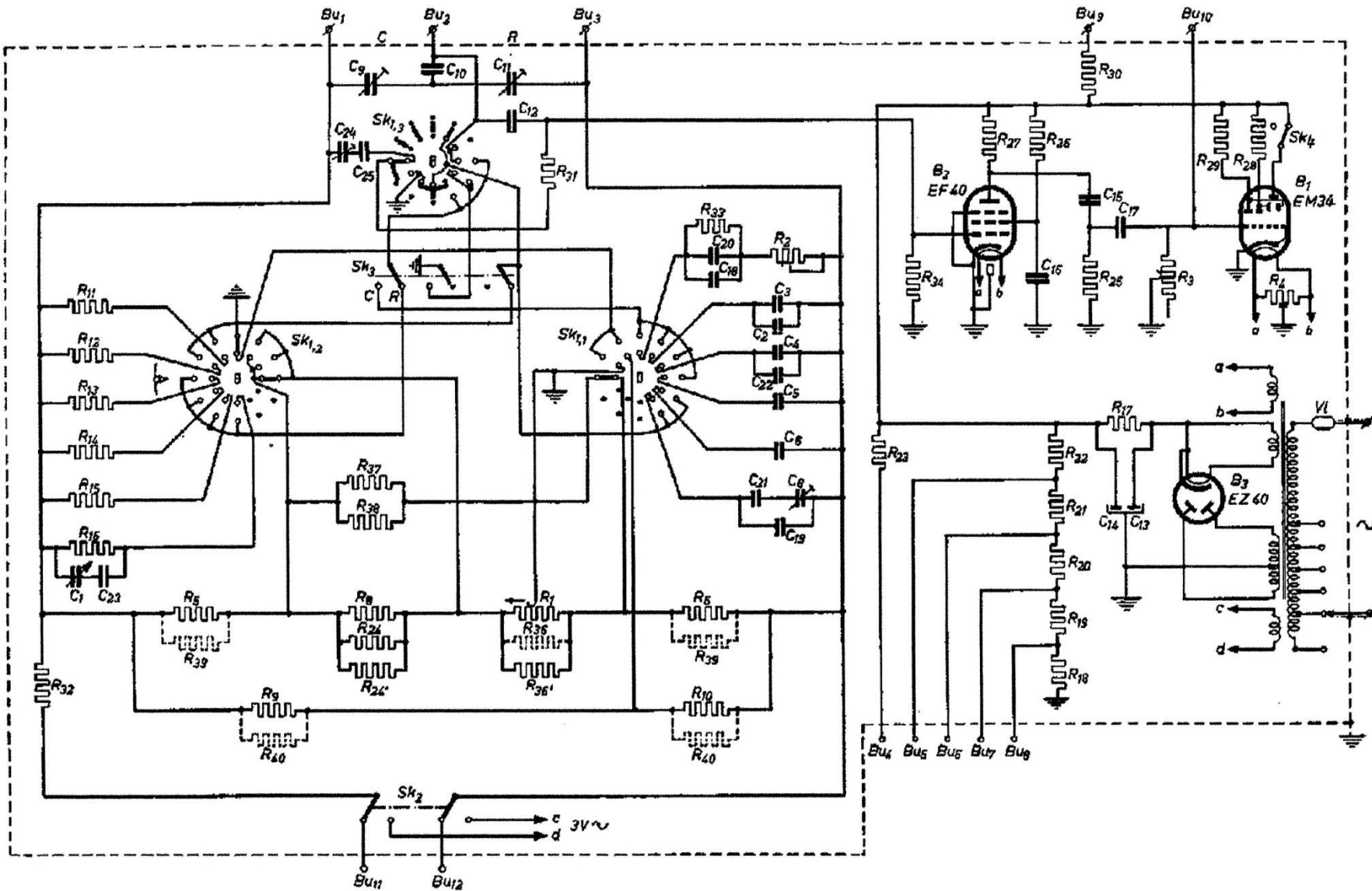


Fig. 3.18. Principeschema van de philoscoop. (Illustratie overgenomen uit Philips servicedocumentatie (FV))

een groot potentiaalverschil ontstaat over de weerstanden  $R_{28}$  en  $R_{29}$ , dus ook een groot potentiaalverschil tussen scherm en afbuigplaten. Hierdoor ontstaat een grote afbuiging van de elektronen en een klein lichtgevend oppervlak. De brug is in evenwicht wanneer het lichtgevend oppervlak minimaal is. De gevoeligheid van de indicator kan ingesteld worden met de potentiometer  $R_3$ . Met de schakelaar  $Sk_2$  in stand "Int" wordt de brug gevoed met een wisselspanning van 3 V met de netfrequentie die het apparaat zelf verzorgt met behulp van de voedingsinstallatie rechts onder in fig. 3,18 (dit wordt later besproken). De brug kan ook gevoed worden met een uitwendige spanningsbron met andere frequentie, maar dan moet de schakelaar  $Sk_2$  in stand "Ext" staan. De uitwendige spanning moet toegevoerd worden aan de bussen  $Bu_{11}$  en  $Bu_{12}$ , die zich aan de rechterzijde van het apparaat bevinden (zie fig. 319).

Om gloeidraadbrom te voorkomen is de gloeidraad van  $B_1$  voorzien van een potentiometer  $R_4$  waarvan de looper aan aarde ligt. De condensator  $C_{12}$  moet na de meting zo snel mogelijk worden ontladen, daar anders een volgende meting zou worden beïnvloed. Daar  $R_{34}$  een grote weerstand is, is de weerstand  $R_{31}$  aangebracht om de ontlading vlugger te doen verlopen. Tussen de bussen  $Bu_4$  t/m  $Bu_8$  zijn gelijkspanningen beschikbaar die nodig zijn om de capaciteit van elektrolytische condensatoren te meten; dit kan niet alleen met wisselspanning geschieden. De beschikbare gelijkspanningen zijn, 250, 100, 50, 25 en 10 volt ten opzichte van de aardklem. Deze gelijkspanningen worden tot stand gebracht

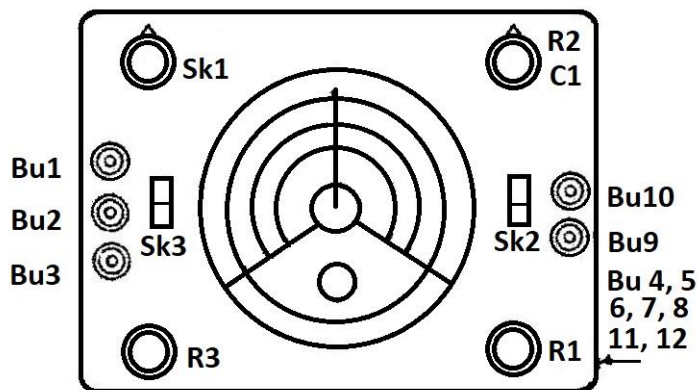


Fig. 3,19. Frontaanzicht van de philoscoop.

door de spanningsdeler  $R_{18}$  t/m  $R_{23}$ . Met de schakelaar  $Sk_1$  wordt het meetbereik gekozen. Voor het meetbereik 0,1 – 1 wordt de brug gevormd door  $R_1$ ,  $R_5$  en  $R_6$  en de te meten grootte. Met  $R_1$  wordt de brug in evenwicht gebracht. Met deze schaal loopt de te vergelijken weerstand van 0,1 tot 1 maal de vergelijkingsweerstand.

In stand I van  $Sk_1$ , de stand voor procentuele vergelijking is de brug als "open brug" geschakeld met de weerstand  $R_1$  en daaraan parallel  $R_{37}$ . De te vergelijken onderdelen worden aan de bussen  $Bu_1$ ,  $Bu_2$  en  $Bu_3$  aangesloten.

De stand II van  $Sk_1$  (open brug stand) komt alleen de weerstand  $R_1$  in de schakeling voor. Het meetbereik is dan 0,1 – 10. In deze stand loopt de te vergelijken weerstand van 0,1 tot  $10 \times$  de vergelijkingsweerstand.

In stand III van  $Sk_1$  worden de gelijke weerstanden  $R_9$  en  $R_{10}$  over de klemmen  $Bu_1$ ,  $Bu_2$  en  $Bu_3$  geschakeld. Bij brugevenwicht moet de wijzer juist in het midden van de schaal staan. Verder worden met  $Sk_1$  de meetgebieden  $10 \times$ ,  $10^2 \times$ ,  $10^3 \times$ ,  $10^5 \times$  en  $10^6 \times$  ingesteld. De schakelaar  $Sk_3$  moet voor het meten van weerstanden in stand "R" staan en voor het meten van capaciteiten in "C".

Staat de schakelaar in stand  $100 \times$  dan moet de afleeswaarde met 100 worden vermenigvuldigd. Bij het meten van kleine condensatoren moet rekening worden gehouden met de bedradingscapaciteit van de philoscoop. Tussen de klemmen is deze capaciteit 12 à 16 pF. Voor een juiste bepaling van deze bedradingscapaciteit moet  $Sk_1$  in stand IX (100 pF) geplaatst worden en met  $R_1$  de brug in evenwicht gebracht worden. De afgelezen capaciteit is dan de bedradingscapaciteit en deze moet bij het meten van een kleine capaciteit in mindering worden gebracht.



## Hoofdstuk 4

## Metingen aan buizen

## 4.1. Het meten van de statische karakteristieken

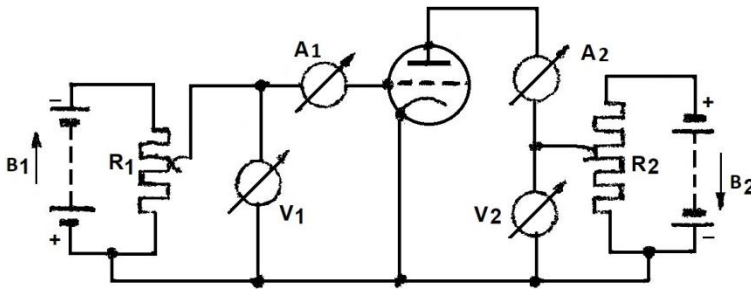


Fig. 4,1. Schakeling voor het meten van statische karakteristieken van een triode.

Om de anodespanning en de roosterspanning naar wens te kunnen instellen zijn over de batterijen potentiometers  $R_1$  en  $R_2$  geschakeld. De ingestelde spanningen worden gemeten met de voltmeters  $V_1$  en  $V_2$ . De roosterstroom en de anodestroom worden gemeten met respectievelijk de micro-ampèremeter  $A_1$  en milli-ampère meter  $A_2$ . Al deze meters kunnen van het draaispoeltype zijn.

De voltmeter  $V_1$  moet links van de ampèremeter  $A_1$  worden aangesloten. Zou deze meter direct tussen rooster en kathode, dus rechts van  $A_1$  geschakeld zijn, dan zou de stroom die de batterij  $B_1$  door de voltmeter stuurt ook door de meter  $A_1$  gaan. Deze stroom kan enkele milli-ampères groot zijn en dus zou de meter de roosterstroom die bij 1 volt negatieve roosterspanning vloeit en enkele  $\mu\text{A}$  groot kan zijn, niet aangeven.

Indien er roosterstroom vloeit, dan ontstaat hierdoor een spanningsval over  $A_1$  en dan wijst de voltmeter  $V_1$  dus iets meer aan dan de werkelijke spanning tussen rooster en kathode. Daar deze spanningsval echter zeer klein blijft en, indien de buis geen roosterstroom voert, er ook geen spanningsval over  $A_1$  ontstaat, mag deze afwijking worden verwaarloosd.

Wenst men zeer nauwkeurig te werk te gaan, dan kan men de spanningsval over  $A_1$  berekenen uit het product van de roosterstroom en de weerstand van de meter. De spanning tussen rooster en kathode is dan de aanwijzing van de voltmeter verminderd met de spanningsval over  $A_1$ . (Bedenk dat de roosterstroom de bovenkant van de voltmeter negatief tracht te maken t.o.v. de kathode.) voor wat betreft de anodekring zouden we hetzelfde kunnen opmerken. Hier is echter voortdurend een spanningsval over de meter  $A_2$ , daar steeds anodestroom vloeit. Deze spanningsval is echter klein t.o.v. de spanning die  $V_2$  aanwijst, zodat de aanwijzing van  $V_2$  wel als werkelijke anodespanning kan worden aanvaard. De grootte van de weerstanden  $R_1$  en  $R_2$  kiest men zo dat daarin enkele milli-ampères stroom vloeit. Neemt men ze klein, dan moeten de batterijen  $B_1$  en  $B_2$  grote stromen leveren, hetgeen onvoorwaardelijk is. Worden de weerstanden  $R_1$  en  $R_2$  zeer groot gekozen, dan wordt het instellen van de gewenste spanningswaarden moeilijk. Het schuifcontact moet dan steeds dichtbij het bovenste deel van de weerstand staan. We kunnen dit het best verduidelijken met  $R_2$ . De anodestroom vloeit door de batterij, het bovenste deel van de weerstand  $R_2$  en door de buis terug naar de batterij. Deze stroom veroorzaakt een spanningsval over het bovenste deel van  $R_2$  naarmate  $R_2$  groter is, zal het bovenste deel van  $R_2$  klein moeten zijn opdat nog voldoende anodespanning overblijft. Bij een verandering van de roosterspanning verandert de anodestroom en dus door het bovenste deel van  $R_2$ , ook de anodespanning. We wensen de  $I_a - U_g$ -karakteristiek op te nemen bij constante anodespanning. Is dus de nieuwe rooster-

Bij het meten van een statische  $I_a - U_g$ -karakteristiek van een triode wordt de anodespanning constant gehouden en de anodestroom gemeten bij verschillende waarden van de roosterspanning.

In fig. 4,1 is een schakeling aangegeven voor het meten van de statische  $I_a - U_g$ -karakteristieken van een triode. De roosterspanning wordt geleverd door de batterij  $B_1$  en de anodespanning door batterij  $B_2$ .

spanning ingesteld, dan moet eerst de anodespanning bijgesteld worden alvorens de anodestroom wordt afgelezen. Voor het opmeten van de  $I_a - U_g$ -karakteristieken kunnen we eveneens de schakeling volgens fig. 4,1 gebruiken. We stellen de roosterspanning dan in op een bepaalde waarde die we op  $V_1$  aflezen en meten de anodestroom bij verschillende waarden van de anodespanning. Bij het opnemen van de karakteristiek schrijven we de afgelezen waarden van de stroom en spanning en op overzichtelijke wijze op in de vorm van een tabel, bv. zoals hieronder is weergegeven.

 $I_a - U_g$ -karakteristieken

$U_a$	$U_g = 0$	-2	-4	-6	-8	-10
0	0	0	0	0	0	0
50	4,2	0,3	0	0	0	0
100	9,3	2,9	0,2	0	0	0
150	14,7	7,4	2,0	0,1	0	0
200		13,1	5,8	1,4	0,1	0
250			11,2	4,7	1,2	0
300				9,5	3,8	0,9
350					8,4	3,1
400						6,9

Daarna tekenen we op een vel millimeterpapier de  $I_a - U_g$ -karakteristieken voor de verschillende waarden van  $U_g$ . De schalen langs de assen kiezen we doelmatig en wel zo dat de karakteristieken niet vrijwel verticaal lopen. De eenheden voor de schaal van de tekening kiezen we zo dat op eenvoudige wijze het aantal cm of mm kan worden afgeleid uit de stroom of spanningswaarden. Bij voorkeur kiezen we niet  $1 \text{ cm} = 3 \text{ mA}$ ,  $1 \text{ cm} = 7 \text{ mA}$ ,  $1 \text{ cm} = 4 \text{ mA}$  of  $1 \text{ cm} = 2,5 \text{ mA}$ , daar deze eenheden niet makkelijk zijn om te werken. Voor bovenvermelde karakteristieken zouden we bv. op de horizontale as  $1 \text{ cm} = 20 \text{ V}$  en op de verticale as  $1 \text{ cm} = 1 \text{ mA}$  gebruiken.

We geven de gemeten punten in onze grafiek aan en verbinden deze door een vloeiende lijn, ook al wijken de punten hiervan een weinig af. De afwijkingen mogen echter niet groter zijn dan de fouten die ontstaan door onnauwkeurigheid van de gebruikte meetinstrumenten of door het feit dat slechts met beperkte nauwkeurigheid de aanwijzing van de meter kan worden afgelezen.

Hebben we de karakteristieken getekend, dan zetten we langs de assen een aanduiding betreffende de grootte die we uitzetten. Zo plaatsen we langs de verticale as bij de  $I_a - U_g$ -karakteristieken  $I_a$  en bij de horizontale as  $U_g$ . Ook vermelden we bij de karakteristieken op welke buis ze betrekking hebben. Verder verdient het veelal aanbeveling een schema van de meetopstelling er bij te tekenen (vooral als deze van de gangbare afwijkt) en de gebruikte meetinstrumenten te vermelden.

Hoeveel punten er voor een karakteristiek gemeten moeten worden, hangt af van het doel waarvoor de grafiek gebruikt wordt. Meet men bv. de  $I_a - U_g$ -karakteristieken van een eindbuis met het doel de weerstand  $R_a$  te bepalen waarbij een zo groot mogelijk wisselstroomvermogen optreedt, dan zijn enkele punten reeds voldoende. Wil men iets bepalen betreffende de vervorming die ontstaat door het gebogen karakter van de karakteristieken, dan zijn er meer punten nodig.

Moeten de karakteristieken van een penthode worden gemeten, dan kan hetzelfde principe van de meeschakeling als voor de triode werd gegeven worden toegepast, echter met nog een instelbare spanning voor het schermrooster. Bij het opnemen van de  $I_a - U_{g1}$ -karakteristieken zal bij verandering van  $U_{g1}$  ook de schermroosterstroom veranderen en daarmee de schermroosterspanning. Deze moet bij elke andere instelling van de stuurroosterspanning dus worden bijgesteld, want ook deze moet constant worden gehouden.



#### 4.2. Het meten van de steilheid

De steilheid van een buis is afhankelijk van de aangelegde spanningen. Van een triode kunnen we de steilheid bepalen bij verschillende waarden van de roosterspanningen en bij een bepaalde anodespanning; van een pentode bij een bepaalde schermroosterspanning en bepaalde anodespanning.

Heeft men de  $I_a - U_g$ -karakteristiek van een buis gemeten, dan kan men daaruit de steilheid op de bekende wijze bepalen door de verhouding  $\frac{\Delta I_a}{\Delta U_g}$  vast te leggen. Vooral als de karakteristiek nogal gebogen verloopt, is dit een te grote benadering. Nauwkeuriger gaat men te werk, indien men in het beschouwde punt een raaklijn aan de karakteristiek tekent en de steilheid van deze raaklijn bepaalt.

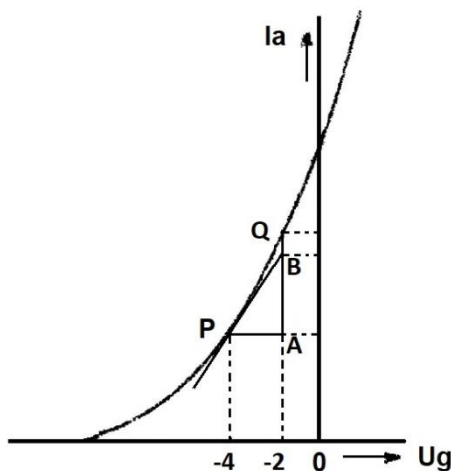


Fig. 4,2. Bepaling steilheid met behulp van een raaklijn.

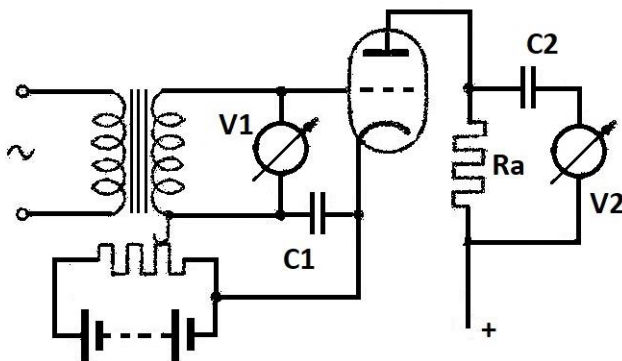


Fig. 4,3. Schakeling voor het dynamisch meten van de steilheid.

de condensator  $C_2$  opgenomen. De capaciteit van deze condensator moet zo groot zijn dat zijn impedantie verwaarloosd kan worden ten opzichte van die van de voltmeter.

Noemen we de wisselspanning die door  $V_2$  wordt aangegeven  $U_a$  en nemen we  $R_a$  zo klein ten opzichte van  $R_i$  en de weerstand van de voltmeter dat bij de parallelschakeling van  $R_i$ ,  $R_a$  en de me-

Zouden we in fig. 4,2 het gedeelte  $PQ$  van de karakteristiek recht opvatten, dan is de steilheid bepaald door  $S = \frac{AQ}{AP}$ . Is dit gedeelte merkbaar gebogen, dan moeten we in  $P$  de raaklijn  $PB$  tekenen. Voor de steilheid in  $P$  vinden we nu:  $S = \frac{AB}{AP}$ .

De bepaling van de steilheid is op deze wijze dikwijls nog niet nauwkeurig genoeg, omdat het zeer moeilijk is in een punt van de karakteristiek een raaklijn met de juiste richting te tekenen.

Met de volgende methode is een nauwkeuriger resultaat te bereiken. Aan het rooster van de buis in fig. 4,3 wordt een kleine wisselspanning  $U_g$  toegevoerd. Deze wisselspanning wordt gemeten met de voltmeter  $V_1$ . In serie met deze wisselspanning is een instelbare negatieve roosterspanning opgenomen. De reactantie van de condensator  $C_1$  moet zo klein zijn dat de wisselspanning die de voltmeter  $V_1$  aanwijst, gelijkgesteld kan worden met de spanning tussen rooster en kathode.

In de anodeketen is een kleine weerstand  $R_a$  opgenomen. Over deze weerstand ontstaat een gelijkspanning door de anodegelijkstroom en een wisselspanning door de anodewisselstroom. De wisselspanning wordt gemeten met de voltmeter  $V_2$ . Om te zorgen dat de gelijkspanning niet wordt meegemeten is

terweerstand, de vervangingsweerstand gelijk is aan  $R_a$ , dan is de anodewisselspanning  $U_a = S U_g R_a$ . De steilheid wordt dan:  $S = \frac{1}{R_a} \frac{U_a}{U_g}$ .

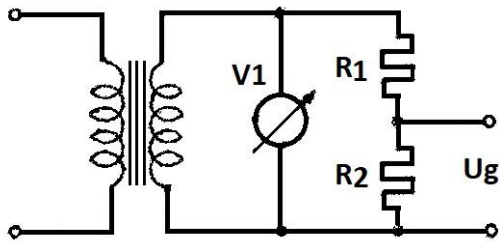


Fig. 4,4. Transformator met verzwakker.

Naarmate  $U_g$  kleiner wordt genomen, wordt  $S$  nauwkeuriger bepaald. Zeer kleine wisselspanningen kunnen echter niet rechtstreeks met een wisselstroomvoltmeter worden gemeten. Bij ieder der voltmeters kunnen we een versterker voorschakelen waarvan de versterking bekend is.

Ook kunnen we de roosterwisselspanning ontlenen aan een verzwakker (zie fig. 4,4). De verhouding van de weerstanden  $R_1$  en  $R_2$  zijn bekend; de spanning over beide weerstanden kan dan gemeten worden.

#### 4.3. Het meten van de inwendige weerstand

De inwendige weerstand van een buis kan men uit de  $I_a - U_a$ -karakteristieken van de buis op dezelfde manier afleiden als voor de steilheid werd aangegeven uit de  $I_a - U_g$ -karakteristieken.

Om de inwendige weerstand voor een bepaald instelpunt te vinden, als men niet beschikt over de  $I_a - U_a$ -karakteristieken, geeft men de elektroden de gewenste spanningen en vergroot men de anodespanning  $U_a$  met een bedrag  $\Delta U_a$ . De anodestroom neemt daarbij toe met een bedrag  $\Delta I_a$ . Vervolgens vermindert men de anodespanning met eenzelfde bedrag  $\Delta U_a$ , dan is de inwendige weerstand:  $R_i = \frac{\Delta U_a}{\Delta I_a}$ .

Zijn beide veranderingen van de anodestroom niet gelijk in grootte, dan heeft men  $\Delta U_a$  te groot genomen. Men herhaalt dan de meting met een kleinere waarde voor  $U_a$ . Om voldoende zeker te zijn dat  $\Delta U_a$  niet te groot is genomen, wordt de meting nogmaals herhaald met een  $\Delta U_a$  die half zo groot is. Vindt men dan een duidelijk verschil met de eerste meting, dan was  $\Delta U_a$  te groot genomen en wordt de meting eveneens met een kleinere  $\Delta U_a$  herhaald.

Is  $R_i$  zeer groot, zoals bij een pentode het geval is, dan is  $\Delta I_a$  te klein om deze nauwkeurig te meten en is het moeilijk  $R_i$  nauwkeurig te bepalen. We kunnen het dan volgens de dynamische methode doen. Het schema hiervoor is in fig. 4,5 gegeven.

We nemen  $R_a$  klein ten opzichte van  $R_i$  en de weerstand van de voltmeter  $V_2$ . De transformator  $T$ , die op net net kan zijn aangesloten, geeft een wisselspanning  $U_a$  in de anodeketen. Deze spanning wordt gemeten met de voltmeter  $V_1$ .

Met een gevoelige wisselspanningsmeter waarvoor men een meter neemt, voorafgegaan door een versterker, waarvan de versterking bekend is, meet men de wisselspanning  $U_R$  over de weerstand  $R_a$ . Hier is de condensator  $C$  nodig om te voorkomen dat de gelijkspanning wordt meegemeten.

Noemen we de totale weerstand, gevormd door  $R_a$  en  $V_2$ ,  $R_t$ , dan is de spanning die de voltmeter  $V_2$  aanwijst:  $U_R = U_a \frac{R_t}{R_i + R_t}$ .

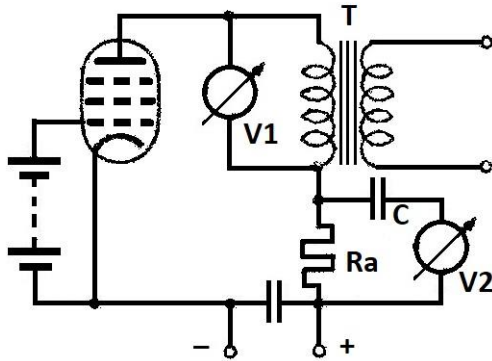


Fig. 4,5. Schakeling voor het dynamisch meten van de inwendige weerstand.

$$U_R R_i + U_R R_t = U_a R_t$$

$$U_R R_i = (U_a - U_R) R_t$$

$$R_i \frac{(U_a - U_R)}{U_R} R_t.$$

Is de weerstand van de voltmeter  $V_2$  zeer groot ten opzichte van  $R_a$  en  $R_i$  eveneens veel groter dan  $R_a$ , dan mogen we  $R_t \approx R_a$  stellen en  $U_a - U_R \approx U_a$ .

De inwendige weerstand wordt dan:  $R_i = \frac{U_a}{U_R} R_a$ .

Een andere methode om de inwendige weerstand te meten is in fig. 4,6 weergegeven. Dit is een zogenaamde compensatieschakeling. De stroom door de micro-ampèremeter  $A_1$  wordt gecompenseerd door de stroom die wordt geleverd door de batterij  $U_b$ .

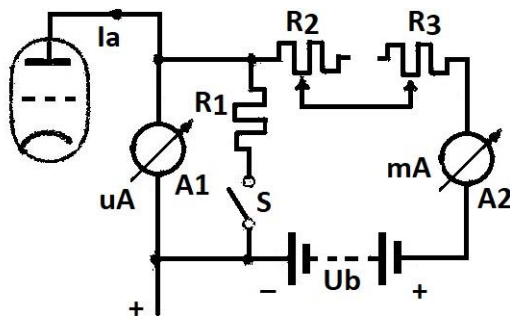


Fig. 4,6. Compensatieschakeling voor het meten van de inwendige weerstand.

Parallel aan de micro-ampèremeter  $A_1$  is een beveiligingsweerstand  $R_1$  opgenomen. Deze weerstand is ongeveer 100 maal zo klein als de weerstand van de micro-ampèremeter  $A_1$ . Met deze weerstand  $R_1$  wordt voorkomen dat een te grote stroom door  $A_1$  kan optreden. Verder is parallel aan de meter  $A_1$  een serieschakeling opgenomen van de weerstanden  $R_2$  en  $R_3$ , een milli-ampèremeter  $A_2$  en een batterij met Emk  $U_b$  en inwendige weerstand  $R_b$ . Van de weerstanden  $R_2$  en  $R_3$  dient de ene voor grofregeling en de andere voor fijnregeling.

Terwijl de schakelaar  $S$  gesloten is, worden de weerstanden  $R_2$  en  $R_3$  zo ingesteld dat de micro-ampèremeter  $A_1$  geen uitslag vertoont. De eventueel voor het instellen optredende grote stroom is nu door  $R_1$  gegaan en niet door de gevoelige meter  $A_1$ . Nu wordt de schakelaar  $S$  geopend en regelt men opnieuw de micro-ampèremeter op nul. De batterij  $U_b$  levert nu dus een stroom die gelijk is aan de anodestroom; deze stroom wordt door de milli-ampèremeter  $A_2$  aangegeven.

Veranderen we de voedingsspanning  $U_a$  van de anode van de buis met een klein bedrag, dan zal de stroom door de buis met een bedrag  $\Delta I_a$  veranderen. Deze stroomverandering  $\Delta I_a$  veroorzaakt over de anode-impedantie een spanning:

$$\Delta U_a = \Delta I_a \times \frac{(R_2 + R_3 + R_{A2} + R_b) R_{A1}}{R_2 + R_3 + R_{A2} + R_b + R_{A1}},$$

waarin  $R_{A1}$  de weerstand van de micro-ampèremeter,  $R_{A2}$  de weerstand van de milli-ampèremeter en  $R_b$  die van de batterij  $U_b$  voorstelt. De stroomverandering  $\Delta I_1$  door  $A_1$  is nu bepaald door:

$$\Delta I_1 = \Delta I_a \times \frac{R_2 + R_3 + R_{A2} + R_b}{R_2 + R_3 + R_{A2} + R_b + R_{A1}}.$$



$$\Delta I_a = \Delta I_1 \times \frac{R_2 + R_3 + R_{A2} + R_b + R_{A1}}{R_2 + R_3 + R_{A2} + R_b} = \Delta I_1 \left( 1 + \frac{R_{A1}}{R_2 + R_3 + R_{A2} + R_b} \right).$$

Indien we zorgen dat  $R_2 + R_3 + R_{A2} + R_b$  veel groter is dan  $R_{A1}$ , dan mogen we met een kleine benadering schrijven:

$$\Delta I_a = \Delta I_1.$$

Deze  $\Delta I_a$  kunnen we zeer klein maken, daar we voor  $A_1$  een gevoelig instrument kunnen gebruiken voor deze  $\Delta I_a$ . Met de verandering van de voedingsspanning kunnen we zeer nauwkeurig de inwendige weerstand van de buis bepalen.

Bij deze nauwkeurige meting is het vereist de gloeistroom van de buis zeer goed constant te houden.

#### 4.4. Het bepalen van de versterkingsfactor

Heeft men de inwendige weerstand  $R_i$  en de steilheid  $S$  van de buis, dan kan men de versterkingsfactor berekenen uit  $g = S \times R_i$ .

Men kan de versterkingsfactor ook rechtstreeks meten. We geven  $U_g$  dan een kleine verandering  $\Delta U_g$  en tevens  $U_a$  een zodanige verandering  $\Delta U_a$  dat de stroom  $I_a$  constant blijft. Het quotiënt  $\frac{\Delta U_a}{\Delta U_g}$  is dan met goede benadering de versterkingsfactor. Of de versterkingsfactor zo goed mogelijk is bepaald, kan men controleren door  $\Delta U_g$  half zo groot te nemen;  $\Delta U_a$  moet dan ook half zo groot worden. De nauwkeurigheid van de meting hangt in grote mate af van de nauwkeurigheid van de gebruikte meetinstrumenten. Bij deze meting moeten drie meetinstrumenten worden afgelezen. Indien deze meetinstrumenten ons in staat stellen  $\Delta U_g$ ,  $\Delta U_a$  en  $\Delta I_a$  ieder tot op 1 % nauwkeurig af te lezen, dan mogen we bij de bepaling van  $g$  geen grotere nauwkeurigheid garanderen dan 3 %.

Verrichten we twee metingen eerst met  $\Delta U_g$  en daarna met  $\frac{1}{2} \Delta U_g$ , dan kan de uitkomst hiervan 6 % afwijken van de werkelijkheid. We verkrijgen de grootste nauwkeurigheid indien we niet  $U_g$  en  $U_g + \Delta U_g$ , maar alleen  $\Delta U_g$  meten. Hetzelfde geldt voor  $\Delta U_a$ . We kunnen de schakeling volgens fig. 4,1 gebruiken, doch een nog grotere nauwkeurigheid bereiken we, indien we op constante stroom instellen met de compensatiemethode volgens fig. 4,6.

Oplossingen inzenden van de opgaven MM, nr. 141 t/m 146.

## Hoofdstuk 5

### Het meten van impedanties bij hoge frequenties

#### 5.1. Inleiding

Bij het meten van impedanties bij hoge frequenties wordt in het algemeen gebruik gemaakt van resonantie. De brugmethoden die bij niet zeer hoge frequenties, bijvoorbeeld  $10^5$  Hz, zeer nauwkeurige meetresultaten kunnen geven, zijn bij hogere frequenties minder geschikt. De zelfinducties en capaciteiten die bij hoge frequenties gebruikt worden zijn in het algemeen klein. De parasitaire capaciteiten en zelfinducties die in een brugschakeling gevormd worden door de bedrading en tussen de afschermingen om de brugimpedanties zijn dan niet meer klein ten opzichte van de te meten capaciteiten en zelfinducties, hetgeen de meting te onnauwkeurig maakt.

Bij hoge frequenties moet de meetschakeling met zorg worden opgesteld. De verbindingen moeten kort zijn. De afstanden tussen niet afgeschermd onderdelen moeten echter zo groot zijn dat parasitaire capaciteiten de meetresultaten niet ongunstig beïnvloeden. In de meeste gevallen is het raadzaam een punt van de meetopstelling aan aarde te leggen.

Dit behoort inderdaad in een punt te geschieden door middel van een enkele verbinding met een goede betrouwbare aardleiding. In de meeste gevallen is de waterleiding hiervoor wel bruikbaar. De gasleiding of de leiding van de centrale verwarming zijn hiervoor minder geschikt, omdat de pijpen op de verbindingsplaatsen onderling geen goede elektrische geleiding bieden. De beste aardleiding is een metalen staaf of plaat die tot in het grondwater reikt waaraan op solide wijze een stevige draad is verbonden.

Bij vele metingen wordt gebruik gemaakt van een versterker die uit het net wordt gevoed. Echter moet dan worden gezorgd dat op het rooster van de eerste buis geen spanning van 50 Hz wordt geïnduceerd.

#### 5.2. Het meten van de capaciteit van een condensator bij hoge frequenties

Het meten van een capaciteit kan met behulp van de zogenaamde substitutiemethode geschieden.

a. we zullen eerst de methode nagaan waarbij de substitutie plaats vindt in een afgestemde kring.

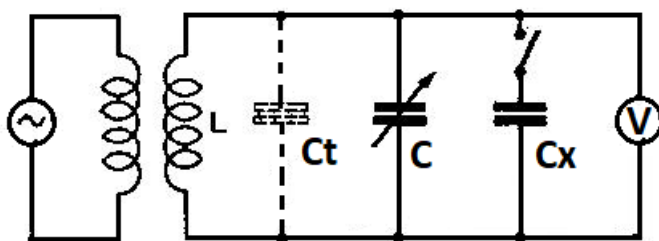


Fig. 5,1. Meting van capaciteit  $C_x$  in een afgestemde kring.

De te meten condensator  $C_x$  wordt parallel geschakeld aan een kring, gevormd door een spoel met zelfinductie  $L$  (fig. 5,1). Deze condensator heeft een in pF geijkte schaal. Deze kring koppelen we met een op een vaste frequentie werkende oscillator. Over de condensator is een buisvoltmeter  $V$  geschakeld. Door middel van een schakelaar kan de onbekende condensator  $C_x$  worden ingeschakeld.

Zonder de condensator  $C_x$  stellen we de variabele condensator zo in dat maximale spanning op de buisvoltmeter wordt afgelezen, dit wil zeggen dat de kring in resonantie is met de frequentie van de oscillator. We lezen op de geijkte condensator de nu benodigde capaciteit  $C_1$  in pF af.

R.T.

80 MM

Nadruk verboden

Daarna wordt  $C_x$  bijgeschakeld en de variabele condensator weer zo ingesteld dat maximale aanwijzing door de buisvoltmeter wordt gegeven. (Door het bijgeschakelen van  $C_x$  was de kring niet meer in resonantie en is de spanning over de voltmeter dus afgenomen). Met aanwezigheid van  $C_x$  lezen we bij maximum uitslag van de voltmeter  $C_2$  in pF af.

De capaciteit van de geijkte condensator  $C$  hebben we eventueel moeten verminderen als de capaciteit van de kring werd vergroot door het bijgeschakelen van  $C_x$ . De grootte van  $C_x$  is dus bepaald door  $C_x = C_1 - C_2$ .

De eigencapaciteit  $C_e$  van de spoel en de ingangscapaciteit van de buisvoltmeter hebben bij deze meting geen invloed, daar die in beide gevallen even groot zijn.

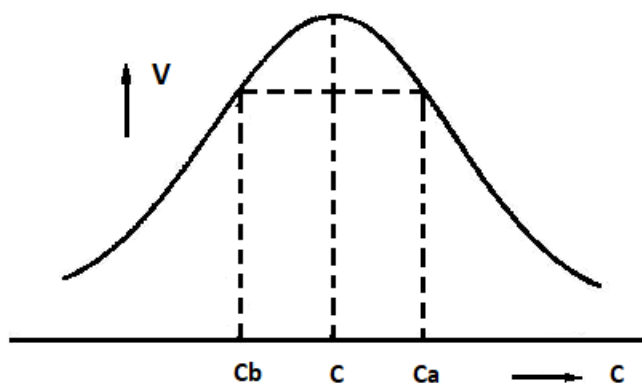


Fig. 5,2. Het instellen van de capaciteit volgens fig. 5,1.

maal de maximale spanning is, verloopt de kromme ongeveer het steilst.

We bepalen de capaciteitswaarden  $C_a$  en  $C_b$  waarbij de spanning 0,7 maal de maximale spanning is. Indien de kring een goede kwaliteitsfactor heeft, mogen we de kromme in fig. 5,2 symmetrisch opvatten en is de capaciteit bij de resonantiefrequentie het gemiddelde van  $C_a$  en  $C_b$ .

Dus:  $C_o = \frac{1}{2} (C_a + C_b)$ , als  $C_o$  de capaciteit in resonantie, dus bij spanningsmaximum is. Op deze wijze bepalen we de capaciteit van de geijkte condensator met en zonder  $C_x$ . Uit het verschil van de beide waarden van de geijkte condensator bepalen we weer de waarde van  $C_x$ .

Voor het meten met een variabele capaciteit moet deze zeer nauwkeurig geijkt zijn om in staat te zijn de capaciteitswijzigingen af te lezen. Verder moet er op worden gelet dat met het inschakelen van de benodigde onderdelen niet te veel overgangsweerstanden aan de soldeerpunten of schakelaars gevormd worden.

Worden schakelaars gebruikt en bij hoge frequenties gemeten, dan moet eventuele capaciteit, gevormd door de schakelcontacten tot een minimum worden beperkt. Tevens moeten de onderdelen alle aan één zijde goed geaard worden.

Deze meting heeft echter een vrij grote mate van onnauwkeurigheid. De resonantiekromme geeft in de omgeving van de resonantiefrequentie zeer weinig verandering van de spanning over de kring te zien (fig. 5,2). Het nauwkeurig aflezen bij welke frequentie de spanning werkelijk maximaal is, is zeer moeilijk.

De nauwkeurigheid kan echter belangrijk worden verbeterd door de meting te verrichten bij die frequenties waarbij de resonantiekromme steiler verloopt. Bij een waarde van de spanning over de kring die 0,7

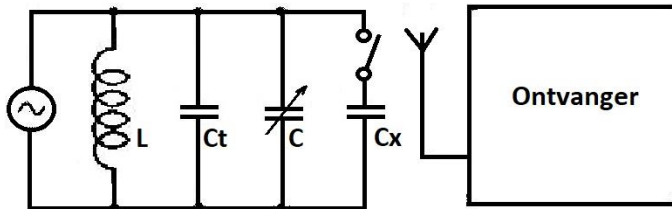
5.2. Het meten van de capaciteit van een condensator bij hoge frequenties (vervolg)b. Substitutie in een oscillatorkring

Fig. 5,3. Het meten van capaciteit in een oscillatorkring.

roepzender gebruiken. We stemmen een ontvanger af op de frequentie van de zender; daarna koppelen we de oscillator met de antennekring van de ontvanger. We regelen de oscillator bij totdat de toon die ontstaat door het verschil in frequentie van zender en ontvanger nul is geworden. (Dank zij de gebogen buiskarakteristieken ontwikkelt zich in de buizen onder andere een component met een frequentie gelijk aan het verschil van de twee toegevoerde frequenties.) Deze methode kan een vrij juist resultaat opleveren.

Wenst men nog een grotere nauwkeurigheid, dan stelt men de oscillator zo in, dat een goed hoorbare toon wordt waargenomen die men vergelijkt met een laagfrequent oscillator of met een stemvork. Nu kunnen de beide frequenties (die van de zender en de oscillator, waarin de te meten condensator  $C_x$  voorkomt) tot op zeer nauwkeurige waarde worden bepaald. Men stelt eerst  $C$  in zonder  $C_x$  parallel, op de waarde  $C_1$ , daarna met  $C_x$  parallel op de waarde  $C_2$ , dan is  $C_x = C_1 - C_2$ .

Deze methode is veel nauwkeuriger dan de eerstgenoemde methode, want bij deze laatste is het praktisch niet mogelijk het frequentieverschil met het gehoor op nul in te stellen, daar zeer lage frequenties door het gehoor nagenoeg niet worden waargenomen.

5.3. Het meten van de zelfinductie bij hoge frequenties

Voor het meten van de zelfinductie van een spoel bij hoge frequenties geven we enkele methoden aan. Zoals gewoonlijk zijn de eenvoudigste methoden het minst nauwkeurig, doch in de praktijk is in de meeste gevallen niet de grootste nauwkeurigheid nodig en is een eenvoudiger meetmethode die snel kan worden uitgevoerd het meest aanbevelingswaardig.

a. Meting van  $L$  door bepaling van de voor resonantie benodigde capaciteit.

Parallel aan de te meten spoel waarvan de zelfinductie  $L$  is, wordt een geijkte variabele condensator geschakeld (fig. 5,4). De zo ontstane kring wordt gekoppeld met een oscillator die een signaal met de frequentie  $f$  levert. De capaciteit van de variabele condensator wordt zo ingesteld dat de kring in resonantie is bij de bekende frequentie  $f$  van de oscillator, hetgeen kan worden geconstateerd met de voltmeter  $V$  die parallel aan de condensator is geschakeld. De zelfinductie  $L$  kan nu uit de bekende waarden van capaciteit  $C$  en de frequentie  $f$  worden berekend.

$$L = \frac{1}{(2\pi f)^2 C} \quad (f \text{ in Hz, } C \text{ in Farad en } L \text{ in Henry}).$$

De koppeling van de kring met de oscillator moet zo los zijn dat de kring niet terugwerkt op de oscillator, dus bij afstemming geen frequentie- of amplitudeverandering van de oscillator veroorzaakt.

Een tweede methode door substitutie is in fig. 5,3 weergegeven. We gebruiken hierbij een oscillator die een afgestemde kring bevat, bestaande uit een spoel  $L$  en een geijkte variabele condensator  $C$ . De frequentie van deze oscillator wordt bepaald door de zelfinductie  $L$  en de totale capaciteit  $C_1 + C + C_x$  van de afgestemde kring. Met de condensator  $C$  wordt de oscillator afgestemd op een vaste vergelijkingsfrequentie  $f_0$ . Men kan hiervoor een frequentie van een om-

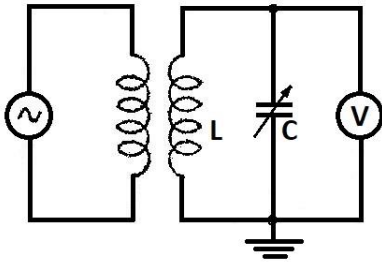


Fig. 5,4. Meting zelfinductie met variabele capaciteit.

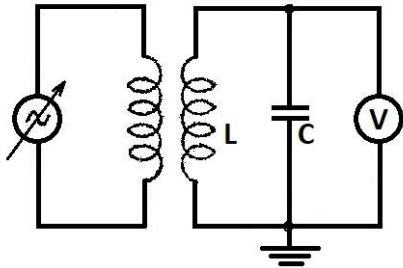


Fig. 5,5. Meting van zelfinductie met variabele frequentie.

De voltmeter mag de kring niet te sterk dempen, daar anders de meting minder nauwkeurig wordt. Door een te grote demping krijgt de resonantiekromme een te platte top, hetgeen een nauwkeurige bepaling van de resonantiefrequentie onmogelijk maakt. De voltmeter moet dus een grote weerstand vertegenwoordigen. Een buisvoltmeter is voor dit doel geschikt. De eigen-capaciteit van de buisvoltmeter moet echter in de berekening worden opgenomen, deze moet worden opgeteld bij de capaciteit van de geijkte condensator.

#### b. Meting van $L$ met vaste condensator en variabele frequentie

In plaats van een vaste frequentie en een variabele condensator te gebruiken, kunnen we de capaciteit een vaste bekende waarde geven, bijvoorbeeld 1500 pF en de frequentie veranderen van de oscillator totdat resonantiefrequentie optreedt van de kring die gevormd wordt door de te meten spoelen de vaste condensator en eventueel de eigencapaciteit van de buisvoltmeter (zie fig. 5,5). Met behulp van de voltmeter  $V$  kan worden geconstateerd of de kring in resonantie is. De zelfinductie wordt weer berekend met behulp van de formule  $L = \frac{1}{(2\pi f)^2 C}$ .

Deze methode heeft het voordeel dat de frequentieschaal van de oscillator in de waarden van de zelfinductie kan worden geïjkt waardoor we de zelfinductie direct kunnen aflezen.

Bij de bovengenoemde meetmethoden is geen rekening gehouden met de eigencapaciteit van de spoel. Met deze verwaarlozen we dus niet de ware, maar schijnbare zelfinductie  $L'$ .

De impedantie van de zelfinductie  $L$  en de hieraan parallel geschakelde capaciteit  $C_s$  bedraagt:

$$\bar{Z} = \frac{j\omega L \times \frac{-j}{\omega C_s}}{j\omega L - \frac{j}{\omega C_s}} = \frac{\frac{L}{C_s}}{j\omega L - \frac{j}{\omega C_s}} = j\omega \frac{L}{1 - \omega^2 LC_s}. \text{ Deze impedantie werd in bovenstaande metingen}$$

aangegeven als de schijnbare zelfinductie  $L'$ . Dus  $\bar{Z} = j\omega L'$  of  $j\omega L' = j\omega \frac{L}{1 - \omega^2 LC_s}$  en  $L' = \frac{L}{1 - \omega^2 LC_s}$ .

De resonantiefrequentie is, rekening houdend met de eigencapaciteit van de spoel:  $\omega = \frac{1}{\sqrt{L(C_s + C)}}$

waarin  $C$  de capaciteit van de variabele condensator is, dus:

$$L' = \frac{L}{1 - \frac{LC_s}{L(C_s + C)}} = \frac{L}{1 - \frac{C_s}{C_s + C}}. \text{ De fout die we maken is dus afhankelijk van de breuk: } \frac{C_s}{C_s + C}. \text{ Naarmate } C_s$$

kleiner is ten opzichte van  $C$  wordt de fout kleiner. Daarom nemen we voor  $C$  een condensator met een vrij grote capaciteit, bv. 1500 pF. We kunnen dan vrijwel steeds  $C \gg C_s$  veronderstellen zodat de fout niet te groot is.

5.3. Het meten van de zelfinductie bij hoge frequenties (vervolg)c. Bepaling van  $L$  in de oscillatorkring

we plaatsen de te meten spoel die een eigencapaciteit  $C_s$  heeft met een geijkte variabele condensator in de trillingskring van een oscillator (zie fig. 5,3). Met behulp van de variabele condensator wordt de oscillator afgestemd op een standaardfrequentie  $f_1$ . Dan is:  $f_1^2 = \frac{1}{4\pi^2 L(C_s + C_1)}$ , waarin  $C_1$  de

capaciteit van de variabele condensator is. Hieruit volgt:  $4\pi^2 L(C_s + C_1)f_1^2 = 1$ .

Vervolgens wordt de oscillator op een tweede standaardfrequentie  $f_2$  afgestemd waarbij de capaciteit van de variabele condensator  $C_2$  is. Hiervoor geldt nu:  $4\pi^2 L(C_s + C_2)f_2^2 = 1$ .

Uit deze twee vergelijkingen is  $L$  af te leiden:

$$\frac{1}{f_1^2} = 4\pi^2 L(C_s + C_1) \quad \frac{1}{f_2^2} = 4\pi^2 L(C_s + C_2)f_2^2.$$

Het verschil van deze uitdrukkingen geeft:

$$\frac{1}{f_1^2} - \frac{1}{f_2^2} = 4\pi^2 L(C_s + C_1) - 4\pi^2 L(C_s + C_2)f_2^2.$$

$$\frac{1}{f_1^2} - \frac{1}{f_2^2} = 4\pi^2 L(C_s - C_2) \quad \text{of:} \quad L = \frac{1}{4\pi^2 L(C_s - C_2)} \left( \frac{1}{f_1^2} - \frac{1}{f_2^2} \right).$$

Hierbij is  $L$  in Henry,  $C$  in Farad en  $f$  in Hertz uitgedrukt. Bij deze meting moeten we beschikken over een ontvanger als in fig. 5,3 en over twee vergelijkingsfrequenties. De eigencapaciteit van de spoel heeft geen invloed op het meetresultaat. Als bijzonder geval kunnen we  $f_2 = 2f_1$  noemen. Bij de tweede instelling stemmen we af op de tweede harmonische van de eerste vergelijkende frequentie. Hiervoor kunnen we een omroepzender gebruiken.

d. Meting van een zelfinductie met een van de frequentie afhankelijke zelfinductie

De meting, die we onder c beschreven hebben is niet te gebruiken voor spoelen met ijzerkern, daar hierbij de zelfinductie afhankelijk is van de frequentie. voor het meten van een dergelijke zelfinductie kiezen we  $f_2$  zeer dicht bij  $f_1$  en stellen  $f_2 = f_1 - \Delta f$ , waarbij  $\Delta f$  bijvoorbeeld 1000 Hz is. In zo'n klein frequentiegebiedje kunnen we de zelfinductie wel als constant aannemen.

We stemmen de oscillator, waarin de onbekende zelfinductie is opgenomen, weer af op een vergelijkingsfrequentie  $f_1$ . Nu is weer voldaan aan  $4\pi^2 LCf_1^2 = 1$ , waarin  $C_1$  de gezamenlijke capaciteit van de variabele condensatoren  $C_a$  en  $C_m$  is. ( $C_a$  is de condensator waarmee de frequentie grof wordt ingesteld en  $C_m$  de fijnregelcondensator.)

We variëren nu de capaciteit van de kring met een bedrag  $\Delta C$  zodanig dat in de ontvanger een combinatietoon met een frequentie  $\Delta f$  ontstaat. De toonhoogte wordt gecontroleerd met een stemvork of een toongenerator. Het verband tussen de aangebrachte capaciteitsverandering en de hierdoor veroorzaakte frequentieverandering  $\Delta f$  wordt dan gegeven door:

$$\frac{2\Delta f}{f_1} = \frac{\Delta C}{C_1}. \quad \text{Dit kunnen we als volgt afleiden:}$$

In het eerste geval is  $\omega_1^2 LC_1 = 1$  en in het tweede geval is:  $\omega_1^2 LC_2 = 1$  Verder is:

$$(\omega_1 - \Delta\omega)^2 L(C_1 + \Delta C) = 1 \quad \text{of:} \quad \left(1 - \frac{\Delta\omega}{\omega_1}\right)^2 \left(1 + \frac{\Delta C}{C_1}\right) = \frac{1}{\omega_1^2 LC_1} = 1.$$

(aan beide zijden van het =teken delen door:  $\omega_1^2 LC_1$  en daar  $\omega_1^2 LC = 1$ , is  $\frac{1}{\omega_1^2 LC}$  ook gelijk aan 1).

$$\left\{1 - 2\frac{\Delta\omega}{\omega_1} + \left(\frac{\Delta\omega}{\omega_1}\right)^2\right\} \left(1 + \frac{\Delta C}{C_1}\right) = 1 \quad \text{of}$$

$$1 + \frac{\Delta C}{C_1} - 2\frac{\Delta\omega}{\omega_1} + \frac{\Delta\omega}{\omega_1} \cdot \frac{\Delta C}{C_1} + \left(\frac{\Delta\omega}{\omega_1}\right)^2 \frac{\Delta C}{C_1} + \left(\frac{\Delta\omega}{\omega_1}\right)^2 = 1.$$

R.T.

84 MM

Nadruk verboden

Daar  $\frac{\Delta\omega}{\omega_1}$  en  $\frac{\Delta C}{C_1}$  zeer klein zijn ten opzichte van 1 kunnen de producten en de machten hiervan worden verwaarloosd, zodat we overhouden:

$$\frac{\Delta C}{C_1} - \frac{2\Delta\omega}{\omega_1} \quad \text{of:} \quad 2\frac{\Delta\omega}{\omega_1} = 2\frac{2\pi\Delta f}{2\pi f_1} = 2\frac{\Delta f}{f_1} = \frac{\Delta C}{C_1}.$$

Hieruit volgt dat:  $C_1 = \frac{1}{2} f_1 \frac{\Delta C}{\Delta f}$ .

Indien we deze vorm substitueren in  $4\pi^2 LC_1 f_1^2 = 1$ , dan vinden we:

$$4\pi^2 L \cdot \frac{1}{2} f_1 \frac{\Delta C}{\Delta f} f_1^2 = 1 \quad \text{of:} \quad 2\pi^2 \frac{\Delta C}{\Delta f} f_1^3 = 1.$$

Hieruit volgt:  $L = \frac{\Delta f}{2\pi^2 \Delta C f_1^3}$ , waarin  $f_1$ ,  $\Delta f$  en  $\Delta C$  bekend zijn.

Bij deze methode moet  $f_1$  nauwkeurig bekend zijn, daar in de formule voor  $L$  de frequentie  $f_1$  tot de 3<sup>e</sup> macht voorkomt. Een kleine fout in  $f_1$  kan daarom een vrij grote fout in de gevonden waarde voor  $L$  tot gevolg hebben.

Het voordeel van deze methode, vergeleken bij de methode onder c genoemd, is gelegen in het feit dat we hier met praktisch één frequentiemeting kunnen volstaan (eigenlijk twee zeer dicht bij elkaar gelegen frequenties). Een nadeel is dat er tamelijk veel apparatuur bij nodig is, namelijk een stemvork of toongenerator en een fijn variabele geijkte condensator  $C_m$  die parallel aan de grof-variabele afstemcondensator  $C_a$  wordt geschakeld.  $C_a$  behoeft niet geijkt te zijn, daar het hier slechts gaat om een kleine capaciteitsvariatie  $\Delta C$  die van  $C_m$  wordt afgelezen.

#### 5.4. Het meten van de kwaliteitsfactor van een spoel

Iedere spoel bezit een zekere weerstand. De spoel gedraagt zich als een ideale zelfinductie  $L$  met een weerstand  $R$  in serie. Ten gevolge van het skineffect en, bij spoelen met ijzerkern, de ijzerverliezen, is deze weerstand  $R$  bij wisselstroom groter dan de met gelijkstroom gemeten weerstand.  $R$  is van de frequentie afhankelijk en neemt gewoonlijk met de frequentie toe.

Verder bezit elke spoel een zekere eigencapaciteit die we gewoonlijk wel in rekening kunnen brengen als een kleine condensator parallel aan de gehele spoel. In het diëlektricum van deze condensator bevinden zich koperdraden van de wikkeling, het isolatiemateriaal van de wikkeling en de spoelkoker van isolatiemateriaal. Deze materialen veroorzaken diëlektrische verliezen. Daardoor wordt de weerstand die we in serie met de zelfinductie kunnen denken, de equivalente verliesweerstand, nog groter, terwijl deze ook afhankelijk is van de frequentie. Wanneer we spreken over de kwaliteitsfactor  $Q = \frac{\omega L}{R}$  van een spoel bedoelen we met  $R$  de totale equivalente serieweerstand.

Als  $R$  evenredig met de frequentie zou toenemen, zou  $Q$  onafhankelijk van de frequentie zijn, doch dit is gewoonlijk niet het geval. Het is dus nodig  $Q$  bij verschillende frequenties te bepalen.

Oplösungen inzenden van de opgaven MM, nr. 153 t/m 154.



#### 5.4. Het meten van de kwaliteitsfactor van een spoel (vervolg)

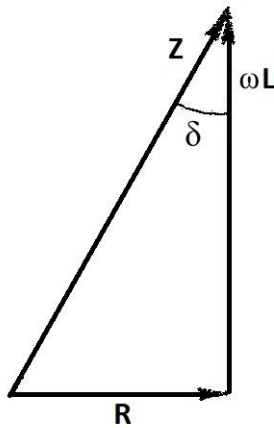


Fig. 5,6. Verlieshoek  $\delta$  van een spoel.

De omgekeerde waarde van  $Q$  stellen we  $\tan \delta$ , terwijl we  $\delta$  de verlieshoek noemen; dus  $\frac{1}{Q} = \tan \delta = \frac{R}{\omega L}$ . In fig. 5,6 is de hoek  $\delta$  aangegeven.

De grootte  $\frac{R}{L}$  kan worden bepaald uit de breedte van de resonantiekromme van een kring, bestaande uit de te meten spoel en de verliesvrije condensator met een capaciteit  $C$ . deze kring wordt gekoppeld met een oscillator. Een buisvoltmeter is gekoppeld met de kring voor aanwijzing van de spanning. De koppeling tussen de kring en de oscillator moet zo zwak zijn dat geen terugwerking op de oscillator optreedt; door de aanwezigheid van de kring mogen de amplitude en de frequentie van de oscillator niet veranderen.

Ook de koppeling tussen de kring en de voltmeter moet zeer zwak zijn, zodat de demping die de voltmeter op de kring uitoefent, kan worden verwaarloosd ten opzichte van de demping van de kring zelf.

De voltmeter hoeft niet de volle waarde van de spanning die over de kring staat aan te wijzen; de aanwijzing hoeft slechts evenredig daarmee te zijn.

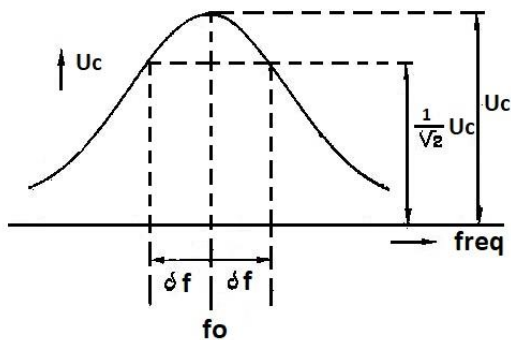


Fig. 5,7. De spanning over de condensator als functie van de frequentie.

De spanning over de condensator als functie van de frequentie. De resonantiefrequentie van de kring en daarna een bedrag  $\Delta f$  hoger dan de resonantiefrequentie ingesteld (zie fig. 5,7). In de praktijk kunnen we deze beide verstemmingen wel aan elkaar gelijk stellen. Met behulp van deze verstemmingen is de verhouding  $\frac{R}{L}$  te bepalen.

De oscillator induceert in de spoel van de afgestemde kring een spanning  $U$  die voor alle gebezigde frequenties deze zelfde waarde moet hebben. De stroom in de afgestemde kring is dan  $I = \frac{U}{Z}$ . Met de hier gebruikte spanningen en stromen worden de effectieve waarden bedoeld.

Voor de resonantiefrequentie van de kring wordt de stroom in de kring  $I_0 = \frac{U}{R}$ ; en de spanning over de condensator  $U_{C_0} = \frac{U}{R} \times \frac{1}{\omega_0 C} \cdot 1$



Voor andere frequenties is de stroom in de kring:  $I = \frac{U}{\sqrt{R^2 + (\omega L - \frac{1}{\omega C})^2}}$ .

en de spanning over de condensator:  $U_C = \frac{U}{\sqrt{R^2 + (\omega L - \frac{1}{\omega C})^2}} \cdot \frac{1}{\omega C}$ .

De verhouding van de spanning buiten resonantie en in resonantie is nu:

$$\frac{U_C}{U_{C_0}} = \frac{\frac{U}{\sqrt{R^2 + (\omega L - \frac{1}{\omega C})^2}} \cdot \frac{1}{\omega C}}{\frac{U}{R} \cdot \frac{1}{\omega_0 C}} = \frac{R}{\sqrt{R^2 + (\omega L - \frac{1}{\omega C})^2}} \cdot \frac{\omega_0}{\omega}.$$

Teller en noemer van de breuk gedeeld door  $R$  geeft:

$$\frac{U_C}{U_{C_0}} = \frac{\omega_0}{\omega} \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{1}{R^2} (\omega L - \frac{1}{\omega C})^2}} = \frac{\omega_0}{\omega} \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{\omega_0^2 L^2}{R^2} (\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega})^2}}.$$

We kunnen  $\frac{\omega_0 L}{R}$  door  $Q$  en  $\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}$  door  $\beta$  aangeven, dus:

$$\frac{U_C}{U_{C_0}} = \frac{\omega_0}{\omega} \frac{1}{\sqrt{1 + \beta^2 Q^2}}. \text{ voor het bepalen van } \frac{R}{L} \text{ kiezen we de verhouding}$$

$$\frac{U_C}{U_{C_0}} = \frac{1}{\sqrt{2}}, \text{ dus: } \frac{U_C}{U_{C_0}} = \frac{\omega_0}{\omega} \frac{1}{\sqrt{1 + \beta^2 Q^2}} = \frac{1}{\sqrt{2}}.$$

Daar bij kringen de verstemming, nodig om de spanning over de condensator tot op  $\frac{1}{\sqrt{2}}$  van de maximale te doen dalen, een kleine verstemming is, en dus  $\omega$  weinig van  $\omega_0$  zal afwijken, kunnen we  $\frac{\omega_0}{\omega} = 1$  en  $\beta = \frac{2\Delta\omega}{\omega_0}$  stellen. Hiermee wordt:  $\frac{U_C}{U_{C_0}} = \frac{1}{\sqrt{1 + (\frac{2\Delta\omega}{\omega_0} Q)^2}} = \frac{1}{\sqrt{2}}$ .

Hieruit volgt dat  $\frac{2\Delta\omega}{\omega_0} Q$  gelijk moet zijn aan 1.

$$\frac{2\Delta\omega}{\omega_0} Q = 1 \quad \frac{2\Delta\omega}{\omega_0} \frac{\omega_0 L}{R} = 1. \text{ Dus } 2\Delta\omega = \frac{R}{L}.$$

Hierin is  $\Delta\omega$  de verstemming, nodig om vanaf de resonantiefrequentie de spanning tot op  $\frac{1}{\sqrt{2}}$  maal de maximale te doen dalen.

Uit het bovenstaande volgt tevens:

$$Q = \frac{\omega_0}{2\Delta\omega} \quad \text{of:} \quad Q = \frac{f_0}{2\Delta f}.$$

En hiermee is  $\tan \delta = \frac{1}{Q} = \frac{2\Delta f}{f_0}$ . Deze  $\tan \delta$  is de verliesfactor van de spoel indien de condensator verliesvrij is. Is die condensator niet verliesvrij, dan moet een correctie worden aangebracht. De gemeten grootheid  $\frac{2\Delta f}{f_0}$  is dan de som van  $\tan \delta L$  en  $\tan \delta C$ , waarin  $\delta L$  de verlieshoek van de spoel en  $\delta C$  de verlieshoek van de condensator is. Derhalve  $\tan \delta L = \frac{2\Delta f}{f_0} - \tan \delta C$ . Om de grootheid  $\frac{2\Delta f}{f_0}$  over een groot frequentiegebied te kunnen meten, kan het signaal dat aan de kring wordt toegevoerd, worden verkregen van een mengbuis waaraan twee spanningen met hoge frequenties  $f_1$  en  $f_2$  worden toegevoerd. De verschilfrequentie wordt dan voor de meting gebruikt. De beide oscillatoren zijn zo ingericht dat de frequentie  $f_1$  van de ene oscillator over een groot gebied kan worden gevarieerd, hetgeen dus ook met de verschilfrequentie  $f_1 - f_2$  het geval is. De frequentie  $f_2$  van de andere oscillator kan over een klein gebied worden veranderd; hiermee wordt de verstemming  $\Delta f$  verkregen. De schaal van deze tweede oscillator kan in plaats van in frequentie in de bijbehorende waarden van  $\frac{R}{L}$  worden geijkt.

5.5. Het meten van  $\tan \delta$  van een condensator

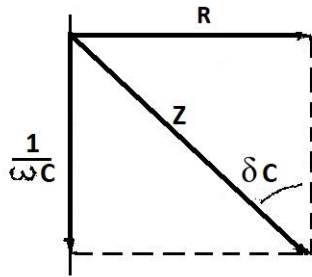


Fig. 5,8. Verliezen van de condensator vertegenwoordigd door een serie weerstand.

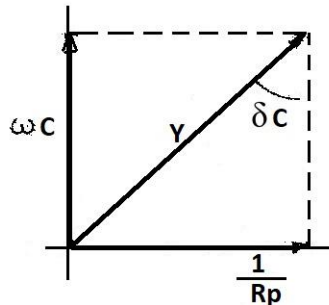


Fig. 5,9. Verliezen van de condensator vertegenwoordigd door een parallel weerstand.

De verliezen van een condensator kunnen we uitdrukken met behulp van een serie weerstand  $R_s$  of met behulp van een equivalente parallel weerstand  $R_p$ . Voor het geval dat de verliezen vertegenwoordigd zijn door een serie weerstand volgt  $\tan \delta$  uit fig. 5,8;  $\tan \delta_C = R_s \omega C$ .

In fig. 5,9 is het vektordiagram weergegeven voor het geval dat de verliezen vertegenwoordigd zijn door een parallel weerstand. In dit geval is  $\tan \delta_C = \frac{1}{R_p \omega C}$ .

Bij hoge frequenties is het praktischer een condensator met verliezen te vervangen door een verliesvrije condensator met capaciteit  $C$  en een verliesweerstand  $R_p$  parallel (zie fig. 5,10).

Indien we een serieschakeling van condensator met weerstand gaan vervangen door een equivalente parallelschakeling van condensator met weerstand, dan blijkt dat de capaciteitswaarden van de serie condensator iets verschilt van die van de parallelschakeling. Indien echter de verliezen van de condensator klein zijn, is het verschil in beide capaciteitswaarden te verwaarlozen. Tevens is de capaciteitswaarde dan onafhankelijk van de frequentie.

Om  $\tan \delta_C$  te vinden bij een bepaalde frequentie bepalen we de equivalente parallel weerstand  $R_p$ . In fig. 5,11 is een meetopstelling voor het meten van  $R_p$  aangegeven. Een spoel met een zelfinductie  $L$  en een weerstand  $R_s$  vormt met twee variabele condensatoren  $C_a$  en  $C_m$  de meetkring.

De condensator  $C_x$ , waarvan  $\tan \delta$  moet worden bepaald, kan parallel aan deze kring worden geschakeld. De meetkring is door middel van de kleine condensator  $C_k$  zeer los gekoppeld met de oscillatorkring. De buisvoltmeter  $V$  is, ook zeer los, door een kleine condensator met de meetkring verbonden.

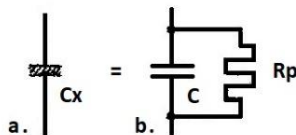


Fig. 5,10. a: condensator met verliezen; b: vervangingschema.

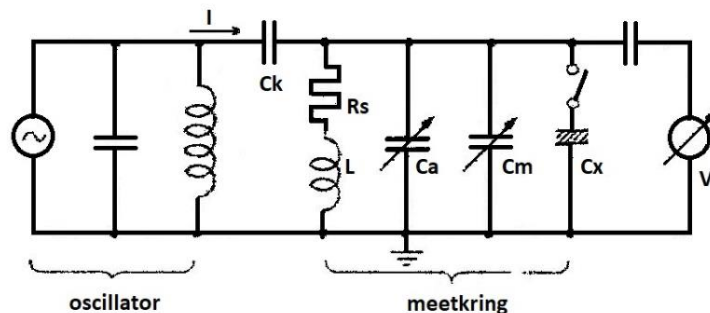


Fig. 5,11. Meting van  $\tan \delta$  van een condensator.

$C_k$  moet zo klein zijn dat de stroom door  $C_k$  en dus ook de stroom door de meetkring praktisch onafhankelijk is van de impedantie van de meetkring.

Dit betekent dat de impedantie van de meetkring klein moet zijn ten opzichte van de impedantie van de koppelcondensator  $C_k$ . Onder deze voorwaarde is de spanning door de voltmeter  $V$  aangegeven, evenredig met de impedantie  $Z$  van de meetkring.

De meting van  $R_p$  geschiedt nu als volgt. Eerst wordt de meetkring zonder  $C_x$  met behulp van  $C_a$  afgestemd op de frequentie  $f$  van de oscillator. De impedantie  $Z_0$  van de kring zonder  $C_x$  wordt bepaald uit de breedte van de resonantiekromme bij  $\frac{1}{\sqrt{2}}$  van het maximum met behulp van een fijnvariabele geijkte microcondensator  $C_m$  (fig. 5,11). We denken de verliezen van de kring geconcentreerd in een parallelweerstand  $R_p$  (fig. 5,12).

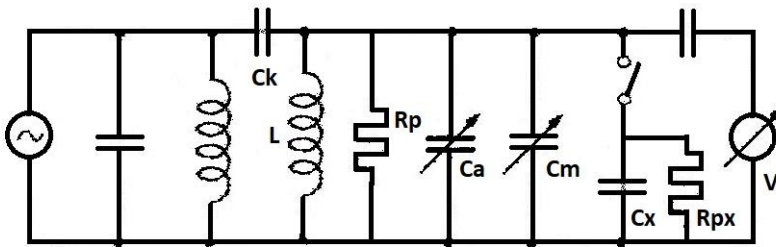


Fig. 5,12. Vervangschema van fig. 5,11.

De admittantie van de kring bij de frequentie  $\omega$  bedraagt:

$$Y = \frac{1}{j\omega L} + j\omega C + \frac{1}{R_p}$$

Bij resonantie is:

$$\frac{1}{j\omega_0 L} + j\omega_0 C = 0,$$

Dus de admittantie in resonantie:

$$Y_0 = \frac{1}{R_p} \text{ en de impedantie:}$$

$$Z_0 = R_p.$$

Dit is de grootste waarde die de impedantie kan

aannemen. Wanneer we bij deze frequentie de capaciteit met een bedrag  $\Delta C$  veranderen wordt de admittantie:

$$Y = \frac{1}{j\omega_0 L} + j\omega_0(C \pm \Delta C) + \frac{1}{R_p}$$

$$y = \frac{1}{j\omega_0 L} + j\omega_0 C \pm j\omega_0 \Delta C + \frac{1}{R_p}.$$

voor resonantie geldt:  $\frac{1}{\omega_0 L} + \omega_0 C$  dus wordt

$$Y = \pm j\omega_0 \Delta C + \frac{1}{R_p}.$$

De spanning die op de voltmeter wordt afgelezen, is evenredig met de absolute waarde van de impedantie.

Deze impedantie wordt:

$$Z = \frac{1}{\sqrt{\omega_0^2(\Delta C)^2 + \frac{1}{R_p^2}}}$$

$$\frac{Z}{Z_0} = \frac{Z}{R_p} \text{ vinden we:}$$

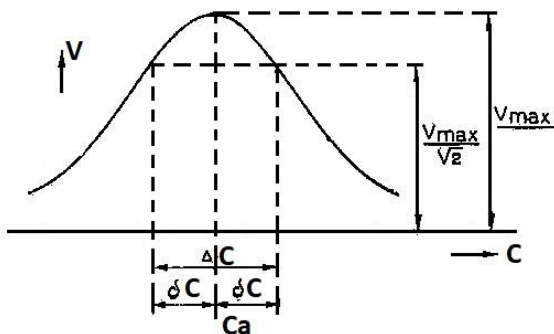


Fig. 5,13. Spanning over de afgestemde kring als functie van de capaciteit.

$$\frac{Z}{R_p} = \frac{\frac{1}{\sqrt{\omega_0^2(\Delta C)^2 + \frac{1}{R_p^2}}}}{R_p} = \frac{R_p}{\sqrt{\omega_0^2(\Delta C)^2 R_p^2 + 1}} = \frac{1}{\sqrt{\omega_0^2(\Delta C)^2 R_p^2 + 1}}.$$

Wanneer de spanning gedaald is tot op  $\frac{1}{\sqrt{2}}$  maal de maximale waarde is eveneens de impedantie tot op  $\frac{1}{\sqrt{2}}$  maal de maximale waarde gedaald, dus

$$\text{dan is: } \frac{1}{\sqrt{\omega_0^2(\Delta C)^2 R_p^2 + 1}} = \frac{Z}{R_p} = \frac{1}{\sqrt{2}}.$$



In dit geval moet  $\omega_0 \Delta C \cdot R_p = 1$  en wordt de uitdrukking voor de parallelweerstand:

$$R_p = \frac{1}{\omega_0 \Delta C}$$

en:  $\frac{1}{R_p} = \omega_0 \Delta C$ .

We schakelen nu de te onderzoeken condensator  $C_x$  parallel aan de meetkring en veranderen de afstemcondensator  $C_a$  totdat weer resonantie optreedt. Hierbij moet de capaciteit evenveel worden verminderd als de capaciteit  $C_x$  bedraagt.

Indien de condensator  $C_a$  is geijkt, kunnen we meteen de waarde van  $C_x$  vinden. Door het inschakelen van  $C_x$  en daarna bijregelen van  $C_a$  verandert dus  $\omega_0$  niet. De verliesweerstand  $R_{p_x}$  van  $C_x$  komt nu parallel te staan aan  $R_p$ . Op dezelfde wijze als we  $R_p$  hebben bepaald, bepalen we nu de vervangingsweerstand van de parallelschakeling van  $R_p$  en  $R_{p_x}$ . De breedte van de resonatiekromme is nu toegenomen. De capaciteitsverandering, nodig om de spanning tot op  $\frac{1}{\sqrt{2}}$  maal de maximale waarde te doen dalen noemen we  $\Delta C_t$ . Nu is:

$$\frac{1}{R_p} + \frac{1}{R_{p_x}} = \omega_0 \Delta C_t$$

Dus:  $\omega_0 \Delta C + \frac{1}{R_{p_x}} = \omega_0 \Delta C_t$

en:  $\frac{1}{R_{p_x}} = \omega_0 (\Delta C_t - \Delta C)$ .

Voor de te onderzoeken condensator  $C_x$  geldt nu:

$$\tan \delta_C = \frac{1}{R_{p_x} \omega_0 C_x} = \frac{\omega_0 (\Delta C_t - \Delta C)}{\omega_0 C_x} = \frac{\Delta C_t - \Delta C}{C_x}$$

In plaats van de capaciteitsvariatie te meten met  $C_x$  parallel kunnen we ook de spanning over de kring bij resonantie, met en zonder,  $C_x$  meten.

De impedantie van de kring in resonantie zonder  $C_x$  is  $R_p$  en met  $C_x$  gelijk aan  $\frac{R_p R_{p_x}}{R_p + R_{p_x}}$ .

Daar de stromen in beide gevallen dezelfde zijn, verhouden de spanningen zich als de impedanties. Is de spanning zonder  $C_x$ ,  $U$  en met  $C_x$ ,  $U_t$ , dan is deze verhouding:

$$\frac{U_t}{U} = \frac{\frac{R_p R_{p_x}}{R_p + R_{p_x}}}{R_p} = \frac{R_{p_x}}{R_p + R_{p_x}}$$

Hieruit volgt:  $U_t (R_p + R_{p_x}) = U R_{p_x}$

$$(U - U_t) R_{p_x} = U_t R_p$$

of:  $R_{p_x} = \frac{U_t}{U - U_t} R_p$ .

Daar in het voorgaande werd afgeleid  $R_p = \frac{1}{\omega_0 \Delta C}$  wordt de uitdrukking voor  $R_{p_x}$ :

$$R_{p_x} = \frac{U_t}{U - U_t} \frac{1}{\omega_0 \Delta C}$$

Deze laatste methode is bij kleine waarden van  $\tan \delta$  nauwkeuriger dan de eerste. Bovendien kan daarbij sneller worden gemeten, daar slechts  $U$  en  $U_t$  behoeven te worden afgelezen, terwijl  $\Delta C$  vooraf kan worden bepaald, daar deze behoort bij de kring zonder bijschakeling van  $C_x$ .

In beide formules voor  $\tan \delta$  komt de frequentie niet meer voor; we behoeven deze niet nauwkeurig te kennen. Dit wil echter niet zeggen dat  $\tan \delta$  niet van de frequentie afhankelijk zou zijn;  $\Delta C$ ,  $\Delta C_t$ ,  $U$  en  $U_t$  zijn van de frequentie afhankelijk, dus  $\tan \delta$  ook.

R.T.

90 MM

Nadruk verboden

### 5.6. Het meten van de eigencapaciteit van een spoel

Onder de eigencapaciteit van een spoel verstaan we de capaciteit  $C_s$  die schijnbaar parallel aan de zelfinductie  $L$  staat. Deze capaciteit kan worden afgeleid uit de meting van de zelfinductie waarbij de ware zelfinductie  $L$  werd gemeten (zie 5,3c en d) en de meting van de schijnbare zelfinductie  $L'$  (zie 5,3a en b).

De schijnbare zelfinductie is bepaald door:

$$L' = \frac{L}{1 - \frac{C_s}{C_s + C}} = \frac{LC_s + LC}{C}$$

of  $L'C = LC_s + LC$

en  $C_s = \frac{(L' - L)C}{L}$ .

Indien het de bedoeling is met behulp van de in 5,3b aangegeven meting de eigencapaciteit van de spoel te leren kennen, mag de condensator  $C$  niet die grote capaciteit hebben als daar werd aangegeven, daar nu juist de invloed van  $C_s$  moet worden gemeten.

De eigencapaciteit van de zelfinductie kan echter ook op directe wijze worden gemeten.

#### a. Meting van de capaciteit van een zelfinductie met behulp van twee parallel geschakelde kringen.

Indien twee kringen elk voor zich zijn afgestemd op een frequentie  $f$ , zal de gehele schakeling, die ontstaat door de beide kringen parallel te schakelen, zonder dat er een koppeling tussen de twee kringen optreedt, ook afgestemd zijn op de frequentie  $f$ . We kunnen dit als volgt aantonen.

Wordt de eerste kring samengesteld door  $L_1$  en  $C_1$  en de tweede door  $L_2$  en  $C_2$ , dan is:

$$L_1 C_1 = L_2 C_2 = \frac{1}{\omega_0^2}.$$

Bij parallelschakeling ontstaat een kring waarvan de zelfinductie wordt gevormd door de parallelschakeling van  $L_1$  en  $L_2$  en de capaciteit door de parallelschakeling van  $C_1$  en  $C_2$ . De totale capaciteit is dus  $C_t = C_1 + C_2$  en totale zelfinductie  $L_t = \frac{L_1 L_2}{L_1 + L_2}$ . Hieruit volgt voor het product:

$$\begin{aligned} L_t &= \frac{L_1 L_2}{L_1 + L_2} (C_1 + C_2) = \frac{L_1 L_2 C_1 + L_1 L_2 C_2}{L_1 + L_2} = \\ &= \frac{\frac{L_2}{\omega_0^2} + \frac{L_1}{\omega_0^2}}{L_1 + L_2} = \frac{1}{\omega_0^2}. \end{aligned}$$

We zien dus dat het geheel van deze schakeling is afgestemd op de frequentie  $\omega_0$ .

Oplossingen inzenden van de opgaven MM, nr. 160 t/m 163.



### 5.6. Het meten van de eigencapaciteit van een spoel (vervolg)

We meten nu eerst de ware zelfinductie van de spoel volgens de methode die in 5,3c of d werd aangegeven. Vervolgens wordt de te meten spoel parallel geschakeld aan een oscillatorkring die is afgestemd op de frequentie  $f$ , waarmee we willen meten (zie fig. 5,14). De spoel waarvan de eigencapaciteit moet worden gemeten, moet dus

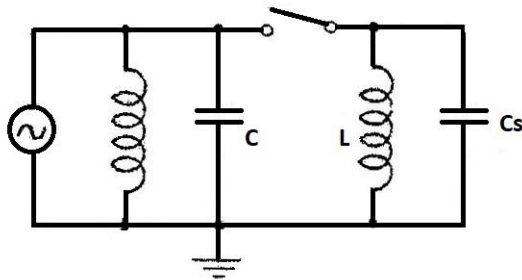


Fig. 5,14. Meting van de eigencapaciteit  $C_s$  van een spoel.

de tweede afgestemde kring vormen, die parallel aan de oscillatorkring is geschakeld. In het algemeen is de resonantiefrequentie van de spoel en eigencapaciteit hoger dan de frequentie  $f$  van de oscillator. Om deze frequentie zoveel te doen dalen dat deze gelijk wordt aan die van de oscillator, zodat dus ook het geheel op de frequentie  $f$  is afgestemd, moet de variabele capaciteit van de oscillator worden vergroot met het bedrag  $\Delta C$ ; dan is:  $\omega_0^2 L(C_s + \Delta C) = 1$ .

Hieruit volgt dat:  $C_s = \frac{1}{\omega_0^2 L} - \Delta C$ .

Is de eigencapaciteit van de spoel zo groot dat de resonantiefrequentie daarvan lager ligt dan die van de oscillatorkring, dan moet de variabele condensator met een bedrag  $\Delta C$  worden verkleind en is:

$$C_s = \frac{1}{\omega_0^2 L} + \Delta C.$$

#### b. Bepaling eigencapaciteit van een spoel door meting bij twee frequenties

Parallel aan de te meten spoel  $L$  (fig. 5,15) wordt een bekende vaste condensator  $C_1$  geschakeld en de zo gevormde kring zwak gekoppeld met een oscillator, bijvoorbeeld door middel van een kleine condensator  $C_{k_1}$ . De spanning op de kring wordt gemeten met een buisvoltmeter  $V$  die eveneens los met de kring is gekoppeld door middel van  $C_{k_2}$  die dan een kleine waarde moet hebben.

De frequentie van de oscillator wordt nu gewijzigd totdat resonantie optreedt van de meetkring (maximale uitslag van de voltmeter  $V$ ). De frequentie waarbij dit optreedt, noemen we  $f$ . Daarna wordt de condensator  $C_1$  vervangen door een condensator waarvan de capaciteit nauwkeurig  $\frac{C_1}{4}$  is.

Was de eigencapaciteit van de spoel nul, dan zou nu resonantie optreden bij de frequentie  $2f_1$ , dit wil zeggen: bij de tweede harmonische van de oscillatorfrequentie.

Nu de eigencapaciteit van de spoel niet nul is, moet de capaciteit  $\frac{C_1}{4}$  worden verminderd. We kunnen dit als volgt toelichten. Bij afstemming van de meetkring op de frequentie  $f_1$  is de gezamenlijke capaciteit van deze kring  $C_s + C_1$ . Voor afstemming op de frequentie  $2f_1$  is dus een capaciteit  $\frac{C_s + C_1}{4} = \frac{C_s}{4} + \frac{C_1}{4}$ . Door alleen de condensator  $\frac{C_1}{4}$  in te schakelen, wordt de totale capaciteit  $C_s + \frac{C_1}{4}$  en moet deze nog met een bedrag  $\frac{3}{4} C_s$  worden verminderd.

R.T.

92 MM

Nadruk verboden

We verminderen de condensator  $\frac{C_1}{4}$  met een bedrag  $\Delta C$ , opdat resonantie optreedt bij de frequentie  $2f_1$ . In dit geval moet  $\Delta C = \frac{3}{4}C_s$  zijn en is dus de capaciteit van de spoel hieruit af te leiden:

$$C_s = \frac{3}{4}\Delta C.$$

Voor de rechtse condensator in fig. 5,15 nemen we de maximale capaciteit gelijk aan  $\frac{C_1}{4}$ .

Een voordeel van deze methode is dat de variabele condensator  $\frac{C_1}{4}$  in  $C_1$  geijkt kan worden; bovendien hoeft de zelfinductie van de spoel niet bekend te zijn. Een nadeel van deze methode is dat de eigencapaciteit slechts kan worden gemeten bij een enkele frequentie die door de waarde van  $L$  wordt bepaald, daar  $C_1$  een vaste waarde heeft.

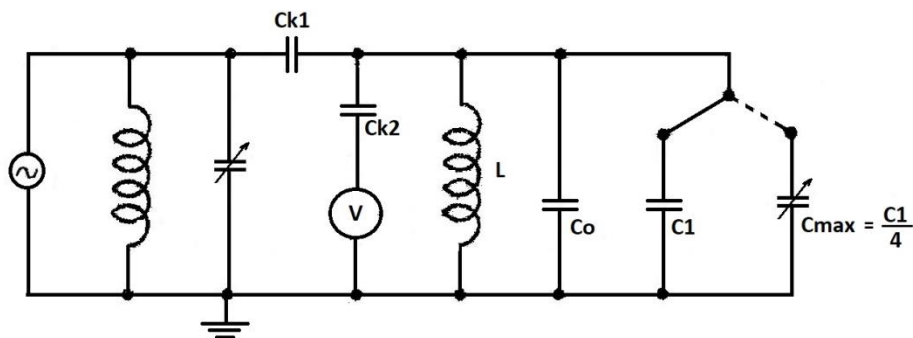


Fig. 5,15. Bepaling eigencapaciteit met behulp van twee frequenties, waarbij  $f_2 = 2f_1$ .

Oplossingen inzenden van de opgaven MM, nr. 164 t/m 165.

Hoofdstuk 6Toongenerator

Voor velerlei doeleinden heeft men een wisselspanningsbron nodig waarvan de frequentie en eventueel de amplitude kan worden gevarieerd.

De spanningsbron die dient voor het frequentiegebied van de laagste frequentie (bijvoorbeeld 1 Hz) tot ongeveer 20 kHz, dus de hoorbare frequenties, noemt men toongenerator.

Een toongenerator bevat als voornaamste onderdeel een oscillator die een spanning levert waarvan de frequentie kan worden gevarieerd. Bij de meeste oscillatorschakelingen wordt de frequentie van de opgewekte spanning bepaald door een zelfinductie en een capaciteit. We spreken dan van een LC-oscillator. Er zijn echter ook oscillatorschakelingen waarbij de frequentie wordt bepaald door een weerstand  $R$  en een capaciteit  $C$ . Een dergelijke oscillator noemen we een RC-oscillator. De gebruikelijke toongeneratoren kunnen we dus in twee groepen indelen: LC-generatoren en RC-generatoren.

6.1. Het principe van een LC-toongenerator

Van een LC-oscillator kan de frequentie gevarieerd worden door de condensator van de LC-kring die de frequentie bepaalt, te variëren. In principe zou men ook de capaciteit constant kunnen houden en de zelfinductie variëren, doch dit heeft in het algemeen praktische bezwaren.

Stelt men de condensator in de stand van minimale capaciteit, dan wordt de capaciteit van de kring gevormd door deze minimale capaciteit van de variabele condensator, de capaciteit van de buis en de bedradingscapaciteit.

In het algemeen kan de totale capaciteit worden gevarieerd in een verhouding van ongeveer 1 : 10. Daar de frequentie evenredig is met de wortel uit de capaciteit ( $\omega = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ ) kan de frequentie niet meer worden veranderd dan in een verhouding van 1 : 3.

Is een groter frequentiegebied nodig, dan is het nodig de spoel voor ieder volgend frequentiegebied door andere te vervangen. Het frequentiegebied van 20 tot 20 000 Hz moet dan worden verdeeld in zes delen en dus zijn er zes verschillende spoelen nodig. Er moet dus bij het gebruik herhaaldelijk worden omgeschakeld.

Het is bij een toongenerator meestal gewenst dat de amplitude van de geleverde wisselspanning constant blijft bij variatie van de frequentie. Het is niet mogelijk dit te verwezenlijken bij een variatie van 1 : 10 van de capaciteit.

Verder zijn bij lage frequenties spoelen met een zeer grote zelfinductie nodig, hetgeen zeer kostbaar is en bij dergelijke grote zelfinducties is het moeilijk de zelfinductie volkomen stabiel te maken.

Om deze moeilijkheden te ontlopen, wordt voor LC-toongeneratoren gewoonlijk gebruik gemaakt van het superheterodyne principe. Daarbij wordt de gewenste frequentie verkregen door menging van spanningen van twee oscillatoren die verschillende, vrij hoge frequenties hebben.

Met dit systeem kan zonder overschakeling een groot frequentiegebied worden bestreken en zijn geen spoelen met grote zelfinductie nodig. Bovendien blijft de spanning, bij verandering van de frequentie, vrijwel constant. Het principe van een LC-toongenerator is in fig. 6,1 aangegeven.

De twee oscillatoren  $O_1$  en  $O_2$  leveren spanningen met frequenties  $f_1$  respectievelijk  $f_2$ . De oscillator  $O_1$  is vast ingesteld op de frequentie  $f_1$ , terwijl de oscillator  $O_2$  variabel is tussen  $f_2$  en  $f_2 \pm 16000$  Hz. De anodestroom van de mengbuis bevat naast stroomcomponenten met frequenties



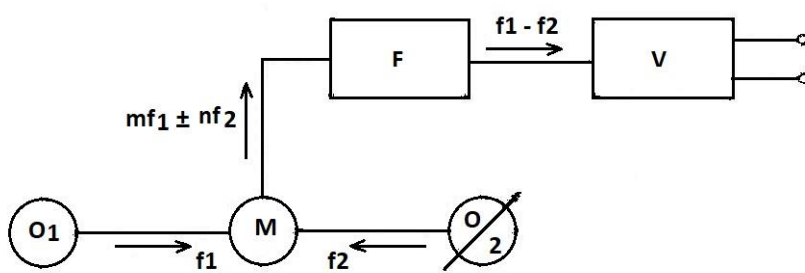


Fig. 6,1. Blokschema van een LC-toongenerator.

frequentie  $f_1 - f_2$ . We wensen een sinusvormig uitgangssignaal dat dus geen andere componenten bevat dan  $f_1 - f_2$ . Om dit te bereiken, is een laagdoorlaatfilter  $F$  opgenomen dat alleen signalen met frequenties beneden de hoogste gewenste frequenties, bijvoorbeeld 20 000 Hz, doorlaat. Een versterker  $V$  brengt de uitgangsspanning op de gewenste waarde.

Ook kan bijvoorbeeld de toongenerator als volgt worden ingericht voor een frequentiegebied van 0 – 16000 kHz. De frequentie  $f_1$  van de oscillator  $O_1$  is variabel van 100 kHz tot 101 kHz en de frequentie  $f_2$  van de oscillator  $O_2$  is variabel tussen 100 kHz en 85 kHz.

Door alleen  $O_1$  te variëren kan dus de verschilfrequentie over een gebied van 1000 Hz worden veranderd. Staat de oscillator  $O_2$  ingesteld op 100 kHz, dan worden dus verschilfrequenties ontwikkeld, gelegen tussen 0 en 1000 Hz. Staat de oscillator  $O_2$  op 99 kHz, dan wordt een verschilfrequentie ontwikkeld, gelegen tussen 1000 en 2000 Hz enz.

Er zijn nu dus twee bedieningsknoppen voor elke oscillator één. De ene draagt een schaalverdeling van 0 tot 1000 Hz; de andere van 0 tot 15000 Hz. De frequentie van de geleverde spanning is de som van de aanwijzing der beide schalen.

Het frequentiegebied van 0 tot 16000 Hz zou ook kunnen worden verkregen door  $f_1$  constant te houden en  $f_2$  over een gebied van 16 kHz te variëren. De nauwkeurigheid waarmee de lage frequenties dan kunnen worden afgelezen zou niet groot zijn, daar deze in een klein gebied der schaalverdeling zouden zijn samengedrongen. Op de boven aangegeven wijze wordt het gebied der lage frequenties, van 0 tot 1000 Hz over een volledige schaal uitgespreid, zodat de frequentie met een grotere nauwkeurigheid kan worden afgelezen.

Daar elke oscillator slechts over een klein frequentiegebied (ten opzichte van de afstemfrequentie) kan worden gevarieerd, zal de amplitude van de opgewekte spanning vrijwel constant zijn. Naarmate de frequenties der beide oscillatoren hoger zijn, wordt de relatieve frequentieverandering kleiner en blijft de amplitude van de spanning meer constant.

Het is echter ook weer niet gewenst de frequenties van de oscillatoren zeer hoog te kiezen. Door verschillende oorzaken, zoals variaties in de voedingsspanning en temperatuursveranderingen zijn de frequenties van de oscillatoren niet volkomen constant, doch zullen kleine veranderingen ondergaan.

$f_1$  en  $f_2$ , ook de harmonische daarvan, dus met de frequenties  $mf_1$  en  $nf_1$ , waarbij  $m$  en  $n$  gehele getallen zijn. Bovendien doen zich in de anodeketen van de mengbuis ook verschillende combinatiefrequenties voor, zoals  $f_1 \pm f_2$ ,  $2f_1 \pm f_2$ ,  $2f_1 \pm 2f_2$  enz.: algemeen aangegeven met  $mf_1 \pm nf_2$ . De frequentie waarom het begonnen is, is de



### 6.1. Het principe van een LC-toongenerator (vervolg)

Indien de frequenties der beide oscillatoren eenzelfde procentuele verandering ondergaan, verkrijgt de verschilfrequentie ook eenzelfde procentuele verandering. Doch verkrijgt de ene oscillator met een frequentie van 100 kHz een verhoging van 0,1 %, zodat zijn frequentie 100,1 kHz wordt, terwijl de frequentie van de andere oscillator met een frequentie van bv. 90 kHz slechts 0,05 % toeneemt, zodat deze frequentie 90,045 wordt, dan verandert de verschilfrequentie van 10000 Hz in 10055 Hz, dus met 0,55 %.

Hoe hoger de frequenties der beide oscillatoren, des te groter wordt in een dergelijk geval de verandering van de verschilfrequentie. Bij een lage verschilfrequentie is dit verschijnsel nog veel sterker. Een frequentie van ongeveer 100 kHz voor ieder der oscillatoren is een goed compromis.

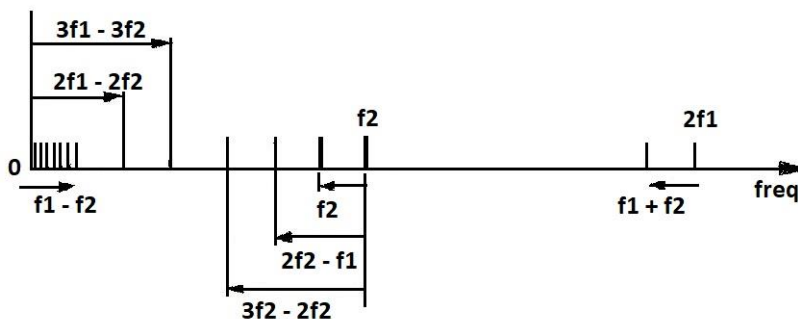


Fig. 6,2. Ligging van de frequenties der verschillende componenten. Het gewenste gebied is gearceerd.

van de gewenste verschilfrequentie verwijderd zijn, als de frequenties  $f_1$  en  $f_2$  hoger zijn. Alleen de frequenties  $2f_2 - 2f_2$ ,  $3f_1 - 3f_2$  enz. zijn onafhankelijk van de keuze der oscillatorfrequentie. Het filter  $F$  wordt eenvoudiger naarmate het frequentieverschil tussen de gewenste en de ongewenste componenten groter is. Dit is dus ook een reden om de oscillatorfrequenties  $f_1$  en  $f_2$  hoger te kiezen.

### 6.2. De mengbuis

In fig. 6,3 hebben we de grafiek van de conversiësteilheid van een mengbuis gegeven. We zien dat de conversiësteilheid slechts weinig verandert als de oscillatorspanning tussen 6 en 10 volt varieert. Bij de toongenerator voeren we de spanning met de frequentie, die het meest wordt gevarieerd, toe aan het derde rooster.

Zorgen we nu dat de spanning tussen de 6 en 10 volt blijft, dan heeft een verandering van de frequentie nagenoeg geen invloed op de uitgangsspanning met de verschilfrequentie. Men ontloopt dan de moeilijkheid een oscillator te moeten maken, die bij verandering van de frequentie een constante spanning geeft.

De uitgangsspanning is nu alleen evenredig met de spanning van de andere oscillator. Daar deze oscillator slechts een weinig in frequentie wordt veranderd, is deze spanning praktisch constant en wordt de uitgangsspanning dus onafhankelijk van de frequentie.

In fig. 6,4 is de schakeling van de mengbuis weergegeven. De spanning met frequentie  $f_2$  (de frequentie die het meest wordt veranderd) kan door het triodegedeelte van de mengbuis opgewekt worden.

In fig. 6,2 is de ligging der frequentie  $f_1$  en  $f_2$  en de verschillende combinatiefrequenties aangegeven. Hierbij is ondersteld dat  $f_1$  constant wordt gehouden en  $f_2$  wordt gevarieerd. Het gebied waarover iedere component varieert als de gewenste verschilfrequentie  $f_1 - f_2$  verandert van nul tot de maximale waarde, is door pijlen aangegeven. Hieruit blijkt dat de meeste ongewenste combinaties verder van het gebied

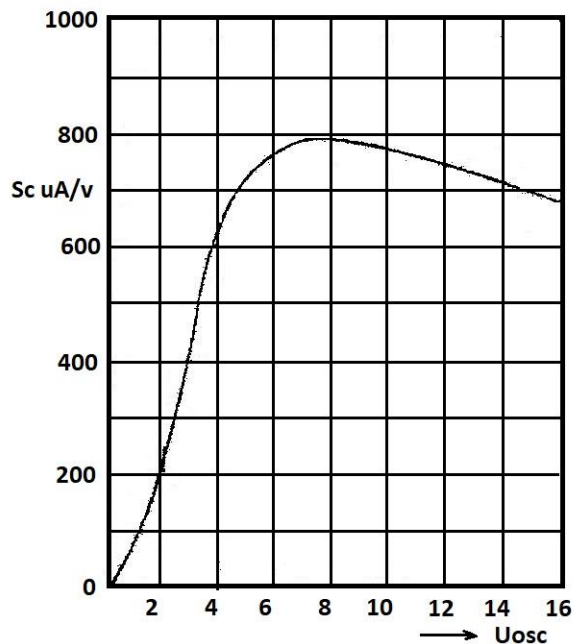


Fig. 6.3. De conversiesteilheid als functie van de oscillatorfrequentie.

De spanning  $U_1$  met de frequentie  $f_1$  wordt geleverd door een afzonderlijke oscillator  $O_1$ . Tussen deze oscillator en het eerste rooster van de mengbuis is een filter  $F_1$  opgenomen. De harmonischen van de oscillator  $O_1$  worden daardoor belet op het eerste rooster te komen.

De harmonischen van de verschilfrequentie  $f_1 - f_2$  namelijk  $2(f_1 - f_2)$ ,  $3(f_1 - f_2)$  enz. die in het algemeen door het filter  $F_2$  worden doorgelaten, zijn evenredig met de spanning  $U_1$ . Deze harmonischen kan men klein houden door  $U_1$  klein te nemen, bijvoorbeeld ongeveer 0,1 volt. Op deze wijze wordt een uitgangsspanning  $U_3$  verkregen die vrijwel sinusvormig is en waarvan de grootte praktisch constant blijft bij variatie van de frequentie  $f_3$ .

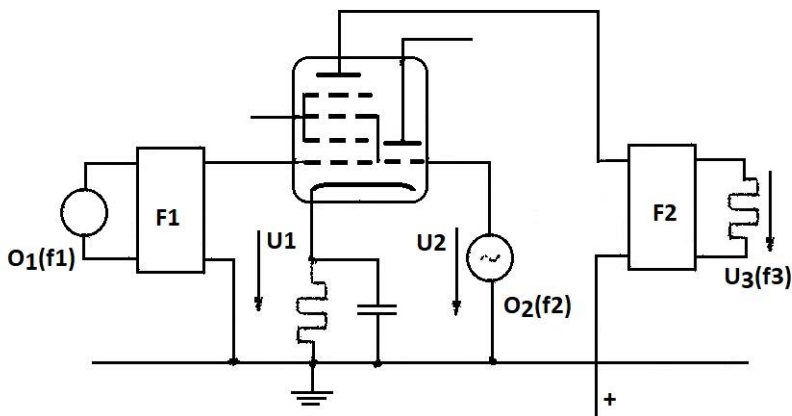


Fig. 6.4. Schakeling van de mengbuis met oscillatoren  $O_1$  en  $O_2$  en filter  $F_1$  en  $F_2$ .

een rechte lijn in het in aanmerking komende frequentiegebied, terwijl de niet-lineaire vervorming kleiner blijft dan 0,5 %.

Daar de spanning  $U_1$  bij voorkeur klein genomen wordt, is ook de verkregen spanning  $U_3$  niet groot. Met een versterker kan deze spanning op de gewenste waarde worden gebracht. Het spreekt vanzelf dat deze versterker een onvervormd signaal moet leveren. Daartoe wordt in deze versterker tegenkoppeling toegepast.

Op deze wijze kan worden bereikt dat de amplitudekarakteristiek slechts enkele procenten afwijkt van

### 6.3. Het principe van de LF-toongenerator GM 2307 van Philips

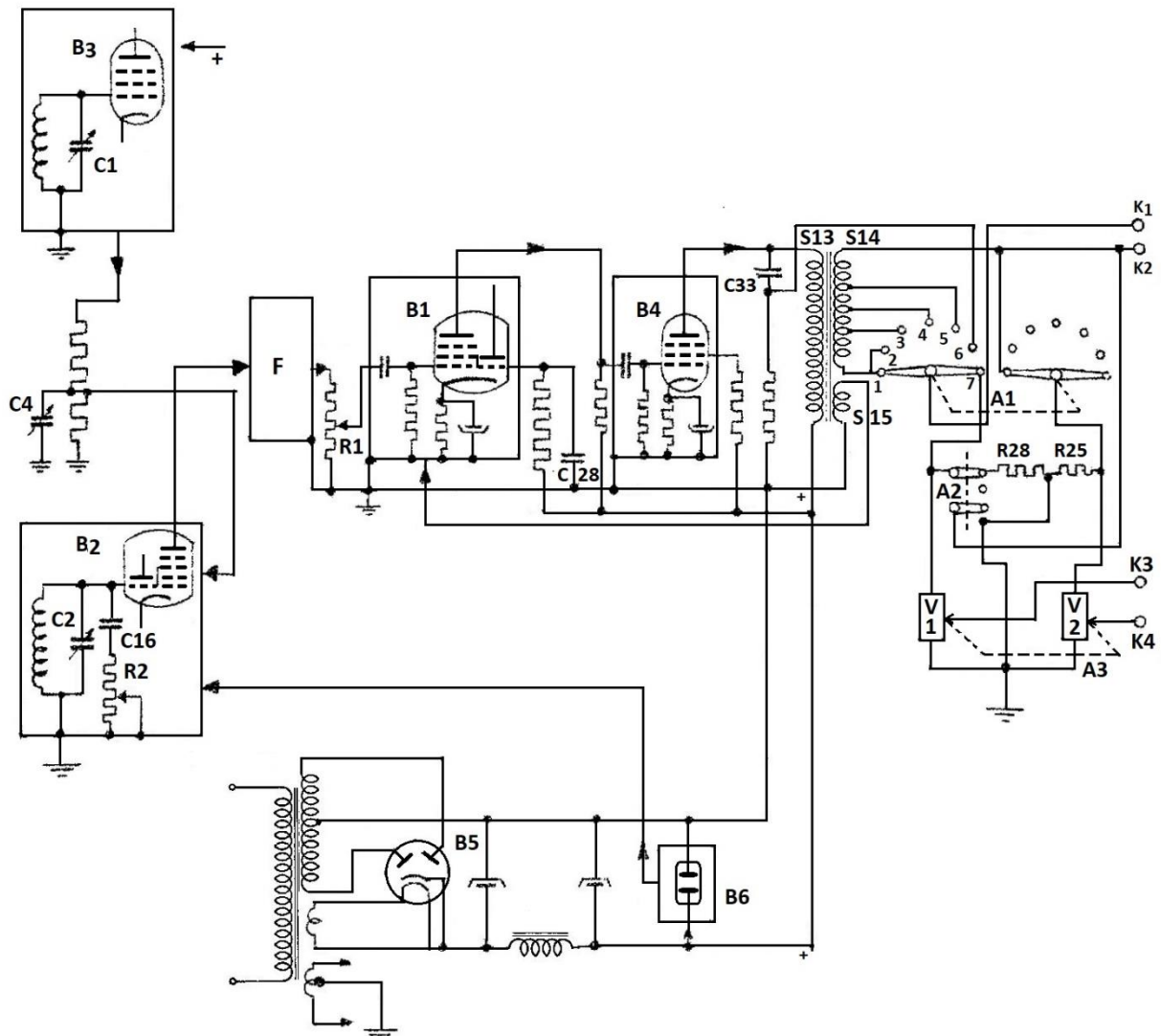


Fig. 6,5. Principeschema van toongenerator GM 2307 van Philips.

In fig. 6,5 is het principeschema van deze toongenerator weergegeven. We onderscheiden hierin twee oscillatoren  $B_2$  en  $B_3$ , het filtergedeelte  $F$ , een tweetraps lf-versterker  $B_1$  en  $B_4$ , uitgangstransformator met aanpassingsschakelaar  $S_{13}$  en  $S_{14}$  met  $A_1$ , verzwakker  $V_1$  en  $V_2$  en het voedingsgedeelte  $B_5$  en  $B_6$ .

De oscillator  $B_2$  kan een frequentiegebied bestrijken van 100 kHz tot 101 kHz, dus een variatie van 1000 Hz. Deze frequentie kan worden ingesteld met  $C_2$ , terwijl een fijnregeling van de frequentie met  $C_{16}$  en potentiometer  $R_2$  plaats vindt.

R.T.

98 MM

Nadruk verboden

De oscillator  $B_3$  kan een frequentiegebied van 100 kHz tot 85 kHz bestrijken, dus een variatie van 15000 kHz. Deze kan worden ingesteld met condensator  $C_1$ . Wanneer wij uitgaan van de toestand dat beide condensatoren in de nulstand gesteld zijn en dat de frequentie van beide oscillatoren gelijk is, zodat dus geen lf-verschilfrequentie ontstaat, dan zal de oscillator met  $C_2$  een frequentiegebied van 1000 Hz bestrijken en de andere oscillator met  $C_1$  een frequentiegebied van 15000 Hz. Daar de verstemming der beide condensatoren bij elkaar moeten worden opgeteld, is, wanneer  $C_2$  op 1000 Hz en  $C_1$  op 15000 Hz is ingesteld, de afgegeven frequentie 16000 Hz.

De amplitude van het lf-signaal dat de mengbuis afgeeft, kan eventueel worden gevarieerd door de koppeling tussen de twee hf-oscillatoren te wijzigen. Hiermee wordt de maximale energie, die het instrument kan leveren, vergroot of verkleind. Deze regeling geschiedt met behulp van  $C_4$ .

Na de mengschakeling is een filter geplaatst dat alleen de component met de verschilfrequentie doorlaat. Achter dit filter is een sterkteregeling  $R_1$  opgenomen waarmee de lf-spanning die toegevoerd wordt aan de lf-versterker geregeld kan worden.

De lf-versterker, gevormd door de buizen  $B_1$  en  $B_4$ , die met weerstandskoppeling is uitgevoerd, bezit een uitgangsimpedantie die gevormd wordt door de transformator  $S_{13} - S_{14}$  met de secundaire belasting daarvan. De transformator is van een extra wikkeling  $S_{15}$  voorzien die voor de tegenkoppeling dient. De tegenkoppelspanning wordt teruggevoerd naar het rooster van  $B_1$ . Dank zij deze tegenkoppeling krijgt de versterker een zeer gunstige getrouwheidskarakteristiek, terwijl bovendien het percentage hogere harmonischen in de uitgangsspanning zeer klein wordt.

De lf-versterkerbuis  $B_1$  is een EFM1, deze bevat behalve het pentodesysteem, dat voor de versterking wordt gebruikt, enige extra elektroden waaronder een fluorescerend scherm, zodat de buis tevens als kathodestraalindicator dient.

Zijn beide oscillatoren volkomen gelijk afgestemd, dan zal de lichtvlek op het scherm niet bewegen. Als een van de twee oscillatoren iets wordt verstemd, dan ontstaat een verschilfrequentie met een laag aantal perioden per seconde. De wisselspanning met lage frequentie is werkzaam op het stuurrooster van het kathodestraalgedeelte, zodat de randen van de lichtvlek in de frequentie van de wisselspanning heen en weer gaan bewegen.

Door de afstemming van de oscillator zo in te stellen dat de lichtvlek stil staat, hebben we een middel om de oscillatoren op volkomen gelijke frequentie in te stellen. Voor het gebruik van de toon-generator verdient het aanbeveling eerst deze "nulpuntscorrectie" uit te voeren.

Indien de oscillatoren verder worden verstemd, zodat het frequentieverschil groter wordt, zal de wisselspanning op het stuurrooster van de kathodestraalindicator steeds zwakker worden, daar de condensator  $C_{28}$  deze spanning meer en meer kortsluit, naarmate de frequentie hoger wordt. Bij een hogere frequentie van de lf-wisselspanning zal de lichtvlek dus weer in rust komen.

Staan de condensatoren  $C_1$  en  $C_2$  reeds in de nulstand, terwijl de frequentie van de lf-component nog niet nul is (de lichtvlek verandert nog langzaam), dan is de verdere correctie mogelijk met behulp van de weerstand  $R_2$ .

Door middel van de schakelaar  $A_1$  kan de uitgangsweerstand van de versterker worden aangepast op verschillende uitwendige belastingen. De belasting kan dan worden aangesloten tussen de klemmen  $K_1$  en  $K_2$ .

R.T.

MM

Nadruk verboden 99



HILVERSUM

In de eerste stand van de schakelaar  $A_1$  is de verzwakker aangesloten. Deze bestaat uit twee delen  $V_1$  en  $V_2$  waarmee de uitgangsspanning naar verkiezing in grootte kan worden ingesteld. De spanning wordt dan van de klemmen  $K_3$  en  $K_4$  afgenomen. De verzwakker staat parallel aan de klemmen  $K_1$  en  $K_2$ . Door middel van de schakelaar  $A_2$  kan de verzwakker in balans worden geschakeld. In de getekende stand van  $A_2$  staat deze in balans en staan de verzwakkers  $V_1$  en  $V_2$  symmetrisch ten opzichte van aarde. Het midden van de weerstanden  $R_{28}$  en  $R_{25}$  is dan geaard. De verzwakkercontacten  $K_3$  en  $K_4$  zijn mechanisch gekoppeld en nemen dus steeds gelijke standen in.

In de standen 2 t/m 5 van schakelaar  $A_1$  is de verzwakker uitgeschakeld en zijn de klemmen  $K_1$  en  $K_2$  aangesloten op de uitgangstransformator. De juiste aanpassingsweerstand wordt bepaald door de stand van de schakelaar, deze kan zijn 1000, 500, 250 of 5  $\Omega$ . Door middel van de schakelaar  $A_2$  kan de klem  $K_2$  desgewenst worden geaard. De schakelaar staat hierbij in de stand: "asymmetrisch".

In stand 6 van schakelaar  $A_1$  wordt de spanning die aan de primaire zijde van de uitgangstransformator heerst, via  $C_{33}$  aan de uitgangsklemmen  $K_1$  en  $K_2$  toegevoerd.

De spanning tussen  $K_1$  en  $K_2$  is regelbaar met de potentiometer  $R_1$ ; normaal bedraagt het maximum 50 volt; de uitwendige weerstand tussen  $K_1$  en  $K_2$  moet dan 25000  $\Omega$  bedragen.

Over de secundaire van de transformator is bij asymmetrische uitgang de weerstand  $R_{25}$  geschakeld. Bij balansuitgang is de serieschakeling van  $R_{25}$  en  $R_{26}$  over de secundaire wikkeling van de transformator opgenomen. Is voor bijzondere doeleinden een grotere spanning dan 50 V nodig, dan kan deze door middel van  $C_4$  worden opgevoerd tot maximum 100 V.

De verzwakker  $V_1$ ,  $V_2$  heeft 9 standen waarmee het signaal totaal 10 000 maal kan worden verzwakt. In de verschillende standen bedraagt de uitgangsspanning achtereenvolgens 0,03; 0,1; 0,03; 0,003; 0,0003 en 0,0001 maal de ingangsspanning van de verzwakker. De ingangsspanning van de verzwakker kan worden geregeld met  $R_1$  en bedraagt normaal hoogstens 15 V. Over aanpassingsweerstand van 1000  $\Omega$  (225 mW).

De voedingstransformator kan door middel van een spanningscarrousel gemakkelijk worden omgeschakeld voor 6 verschillende spanningen. Na gelijkrichting door  $B_5$  en afvlakking door  $S_5$  en de twee elektrolytische condensatoren wordt de secundaire spanning toegevoerd aan de versterker.

De anodespanning voor het hf-gedeelte wordt door een schakeling, waarin de neonbuis  $B_6$  is opgenomen, zodanig gestabiliseerd dat de schommelingen van de temperatuur en de netspanning praktisch geen invloed hebben op de frequentie en amplitude van het lf-signaal.

In fig. 6,6 hebben we een aangezicht van het voorpaneel van deze toongenerator weergegeven. Aan de onderzijde van de voorkant zien we de twee instelknoppen voor de op te wekken frequentie.

$C_1$  kan over een gebied van 15000 Hz en  $C_2$  over een gebied van 1000 Hz worden gevarieerd.  $K_5$  en  $K_6$  zijn twee aardklemmen, alvorens het apparaat op het wisselstroomnet wordt aangesloten, moet een van deze klemmen goed geaard worden.

Met schakelaar  $A_1$  wordt het apparaat op de gewenste aanpassing van de uitgang ingesteld. De schakelaar  $A_2$  dient om de uitgang symmetrisch of asymmetrisch te schakelen.

R.T.

100 MM

Nadruk verboden

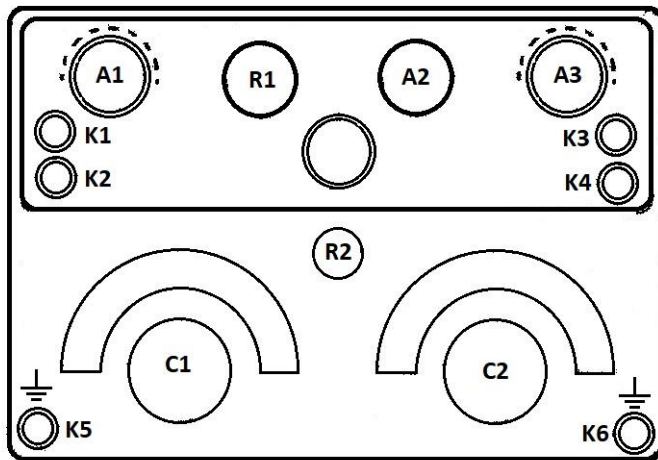


Fig. 6,6. Voorpaneel van toongenerator GM 2307.

bruikt worden de uitgangsspanning van  $K_3$  en  $K_4$  afgenomen.

De instelknop van de condensator  $C_4$  voor het instellen van de uitgangsspanning bevindt zich aan de achterzijde van de toongenerator evenals de aansluitmogelijkheid van de netspanning.

Een dergelijk type toongenerator, waarbij dus twee oscillatoren voorkomen en uit de beide opgewekte frequenties de gevraagde frequentie wordt afgeleid, wordt ook wel interferentietoongenerator genoemd.

Indien bij een oscillator de temperatuur zich wijzigt, dan veranderen ook de waarden van  $L$  en  $C$  van de spoelen en condensatoren die in de oscillatorkring voorkomen. Het gevolg hiervan is dat de frequenties van de oscillatoren veranderen en daarmee de te leveren frequentie.

Bij de constructie van een toongenerator moet er dus voor worden zorg gedragen dat de omgevingstemperatuur en daarmee de temperatuur der onderdelen niet te veel variëren. Er moet dus voldoende koeling optreden.

Daar de temperatuur bij ingeschakeld apparaat altijd hoger is dan indien die niet op de voedingsbron is aangesloten, verdient het aanbeveling de toongenerator enige tijd in te schakelen alvorens men hem gaat gebruiken. Gedurende deze "opwarmtijd" hebben de onderdelen hun bedrijfstemperatuur bereikt en deze zal bij goede toongeneratoren niet veel meer veranderen, dus zal de frequentie ook stabiel zijn.

Het verdient verder natuurlijk aanbeveling de voedingsspanning voor de toongenerator zo constant mogelijk te houden, want veranderingen hiervan kunnen frequentievariëaties veroorzaken.

Oplossingen inzenden van de opgaven MM, nr. 171.

Met de spanningsregelaar stelt men het niveau van de uitgangsspanning in.

Schakelaar  $A_3$  wordt gebruikt om de spanning tot op de gewenste waarde te verzwakken.

In het midden van het paneel vinden we de kathodestraalindicator die gebruikt wordt voor de nulpuntscorrectie van de frequentieschalen.

De instelknop  $R_2$  kan voor de nulpuntscorrectie worden gebezigd.

De spanning wordt van de klemmen  $K_1$  en  $K_2$  afgenomen indien geen verzwakker wordt gebruikt, indien de verzwakker wel wordt ge-



#### 6.4. Het principe van de RC-toongenerator

In de elektronica hebben we reeds gezien dat het ook mogelijk is oscillatoren te maken met behulp van weerstanden en condensatoren. Weerstanden zijn meer constant van waarde dan spoelen, zodat de oscillator hiermee een grotere stabiliteit krijgt. Tevens kan de schakeling dan eenvoudiger worden uitgevoerd, daar bij de RC-toongenerator volstaan kan worden met één oscillator, terwijl we bij de LC-toongenerator volgens het superheterodyneprincipe twee oscillatoren nodig hadden.

We zullen de RC-toongenerator van Philips, nr. 2317 aan een nader onderzoek onderwerpen. In fig. 6,7 is het prinsipeschema weergegeven.

Deze toongenerator bestaat uit een drietrapsversterker, gevormd door  $B_1$ ,  $B_2$  en  $B_3$ . Deze versterker is zo ingericht dat de fasedraaiing tussen uitgangs- en ingangsspanning  $360^\circ$  is. De laatste trap ( $B_3$ ) is in anodebasisschakeling uitgevoerd, zodat deze trap geen fasedraaiing veroorzaakt. De uitgangsspanning van de anodebasisschakeling (de spanning over  $R_{38}$ ) wordt teruggevoerd naar de ingang van de eerste versterkertrap via een frequentiebepalend netwerk, wat bestaat uit de serieschakeling van de weerstanden  $R_9$ ,  $R_{10}$ ,  $R_{11}$  en de condensator  $C_1$  met de parallelschakeling van de weerstanden  $R_{19}$ ,  $R_{20}$  en  $R_{21}$  en de condensator  $C_2$ .

Op deze wijze wordt een RC-toongenerator gevormd, zoals deze in Elektronica op pag. 175 wordt besproken. De opgewekte frequentie zal zodanig moeten zijn dat het ingangsnetwork geen faseverschuiving tussen het teruggevoerde signaal en de roosterspanning van de eerste buis veroorzaakt.

De opgewekte frequentie kan continu worden gevarieerd met behulp van de condensatoren  $C_1$  en  $C_2$ . De frequentie kan in zes stappen worden veranderd door de weerstanden te vervangen door andere of een ander netwerk, zoals in fig. 6,7 is aangegeven met behulp van de schakelaar  $S_{k_3}$ .

Op deze wijze kan de frequentie in de volgende gebieden worden ingesteld:

20	-	100	Hz
100	-	500	Hz
500	-	2500	Hz
2	-	10	kHz
10	-	50	kHz
50	-	250	kHz

Voor het begrenzen van de spanning die wordt opgewekt, zijn in de kathode van buis  $B_1$  twee regulatorbuizen  $L_{a_3}$  en  $L_{a_4}$  opgenomen. Bij toename van de stroomsterkte neemt de weerstand van de regulatorbuizen toe.

De versterker is voorzien van tegenkoppeling vanaf de kathode van buis  $B_3$  (de weerstand  $R_{38}$ ) naar de kathode van de buis  $B_1$ , via de condensatoren  $C_{13}$  -  $C_{14}$  en de weerstanden  $R_{27}$ ,  $R_{28}$  en  $R_{73}$ .

Vanaf de anode van de buis  $B_2$  is, evenals naar de kathode van  $B_1$  een frequentie-afhankelijke tegenkoppeling tot stand gebracht. In dit circuit staat in serie met de weerstanden  $R_{29}$  en  $R_{74}$  de condensator  $C_{10}$  en parallel hieraan de serieschakeling van  $C_9$  en  $C_8$ . Dit alles ( $L_{a_3}$  en  $L_{a_4}$ ) van  $B_1$ . De hoge frequenties worden hiermee meer tegengekoppeld.

Met de kathodevolger  $B_3$  wordt bereikt dat de uitgangsimpedantie van de versterker 100 à 200  $\Omega$  wordt en de stroom geleverd wordt voor de spanningsbegrenzing. De schermrooster- en anodespanning voor de buis  $B_1$  zijn extra afgevlakt met behulp van de weerstand  $R_{25}$  en de condensatoren  $C_6$  en  $C_7$ .



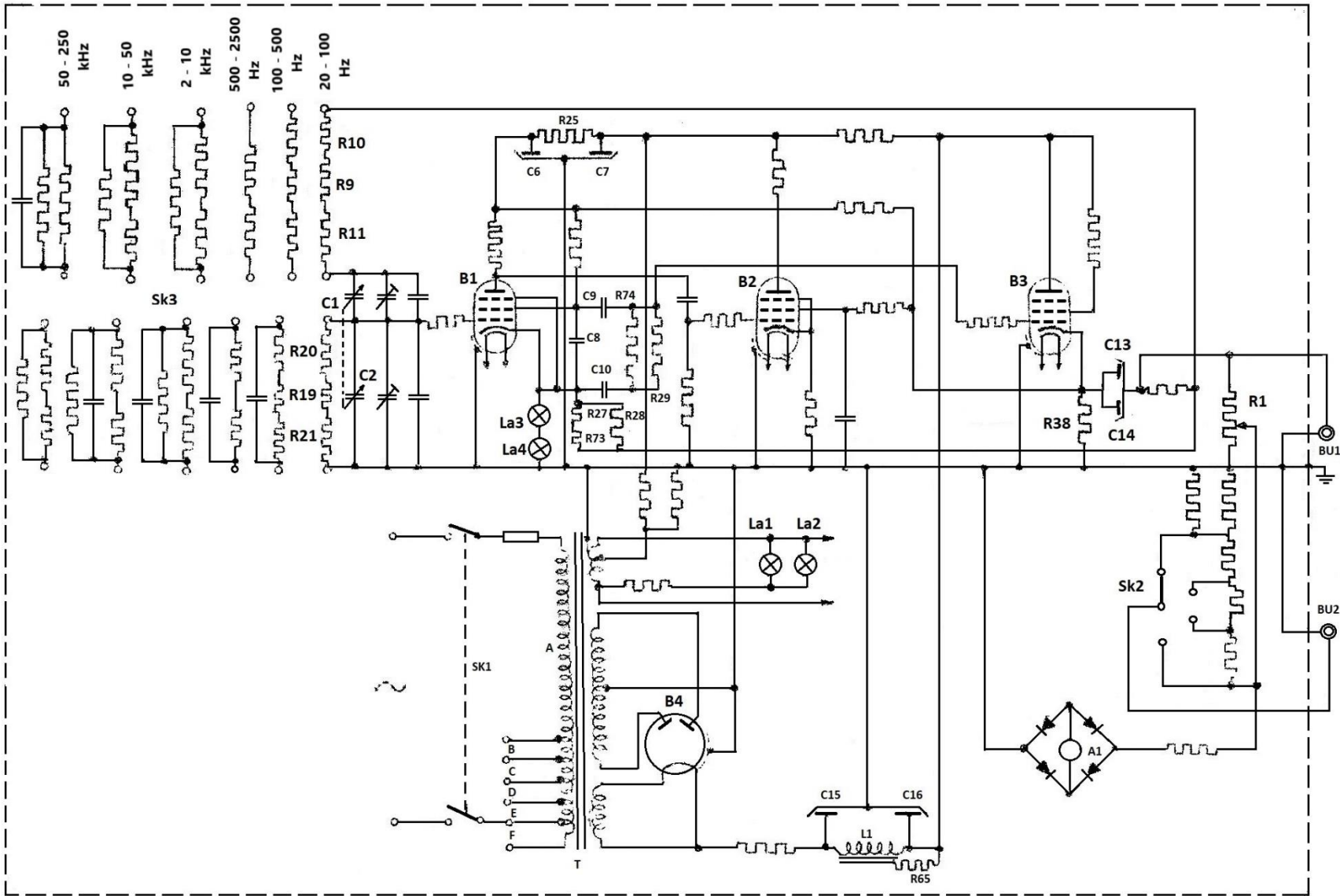


Fig. 6,7. De toongenerator van Philips GM 2317.



De uitgangsspanning, afkomstig van de anodebasisschakeling ( $B_3$ ) kan rechtstreeks van de klem  $B_{u_1}$  worden afgenomen. De uitgangsimpedantie is dan  $100 \Omega$ . Deze spanning kan worden gemeten met de voltmeter die gevormd wordt door 4 germaniumdioden en een mA-meter. Indien de looper op  $R_1$  bovenaan staat, moet de voltmeter 12 volt aanwijzen. Deze spanning is eventueel te corrigeren met behulp van  $R_{28}$  en  $R_{73}$ .

Van de klem  $B_{u_2}$  nemen we de spanning via de verzwakker af. Deze spanning kan met behulp van  $S_{k_2}$  in 4 stappen worden verzwakt, nl. in stand 1 vanaf maximum waarde (12 V) tot 0 te regelen met de potentiometer  $R_1$ .

In stand 2 vanaf 1,2 volt tot 0; in stand 3 vanaf 0,12 volt tot 0 en in stand 4 vanaf 0,012 volt tot 0. De aanpassingsimpedanties zijn voor deze vier standen van de verzwakker achtereenvolgens  $3000 \Omega$ ;  $700 \Omega$ ;  $70 \Omega$  en  $7 \Omega$ , waarbij in stand 1 de impedantie ( $3000 \Omega$ ) afhankelijk is van de stand van  $R_1$ .

De voedingstransformator kan voor verschillende netspanningen worden ingesteld en is voorzien van een temperatuurveiligheid. De gloeistroomwikkeling voor de versterkerbuizen is aan een gelijkspanning van ongeveer 50 V gelegd om het spanningsverschil tussen kathode en gloeidraad van de in anodebasis geschakelde buis binnen toelaatbare grenzen te houden.

De dubbelfasige gelijkrichtbuis levert een gelijkspanning van 275 volt die wordt afgevlakt door middel van  $C_{15}$ ,  $C_{16}$  en  $L_1$ . De kern van  $L_1$  is aan een positieve spanning (via  $R_{65}$ ) gelegd om corrosie te voorkomen.

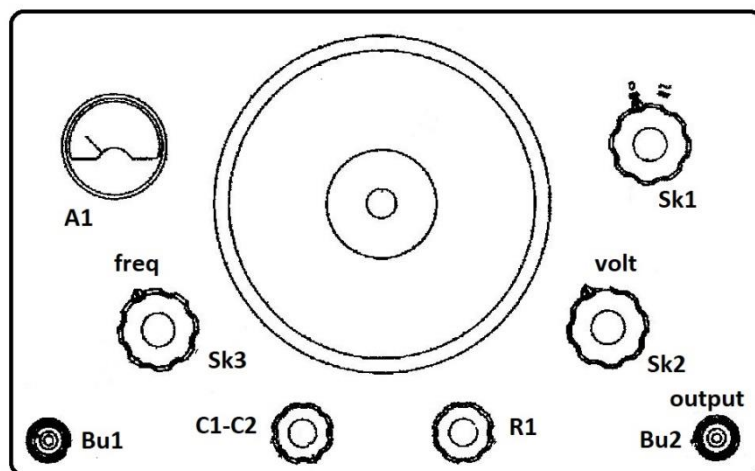


Fig. 6,8. Voorpaneel van de RC-toongenerator.

Het apparaat heeft een verlichte, direct in frequentie geijkte schaal met drie concentrische schaalverdelingen. Voor de drie laagste frequentiebereiken kan de frequentie direct worden afgelezen. Voor de drie hoogste bereiken moet de op de schaal afgelezen waarde met 100 worden vermenigvuldigd.

In fig. 6,8 is een voor-aanzicht van deze toongenerator gegeven. Hierin zijn de verschillende onderdelen die in de beschrijving worden genoemd aangegeven.

De aardklem bevindt zich aan de achterzijde van het apparaat. Aan de zijkant is een opening aangebracht waarin kan worden afgelezen op welke netspanning het apparaat is ingesteld.

met de knop "Freq" wordt met behulp van  $C_1 C_2$  de frequentie ingesteld. De aardklem aan de achterzijde van het apparaat dient goed te worden geaard alvorens de toongenerator op het net wordt aangesloten. Andere apparaten die in combinatie met de RC-generator worden gebruikt dienen te worden geaard aan dezelfde aardleiding, alvorens op het net te worden aangesloten. Hiervoor is aan het einde van de verbindingkabel een afzonderlijke aardverbinding aangebracht.

R.T.

104 MM

Nadruk verboden

De netschakelaar  $S_{k_1}$  moet eerst worden uitgeschakeld voordat de generator op het net wordt aangesloten. De stekerbuis links op de achterzijde wordt daartoe met het net verbonden. Deze stekerbuis is aangegeven met “~”.

Nadat de RC-generator is geaard, wordt  $S_{k_1}$  van de stand 0 in de stand ~ gedraaid. De schaalverlichtingslampjes gaan dan branden. Na ongeveer een halve minuut hebben de buizen hun bedrijfstemperatuur bereikt.

Bij wijze van voorbeeld zullen we de toongenerator een spanning van 250 mV met een frequentie van 400 Hz laten opwekken.

$S_{k_3}$  wordt op de stand 100 – 500 Hz geplaatst. Met schakelaar “Freq” wordt de wijzer op 400 Hz geplaatst. Met  $R_1$  wordt de spanning op 2,5 V ingesteld, terwijl de verzwakker  $S_{k_2}$  op  $10^{-1}$  wordt geplaatst. De gevraagde spanning is nu aan de uitgangsbuis  $B_{u_2}$  beschikbaar.

Wensen we een spanning te verkrijgen van 4 mV met een frequentie van 150 kHz, dan stellen we deze als volgt in:

$S_{k_3}$  wordt op het frequentiegebied 50 – 250 kHz gezet en met “Freq” wordt de wijzer van de schaal op 150 kHz geplaatst.  $R_1$  wordt ingesteld op 4 volt en met de verzwakker wordt een verzwakking van 1000, dus op  $10^{-3}$  ingesteld. de gevraagde spanning vinden we weer aan  $B_{u_2}$ .

Oplossingen inzenden van de opgaven MM, nr. 172.

Hoofdstuk 77.1. De hoogfrequent meetoscillator GM 2417 van Philips

De hoogfrequent meetoscillator, ook wel meetzender of standaard-signaalgenerator genoemd, is een apparaat waaraan de wisselspanning met hoge frequentie, waarvan de frequentie zowel als de amplitude binnen wijde grenzen gevarieerd kan worden en waarvan de amplitude kan worden gemoduleerd, wordt ontleend.

Bij onderzoek van omroepontvangers en andere elektronische apparaten is deze meetoscillator een onmisbaar hulpmiddel. Bij kwaliteitsonderzoek, bijvoorbeeld het opsporen van fouten en gebreken, kan in vele gevallen met een eenvoudige meetzender worden volstaan. Voor nauwkeurige metingen is vanzelfsprekend een zeer goede, nauwkeurige meetoscillator nodig.

De eisen die men aan een meetoscillator stelt, zijn de volgende:  
De amplitude van de afgegeven spanning moet continu geregeld kunnen worden van 0,5  $\mu\text{V}$  tot 1 volt of meer.

Het frequentiegebied dat moet kunnen worden ingesteld en afgelezen, moet aansluiten aan dat van een toongenerator. De laagste frequentie hoeft niet beneden de 100 kHz te liggen.

Bij vele gebruikelijke meetoscillatoren is de hoogste frequentie 50 MHz. Tegenwoordig zijn echter meetoscillatoren nodig die tot hogere frequenties gaan. Deze moeten dan geschikt zijn voor metingen aan bijvoorbeeld televisie-apparaten. Daar bij deze zeer hoge frequenties andere eisen aan de constructie van de meetoscillator worden gesteld, maakt men hiervoor afzonderlijke apparaten.

Het vermogen dat de meetzender in het algemeen moet leveren is zeer gering. De inwendige weerstand wenst men gewoonlijk zeer klein (in de grootte orde van 10  $\Omega$  tot 100  $\Omega$ ).

Het is noodzakelijk dat de amplitude kan worden gemoduleerd met een modulatie diepte die instelbaar is van 0 tot zo dicht mogelijk bij 100 % met frequenties variërend van 30 tot 16000 Hz. Hierbij mag de modulatie niet vervormd zijn.

De voornaamste toepassingen van de meetoscillator vinden we met het snel en nauwkeurig meten van de karakteristieke grootheden van een ontvanger, zoals de gevoeligheid, de selectiviteit, de getrouwheid, de vervorming, de kruismodulatie-eigenschappen, enz.

De voornaamste onderdelen van de meetoscillator zijn de volgende:

- 1°. Een oscillator waarvan de frequentie continu kan worden gevarieerd in een groot gebied.
- 2°. Een modulator, dit is een schakeling waarin de hoogfrequent trilling in amplitude gemoduleerd kan worden met een laagfrequent trilling.
- 3°. Een verzwakker waarmee de amplitude van de gemoduleerde- of niet gemoduleerde spanning kan worden veranderd.
- 4°. Een oscillator waarmee de laagfrequent modulerende spanning wordt opgewekt. Meestal is deze frequentie 400 of 1000 Hz. Tevens moet het mogelijk zijn met een uitwendige toe te voeren modulatiespanning te moduleren. De frequenties van deze spanning moeten tussen 30 en 16000 Hz kunnen liggen.
- 5°. Meters voor het meten van de spanning van het uitgangssignaal en van de modulatie diepte.
- 6°. Een voedingsapparaat waardoor de meetoscillator geheel uit het lichtnet kan worden gevoed.
- 7°. Een kabel waarmee de verbinding met het te onderzoeken apparaat tot stand kan worden gebracht.

### 7.2. De hoogfrequent oscillator

De oscillator die de hoogfrequent spanning opwekt en waarvan de frequentie in een zeer groot gebied moet kunnen worden gevarieerd, kan op twee verschillende wijzen worden geconstrueerd.

Volgens de ene methode wordt met een variabele condensator een frequentiegebied bestreken, waarbij de verhouding van de laagste en de hoogste frequentie ongeveer 1 : 3 is. Het gehele frequentiegebied is verdeeld in een aantal delen; voor elk gedeelte van het gebied wordt een andere spoel in de oscillatorkring geschakeld. Voor het frequentiegebied 90 kHz tot 50 MHz zijn dan 6 omschakelbare spoelen nodig.

Volgens een andere methode wordt de gewenste frequentie verkregen als verschilfrequentie van twee hogere frequenties volgens het heterodyne-principe, op overeenkomstige wijze als bij de LC-toongenerator. De hoofdbestanddelen van de meetoscillator zijn dan achtereenvolgens: 2 oscillatoren, mengbuis, filters, versterkers, verzwakker en kabel (zie fig. 7,1).

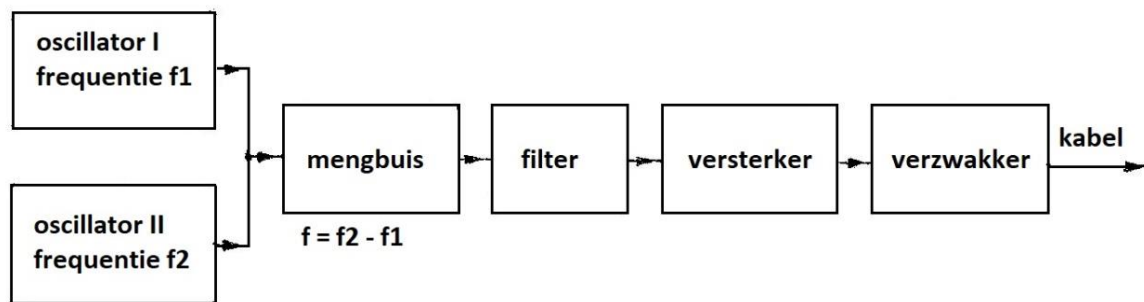


Fig. 7,1. Blokschema van de meetoscillator volgens het heterodyne-principe.

De oscillatoren I en II met frequentie  $f_1$  en  $f_2$  leveren ieder een spanning die aan een mengbuis wordt toegevoerd. Deze buis wordt gevolgd door een laagdoorlaatfilter dat de frequentie  $f_1 - f_2$  doorlaat en de frequenties  $f_1$ ,  $f_2$  en  $f_1 + f_2$  onderdrukt. De spanning met de gewenste frequentie  $f_1 - f_2$  die de mengbuis levert is klein. Deze wordt in de versterker versterkt. Het uitgangssignaal wordt met behulp van een geijkte verzwakker op de gewenste waarde gebracht.

Oplossingen inzenden van de opgaven MM, nr. 173 t/m 175.

7.2. De hoogfrequent oscillator (vervolg)

De heterodyne-methode biedt de volgende voordelen:

Op eenvoudige wijze, zonder omschakeling van spoelen, kan een groot frequentiegebied worden bestreken. De frequentie van de variabele oscillator behoeft slechts weinig te worden gevarieerd, waardoor het gemakkelijk is de uitgangsspanning constant te houden bij verandering van frequentie. Door de amplitude van de oscillator met de vaste frequentie te moduleren, blijft de modulatie diepte constant bij verandering van de frequentie van het uitgangssignaal. Een kleine verandering in de frequentie van de uitgangsspanning kan tot stand worden gebracht met de "vaste" oscillator. De afscherming van het apparaat kan eenvoudig zijn, daar in het apparaat geen grote spanning voorkomt met de frequentie van het uitgangssignaal. De oscillatorspanningen zijn uiteraard vrij groot, doch deze hebben een veel hogere frequentie.

Tegenover deze voordelen staan enige nadelen die een apparaat volgens het heterodyne principe minder toepassingen doen vinden. Het is moeilijk om de stabiliteit en afleesnauwkeurigheid van de frequentie voldoende hoog op te voeren. Men kan de beide oscillatoren zo veel mogelijk gelijk maken en ervoor zorgen dat de beide oscillatorringen dezelfde temperatuurscoëfficiënt hebben en in het apparaat op dezelfde wijze wordt verwarmd. Zeer kleine temperatuurverschillen kunnen bij de hoge frequenties, die de beide oscillatoren moeten hebben aanzienlijke frequentie-afwijkingen tot gevolg hebben.

Bij lage frequenties van het uitgangssignaal is het verschil tussen de frequenties van de twee oscillatoren betrekkelijk klein en hebben de beide oscillatoren neiging tot synchronisatie, indien er enige koppeling tussen de oscillatoren is. Een zeer geringe koppeling heeft reeds tot resultaat dat het frequentieverschil kleiner wordt en de spanning niet meer sinusvormig is. Hiertegen helpt alleen een zeer zorgvuldige afscherming en ontkoppeling der oscillatoren. Daar de frequentie van de oscillator die wordt gemoduleerd zeer hoog is, is het moeilijk zuivere amplitudemodulatie zonder storende frequentiemodulatie te verkrijgen. Reeds geringe frequentiemodulatie kan onjuiste meetresultaten geven.

In de meeste gevallen wegen de nadelen van de verschilfrequentie-oscillator zwaarder dan de voordelen. De meeste meetoscillatoren bevatten dan ook een enkele hoogfrequente oscillator met verwisselbare spoelen.

7.3. Het principe van een hoogfrequent meetoscillator volgens Philips

In fig. 7,2 is het principeschema van deze oscillator weergegeven. Deze meetoscillator levert een wisselspanning die in frequentie gevarieerd kan worden in een gebied van 90 kHz tot 50 MHz. Dit frequentiegebied is in 6 bereiken onderverdeeld, namelijk:

- |    |                |    |              |
|----|----------------|----|--------------|
| 1. | 90 – 300 kHz   | 4. | 2,7 – 10 MHz |
| 2. | 270 – 1000 kHz | 5. | 9 – 30 MHz   |
| 3. | 0,9 – 3 MHz    | 6. | 25 – 50 MHz  |

De te leveren wisselspanning is continu regelbaar met behulp van een ingebouwde verzwakker van 0 tot 100 mV. Het signaal kan inwendig worden gemoduleerd met een frequentie van 400 of 2500 Hz. De in het apparaat opgewekte laagfrequent wisselspanning kan direct worden afgenomen met een amplitude van maximaal 1 volt. De hoogfrequent- zowel als de laagfrequent wisselspanning wordt aangewezen door een meter waarvan het nulpunt onafhankelijk is van de netspanning.

7.4. De hoogfrequent oscillator

De buis  $B_1$  is als hf-oscillator geschakeld. In het eerste bereik (90 – 300 kHz) wordt de anodekring gevormd door  $S_9$ ,  $C_4$  en  $R_{14}$ . De spoelen  $S_9$  en  $S_{10}$  zijn gekoppeld. De spanning die door de oscillator in de spoel  $S_{11}$  geïnduceerd wordt, wordt via  $C_{16}$  toegevoerd aan het stuurrooster van buis  $B_2$ .

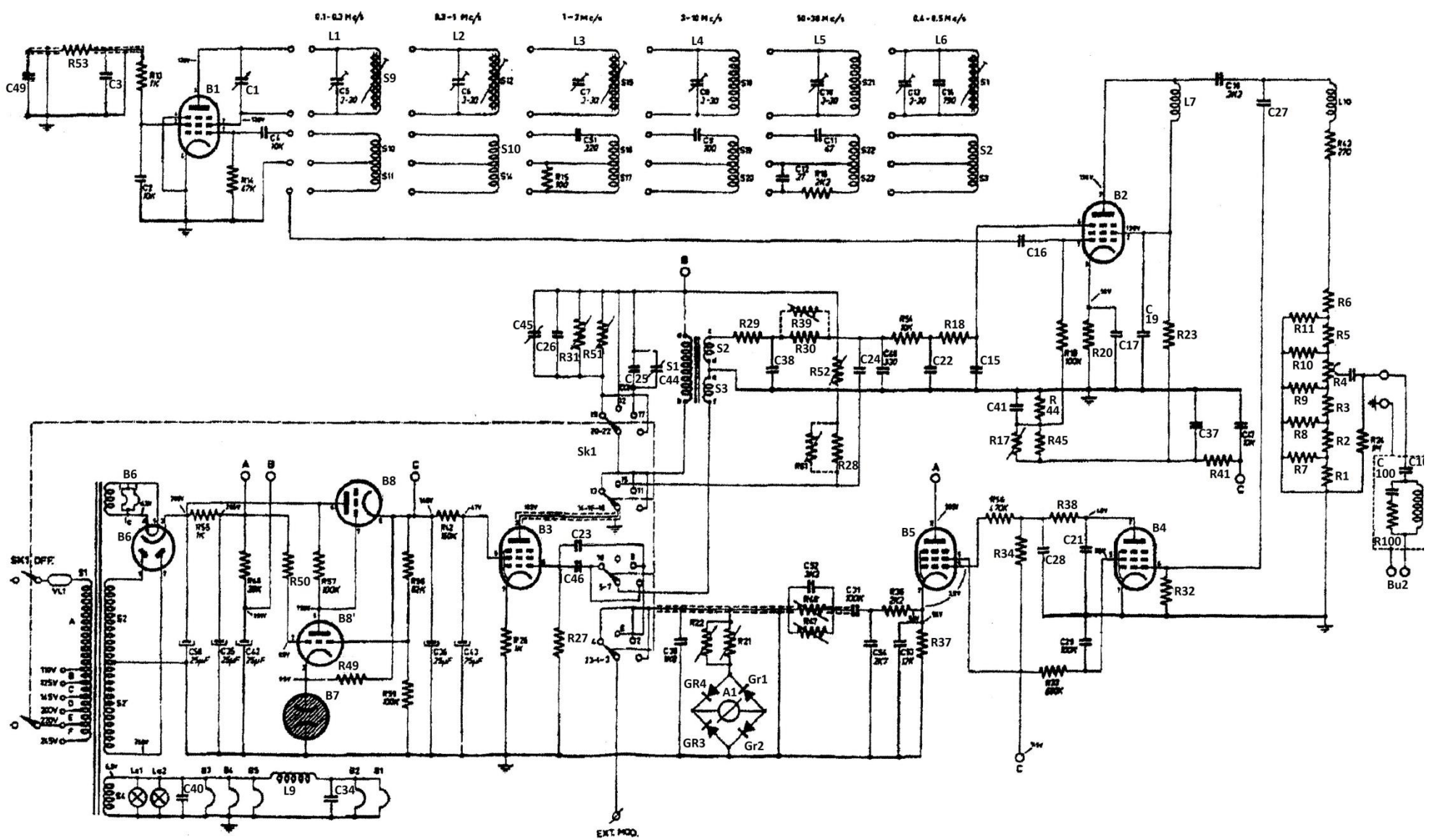


Fig. 7.2. Het prinseschema van een hf-meetoscillator volgens Philips.

R.T.

MM

Nadruk verboden 109



HILVERSUM

Met de weerstand  $R_{12}$  wordt de schermroosterspanning en de anodespanning (via  $S_9$ ) van de buis  $B_1$  geregeld. Hiermee wordt dus tevens de anodestroom en daarmee ook de hf-oscillatorspanning geregeld. De anodespanning en schermroosterspanning wordt extra gestabiliseerd met behulp van  $C_3$ ,  $C_{49}$  en  $R_{53}$ . De frequentie is in het ingesloten frequentiegebied in te stellen met behulp van condensator  $C_1$ . De overige frequentiegebieden zijn men behulp van de schakelaar  $S_{k_2}$  in te stellen. Met deze schakelaar worden de andere spoelen  $L_1$  t/m  $L_6$  en  $S_{10}$  t/m  $S_2$  parallel aan de afstemcondensator  $C_1$  geschakeld. Deze spoelen zijn in een draaibare trommel gemonteerd. Bij de spoelen zijn afzonderlijke trimmers opgenomen die nodig zijn om de gewenste frequentiegebieden af te regelen.

### 7.5. De hoogfrequent versterkers en verzwakker

De hf-spanning die via  $C_{16}$  op het stuurrooster van  $B_2$  komt, wordt door deze buis versterkt en teruggevoerd aan de verzwakker, gevormd door de weerstanden  $R_1$  t/m  $R_{11}$ , waarna het beschikbaar komt aan de klemmen  $B_{u_2}$ . De maximale spanning die kan worden afgenomen, dus  $R_{12}$  en de uitgangsverzwakker op maximum, is  $100 \mu V$ . De verzwakker heeft een schaal die in 5 spanningsgebieden is verdeeld:  $1 - 10 \mu V$ ,  $10 - 100 \mu V$ ,  $100 - 1000 \mu V$ ,  $1 - 10 mV$  en  $10 - 100 mV$ .

De spanning die door  $R_{12}$  is ingesteld, dus door de hf-oscillator wordt geleverd, is af te lezen van de voltmeter  $A_1$ . Deze spanningsmeter wordt gevormd door de draaispoelmeter  $A_1$  en vier germaniumdioden  $Gr_1$  t/m  $Gr_4$ .

De negatieve roosterspanning van deze hf-versterker wordt bepaald door het verschil der spanningen, veroorzaakt over  $R_{44}$ , ( $C_{41}$ ) en ( $C_{17}$ ). Op deze wijze wordt bereikt dat de roostervoorspanning minder afhankelijk is van de netspanningsschommelingen. De anodespanning en de schermroosterspanning worden ontdaan van eventuele bromcomponenten met behulp van  $R_{23} - C_{19}$  en  $R_{41} - C_{37}$ . De anode-impedantie van deze versterker wordt gevormd door  $L_7$ ,  $R_{23}$ ,  $R_{41}$  en  $R_{49}$  parallel aan  $R_{50}$ . Parallel aan deze impedantie is de verzwakker geschakeld.

### 7.6. De kunstantenne

Een meetoscillator is onder andere bestemd om verschillende metingen aan een ontvanger te verrichten. De meetoscillator wordt dan aangesloten tussen de ingangsklemmen van de ontvanger, waar bij normaal gebruik de antenne en de aardleiding worden aangesloten. In de ontvanger is tussen deze klemmen een kring aanwezig die op de draaggolffrequentie van het te ontvangen signaal is afgestemd.

De afstemfrequentie van die kring is afhankelijk van de impedantie die tussen antenne en aardklem wordt aangesloten. De impedantie van de antennes die voor de omroepontvangers worden gebruikt, lopen zeer uiteen. Voor een ontvangstantenne is nu een impedantie aangenomen die als gemiddelde van de voorkomende antennes kan worden beschouwd. Deze impedantie wordt de kunstantenne genoemd.

Bij het afregelen van de omroepontvangers in de fabriek wordt deze kunstantenne gebruikt. Bij metingen aan de ontvanger moet tussen de antenne en aardklem dezelfde impedantie voorkomen.

Is een ontvanger bestemd om steeds op dezelfde antenne te blijven aangesloten, zoals bijvoorbeeld het geval is met telegrafie- of telefonie-ontvangers die gebruikt worden voor officiële diensten, dan kan men een kunstantenne gebruiken die speciaal de gebruikte antenne nabootst. Wij zullen ons echter alleen bezighouden met een gebruikelijke kunstantenne voor omroepontvangers.



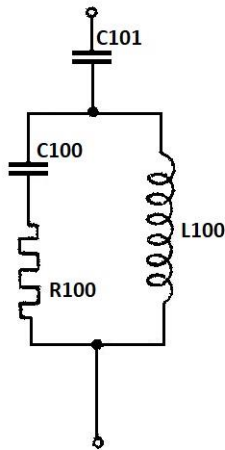


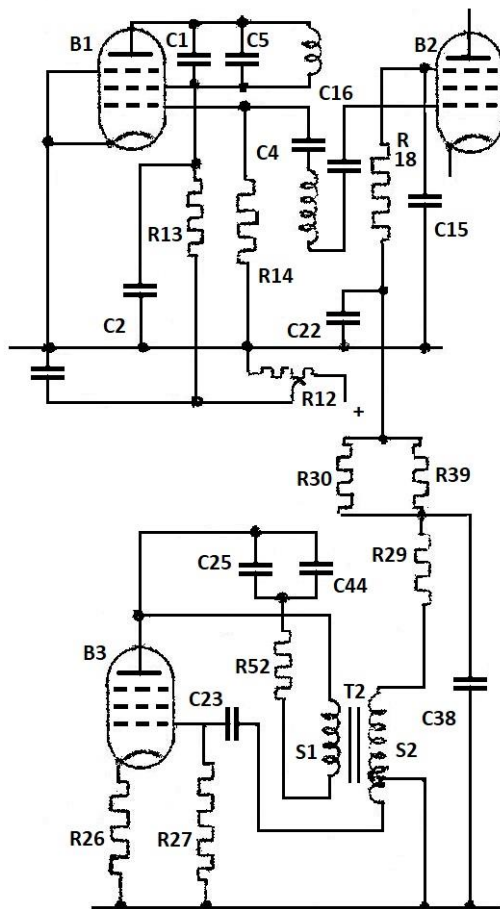
Fig. 7,3. Het prinseschema van een kunstantenne.

In fig. 7,3. Is het prinseschema gegeven van de kunstantenne die bij de meetoscillator wordt gebruikt.

Hierin is  $R_{100} = 390 \Omega$ ,  $C_{100} = 220 \text{ pF}$ ,  $C_{220} = 220 \text{ pF}$  en  $L_{100} = 25 \mu\text{H}$ . De impedantie van deze kunstantenne is voor het gehele gebied dat een omroepontvanger bestrijkt, dus van korte golfband tot langegolfband nagenoeg  $400 \Omega$ . Van de meetoscillator is gewoonlijk één klem geaard. Bij metingen wordt deze met de aardklem van de ontvanger verbonden. De andere klem van de meetoscillator wordt met de kunstantenne- en deze weer met de antenneklem van de ontvanger verbonden.

### 7.7. De laagfrequent oscillator en modulator

In fig. 7,4 is het prinseschema van deze oscillator aangegeven voor het opwekken van frequentie van 400 Hz, terwijl in fig. 7,5 dezelfde oscillator is gegeven, indien deze geschakeld is voor een frequentie van 2500 Hz. De omschakeling van 400 op 2500 Hz vindt plaats met behulp van schakelaar  $S_{k_1}$ . We beschouwen eerst fig. 7,4.



De anodekring van buis  $B_3$  wordt voor 400 Hz gevormd door  $S_1$ , parallel staande aan de serieschakeling van  $R_{52}$  met de condensatoren  $C_{25}$  en  $C_{44}$  parallel. De roosterkring bestaat uit de serieschakeling van  $R_{27}$ ,  $C_{23}$  en  $S_3$ . Hierbij is  $S_3$  dus de terugkoppelspoel. In de spoel  $S_2$  wordt tegelijkertijd een wisselspanning met frequentie van 400 Hz geïnduceerd, die wordt toegevoerd aan de modulatorbuis. Via  $S_2$ ,  $R_{29}$ ,  $R_{30}$  en  $R_{39}$  parallel en  $R_{18}$  wordt deze lf-spanning toegevoerd aan het derde rooster van de buis  $B_2$ . De condensatoren  $C_{38}$ ,  $C_{22}$  en  $C_{15}$  zijn opgenomen parallel aan de weerstanden om een filter te vormen, om de hogere harmonischen van 400 Hz die door de oscillator worden opgewekt zo veel mogelijk te verzwakken.

Met behulp van de spanning op het keerrooster van een pentode kan de anodestroom zowel als de schermroosterstroom worden beïnvloed. Wordt de potentiaal op het keerrooster lager, dan neemt de anodestroom af en de schermroosterstroom toe. Naarmate de potentiaal op het keerrooster daalt, worden meer elektronen gedwongen terug te keren naar het schermrooster; de schermroosterstroom neemt dus toe en dientengevolge de anodestroom af.

Fig. 7,4. Prinseschema van de oscillator voor 400 Hz.



### 7.7. De laagfrequent oscillator en modulator (vervolg)

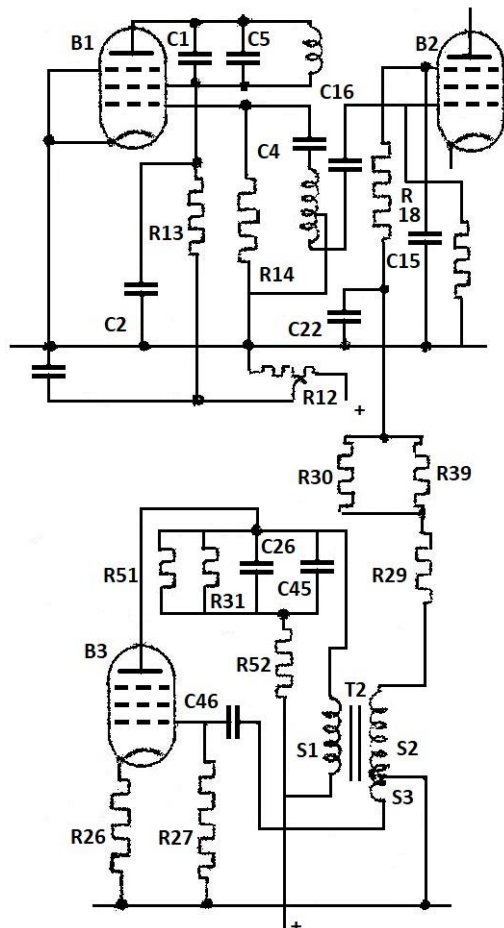


Fig. 7,5. Principeschema van de oscillator voor 2500 Hz.

wordt de over  $R_{28}$  ontwikkelde versterkte lf-wisselspanning aan het derde rooster van  $B_3$  medege-deeld. De condensator  $C_{24}$  is een koppelcondensator, terwijl het filter gevormd door  $C_{22}$ ,  $R_{18}$  en  $C_{15}$  dient om eventuele hf-signalen te onderdrukken.

#### De detector

Het hoogfrequent signaal, intern of extern gemoduleerd, wordt via  $C_{27}$  toegevoerd aan het eerste rooster van  $B_4$ . Deze buis werkt als roosterdetector. De condensator  $C_{27}$  vormt met  $R_{32}$  een RC-filter. De eventueel in de uitgang nog optredende hf-wisselspanning wordt met het filter, gevormd door  $C_{21}$ ,  $R_{38}$  en  $C_{28}$  uitgefilterd. Over  $R_{34}$  ontstaat een spanning met een frequentie overeenkomende met de modulatiefrequentie die via  $C_{30}$  op het stuurrooster van  $B_5$  komt. De buis  $B_5$  is in anodebasisschakeling geschakeld. De lf-spanning die hierin over  $R_{37}$  ontstaat, wordt aan de gelijkrichter en meter  $A_1$  toegevoerd. Daar bij interne modulatie de modulatie diepte op constant 30 % wordt gehouden is de meteraflezing evenredig met de amplitude van de hf-trilling. De bovenste schaal van de meter geeft de hf-spanning over de verzwakker aan. De onderste schaal de lf-spanning die aan  $B_{u1}$  wordt toegevoerd. De modulatie met een uitwendig toegevoerd signaal mag maximaal 80 % zijn.

Aan het keerrooster wordt een zodanige negatieve spanning gelegd dat de hoogfrequent uitgangsspanning, die ten gevolge van de hf-wisselspanning op het eerste rooster in de anodekring wordt ontwikkeld, de helft is van die hf-spanning, die zou optreden als de keerroosterspanning nul was.

Door aan het keerrooster de lf-wisselspanning te zetten, zal de hf-anodewisselstroom en daarmee de hf-wisselspanning lf-amplitudeveranderingen bezitten en dus in amplitude gemoduleerd zijn. Met deze methode van moduleren kan men een modulatie diepte tot stand brengen van maximaal 90 à 95 %, zonder dat ontoelaatbare vervorming optreedt.

Voor het geval dat de lf-oscillator op 2500 Hz is ingesteld, is het principeschema in fig. 7,5 weergegeven. De anodekring van de oscillatorbuis  $B_3$  wordt nu gevormd door: de parallelschakeling van  $C_{26}$ ,  $C_{45}$ ,  $R_{51}$  en  $R_{31}$  in serie met  $R_{52}$  met parallel aan dit geheel de spoel  $S_1$ . De roosterkring bestaat uit:  $R_{27}$ ,  $C_{46}$  en  $S_3$ . De opgewekte lf-wisselspanning wordt via  $S_2$ ,  $R_{29}$ ,  $R_{30} - R_{39}$  en  $R_{18}$  aan het derde rooster van  $B_2$  toegevoerd.

Bij modulatie van een uitwendige toegevoerde lf-wisselspanning wordt de wisselspanning van klem  $B_{u1}$  via  $C_{23}$  aan het eerste rooster van  $B_3$  medege-deeld. De buis  $B_3$  is nu als lf-versterker werkzaam. Over  $C_{24}$  en  $R_{18}$

De voeding

Het voedingsapparaat levert een gestabiliseerde spanning aan de anode- en schermroosters van  $B_1$  en  $B_2$  en aan anode- en schermrooster van  $B_4$ . Verder is de spanningsdeler  $R_{44}$ ,  $C_{41}$ ,  $R_{45}$ ,  $R_{17}$  aan deze gestabiliseerde spanning aangesloten teneinde een constante instelling van  $B_2$  te verkrijgen. De overige spanningen worden van niet gestabiliseerde punten afgenomen.

De gloeispanning voor de buizen  $B_1$  en  $B_2$  wordt via een hf-filter  $C_{40}$ ,  $L_9$ ,  $C_{34}$  geleverd (aansluitpunten  $a - b$ ). De gloeispanning voor de buizen  $B_3$ ,  $B_4$  en  $B_5$  wordt van de punten  $a - c$  afgenomen. De condensatoren verminderen de hf-straling van het net door daar de netgeleiders tegen aarde voor hf-trillingen kort te sluiten.

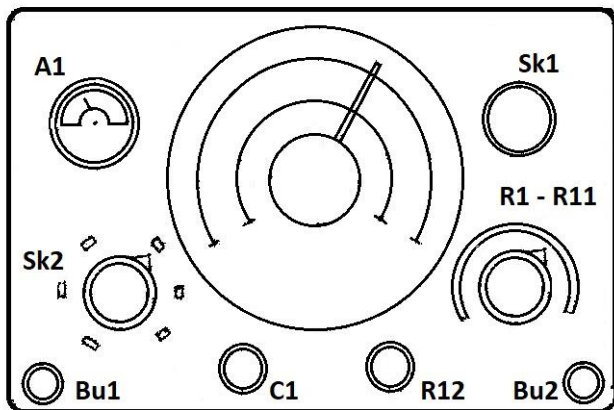
7.8. Het gebruik van de hf-meetoscillator

Fig. 7.6. Frontpaneel van de hf-meetoscillator.

In fig. 7.6. Is het frontaanzicht van de oscillator weergegeven. Het apparaat kan men op de aanwezige netspanning instellen door de draaibare spanningskiezer achter het plaatje aan de rechterzijde van de kast op de juiste spanning in te stellen. Alvorens het apparaat op de wisselspanning van het net aan te sluiten, dient het met de aardklem, aan de achterzijde van de kast, goed geaard te worden.  $S_{k1}$  moet hierbij in stand 1 staan. na ongeveer 1 min. is het apparaat voor het gebruik gereed. Met de schakelaar  $S_{k2}$  wordt het gewenste frequentiegebied ingesteld, terwijl met  $C_1$  de afstemknop de juiste frequentie wordt ingesteld. Voor het aflezen van de frequentie dient de volgende tabel:

- 0,09 – 0,3 MHz aflezing op schaal B, delen door 10
- 0,27 – 1 MHz aflezing op schaal A, delen door 10
- 0,9 – 3 MHz aflezing op schaal B
- 2,7 – 10 MHz aflezing op schaal A
- 9 – 30 MHz aflezing op schaal B, vermenigvuldigen met 10
- 25 – 50 MHz aflezing op schaal C

Daar in het frequentiegebied ook 2<sup>e</sup> harmonischen van de ingestelde frequentie kunnen worden gebruikt, is het mogelijk met nog hogere frequenties te werken. De hogere harmonischen zijn echter belangrijk zwakker (bijvoorbeeld 20 × kleiner) dan de grondgolf. Heeft men een ongemoduleerde hf-spanning nodig, dan zet men  $S_{k2}$  in stand 2.

Wenst men te moduleren met een uitwendig opgewekte lf-spanning, dan moet deze worden toegevoerd aan  $B_{u1}$ . Om een modulatie diepte van 30 % in te stellen, plaatst men  $S_{k1}$  eerst in de 3<sup>e</sup> of 4<sup>e</sup> stand, (interne modulatie) en stelt de aanwijzing van voltmeter  $A_1$  in op 100 (bovenste schaal) met behulp van  $R_{12}$ .

Daarna plaatst men  $S_{k1}$  in de tweede stand en sluit de uitwendige lf-modulatiespanning aan op  $B_{u1}$ . Deze spanning regelt men zodanig dat  $A_1$  weer 100 aanwijst. De ingestelde modulatie diepte is nu 30 %. Door verandering van de instelling van de verzwakker of amplituderegelaar  $R_{12}$  of verandering van de frequentie zal de modulatie diepte niet worden gewijzigd. De maximum toelaatbare modulatie diepte is 80 %. In de derde stand van  $S_{k1}$  wordt de hf-spanning met een in het apparaat opgewekte



spanning van 400 Hz gemoduleerd. In de vierde stand is de modulatiefrequentie 2500 Hz. In beide standen is de modulatie diepte 30 %.

De hf-spanning komt beschikbaar aan  $B_{u_2}$ , men kan deze klem met behulp van een afgeschemde kabel verbinden met het te meten apparaat, eventueel onder tussenschakeling van de bijbehorende kunstantenne. De aardzijde wordt aangesloten met behulp van het snoetje. De klem  $B_{u_2}$  mag zonder bezwaar aangesloten worden op een punt dat een gelijkspanning ten opzichte van aarde heeft, daar inwendig een scheidingscondensator is opgenomen.

De gemoduleerde hf-spanning aan de ingang van de verzwakker kan met  $R_{12}$  worden ingesteld tussen 0 – 100 mV. Met  $S_{k_1}$  in stand 3 of 4 is de spanning af te lezen op de bovenste schaal van  $A_1$ . De hf-uitgangsspanning kan worden verzwakt met behulp van  $R_1 - R_{11}$ . De schaalverdeling van de verzwakker geldt voor 100 mV. Is de hf-spanning aan de verzwakker 100 mV (af te lezen op  $A_1$ ), dan kan men de waarde van de uitgangsspanning aan  $B_{u_2}$  direct aflezen op de schaal  $R_1 - R_{11}$ .

Is de hf-spanning aan de ingang van de verzwakker lager dan 100 mV (zie  $A_1$ ), dan bepaalt men de uitgangsspanning door de afgelezen waarde van  $R_1 - R_{11}$  in dezelfde verhouding te verlagen. Wijst de meter 80 aan, dan moet de aflezing van de verzwakker met 0,8 worden vermenigvuldigd.

Wenst men van  $B_{u_2}$  een ongemoduleerde spanning af te nemen en de waarde hiervan te bepalen, dan plaatst men  $S_{k_1}$  eerst in de 3° of 4° stand. De gewenste spanning stelt men dan met  $R_{12}$  en  $R_1 - R_{11}$  in en daarna plaatst men  $S_{k_1}$  in stand 2. De waarde van de ongemoduleerde spanning is dan gelijk aan die van de ingestelde ongemoduleerde spanning.

Een laagfrequent spanning van 400 of 2500 Hz kan men afnemen van  $B_{u_1}$  als  $S_{k_1}$  respectievelijk in de 3° of 4° stand staat. Deze spanning kan worden afgelezen op de onderste schaal van  $A_1$  en is in te stellen tussen 0 en 1 volt met behulp van  $R_{12}$ .

### 7.9. Het meten van de uitgangsspanning van de hf-meetoscillator

Aangezien het meten van kleine hoogfrequente wisselspanningen (kleiner dan 0,1 V) bijzonder moeilijk is, meet men in meetoscillatoren steeds de spanning die aan de ingang van de verzwakker wordt toegevoerd. Aan de ingang van de verzwakker bedraagt de spanning ongeveer 1 tot 3 volt en kan dan met behulp van de gebruikelijke spanningsmeters worden gemeten.

Veel gebruikt, wordt de diode als gelijkrichter. Het bezwaar hiervan is dat de nulstroom van de diode een niet onbelangrijk deel van de meterstroom uitmaakt. Deze nulstroom, die dus reeds vloeit zonder dat een spanning tussen anode en kathode werkt, is afhankelijk van de emissie van de kathode, dus ook van de gloeispanning. Het nulpunt van de diodevoltmeter is daardoor niet erg stabiel.

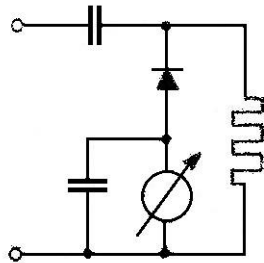


Fig. 7,7. Meting van de spanning met behulp van een kristaldetector.

Dit bezwaar kan worden vervangen door in plaats van de diode een kristaldetector te gebruiken. (bijvoorbeeld een germaniumkristal). De schakeling kan dan worden uitgevoerd zoals fig. 7,7 dit weergeeft. De aanwijzing van de diode- of kristalvoltmeter is echter afhankelijk van de kromme vorm van de aangelegde spanning.

Immers, bij zuivere gelijkrichting van een sinusoidale wisselspanning is de waarde van de gelijkspanning die ontstaat anders dan het geval is indien de toegevoerde wisselspanning een gedaante heeft die afwijkt van de sinusvormige gedaante.

Indien de spanning wordt gemeten met een thermokoppel, dan meet men de effectieve waarde van de spanning. Als nu de te meten spanning afwijkt van de sinusvormige gedaante, dan heeft dat minder effect op de gemeten waarde. We kunnen dit als volgt laten zien. Gesteld dat de te meten spanning bestaat uit een eerste harmonische waarvan de effectieve waarde  $U_0$  is die 10 % vervorming bezit ten gevolge van een tweede har-

monische. Dit wil zeggen dat de effectieve waarde van de tweede harmonische  $0,1 U_0$  is.

De effectieve waarde van deze totale spanning die door de thermokoppel dus wordt aangegeven is nu  $\sqrt{U_0^2 + 0,01U_0^2} = U_0\sqrt{1,01} \approx 1,005 U_0$ . We zien dat deze vervorming slechts een miswijzing veroorzaakt van 0,5 %.

Het thermokoppel heeft tevens het voordeel dat men dit instrument met gelijkstroom kan ijken. Verder krijgt men bij gebruik van een thermokoppel een aanwijzing voor de modulatie diepte van het toegevoerde signaal. In Wisselstroomtheorie op pag. 124 hebben we gezien dat de effectieve waarde van een in amplitude gemoduleerde spanning is bepaald door:

$$U_{eff} = U_0 \sqrt{1 + \frac{1}{2}m^2}.$$

Voor een 100 % gemoduleerd signaal, dus  $m = 1$  wordt de effectieve waarde:

$$U_{eff} = U_0 \sqrt{1 + \frac{1}{2}} = U_0 \sqrt{1,5} = 1,225 U_0.$$

Dit wil zeggen dat bij 100 % modulatie diepte de effectieve waarde van de spanning met 22,5 % toeneemt. Tegenover deze voordelen heeft het thermokoppel het bezwaar dat deze slechts weinig kan worden overbelast, dus dat in de praktijk de kans op doorbranden niet denkbeeldig is.

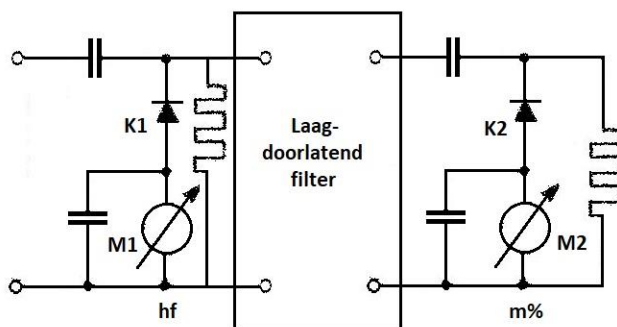


Fig. 7,8. Het meten van de hf-spanning en de modulatie diepte met behulp van twee kristaldetectoren.

Dikwijls wordt in meetoscillatoren de modulatie diepte gemeten door de aan de modulator toegevoerde laagfrequent spanning te meten waarbij de meter dan voor deze spanning in modulatie diepte is geijkt.

Een betere methode is in principe in fig. 7,8 weergegeven. In de eerste kristaldetector  $K_1$  wordt de hoogfrequent spanning gemeten volgens de methode die in fig. 7,7 is weergegeven. Achter de eerste detector is een laagdoorlaatfilter opgenomen om te voorkomen dat de hoogfrequente wisselspanning op de tweede detector komt. Met de tweede detector  $K_2$  wordt de laagfrequente spanning gemeten. Op de meter  $M_1$  lezen we dus de hoogfrequente spanning en op  $M_2$  de laagfrequente spanning af. De verhouding van deze twee spanningen geeft dan de modulatie diepte.

Tot slot nog enige opmerkingen aangaande de constructie van de meetoscillator. De hoogfrequent oscillator die in de meetoscillator voorkomt, moet goed zijn afgeschermd. Het moet niet mogelijk zijn dat door elektrische of magnetische koppelingen spanningen in de ontvanger geïnduceerd worden buiten de verzwakker om. Een volkomen afscherming wordt alleen verkregen indien de oscillator met de bijbehorende voeding in een geheel gesloten metalen doos wordt ondergebracht, waarbij het geleidingsvermogen en de wanddikte zo moet worden gekozen dat aan de buitenzijde van de doos nagenoeg geen veldsterkte wordt waargenomen. In verband met het verwisselen der buizen, voedingsleiding naar het net, geen afzonderlijke voeding voor de oscillator, is een volledige afscherming in de praktijk niet te verwezenlijken.

Door ont koppeling van de voedingsleiding moet ervoor worden gezorgd dat geen hf-spanning via de netleiding het aangesloten toestel kan bereiken. De door de hf-oscillator opgewekte spanning, bv. 50 V moet kunnen worden verzwakt tot  $0,5 \mu\text{V}$ . De verzwakking moet onafhankelijk van de frequentie zijn en in stappen instelbaar zijn, verder moet de verzwakking onafhankelijk zijn van de belasting die tussen de uitwendige klemmen wordt aangesloten.

Oplossingen inzenden van de opgaven MM, nr. 181 t/m 185.

Hoofdstuk 8Metingen aan laagfrequent versterkers8.1. Het meten van de gevoeligheid

We zullen allereerst enige metingen beschrijven aan versterkers voor een frequentiegebied van 10 tot 20 000 Hz, zoals grammofoonversterkers, microfoonversterkers en lf-versterkers voor omroepontvangers.

De gevoeligheid van de versterkers, dit is de verhouding van de uitgangsspanning en de ingangsspanning is afhankelijk van de frequentie van hetingangssignaal. Bij de meeste versterkers is de gevoeligheid voor de laagste en de hoogste frequenties van het te versterken gebied kleiner dan bij frequenties in het midden van het gebied. Wordt er gesproken van de gevoeligheid van een versterker, dan wordt de gevoeligheid bedoeld bij een frequentie in het midden van het frequentiegebied. Gewoonlijk wordt deze frequentie 1000 Hz genomen. Bij omroepontvangers neemt men soms 400 Hz.

Bij kleine ingangsspanning is de uitgangsspanning evenredig met de ingangsspanning. Bij grotere ingangsspanningen is de uitgangsspanning niet meer evenredig met de ingangsspanning, daar grotere gedeelten van de roosterruimten van de buizen worden gebruikt en dus ook meer in de kromming van de buiskarakteristieken wordt gewerkt. Er treedt dan tevens vervorming op (zie fig. 8,1).

Met de versterking van een versterker bedoelen we de versterking bij een zodanig ingangssignaal dat de uitgangsspanning nog evenredig is met het ingangssignaal.

Het doel waarvoor een versterker wordt gebruikt, brengt net zich mee dat aan de ingang, bijvoorbeeld een microfoon- of grammofoonopnemer en aan de uitgang een luidspreker of een ander orgaan is aangesloten. De spanningsbron aan de ingang bezit een zekere inwendige weerstand, terwijl de gebruiker aan de uitgang eveneens een zekere inwendige weerstand heeft. Bij het verrichten van een meting moet de versterker zoveel mogelijk onder normale bedrijfsomstandigheden blijven werken. Het schakelen van de meetinstrumenten mag deze toestand niet verstoren en er moeten speciale voorzorgen worden genomen opdat de normale bedrijfsomstandigheden blijven bestaan.

Voor het meten van de gevoeligheid kunnen we de schakeling volgens fig. 8,2 gebruiken. Aan de ingang van de versterker wordt een toongenerator aangesloten. In serie met de toongenerator moet een weerstand  $R_i$  worden opgenomen die gelijk is aan de inwendige weerstand van de spanningsbron bij normaal gebruik. Heeft de toongenerator een belangrijke inwendige weerstand (gewoonlijk kan deze wel worden verwaarloosd), dan moet  $R_i$  met deze waarde worden verminderd. Aan de uitgangsklemmen wordt de belasting aangesloten die bij normaal gebruik wordt aangesloten, of een weerstand  $R_u$ , die deze belasting kan vervangen. Met de voltmeters  $V_i$  en  $V_u$  worden de ingangsspanning en uitgangsspanning gemeten.

De voltmeters moeten een zodanige inwendige weerstand hebben dat deze groot is ten opzichte van de weerstand of impedantie waar ze aan parallel worden geschakeld, het is dikwijls nodig hiervoor buisvoltmeters te gebruiken.

Is de belasting geen zuivere weerstand, maar bijvoorbeeld een luidspreker, dan kan het aanbeveling verdienen in plaats van de spanning  $U_u$ , de stroom door de belastingsimpedantie te meten. Deze stroom kunnen we dan bepalen, door een kleine weerstand (bijvoorbeeld  $0,1 \Omega$ ) in serie met de luidspreker op te nemen en met een buisvoltmeter de spanning hierover te meten.

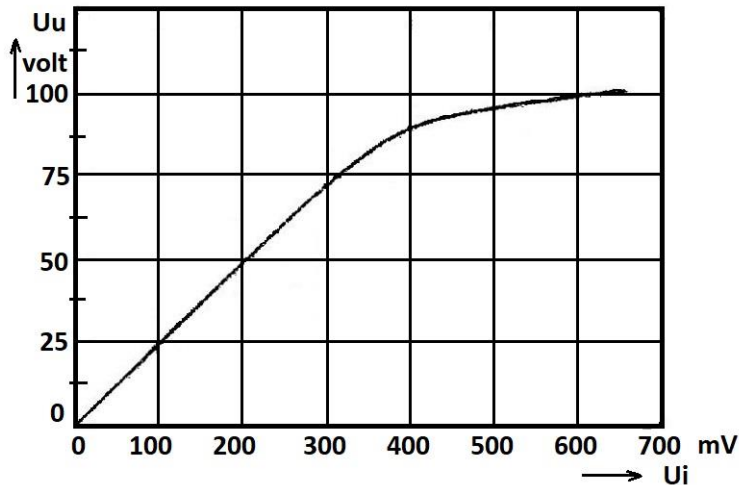


Fig. 8,1. De uitgangsspanning van een versterker als functie van de ingangsspanning.

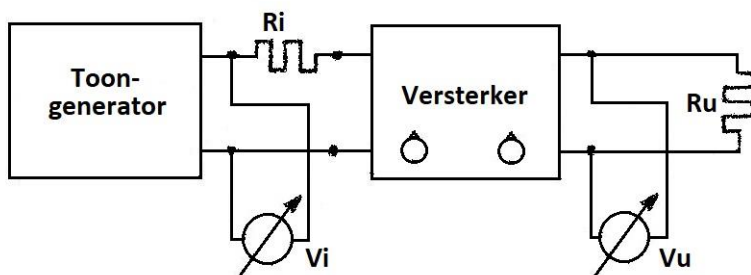


Fig. 8,2. Schakeling voor het meten van de gevoeligheid.

Is de versterker bestemd om een bepaald uitgangsvermogen te leveren, dan bedoelt men dikwijls met de gevoeligheid, die ingangsspanning die nodig is om een bepaald uitgangsvermogen te leveren.

Bij versterkers van omroepontvangers verstaat men dan onder de gevoeligheid:

Het ingangssignaal met een frequentie van 400 Hz dat nodig is om een uitgangsvermogen van 50 mW te leveren.

Dit vermogen wordt klein genomen ten opzichte van het vermogen dat normaal wordt geleverd, omdat bij een kleine waarde van het uitgangsvermogen dit evenredig met het kwadraat van het ingangssignaal toeneemt.

Heeft men de luidspreker vervangen door een gelijkwaardige weerstand, dan meet men de spanning over deze weerstand en deelt het kwadraat van deze spanning door de luidsprekerweerstand, dus:

$$\frac{U_{aeff}^2}{R_L}$$

Gewoonlijk is in een versterker een sterkteregeling aanwezig. Bij meting wordt deze in die stand gezet waarbij de versterking maximaal is. Ook de toonregeling wordt in de stand voor maximale versterking gezet.

Om misverstanden te voorkomen, merken we nog op dat een grote gevoeligheid betekent dat een klein ingangssignaal nodig is om de gewenste uitgangsspanning- of vermogen te krijgen.

8.2 Het meten van de amplitudekarakteristiek

Onder de amplitudekarakteristiek van een versterker verstaan we een kromme die de uitgangsspanning aangeeft als functie van de frequentie bij constante amplitude van hetingangssignaal.

Om deze kromme op te meten, kunnen we weer gebruik maken van fig. 8,2. De ingangsspanning moeten we hierbij zo klein nemen dat we zeker zijn dat er geen overbelasting optreedt.

Daartoe nemen we de ingangsspanning zo klein dat de uitgangsspanning, bijvoorbeeld  $\frac{1}{5}$  van de maximale uitgangsspanning is bij die frequenties, waarbij de versterking het grootst is. Indien hieraan is voldaan, is de amplitudekarakteristiek binnen zekere grenzen onafhankelijk van de grootte van de ingangsspanning.

we stellen de toongenerator eerst in op een frequentie waarbij de versterking groot is. Bij een versterker voor het gehele audiofrequentie gebied bij voorkeur op 1000 Hz. De amplitude van het ingangssignaal nemen we zodat het gewenste uitgangssignaal wordt verkregen. Vervolgens meten we het uitgangssignaal bij verschillende frequenties van het ingangssignaal. We zorgen hierbij dat de amplitude, (of, wat op hetzelfde neerkomt, de effectieve waarde) van het ingangssignaal constant blijft. We zetten vervolgens de gemeten uitgangsspanning als functie van de frequentie in een grafiek uit.

Vele versterkers bezitten een regelorgaan waarmee de amplitudekarakteristiek continu of in stappen kan worden gewijzigd. Om een volledig beeld van het gedrag van de versterker te verkrijgen, nemen we de amplitudekarakteristiek op bij iedere stand van het regelorgaan of, indien de regeling continu geschiedt, bij de uiterste standen of bij twee standen er tussen in.

Bij een versterker die aan hoge eisen moet voldoen, moet de meting zo nauwkeurig mogelijk geschieden. Een bron van fouten bij deze meting ligt dikwijls in de onnauwkeurigheid van de beide voltmeters  $V_i$  en  $V_u$  in fig. 8,2. Bij voorkeur gebruikt men hiervoor buisvoltmeters. De aanwijzingen van de meter kunnen echter afhankelijk zijn van de frequentie. Met  $V_i$  meten we kleine, met  $V_u$  grote spanningen. De afhankelijkheid van de frequentie kan voor beide meters verschillend zijn, ook wanneer we voor beide eenzelfde type buisvoltmeter gebruiken, want de meetbereiken zijn verschillend.

Met behulp van de schakeling volgens fig. 8,3 kunnen we de meting met grote nauwkeurigheid uitvoeren. Bij het meten van  $U_i$  en  $U_u$  gebruiken we dezelfde voltmeter die wordt omgeschakeld. Parallel aan de uitgangsweerstand  $R_u$  is een spanningsdeler  $R_1 + R_2$  aangebracht. We zorgen dat de parallelschakeling van  $R_1 + R_2$  met  $R_u$  de voor de versterker vereiste waarde heeft en dat  $\frac{R_1+R_2}{R_2}$  ongeveer gelijk is aan de versterking. In beide standen van de schakelaar wijst de meter dan ongeveer evenveel aan. Eventuele miswijzingen van de meter hebben dan nagenoeg geen invloed op het resultaat van de meting.

De waarde van de uitgangsspanning die op de voltmeter wordt afgelezen, moet met de waarde van  $\frac{R_1+R_2}{R_2}$  worden vermenigvuldigd om de werkelijke uitgangsspanning te vinden. In fig. 8,4 hebben we enige amplitude karakteristieken getekend die voor kunnen komen bij verschillende standen van het regelorgaan dat in de versterker is ingebouwd. Kromme a geeft de amplitudekarakteristiek van de versterker zonder regeling. Kromme b geeft de amplitudekarakteristiek voor het geval dat de hoge frequenties verzwakt en kromme c voor het geval dat de lage frequenties worden verzwakt.

Is de versterker belast met een luidspreker, dan meet men in het algemeen de amplitudekarakteristiek, door de stroom door de luidspreker als functie van de frequentie te bepalen en deze in een grafiek uit te zetten.



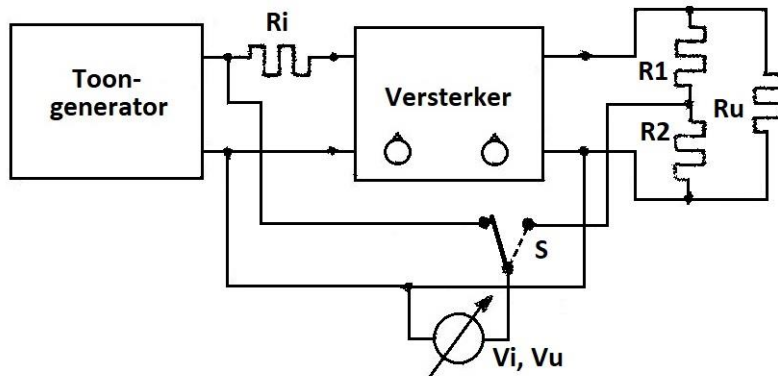


Fig. 8,3. Schakeling voor het nauwkeurig meten van de amplitudekarakteristiek.

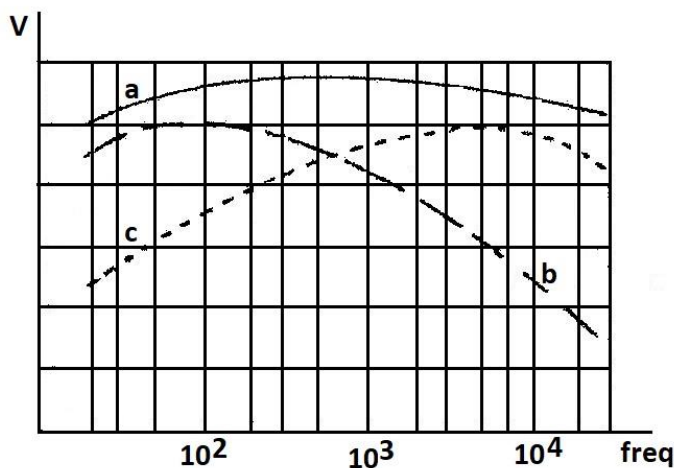


Fig. 8,4. Verschillende amplitudekarakteristieken van een versterker.

lijkelijk om te rekenen voor het uitzetten van de waarnemingen bij andere frequenties.

Men voert de meting nu als volgt uit. De frequentie van de toongenerator wordt ingesteld op 400 Hz. De spanning van het aan de versterker toegevoerde signaal wordt zo ingesteld dat de uitgangsvoltmeter 20 mV aanwijst. De hierbij met de ingangsvoltmeter gemeten spanning wordt nu verder steeds constant gehouden. Men varieert de frequentie en leest de aanwijzing van de uitgangsvoltmeter af bij een voldoende aantal frequenties om deze spanning als functie van de frequentie uit te zetten. Is een sterkteregelaar aanwezig, dan herhaalt men deze meting voor verschillende standen van de sterkteregelaar.

Op deze wijze kan een grafiek ontstaan zoals in fig. 8,5 is weergegeven. Langs de horizontale as is de frequentie op logaritmische schaal uitgezet. Hiermee bereikt men in een betrekkelijk kleine ruimte een goed overzichtelijk grafiek.

Bij de moderne luidspreker verkrijgt men de beste weergave als de stroom door de luidspreker als functie van de frequentie constant is, bij constante waarde van het ingangssignaal van de versterker. We schakelen daartoe een klein weerstandje in serie met de luidspreker ( $0,1 \Omega$  á  $0,2 \Omega$ ) en meten daarover de spanning. Dit weerstandje moet zo klein worden genomen, dat de aanpassing van de eindbuis niet wordt verstoord.

De ingangsspanning moet zo klein worden gehouden dat de vervorming te verwaarlozen is.

gewoonlijk verricht men de metingen voor het opnemen van de amplitudekarakteristiek bij een uitgangsvermogen van 50 mWatt bij een frequentie van 400 Hz. Bij dit vermogen is in de regel de vervorming voldoende klein.

Voor een luidsprekerimpedantie van 5, 7 of  $9 \Omega$  komt dit neer op een stroom van respectievelijk 100, 85 of 75 mA. De spanning over het weerstandje van  $0,2 \Omega$  is dan respectievelijk 20, 17 of 15 mV.

Eenvoudigheidshalve neemt men voor alle gevallen eenzelfde spanning, namelijk 20 mV. Dit getal is gemakke-

R.T.  
MM

Nadruk verboden 119



HILVERSUM

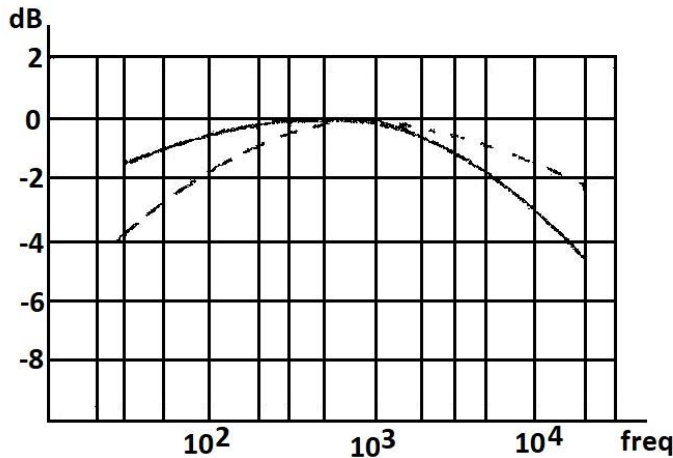


Fig. 8,5. Enige amplitudekarakteristieken met decibelschaal.

De luidsprekerstroom is op de verticale as, uitgedrukt in decibels aangegeven.

Het nulpunt van de schaal wordt gekozen bij 400 Hz. Noemen we de stroom door de luidspreker bij 400 Hz  $I_0$  en bij een andere frequentie  $I_1$ , dan is het aantal decibels (afgekort dB) te bepalen uit  $dB = \log_{20} \frac{I_1}{I_0}$ .

Is  $I_1 = 2I_0$ , dan is het aantal dB:  
 $\log_{20} 2 = 20 \times 0,3 = 6 \text{ dB}$   
( $\log 2 = 0,3$ ). Was  $I_1 = \frac{1}{\sqrt{2}} I_0$ , dan is

het aantal  $dB = \log_{20} \frac{1}{\sqrt{2}} = \log_{20} 2^{-\frac{1}{2}} = -\frac{1}{2} \times \log_{20} 2 = \log_{-10} 2 = -10 \times 0,3 = -3 \text{ dB}$ .

Worden van het apparaat meer krommen opgenomen (bijvoorbeeld bij verschillende standen van de sterkteregelaar), dan zet men deze zodanig in een figuur uit dat alle krommen bij 400 Hz door hetzelfde punt gaan.

### 8.3. Het opnemen van de vervormingsgrafiek en het bepalen van het maximale uitgangsvermogen.

Wordt aan de ingang van een laagfrequentversterker een sinusoidale spanning toegevoerd, dan zal de uitgangsspanning in het algemeen niet sinusoidaal zijn, doch, behalve één component met de oorspronkelijke frequentie, componenten bevatten waarvan de frequentie gehele veelvouden zijn van de oorspronkelijke frequentie.

Men verkrijgt een volledig beeld van de optredende vervorming als men de amplituden van al de componenten (of hun effectieve waarden) kent. De faseverschillen tussen de verschillende componenten zijn van geen praktisch belang, daar ons oor hiervoor ongevoelig is.

Daar het meten van al deze componenten afzonderlijk omslachtig is, stelt men zich in de meeste gevallen tevreden met het meten van de effectieve waarde van al de vervormende componenten tezamen. Men noemt deze effectieve waarde gedeeld door de effectieve waarde van de component met de oorspronkelijke frequentie, vermenigvuldigd met 100, het vervormingspercentage of de distorsiefactor  $d$ .

Is de effectieve waarde van de verschillende componenten  $U_1, U_2, U_3$  enz., dan is:

$$d = \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + U_4^2 + \dots}}{U_1} \times 100 \%$$

In de praktijk neemt men hiervoor gewoonlijk:

$$d = \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + U_4^2 + \dots}}{\sqrt{U_1^2 + U_2^2 + U_3^2 + U_4^2 + \dots}} \times 100\%$$

dus de effectieve waarde van alle hogere harmonischen gedeeld door de effectieve waarde van het volledige signaal, daar het volledige signaal gemakkelijker kan worden gemeten door alleen de 1<sup>e</sup> harmonische.

De vervorming  $d$  neemt toe als de ingangsspanning wordt vergroot waarbij ook de uitgangsspanning en het uitgangsvermogen groter worden. Gewoonlijk zet men de vervorming uit als functie van het uitgangsvermogen.

Bij eenzelfde uitgangsvermogen is de vervorming gewoonlijk in meer of mindere mate afhankelijk van de frequentie. We voeren daarom de meting uit bij een frequentie in het midden van het frequentiegebied waarvoor de versterker is bestemd, bij een lage en bij een hoge frequentie; bij een versterker voor het audiefrequente gebied, bijvoorbeeld bij 80, 400 en 4000 Hz (zie fig. 8,6).

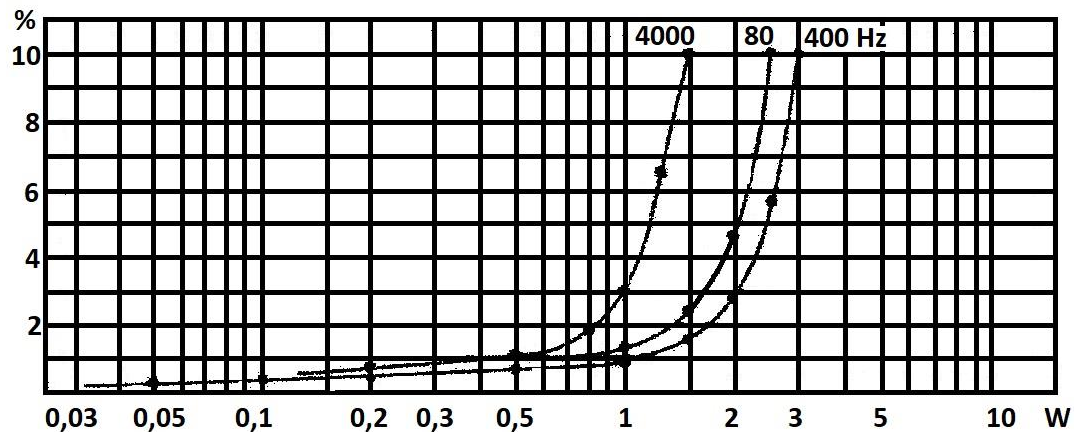


Fig. 8,6. Vervormingskarakteristieken van een laagfrequent versterker voor verschillende frequenties.

Boven een bepaalde waarde van het uitgangsvermogen neemt de vervorming gewoonlijk vrij snel toe. Dient de versterker voor het versterken van een spraak- of muzieksignaal, dan komen in dit signaal de lage of hoge frequenties gemiddeld met een kleinere amplitude voor dan de frequenties in het midden van het gebied. Bij deze gemiddelde frequenties is de vervorming bij 400 Hz kleiner dan bij 80 of 4000 Hz. Als maximaal uitgangsvermogen van een versterker geven we gewoonlijk op het vermogen waarbij  $d$  een bepaald percentage bereikt, bijvoorbeeld bij 400 Hz. Voor de versterker waarop fig. 8,6 betrekking heeft, geven we dus op als maximaal uitgangsvermogen 1 Watt, als we  $d = 1\%$  toelaten; 1,8 W, als we  $d = 2\%$  toelaten en 3 Watt, als we  $d = 10\%$  toelaten. Doch,  $d = 10\%$  is voor vrijwel alle praktische toepassingen veel te hoog; het komt meer met de praktische bruikbaarheid overeen als we van deze versterker zeggen, dat het maximale uitgangsvermogen 1 Watt is.



### 8.4 Vervormingsmeters

Een instrument waarmee we van de verschillende sinusvormige componenten van een samengestelde spanning de frequentie en amplitude kunnen bepalen, noemen we een frequentie-analysator.

De analysator berust op het heterodyne-principe. De te onderzoeken niet sinusoidale spanning  $U_1$  wordt via een potentiometer  $R_1$  toegevoerd aan een modulator of mengbuis M (zie fig. 8,7).

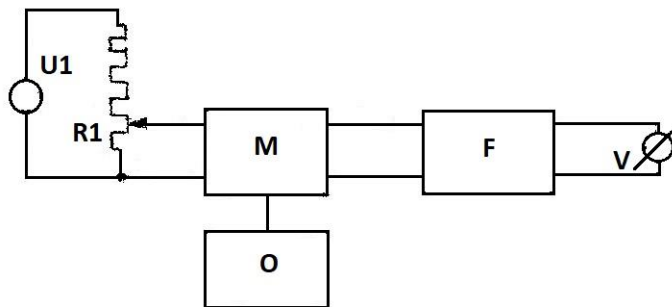


Fig. 8,7. Principeschema van de analysator.

Aan de mengbuis wordt bovendien een spanning  $U_2$  geleverd door een oscillator O. De frequentie van deze oscillator kan worden veranderd. Bezit de te onderzoeken spanning  $U_1$  componenten met frequenties  $f_1, f_2, f_3$  enz. en heeft de oscillatorspanning een frequentie  $f_0$ , dan levert de mengbuis de frequenties  $f_0 \pm f_1, f_0 \pm f_2, f_0 \pm f_3$  enz. De signalen afkomstig van de mengbuis worden door een versterker en

een filter geleid. Dit filter laat een smalle frequentieband door. De doorgelaten component wordt door de voltmeter  $V$  gemeten. De versterker met filter en voltmeter doet dus dienst als selectieve voltmeter.

We onderstellen dat de frequentie van de oscillator gevarieerd kan worden van  $f_0 = 30 \text{ kHz}$  tot  $f_0 = 50 \text{ kHz}$  en dat het filter een klein frequentiegebied rondom  $f_0 = 50 \text{ kHz}$  doorlaat.

Is de spanning  $U_1$  sinusvormig met de frequentie  $f_1 = 1 \text{ kHz}$ , dan zal, als we  $f_0$  instellen op  $49 \text{ kHz}$ , de mengbuis M een spanning leveren met een component met een frequentie  $49 - 1 = 48 \text{ kHz}$  en een met frequentie  $49 + 1 = 50 \text{ kHz}$ . De frequentie van deze laatste component komt overeen met de doorlaatfrequentie van het filter, zodat de voltmeter  $V$  een uitslag geeft. In het algemeen zal de uitslag van de voltmeter evenredig zijn met  $U_1$ .

Zou  $f_1 = 2 \text{ kHz}$  zijn, dan verkrijgt men een uitslag, indien de frequentie van de oscillator  $0$  wordt, ingesteld op  $f_0 = 48 \text{ kHz}$ , daar de somfrequentie weer  $50 \text{ kHz}$  bedraagt.

Is de spanning  $U_1$  niet sinusvormig en bevat deze, behalve de component met de frequentie  $f_2 = 2 \text{ kHz}$  en  $f_3 = 3 \text{ kHz}$ , dan worden, indien  $f_0 = 49 \text{ kHz}$ , de componenten met frequenties  $f_2$  en  $f_3$  niet meegemeten, daar de somfrequentie dan achtereenvolgens  $51$  en  $52 \text{ kHz}$  en de verschilfrequenties  $47$  en  $46 \text{ kHz}$  bedragen, die door het filter niet worden doorgelaten.

Door  $f_0$  te veranderen in  $48 \text{ kHz}$  wordt de somfrequentie van  $f_0$  en  $f_2$   $50 \text{ kHz}$ , zodat de voltmeter een uitslag geeft evenredig met de amplitude van de component van  $U_1$  met de  $f_2 = 2 \text{ kHz}$ . Evenzo kan men de component met de frequentie  $f_3 = 3 \text{ kHz}$  meten door  $f_0$  te veranderen in  $47 \text{ kHz}$ . Zo voortgaande kan men achtereenvolgens alle componenten van  $U_1$  meten.

De oscillator wordt voorzien van een schaal waarop nul wordt aangewezen als de oscillatorfrequentie  $50 \text{ kHz}$  is en  $1 \text{ kHz}$  als de oscillatorfrequentie  $49 \text{ kHz}$  is. Zo voortgaande tot op de schaal  $20 \text{ kHz}$  wordt aangewezen als de oscillator op  $30 \text{ kHz}$  is afgesteld. We kunnen op deze schaal dus direct

de frequentie van de te meten component aflezen, terwijl we op de voltmeter de amplitude of effectieve waarde van deze component af kunnen lezen.

Laten we de oscillator het frequentiegebied van 50 – 30 kHz doorlopen, dan passeren we alle componenten van hetingangssignaal waarvan de frequenties gelegen zijn in het frequentiegebied van 0 – 20 kHz.

Het frequentieverschil tussen de opeenvolgende harmonischen is bij kleine waarde van de grondfrequentie klein. De doorlaatband van het 50 kHz-filter moet dus zo smal mogelijk zijn om ook bij kleine waarde van de grondfrequentie de meting te kunnen uitvoeren. Gewoonlijk is de versterker gecombineerd met het filter en wordt de smalle doorlaatband verkregen met behulp van een of meer kwartskristallen.

De versterker wordt gevolgd door een detector die een gelijkspanning of een gelijkstroom levert, evenredig met de amplitude van de gemeten component. Deze gelijkspanning of gelijkstroom wordt gemeten met een draaispoelinstrument.

### 8.5. Een eenvoudige distorsiometer

Indien het niet nodig is de grootte van iedere component afzonderlijk te bepalen, maar het wel voldoende is de effectieve waarde van alle harmonischen samen te kennen om de grootte van de distorsiefactor (zie 8.3) te bepalen, dan kunnen we volstaan met een eenvoudige vervormingsmeter. In fig. 8,8 is het prinseschema van een eenvoudige distorsiometer weergegeven.

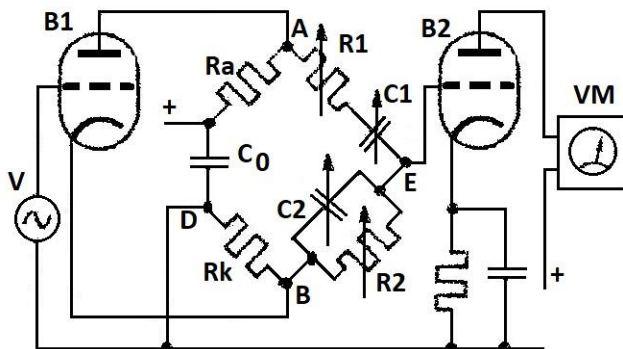


Fig. 8,8. Schema van een eenvoudige distorsiometer.

De spanning, die moet worden onderzocht wordt aan het rooster van de buis  $B_1$  gelegd. Tussen de buizen  $B_1$  en  $B_2$  is een brugschakeling aangebracht. De punten A, E, B, D vormen de vier hoekpunten. De condensator  $C_0$  is nodig voor het blokkeren van de gelijkspanning en is zo groot dat zijn impedantie voor de wisselstroom kan worden verwaarloosd.

De anodewisselstroom die door de weerstand  $R_a$  vloeit, vloeit ook door de weerstand  $R_k$ . Hierdoor wordt een aanzienlijke tegenkoppeling verkregen. Het gevolg hiervan is dat de buis  $B_1$  vrijwel geen vervorming van hetingangssignaal ten gevolge heeft.

De brugschakeling is zo ingericht dat bij sinusvormig ingangssignaal met hoekfrequentie  $\omega$  tussen de brugpunten D en E geen spanning staat, dus ook niet tussen rooster en kathode van  $B_2$ .

Bij gelijke waarden van  $C_1$  en  $C_2$  en  $R_1$  en  $R_2$  is aan de evenwichtsvoorwaarde voldaan als  $R_a = 2R_k$ . We kunnen dit als volgt laten zien:

$$\text{In het algemeen is de brug in evenwicht als } R_a \times \frac{R_2}{1+jR_2\omega C_2} = R_k \times \left( R_1 - \frac{j}{\omega C_1} \right)$$

$$R_a R_2 = R_1 R_k - \frac{j R_k}{\omega C_1} + j R_1 R_2 R_k \omega C_2 + \frac{R_k R_2 \omega C_2}{\omega C_1}.$$

Hieraan is voldaan als:

$$R_a R_2 = R_1 R_k + \frac{R_k R_2 C_2}{\omega C_1} \quad \text{en} \quad \frac{R_k}{\omega C_1} = R_1 R_2 R_k \omega C_2.$$

R.T.

MM

Nadruk verboden 123



HILVERSUM

Stellen we  $C_1 = C_2$  en  $R_1 = R_2$ , dan volgt uit de eerste voorwaarde:

$$R_a = 2R_k \quad \text{en uit de tweede voorwaarde:}$$

$$\frac{1}{R_1 \omega C_1} = R_2 \omega C_2$$

ofwel moet  $R_1 \omega C_1 = R_2 \omega C_2 = 1$  zijn.

De weerstanden  $R_1$  en  $R_2$  en de condensatoren  $R_1$  en  $R_2$  zijn variabel uitgevoerd, maar zo, dat steeds voldaan is aan de voorwaarde  $R_1 = R_2$  en  $C_1 = C_2$ .

Voor andere frequenties dan  $\omega$ , dus bv.  $2\omega$ ,  $3\omega$  enz. is de brugschakeling niet in evenwicht en is dus de spanning tussen de punten D en E niet gelijk nul.

In de anodeketen van  $B_2$  nemen we een weerstand op. Over deze weerstand staat een voltmeter VM die de effectieve waarde van de wisselspanning aanwijst. Deze voltmeter geeft met goede benadering een uitslag evenredig met de gezochte effectieve waarde van de gezamenlijke hogere harmonischen die in het ingangssignaal voorkomen.

Vervolgens wordt de brugschakeling vervangen door twee weerstanden en een condensator zoals bij een gewone weerstandsgekoppelde versterker gebruikelijk is, met zodanige waarden dat de voltmeter VM een uitslag geeft die evenredig is met de effectieve waarde van het volledige ingangssignaal met dezelfde evenredigheidsfactor als bij de voorgaande meting.

Veelal is de voltmeter VM voorzien van een versterker die een geijkte verzwakker bevat. Daardoor kan de uitslag van de meter steeds op een goed afleesbare waarde worden ingesteld.

### 8.6. Het meten van de conversiesteilheid van een mengbuis

Onder de conversiesteilheid  $S_c$  van een mengbuis verstaan we de amplitude van de component van de anodestroom met de middenfrequentie, gedeeld door de amplitude van de hoogfrequente spanning op het stuurrooster. (In plaats van de amplitudes kunnen we ook de effectieve waarden nemen.)

Evenals de gewone steilheid is de conversiesteilheid bij kleine hoogfrequentspanningen, bv. kleiner dan 0,25 V, praktisch onafhankelijk van de oscillatorspanning.

We meten daarom de conversiesteilheid als functie van de effectieve waarde van de oscillatorspanning. Soms stelt men zich tevreden met het meten van de conversiesteilheid bij een enkele waarde van de oscillatorspanning, namelijk bij die waarde waarbij de conversiesteilheid  $S_c$  ongeveer maximaal is. Bij deze oscillatorspanning wordt de buis gewoonlijk gebruikt.

#### a. Het bepalen van de dynamische steilheid uit een dynamische meting

Men kan  $S_c$  volgens een dynamische methode meten door de buis op dezelfde wijze te laten werken als bij normaal gebruik. In fig. 8,9 is de meerschakeling voor een triode-heptode gegeven. Aan het eerste rooster wordt het hoogfrequent ingangssignaal toegevoerd. De spanning hiervan wordt gemeten met de voltmeter  $V_1$ . Aan het derde rooster wordt de oscillatorspanning  $U_{osc}$  toegevoerd. Deze spanning is regelbaar en wordt gemeten met de voltmeter  $V_2$ . In de anodekring is een LC-kring opgenomen, afgestemd op de verschilfrequentie (de middenfrequentie). De spanning  $U_{mf}$  die over deze kring ontstaat, wordt gemeten met de voltmeter  $V_3$ . De impedantie  $Z_a$  van deze kring, met de buis en voltmeter erop aangesloten, wordt bepaald. Voor kleine constante waarde  $U_i$ , bv. 0,1 of 0,2 V wordt  $U_{mf}$ , de middenfrequente spanning in de anodeketen, gemeten voor verschillende waarden van de oscillatorspanning  $U_{osc}$ . De component  $I_{mf}$  van de anodestroom met de middenfrequentie is  $\frac{U_{mf}}{Z_a} = S_c U_i$ . Daar bij een heptode de anodespanning zeer weinig invloed heeft op de anodestroom, evenals dit

bij een pentode het geval is, mogen we hier, ook al is er een impedantie in de anodeketen opgenomen,  $I_{mf} = S_c U_i$  stellen (op overeenkomstige wijze als we bij de pentode  $I_a = S U_g$  stellen). De conversiesteilheid is dus  $S_c = \frac{U_{mf}}{U_i Z_a}$ .

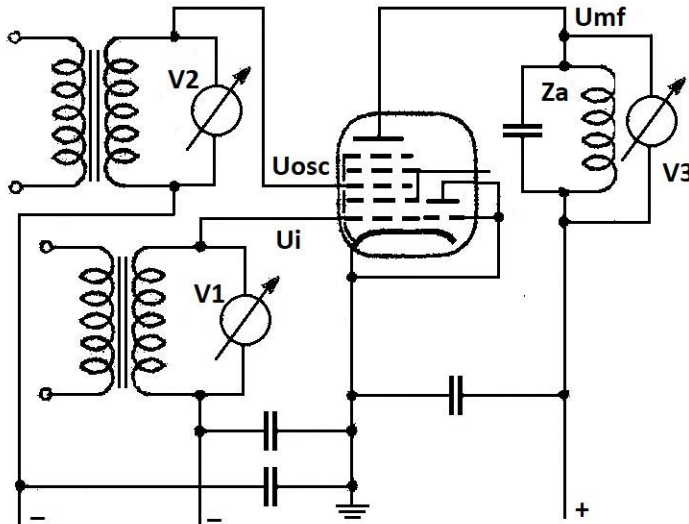


Fig. 8,9. Schakeling voor het meten van conversiesteilheid met de dynamische methode.

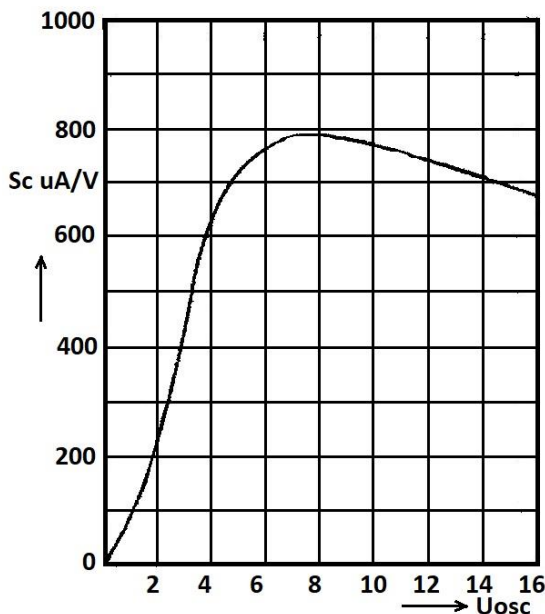


Fig. 8,10. De conversiesteilheid als functie van de oscillatorspanning.

$$\frac{L}{R} = \frac{f_m}{2\Delta f \omega_m} = \frac{1}{2\Delta f 2\pi} \text{ en wordt hiermee de uitdrukking voor } Z_a = \frac{1}{4\pi\Delta f C}.$$

We zetten  $S_c$  uit als functie van  $U_{osc}$ ;

Deze grafiek heeft de gedaante zoals in fig. 8,10 is weergegeven. Evenals bij het meten van de gewone steilheid controleren we, of bij verkleinen van  $U_i$ , de gemeten conversiesteilheid  $S_c$  dezelfde blijft. Zou dit niet het geval zijn, dan is  $U_i$  te groot genomen.

Alvorens de conversiesteilheid kan worden bepaald, moeten we de impedantie  $Z_a$  van de in de anodeketen opgenomen afgestemde kring kennen. Deze kunnen we bepalen op dezelfde wijze als we in 5,4 de kwaliteitsfactor van een spoel hebben bepaald.

Daar de verliezen in de afgestemde kring van fig. 8,9 niet alleen worden veroorzaakt door de weerstand van de spoel, maar ook gedeeltelijk afkomstig zijn van de buis en de voltmeter, bepalen we de kwaliteitsfactor van het

geheel. Aan het eerste rooster van de buis wordt een spanning toegevoerd met de gewenste middenfrequentie  $f_m$  en de condensator van de anodeketen gevarieerd tot de spanning over de keten maximaal is. vervolgens wordt de frequentie  $f_m$  van het ingangssignaal, bij gelijkblijvende spanning, zover verhoogd en verlaagd dat de spanning over de anodeketen tot op  $\frac{1}{\sqrt{2}}$  van de maximale waarde is gedaald. Het verschil van deze verhoogde en verlaagde frequentie noemen we  $2\Delta f$ . In hoofdstuk 5,4 hebben we gezien dat:

$$Q = \frac{f_m}{2\Delta f} = \frac{\omega_m L}{R}. \text{ Hierin is } R \text{ de equivalente serie weerstand.}$$

De impedantie in resonantie is:

$$Z_a = \frac{L}{CR} = \frac{\omega_m^2 L^2}{R} = \omega_m L Q. \text{ Voor } Z_a \text{ mogen we dus ook schrijven } Z_a = \omega_m L \frac{f_m}{2\Delta f} = \frac{2\pi L f_m^2}{2\Delta f} = \frac{\pi L f_m^2}{\Delta f}.$$

Indien we dus de zelfinductie  $L$  van de kring bepalen, kunnen we de impedantie van de kring uit bovenstaande uitdrukking berekenen. Wensen we niet de zelfinductie, doch de capaciteit van de kring op te meten, dan gaan we als volgt te werk. De impedantie van de kring is

$$Z_a = \frac{L}{CR} = \frac{1}{C} \frac{L}{R} \text{ uit de voorwaarde voor } Q \text{ vinden we:}$$

### 8.6 Het meten van de conversiesteilheid van een mengbuis (vervolg)

#### b. Het bepalen van $S_c$ met behulp van een laagfrequente spanning

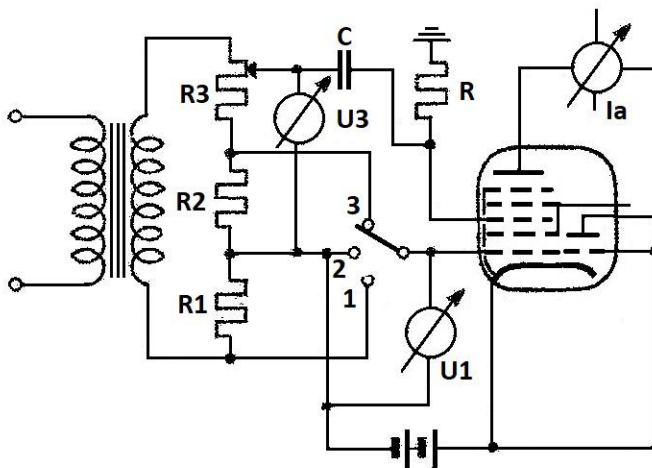


Fig. 8,11. Schakeling voor het meten van  $S_c$  met behulp van laagfrequent spanningen.

Voor het bepalen van  $S_c$  kunnen we ook gebruik maken van de schakeling volgens fig. 8,11. De meting met deze schakeling heeft het voordeel dat hiervoor maar één wisselspanning nodig is en deze wisselspanning kan ook laagfrequent zijn.

In de anodeketen is een gelijkstroommeter opgenomen. De spanningen, die aan het eerste- en aan het derde rooster worden toegevoerd, kunnen worden ontleend aan het 50 Hz lichtnet, mits deze spanning sinusvormig is. met behulp van een schakelaar kan het eerste rooster met een der contacten 1, 2, of 3 worden verbonden. De weerstanden  $R_1$  en  $R_2$  zijn even groot zodat de spanning tussen de contacten 1 en 2 even groot is als die tussen 2 en 3.

De wisselspanning van het eerste rooster noemen we  $U_1$  en die van het derde rooster  $U_3$ . De anodestroom bevat een component evenredig met het product  $U_1 U_3$ . We kunnen dit als volgt toelichten:

De steilheid van de mengbuis bij constante spanning op het derde rooster noemen we  $S_0$ . Verder gaan we van de veronderstelling uit dat een spanningsverandering op het derde rooster een evenredige steilheidsverandering teweeg brengt. Stellen we de wisselspanning op het derde rooster voor door  $U_3 = \hat{U}_3 \sin \omega t$ , dan kunnen we de steilheidsvariatie voorstellen door  $\hat{S} \sin \omega t$ . De momentele waarde van de steilheid wordt nu:  $T_{tot} = S_0 + \hat{S} \sin \omega t$ .

Denken we op het eerste rooster werkzaam de spanning  $U_1 = \hat{U}_1 \sin \omega t$ , dan wordt de uitdrukking voor de anodestroom  $I_a = S_t \hat{U}_1 \sin \omega t = (S_0 + \hat{S} \sin \omega t) \hat{U}_1 \sin \omega t$  of:  
 $I_a = S_0 \hat{U}_1 \sin \omega t + \hat{S} \hat{U}_1 \sin^2 \omega t$ . Daar  $\hat{S}$  evenredig is met  $\hat{U}_3$  zien we dat in de anodestroom een component voorkomt die evenredig is met  $\hat{U}_1 \hat{U}_3$ , dus  $\hat{U}_1 \hat{U}_3 \sin^2 \omega t = \frac{1}{2} \hat{U}_1 \hat{U}_3 - \frac{1}{2} \hat{U}_1 \hat{U}_3 \cos 2\omega t$ . We zien dus dat in de anodestroom een gelijkstroomcomponent voorkomt die is voor te stellen door  $\frac{1}{2} \hat{U}_1 \hat{U}_3$ .

De conversiesteilheid is nu  $S_c = \frac{\frac{1}{2} \hat{U}_1 \hat{U}_3}{\hat{U}_1}$  (zie ook Ea, pag. 190).

We brengen nu op het derde rooster de spanning  $U_3 = \hat{U}_3 \sin \omega t$  en stellen de schakelaar op contact 2 in, dit wil zeggen, dat op het eerste rooster geen wisselspanning werkzaam is. De anodegelijkstroom die we nu meten, geven we aan met  $I_{a_0}$ .

Vervolgens stellen we de schakelaar op contact 3. Op het eerste rooster is nu de spanning  $U_1 = \hat{U}_1 \sin \omega t$  werkzaam. De anodegelijkstroom is nu toegenomen tot de waarde  $I_{a_0} + \Delta I_{a_1}$ . Daarna stellen we de schakelaar in op contact 1. De wisselspanning op het eerste



rooster is nu  $U_1 = -\hat{U}_1 \sin \omega t$  en de anodestroom is nu afgenomen tot de waarde  $I_{a0} - \Delta I_{a2}$ . De gemiddelde waarde van deze stroomveranderingen is nu bepaald door:

$$\Delta I_a = \frac{\Delta I_{a1} + \Delta I_{a2}}{2}. \text{ Indien } \hat{U}_1 \text{ klein genomen wordt, zal in het algemeen } \Delta I_{a1} = \Delta I_{a2}.$$

$$\Delta I_a \text{ is nu gelijk te stellen aan } \frac{1}{2} \hat{U}_1 \hat{U}_3. \text{ De conversiesteilheid wordt nu: } S_c = \frac{\Delta I_a}{\hat{U}_1} = \frac{\Delta I_a}{\sqrt{2} \cdot U_{1eff}}.$$

Echter is deze methode minder nauwkeurig. De condensator  $C$  in fig. 8,11 moet zo gekozen worden dat er geen faseverschuiving tussen  $U_1$  en  $U_3$  ontstaat.

### 8.7. Metingen bij hoge frequenties

We kunnen ons indenken dat bij hoge frequenties parallel staande capaciteiten en serie staande zelfinducties grotere invloed op de meetresultaten hebben dan bij lage frequenties. Is de ingangsimpedantie van een buis, bij negatieve roosterspanning, bij lage frequenties gelijk te stellen aan een ohmse weerstand, bij hoge frequenties moeten we de ingangsimpedantie opvatten als de parallelschakeling van weerstand en een condensator. Deze capaciteit wordt gevormd tussen de elektroden van de buis (interelektroden capaciteiten) en tussen de bedrading die aan beide elektroden is aangesloten.

Zo kunnen optredende zelfinducties ook een frequentie-afhankelijke invloed uitoefenen op de ingangsimpedantie en uitgangsimpedantie van de buis. om een goed inzicht hierin te verkrijgen, is het nodig de ingangsimpedantie of -admittantie bij verschillende frequenties op te meten. We nemen aan dat de te gebruiken wisselspanningen zo klein zijn dat de karakteristieken van de buizen nog als rechte lijnen kunnen worden opgevat. Voor iedere frequentie kunnen we de buiseigenschappen voorstellen zoals dit in fig. 8,12 is weergegeven: de complexe ingangsadmittantie  $Y_g$  tussen stuurrooster en

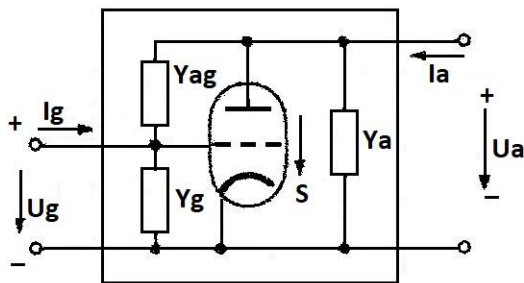


Fig. 8,12. De admittantie tussen de elektroden van een triode.

kathode, de complexe uitgangsadmittantie  $Y_a$  tussen anode en kathode en de complexe terugwerkingsadmittantie  $Y_{ag}$  tussen anode en stuurrooster. In fig. 8,12 zijn deze drie grootheden getekend. De wisselstromen die naar het stuurrooster en naar de anode vloeien, noemen we  $I_g$  en  $I_a$ ; de wisselspanningen van stuurrooster en van anode ten opzichte van de kathode noemen we  $U_g$  en  $U_a$ . Het verband tussen deze stromen en spanningen is als volgt. De stroom  $\bar{I}_g$  wordt gevormd door de som van de stroom gaande door  $\bar{Y}_g$  en de stroom gaande door  $\bar{Y}_{ag}$ .

$$\bar{I}_g = \bar{Y}_g \bar{U}_g + \bar{Y}_{ag} (\bar{U}_g - \bar{U}_a). \quad \bar{I}_a \text{ wordt gevormd door de som van de stromen gaande door de buis, door } \bar{Y}_a \text{ en door } \bar{Y}_{ag}. \quad \bar{I}_a = S \bar{U}_g + \bar{Y}_{ag} (\bar{U}_g - \bar{U}_a) + \bar{I}_a \bar{U}_a.$$

Het doel der metingen is de complexe admittantie te bepalen. Daar deze grootheden afhankelijk van de frequentie zijn, moeten de metingen bij verschillende frequenties herhaald worden.

De wijze, waarop de buis met de meetschakeling is verbonden heeft invloed op de uitkomsten van de metingen. De verbindingen moeten zo kort mogelijk worden gemaakt, of in overeenstemming worden gebracht met de werkelijke gebruiksomstandigheden. Indien men hieraan niet de nodige aandacht besteedt, zijn de meetresultaten niet geheel juist ten gevolge van de zelfinducties en capaciteiten die van de lange verbindingdraden afkomstig zijn.



### 8.8 Het meten van de ingangsadmittantie

De ingangsadmittantie is bij hoge frequenties opgebouwd uit een imaginair deel ten gevolge van de ingangscapaciteit en een reëel deel ten gevolge van de ingangsweerstand. Deze ingangscapaciteit is bij een werkende buis aanzienlijk groter dan bij een buis waarbij de negatieve roosterspanning zo groot is dat er geen anodestroom vloeit, of waarbij de kathode koud is.

In fig. 8,13 is een schakeling aangegeven voor het meten van  $Y_g$ . De anode wordt met de kathode verbonden door een condensator met grote capaciteit  $C_1$  en een geringe zelfinductie. De afgestemde kring gevormd door  $L$  en  $C$  wordt door middel van een grote impedantie, bv. een kleine condensator  $C_k$ , verbonden met de generator. De condensator  $C$  is geijkt. We bepalen eerst de resonantie-impedantie van de kring, terwijl de buis nog niet is aangesloten. We doen dit met behulp van de capaciteitsvariatie die nodig is om de spanning over de kring tot op  $\frac{1}{\sqrt{2}}$  van de maximumwaarde te doen dalen. Dezelfde methode als in 8,6a werd gebezigd. De impedantie van de kring is reëel en we noemen deze  $R_1$ . Vervolgens wordt de buis bijgeschakeld en wordt weer de maximale impedantie van de kring opgemeten en noemen we deze reële impedantie  $R_2$ . Door het bijgeschakelen van de buis is er een ohmse weerstand  $R_g$  parallel aan  $R_1$  geschakeld. Deze weerstand is te bepalen uit:

$\frac{1}{R_2} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_g}$ . Na het bijgeschakelen van de buis moest de condensator  $C_k$  iets worden verkleind om weer de oorspronkelijke frequentie-resonantie te verkrijgen. Het bedrag waarmee  $C$  moest worden verkleind is gelijk aan de ingangscapaciteit  $C_g$  van de buis. Daar we door middel van  $C_1$  de anode voor wisselspanning aan de kathode hebben gelegd, ontstaat bij deze buis geen anodewisselspanning en wordt de ingangsimpedantie nu bepaald door de parallelschakeling van  $\bar{Y}_g$  en  $\bar{Y}_{ag}$ . De som van  $\bar{Y}_g$  en  $\bar{Y}_{ag}$  is dus gelijk aan:  $\frac{1}{R_g} + j\omega C_g$ . In het volgende zullen we de admittantie  $Y_{ag}$  bepalen, zodat we deze in mindering kunnen nemen van  $\frac{1}{R_g} + j\omega C_g$  om alleen de admittantie  $Y_g$  over te houden.

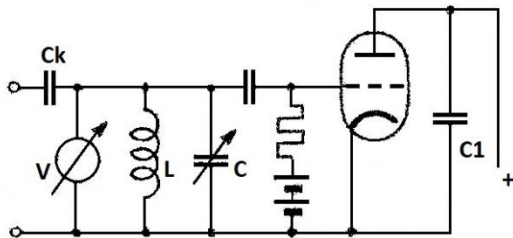


Fig. 8,13. Schakeling voor het meten van de ingangsadmittantie  $Y_g$ .

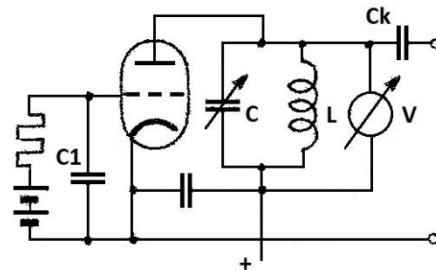


Fig. 8,14. Schakeling voor het meten van de uitgangsadmittantie  $Y_a$ .

### 8.9. Het meten van de uitgangsadmittantie

De uitgangsadmittantie wordt op dezelfde wijze gemeten als de ingangsadmittantie, echter wordt de afgestemde kring nu opgenomen tussen anode en kathode en wordt het stuurrooster door middel van een grote capaciteit  $C_1$  (zie fig. 8,14) met de kathode verbonden. Dit kortsluiten van de roosterketen moet deugdelijk geschieden, omdat een kleine spanning tussen rooster en kathode een grote anodestroom tot gevolg kan hebben. Op overeenkomstige wijze als in 8,8 vinden we nu de som van  $\bar{Y}_a$  en  $\bar{Y}_{ag}$ . Na bepaling van  $\bar{Y}_{ag}$  kunnen we deze in mindering nemen om de waarde van  $Y_a$  te leren kennen.

### 8.10. Het meten van de terugwerkingsadmittantie

We noemen  $Y_{ag}$  de terugwerkingsadmittantie, omdat deze bepaalt in welke mate een anode-

spanningsverandering die veroorzaakt wordt door een roosterspanningsverandering, deze roosterspanningsverandering beïnvloedt. Het is gebleken dat de terugwerkingsadmittantie niet noemenswaardig verandert als de kathode-emissie wordt ingeschakeld. We kunnen  $Y_{ag}$  dus meten bij koude kathode of bij een zo grote negatieve roosterspanning dat er geen anodestroom optreedt. Hierdoor wordt het meten gemakkelijker en eenvoudiger. In fig. 8,15 is het schema weergegeven waarmee de meting kan worden uitgevoerd. Tussen rooster en kathode wordt een spanning  $U_1$  aangelegd die wordt gemeten met de voltmeter  $V_1$ . De anodeketen wordt afgestemd op de frequentie van de spanning  $U_1$ . De impedantie  $R$  van deze keten wordt bepaald op dezelfde wijze als in 8,6a werd toegepast. De spanning  $U_2$  die over deze kring ontstaat, wordt gemeten met de voltmeter  $V_2$ . De terugwerkingsadmittantie is in alle praktische gevallen, in het bijzonder als het een schermroosterbuis betreft, klein t.o.v. de admittantie van de afgestemde kring in de anodeketen (dus de terugwerkingsadmittantie  $\frac{1}{Y_{ag}}$  tussen rooster en anode groot t.o.v. de afgestemde kring). We kunnen de schakeling volgens fig. 8,15 vereenvoudigd voorstellen door fig. 8,16. De impedantie van de gehele keten is met goede benadering gelijk aan de impedantie van de condensator  $C_{ag}$ . We moeten hierbij bedenken dat de impedantie

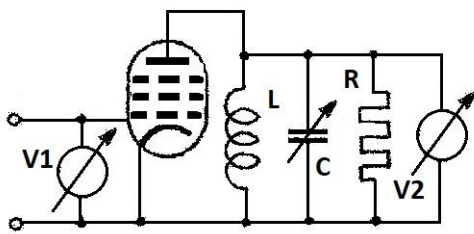


Fig. 8,15. Schakeling voor het meten van de terugwerkingsadmittantie  $Y_{ag}$ .

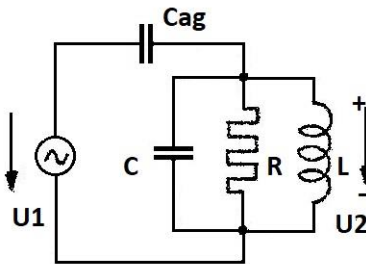


Fig. 8,16. Vereenvoudigd schema voor fig. 8,15.

tussen rooster en anode, bij niet zeer hoge frequenties praktisch kan worden voorgesteld door een condensator  $C_{ag}$ . Bij zeer hoge frequenties doen zich ook nog andere invloeden (o.a. inducties) gevoelen. De stroom  $I$  door deze keten is dan:

$$\frac{U_1}{R + \frac{1}{j\omega C_{ag}}} \approx jU_1\omega C_{ag}.$$

Hieruit volgt:  $U_2 = IR = j\omega R U_1$  en is de admittantie:

$$Y_{ag} = j\omega C_{ag} = \frac{U_2}{R U_1}.$$

Daar de voltmeters de effectieve waarde aangeven, kunnen we de terugwerkingsadmittantie ook als volgt schrijven:

$$Y_{ag} = j\omega C_{ag} = \frac{U_{2eff}}{R U_{1eff}}.$$

De terugwerkingsadmittantie heeft, zoals we in het voorgaande hebben gezien, een verkleinende invloed op de ingangsimpedantie (Miller-effect). Vooral bij hoge frequenties van de roosterspanning kan de ingangsimpedantie dan gemakkelijk te klein worden.

Om dit te voorkomen moet de waarde van  $C_{ag}$  dus zo klein mogelijk gehouden worden (pentode). Een ander gevolg van de aanwezigheid van  $C_{ag}$  is dat energie vanuit de anodekring via  $C_{ag}$  overgedragen wordt naar de roosterkring, hetgeen tot parasitair oscilleren kan leiden.

Om de hoeveelheid energie die naar de roosterkring wordt gevoerd te beperken, kan men ook de anodewisselspanning verkleinen. Dit moet dus tot stand worden gebracht door de versterking te verminderen of de anode-impedantie te verkleinen.



### 8.11. Het meten van de complexe steilheid

Indien aan het rooster van een buis een wisselspanning met zeer hoge frequentie is verbonden, dan gaat de tijd die de elektronen nodig hebben om vanuit de kathode de anode te bereiken een rol spelen in de gedragingen van de buis.

De tijd die de elektronen nodig hebben om de afstand tussen kathode en anode te doorlopen, de looptijd der elektronen, is dan niet meer klein ten opzichte van de trillingstijd van de roosterwisselspanning. De elektronen bereiken te laat de anode en gaat de anodestroom na-ijlen op de roosterwisselspanning. Bij lage frequenties is de looptijd te verwaarlozen ten opzichte van de trillingstijd van de roosterwisselspanning en is de anodestroom in fase met roosterwisselspanning. De fasehoek waarmee de anodestroom bij hoge frequenties na-ijlt op de roosterwisselspanning is nagenoeg evenredig met de frequentie.

Deze faseverschuiving tussen anodestroom en roosterwisselspanning kan men in rekening brengen door de steilheid van een buis niet als een reële grootte maar als een complexe grootte op te vatten.

De absolute waarde en de fasehoek van de steilheid kunnen worden gemeten met de schakeling die in fig. 8,17 is weergegeven. Het stuurrooster van de buis is door een kleine weerstand  $R_g$  met de kathode verbonden. (De

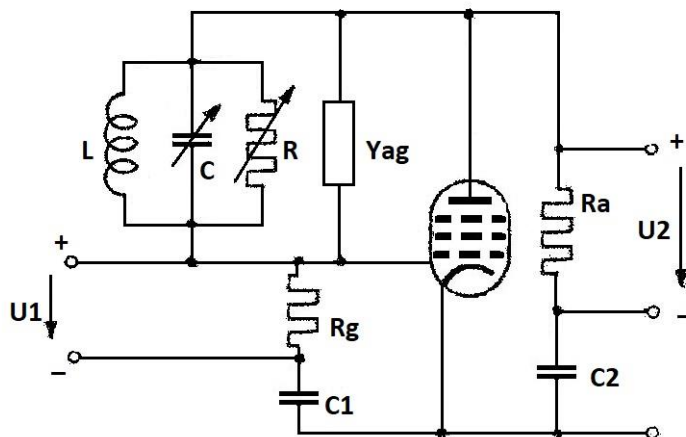


Fig. 8,17. Schakeling voor het meten van de complexe steilheid.

De admittantie van deze parallelschakeling noemen we  $Y_s$ . Met voldoende benadering kunnen we  $Y_{ag} = j\omega C_{ag}$  stellen'

Tussen rooster en kathode wordt een kleine spanning  $U_1$  aangesloten.  $R$  en  $C$  worden zo ingesteld dat de spanning  $U_2$  die over de weerstand  $R_a$  ontstaat, nul is. We moeten hierbij bedenken dat in de eerste plaats door  $R_a$  een stroom optreedt ten gevolge van de roosterspanning  $U_1$ ; daar  $R_a$  zeer klein is ten opzichte van  $R_i$  van de buis, kunnen we voor deze stroom praktisch  $I_a = S U_1$  schrijven. In de tweede plaats vloeit door  $R_a$  ook een stroom die door  $U_1$  wordt veroorzaakt en loopt van rooster via  $Y_1$  en  $Y_{ag}$  door  $R_a$  naar de kathode. Als we bedenken dat  $R_a$  praktisch geen invloed heeft op de stroom, dan is deze laatste stroom  $U_1 = (Y_s + Y_{ag})$ . De stroom  $U_1 = (Y_s + Y_{ag})$  vloeit echter in tegengestelde richting door  $R_a$  als de stroom  $S U_1$ . Is de stroom door  $R_a$  en derhalve ook de spanning  $U_2$

capaciteit) van de condensator  $C_1$  is zo groot dat zijn impedantie kan worden verwaarloosd; hetzelfde geldt voor de condensator  $C_2$ .) Ook de anode is over een kleine weerstand  $R_a$  met de kathode verbonden.

Tussen anode en stuurrooster is, behalve de terugwerkingsadmittantie  $Y_{ag}$  een parallelschakeling van een spoel  $L$ , een condensator  $C$  en een weerstand  $R$  aangebracht; de weerstand  $R$  en de capaciteit van de condensator kunnen worden gevarieerd.

R.T.

130 MM

Nadruk verboden

Over  $R_a$  gelijk aan nul, dan moet:

$$U_1 S - U_1(Y_s + Y_{ag}) = 0.$$

Daar  $Y_s = \frac{1}{R} + j\omega C + \frac{1}{j\omega L}$  en  $Y_{ag} = j\omega C_{ag}$  krijgen we:

$$U_1(S - Y_s - Y_{ag}) = 0$$

of:  $S - Y_s - Y_{ag} = S - \frac{1}{R} - j\omega C - \frac{1}{\omega L} - j\omega C_{ag} = 0. \dots \dots \dots (1)$

Indien we de gloeistroom uitschakelen, verdwijnt de emissie en blijft de stroom  $SU_1$  ook achterwege. We verstemen de condensator  $C$  zodanig dat de spanning  $U_2$ , die nu dus alleen via  $Y_s + Y_{ag}$  wordt veroorzaakt, zo klein mogelijk wordt. Als deze spanning zo klein mogelijk is, betekent dit dat de admittantie  $Y_s + Y_{ag}$  minimaal is. De capaciteit die de condensator  $C$  daarbij heeft gekregen, noemen we  $C + \Delta C$ . Het is gebleken dat  $\Delta C$  positief is, dit wil zeggen dat we de capaciteit moeten vergroten om  $U_2$  op minimumwaarde, of  $Y_s + Y_{ag}$  op minimumwaarde te brengen.  $Y_s + Y_{ag}$  is minimaal in geval van resonantie. De admittantie is minimaal als  $\omega(C_{ag} + C + \Delta C) = \frac{1}{\omega L}$ .

Vervangen we in (1)  $\frac{1}{\omega L}$  door  $\omega(C_{ag} + C + \Delta C)$ , dan vinden we:

$$S = \frac{1}{R} - j\omega\Delta C.$$

Dat  $\Delta C$  positief is, volgt daaruit dat de elektronenstroom in de buis door de looptijd der elektronen achter is bij de roosterwisselspanning. 1) De faseverschuiving tussen anodestroom en roosterwisselspanning is nu bepaald door  $\tan \varphi = -\omega\Delta CR$  en de absolute waarde van de steilheid door:

$$S = \sqrt{\frac{1}{R^2} + \omega^2(\Delta C)^2}.$$

### 8.12. Het meten van de intermodulatievervorming

Als het ingangssignaal van een versterker sinusvormig is, bevat het uitgangssignaal behalve het gewenste versterkte signaal alleen componenten waarvan de frequenties gehele veelvouden zijn van de frequentie van het ingangssignaal. Door deze vervorming wordt het karakter van het geluid wel veranderd, doch de frequenties zijn harmonisch, zodat het geluid niet noodzakelijkerwijze onaangenaam klinkt.

Bij het weergeven van spraak of muziek is het ingangssignaal de som van een groot aantal sinusvormige componenten waarvan de frequenties geheel willekeurig zijn. De uitgangsspanning bevat dan componenten waarvan de frequenties gehele veelvouden zijn van die van de componenten van het ingangssignaal, maar bovendien met frequenties die niet harmonisch gelegen zijn ten opzichte van de frequenties van het ingangssignaal. Deze componenten zijn het, die het geluid, afkomstig van een overbelaste versterker, zo onaangenaam doen klinken.

- 1) We kunnen dit als volgt verduidelijken. Bij ingeschakelde gloeistroom moet de spanning  $U_1$  de spanning die door de stroom  $SU_1$  over  $R_a$  wordt ontwikkeld, tegenwerken door een stroom via  $Y_s$  door  $R_a$  te zenden. De stroom  $SU_1$  is ten gevolge van de looptijd der elektronen achter bij  $U_1$ , dus de hierbij behorende spanning over  $R_a$  ook. De spanning over  $R_a$  en de stroom door  $Y_s$  moet dus ook na-ijlen op  $U_1$ . De afgestemde kring  $Y_s$  gedraagt zich dus inductief. Bij uitschakeling van de gloeistroom zal de spanning die over  $R_a$  komt te staan via  $Y_s$  minimaal zijn als  $Y_s$  in resonantie gebracht moet worden. Hiertoe moet de capacatieve reactantie van  $C$  worden verkleind en dus  $C$  worden vergroot; met andere woorden is  $\Delta C$  dus positief.

Oplossingen inzenden van de opgaven MM, nr. 208 t/m 212.



### 8.12. Het meten van de intermodulatievervalsing (vervolg)

Indien de buis een karakteristiek heeft die als een kwadratische functie is voor te stellen, dus:  $I_a = I_{a_0} + aU_g + bU_g^2$ , dan zal, als de buis belast is met een zuivere weerstand, de uitgangsspanning als volgt voor te stellen zijn:  $U_u = U_0 + aU_g + bU_g^2$ .....(1)

Wordt de ingangsspanning gevormd door de som van twee sinusvormige spanningen, dan kunnen we deze voorstellen als:

$$U_g = \hat{U}_1 \sin \omega t + \hat{U}_2 \sin pt \dots\dots\dots(2)$$

Substitueren we uitdrukking (2) in (1) dan geeft dit:

$$U_u = U_0 + a\hat{U}_1 \sin \omega t + a\hat{U}_2 \sin pt + b(\hat{U}_1 \sin \omega t + \hat{U}_2 \sin pt)^2$$

of:

$$U_u = U_0 + a\hat{U}_1 \sin \omega t + a\hat{U}_2 \sin pt + b\hat{U}_1^2 \sin^2 \omega t + 2b\hat{U}_1 \hat{U}_2 \sin \omega t \sin pt + b\hat{U}_2^2 \sin^2 pt.$$

$$U_u = U_0 + a\hat{U}_1 \sin \omega t + a\hat{U}_2 \sin pt + \frac{1}{2}b\hat{U}_1^2 - \frac{1}{2}b\hat{U}_1^2 \cos 2\omega t - b\hat{U}_1 \hat{U}_2 \cos(\omega + p)t + b\hat{U}_1 \hat{U}_2 \cos(\omega - p)t + \frac{1}{2}b\hat{U}_2^2 - \frac{1}{2}b\hat{U}_2^2 \cos 2pt \dots\dots\dots(3)$$

De componenten met de frequenties  $2\omega$  en  $2p$  veranderen iets aan het karakter van het geluid ( $2^e$  harmonischen) echter de componenten met de frequenties  $\omega + p$  en  $\omega - p$  veroorzaken het onaangename geluid. We wensen dus deze componenten te meten en doen dit met behulp van de meetschakeling volgens fig. 8,18.

Twee toongeneratoren leveren ieder een sinusvormige spanning, de ene een hoge frequentie, de andere een lage frequentie. We nemen aan dat bij de twee gekozen frequenties de versterking nagenoeg gelijk is. Is de versterking van de versterker nogal afhankelijk van de frequentie, dan moeten we hiervoor twee frequenties kiezen, die minder van elkaar verschillen.

In spraak en muziek is de amplitude voor de lage tonen gemiddeld groter dan die voor de hoge tonen. Voor deze verhouding kiezen we gewoonlijk 4 : 1. Om de resultaten der meting zo goed mogelijk te laten overeenkomen met de praktische voorkomende gevallen nemen we de spanningen der toongeneratoren ook in deze verhouding, dus de spanning van bijvoorbeeld 60 Hz viermaal zo groot als die van 10 000 Hz.

Met behulp van twee transformatoren worden beide spanningen in serie toegevoerd aan de ingang van de te onderzoeken versterker. Wordt de versterker gebruikt voor een luidspreker dan vervangen we bij de meting deze luidspreker door een weerstand  $R_1$  gelijk aan de weerstand van de luidspreker bij 400 Hz. De spanning over deze weerstand kan worden voorgesteld (3).

Na deze weerstand volgt een hoogdoorlaatfilter dat de frequenties  $\omega - p$  en hoger doorlaat en de lager gelegen frequenties zo veel mogelijk verzwakt. De frequentie  $2\omega$  die in de uitgangsspanning voorkomt, is zo hoog dat de uitgangstransformator van de versterker de component met deze frequentie nagenoeg geheel onderdrukt.

Aan de uitgang van het hoogdoorlaatfilter houden we dus de volgende componenten over:

$$\begin{aligned} U_u &= a\hat{U}_1 \sin \omega t - b\hat{U}_1 \hat{U}_2 \cos(\omega + p)t + b\hat{U}_1 \hat{U}_2 \cos(\omega - p)t = \\ &= a\hat{U}_1 \sin \omega t + 2\hat{U}_1 \hat{U}_2 \sin \omega t \sin pt = \\ &= a\hat{U}_1 \left(1 + \frac{2b\hat{U}_1 \hat{U}_2}{a\hat{U}_1} \sin pt\right) \sin \omega t = \\ &= a\hat{U}_1 \left(1 + \frac{2b\hat{U}_2}{a} \sin pt\right) \sin \omega t \dots\dots\dots(4) \end{aligned}$$

Dit is een in amplitude gemoduleerde spanning met draaggolffrequentie  $\omega$  en modulerende frequentie  $p$ , terwijl de modulatie diepte  $\frac{2b\hat{U}_2}{a}$  is. Deze spanning wordt in de meetversterker versterkt en met een diode gedetecteerd. Deze diode levert een gelijkspanning die gelijk is aan de amplitude van

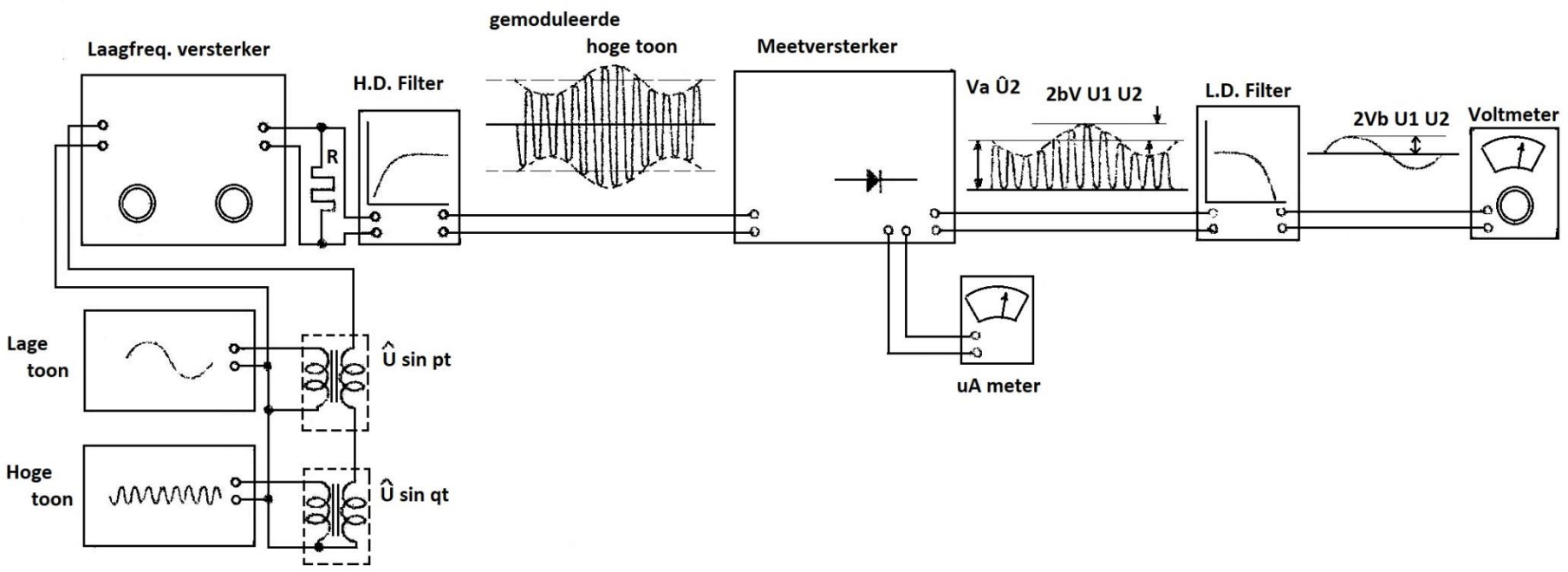


Fig. 8,18. Schakeling voor het meten van de intermodulatievorming.



de draaggolf van het gemoduleerde signaal, dus gelijk aan  $V_a \hat{U}_1$ , als  $V$  de versterking is die het signaal in de meetversterker ondervindt. Deze gelijkspanning kan worden gemeten met behulp van een  $\mu A$ -meter die in serie staat met de weerstand van het detectiefilter. De wisselspanning die de detector levert, wordt geleid door een laagdoorlaatfilter. Om de gelijkspanning die de detector levert tegen te houden, is een condensator met een grote capaciteit in serie geschakeld. Het laagdoorlaatfilter laat de lage frequentie  $p$  wel, doch de hoge frequentie  $q$  niet door. De amplitude van de uitgangsspanning van het filter  $2Vb\hat{U}_1\hat{U}_2$  wordt met de voltmeter gemeten. De verhouding van de spanning, aangegeven door de voltmeter en de spanning die volgt uit de aanwijzing van de  $\mu A$ -meter geeft de modulatie diepte en dus tevens de mate van vervorming aan.

$$\frac{V_2 b \hat{U}_1 \hat{U}_2}{V_a \hat{U}_1} = \frac{2b\hat{U}_2}{a} \dots \dots \dots (5)$$

Als de ingangsspanning van de versterker groot wordt, kunnen we het verband tussen  $U_i$  en  $U_u$  niet met voldoende benadering aangeven met uitdrukking (3) die van de tweede graad is. We moeten dan hogere machten bij de uitdrukking voor de versterker in rekening brengen. De vervorming neemt dan sneller toe met toenemende waarde van  $U_i$  dan (5) aangeeft, dus sneller dan evenredig met  $U_i$ .

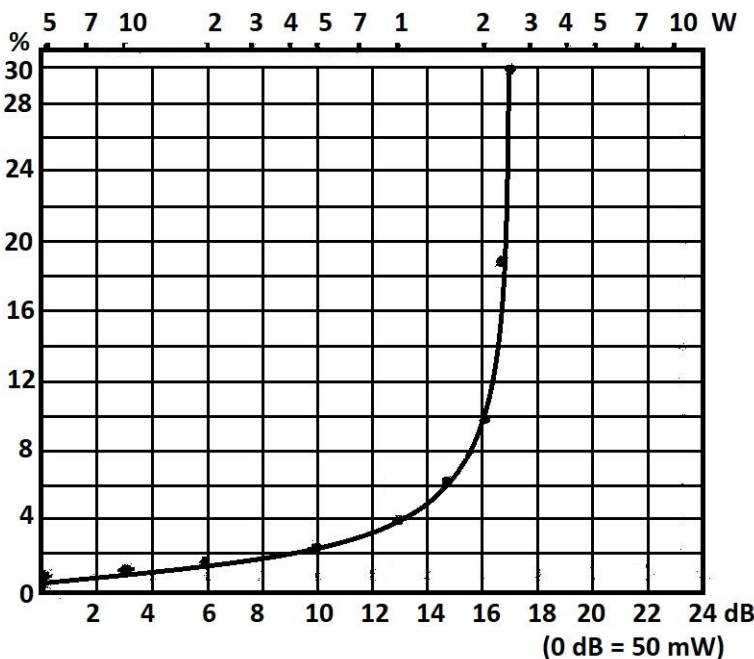


Fig. 8,19. Voorbeeld van een intermodulatiekarakteristiek van een laagfrequent versterker.

De grafiek in fig. 8,19 geeft een voorbeeld van het verloop van de intermodulatievervorming van een laagfrequent versterker gemeten met de schakeling volgens fig. 8,18,

We meten op deze wijze alleen de invloed van de tweedegraadsterm; als de vervorming snel toeneemt met toenemend uitgangsvermogen, dan dragen de termen van de hogere graad steeds meer bij tot de vervorming. Fig. 8,19 geeft de vervorming  $\frac{2b}{a} \hat{U}_1$  in procenten als functie van het uitgangsvermogen van de versterker (zie de bovenste horizontale as). Op de onderste horizontale as zijn de verschillende vermogens in

decibels aangegeven waarbij  $0 \text{ dB} = 50 \text{ mW}$ . Bij de methode volgens de in fig. 8,18 aangegeven methode moeten we er rekening mee houden dat de filters in het doorlaatgebied ook energie-verzwakking geven. Voor het verkrijgen van nauwkeurige meetresultaten is het daarom nodig de schakeling vooraf te ijken. We kunnen dit doen door aan de ingang van de versterker een tot een bekende modulatie diepte gemoduleerde spanning aan te sluiten met een draaggolffrequentie gelijk aan die hoogste frequentie waarbij we wensen te meten en een modulatiefrequentie gelijk aan de laagste frequentie, waarbij we de meting wensen te verrichten en daarbij de beide meters af te lezen.

Er bestaat een verband tussen de intermodulatievervorming en de vervorming die we in 8,4 hebben gemeten. Uitgezonderd in het geval dat de eindtrap van de versterker een balanstrap is, is de vervorming door de tweedegraadsterm het belangrijkste.



Beperken we ons tot de tweedegraadsterm, dan vinden we voor de amplitude van de tweede harmonische gedeeld door de amplitude van de eerste harmonische gemeten volgens de methode van 8,4,  $d = \frac{b}{2a} \hat{U}_1$ . Voor de verhouding van de amplitude van de component met de frequentie  $\omega - p$  tot de amplitude van de component met de frequentie  $\omega$ , volgens de methode van 8,12,  $\frac{2b}{a} \hat{U}_1$ , dus bij dezelfde waarde van  $\hat{U}_1$  een viermaal zo groot getal. Laten we een tweede harmonische van 1 % toe, dan verkrijgen we dus 4 % intermodulatievervorming als de amplituden van  $\hat{U}_1$  in beide gevallen gelijk zijn.

Zoals uit fig. 8,6 en 8,19 blijkt, neemt de vervorming bij vergroting van de ingangsspanning, dus ook van het uitgangsvermogen de vervorming eerst langzaam toe. Is eenmaal een zekere waarde overschreden, dan neemt de vervorming snel toe.

Bij het aangeven van het minimale vermogen dat een versterker kan leveren, maakt het dus niet veel verschil of de grens van de toelaatbare vervorming hoger of lager gekozen wordt. In fig. 8,19 zien we dat bij een output van 2,5 W de vervorming 30 % en dat bij een output van 2 W de vervorming gedaald is tot 10 %.

Hoewel we in het voorgaande alleen de tweedegraadsterm van de machtreeks die de buiskarakteristiek voorstelt in de beschouwing hebben betrokken, betekent dit niet dat door de hogere machtstermen geen combinatiefrequenties zouden worden ontwikkeld. Als we de derdegraadsterm in beschouwing nemen, dan blijkt al gauw dat hier ook veel combinatiefrequenties worden gevormd. We kunnen de uitdrukking van de buiskarakteristiek volgens (1) op pag. 131 aanvullen met de term  $cU_g^3$  en deze met de uitdrukking (2) verder uitwerken.

$$\begin{aligned}
 cU_g^3 &= c(\hat{U}_1 \sin \omega t + \hat{U}_2 \sin pt)^3 = \\
 &= c\hat{U}_1^3 \sin^3 \omega t + 3c\hat{U}_1^2 \hat{U}_2 \sin^2 \omega t \sin pt + 3c\hat{U}_1 \hat{U}_2^2 \sin \omega t \sin^2 pt + c\hat{U}_2^3 \sin^3 pt. \\
 cU_g^3 &= \frac{3}{4}c\hat{U}_1^3 \sin \omega t - \frac{1}{4}c\hat{U}_1^3 \sin 3\omega t + 3c\hat{U}_1^2 \hat{U}_2 \left(\frac{1}{2} - \frac{1}{2} \cos 2\omega t\right) \sin pt + \\
 &+ 3c\hat{U}_1 \hat{U}_2^2 \sin \omega t \left(\frac{1}{2} - \frac{1}{2} \cos 2pt\right) + c\hat{U}_2^3 \sin pt - \frac{1}{4}c\hat{U}_2^3 \sin 3pt = \\
 &= \frac{3}{4}c\hat{U}_1^3 \sin \omega t - \frac{1}{4}c\hat{U}_1^3 \sin 3\omega t + \frac{3}{2}c\hat{U}_1^2 \hat{U}_2 \sin pt - \frac{3}{2}c\hat{U}_1^2 \hat{U}_2 \cos 2\omega t \sin pt + \frac{3}{2}c\hat{U}_1^2 \hat{U}_2 \sin \omega t + \\
 &- \frac{3}{2}c\hat{U}_1 \hat{U}_2^2 \sin \omega t \cos 2pt + \frac{3}{4}c\hat{U}_2^3 \sin pt - \frac{1}{4}c\hat{U}_2^3 \sin 3pt = \\
 &= \frac{3}{4}c\hat{U}_1^3 \sin \omega t - \frac{1}{4}c\hat{U}_1^3 \sin 3\omega t + \frac{3}{2}c\hat{U}_1^2 \hat{U}_2 \sin pt - \frac{3}{4}c\hat{U}_1^2 \hat{U}_2 \sin(2\omega + p)t + \\
 &+ \frac{3}{4}c\hat{U}_1^2 \hat{U}_2 \sin(2\omega - p)t + \frac{3}{2}c\hat{U}_1 \hat{U}_2^2 \sin \omega t - \frac{3}{4}c\hat{U}_1 \hat{U}_2^2 \sin(\omega + 2p)t + \\
 &- \frac{3}{4}c\hat{U}_1 \hat{U}_2^2 \sin(\omega - 2p)t + \frac{3}{4}c\hat{U}_2^3 \sin pt - \frac{1}{4}c\hat{U}_2^3 \sin 3pt.
 \end{aligned}$$

We zien dat de anodestroom nog meer combinatiefrequenties bevat, dank zij de derdegraadsterm.

Oplossingen inzenden van de opgaven MM, nr. 213 t/m 217.

Hoofdstuk 9De elektronenstraaloscillograaf9.1. De elektronenstraalbuis

Een belangrijk apparaat op de meettafel van de elektronicus is de elektronenstraaloscillograaf. Met dit apparaat is men in staat diverse elektrische verschijnselen zichtbaar te maken en te bestuderen, terwijl men tevens in staat is verschillende verschijnselen te meten.

Op de eerste plaats zullen we de werking van de elektronenstraalbuis nagaan. De principiële opbouw hiervan is in fig. 9,1 weergegeven.

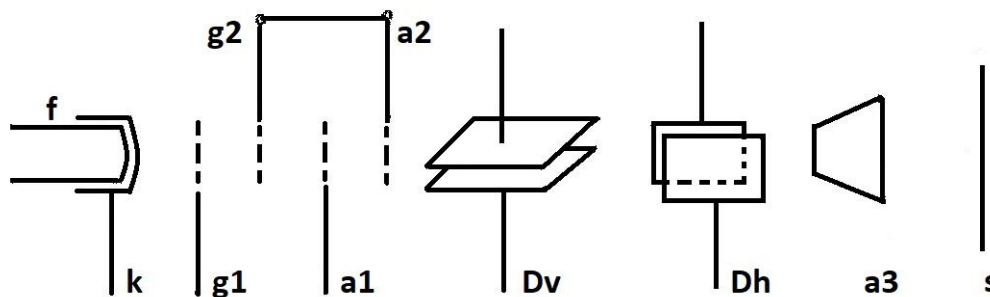


Fig. 9,1. Het principe van een elektronenstraalbuis.

Hierin is  $f$  de gloeidraad en  $k$  de kathode. Direct bij de kathode bevindt zich het stuurrooster  $g_1$ , hetgeen in het algemeen op een negatieve spanning is ingesteld. Met dit rooster kan de grootte van de elektronenstroom worden geregeld en daarmee de lighthoeveelheid op het fluorescerende scherm  $s$ . Daar het rooster  $g_1$  negatief is ingesteld neemt dit nagenoeg geen stroom op. Aan dit rooster wordt ook wel de naam "Wehnelt-cilinder" gegeven. Op  $g_1$  volgt het schermrooster  $g_2$  dat dezelfde functie vervult als het schermrooster in een pentode. Dit rooster is meestal doorverbonden met de, op positieve spanning ingestelde anode  $a_2$ . Tussen de elektroden  $g_2$  en  $a_2$  bevindt zich de zogenaamde focusseer-anode  $a_1$ ; deze elektrode heeft een positieve potentiaal ten opzichte van de kathode, echter iets lager dan de positieve potentiaal van  $a_2$ . De focusseer-anode bundelt de elektronenbeweging tot een elektronenstraal en kunnen we door de potentiaal op  $a_1$  te veranderen de scherpstelling van het beeld op het scherm veranderen.

De focusseer-anode  $a_1$  neemt nagenoeg geen elektronen op ten gevolge van de hogere positieve potentialen op  $g_2$  en  $a_2$ . De anode  $a_2$  vervult de functie van versnellingsanode. Hoewel het niet in de bedoeling ligt dat deze veel stroom opneemt, is dit toch niet te vermijden. Indien de potentiaal op  $a_1$  nul is, kan de stroom die  $g_2$  en  $a_2$  gezamenlijk opnemen wel enige mA bedragen. De afbuigplaten worden gevolgd door een naversnellingsanode  $a_3$ . Met deze naversnelling wordt het weer te geven beeld een grotere helderheid en kwaliteit gegeven, daar de elektronen met grotere snelheid, dus met meer energie, de fluorescerende laag treffen.

Veelal is de naversnellingsanode, die de elektronen die de afbuigsystemen hebben doorlopen nogmaals versnelt, uitgevoerd als een geleidende laag aan de binnenkant van de kegelvormige glazen buis.

Ten slotte volgt het fluorescerende scherm  $s$ , hetgeen in het algemeen uitgevoerd is als een slechte geleider. Als de elektronen van de elektronenstraal het scherm treffen, hopen zij zich daar plaatselijk op en veroorzaken daar een negatieve lading. Naarmate deze negatieve lading toeneemt, worden de nieuw aankomende elektronen minder sterk aangetrokken en kunnen zelfs worden afgestoten. De helderheid van het beeld neemt hierdoor voortdurend af.

Om dit te voorkomen wordt het fluorescerende scherm bedekt met een laagje materiaal dat een grote secundaire emissie kan leveren, zodat gemiddeld elk erop vallend primair elektron meer dan een secundair elektron vrijmaakt. Deze secundaire elektronen worden aangetrokken door de naversnellingsanode, of als deze ontbreekt, door de anode  $a_2$ . Er stelt zich een evenwichtstoestand in waarbij gemiddeld evenveel elektronen het scherm verlaten als er primair op vallen.

De lading van het scherm blijft dus nul. De naversnellingsanode neemt dus evenveel secundaire elektronen op als er primair op het scherm vallen, dus kunnen we zeggen dat deze anode de straalstroom opneemt. Deze straalstroom is ongeveer 10 % van de stroom die door  $g_2$  en  $a_2$  wordt opgenomen.

De elektronen arriveren met een grote snelheid op het fluorescerende scherm. Door de grote hoeveelheid kinetische energie waarmee dit treffen gepaard gaat, zal het scherm oplichten. Voor een goede weergave van het beeld is het nodig dat het scherm nalichtend is; dit wil zeggen, dat het, nadat de elektronenstraal is verplaatst, de lichtgeving nog even blijft bestaan.

De spanningsverandering op de verticale of horizontale afbuigplaten heeft dus ten gevolge dat de elektronenstraal wordt afgebogen en op een ander punt het scherm treft. De verplaatsing van het trefpunt is afhankelijk van de grootte van de spanningsverandering op de afbuigplaten en van de snelheid van de elektronen. Deze snelheid is in grote mate afhankelijk van de potentiaal van de anode  $a_2$  en van het scherm.

De grootte van de verplaatsing van het trefpunt in cm in verhouding tot de spanningsvariatie op de afbuigplaten in volts, wordt de gevoeligheid van de elektronenstraalbuis genoemd.

De gevoeligheid is ook afhankelijk van de afstand van de afbuigplaten onderling en van de afstand van de afbuigplaten tot het scherm. De kwaliteit en de helderheid van het beeld kan worden verbeterd door nog meer naversnelling toe te passen.

In fig. 9,2 is het principe weergegeven van een elektronenstraalbuis waarin nog twee extra versnellingsanodes  $a_4$  en  $a_5$  zijn aangebracht. De spanning van de naversnellingsanodes moet opvolgend steeds iets hoger worden. De uitwijking wordt door de eerste naversnellingsanode nog wel iets verkleind, echter niet belangrijk.

Om te voorkomen dat de naversnelling geen aanleiding tot vervorming geeft (de elektronen die zich het dichtst langs de afbuigplaten bewegen worden meer versneld dan de elektronen in het midden van de bundel); wordt de spanning van een volgende afbuiganode niet meer dan tweemaal hoger genomen dan die van de voorgaande afbuiganode.

De elektronenstraalbuis kan worden gebruikt om periodieke, met de tijd veranderende grootheden, als functie van de tijd zichtbaar te maken. Gewoonlijk wordt hiervoor gebruik gemaakt van elektrische focussing en elektrische afbuiging. Aan de platen voor horizontale afbuiging (deflectie) wordt een zaagtandvormige spanning gelegd. Als aan de platen voor verticale afbuiging geen spanning wordt gelegd, beweegt de elektronenstraal, dus ook het lichtpunt op het fluorescerende scherm zich van links naar rechts met een eenparige snelheid. Aangekomen aan de rechterzijde, springt het lichten-

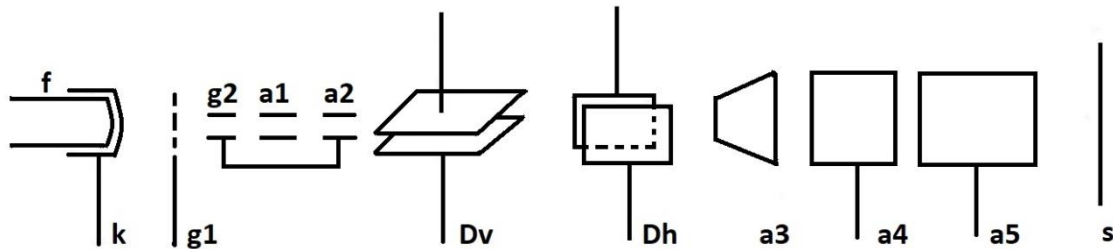


Fig. 9,2. Elektronenstraalbuis met extra naversnelling.

de punt met grote snelheid weer naar het beginpunt aan de linkerzijde terug en doorloopt opnieuw de tijdas.

De grootte waarvan men het verloop als functie van de tijd wenst te kennen, wordt, als het geen spanning is, eerst in een spanning omgezet die gewoonlijk na eerst versterkt te zijn aan de platen voor verticale afbuiging wordt gelegd. Het lichtpunt beschrijft nu de gewenste kromme.

We veronderstellen dat het te onderzoeken verschijnsel periodiek is. Om nu een stilstaand beeld te verkrijgen, laten we het licht en de punt voortdurend dezelfde baan beschrijven. Daartoe moet de tijdas synchroon met het af te beelden verschijnsel verlopen, zodat de tijdsduur van de beweging van links naar rechts een- of meermalen, in ieder geval een geheel aantal malen, de tijdsduur van een periode van het af te beelden verschijnsel is.

Hieruit volgt dat een elektronenstraal-oscillograaf de volgende onderdelen moet bevatten:

- een elektronenstraalbuis.
- een versterker voor de af te beelden spanning die een spanning afgeeft symmetrisch ten opzichte van de aarde.
- een zaagtandgenerator die met de af te beelden spanning kan worden gesynchroniseerd.
- een voedingsgedeelte dat de spanningen levert voor de elektronenstraalbuis, voor de versterker en voor de zaagtandgenerator.

De spanning voor de elektronenlens  $a_1$  moet kunnen worden ingesteld om een scherp beeld te krijgen. De spanning van het eerste rooster van de elektronenstraalbuis moet regelbaar zijn om de helderheid van het beeld naar wens te kunnen instellen. Ook de grootte van de spanningen die aan de afbuigplaten worden toegevoerd, moet geregeld kunnen worden.

## 9.2. De tijdbasisgenerator

Om de elektronenstraal de tijdas te doen beschrijven, is een zaagtandvormige spanning op de horizontale afbuigplaten nodig. Hiertoe wordt in de elektronenstraal-oscillograaf een zaagtandgenerator aangebracht. We zullen enkele typen zaagtandgeneratoren bespreken:

### a. de zelfvergrendelende oscillator of "blocking oscillator"

De werking van een dergelijke oscillator berust op het principe van een overoscillerende oscillator (zie Ea pag. 174). In fig. 9,3 is het principeschema van een dergelijke oscillator weergegeven.

De condensator  $C_1$  wordt geladen via de weerstand  $R_1$  door een spanningsbron die een hoge spanning heeft. Door hiervoor een hoge spanning te nemen, bereikt men dat de oplading van  $C_1$  lineair verloopt.

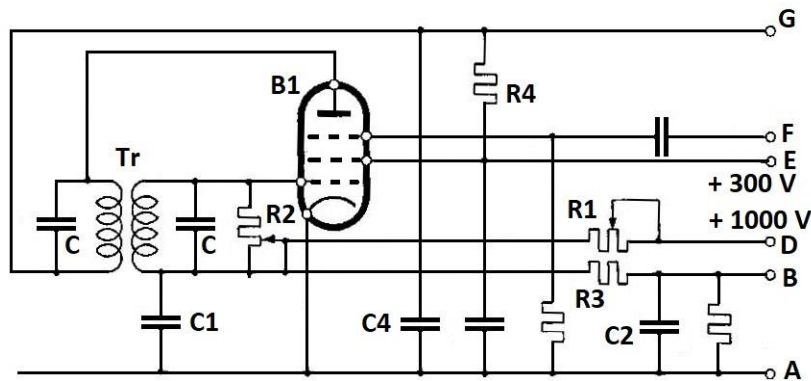


Fig. 9,3. Zelfvergrendelende oscillator.

Het is bekend dat het opladen van een condensator via een weerstand een exponentieel, dus niet lineair verloop heeft. De laadkromme heeft bij kleine waarde van de spanning op de condensator een nageenog lineair verloop. De condensator wordt ontladen met behulp van de buis  $B_1$ .

Gaan we uit van de veronderstelling dat het stuurrooster van  $B_1$  bijvoorbeeld 25 volt negatief is ten opzichte van de kathode (punt A in fig. 9,4) op het moment dat de steilheid zo klein is geworden dat het oscilleren ophoudt. De buis voert dan geen stroom, terwijl de spanning van het stuurrooster en dus ook de condensatorspanning zal stijgen ten gevolge van de positieve oplading door  $R_1$ .

Deze gaat door totdat de stuurroosterspanning zover is gestegen dat de steilheid van de buis en daarmee de versterking groot genoeg is om de schakeling te laten oscilleren. Dit zal gebeuren als de oplading in punt B is gekomen. De frequentie waarmee de schakeling zal gaan oscilleren wordt bepaald door de zelfinducties en capaciteiten die in de hf-transformator  $T_r$  voorkomen.

Gedurende het oscilleren zal op die momenten dat het rooster positief is roosterstroom optreden in de vorm van stroomstoten die de condensator  $C_1$  zullen ontladen waardoor de spanning op  $C$  en dus ook de roosterspanning daalt. Dit gaat zo lang door totdat de roosterspanning zover negatief is geworden dat het oscilleren plotseling ophoudt wegens te kleine waarde van de steilheid (punt C in fig. 9,4), hierna zal de condensator opnieuw geladen worden.

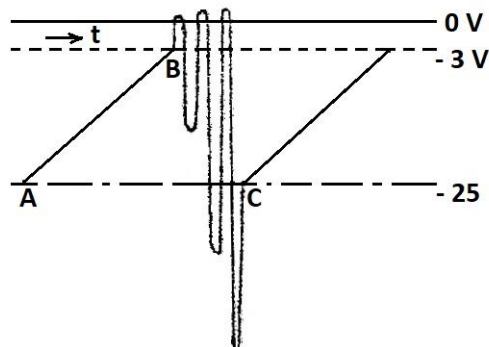


Fig. 9,4. Het verloop van de roosterspanning bij de zelfvergrendelende oscillator.

Naarmate de verliezen in de transformator  $T_r$  groter zijn zal de schakeling eerder ophouden te oscilleren. De ontlading van de condensator zal dan eerder ophouden waardoor de amplitude van de zaagtand kleiner zal worden. Door over de transformator een dempingsweerstand  $R_2$  aan te brengen, kan de amplitude van de zaagtand op eenvoudige wijze worden ingesteld.

De koppeling tussen de beide wikkelingen van de transformator moet zo vast zijn dat in elk geval overoscilleren optreedt.



De amplitude van de zaagtandspanning mag niet willekeurig worden verkleind, daar deze niet kleiner mag worden dan de waarde waarbij de buis wordt afgeknepen. Het synchroniseren van de zaagtandspanning met die van het af te beelden signaal kan plaatsvinden met behulp van het derde rooster van  $B_1$ . Door de synchroniserende spanning wordt op deze wijze de steilheid en daarmee het moment van het inzetten van de ontlading van de condensator beïnvloed zonder dat deze spanning de spanning op  $C_1$  rechtstreeks kan beïnvloeden.

Op de condensator zal, behalve de zaagtandspanning, nog een klein deel van de hf-spanning afkomstig van het oscilleren staan. Door een filter  $R_3 C_2$  kan deze hf-component op eenvoudige wijze van de uitgangsklemmen A-B worden verwijderd.

Zowel met het oog op de werking van de schakeling zelf, als voor het verwijderen van de hf-spanning is het gewenst de frequentie van de oscillator hoog te kiezen t.o.v. de hoogste frequentie van de zaagtandspanning. De frequentie van de zaagtandspanning kan worden geregeld door de weerstand  $R_1$  of de condensator  $C_1$  te veranderen.

Door een weerstand  $R_4$  op te nemen in de anodeketen van  $B_1$  kan een spanning afgenomen worden waarmee de elektronenstraal bij terugslag van de tijdbasisspanning onderdrukt kan worden. Deze spanning heeft een gemiddelde gedaante volgens fig. 9,5.

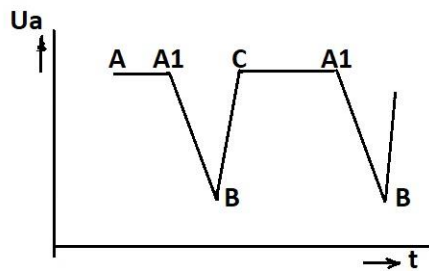


Fig. 9,5. Anodespanning in fig. 9,3

Deze spanning moet daartoe worden toegevoerd aan het stuurrooster van de elektronenstraalbuis (van klem G in fig. 9,3).

De condensator  $C_4$  dient om de hoogfrequent wisselspanning van klem G verwijderd te houden.

Gedurende de tijd BC (fig. 9,5) stijgt de gemiddelde waarde van de anodespanning tot de maximum waarde daarvan die optreedt als de buis dicht zit. De anodespanning blijft nu verder

constant zolang de anodestroom nul is, om bij toenemende anodestroom ( $A_1$ ), zodra de afknijpspanning is gepasseerd, weer af te nemen, totdat de minimale waarde van de anodespanning is bereikt. Met deze spanning kunnen we dus gedurende de terugslag van de elektronenstraal de straal onderdrukken.

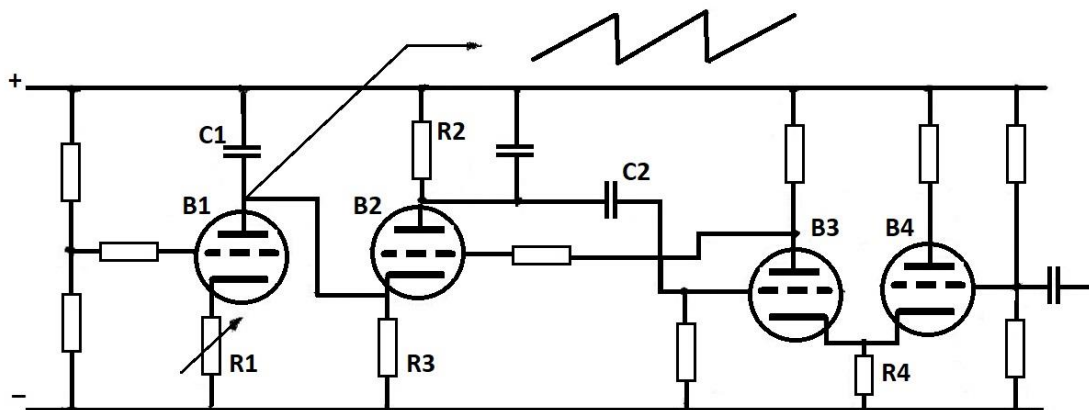


Fig. 9,6. Tijdbasisgenerator met behulp van vier trioden.

De zaagtandvormige spanning wordt tot stand gebracht op de condensator  $C_1$  waarbij de triode  $B_1$  als laadbuis optreedt. Om de laadstroom zoveel mogelijk constant te doen zijn, wordt op deze buis stroomtegenkoppeling met behulp van  $R_1$  toegepast. Tevens is hiermee de grootte van de laadstroom te regelen waarmee de frequentie van de zaagtand kan worden ingesteld.  $B_2$  vervult de functie van ontlaadbuis. Door middel van buis  $B_3$  wordt op de juiste momenten het ontladen, zowel als het laden van  $C_1$  ondersteund en versneld. De triode  $B_4$  die met  $B_3$  een gezamenlijke kathodeweerstand  $R_4$  heeft, kan voor synchronisatie worden gebruikt.

Veronderstellen we dat de buis  $B_2$  dicht zit en dat de condensator  $C_1$  geladen wordt, dan is de anodespanning van  $B_1$  en daarmee de kathodespanning van  $B_2$  dalende. Deze lading van  $C_1$  gaat zolang door totdat de kathodepotentiaal van  $B_2$  zover is gedaald dat deze buis opengaat en de condensator  $C_1$  zich kan ontladen.

Zodra de buis een stroom gaat voeren, daalt de anodespanning ten gevolge van een toename van de spanningsval over  $R_2$ . Deze anodespanningsdaling wordt via de condensator  $C_2$  medegedeeld aan het rooster van  $B_3$ . Hierdoor stijgt de potentiaal van de anode van  $B_3$  en daarmee de roosterspanning van  $B_2$ . Vervolgens gaat  $B_2$  een grotere stroom voeren en wordt  $C_1$  sneller ontladen.

Door ontlading van  $C_1$  stijgt de potentiaal van de anode van  $B_1$  en de kathodepotentiaal van  $B_2$ , totdat  $B_2$  weer dichtgaat en de ontlading van  $C_1$  is beëindigd waarna de oplading weer kan plaatsvinden.

De synchronisatiespanning wordt toegevoerd aan het stuurrooster van  $B_4$ . Dank zij de gemeenschappelijke kathodeweerstand is de anodespanning van  $B_3$  nu ook afhankelijk van de synchronisatiespanning. Deze anodespanning wordt verder toegevoerd aan het stuurrooster van buis  $B_2$  en kan op deze manier het tijdstip waarop de schakeling van laden in ontladen overgaat, worden beïnvloed.

De hierna volgende schakelingen die in de elektronenstraaloscillograaf kunnen voorkomen, worden ontleend aan de Philips Oscillograaf GM 5654. De nummering van de onderdelen komt overeen met de nummering in het schema van de gehele oscillograaf die hier in drie delen getekend in de figuren 9,14a, 9,14b en 9,14c is weergegeven.

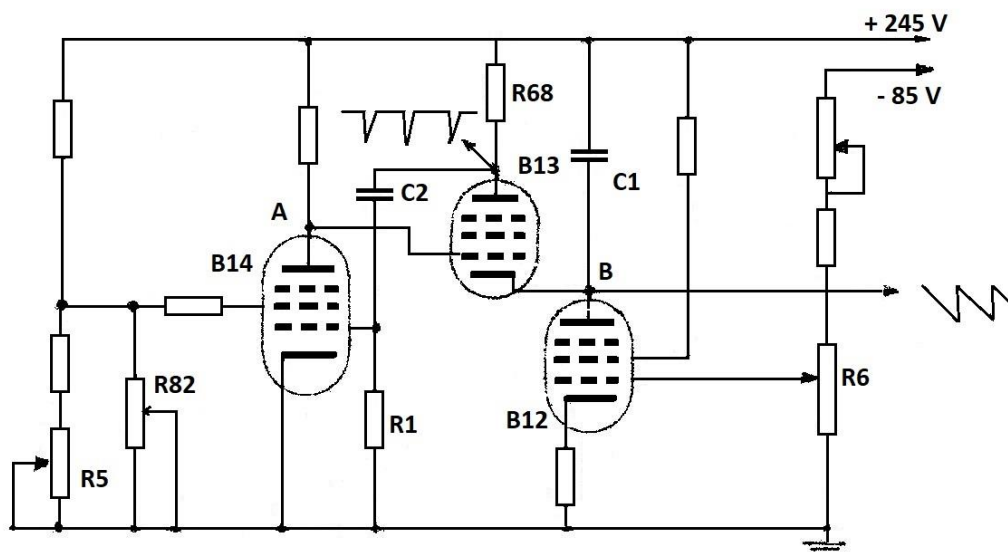


Fig. 9,7. De drie-pentoden tijdbasisschakeling.

Oplossingen inzenden van de opgaven MM, nr. 220 t/m 223.

De drie-pentodenschakeling

In fig. 9,7. Is een vereenvoudigd principeschema van de drie-pentodenschakeling weergegeven. Door de condensator  $C_1$  lineair op te laden en snel te ontladen, kunnen we tussen B en aarde een zaagtandvormige spanning afnemen. De werking van de schakeling is als volgt.

Gaan we uit van de gedachte dat de buis  $B_{14}$  geleidend is, dan is de anodespanning van deze buis laag, dus punt A en daarmee het stuurrooster van  $B_{13}$  op een lage potentiaal. Als nu  $C_1$  niet geladen is, dan is de potentiaal van punt B hoog (over  $C_1$  staat dan geen spanning). Door de hoge potentiaal van punt B en daarmee dus de kathode van  $B_{13}$ , terwijl tegelijkertijd de roosterspanning laag is, zal de buis  $B_{13}$  dicht zitten.

De laadpentode  $B_{12}$  is geleidend waardoor dus  $C_1$  met een constante stroom wordt opgeladen, de spanning op  $C_1$  zal dus lineair stijgen. Het laden van  $C_1$  gaat door totdat de spanning in punt B en op de kathode van buis  $B_{13}$  zover is gedaald dat de buis  $B_{12}$  open gaat.

Zodra de buis  $B_{13}$  opengaat, wordt de stroom in deze buis in snel tempo tot grote waarde opgevoerd met behulp van buis  $B_{14}$ . De stroomtoename in  $B_{13}$  heeft dankzij de weerstand  $R_{68}$  een spanningsdaling van de anodespanning van deze buis en daarmee een daling van de roosterspanning van  $B_{14}$  tot gevolg. De buis  $B_{14}$  gaat hierdoor dicht, zodat punt A stijgt en daarmee de roosterspanning van buis  $B_{13}$  toeneemt. Op buis  $B_{13}$  ontstaat dus bij een daling van de kathodepotentiaal een stijging van de roosterspanning, zodat de stroom zeer snel aangroeit. Met de stroom die door buis  $B_{13}$  vloeit, wordt de condensator  $C_1$  snel ontladen. De ontleding gaat door totdat de potentiaal van punt B zover is gestegen dat de buis  $B_{13}$  weer dicht gaat en de cyclus weer van voren af begint.

Als de anodespanning van buis  $B_{13}$  daalt, daalt de spanning op het rooster van buis  $B_{14}$  evenveel, waarna de condensator  $C_2$  wordt opgeladen en de spanning tussen rooster en kathode van  $B_{14}$  weer gaat stijgen. De snelheid waarmee deze spanning stijgt is afhankelijk van de  $R_{81}C_2$  - tijd. Door andere waarden voor  $C_1$  en  $C_2$  te kiezen kan de tijdbasis op een ander frequentiegebied worden ingesteld. In de oscillograaf zijn de condensatoren  $C_{57}$  en  $C_{21}$  t/m  $C_{29}$  in de plaats van  $C_1$  en de condensatoren  $C_{33}$  t/m  $C_{41}$  in de plaats van  $C_2$  te schakelen.

In de door deze condensatoren bepaalde frequentiegebieden kan de frequentie continu worden geregeld door de helling van de zaagtand te veranderen met behulp van  $R_6$ . Hierbij blijft de amplitude van de zaagtand ongewijzigd. De amplitude van de zaagtand en daarmee de breedte van het beeld kan worden gevarieerd door de gelijkspanning op het stuurrooster van de buis  $B_{13}$ , dus de spanning op de anode van de buis  $B_{14}$  te veranderen. Deze anodespanning kan worden veranderd met behulp van de verandering van de schermroosterspanning van deze buis door middel van  $R_5$ . Bij verkleining van de amplitude zal de frequentie toenemen, omdat de snelheid waarmee de condensator wordt opgeladen, dezelfde blijft. De maximale bereikbare amplitude, dus de maximale beeldbreedte wordt bij het afregelen door middel van  $R_{82}$  ingesteld.

9.3. Synchronisatie

Bij interne synchronisatie wordt een stilstaand beeld verkregen door de frequentie van de tijdbasis te synchroniseren met de frequentie van de waar te nemen spanning. Deze spanning is aanwezig in de versterker voor de verticale afbuiging. Een deel hiervan wordt gebruikt voor de synchronisatiespanning. Dit deel kan worden betrokken van het schermrooster van de laatste versterker voor de verticale afbuiging. De synchronisatiespanning kan nu worden toegevoerd aan het stuurrooster van de triode die bij de pentode  $B_{14}$  is ingebouwd. Deze triode heeft de functie van synchronisatiescheidingstrap en versterker (zie fig. 9,8).



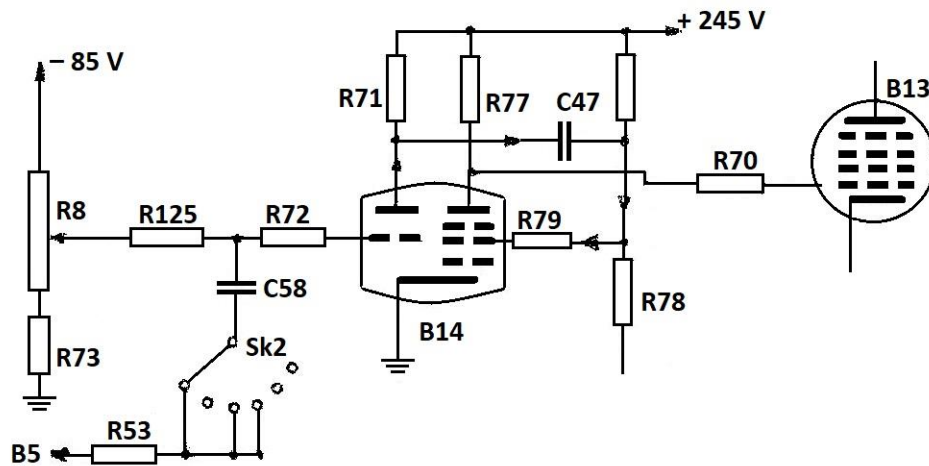


Fig. 9,8. Schakeling voor synchronisatie.

De synchronisatiespanning die door de triode wordt versterkt, wordt toegevoerd aan het schermrooster van de pentode  $B_{14}$  (via  $C_{47}$  en  $R_{79}$ ). Vanaf de anode van deze pentode wordt de synchronisatiespanning toegevoerd aan het stuurrooster van pentode  $B_{13}$ ,

Om te voorkomen dat bij hoge frequenties superpositie van de synchronisatiespanning op de tijdbasisspanning tot stand komt, hetgeen beeldvervorming tot gevolg zou kunnen hebben, wordt aan de kathode van  $B_{13}$  een correctiespanning in tegenfase toegevoerd. Deze tegenspanning wordt betrokken van  $B_{14}$  via  $R_{75}$  en  $C_{55}$  (zie ook fig. 9,9).

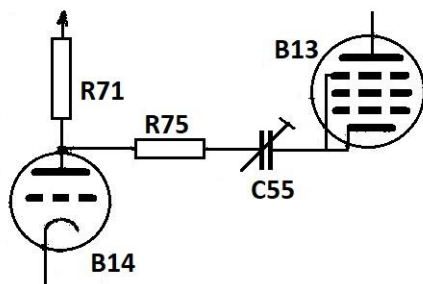


Fig. 9,9. Schakeling voor correctiespanning.

toegevoerd aan het rooster van een triode die in anodebasisschakeling staat (de linker triode van  $B_{11}$ ). Vanaf deze triode wordt de spanning medegedeeld aan de rechter triode van  $B_{11}$  die als fase-omkeerbuis werkt. De door de linker triode over  $R_{100}$  ontwikkelde spanning is in fase met de ingangsspanning. De spanning over  $R_{100}$  die werkzaam is tussen rooster en kathode van de rechter triode wordt versterkt en  $180^\circ$  gedraaid teruggevonden aan de anode van deze triode.

#### 9.4. Fase-omkeerschakeling

De van de generator afkomstige zaagtandvormige spanning voor de tijdbasis moet nu worden toegevoerd aan de horizontale afbuigplaten; echter zo dat de spanning op de ene afbuigplaat in tegenfase is met de spanning op de andere afbuigplaat.

Hiervoor is een fase-omkeerschakeling nodig. Een principe is in fig. 9,10 weergegeven.

Van de anode van  $B_{12}$  wordt de tijdbasisspanning toegevoerd aan een der horizontale afbuigplaten. Deze spanning wordt eveneens

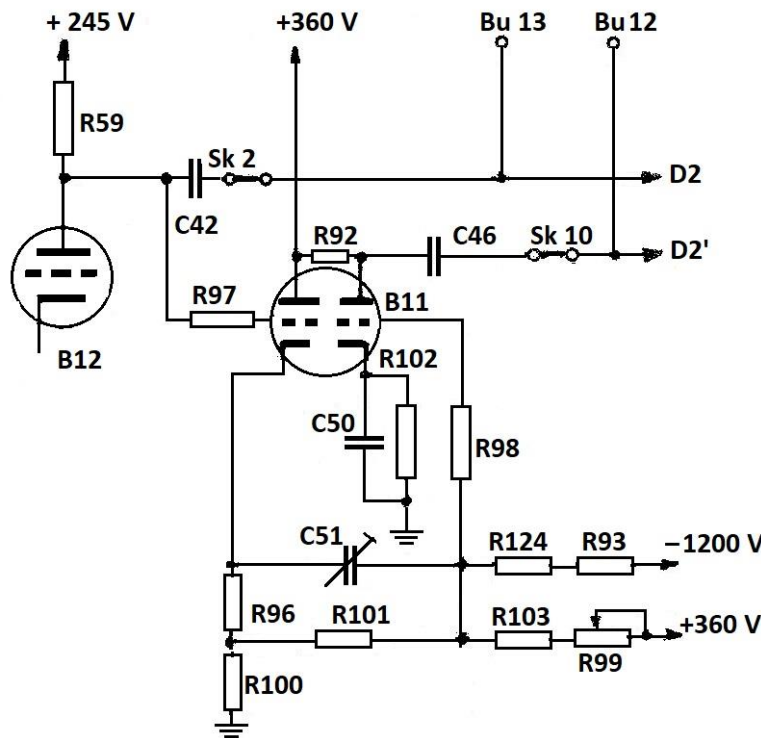


Fig. 9,10. Fase-omkeerschakeling.

9.5. Versterker voor horizontale afbuiging.

De buis  $B_{12}$  die in de zaagtandgenerator voor de tijd-basis dienst doet als laadpentode, kan ook als versterkerbuis voor de horizontale afbuiging worden geschakeld.

Daartoe is de schakelaar  $Sk_3$  voorzien van een  $11^\circ$  stand. Als de schakelaar in deze stand staat, is de schakeling zoals fig. 9,11 dit weer geeft.

Aan  $Bu_2$  die tot nu toe met aarde was verbonden, kan nu de te versterken spanning worden aangesloten ( $Sk_2$  in stand 2).

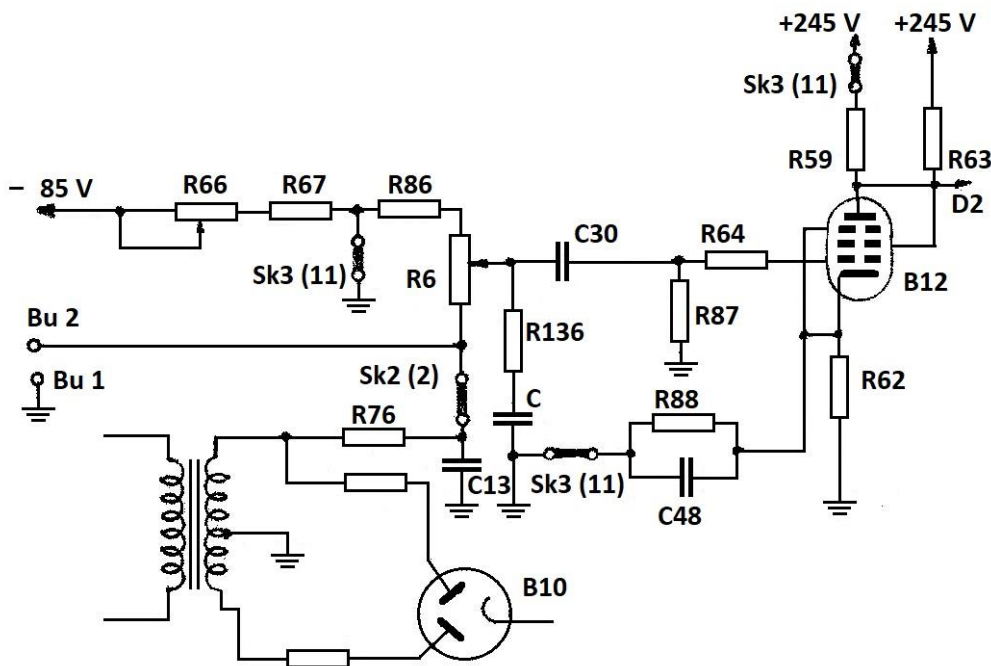


Fig. 9,11. Versterker voor horizontale afbuiging.

Met de potentiometer  $R_6$  (waarmee in de tijdbasischakeling de laadstroom en dus de frequentie wordt geregeld) wordt nu de versterking ingesteld. De versterkte spanning wordt toegevoerd aan de platen voor horizontale afbuiging, waarbij weer de fase-omkeertrap ( $B_{11}$ ) wordt gebruikt. In de fase-omkeertrap bevindt zich de bijstelcondensator  $C_{51}$  waarmee een zodanige instelling wordt verkregen dat zowel de zaagtandspanning van de tijdbasis als een eventuele rechthoekspanning (bij gebruik als versterker) in de juiste vorm aan de elektronenstraalbuis worden doorgegeven. De instelling van deze condensator geschiedt bij de fabricage.

### 9.6. De voeding van de versterker en tijdbasisgenerator

Door middel van de gelijkrichtbuis  $B_{10}$  wordt een gelijkspanning van ca. 360 Volt verkregen (fig. 9,12). Daar de amplitude zowel als frequentie van de tijdbasisspanning een grote mate van constantie moeten hebben en de synchronisatie niet mag gaan veranderen ten gevolge van eventuele variaties in de voedingsspanning, moet de voedingsspanning zeer stabiel zijn. Dit wordt in de betreffende oscillograaf bereikt met elektronische stabilisatie. Deze elektronische stabilisatie heeft tot gevolg dat de spanning van 360 Volt die door de gelijkrichter geleverd wordt, omgezet wordt in een gestabiliseerde spanning van 250 V. Door het aanbrengen van een extra afvlakfilter zakt deze spanning nog tot 245 V. Een spanning die zeer constant en vrij van rimpel is.

De werking van de stabilisatie is als volgt. De gelijkspanning van 360 V wordt toegevoerd aan de anode van de regelbuis  $B_6$ . De gestabiliseerde spanning wordt afgenomen van de kathode. Deze kathodespanning wordt constant gehouden door de invloed van de spanning op het stuurrooster, welke spanning wordt geleverd door de anode van  $B_7$ . Het stuurrooster van deze laatste buis is via een spanningsdeler  $R_{111}$  aangesloten op de uitgangsspanning. Neemt de uitgangsspanning iets toe, dan wordt het rooster van  $B_7$  minder negatief en dus de anode minder positief, evenals het stuurrooster van  $B_6$ . Dit heeft tot gevolg dat de stroom van  $B_6$  vermindert en de uitgangsspanning afneemt.

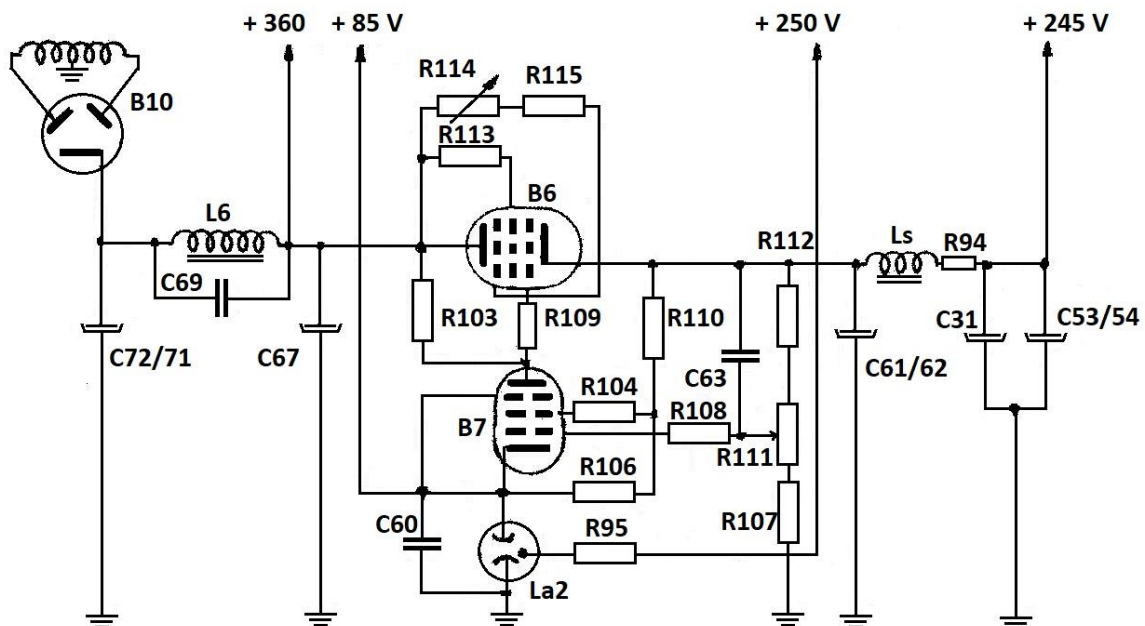


Fig. 9,12. Laagspanningsvoeding.



De uitgangsspanning kan dus slechts zeer weinig veranderen en wel minder naarmate de versterking van de schakeling met  $B_7$  groter is. De neonbuis  $La_2$  vervult hiermee de functie van referentiebus. Deze buis is opgenomen in de kathodeketen van  $B_7$ , zodat de spanning afgenomen van  $R_{111}$  wordt vergeleken met de spanning op  $La_2$  ( $+85\text{ V}$ ). Door instellen van  $R_{111}$  (in de fabriek ingesteld) kan de grootte van de uitgangsspanning worden geregeld. Om de ontsteking van  $La_2$  te bevorderen wordt de hulpanode gevoed door een spanning van  $+250\text{ V}$ .

### 9.7. Hoogspanningsvoeding van de elektronenstraalbuis

De pentode  $B_9$  die als gelijkrichtbuis is geschakeld, levert een hoogspanning van  $-1200\text{ Volt}$  (fig. 9,13).

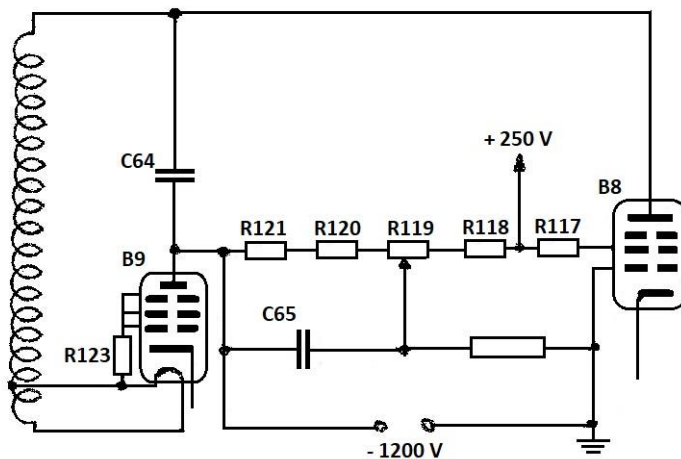


Fig. 9,13. Hoogspanningsvoeding voor elektronenstraalbuis.

ontstaat, zodat de uitgangsspanning die het verschil is van de spanning over  $C_{64}$  en over  $B_8$  slechts weinig stijgt. De uitgangsspanning blijft zo binnen nauwe grenzen constant. Met  $R_{119}$  wordt de grootte van de spanning over  $B_8$  ingesteld, hetgeen uiteraard bij de fabricage is geschied.

### 9.8. De elektronenstraaloscillograaf no. GM 5654 van Philips

In de figuren 9,14a, b en c zijn de drie delen getekend waaruit het prinsipeschema van deze oscillograaf in zijn geheel bestaat.

Fig. 9,14a geeft de schakeling van de verticale versterker met de meettrap weer.

Fig. 9,14b geeft de schakeling van de tijdbasis met synchronisatie en fase-omkeerbuis weer.

Fig. 9,14c geeft de schakeling van de elektronenstraalbuis met de gehele voeding van de oscillograaf weer.

De leidingen waarmee deze drie delen onderling verbonden worden, zijn met gelijklopende letters aangegeven.

Om de invloed van netspanningsvariaties en van de rimpelspanning te verminderen is een tweede pentode  $B_8$  gebruikt die als stabilisator is geschakeld. Het stuurrooster van  $B_8$  is via een spanningsdeler aangesloten op de uitgangsspanning van  $B_9$ . Indien deze spanning toeneemt wordt ook het stuurrooster van  $B_8$  meer negatief waardoor een grotere spanningsval over  $B_8$

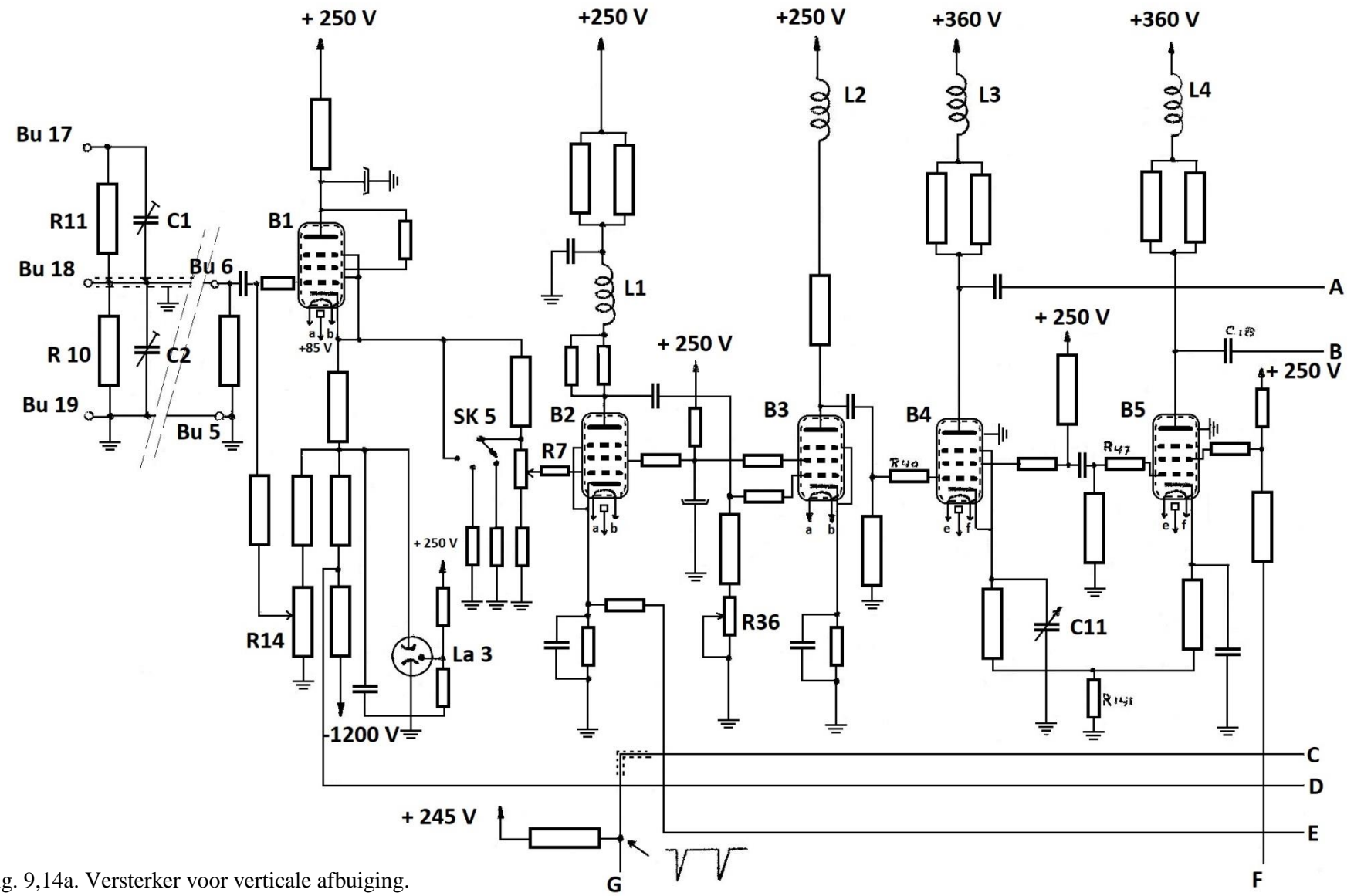


Fig. 9,14a. Versterker voor verticale afbuiging.

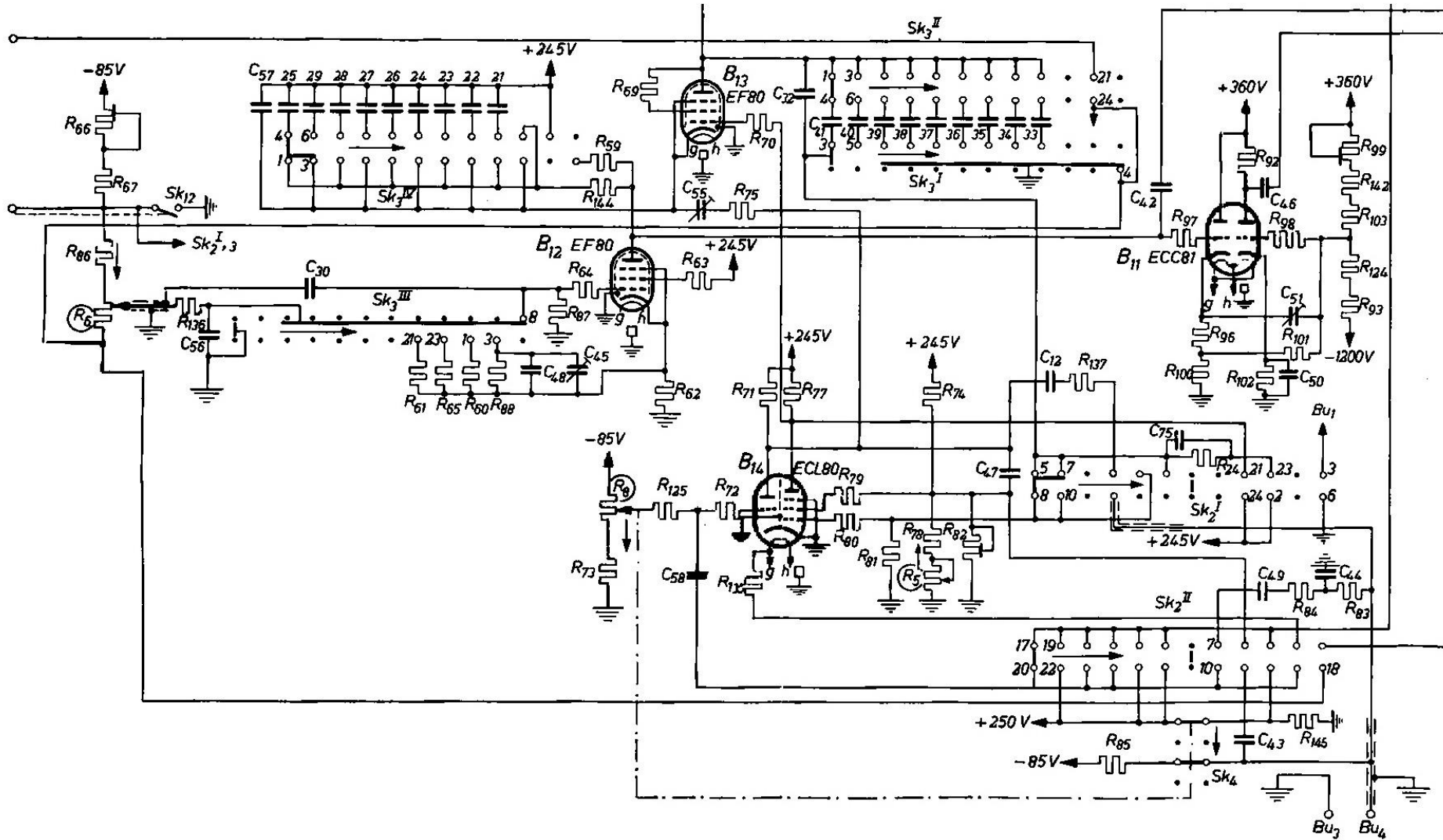


Fig. 9,14b. Tijdbasischakeling met synchronisatie en fase-omkeerbuus.

R.T.

148 MM

Nadruk verboden

#### a. De meetkop

De maximale spanning die op de ingangsklemmen  $Bu_5$  en  $Bu_6$  van de oscillograaf mag worden aangesloten is  $14 V_{eff}$ . Om dit spanningsbereik te vergroten wordt op deze ingang een meetkop aangesloten, waarmee op de klemmen  $Bu_{17} - Bu_{19}$  een spanning van maximaal  $280 V_{eff}$  aangesloten mag worden, daar de meetkop dan  $20 \times$  verzwakt. Als de klem  $Bu_{17}$  gebruikt wordt, dan wordt klem  $Bu_{18}$  afgeschermd. Als de spanning op de klemmen  $Bu_{18} - Bu_{19}$  wordt aangesloten, vindt geen verzwakking plaats, dus mag deze spanning ook niet groter zijn dan  $14 V_{eff}$ .

Het principe van de meetkop is in fig. 9,14a aangegeven, links van de klemmen  $Bu_5$  en  $Bu_6$ .  $C_i$  stelt de bedradings- en ingangscapaciteit van de verticale versterker samen voor en staat parallel aan een weerstand van  $0,5 M\Omega$  ( $R_{10} = 1 M\Omega$ ,  $R_i = 1 M\Omega$ ). Met de  $10 M\Omega$  weerstand ( $R_{11}$ ) vormen  $R_{10}$ ,  $R_i$  en  $C_i$  een filter dat de hoge frequenties meer zou verzwakken dan de lage. Om dit te compenseren wordt  $C_1$  aan de  $10 M\Omega$  weerstand ( $R_{11}$ ) en de condensator  $C_2$  aan de  $1 M\Omega$  weerstand ( $R_{10}$ ) parallel geschakeld. Het geheel is zodanig afgeregeld dat de capacatieve en de ohmse verzwakking aan elkaar gelijk zijn.

#### b. De versterker voor verticale afbuiging

De versterker voor de verticale afbuiging bevat drie trappen met in totaal 5 pentoden met grote steilheid (fig. 9,14a). De eerste buis is in anodebasis geschakeld. De volgende twee buizen zijn als versterker geschakeld, terwijl de laatste twee buizen de balanstrap vormen. De totale versterking bedraagt ca.  $800 \times$ . Met behulp van  $Sk_5$  kan de ingangsspanning  $100 \times$  verzwakt,  $10 \times$  verzwakt of rechtstreeks aan de versterker worden doorgegeven, bovendien is met  $R_7$  continu verzwakking mogelijk in een verhouding van  $16 : 1$ .

De versterker geeft kanteelspanningen met een herhalingsfrequentie van  $200 \text{ kHz}$  nog foutloos weer (met zeer geringe vervorming tot  $500 \text{ kHz}$ ). De stijgtijd (de tijd waarbinnen de amplitude toeneemt van  $10\%$  tot  $90\%$ ) blijft daarbij kleiner dan  $0,08 \mu\text{sec}$ . Een kanteelspanning met een frequentie van  $50$  of  $60 \text{ Hz}$  wordt eveneens goed weergegeven. De eerste drie buizen worden door elektronisch gestabiliseerde spanningen gevoed.

#### c. De fase-omkering

De fase-omkering voor de balansuitgang wordt verkregen door van het schermrooster van  $B_4$  een kleine spanning af te nemen en deze toe te voeren aan het rooster van  $B_5$ .

Van het schermrooster van  $B_5$  wordt een spanning afgenomen om de tijdbasis te synchroniseren.

Het principe van de tijdbasischakeling die in deze oscillograaf wordt toegepast, is hiervoor reeds besproken.

#### d. De frequentie van de tijdbasis

Het afstemmen op een andere tijdbasisfrequentie kan tot stand worden gebracht door capaciteiten van andere waarden voor  $C_1$  en  $C_2$  (fig. 9,7) te schakelen.

In het volledige schema volgens fig. 9,14b bestaat  $C_1$  uit de condensatoren  $C_{57}$  en  $C_{21}$  t/m  $C_{29}$ , terwijl  $C_2$  bestaat uit  $C_{33}$  t/m  $C_{41}$ . Deze condensatoren worden ingeschakeld door de schakelaar  $Sk_3$ .



HILVERSUM

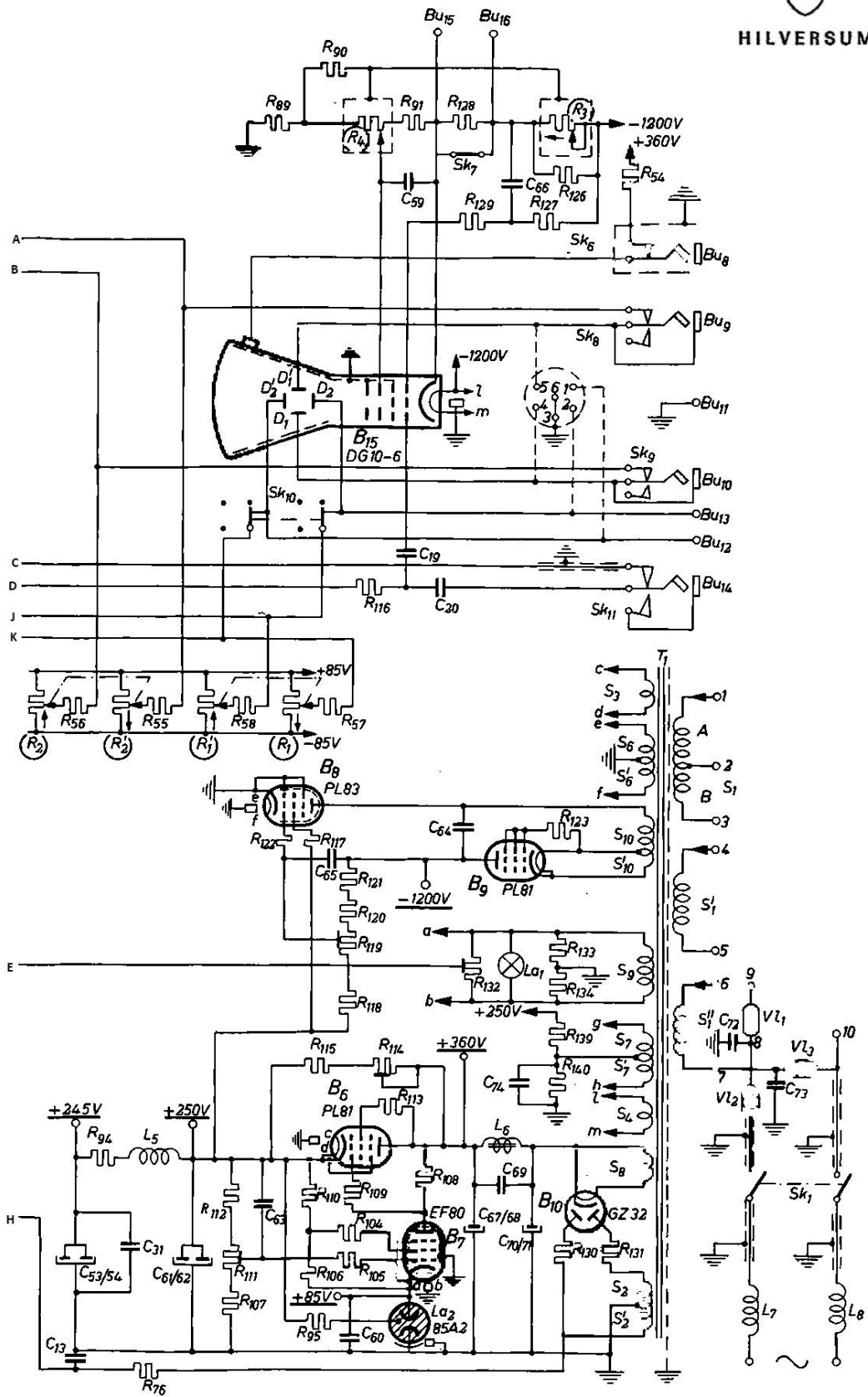


Fig. 9,14c. Schakeling van de elektronenstraalbuis met de gehele voeding van de oscillograaf.



R.T.

150 MM

Nadruk verboden

Bovendien kan in elk gekozen frequentiegebied de laadstroom en dus de helling van de zaagtandspanning binnen bepaalde grenzen nauwkeurig worden ingesteld met behulp van  $R_6$ , zodat de frequentie continu kan worden geregeld.

Hierbij blijft de amplitude van de zaagtandspanning nagenoeg constant. De verhouding tussen de minimum- en de maximumwaarde van de laadstroom is bij de fabricage met behulp van  $R_{66}$  ingesteld op ongeveer 1 : 5.

### c. De terugslagonderdrukking

De onderdrukking van de terugslag van de elektronenstraal kan tot stand worden gebracht met behulp van de negatieve spanningsimpuls die bij iedere ontlading van de condensatoren op de anode van  $B_{13}$  ontstaat.

Met behulp van schakelaar  $Sk_{11}$  kan deze spanning worden toegevoerd aan het stuurrooster van  $B_{15}$ , waardoor de terugslag van de elektronenstraal onderdrukt zal worden.

### f. Externe tijdbasis

In de stand voor externe tijdbasis (stand 3 van  $Sk_2$ ) is de interne tijdbasis uitgeschakeld. De externe tijdbasisspanning kan eventueel worden gesynchroniseerd met de op bus  $Bu_4$  aanwezige synchronisatiespanning. Deze spanning wordt afgeleid van de versterker voor verticale afbuiging en wordt via het triodedeel van  $B_{14}$  toegevoerd aan de bus  $Bu_4$ .

Bij externe synchronisatie moet de synchronisatiespanning worden toegevoerd aan de klemmen  $Bu_3$  en  $Bu_4$ . De verschillende synchronisatiemogelijkheden kunnen met  $Sk_2$  worden ingesteld.

### g. Symmetrische sturing van de elektronenstraalbuis

Om een goede beeldkwaliteit te verkrijgen wordt symmetrische sturing van de afbuigplaten toegepast. Daarbij wordt de ene plaat juist evenveel positief als de andere negatief wordt t.o.v. de versnellingsanode. Midden tussen de platen is de potentiaal dus gelijk aan de anodepotentiaal die nul is doordat de anode met aarde is verbonden.

De symmetrische sturing voor de horizontale afbuigplaten wordt verkregen door middel van de fase-omkeertrap  $B_{11}$  (fig. 9,10). Doordat de versterker voor verticale afbuiging een balansuitgang heeft, kan de spanning daarvan rechtstreeks aan de platen voor verticale afbuiging worden toegevoerd.

### h. Beeldverschuiving

Voor de verschuiving van het beeld in horizontale of verticale richting wordt in beide gevallen gebruik gemaakt van een schakeling van twee potentiometers ( $R_1 + R_1'$  en  $R_2 + R_2'$ ) waarmee gelijke hulpspanningen van tegengestelde potentiaal aan het desbetreffende platenpaar kunnen worden toegevoerd.

Oplossingen inzenden van de opgaven MM, nr. 232 t/m 237.



### 9.9. De bediening van de oscillograaf GM 5654

Alvorens het apparaat in gebruik te nemen, zorgt men voor een goede aardverbinding met het contact dat aan de achterzijde met 'aarde' is gemerkt (zie fig. 9,15). Nadat gecontroleerd is dat de spanningskiezer  $Sk_{12}$  op de beschikbare netspanning staat ingesteld kan het apparaat op de netspanning worden aangesloten.

Het apparaat wordt ingeschakeld door de helderheidsregelaar  $R_3$  (zie fig. 9,16) rechtsom te draaien tot de netschakelaar  $Sk_1$  inschakelt. Ongeveer een halve minuut na het inschakelen hebben de buizen hun bedrijfstemperatuur en kan het apparaat in gebruik worden genomen.

De helderheid en beeldscherpte wordt als volgt ingesteld:

1. De potentiometer  $R_1$  en  $R_2$  worden in de middenstand gezet.
2. De schakelaar  $Sk_2$  wordt linksom gedraaid en in de eerste stand gezet; de schakelaar  $Sk_3$  komt in de stand '1500 Hz'.
3. Draai  $R_3$  rechtsom met  $R_4$  in de stand '6', totdat een horizontale lijn op het scherm verschijnt.
4. Stel  $R_4$  zodanig in dat de lijndikte minimaal is. Bij verandering van de helderheidsinstelling ( $R_3$ ) moet soms  $R_4$  iets bijgeregeld worden.
5. De horizontale instelling wordt met  $R_1$  geregeld.
6. De verticale instelling wordt met  $R_2$  geregeld.

Het beeldscherm kan worden beschadigd als een punt gedurende lange tijd met een te grote helderheid op dezelfde plaats blijft staan.

Bij niet-gebruik draait men dus steeds  $R_3$  zover linksom totdat het beeld is verdwenen.

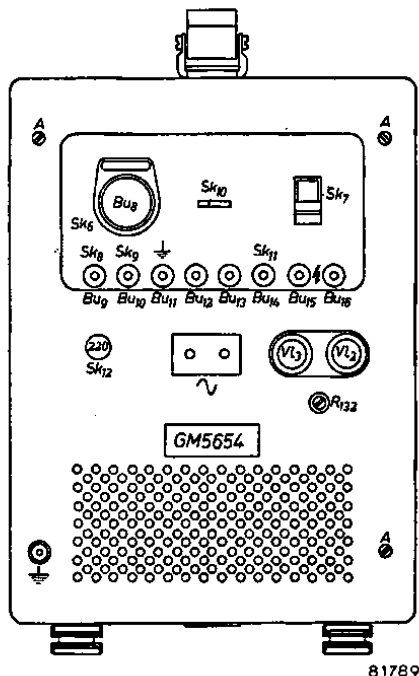


Fig. 9,15. Achteraanzicht van de oscillograaf.

Wanneer gebruik gemaakt wordt van de versterker voor verticale afbuiging, dan wordt de onbekende spanning op de klemmen  $Bu_5$  (aarde) en  $Bu_6$  aangesloten. De ingangsgevoeligheid die bij een bepaalde ingangsspanning de beeldhoogte op het scherm bepaalt, kan met de schakelaar  $Sk_3$  in drie stappen  $100\times$ ,  $10\times$  en  $1\times$  worden ingesteld. De gevoeligheid in deze drie standen is respectievelijk ca.  $1000\text{ mV/cm}$ ,  $100\text{ mV/cm}$  en  $10\text{ mV/cm}$ . Verder kan de gevoeligheid in alle standen van de verzwakker continu worden ingesteld over een gebied van  $16 : 1$  door middel van  $R_7$ . Bij onbekende grootte van de ingangsspanning kan men voor een snelle instelling het beste beginnen met maximale verzwakking.

Bovengenoemde waarden gelden voor het geval dat  $R_7$  op 'maximum' staat (rechtsom). Mocht bij het regelen met behulp van  $R_7$  de lijn iets te veel in verticale richting over het scherm verplaatsen, dan kan dit worden bijgeregeld met  $R_{14}$ . Deze potentiometer is bereikbaar (met een schroevendraaier) door een gat in de rechter zijkant van het apparaat. Het is raadzaam om te vermijden dat de versterker voor verticale afbuiging gedurende lange tijd wordt overstuurd.

De maximum ingangsspanning op de oscillograaf mag om geen vervorming te veroorzaken niet groter zijn dan  $14 V_{eff}$ .

R.T.

152 MM

Nadruk verboden

Met behulp van de meetkop kunnen spanning tot  $280 V_{eff}$  worden gemeten. Indien de spanningsbron een hoge inwendige weerstand bezit (ca. 20 mega-ohm) is de maximum toelaatbare ingangsspanning (topwaarde wisselspanning + gelijkspanning) 2000 V. De wisselspanning mag daarbij niet groter dan  $280 V_{eff}$  zijn.

Aansluiting van onbekende spanning direct op de verticale afbuigplaten is nodig in de volgende gevallen:

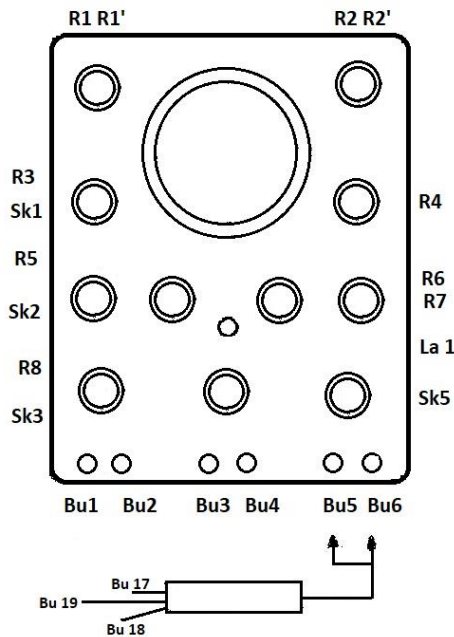


Fig. 9,16. Vooraanzicht van de oscillograaf.

- Indien de spanning hoogfrequentcomponenten (frequentie hoger dan 7 MHz) bevat die door de ingebouwde versterker niet onvervormd kunnen worden weergegeven, terwijl de spanning toch voldoende amplitude heeft.
- Indien de spanning een gelijkspanningscomponent bevat.
- Bij gebruik van de elektronenschakelaar GM 4580.

De verticale afbuigplaten kunnen direct aan de klemmen  $Bu_9$  en  $Bu_{10}$  (zie fig. 9,15) worden aangesloten. De afbuigplaten zijn dan zonder condensatoren of lekweerstand met  $Bu_9$  en  $Bu_{10}$  verbonden. Voor een goede beeldkwaliteit is het nodig dat elk der afbuigplaten in de externe circuits via weerstanden van ten hoogste  $5 M\Omega$  verbonden zijn met de punten die zoveel mogelijk een symmetrische spanning hebben t.o.v. het nulniveau.

De synchronisatieschakelaar  $Sk_2$  biedt de volgende mogelijkheden.  $Sk_2$  in stand 1:

Interne afbuiging-Interne synchronisatie.

De tijdbasisspanning die in het apparaat zelf wordt opgewekt, wordt gelegd aan de horizontale afbuigplaten. De beeldbreedte kan door middel van  $R_5$  worden ingesteld. bij terugdraaien van  $R_5$  ook  $R_8$  terugdraaien tot een vaste, doch niet te vaste synchronisatie wordt verkregen.

De tijdbasisfrequentie wordt trapsgewijze geregeld met  $Sk_3$  en kan met  $R_6$  een factor 5 continu worden geregeld. Indien de frequentie van de ingangsspanning gelijk is aan of een veelvoud is van de tijdbasisfrequentie, kan een stilstaand beeld worden verkregen door met  $R_8$  de amplitude van de synchronisatiespanning op de juiste waarde in te stellen. Het is belangrijk, vooral bij televisiesignalen, dat de synchronisatiespanning de waarde die noodzakelijk is om een stilstaand beeld te verkrijgen niet overschrijdt.

Het verdient aanbeveling  $R_8$  terug te draaien en de frequentie van de tijdbasis bij te regelen met  $R_6$  tot het beeld bijna stilstaat. Men hoeft daarna slechts  $R_8$  rechtersom te draaien tot het beeld tot stilstand is gebracht.

$Sk_2$  in stand 2: Interne afbuiging – Externe synchronisatie.

Evenals in stand 1 is de interne tijdbasisspanning ingeschakeld.

De spanning voor verticale afbuiging wordt op de ingangsklemmen  $Bu_5$  en  $Bu_6$  aangesloten. De synchronisatiespanning wordt aangesloten op de klemmen  $Bu_3$  en  $Bu_4$  (min.  $2 V_{eff}$ , max.  $50 V_{eff}$ ).



Voor een stilstaand beeld moet de frequentie van deze spanning gelijk zijn of een veelvoud zijn van de frequentie van de voor de verticale deflectie gebruikte spanning.

Eventueel kan deze spanning rechtstreeks aan  $Bu_5$  en  $Bu_6$  worden ontleend. Bij kleine horizontale amplitude moet de synchronisatiespanning met  $R_8$  worden verminderd tot een vaste (doch niet te vaste) synchronisatie wordt verkregen. De beeldbreedte wordt weer met  $R_5$  ingesteld.

$Sk_2$  in stand 3: Externe afbuiging – Interne synchronisatie.

In deze stand dient men de spanning voor de horizontale afbuiging rechtstreeks aan de elektronenstraalbuis toe te voeren, door deze spanning aan te sluiten op de bussen  $Bu_{12}$  en  $Bu_{13}$ . De versterker voor de horizontale afbuiging moet dan worden afgeschakeld door  $Sk_{10}$  in stand 'Ext' te plaatsen.

Voor synchronisatie van de externe tijdbasis kan van de 'verticale' versterker een spanning worden afgenomen van max. ca. 4 Volt bij een verticale amplitude van 50 mm, indien de belastingsweerstand groter is dan 0,1 mega-ohm. Deze spanning is beschikbaar op de bussen  $Bu_3$  en  $Bu_4$  en kan worden geregeld met  $R_8$ .

$Sk_2$  in stand 4: Fotografische registratie.

Voor de fotografische registratie van een enkele figuur is het belangrijk dat de elektronenstraal wordt onderdrukt tot het moment waarop het verschijnsel optreedt. De tijdbasis die in deze stand wordt gesynchroniseerd met de verticale afbuigspanning, kan dan worden ingeleid met behulp van een op de bussen  $Bu_3$  en  $Bu_4$  aan te sluiten externe schakelaar of rechtstreeks door de verticale afbuigspanning, gedurende een bepaalde fase van het verschijnsel.

De knop  $R_8$  wordt naar rechts gedraaid. Indien er nu een spanning van voldoende grootte aanwezig is aan de ingangsklemmen voor de verticale afbuiging, zal een periode op het scherm verschijnen (uitgezonderd het gedeelte tijdens de terugslag). De grootte van de amplitude kan met  $R_8$  worden geregeld. De snelheid waarmee de beeldstip van links naar rechts beweegt, kan worden ingesteld met  $Sk_3$  en  $R_6$ , terwijl het mogelijk is het begin van het verschijnsel vergroot weer te geven door deze verplaatsing sneller te doen plaats vinden dan de tijdsduur van het verschijnsel. Dit is vooral van belang, indien men van een aanwezige impulsspanning het voorfront wil bestuderen. Men lette erop dat bij snel lopen van de stip eerder de spanning onvoldoende wordt. Wanneer dit zich voordoet, wordt na het begin met lineaire tijdbasis verder een gedeelte van een Lissajous-figuur geschreven.

$Sk_2$  in stand 5: Interne afbuiging – synchronisatie met 50 Hz.

In deze stand wordt de horizontale afbuiging geleverd door de ingebouwde lineaire tijdbasis. Deze spanning wordt nu gesynchroniseerd met de netfrequentie. de sterkte van de synchronisatie is regelbaar met  $R_8$ . De beeldbreedte kan continu worden ingesteld met  $R_8$ .

$Sk_2$  in stand 6: Horizontale afbuiging met 50 Hz.

De horizontale afbuiging geschiedt met een spanning met de netfrequentie ( $Sk_3$  in de 11° stand: 'Her'). Deze spanning (die symmetrisch is) kan van de klemmen  $Bu_{12}$  en  $Bu_{13}$  aan de achterzijde worden afgenomen (fig. 9,15). De amplitude van de horizontale afbuigspanning wordt met  $R_6$  geregeld.

Straalonderdrukking

Normaal wordt de elektronenstraal gedurende de terugslag onderdrukt ( $Sk_7$  in stand 'Norm'). Hierdoor zijn de figuren beter te interpreteren. Door in bus  $Bu_{14}$  ('Mod') op de achterzijde van de oscillograaf een losse stekker te steken, wordt (door  $Sk_{11}$ ) de onderdrukking opgeheven. Dit kan nodig zijn bij het bepalen van de juiste frequentie die op de platen voor horizontale afbuiging is aangesloten, daar voor het bepalen van de frequentie ook de perioden tijdens de terugslag moeten worden ingesteld.

### Verticale afbuigplaten

Het is mogelijk een spanning voor verticale afbuiging rechtstreeks aan de platen toe te voeren via de bussen  $Bu_9$  en  $Bu_{10}$ . De versterker wordt dan automatisch afgeschakeld (door  $Sk_8$  resp.  $Sk_9$ ). De afbuigplaten zijn dan zonder condensatoren of lekweerstanden met  $Bu_9$  en  $Bu_{10}$  verbonden. Wenst men de versterker voor speciale doeleinden afzonderlijk te gebruiken, dan kan men de uitgangsspanning afnemen van de bussen  $Bu_9$  en  $Bu_{10}$ , waarbij de contactpennen niet te ver in de bussen moeten worden gestoken, omdat anders de aansluiting met de versterker wordt verbroken.

### Horizontale afbuigplaten

De platen voor horizontale afbuiging zijn steeds verbonden met de bussen  $Bu_{12}$  en  $Bu_{13}$ , zodat van deze bussen de interne tijdbasisspanning kan worden afgenomen wanneer de schakelaar  $Sk_{10}$  in de stand 'Intern' staat. Ook kan desgewenst op deze bussen een externe spanning voor horizontale afbuiging worden aangesloten. In dat geval moet de schakelaar  $Sk_{10}$  in de stand 'Ext' worden geplaatst, terwijl dan de keuzeschakelaar  $Sk_2$  in de derde stand ('Ext-Int') moet staan.

### Straalmodulatie

Door op de bus  $Bu_{14}$  een spanning aan te sluiten, kan dynamische straalmodulatie worden verkregen via het eerste rooster van de elektronenstraalbuis. De interne straalonderdrukking (afkomstig van de anode van  $B_{13}$ ) wordt daarbij automatisch afgeschakeld ( $Sk_{11}$ ) om te voorkomen dat de spanning voor de straalmodulatie de tijdbasis via  $B_{13}$  zou kunnen synchroniseren.

### Intensiteit

De helderheid van het beeld wordt geregeld door middel van  $R_3$ . Verder is het mogelijk het gehele beeld te onderdrukken door de schakelaar  $Sk_7$  te openen (stand 'Suppr'). Deze schakelaar is verbonden met de bussen  $Bu_{15}$  en  $Bu_{16}$  waardoor een externe schakelaar met  $Sk_7$  parallel kan worden geschakeld. Met  $Sk_7$  in geopende toestand zal het sluiten van de externe schakelaar de beeldonderdrukking weer opheffen.

### Focusering

De beeldscherpte kan worden ingesteld door met behulp van  $R_4$  de focuseringsspanning te regelen.

Oplossingen inzenden van de opgaven MM, nr. 238 t/m 241.

9.10. Metingen met de kathodestraaloscillograaf

In het voorgaande werd de werking van de oscillograaf besproken. Hierna willen we enkele gebruiksmogelijkheden van de kathodestraaloscillograaf nagaan.

Bij de meeste oscillografen vindt de horizontale afbuiging evenredig met de tijd plaats, gevolgd door een snelle terugslag. Hiervoor wordt een zaagtandvormige spanning gebruikt. Van periodieke verschijnselen is dikwijls mogelijk een goed beeld op de oscillograaf tot stand te brengen. Verschijnselen die slechts eenmaal optreden, kunnen alleen zichtbaar worden gemaakt met een lang nalichtend scherm of doormiddel van een foto.

De zaagtandvormige spanning, dienende om een periodieke functie weer te geven, wordt indien mogelijk gesynchroniseerd door de spanning waarvan de grafiek zichtbaar moet worden gemaakt. Is dit niet mogelijk dan kan synchronisatie soms wel plaatsvinden door een spanning die synchroon is met het af te beelden verschijnsel.

Is dit ook niet mogelijk dan moet de tijdbasis zo worden ingesteld dat het verkregen beeld zo goed mogelijk stilstaat. Een beeld dat langzaam in horizontale richting verschuift, is meestal nog voldoende waarneembaar. Het is echter wel noodzakelijk dat de frequentie van de niet gesynchroniseerde tijdbasis met grote nauwkeurigheid kan worden ingesteld.

In sommige gevallen wenst men een spanning zichtbaar te maken die geleverd wordt door een generator die een zeer grote inwendige weerstand heeft. Men kan die spanning dan niet zomaar aansluiten op de ingang van de versterker, daar de ingangsweerstand daarvan te laag is en dus een te grote belasting op de generator vormt. De spanning moet dan buiten de versterker om direct op de afbuigplaten worden aangesloten. Daartoe bezit de oscillograaf een schakelaar die de ingangsklemmen direct met de afbuigplaten verbindt en de versterker uitschakelt.

Is de frequentie van het af te beelden signaal hoog, dan kan de capaciteit van de schakelaar met de verbindingsdraden een ontoelaatbare belasting vormen. In een dergelijk geval moet de te onderzoeken spanning met zo kort mogelijke verbindingen rechtstreeks met de afbuigplaten worden verbonden. Aan de achterzijde van de oscillograaf bevinden zich daartoe enige klemmen.

De versterker die in de oscillograaf is ingebouwd, bestaat gewoonlijk uit twee trappen die elk afzonderlijk of tezamen uitgeschakeld kunnen worden. Tevens is een potentiometer opgenomen waarmee de versterking continu te regelen is. Het verdient aanbeveling voor het goed zichtbaar maken van een verschijnsel een zo klein mogelijk aantal versterkertrappen in te schakelen, daar het frequentiegebied dat de versterker binnen bepaalde normen lineair versterkt beperkt is en met een groter aantal versterkertrappen slechts kleiner wordt.

Om een scherp beeld te krijgen, is het nodig de elektronenstraal zo goed mogelijk te focuseren door aan de daarvoor bestemde knop te draaien totdat de lijn zo dun mogelijk is. Ook de lichtsterkte kan worden ingesteld. Naarmate de lichtsterkte groter is, wordt de verkregen lijn breder. Het is dus gewenst de lichtsterkte zo in te stellen dat een goede waarneming mogelijk is en daarna te focuseren.

Als een lichtstreep of lichtstip lange tijd op dezelfde plaats op het scherm valt, kan het scherm daar ter plaatse blijvend worden beschadigd en ongevoelig worden. Daarom moet worden voorkomen dat er lange tijd een lichtstip aanwezig is zonder dat er afbuigspanningen aanwezig zijn. Wordt de afbuigspanning enige tijd weggenomen, dan moet ook de grote lichtsterkte van de lichtstip worden teruggedraaid.

Ook wanneer de tijdbasis werkt, zodat de tijdbasis (horizontale as) op het scherm wordt geschreven, doch er geen spanning op de verticale afbuigplaten aanwezig is, kan een dergelijke beschadiging van het scherm optreden en ontstaat een blijvende horizontale streep midden over het scherm. Daar hierbij niet steeds hetzelfde plekje verlicht wordt, is het laatste geval minder groot dan het eerste.

### 9.11. Gelijkspanningen op de afbuigplaten

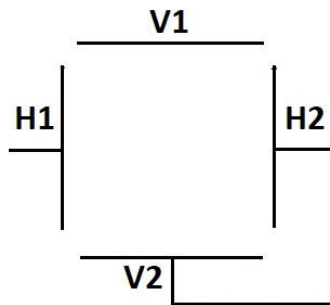


Fig. 9,17. Opstelling afbuigplaten.

In fig. 9,17 is de opstelling van de afbuigplaten weergegeven. We duiden de platen die voor de verticale afbuiging zorgen aan met  $V_1$  en  $V_2$ , terwijl de platen die voor horizontale afbuiging zorgdragen aangeduid worden met  $H_1$  en  $H_2$ . We brengen de platen  $H_2$  en  $V_2$  op gelijke potentiaal, door ze geleidend te verbinden. Deze platen kunnen dan tevens op nulpotentiaal gehouden worden.

Indien op de afbuigplaten een spanning is aangesloten, dus geen afbuiging plaatsvindt, zal de elektronenstraal een lichtpunt veroorzaken op het midden van het scherm (zie fig. 9,18a).

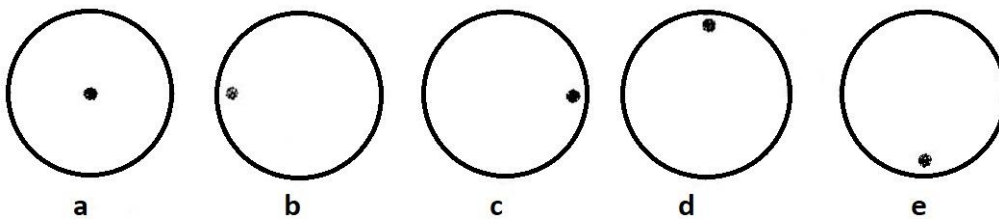


Fig. 9,18. Gelijkspanning op de afbuigplaten.

Deze stip leent zich goed om de focussing juist in te stellen. Wordt op de plaat  $H_1$  een gelijkspanning gebracht die positief is ten opzichte van  $H_2$ , dan zal de stip naar links worden verplaatst (zie fig. 9,18b).

Als de  $H_1$  negatief wordt gemaakt ten opzichte van  $H_2$ , dan zal de stip naar rechts verschuiven (zie fig. 9,18c).

Wordt de afbuigplaat  $V_1$  positief gemaakt ten opzichte van  $V_2$ , dan verschuift de stip naar boven en de stip verschuift naar beneden als de plaat  $V_1$  negatief is ten opzichte van  $V_2$  (zie fig. 9,18d en e).

De afstand waarover de stip verplaatst, is afhankelijk van de grootte van de spanning. Het is dus mogelijk met behulp van de oscillograaf de spanning te meten, nadat men eerst het van een ijking heeft voorzien. Deze ijking kan men eenvoudig tot stand brengen door de ingangsspanningen te meten die nodig is om de lichtstip tot de verschillende lijnen op het scherm te doen verplaatsen.

Het verdient aanbeveling de gelijkspanningen direct op de afbuigplaten aan te sluiten, daar eventuele schakelelementen die in de versterker voorkomen de meting ongunstig kunnen beïnvloeden.

9.12. Een sinusvormige wisselspanning op de verticale afbuigplaten

Voeren we een sinusvormige spanning aan de verticale afbuigplaten toe, dan kunnen we de tijdbasisfrequentie op verschillende waarden instellen. In fig. 9,19 is een beeld weergegeven waarbij de frequentie van de tijdbasis een vijfde deel is van die van het periodieke verschijnsel dat zichtbaar gemaakt moet worden. Hierdoor worden vijf perioden van de wisselspanning zichtbaar.

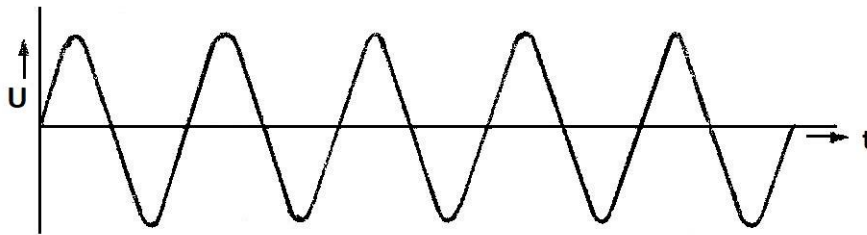


Fig. 9,19.

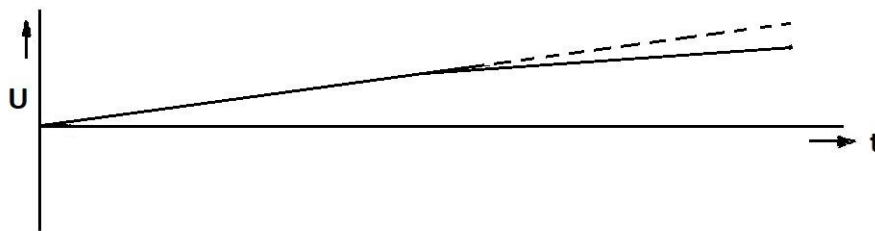


Fig. 9,20.

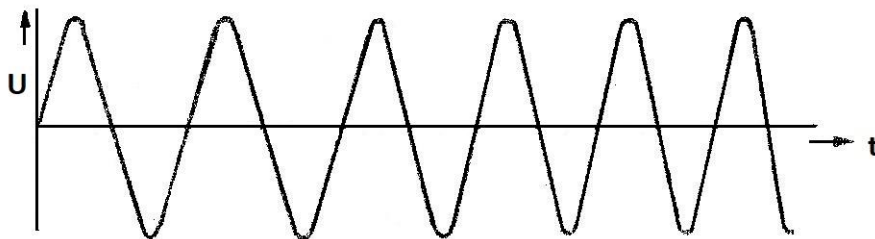


Fig. 9,21. Vorm van wisselspanning bij niet lineaire tijdbasis volgens fig. 9,20.

Indien de tijdbasisspanning gevormd wordt door een zuiver lineaire zaagtand, zal het beeld over de gehele lengte een zuivere sinusoïde voorstellen, d.w.z. elke periode neemt een even grote lengte in beslag. Is de zaagtand niet geheel lineair (zie fig. 9,20), dan zal het beeld van de wisselspanning vervormd zijn en eruit zien als in fig. 9,21 aangeeft. Daar de tijdbasisspanning niet met een constante snelheid toeneemt, zal de afstand, per periode doorlopen, kleiner worden en zien we in fig. 9,21 dat aan het einde van het beeld de perioden korter worden. Is de tijdbasisfrequentie nauwkeurig bekend, dan is uit fig. 9,19 de frequentie van de aangesloten wisselspanning te bepalen door het aantal perioden die in het beeld voorkomen te vermenigvuldigen met de tijdbasisfrequentie.



Het is natuurlijk ook mogelijk de tijdbasisfrequentie gelijk te maken aan de frequentie van de aangesloten wisselspanning. We krijgen in dit geval één periode van de wisselspanning te zien.

Ook is het mogelijk een eventuele onbekende wisselspanning te vergelijken met een bekende wisselspanning door deze beurtelings op de verticale versterker aan te sluiten, terwijl de versterking en tijdbasis onveranderd blijven. Nu kan zowel de frequentie- als de amplitudevorm vergeleken worden. Als het scherm van de oscillograaf van een ijkling is voorzien, (zie het meten van gelijkspanningen) kunnen ook wisselspanningen worden gemeten. Hierbij moet er echter om gedacht worden dat het op het scherm het eenvoudigste is de wisselspanning van top tot top te meten (zie fig. 9,22). De helft hiervan geeft dus de amplitude van deze wisselspanning, terwijl de effectieve waarde 0,7 maal de amplitude is. Hierbij moet er gelet worden op de vorm van de spanning. Is deze sinusvormig, dan is bovenstaande methode juist.

Is echter de wisselspanning vervormd, dan moet een andere weg worden bewandeld. In fig. 9,23 hebben we een wisselspanning aangegeven die ten gevolge van een vrij sterke 2<sup>e</sup> harmonische is vervormd. Hierbij moeten de beide signaalhelften afzonderlijk worden beoordeeld. De effectieve waarde van een dergelijke spanning is niet op zo'n eenvoudige wijze af te lezen als in geval van figuur 9,22.

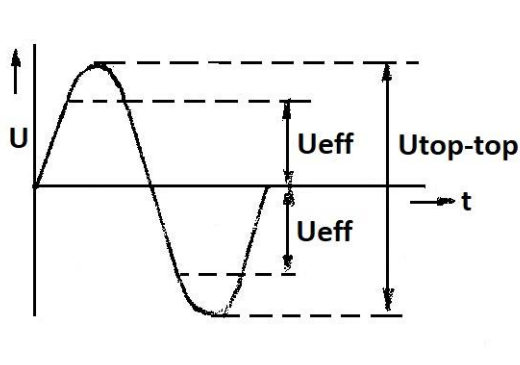


Fig. 9,22. Het meten van een wisselspanning.

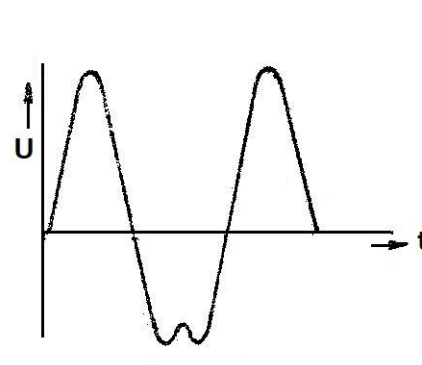


Fig. 9,23. Niet-sinusvormige wisselspanning.

### 9.13. Op de verticale- zowel als op de horizontale afbuigplaten een wisselspanning

Indien we op beide afbuigplaten een wisselspanning aansluiten, dan is de tijdbasisspanning niet nodig, dus uitgeschakeld.

Zijn de beide wisselspanningen geheel verschillend dan kan dit een gecompliceerd beeld geven als de frequenties zich als gehele getallen verhouden, dan is het beeld in het algemeen stilstaand te krijgen en kunnen we de figuur, die door de elektronenstraal beschreven wordt, goed bekijken. De figuren die op deze wijze gevormd worden, noemt men Lissajous-figuren. In fig. 9,24a, b en c zijn enkele van dergelijke beelden weergegeven.

Om de frequenties van de aangesloten wisselspanningen door vergelijking te bepalen, is het gewenst dat een der wisselspanningen een bekende frequentie heeft. De bekende wisselspanning sluiten we dan op de horizontale afbuigplaten als zogenaamde 'Externe tijdbasis' aan. Om de frequenties te vergelijken, moeten we bedenken dat een volledige op- en neergang van de lijn een periode van de wisselspanning op de verticale afbuigplaten is van de onbekende wisselspanning.

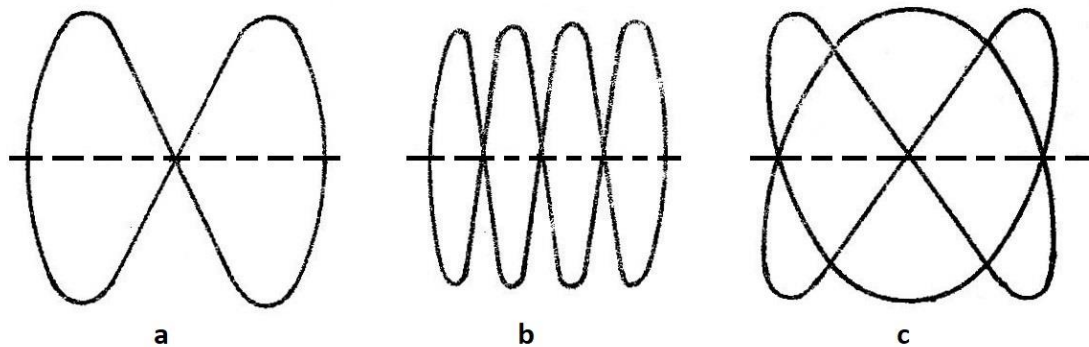


Fig. 9,24. Enige Lissajousfiguren.

Een volledige heen en weergang van de lijn betekent een periode van de wisselspanning op de horizontale afbuigplaten, dus van de bekende wisselspanning. De verhouding van de frequenties kunnen we dus vinden uit de verhouding van het aantal lijnen in horizontale en in verticale richting.

Ook kan de frequentie afgeleid worden door het aantal toppen aan de bovenkant en het aantal toppen aan de linkerkant te tellen. Zo is de verhouding van de frequentie in fig. 9,24a: 2 : 1, in fig. 9,24b; 4 : 1 en in fig. 9,24c; 3 : 2.

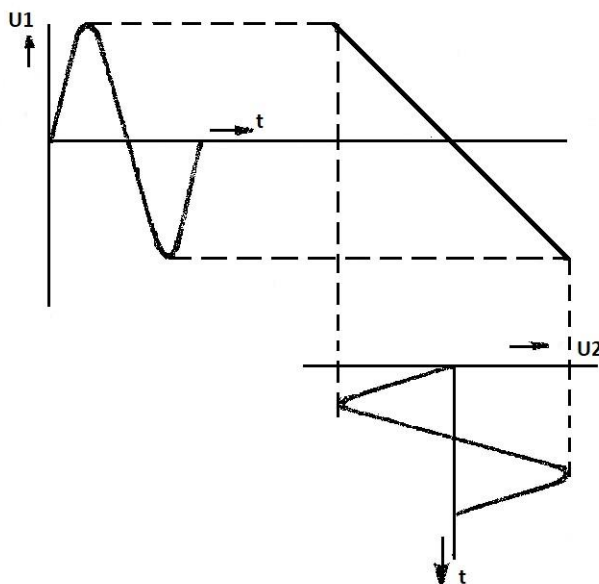


Fig. 9,25. Twee wisselspanningen met gelijke frequenties op de afbuigplaten.

Hebben de beide wisselspanningen gelijke frequenties, dan zal de onderlinge faseverschuiving de gedaante van het beeld bepalen. Veronderstellen we eerst dat de beide spanningen in fase zijn, dan zullen we een rechte lijn op het scherm zien die daar schuin over heen loopt.

(Zie fig. 9,25).

Dat dit een rechte lijn moet zijn, kunnen we aantonen als we bedenken dat de beide afbuigende spanningen die op elektronenstraal werkzaam zijn, loodrecht op elkaar staan (zie fig. 9,26).

De totaal afbuigende spanning is dus gelijk aan de wortel uit de som van de kwadraten van de afzonderlijke spanningen. Als we de verticale afbuigspanning voorstellen daar  $U_1 \sin \omega t$  en de horizontale door  $U_2 \sin \omega t$  dan is de totaal afbuigende spanning:

$$U_1^2 \sin^2 \omega t + U_2^2 \sin^2 \omega t = U_1^2 + U_2^2 \sin \omega t$$

en de hoek  $\alpha$  is dan bepaald door  $\tan \alpha = \frac{U_2}{U_1}$ .

Hieruit kunnen we constateren dat de richting waarin de resulterende afbuigspanningen werkzaam is een constante richting is; dus moet het beeld een rechte lijn zijn die een hoek  $\alpha$  met de horizontale as maakt. Als naast de frequenties ook de amplituden gelijk zijn, dan zal de lijn een hoek  $\alpha = 45^\circ$  met de horizontale as maken. Omgekeerd is de hoek die de lijn met de horizontale as maakt dus maatgevend voor de verhouding der amplituden.

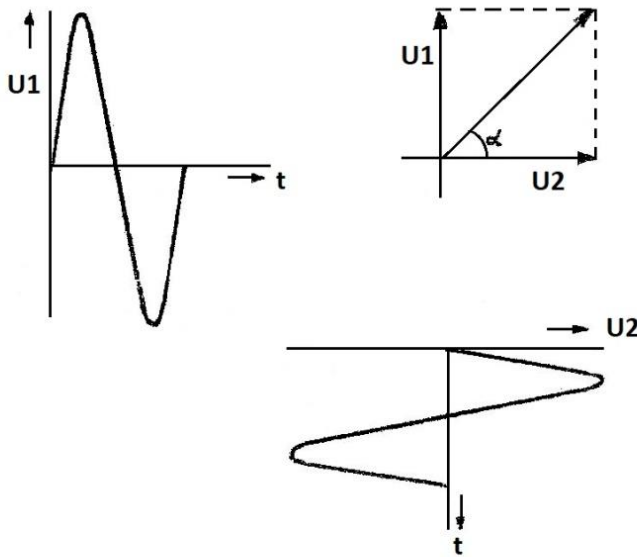


Fig. 9,26. Het optellen van twee afbuigspanningen.

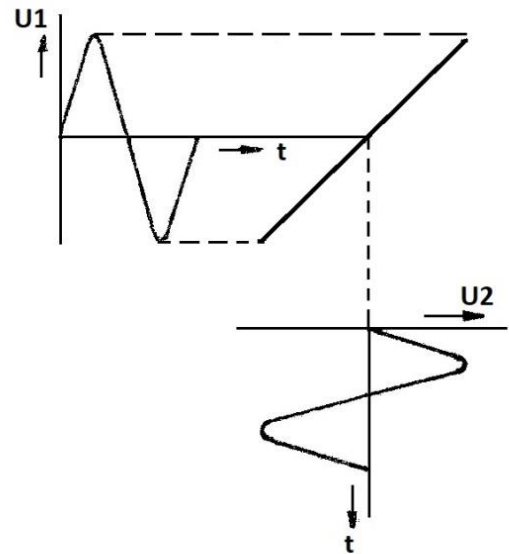


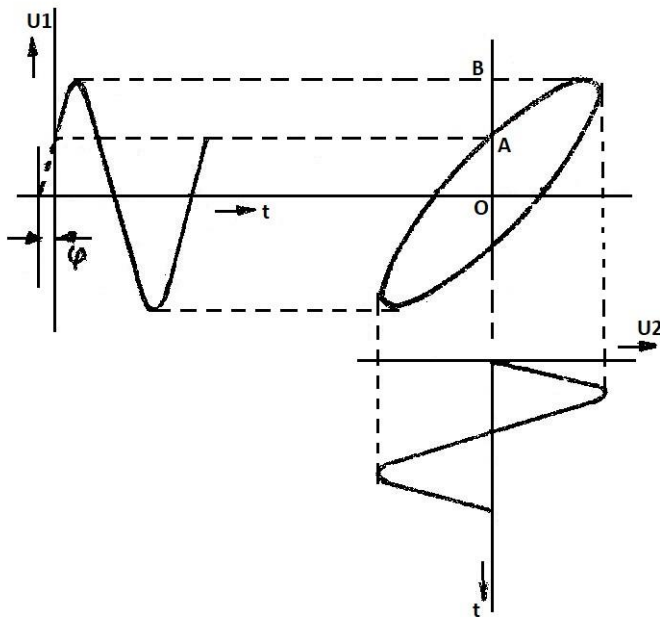
Fig. 9,27. De wisselspanningen zijn in tegenfase.

Hebben de beide spanningen een faseverschil van  $180^\circ$ , (dus in tegenfase) dan ontstaat eveneens een rechte lijn. Uit fig. 9,27 is direct op te maken dat de lijn die hierdoor ontstaat door het 2<sup>e</sup> en 4<sup>e</sup> kwadrant moet lopen. Zijn de spanningen een willekeurige hoek ten opzichte van elkaar verschoven, dan zal het beeld een gesloten kromme, bijvoorbeeld een ellips voorstellen.

In fig. 9,28 is dit weergegeven waarbij de fasehoek kleiner is dan  $90^\circ$ . De constructie van deze ellips volgt eenvoudig uit fig. 9,28. Uit deze figuur volgt verder  $OA = U_2 \sin \varphi$  en  $OB = U_2$ . Het quotiënt hiervan levert ons een gegeven betreffende de grootte van de fasehoek.

$\frac{OA}{OB} = \frac{U_2 \sin \varphi}{U_2} = \sin \varphi$ . Zijn de amplituden van de spanningen gelijk, dan ligt de ellips volkomen symmetrisch in het assenstelsel dat we op het scherm kunnen denken. Indien de spanningen gelijk in amplitude zijn, zal bij een onderlinge fase van  $90^\circ$  of  $270^\circ$  een cirkel ontstaan.

Men maakt van dit laatste verschijnsel wel gebruik om een cirkelvormige tijdbasis te vormen met een wisselspanning van bekende frequentie. Indien de mogelijkheid bij de oscillograaf bestaat, kan men met een andere (onbekende) wisselspanning de elektronenstraal periodiek onderdrukken, waardoor de figuur 9,29 ontstaat.



Als we bedenken dat de cirkel doorlopen wordt in een periode van de bekende wisselspanning en de onderbreking één maal per periode van de onbekende wisselspanning plaatsvindt, is hieruit de frequentie te bepalen.

Om de twee wisselspanningen  $90^\circ$  in fase verschoven aan de elektronenstraalbuis toe te voeren, gebruikt men de schakeling volgens fig. 9,30.

De spanning over de condensator is  $90^\circ$  in fase verschoven ten opzichte van de spanning over de weerstand.

Fig. 9,28. Twee spanningen die een hoek  $\alpha$  verschoven zijn.

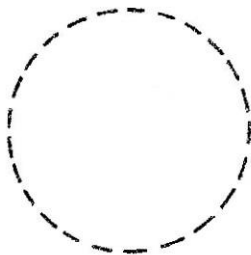


Fig. 9,29. Cirkelvormige tijdbasis.

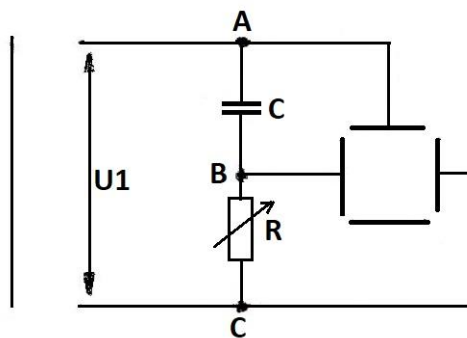


Fig. 9,30. Het toevoeren van wisselspanningen die  $90^\circ$  verschoven zijn.

Door nu een kant van de horizontale en verticale afbuigplaten aan punt B te verbinden, krijgen de beide andere afbuigplaten spanningen die onderling  $90^\circ$  verschoven zijn. De weerstand  $R$  is variabel uitgevoerd om de beide spanningen gelijk in grootte te kunnen maken.

#### 9.14. Het modulatietrapezium

Indien we aan de verticale afbuigplaten een in amplitude gemoduleerd signaal toevoeren en de tijdbasis inschakelen. Krijgen we op het scherm zonder meer het beeld van de in amplitude gemoduleerde trilling (zie fig. 9,31).

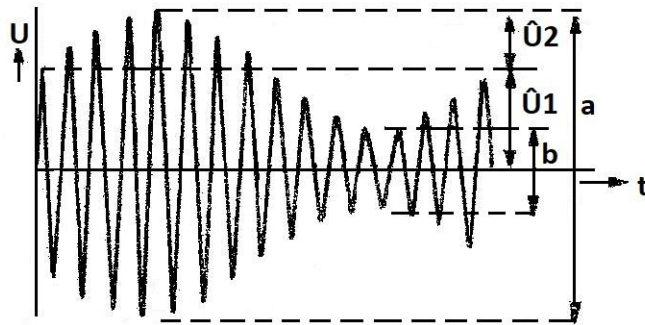


Fig. 9,31. Gemoduleerd signaal.

De amplitude van de modulerende spanning is  $U_2$  en die van de draaggolf is  $U_1$ . Uit de fig. volgt verder  $a = 2(U_1 - U_2)$  en dus is  $a + b = 4U_1$  en  $a - b = 4U_2$ . Daar de modulatie is bepaald door  $\frac{U_2}{U_1}$ , volgt hieruit  $m = \frac{U_2}{U_1} = \frac{a-b}{a+b}$ .

In plaats van de tijdbasisspanning kan ook de modulerende spanning op de horizontale afbuigplaten worden gezet. Er ontwikkelt zich dan het zogenaamde modulatietrapezium (fig. 9,32). Bedenk dat op hetzelfde moment dat de gemoduleerde spanning maximaal waarde (A) is, de amplitude (A) van de laagfrequenttrilling optreedt. Ook hier is de modulatie diepte bepaald door  $m = \frac{a-b}{a+b}$ . Bij een gemoduleerd signaal dat 100 % gemoduleerd is, verandert het modulatietrapezium in een driehoek (zie fig. 9,33). Een signaal dat overgemoduleerd is, geeft op de oscillograaf het beeld volgens fig. 9,34, als de gemoduleerde spanning op de verticale afbuigplaten is aangesloten, terwijl de tijdbasisspanning is ingeschakeld. Sluiten we op de horizontale afbuigplaten de modulerende spanning aan, dan geeft dit de figuur volgens fig. 9,34.

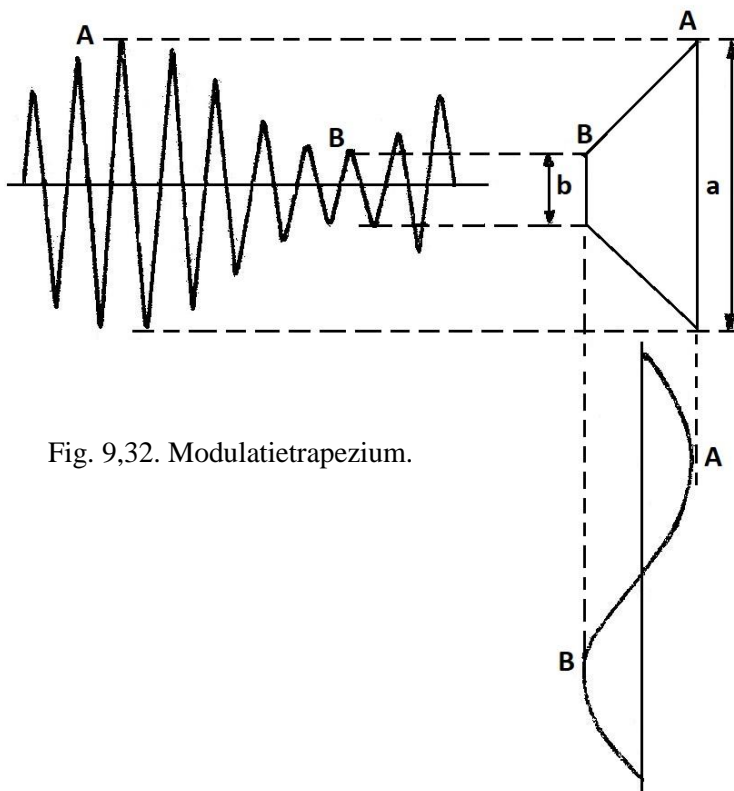


Fig. 9,32. Modulatietrapezium.

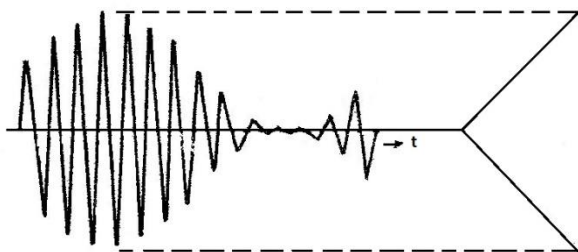


Fig. 9,33. Modulatietrapezium voor 100 % gemoduleerd signaal.

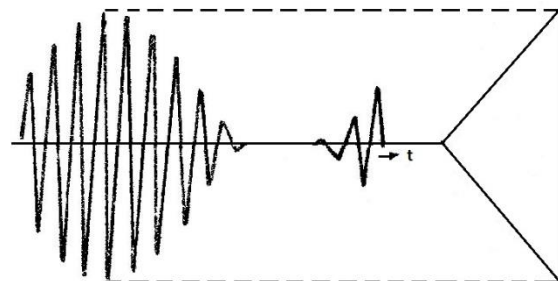


Fig. 9,34. Overgemoduleerd signaal.



## Frequentiemodulator

### 10.1. De Philips Frequentiemodulator no. 2886

Indien men met behulp van de elektronenstraaloscillograaf doorlaatkringen van kringen of van ontvangers zichtbaar wilt maken, heeft men tijdbasisspanning nodig die evenredig is met de frequentievariëaties die op de horizontale as van de grafiek worden uitgezet.

We maken hierbij gebruik van de frequentiemodulator. Hierbij wordt een oscillatorfrequentie gemoduleerd door een spanning die afkomstig is van de tijdbasis van een oscillograaf.

In fig. 10,2 is het prinsipeschema van de frequentiemodulator GM 2886 van Philips weergegeven. Zie pag. 164.

De triode van  $B_1$  is als oscillator geschakeld. De terugkoppeling wordt tot stand gebracht door de spoel  $S_1$  in de anodekring en  $S_2$  in de roosterkring. Parallel aan deze spoel  $S_2$  zijn de condensatoren  $C_1$ ,  $C_2$ ,  $C_3$ ,  $C_4$ ,  $C_{11}$  en  $C_{12}$  ter afstemming op 4 MHz geschakeld. De variabele condensator  $C_1$  dient om de oscillatorfrequentie over een gebied van 25 kHz aan weerszijden van 4 MHz te verstemen. Parallel aan de oscillatorkring is een zogenaamde reactantiebuis geschakeld.

De werking van deze reactantiebuis is als volgt: in fig. 10,1 is het principe van de schakeling van  $B_2$  weergegeven.

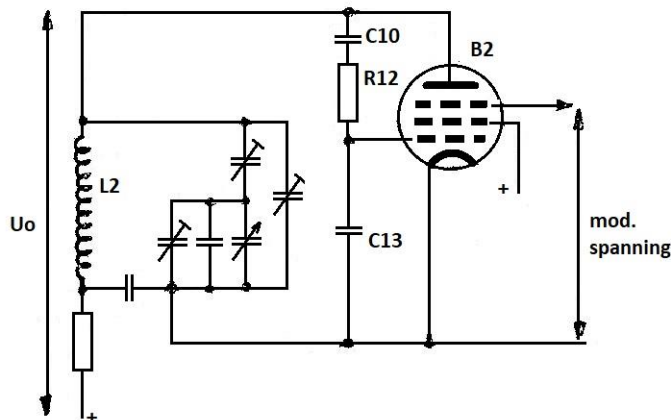


Fig. 10,1. De reactantiebuischakeling.

Tussen anode en rooster is de weerstand  $R_{12}$  opgenomen. De condensator  $C_{10}$  dient voor blokkering van de hoogspanning en heeft voor de wisselspanning een verwaarloosbare impedantie. Tussen stuurrooster en kathode van de buis is de condensator  $C_{13}$  opgenomen. Tussen anode en kathode is de oscillatorkring gevormd door  $L_2$  en de daaraan parallel staande condensatoren opgenomen. Gaan we uit van de gedachte dat de oscillator een spanning  $U_0$  levert, dan is deze spanning ook werkzaam over de buis  $B_2$  en de daaraan parallel staande serieschakeling van  $R_{12}$  en  $C_{13}$  (waarbij  $C_{10}$  een kortsluiting voor het oscillator-signaal is).

Door de spanningsdeling over deze serieschakeling ontstaat tussen rooster en kathode een spanning:

$$U_g = \frac{\frac{-j}{\omega C_{13}}}{R_{12} - \frac{j}{\omega C_{13}}} U_a = \frac{1}{jR_{12}\omega C_{13} + 1} U_a.$$

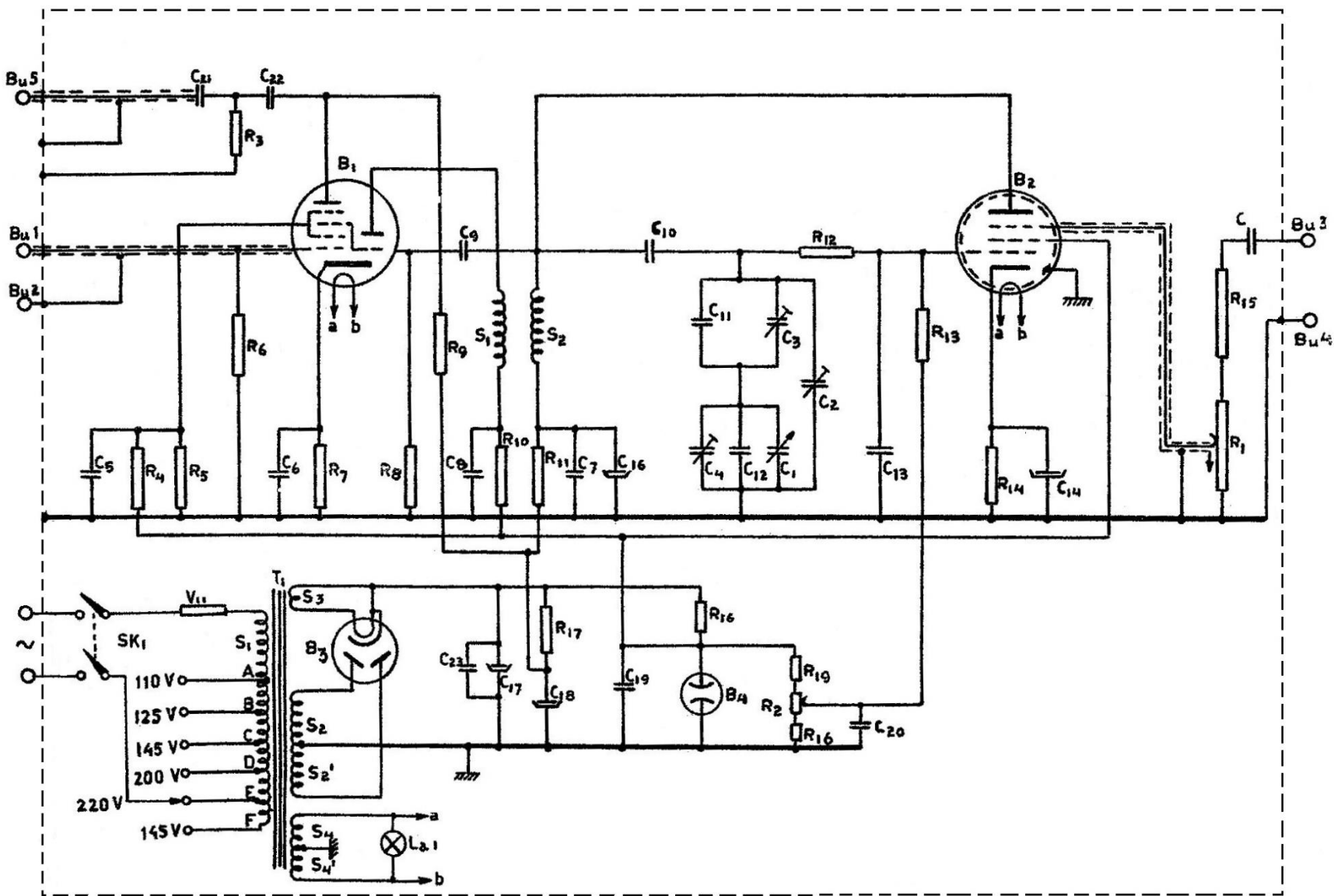


Fig. 10,2. Philips frequentiemodulator GM 2886



Veronderstellen we dat de buis een grote inwendige weerstand heeft, dan is de anodestroom:

$$I_a = SU_g = \frac{S}{jR_{12}\omega C_{13} + 1} U_a.$$

Nemen we verder aan dat de impedantie van  $R_{12}$  en  $R_{13}$  groot is ten opzichte van de impedantie van de oscillatorkring, dan vormt de schakeling van de buis  $B_2$  een impedantie:

$$Z = \frac{U_a}{I_a} = \frac{jR_{12}\omega C_{13}}{S} + \frac{1}{S}$$

Deze impedantie blijkt dus te bestaan uit een zelfinductie met een coëfficiënt  $L_v = \frac{R_{12}C_{13}}{S}$  en een weerstand  $\frac{1}{S}$  in serie. De weerstand  $\frac{1}{S}$  heeft enige demping tot gevolg, terwijl de spoel de zelfinductie van de oscillatorkring mede bepaalt en daarmee de oscillatorfrequentie.

Daar de spoel  $L_v = \frac{R_{12}C_{13}}{S}$  afhankelijk is van de steilheid van de buis, zijn we nu door middel van de steilheid in staat de frequentie van de oscillator te regelen.

De steilheid en daarmee de oscillatorfrequentie kunnen we op voorgeschreven waarde laten variëren door bijvoorbeeld aan het derde rooster een spanningsverandering aan te sluiten.

Op deze wijze wordt de frequentie van de oscillator gevarieerd op overeenkomstige wijze als de spanning die op het derde rooster van  $B_2$  werkzaam is en er ontstaat een in frequentie gemoduleerd signaal.

Door bijvoorbeeld aan het derde rooster van  $B_2$  ( $Bu_3$  en  $Bu_4$ ) de zaagtandvormige tijdbasisspanning toe te voeren, zal de frequentie van de oscillator op overeenkomstige wijze veranderen,

In fig. 10,1 is de buis  $B_1$  als mengbuis geschakeld en wordt de in frequentie gemoduleerde spanning afkomstig van de variabele oscillator via het stuurrooster van de triode aan het derde rooster van de hexode toegevoerd.

Tussen de klemmen  $Bu_1$  (rooster) en  $Bu_2$  (kathode) wordt een hoogfrequent signaal met frequentie  $f_1$  toegevoerd en wordt dit gemengd met het signaal dat op het derde rooster werkzaam is. Noemen we de frequentie van het laatste signaal  $f_2$ , dan zullen we in de anodekring van de hexode een signaal met verschilfrequentie  $f_v = f_1 - f_2$  aantreffen.

Daar  $f_2$  door middel van de zaagtandvormige tijdbasisspanning is gemoduleerd, zal de verschilfrequentie  $f_v = f_1 - f_2$  eveneens zaagtandvormig veranderen en zal deze frequentieverschuiving lineair met de horizontale verplaatsing van de stip op het scherm van de oscillograaf vastlopen. De in frequentie gemoduleerde spanning wordt nu afgenomen van  $Bu_5$ .

Bij deze frequentiemodulator is de centrale frequentie van het opgewekte frequentiegemoduleerde signaal 4 MHz, terwijl een zaagtandspanning van 50 Volt (top-top) een frequentiezwaai van totaal 50 kHz, dus aan elke zijde van de centrale frequentie een zwaai van 25 kHz veroorzaakt. De grootte van de frequentiezwaai kan met  $R_1$  van nul tot maximum geregeld worden. De frequentie van de zaagtandspanning wordt gesynchroniseerd met de netfrequentie van 50 Hz. Hiertoe worden de klemmen van de gloeistroomtransformator gebruikt.

Bij het aansluiten van de frequentiemodulator moet er rekening mee worden gehouden dat de ingangsimpedantie op de klemmen  $Bu_1 - Bu_2$  ongeveer 1 Mohm is, de ingangsimpedantie op de klemmen  $Bu_3 - Bu_4$  ongeveer 2 Mohm en de uitgangsimpedantie op de klemmen  $Bu_5 - (Bu_2)$  ongeveer 2 Mohm is. Een hoogfrequent ingangssignaal van 100 mV geeft een uitgangssignaal van ongeveer 10 mV.



### 10.2 Het zichtbaar maken van de doorlaatkromme van een afgestemde kring

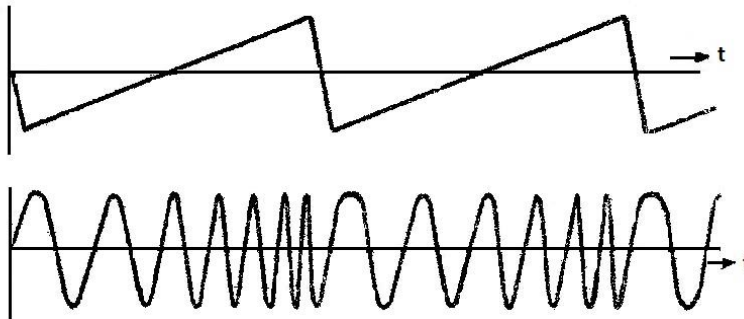


Fig. 10,3. Met zaagtandvormige spanning in frequentie-gemoduleerd signaal.

Door de frequentie van de spanning die aan een afgestemde kring wordt toegevoerd het afstemgebied van de kringte laten doorlopen, beschrijft de grootte van de stroom of spanning de resonantiekromme.

Om deze resonantiekromme zichtbaar te maken, sluit men de met een zaagtand in frequentie gemoduleerde spanning (zie fig. 10,3) aan op de afgestemde kring.

Veronderstellen we dat de kring waarvan de resonantiekromme zichtbaar moet worden gemaakt is afgestemd op de frequentie  $f_m$  kHz, bijvoorbeeld de middenfrequentie van een ontvanger, dan stemmen we een hulposcillator af op een frequentie  $(4000 + f_m)$  kHz. Dit signaal gebruiken we dan om het in de frequentiemodulator te mengen met het in frequentie gemoduleerde signaal. Daartoe sluiten we het signaal aan op  $Bu_1 - Bu_2$ . Het door de frequentiemodulator met zaagtand gemoduleerde signaal met frequentie  $f_m$  wordt nu afgenomen van de klem  $Bu_5$  en toegevoerd aan het stuurrooster van de mengbuis die aan de te meten middenfrequentkring voorafgaat. De oscillator behorende bij de mengschakeling van de ontvanger moet buiten werking worden gesteld. De spanning die nu ontwikkeld wordt over de middenfrequentkring in de anodekring van de mengbuis wordt aangesloten op de verticale afbuigplaten van de oscillograaf. Daar de horizontale afbuigspanning zaagtandvormig verloopt en de frequentie van de stroom naar de kring daar synchroon mee verloopt, zal op het scherm dus een resonantiekromme zichtbaar worden.

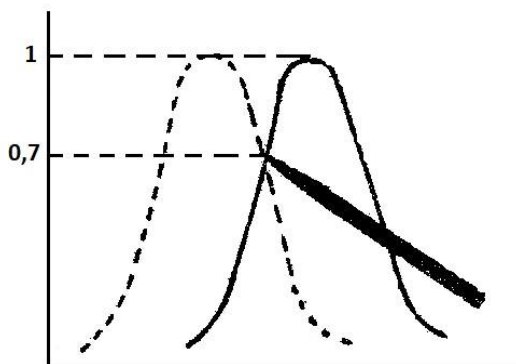


Fig. 10,4. Bepaling bandbreedte.

Het is nu vrij eenvoudig de bandbreedte van de middenfrequentkring te bepalen. Men zet bijv. een potloodpunt op de rechte resonantiekromme op 0,7 van de maximale hoogte. Terwijl men dit punt vasthoudt, draait men zo lang aan de afstemknop van de frequentiemodulator dat de andere flank van de resonantiekromme onder het potloodpunt komt te liggen. (zie fig. 10,4). Het frequentiegebied waarover de frequentiemodulator wordt verstemd, is de bandbreedte van de kring, gebaseerd op een verzwakking tot op  $7/10$ . Wenst men de bandbreedte gebaseerd op een verzwakking tot op  $1/10$  van de max. waarde te bepalen, plaatst

men de potloodpunt op  $1/10$  van de hoogte van de resonantiekromme en verschuift de kromme onder de potloodpunt. Het is men behulp van de oscillograaf ook mogelijk de doorlaatkromme tot een gewenste vorm bij te regelen. Gaat het er om de totale doorlaatkromme te controleren, dan wordt de uitgangskabel van de frequentiemodulator via de kunstantenne op de antenne-aansluiting van het te controleren toestel aangesloten. De oscillator van de ontvanger blijft nu in bedrijf. De hulposcillator moet nu worden ingesteld op een frequentie  $(4000 + f)$  kHz, waarbij  $f$  gelijk is aan de frequentie in kHz waarop het toestel is afgestemd.



### 10.3. De frequentiemodulator Philips GM 2889

We zullen nog een tweede frequentiemodulator bespreken. Deze frequentiemodulator, de Philips GM 2889 is ook geschikt om te gebruiken voor televisie-ontvangers, dus is voor hogere frequenties ingericht dan de GM 2886.

In fig. 10,5 is het blokschema van dit apparaat weergegeven.

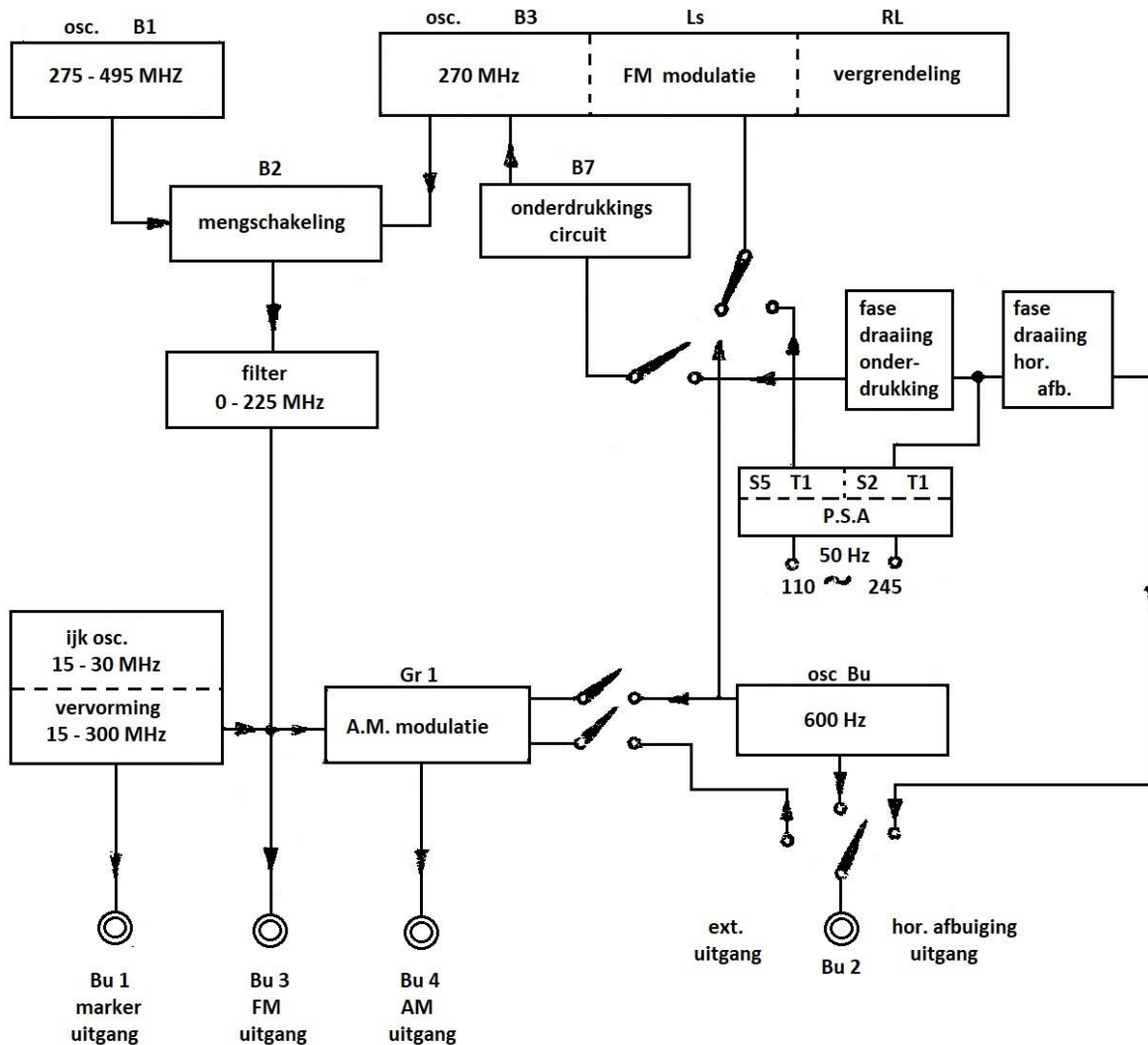


Fig. 10,5. Blokschema frequentiemodulator.

De GM 2889 levert een hf-sigitaal van 5 – 225 MHz dat naar keuze in frequentie of in amplitude gemoduleerd kan worden. Het apparaat bevat een constante oscillator voor een frequentie van 270 MHz en een variabele oscillator voor een frequentiegebied van 275 – 495 MHz. De uitgangsfrequenties van beide oscillatoren worden gemengd. De mengbuis wordt gevolgd door een laagdoorlaatfilter voor een gebied van 0 – 225 Hz en het uitgangssigitaal dat dus de frequenties van 5 – 225 Hz kan bevatten, wordt toegevoerd aan de bussen  $Bu_3$  en  $Bu_4$ .

R.T.

168 MM

Nadruk verboden

De amplitude van de uitgangsspanning regelt men door de gelijkspanning op de anode van beide oscillatoren te veranderen.

Het apparaat bevat een afzonderlijke ijkoscillator voor een frequentiegebied van 15 – 30 MHz, een oscillator voor een modulatiefrequentie van 400 Hz, terwijl tevens voor nauwkeurige ijkingen een kristaloscillator is ingebouwd.

De hf-wisselspanning kan in frequentie gemoduleerd worden met:

50 Hz met een frequentiezwaai  $0 \pm 7,5$  MHz

50 Hz „ „ „  $0 \pm 0,75$  MHz

400 Hz „ „ „  $0 \pm 1,25$  KHz

In amplitude gemoduleerd:

Met een interne modulatiespanning van 400 Hz ( $m = 50$  %)

Met een externe modulatiespanning met een frequentie tussen 0 en 10 MHz (modulatiediepte 0 – 60 %).

En tegelijkertijd in frequentie- en amplitude gemoduleerd worden met een frequentie van 50 of 400 Hz frequentiemodulatie en 400 Hz amplitudemodulatie (modulatiediepte 50 %).

De frequentie van de hoofdosillator is op een schaal af te lezen. De uitgangsspanning is continu regelbaar. De ijkoscillator die een frequentiegebied bestrijkt van 15 – 30 MHz wordt gevolgd door een vervormingstrap. Hierdoor kunnen door ontwikkeling van harmonischen frequenties tot 300 MHz worden afgenomen.

De frequenties beneden 15 MHz worden geijkt met behulp van de verschilfrequentie van de harmonische van de hoofdosillator en die van de ijkoscillator tot nul terug te brengen.

Veronderstellen we dat een frequentie van 10 MHz wordt gewenst, dan moeten we bedenken, dat, als de hoofdosillator op 10 MHz wordt ingesteld, men deze frequentie niet met grote nauwkeurigheid kan instellen. Naast deze frequentie wordt echter, zij het met kleine amplitude, de tweede harmonische (20 MHz) opgewekt.

Men regelt nu de ijkoscillator op 20 MHz af en mengt de trilling met die van de hoofdosillator. Door de verschilfrequentie, namelijk de ontstane fluittoon, tot nul terug te brengen door de hoofdosillator bij te regelen, wordt de frequentie van deze oscillator nauwkeurig 10 MHz.

De frequentiemodulatie die bij de vaste oscillator wordt gevormd, wordt verkregen door de afstemcapaciteit van de oscillatorkring sinusvormig te veranderen. Dit vindt plaats door middel van vibraties van de rotor van een zogenaamde splitcondensator. Deze vibraties worden veroorzaakt door een trillingssysteem dat veel weg heeft van een luidsprekersysteem. Dit systeem wordt in trilling gebracht door een 50 Hz-spanning afkomstig van de secundaire wikkeling van de voedingstransformator of door een 400 Hz spanning afkomstig van een speciale ingebouwde lf-oscillator.

De maximale frequentiezwaai bij frequentiemodulatie met 50 Hz is in te stellen op 7,5 MHz met behulp van  $R_{29}$  (zie fig. 10,6) en een kleinere zwaai van 0,75 MHz met behulp van  $R_{31}$ . De maximale frequentiezwaai bij frequentiemodulatie met 400 Hz is met  $R_{57}$  in te stellen op 0,125 MHz.

Als men met 50 of 400 Hz in frequentie moduleert, kan men van  $Bu_2$  een sinusvormige spanning van 50 resp. 400 Hz afnemen en aan de horizontale afbuigplaten toevoeren. Zowel gedurende de heengaande als gedurende de teruggaande beweging van de elektronenstraal zal op het scherm van de oscillograaf een kromme verschijnen, de ene meestal iets verschoven ten opzichte van de andere.

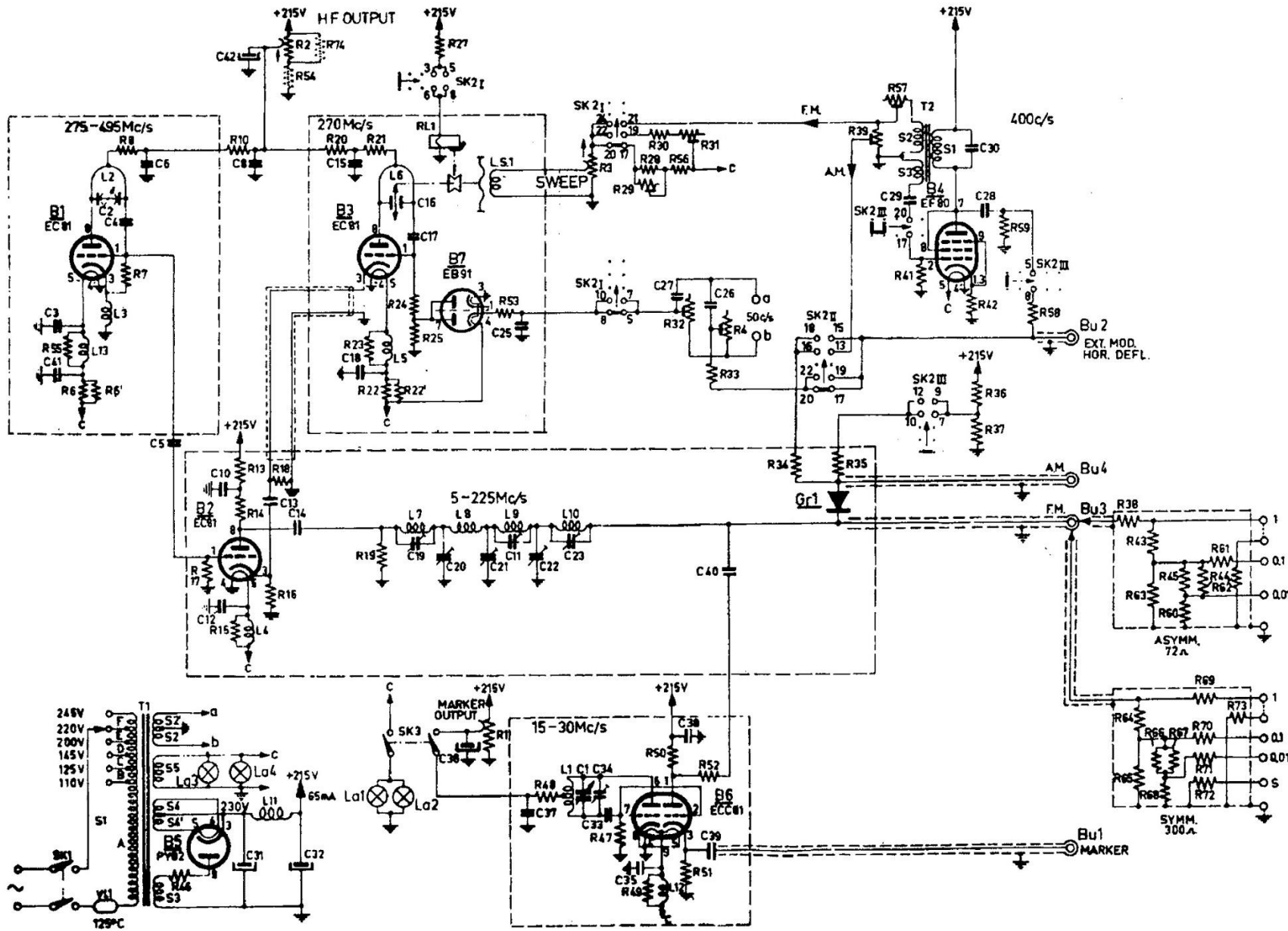


Fig. 10.6. Philips frekventiemodulator GM 2889.



Bij frequentiemodulatie met 50 Hz en zwaai van 7,5 MHz wordt een der krommen onderdrukt met behulp van de onderdrukkingsschakeling.

Deze onderdrukking wordt met behulp van fig. 10,7 nog wat toegelicht.

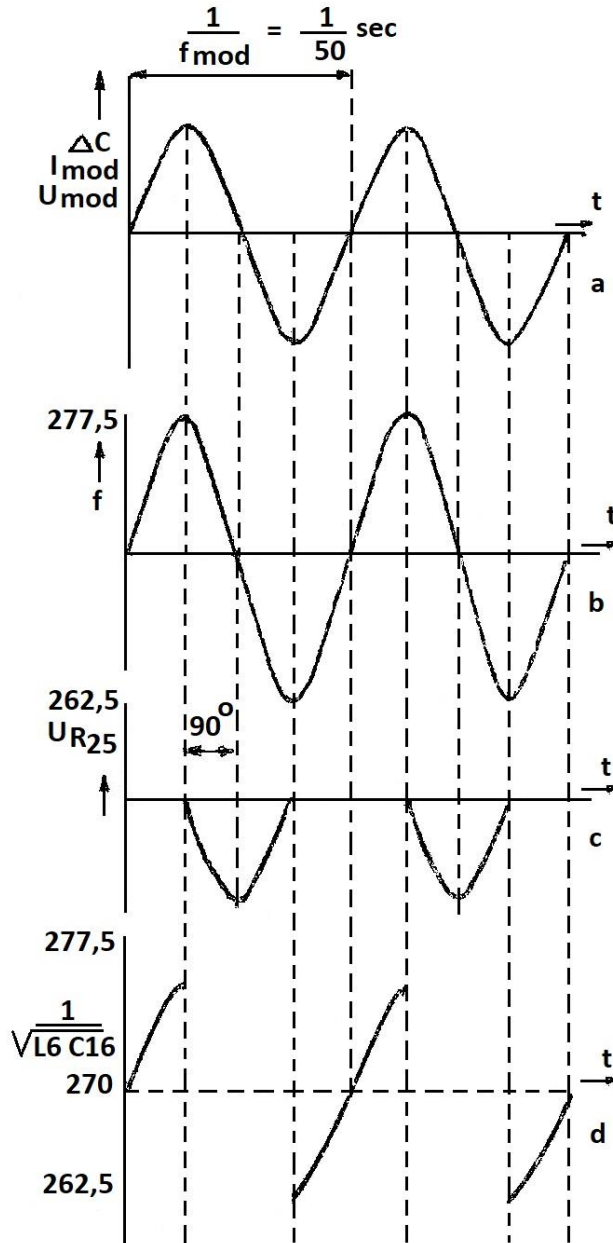


Fig. 10,7a. De modulerende spanning in het spoeltje van het luidsprekersysteem.  
 b. De frequentieverandering zonder onderdrukking.  
 c. De gelijkrichtende modulerende spanning  $90^\circ$  verschoven t.o.v. a  
 d. De frequentievariaties met onderdrukking.

De modulerende spanning is in fig. 10,7a weergegeven. De hierbij optredende frequentieveranderingen van de oscillator per periode, dus  $\frac{1}{50}$  sec. zijn van 270 tot 277,5 MHz naar 262,5 MHz en tenslotte van 262,5 weer naar 270 MHz. De totale frequentievariatie van 15 MHz wordt dus tweemaal doorlopen.

Om het uit volgende dubbel beeld te vermijden, wordt de oscillator gedurende een halve periode geblokkeerd met behulp van een grote negatieve spanning op het stuurrooster van  $B_3$  geleverd door  $B_7$ .

Door de gelijkrichtende werking van de diode  $B_7$  wordt de helft van de modulerende wisselspanning benut om de oscillatorbuis dicht te drukken.

De onderdrukkingsspanning moet  $90^\circ$  verschoven worden ten opzichte van de modulerende spanning (zie fig. 10,7c). Deze faseverschuiving wordt geleverd door het netwerk  $C_{27} - R_{32}$ , waarvan  $R_{32}$  instelbaar is.

De amplitudemodulatie komt tot stand door de gelijkspanning op de Ge-diode  $Rr_1$  met 400 Hz spanning te variëren. Hiertoe wordt gebruik gemaakt van de ingebouwde 400 Hz oscillator of van een externe modulerende spanning op  $B_2$ . De modulatie diepte met de 400 Hz trilling is op 50 % ingesteld en kan met  $R_{39}$  worden gewijzigd. De ijkoscillator kan gemoduleerd worden met 400 Hz van de ingebouwde oscillator.

Deze modulatiespanning wordt met dezelfde potentiometer ( $R_1$ ) en in dezelfde zin geregeld als de uitgangsspanning van de ijkoscillator. Hierdoor is de modulatie diepte nagenoeg onafhankelijk van de grootte van dit uitgangssignaal.



Wordt een doorlaatkromme van een ontvanger zichtbaar gemaakt, dan zullen de hf-spanning van de hoofdosillator en die van de ijkoscillator zich in de ontvanger in de mengschakeling mengen en uit zich dat op het scherm van de oscillograaf als een interferentiepiekje, ook wel marker genoemd, gesuperponeerd op de zichtbaar gemaakte kromme.

Door het opnemen van een kristaloscillator is een spanning te verkrijgen met een zeer stabiele frequentie die gebruikt kan worden om zeer nauwkeurige ijkmetingen te verrichten.

De spanning van de kristaloscillator wordt gevoegd bij die van de ijkoscillator en daarmee samen gesuperponeerd op de gemoduleerde hf-spanning van de hoofdosillator, maar wordt ook weer samen met de uitgangsspanning van de ijkoscillator toegevoerd aan een afzonderlijke uitgangsbuss ( $Bu_1$ ), waardoor hier dus gelijktijdig twee ijkfrequenties ter beschikking staan. Men kan dus op een op het scherm van de oscillograaf weergegeven kromme gelijktijdig twee interferentiepiekjes zichtbaar maken.

Om het hf-signaal van de frequentiemodulator af te nemen zijn twee kabels ter beschikking. Een kabel met asymmetrische uitgangsverzwakker, aanpassing 72 ohm, weergegeven in fig. 10,8. Op de klemmen 0 en 0,01 is de hf-spanning respectievelijk 10 en 100 maal verzwakt, terwijl op de klemmen 1, 0,1 en 0,01 de aanpassing 72 ohm is. Voor de 72 ohm-aanpassing op 0,1 en 0,01 moeten de klemmen a en 1 worden doorverbonden. De tweede kabel dient voor aanpassing op 300 ohm symmetrisch (zie fig. 10,9).

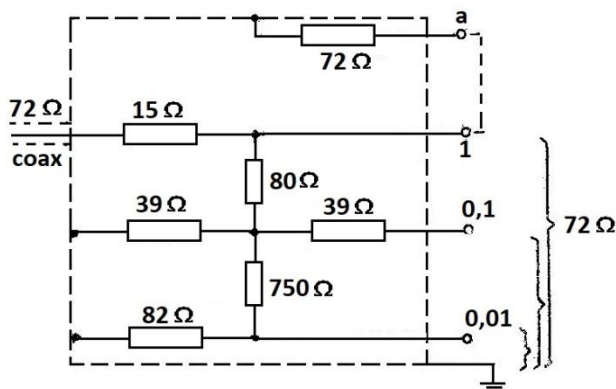


Fig. 10,8. Kabelaanpassing asymmetrisch 72  $\Omega$ .

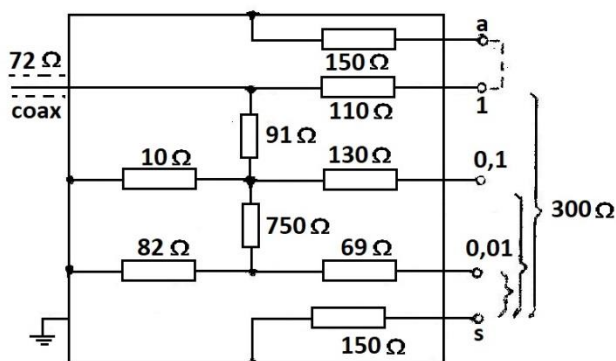


Fig. 10,9. Kabelaanpassing symmetrisch 300  $\Omega$ .

Hier wordt ook een verzwakking geleverd van 0,1 en 0,01. Op de aansluitklemmen 1, 0,1 en 0,01 is de aanpassingsimpedantie 300  $\Omega$ . Ook hier moeten voor aanpassing op 0,1 en 0,01 van de spanning de klemmen a en 1 worden doorverbonden. Deze weerstanden dienen dan als vervanging van de belasting. Bij een signaal met frequentiemodulatie is de maximale waarde van de uitgangsspanning gelegen tussen de 40 en 60 mV, terwijl bij amplitudemodulatie of amplitude- en frequentiemodulatie de spanning ligt tussen de 5 en 9 volt. De gemoduleerde hf-spanning op de uitgangsbussen  $Bu_3$  en  $Bu_4$  is continu regelbaar met  $R_2$ .

De uitgangsspanning van de ijkoscillator is continu regelbaar met  $R_1$  tot een maximum van ongeveer 200 mV.

R.T.

172 MM

Nadruk verboden

Ook de uitgangsspanning van de kristaloscillator is continu regelbaar met  $R_1$ , de maximum grootte is afhankelijk van het gebruikte kristal.

In fig. 10,10 is het vooraanzicht van een frequentiemodulator weergegeven. De daarin voorkomende aanduidingen hebben de volgende betekenis:

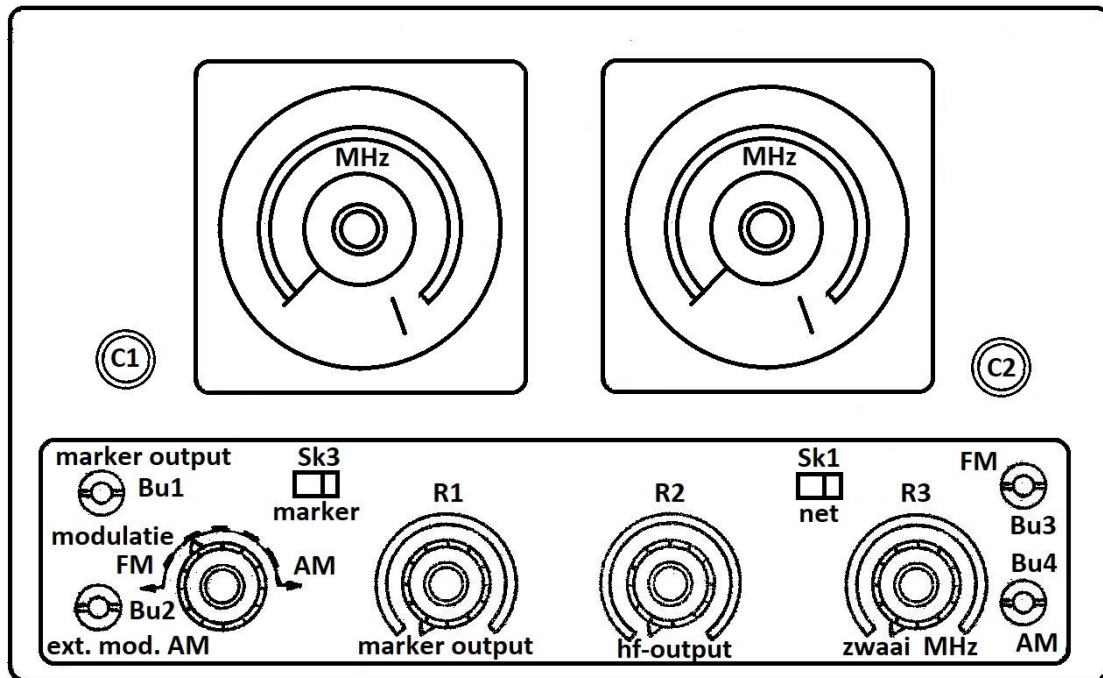


Fig. 10,10. Vooraanzicht van de GM 2889.

$R_1$ : regeling van de uitgangsspanning van de ijk- en de kristaloscillator.

$R_2$ : regeling van de uitgangsspanning van de hoofdosillator.

$R_3$ : instelling van de frequentiezwaai.

$Sk_1$ : netschakelaar

$Sk_2$ : modulatieschakelaar voor de ijkoscillator.

$Sk_4$ : keuzeschakelaar voor frequentiemodulatie of frequentiemodulatie met amplitudemodulatie.

$Bu_1$ : uitgang van de ijk- en kristaloscillator.

$Bu_2$ : uitgang horizontale deflectiespanning, tevens ingang externe modulatiespanning.

$Bu_3$ : uitgang hf met frequentiemodulatie.

$Bu_4$ : uitgang hf met amplitudemodulatie en hf met amplitude- en frequentiemodulatie.

$C_1$ : frequentieregeling van de ijkoscillator.

$C_2$ : frequentieregeling van de hoofdosillator.

Oplossingen inzenden van de opgaven MM, nr. 260 t/m 265.

Het gebruik van de frequentiemodulator

Daar de ijkoscillator een in amplitude gemoduleerd signaal met een zeer constante en nauwkeurige bekende frequentie kan leveren en bovendien nog met een kristal kan worden geijkt, is deze oscilator zeer geschikt voor het afregelen van verstemde hf- of mf-kringen van televisie-ontvangers.

Daartoe plaatsen we  $Sk_3$  in de rechterstand om van  $Bu_1$  een in amplitude gemoduleerde spanning af te nemen. Continu-regeling vindt plaats met  $R_1$ . De grootte van de benodigde spanning hangt af van de gevoeligheid van de meetpunten.

Controle van een totale doorlaatkromme of van een middenfrequent beelddoorlaatkromme van een tv-apparaat.

- Sluit de in frequentiegemoduleerde hf-spanning van de hoofdoscillator aan op de ingang, of op een ander meetpunt van het hf- of mf-gedeelte van de te meten ontvanger doormiddel van de coaxiale verbindingkabel met verzwakker van af  $Bu_3$ .
- De ingang van de versterker voor verticale afbuiging van de oscillograaf verbinden we met een punt achter de detectieschakeling of, indien de gevoeligheid van de oscillograaf niet voldoende blijkt te zijn, bijv. met de kathode van de beeldbuis. Men schakelt hiertussen nog een rc-filter om de interferentiepiek, de marker, duidelijk te doen uitkomen.
- De ingang van de versterker voor horizontale afbuiging van de oscillograaf wordt verbonden de klem  $Bu_2$ .
- Stel  $Sk_2$  in stand "FM 50 Hz 15 MHz" en schakelaar  $Sk_4$  in stand "FM".
- Met behulp van  $C_2$  wordt de frequentie van de hoofdoscillator ingesteld op een frequentie die gelijk is aan de beelddraaggolffrequentie van het gekozen televisiekanaal of op de middenfrequentie van het beeldsignaal.
- De benodigde frequentiezwaaai moet ingesteld worden met  $R_3$ .
- Regel met  $R_2$  de in frequentiegemoduleerde hf-spanning (van  $Bu_3$ ) op een waarde die past bij de gevoeligheid van het te meten circuit. Het is gewenst te beginnen met de maximale verzwakker. De kromme moet weergegeven worden zonder vervorming. Dit kan worden gecontroleerd door  $R_2$  zover rechtsom te draaien totdat, ten gevolge van oversturing, duidelijk waarneembare vervorming ontstaat. Ook met de contactregelaar van de tv-ontvanger kan de vorm van de kromme worden beïnvloed.
- Maak voor de frequentiebepalingen gebruik van de ongemoduleerde spanning van de ijkoscillator ( $Sk_3$  moet dan in de linker stand staan). indien we met  $C_1$  de ijkfrequentie zo instellen dat de  $n^e$  harmonische van  $f_{(ijk)}$  gelijk is aan de frequentie van de hoofdoscillator  $f_{(k)}$ , waarbij  $n$  dan de laagst mogelijke harmonische is.

Als dus  $n \times f_{(ijk)} = f_{(k)}$ , dan ontstaat op de weergegeven kromme een interferentiepiekje. Wordt  $f_{(ijk)}$  veranderd, dan verplaatst het piekje zich langs de kromme.

Met  $R_1$  wordt de juiste waarde van de markeerspanning ingesteld; bij een te hoge spanning treedt vervorming op. In fig. 10,11 is een doorlaatkromme met interferentiepiekje weergegeven.

Is op het scherm een doorlaatkromme zichtbaar gemaakt, dan is het mogelijk met de marker de bandbreedte te bepalen. Door het markeerpiekje achtereenvolgens aan de voorzijde en aan de achterzijde van de kromme in te stellen (zie fig. 10,2 geeft het verschil tussen beide frequenties ons de mogelijkheid de bandbreedte te bepalen. Van de schaal van de ijkoscillator worden hierbij afgelezen de frequentie  $f_{(ijk)1}$  en  $f_{(ijk)2}$ . De bandbreedte volgt nu uit:  $f_1 - f_2 = n\{f_{(ijk)1} - f_{(ijk)2}\}$



R.T.

174 MM

Nadruk verboden

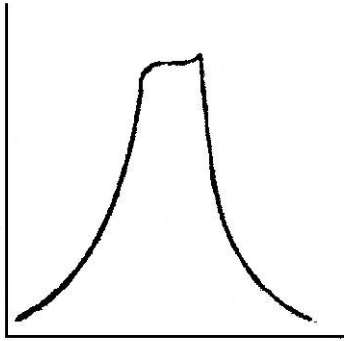


Fig. 10,11. Doorlaatkromme met marker.

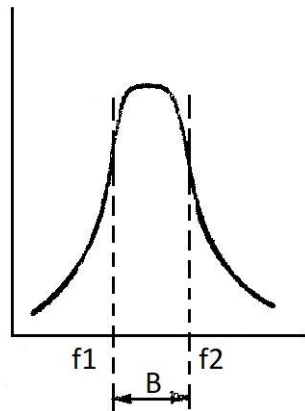


Fig. 10,12. Bandbreedtebepaling.

Wenst men de frequentie-afstand te controleren van de beelddraaggolf en de geluidsdraaggolf van een televisiekanaal, dan is dit gemakkelijk uit te voeren als men beschikt over een kristaloscillator met een frequentie gelijk aan de draaggolfafstand van het beeld- en geluidskanaal.

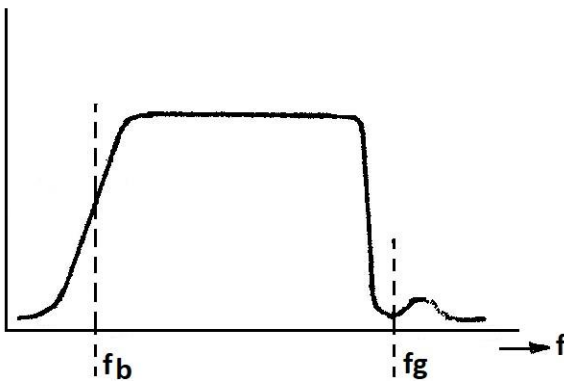


Fig. 10,13. Doorlaatkromme van een tv-kanaal.

lator en ligt, als de tv-ontvanger goed is afgeregeld op het midden van de voorflank van de kromme (zie fig. 10,13).

Het andere piekje ontstaat door interferentie van de geluidsdraaggolf ( $f_g$ ) en een harmonische van de frequentie van de kristaloscillator en behoort te liggen onder in de dip van de kromme.

Heeft men niet de beschikking over een kristaloscillator, dan kan de plaats van  $f_b$  en  $f_g$  op de kromme nagegaan worden door de ijkoscillator achtereenvolgens in te stellen op de frequentie:

$$\frac{1}{n} \times f_b \text{ en } \frac{1}{n} \times f_g.$$

De kristaloscillator wordt dan op de klemmen  $Bu_5$  en  $Bu_6$  of  $Bu_7$  en  $Bu_8$  aangesloten.

Regel de ijkoscillator nu af op een frequentie die gelijk is aan  $\frac{1}{n}$  maal de frequentie van de beelddraaggolf en stel met de weerstand  $R_1$  de uitgangsspanning van de ijkoscillator zo af dat twee markerpiekjes zichtbaar worden.

Het ene piekje ontstaat door interferentie van de beelddraaggolf-frequentie ( $f_b$ ) en een harmonische van de frequentie van de ijkoscil-

Hoofdstuk 11Metingen aan omroepontvangers11.1. De metingen die voor een beoordeling van een omroepontvanger nodig zijn

Aan een omroepontvanger worden vrij hoge eisen gesteld. Deze eisen zijn veelsoortig. Het aantal zenders in de omroepbanden is groot; de frequentieverschillen der draaggolffrequenties zijn slechts 9 kHz. De ontvanger moet in staat zijn de gewenste zender van de andere te onderscheiden; de selectiviteit moet dus goed zijn.

Men wenst zwakke en ver afgelegen zenders een even sterk geluid te kunnen laten geven als de dichtbij gelegen sterke zenders. Een kleine in de antenne opgewekte spanning moet dus voldoende zijn voor de goede werking van de ontvanger. Daarom moet de gevoeligheid van de ontvanger groot zijn.

Een volgende eis is dat sterke antennesignalen geen overbelasting der buizen veroorzaken waardoor vervorming zou optreden. Het geluid dat de luidspreker voortbrengt, mag niet teveel afwijken van het origineel. De getrouwheid moet dus voldoende zijn. Men wil niet teveel last ondervinden van fading, bovendien wenst men dat bij overgang van een zender, die een sterk antennesignaal geeft naar een zender, waarbij het antennesignaal zwak is, de sterkte van het geluid niet teveel varieert als niet tevens de sterkteregelaar wordt bediend. Om dit te bereiken is een goed werkende automatische sterkteregeling nodig.

Het afstemmen van de ontvanger moet gemakkelijk en eenvoudig, dus met één knop geschieden. Daarbij is het nodig dat de hoogfrequentkringen en de oscillatorkring bij dit afstemmen op een bepaalde wijze gelijklopen, d.w.z. dat de resonantiefrequentie van de oscillatorkring en die van de hoogfrequentkringen steeds een constant bedrag, gelijk aan de middenfrequentie, verschillen.

Het op het lichtnet aangesloten voedingsapparaat mag geen hinderlijke brom veroorzaken. Bij ontvangst van een zwak signaal mag de ruis niet te groot zijn. Er mag geen microfonie optreden. De temperatuur der verschillende onderdelen mag niet te hoog worden. Om een volledig oordeel over de ontvanger te kunnen uitspreken moet deze op al deze punten worden onderzocht. Het is gewenst daarbij systematisch te werk te gaan, in het bijzonder als men tevens wil vaststellen waar de oorzaken van eventuele afwijkingen van de gestelde eisen in zijn gelegen. Daartoe onderzoekt men de ontvanger van achteren naar voren, d.w.z. men begint bij het laagfrequent gedeelte en gaat dan stap voor stap naar voren, tot men bij de antenne-aansluiting is gekomen. Bij al deze metingen moet men erop bedacht zijn, door het aanbrengen van de meetinstrumenten de normale bedrijfscondities van het te onderzoeken gedeelte niet te veranderen. Het onderzoek van het laagfrequent gedeelte geschiedt op dezelfde wijze als het onderzoek van laagfrequent versterkers. Hiervoor verwijzen we naar hoofdstuk 8.

11.2. Het meten van de voedingsstromen en de voedingsspanningen

Alvorens de verschillende eigenschappen van een ontvanger te onderzoeken, gaan we na of het voedingsapparaat de vereiste gelijkspanningen geeft en of de anode- en schermroosterstromen der verschillende buizen de juiste waarden hebben. Dit doen we echter alleen wanneer een volledig onderzoek van de ontvanger nodig is, of als we reden hebben aan de juistheid van deze stromen en spanningen te twijfelen. Wanneer we bv. alleen de getrouwheid van een goed werkende ontvanger wensen te meten, is het niet nodig eerst het voedingsgedeelte te onderzoeken en mogen we aannemen dat dit normaal werkt. De meeste ontvangers worden gevoed uit het wisselstroomnet. Bij ontvangers die op andere wijze worden gevoed, zijn nog enkele bijzondere metingen nodig,

#### a. Ontvangers voor aansluiting aan het wisselstroomnet

We meten eerst de gelijkspanning tussen de positieve pool van het voedingsapparaat en het chassis. Vervolgens meten we de gelijkspanningen op de afvlakcondensatoren. Deze metingen voeren we uit met een draaispoelmeter. Een meter die ook wisselspanningen aanwijst, is hiervoor ongeschikt, omdat we dan de rimpelspanning, die in het bijzonder op de eerste afvlakcondensator wel eens vrij groot kan zijn, mee zouden meten. De spanningen op de laatste afvlakcondensator is niet altijd dezelfde als die tegen het chassis, omdat er soms een spanning is tussen de negatieve pool van het voedingsapparaat en het chassis ter verkrijging van een negatieve roostergelijkspanning voor een of meer buizen.

De rimpelspanning op de afvlakcondensatoren wordt gemeten met een wisselspanningsvoltmeter, bijv. een buisvoltmeter in serie met een condensator met een grote capaciteit om de gelijkspanning niet mee te meten. Daarna meten we de totale gelijkstroom die het voedingsapparaat levert met behulp van een draaispoel-mA-meter.

De gloeispanningen der buizen meten we met een wisselspanningsvoltmeter, direct op de buis houder. Ook meten we de gloeispanning direct op de klemmen van de transformator. Hieruit blijkt dan of het spanningsverlies in de gloeidraadleidingen niet te groot is. Deze leidingen zijn namelijk soms vrij lang. Vervolgens worden de gelijkspanningen van de anodes en de schermroosters der buizen gemeten. Hierbij moet er in het bijzonder op worden gelet dat deze spanningen niet veranderen door het aansluiten van het meetinstrument.

In vele gevallen bevindt zich tussen de anode en de positieve pool van het voedingsapparaat een zeer grote weerstand, zoals bij een weerstandversterker het geval is. Voor het schermrooster geldt dikwijls hetzelfde. Dan is het nodig een voltmeter te gebruiken met een weerstand die zeer veel groter is dan de weerstand tussen anode of schermrooster en de positieve pool van het voedingsapparaat. Gewoonlijk is dan een buisvoltmeter aan te bevelen.

Ook kan men de stroom door deze voedingsweerstand meten met een draaispoelmeter en uit deze stroom en de weerstand (die dus bekend moet zijn) het gelijkspanningsverlies over deze weerstand berekenen. De negatieve roostergelijkspanning wordt in de meeste gevallen verkregen door een weerstand tussen de kathode en het chassis. Deze weerstand is gewoonlijk zo klein dat de spanning over deze weerstand zonder bezwaar kan worden gemeten met een draaispoelmeter waarvan de weerstand groot is ten opzichte van de weerstand in de kathodeleiding. Men kan ook de kathodestroom meten door een meter in serie met de weerstand in de kathodeleiding op te nemen. Dit vereist echter het los-solderen van een verbinding; het rechtstreeks meten van de spanning is dus eenvoudiger.

Na het meten van de spanningen van de buizen meten we de stromen. De anodestroom meten we door een mA-meter in serie met de anodeketen op te nemen. We plaatsen deze meter niet aan de anodezijde maar aan de voedingszijde (de "onderzijde", ook wel de "koude" zijde genoemd) van de impedantie in de anodeketen.

Plaatsen we de meter tussen de anode en de impedantie in de anodeketen (dus aan de "bovenzijde"), dan kan er een koppeling met de roosterketen optreden met als gevolg dat de buis oscilleert. Daardoor kan de anodegelijkstroom een geheel andere waarde aannemen. In fig. 11,1a en 11,1b zijn resp. de goede en de foutieve plaatsing van de stroommeter aangegeven. Er zijn echter gevallen waarbij het niet mogelijk is de anodestroom op deze wijze te meten. Dit is bijvoorbeeld het geval bij een eindbuis, waarbij bromcompensatie is toegepast (zie fig. 11,2).

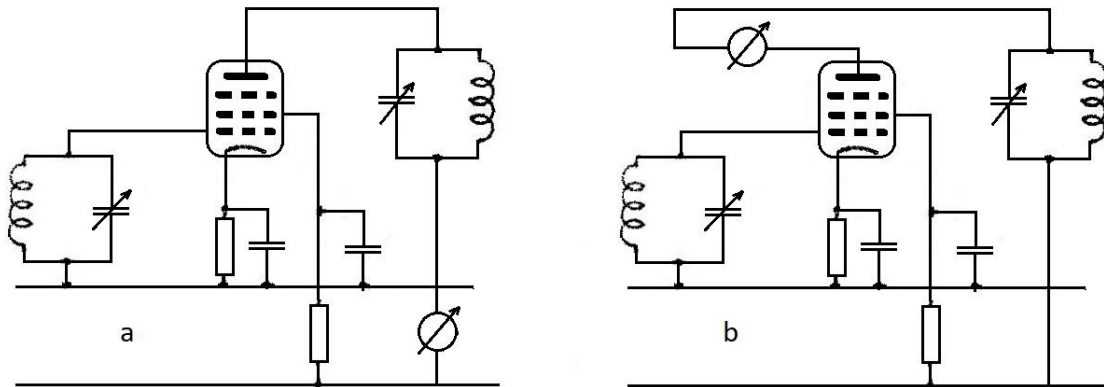


Fig. 11,1. Plaatsing van het instrument voor het meten van de anodestroom van een versterkerbuis.  
a. goed b. foutief

De totale stroom voor alle buizen  $I_{tot}$  vloeit bij 1 naar de aftakking op de transformator; de anodestroom  $I_a$  kan alleen bij 2 worden gemeten. Men is in dit geval wel genoodzaakt de meter bij 2 te plaatsen. Om gevaar voor oscilleren te voorkomen, brengt men bij de meting een grote condensator aan tussen de anode en de kathode en het chassis.

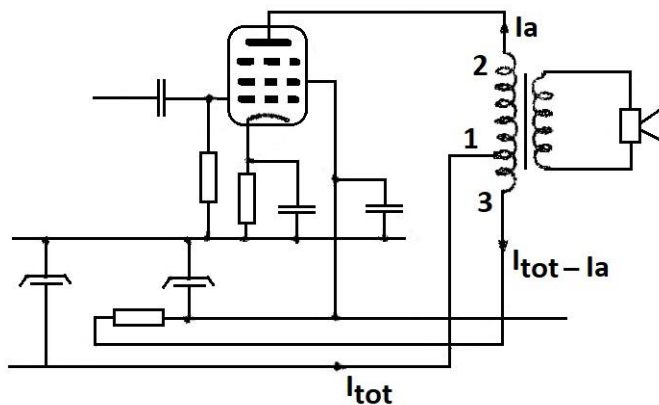


Fig. 11,2. Schakeling van een eindtrap met bromcompensatie.

spanning over deze meter, zodat de negatieve roosterspanning groter wordt en de anode- en de schermroosterstroom kleiner worden. De weerstand van de meter moet dus zeer klein zijn. Om deze moeilijkheid te ontgaan, kunnen we de anode en de schermroosterstroom meten en deze beide stromen optellen om de kathodestroom te vinden. Bij het meten van de anode- en de schermroosterstroom heeft het kleine spanningsverlies over de meter vrijwel geen invloed op het meetresultaat.

Indien de eindtrap van de ontvanger werkt in B-instelling, dan kan het zijn dat niet alleen de stromen en spanningen van de eindbuizen, maar ook die van de andere buizen veranderen als het uitgangsvermogen verandert. Men moet hierbij bedenken dat bij klasse B-instelling de gelijkstroom verandert als de amplitude van de toegevoerde wisselspanning- en als de anodeweerstand verandert.

Indien het echter niet goed mogelijk is de meter aan de onderzijde te plaatsen, dan is men wel genoodzaakt deze aan de andere zijde aan te brengen. Om het gevaar voor oscilleren te voorkomen, is het dan nodig een condensator met voldoende capaciteit rechtstreeks tussen de anode en de kathode te plaatsen tijdens de meting, waarmee de versterking tot een zeer kleine waarde daalt, zodat geen oscilleren kan optreden.

Meet men de kathodestroom door een draaispoelmeter in serie met de kathodeweerstand te plaatsen, dan ontstaat er een

R.T.

178 MM

Nadruk verboden

Door deze verandering van de gelijkstroom, verandert de klemspanning van het P.S.A. en daarmee alle gelijkspanningen. Daarom meet men in dat geval de stromen en spanningen van alle buizen nogmaals, terwijl de eindtrap het maximale uitgangsvermogen levert.

Bij een sterk antennesignaal komt de automatische sterkteregeling in werking. Van de buizen, waarop deze regeling werkt, verminderen daardoor de stromen. Het kan zijn dat daarbij de anode- en schermroosterspanningen der buizen hoger worden. In het bijzonder bij de eindbuis kan dan het gevaar optreden dat de toelaatbare anodedissipatie wordt overschreden. Daarom is het raadzaam de gelijkspanningen en gelijkstromen van de eindbuis te meten, terwijl aan de antenneklemmen een sterk signaal is aangesloten.

Het meten van de anodegelijkspanning en de anodegelijkstroom van een oscillatorbuis moet met de nodige voorzorgen geschieden. Door het aanbrengen van de meetinstrumenten kan het oscilleren worden beïnvloed of zelfs geheel ophouden. Daardoor verandert de anodegelijkstroom en als gevolg daarvan in vele gevallen ook de anodegelijkspanning. De anodeketen is gewoonlijk via een weerstand aan de positieve pool van het voedingsapparaat verbonden. We meten nu de anodegelijkstroom door een mA-meter aan de onderzijde van deze weerstand op te nemen en berekenen dan uit de gevonden waarde van de stroom en de bekende waarde van de weerstand de anodegelijkspanning. Op deze wijze blijft de buis tijdens de meting in de normale bedrijfsconditie.

#### b. Ontvangers die zowel op een gelijkstroom- als op een wisselstroomnet kunnen worden aangesloten

Bij ontvangers die zowel op een gelijkstroomnet als op een wisselstroomnet kunnen worden aangesloten, is het net met het chassis verbonden. Het is dus gevaarlijk het chassis aan te raken. Bij metingen aan een dergelijke ontvanger wordt het wisselstroomnet als voedingsbron gebruikt, met een scheidingstransformator met de transformatieverhouding 1 : 1 tussen het net en de ontvanger. Dan kan het chassis worden geaard en worden ongelukken voorkomen.

Bij deze ontvangers zijn de gloeidraden der buizen in serie geschakeld. We meten dus nu niet de gloeispanning, maar de gloeistroom der buizen. De overige metingen verlopen op dezelfde wijze als bij de onder a bedoelde ontvangers. Aan enkele bijzonderheden moet echter de nodige aandacht worden geschonken. Bij de onder a bedoelde ontvangers wordt bij een andere netspanning een andere aansluiting aan de primaire wikkeling van de voedingstransformator gebruikt. Daardoor is bij iedere netspanning de voedingsgelijkspanning vrijwel dezelfde. Bij de hier bedoelde ontvangers is echter geen voedingstransformator aanwezig; bij een lagere netspanning is dus de voedingspanning ook lager.

De gloeidraden worden bij een lagere netspanning omgeschakeld; de gloeistroom moet dezelfde blijven. Bij de laagste netspanning moet worden nagegaan of de anodegelijkspanning voor de oscillatorbuis dan nog voldoende is om oscilleren in het gehele frequentiegebied te verzekeren.

#### c. Ontvangers voor voeding uit batterijen

bij ontvangers die uit batterijen worden gevoed, behoren, behalve de meeste der onder a genoemde metingen nog enkele bijzondere metingen te worden verricht,

men neemt algemeen aan dat de batterijen als uitgeput worden beschouwd als de spanning tijdens het bedrijf nog slechts 70 % van de normale spanning bedraagt. Men onderzoekt dan, of bij deze verlaagde spanning de stromen en spanningen der buizen nog voldoende zijn en of de ontvanger nog goed werkt. Hierbij vragen de oscillatorbuis en de eindbuis de bijzondere aandacht.

Oplossingen inzenden van de opgaven MM, nr. 266 t/m 270.

11.3. Het onderzoek van het middenfrequentgedeelte en de detectora. Het meten van de versterking

We meten de totale versterking die het middenfrequentgedeelte geeft, alsmede de versterking van iedere trap afzonderlijk. Bij het meten van de versterking nemen we de ingangsspanning zo klein dat we er zeker van zijn dat geen overbelasting der buizen optreedt. Van de andere kant nemen we de ingangsspanning zo groot, dat deze zo groot is ten opzichte van de ruisspanning, en dat de spanning op de diodedetector voldoende groot is (enkele volts) om niet te grote vervorming op te doen.

Om de totale versterking van het middenfrequentgedeelte te meten, plaatsen we de sterkteregelaar in de maximum stand. Is er een zogenaamde toonregelaar of selectiviteitsregelaar aanwezig dan plaatsen we deze in die stand waarbij de versterking het grootst is.

We sluiten een meetoscillator, in serie met een niet te kleine condensator, aan op het stuurrooster van de mengbuis. De condensator tussen de meetoscillator en het stuurrooster van de mengbuis is nodig om te voorkomen dat de meetoscillator de negatieve roosterspanning van de buis beïnvloedt. We stellen de meetoscillator in op ongeveer 1000 kHz, dus ongeveer op het midden van het frequentiegebied. We moduleren dit signaal 30 % met een signaal met een frequentie van 400 Hz.

De luidspreker vervangen we door een uitgangsvermogensmeter. Dit kan zijn een weerstand gelijk aan de luidsprekerweerstand met een wisselspanningsmeter parallel. We stemmen de ontvanger af op hetingangssignaal en variëren de ingangsspanning tot het uitgangsvermogen 50 mW bedraagt. Dit vermogen wordt wel het "normale uitgangsvermogen" genoemd, hoewel bij normaal gebruik van de ontvanger de sterkteregelaar gewoonlijk wordt opgedraaid tot een enkele malen zo groot uitgangsvermogen wordt verkregen. Bij metingen biedt echter een uitgangsvermogen van 50 mW het voordeel dat we vrijwel altijd zeker zijn dat geen overbelasting van een der buizen optreedt en niet teveel vervorming wordt meegemeten. De ingangsspanning die hiervoor op het rooster van de mengbuis nodig is, noemen we de hoogfrequent-gevoeligheid. Deze duiden we aan door  $hf^\alpha$ - mengbuis.

Nu stellen we de meetoscillator in op de middenfrequentie van de ontvanger d.w.z. op die frequentie waarbij voor het kleinste ingangssignaal het uitgangsvermogen 50 mW is. Deze frequentie kan soms wat afwijken van de nominale middenfrequentie van de ontvanger; bij een niet te slechte ontvanger mag dit echter niet meer dan 1 of 2 kHz zijn. Deze afwijking kan als oorzaak hebben dat een of meer van de middenfrequentkringen niet precies op de juiste frequentie zijn afgestemd. Ook kan het zijn dat de totale resonantiekromme van het middenfrequentgedeelte een weinig asymmetrisch is

De middenfrequente spanning op het rooster van de mengbuis waarbij een uitgangsvermogen van 50 mW wordt verkregen, noemen we de middenfrequent gevoeligheid op het rooster van de mengbuis. Deze duiden we aan door  $mf^\alpha$ - mengbuis. Daar de gewone steilheid van de mengbuis groter is dan de conversiesteilheid is het middenfrequente signaal, dat we vinden, kleiner dan het reeds gemeten hoogfrequente signaal.

Nu wordt een signaal met dezelfde middenfrequentie gelegd aan het stuurrooster van de middenfrequentbuis, weder met tussenschakeling van een condensator. Om te voorkomen dat de middenfrequentoscillator de impedantie tussen de aansluitklemmen niet wijzigt voor de gelijkspanning, moet in serie met de mf-oscillator een condensator worden opgenomen. We stellen de spanning weer zo in dat een uitgangsvermogen van 50 mW wordt verkregen. De waarde van deze spanning noemen we de gevoeligheid op het rooster van de middenfrequent buis; we duiden deze aan door  $mf^\alpha$ - mengbuis. Nu leggen we het middenfrequente signaal aan de detector en regelen de spanning zo dat weer een uitgangsvermogen van 50 mW wordt verkregen.

R.T.

180 MM

Nadruk verboden

De vereiste spanning op de detector noemen we de detector-gevoeligheid; we duiden deze aan door  $mf^\alpha$ -detector. Het aansluiten van de meetoscillator aan de detector moet met de nodige voorzorgen geschieden. De schakeling is in fig. 11,3 aangegeven. De meetoscillator met de condensator  $C_1$  staat

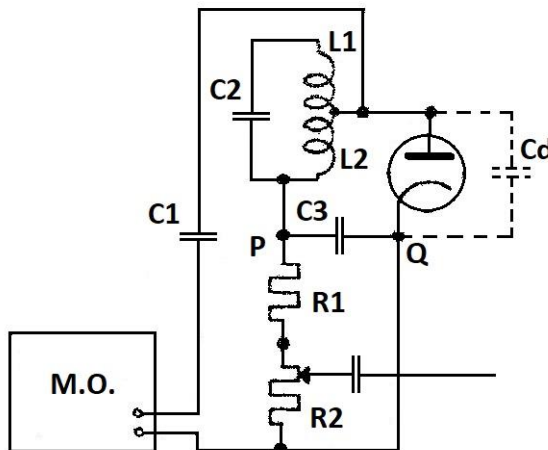


Fig. 11,3. Schakeling voor het meten van de gevoeligheid van de detector.

mW is, dan noemen we de spanning de laagfrequente gevoeligheid van de detector, aangeduid door  $lf^\alpha$ -detector.

We noemen:  $\frac{lf^\alpha\text{-detector}}{mf^\alpha\text{-detector}}$  de detectiefactor. In het ideale geval is deze gelijk aan de modulatie-

diepte, dus bij onze metingen 0,3. In werkelijkheid is deze detectiefactor wat kleiner. We moeten hierbij bedenken dat, indien de detector goed is ingericht de gelijkspanning over het RC-filter (tussen de punten P en Q) nagenoeg gelijk is aan de amplitude van het middenfrequent signaal. D.w.z. dat de draaggolf een gelijkspanning over het RC-filter veroorzaakt die gelijk is aan de amplitude van het mf-signaal. Is dit mf-signaal 30 % gemoduleerd, dan zal de gelijkspanning over het RC-filter dus veranderen met een laagfrequent wisselspanning waarvan de amplitude 30 % is van de gelijkspanning.

Een nauwkeurige beschouwing laat zien dat de detectiefactor iets kleiner is dan de modulatie diepte, dit komt doordat de ontwikkelde gelijkspanning over het RC-filter iets kleiner is dan de amplitude van het mf-signaal, daar de RC-tijd van het filter niet willekeurig groot gemaakt mag worden om modulatievervalsing te voorkomen. Uit bovengenoemde metingen kunnen we de versterking van iedere trap afzonderlijk afleiden. We noemen het quotiënt:  $\frac{mf^\alpha\text{-buis}}{hf^\alpha\text{-mengbuis}}$  de conversieversterking van de mengtrap.

De versterking van de middenfrequenttrap is:  $\frac{mf^\alpha\text{-detector}}{mf^\alpha\text{-buis}}$ .

### b. Het meten van de middenfrequent resonantiekromme

We onderstellen dat het middenfrequentgedeelte een middenfrequent versterkerbuis bevat, twee gekoppelde kringen tussen de mengbuis en de middenfrequentbuis en twee gekoppelde kringen tussen de middenfrequentbuis en de detector, zoals bij de meeste ontvangers het geval is, om een volledig beeld van het middenfrequentgedeelte te verkrijgen, nemen we de resonantiekromme op voor iedere trap afzonderlijk en voor beide trappen samen. In het ideale geval verkrijgen we de totale resonantie-

parallel aan de weerstanden  $R_1$  en  $R_2$ . Om daardoor de gedetecteerde spanning niet te verkleinen, mag  $C_1$  niet te groot zijn; zijn impedantie moet voor het laagfrequente groot zijn ten opzichte van  $R_1 + R_2$ .

Neemt men echter  $C_1$  te klein, dan is de middenfrequente spanning over de diode kleiner dan de spanning die men op de meetoscillator afleest. Voor het middenfrequentie signaal moet dus de impedantie van  $C_1$  klein zijn. Men kan  $C_1$  bv. 200 pF nemen.

Bij het onderzoek van het laagfrequente gedeelte hebben we over de weerstand  $R_1 + R_2$  een laagfrequente spanning aangesloten. Maken we deze spanning zo groot dat het uitgangsvermogen weer 50



kromme door vermenigvuldiging van de ordinaten van de beide resonantiekrommen der afzonderlijke trappen. In werkelijkheid wijkt de totale resonantiekromme enigszins af van dit product, o.a. als gevolg van het Miller-effect van de middenfrequentbuis. Zoals bekend mag worden ondersteld, wordt onder het Miller-effect verstaan: de verkleinende invloed die  $C_{ag}$  heeft op de ingangsimpedantie van de buis, daar bij een reële waarde van de versterking een condensator ter waarde van  $(1 + V)C_{ag}$  parallel aan de ingang van de buis gedacht kan worden.

Deze capaciteit is afhankelijk van de versterking van de betreffende trap, daar de versterking per trap bij afzonderlijke meting anders dan deze is. Als de totale resonantiekromme gemeten wordt, zal het product der afzonderlijke meetresultaten dus afwijken van totale meetresultaten. Bij het meten van resonantiekrommen moeten we ervoor zorgen dat de automatische sterkteregeling geen storende invloed op het meetresultaat uitoefent. De instelling der buizen, met name de negatieve roosterspanningen der buizen mag tijdens de meting niet veranderen. Wordt de spanning voor de automatische sterkteregeling ontleend aan de diode die het laagfrequente signaal levert, dan blijft de instelling der buizen onveranderd, als we meten met een constant uitgangssignaal, dus de spanning van het ingangssignaal variëren bij variatie van de frequentie.

In vele gevallen wordt echter de spanning voor de automatische sterkteregeling geleverd door een afzonderlijke diode, geplaatst over de voorlaatste middenfrequentkring. De spanning over deze kring verandert op een andere wijze met de frequentie als de spanning over de laatste middenfrequentkring. Dan moeten we bij de meting de automatische sterkte-regeling buiten werking stellen en een constante gelijkspanning aan de roosters der buizen toevoeren.

We moeten zorgen dat daarbij de instellingen der buizen en de afstemmingen en de dempingen der verschillende kringen dezelfde blijven. De wijze waarop men dit kan doen, hangt af van de schakeling van de ontvanger,

We nemen eerst de resonantiekromme van de laatste trap op. Daartoe sluiten we de meetoscillator aan op het rooster van de middenfrequentbuis. De frequentie van de meetoscillator stellen we in op dezelfde waarde als die waarbij we de versterking hebben gemeten (zie onder a). De meetoscillator wordt 30 % gemoduleerd met 400 Hz. De spanning wordt zo ingesteld dat het uitgangsvermogen weer 50 mW bedraagt. Hierbij plaatsen we de sterkteregelaar in de maximum stand. We verstemmen nu de meetoscillator en regelen de spanning bij tot het uitgangsvermogen weer 50 mW bedraagt. We herhalen dit voor een aantal frequenties, totdat we voldoende waarnemingen hebben om de resonantiekromme te tekenen. In het bijzonder meten we bij 9 kHz verstemming, omdat het van praktisch belang is de selectiviteit te kennen voor de draaggolven der naastliggende zenders.

Het is onjuist de uitgangsspanning van het middenfrequentgedeelte te meten door een buisvoltmeter parallel aan de laatste middenfrequentkring aan te sluiten. Deze voltmeter zou een verstemming van deze kring veroorzaken, omdat de ingangscapaciteit van de voltmeter zeker niet kan worden verwaarloosd.

Wel zou men de uitgangsspanning van het middenfrequentgedeelte kunnen bepalen door een mA-meter in serie met de detectieweerstand op te nemen. De in de ontvanger aanwezige diode doet dan dienst als diodevoltmeter. Hierbij is het echter nodig verbindingen los te solderen; deze methode is dus omslachtiger.

Om de resonantiekromme van de eerste middenfrequenttrap op te nemen, plaatsen we een weerstand van bijv. 5000  $\Omega$  parallel aan de kring die in de anodeketen van de middenfrequentbuis is opgenomen. Daardoor wordt deze kring zo sterk gedempt dat de versterking van deze buis in het in aanmerking komende frequentiegebied voldoende constant is. De wisselspanning over deze weerstand wordt met een buisvoltmeter gemeten die zonodig door een versterker wordt voorafgegaan.



R.T.

182 MM

Nadruk verboden

Aan het rooster van de mengbuis wordt het 30 % met 400 Hz gemoduleerde middenfrequente signaal gelegd. Door de frequentie van het aangelegde signaal te variëren en bij verschillende frequenties de versterking te bepalen, kan de gezochte resonantiekromme worden verkregen.

Ook bij deze meting moet ervoor worden gezorgd dat de amplitude van de wisselspanningen niet zo groot wordt dat de karakteristieken der buizen niet meer als recht worden aangenomen.

Om vervolgens de resonantiekromme van het gehele middenfrequentgedeelte op te nemen, sluiten we de meetoscillator aan op het rooster van de mengbuis en stellen de spanning, die de meetoscillator geeft, bij de verschillende frequenties zo in dat het uitgangsvermogen steeds 50 mW bedraagt.

We hebben de metingen nu uitgevoerd met de sterkteregelaar in de maximum stand. We hebben dan de situatie, zoals die optreedt, als we een zwak antennesignaal ontvangen. Bij het praktische gebruik van de ontvanger komt dit zelden voor. Gewoonlijk luisteren we naar een zender die een veel sterker antennesignaal geeft. Dan staat de sterkteregelaar niet in de maximum stand en is ook de automatische sterkteregeling in werking getreden. De dempingen der kringen zijn dan enigszins anders; ook de ingangscapaciteiten der buizen die parallel aan de kringen staan, zijn dan een weinig anders, zodat de kringen enigszins worden verstemd. Het is dus van belang de resonantiekromme ook op te nemen als de ontvanger zich in de toestand bevindt als bij de ontvangst van een sterk signaal.

We sluiten daartoe de meetoscillator via de kunstantenne aan op de ingangsklemmen van de ontvanger. De frequentie van deze oscillator stellen we in op 1000 kHz. We moduleren weer 30 % met 400 Hz. We stemmen de ontvanger op dit signaal af. De grootte van hetingangssignaal nemen we 5 mV. De sterkteregelaar van de ontvanger stellen we zo in dat het uitgangssignaal weer 50 mW bedraagt. We meten de hierbij optredende regelspanning met een buisvoltmeter. Zouden we deze spanning meten met een draaispoelmeter dan zou door het aansluiten van deze meter de regelspanning worden beïnvloed. Met een buisvoltmeter is daar geen gevaar voor. Nu wordt de automatische sterkteregeling buiten werking gesteld en wordt van buitenaf met een batterij een regelspanning aangelegd, gelijk aan de gemeten spanning. Daarna worden de resonantiekrommen opgenomen op de wijze zoals is beschreven (zie pagina 178).

Oplossingen inzenden van de opgaven MM, nr. 271 t/m 274.

11.3. Het onderzoek van het middenfrequentgedeelte en de detector (vervolg)c. Het meten van de vervorming

in het middenfrequentgedeelte van een ontvanger is de amplitude der wisselspanningen gewoonlijk zo klein dat de vervorming die optreedt als gevolg van de kromming der  $I_a - U_g$ -karakteristieken, kan worden verwaarloosd. Er zijn echter twee oorzaken, gelegen in het middenfrequentgedeelte met de detector, waardoor vervorming kan optreden, namelijk de zogenaamde  $R_w/R_g$ -vervorming en vervorming als gevolg van de vertraagde automatische sterkteregeling.

Onder de  $R_w/R_g$ -vervorming verstaan wij de vervorming die optreedt doordat in het detectie-circuit de weerstand voor gelijkstroom  $R_g$  groter is dan de weerstand voor de laagfrequente wisselstroom  $R_w$ . In het geïdealiseerde geval treedt deze vervorming op als de modulatie diepte groter is dan  $R_w/R_g$ . In werkelijkheid begint deze vervorming reeds op te treden bij een wat kleinere modulatie diepte, doch wordt ernstiger als  $m > R_w/R_g$ .

Om deze vervorming te meten, sluiten we de meetoscillator via een kunstantenne aan op de ingangsklemmen van de ontvanger. De draaggolffrequentie stellen we in op 1000 kHz, de spanning van hetingangssignaal op 5 mV en de modulatie diepte op 30 %. De sterkteregelaar wordt zo ver teruggedraaid tot het uitgangsvermogen enkele milliwatts bedraagt, in ieder geval zo weinig dat het niet groter is dan 1/20 deel van het uitgangsvermogen, waarbij in het laagfrequentgedeelte nog geen merkbare vervorming optreedt. Dit is nodig, omdat bij de meting de modulatie diepte moet worden vergroot tot 100 %; hierbij mag nog geen merkbare vervorming in het laagfrequentgedeelte optreden, omdat anders de  $R_w/R_g$ -vervorming niet kan worden gescheiden van de vervorming die in het laagfrequentgedeelte optreedt. De modulatie diepte van hetingangssignaal wordt nu ingesteld op 10 %. De vervorming die daarbij in het uitgangssignaal optreedt, wordt gemeten op dezelfde wijze als in hoofdstuk 3,3 is aangegeven. Vervolgens wordt de modulatie diepte geleidelijk vergroot, waarbij telkens de vervorming gemeten. Hiermee gaan we door tot de modulatie diepte 100 % bedraagt. Men zet de gemeten vervorming uit als functie van de modulatie diepte. We verkrijgen dan een kromme zoals in fig. 11,4 als voorbeeld aangeeft. Waar de vervorming vrij plotseling sterk toeneemt, begint  $R_w/R_g$ -vervorming op te treden. Daar  $R_w$  afhankelijk is van de frequentie, is de vervormingskromme die we verkrijgen ook van de modulatie diepte afhankelijk. We meten daarom bij een lage, een gemiddelde en een hoge modulatie frequentie, bijv. bij 100, 400 en 4000 Hz.

Als de automatische sterkteregeling vertraagd plaatsvindt, kan hierdoor vervorming in het gedetecteerde signaal optreden. We denken hier aan de vervorming die optreedt als het ontvangen signaal een draaggolfsterkte heeft die nagenoeg gelijk is aan de drempelwaarde van de automatische sterkteregeling. Daar nu ten gevolge van de aanwezige modulatie de a.s.r.-diode afwisselend stroom voert en dicht zit, schommelt de demping op de voorafgaande kring waardoor dus vervorming ontstaat.

Bij een niet-vertraagde automatische sterkteregeling, en als bij een vertraagde regeling de driedioden-schakeling is toegepast, treedt deze vervorming niet op. Om deze vervorming te meten, sluiten we een ongemoduleerd middenfrequent signaal aan op het rooster van de middenfrequentbuis. De amplitude van dit signaal stellen we zo in dat de automatische sterkteregeling juist begint te werken. Dartoemeten we de regelspanning met een buisvoltmeter. We moduleren nu het middenfrequent signaal met 400 Hz tot een modulatie diepte van 30 %. De sterkteregelaar van de ontvanger stellen we zo in dat het uitgangsvermogen 50 mW bedraagt. We variëren nu de middenfrequent spanning op het rooster van de middenfrequentbuis van ongeveer 1/10 van de eerst ingestelde waarde tot ongeveer 10 maal die waarde en meten de vervorming in het uitgangssignaal als functie van de ingangsspanning.

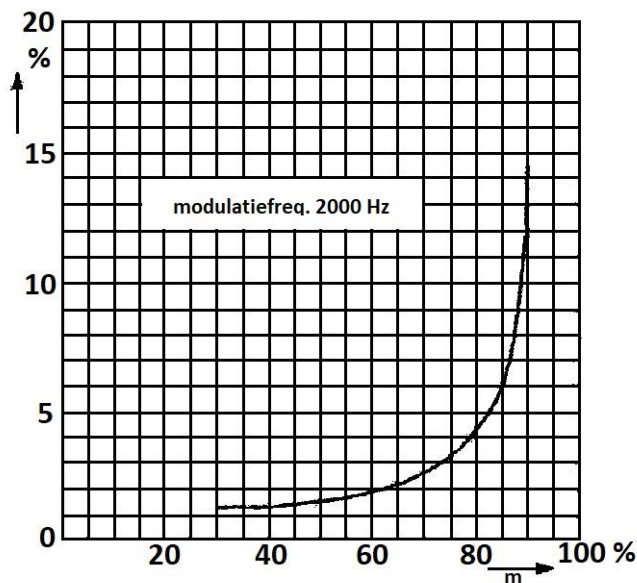


Fig. 11,4.  $R_w/R_g$ -vervorming als functie van de modulatie diepte.

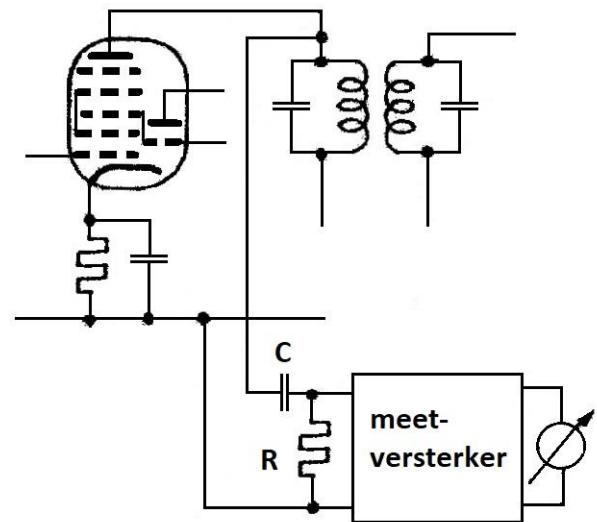


Fig. 11,5. Meetversterker, parallel aan de anodeketen van de mengbuis geschakeld voor het onderzoek van het hoogfrequent gedeelte van een ontvanger.

In het genoemde spanningsgebied is de vervorming, veroorzaakt door de vertraagde automatische sterkteregeling, het grootst. Bij kleinere en bij grotere spanningen is deze vervorming gering.

#### 11.4. Het onderzoek van het hoogfrequentgedeelte

Het hoogfrequentgedeelte van een omroepontvanger bevat een ingangscircuit dat met de antenne is gekoppeld en dat soms uit een enkele afgestemde kring, soms uit twee gekoppelde kringen bestaat. Vervolgens in sommige gevallen een hoogfrequent versterkerbuis, gevolgd door een afgestemde kring en de mengbuis met de oscillator.

Bij het onderzoek van het hoogfrequentgedeelte schakelen we een meetversterker parallel aan de anodeketen van de mengbuis, zoals in fig. 11,5 is aangegeven. De condensator  $C$  houdt de anodegelijkspanning van de mengbuis van de meetversterker verwijderd. De weerstand  $R$ , die bv.  $5000 \Omega$  is, geeft een zo grote demping voor de in de anodeketen van de mengbuis opgenomen kring dat de versterking die deze buis geeft in het gehele in aanmerking komende frequentiegebied met voldoende benadering constant is.

##### a. Het meten van de opslingering van de antennekring

De verhouding van de spanning op het rooster van de eerste buis tot de spanning die in de antenne aanwezig is, wordt de opslingering genoemd. Deze meten we als volgt.

In serie met een kunstantenne wordt een meetoscillator op de antenneklemmen van de ontvanger aangesloten. De meetoscillator wordt op de frequentie afgesteld waarbij men de opslingering wenst te meten. Dit signaal wordt dan 30 % gemoduleerd met een frequentie van 400 Hz. In de anodekring wordt dan een meetversterker geschakeld zoals fig. 11,3 dit weergeeft. De ontvanger wordt nu afgestemd op het signaal van de meetoscillator. Bij juiste afstemming geeft de meetversterker de maximale



uitslag. De amplitude van het signaal van de meetoscillator wordt zo ingesteld dat de meetversterker een goed afleesbare uitslag geeft. Daarna wordt de meetoscillator van de antenneklemmen weggenomen en zonder kunstantenne op het stuurrooster van de hf-buis aangesloten. Wel moet in serie met de oscillator een grote capaciteit worden opgenomen om de instelling van de buis niet te beïnvloeden. De amplitude van het signaal van de meetoscillator wordt nu zoveel vergroot dat de meetversterker in de anodekring dezelfde waarde aanwijst als in het eerste geval. Hierbij mag natuurlijk aan de en afstemming niets worden veranderd. De verhouding van de spanningen die in beide gevallen door de meetoscillator worden aangegeven, bezorgt ons de opslingering van de antennekring.

#### b. Het meten van de versterking van een hoogfrequent versterkertrap

Om de versterking te meten van een hoogfrequent versterkertrap, indien aanwezig, wordt de meetoscillator eerst, zonder kunstantenne, doch met een condensator met een grote capaciteit, in serie aangesloten aan het stuurrooster van de volgende buis (de mengbuis). De amplitude van de spanning van de meetoscillator wordt zo ingesteld dat de meetversterker in beide gevallen dezelfde uitslag geeft. De verhouding der beide spanningen is de versterking die de trap geeft.

#### c. Het onderzoek naar het gelijklopen van de op het ontvangen signaal afgestemde kring

als er een hoogfrequent versterkertrap aanwezig is, bevindt zich voor en achter de hoogfrequent versterkerbuis gewoonlijk een kring, afgestemd op het te ontvangen signaal. De resonantiefrequenties van deze kringen moeten bij iedere stand van de afstemknop aan elkaar gelijk zijn. Om te onderzoeken of dit inderdaad het geval is, sluiten we een meetoscillator in serie met de kunstantenne aan op de ingangsklemmen van de ontvanger. De kring in de anodeketen van de hoogfrequent versterkerbuis wordt gedempt door er een weerstand van bijv. 10 000  $\Omega$  aan parallel te schakelen, of wordt verstemd door er een condensator van bijv. 500 pF aan parallel te schakelen. De versterking is dan in een voldoende groot frequentiegebied vrijwel onafhankelijk van de frequentie. We plaatsen een meetversterker parallel aan de anodeketen van de mengbuis, als in fig. 11,3. We bepalen nu de resonantiefrequentie van de antennekring door de frequentie van de meetoscillator zo in te stellen dat de meetoscillator maximale uitslag geeft. Een nauwkeuriger manier om de resonantiefrequentie van de antennekring te bepalen, bestaat hierin dat we de twee frequenties bepalen, waarbij de uitslag van de meetversterker  $\frac{1}{\sqrt{2}}$  maal de maximale uitslag is; het gemiddelde van deze beide frequenties is de gezochte resonantiefrequentie. Vervolgens nemen we de weerstand of de condensator van de kring in de anodeketen van de hoogfrequent versterkerbuis weg en plaatsen deze parallel aan de antennekring. Op dezelfde wijze als we de resonantiefrequentie van de antennekring hebben bepaald, bepalen we de resonantiefrequentie van de andere kring. We herhalen de metingen voor verschillende afstemmingen van de ontvanger en kunnen dan vaststellen of de resonantiefrequenties der beide kringen in het gehele frequentiegebied in voldoende mate met elkaar overeenstemmen.

#### d. Het opnemen van de paddingkromme

Voor het opnemen van de paddingkromme wordt een meetversterker parallel aan de anodeketen van de mengbuis aangesloten, volgens fig. 11,3. Aan dezelfde ingangsklemmen voor de meetversterker wordt bovendien een middenfrequent oscillator aangesloten in serie met een condensator met een kleine capaciteit. Aan de antenneklemmen wordt via een kunstantenne een hoogfrequent meetoscillator aangesloten. Deze wordt 30 % gemoduleerd met 400 Hz. De amplitude van dit signaal wordt zo ingesteld dat de uitslag maximaal is. De middenfrequent oscillator is hierbij uitgeschakeld. De hoogfrequent meetoscillator is nu afgestemd op die frequentie waarbij de resonantiekromme van het hoogfrequent gedeelte een maximum vertoont.

Aan de uitgang van de meetversterker is, behalve een aanwijsinstrument, een luidspreker aangebracht. De modulatie van hetingangssignaal wordt nu weggenomen en de middenfrequent oscillator ingeschakeld. De frequentie van deze laatste wordt nu zo ingesteld dat de frequentie van de interferentietoon, die men uit de luidspreker van de meetversterker hoort, nul wordt. Het verschil van de frequentie van de middenfrequent-oscillator en de nominale middenfrequentie van de ontvanger is de paddingafwijking. (De nominale middenfrequentie is het midden van de resonantiekromme van het mid-den-frequent gedeelte van de ontvanger. Deze resonantiekromme moet dus eerst worden opgenomen (fig. 11,3).

Deze meting wordt voor verschillende afstemmingen herhaald tot we voldoende punten hebben verkregen om de paddingkromme te kunnen tekenen. Voor een goede werking van de mengbuis moet de oscillatorspanning een waarde hebben die niet teveel van de gunstige waarde afwijkt. Bij verandering van de afstemming mag de oscillatorspanning dus ook niet teveel variëren. We moeten bij het onderzoek van het hoogfrequent gedeelte van een ontvanger dus ook de oscillatorspanning meten. We kunnen dit niet doen door een buisvoltmeter tussen oscillatorrooster en kathode van de mengbuis aan te sluiten, daar als gevolg van de capaciteit van deze voltmeter de frequentie en gewoonlijk ook de amplitude van de oscillatorspanning veranderen, ook dan, wanneer de afgestemde oscillatorkring in de anodeketen van het triodegedeelte van de mengbuis is opgenomen.

We kunnen de oscillatorspanning op het oscillatorrooster meten door de gelijkstroom die vloeit door de lekweerstand tussen rooster en kathode met een  $\mu\text{A}$ -meter te meten. Door deze stroom te verminderen met de weerstand vinden we de negatieve roostergelijkspanning, die bij voldoende grootte van de roosterwisselspanning gelijk is aan de amplitude van deze spanning. We plaatsen de  $\mu\text{A}$ -meter aan de kathodezijde van de weerstand om geen last te ondervinden van de capaciteit van de meter tegen aarde. Verder is het raadzaam de meter te overbruggen met een condensator om ongewenste koppelingen te voorkomen.

Door verschillende oorzaken, voornamelijk door het zogenaamde inductie-effect, kan tussen het stuurrooster van het hexodegedeelte van de mengbuis en de kathode een spanning ontstaan, afkomstig van de oscillator met de frequentie van de oscillator. Door deze spanning wordt het mengproces in het algemeen ongunstig beïnvloed. We kunnen deze spanning meten door een buisvoltmeter tussen het stuurrooster van het hexodegedeelte en de kathode aan te brengen. Daar tussen dit rooster en de kathode ook een gelijkspanning aanwezig is, moet in serie met de buisvoltmeter een condensator worden opgenomen. De grootte van de spanning die we willen meten, hangt af van de impedantie die in de stuurroosterketen is opgenomen. Door het aanbrengen van de buisvoltmeter, die een zekere ingangscapaciteit heeft, wordt deze keten verstemd. We moeten daarom de resonantiefrequentie hiervan met behulp van de bijstelcondensator weer op de oorspronkelijke waarde brengen.

Oplossingen inzenden van de opgaven MM, nr. 275 t/m 279.

11.5. Het meten van de gevoeligheid

Onder de gevoeligheid van een ontvanger verstaan we de grootte van hetingangssignaal, nodig om een bepaald uitgangsvermogen te verkrijgen. Bij een omroepontvanger interesseren we ons uiteindelijk voor het geluidsvermogen dat de luidspreker voortbrengt. Doch betrouwbare akoestische metingen zijn niet eenvoudig, vereisen een vrij omslachtige apparatuur en vragen zeer bijzondere voorzorgen. Daarom stellen we ons gewoonlijk tevreden met zuiver elektrische metingen. We vervangen de luidspreker door een weerstand die gelijk is aan de impedantie van de luidspreker bij 400 Hz en bepalen het vermogen dat aan deze weerstand geleverd wordt. We stellen hetingangssignaal zo in dat dit vermogen 50 mW bedraagt, zoals we bij de meeste metingen doen.

Onder de gevoeligheid van de ontvanger verstaan we nu de effectieve waarde van de spanning van de draaggolf van hetingangssignaal, als dit signaal 30 % gemoduleerd is met 400 Hz, nodig om een uitgangsvermogen van 50 mW te leveren. Hierbij moet de ontvanger zo gevoelig mogelijk zijn ingesteld, d.w.z. de sterkteregelaar moet in de maximum stand staan.

De versterking van de ontvanger van de antenneklemmen tot aan het rooster van de mengbuis is afhankelijk van de frequentie van hetingangssignaal. De versterking van het daarop volgende gedeelte is onafhankelijk van deze frequentie. De versterking van de gehele ontvanger is dus niet geheel onafhankelijk van de frequentie. Om een volledig beeld te verkrijgen van de gevoeligheid van de ontvanger is het derhalve nodig deze te bepalen voor een voldoende aantal verschillende frequenties. We verkrijgen dan een kromme zoals is fig. 11,6 als voorbeeld aangeeft. Dat er maxima en minima in optreden is in hoofdzaak een gevolg van paddingafwijkingen

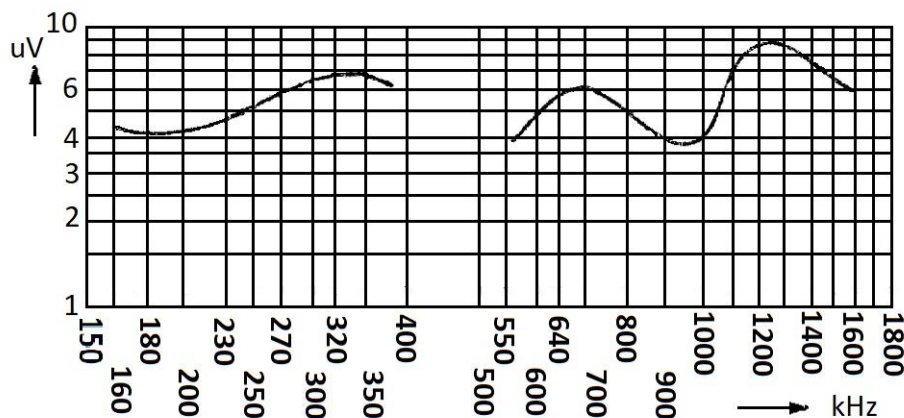


Fig. 11,6. De gevoeligheid van een ontvanger als functie van de frequentie.

11.6. Het meten van de selectiviteita. De totale resonantiekromme van de ontvanger

Betreffende de selectiviteit verlangen we van een ontvanger, dat deze in staat is uit de gewoonlijk zeer vele signalen, die een spanning in de antenne geven, het gewenste signaal hoorbaar te maken, zonder dat daarbij van de andere signalen storing wordt ondervonden. Bij het meten van de selectiviteit moeten we de normale bedrijfsomstandigheden zo goed mogelijk nabootsen. Daartoe moeten we twee signalen aan de antenneklemmen van de ontvanger toevoeren. Een dezer signalen beschouwen we als het gewenste signaal; de ontvanger wordt dus op dit signaal afgestemd. Het andere signaal, met een andere draaggolfrequentie is het storende signaal.

R.T.

188 MM

Nadruk verboden

We gaan dan na welke storing dit laatste signaal veroorzaakt in het door de luidspreker voortgebrachte geluid. Gewoonlijk stellen we ons echter met een eenvoudiger meting tevreden, die ons toch reeds waardevolle gegevens betreffende de selectiviteit verschaft. We vervangen, evenals bij de andere metingen, de luidspreker door een weerstand, even groot als de impedantie van de luidspreker bij 400 Hz.

We voeren dan uitsluitend elektrische metingen uit. Een verdere vereenvoudiging is dat we aan de antenneklemmen slechts één signaal toevoeren. De frequentie hiervan wordt gevarieerd van een waarde lager dan de frequentie waarop de ontvanger is afgestemd, tot een waarde hoger dan deze frequentie. Het ingangssignaal is 30 % gemoduleerd met 400 Hz. Bij iedere frequentie stellen we de spanning van het ingangssignaal zo in dat het uitgangsvermogen 50 mW bedraagt.

Deze ingangsspanning zetten we uit als functie van de verstemming ten opzichte van de frequentie waarop de ontvanger is afgestemd. We krijgen dan krommen zoals in fig. 11,7 als voorbeeld zijn aangegeven. Langs de verticale as zetten we de ingangsspanning uit bij de betreffende frequentie, gedeeld door de ingangsspanning (vereist bij de frequentie waarop de ontvanger is afgestemd).



HILVERSUM

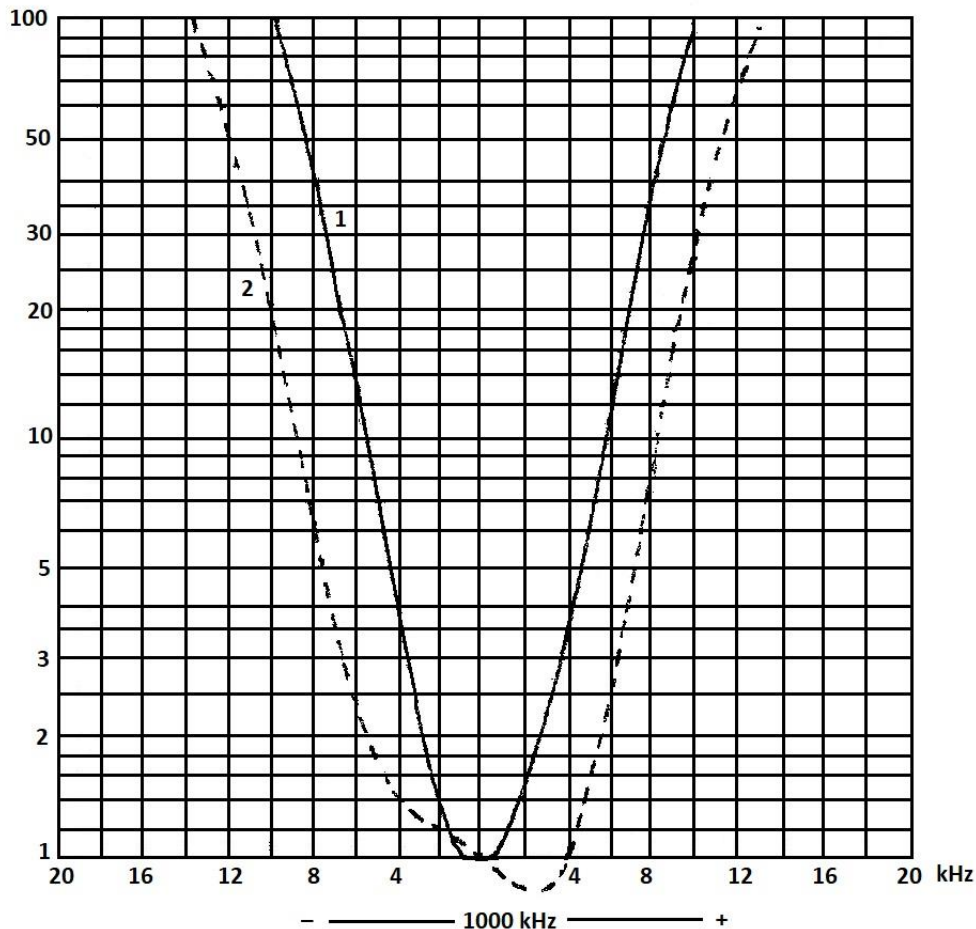


Fig. 11.7. Resonantiekromme van een omroepontvanger; kromme 1 voor smalle stand, kromme 2 voor de brede stand.

Als de bandbreedte van de ontvanger kan worden gevarieerd, dan nemen we een kromme op voor de meeste smalle stand en een voor de meest brede stand. In het voorbeeld van fig. 11,7 zien we dat de verkregen resonantiekromme voor de brede stand niet geheel symmetrisch is. Bij het opnemen van de resonantiekromme op de aangegeven wijze moeten we ervoor zorgen dat de negatieve rooster spanningen der buizen steeds dezelfde blijven. Gewoonlijk wordt de negatieve rooster spanning geleverd door een diode, aangesloten op de voorlaatste middenfrequentkring. Dan is het nodig de automatische sterkteregelaar bij de meting buiten werking te stellen op dezelfde wijze als in 11,2 is aangegeven.

De op deze wijze gemeten resonantiekromme van het gehele apparaat is het product van de overeenkomstige kromme van het hoogfrequent, het middenfrequent en het laagfrequent gedeelte. Het is echter moeilijk uit deze drie krommen, die van het gehele apparaat af te leiden, in hoofdzaak vanwege de paddingafwijkingen. Deze zijn in het middenfrequentgebied het meest storend. Daarom nemen we de totale resonantiekromme voor het middengolfgebied op bij ongeveer de hoogste frequentie, ongeveer de laagste frequentie en in het midden van het gebied, bij die frequenties waarbij de paddingafwijkingen gering zijn, doch ook bij de beide, daar ongeveer midden tussengelegen frequenties waar de paddingafwijkingen gewoonlijk het grootst zijn



R.T.

190 MM

Nadruk verboden

b. Het meten van de gevoeligheid voor signalen met de middenfrequentie

De gevoeligheid voor signalen met de middenfrequentie bepalen we door aan de antenneklemmen een op de middenfrequentie afgestemde meetoscillator aan te sluiten met tussenschakeling van een kunstantenne. We moduleren hetingangssignaal 30 % met 400 Hz en stellen deingangsspanning zo in dat een laagfrequent uitgangsvermogen van 50 mW wordt verkregen. We herhalen deze meting voor verschillende afstemmingen van de ontvanger. Voor ieder dezer afstemmingen bepalen we de verhouding van de gevoeligheid voor een signaal met de middenfrequentie en een signaal met de frequentie waarop de ontvanger is afgestemd. Deze verhouding, die de middenfrequentie-gevoelighedsverhouding wordt genoemd, zetten we uit in een kromme als functie van de frequentie waarop de ontvanger is afgestemd.

c. Het meten van de spiegelverhouding

Op overeenkomstige wijze als bij de onder a en b genoemde meting bepalen we de gevoeligheid van de ontvanger voor signalen met de spiegelrequentie bij de verschillende afstemmingen van de ontvanger. Bij de meeste omroepontvangers ligt de spiegelrequentie tweemaal de middenfrequentie hoger dan de frequentie waarop de ontvanger is afgestemd. In het kortegolfgebied ligt de spiegelrequentie echter bij sommige ontvangers eenzelfde bedrag lager dan de frequentie waarop is afgestemd.

De verhouding van de gevoeligheid voor signalen met de spiegelrequentie tot de gevoeligheid voor signalen met de frequentie waarop is afgestemd, wordt de spiegelverhouding genoemd. Deze zetten we uit als functie van de frequentie waarop is afgestemd. Bij goede ontvangers is de spiegelverhouding zeer groot. Dan is het voldoende als we weten dat deze groter is dan een bepaald bedrag, bijv. 50 000.

Oplossingen inzenden van de opgaven MM, nr. 280 t/m 284.

Het meten van de selectiviteit (vervolg)d. Het meten van de selectiviteit volgens de twee-signalen-methode

Zoals onder a reeds aangegeven, is de meest juiste methode om de selectiviteit van de ontvanger te meten die, waarbij twee signalen aan de ingangsklemmen van de ontvanger worden aangesloten. Een dezer signalen stelt het gewenste signaal voor waar de ontvanger op is afgestemd; het andere stelt een storend signaal voor.

Bij eenzelfde toegevoerd vermogen is het akoestische vermogen dat de luidspreker geeft afhankelijk van de frequentie en van de richting ten opzichte van de as van de luidspreker. Ook de gevoeligheid van het menselijk oor is afhankelijk van de frequentie, terwijl de wijze waarop deze met de frequentie verandert, afhangt van de sterkte van het geluid. De enige geheel juiste methode om een beeld te verkrijgen van de selectiviteit van een ontvanger is dus met het oor te luisteren naar het geluid dat de luidspreker voortbrengt, wanneer een "gewenst" en een "storend" signaal tegelijk aan de antenneklemmen van de ontvanger worden toegevoerd.

Een storing is het meest hinderlijk tijdens een pauze in de modulatie van het gewenste signaal. Is het gewenste signaal gemoduleerd, dan wordt een storing geheel of gedeeltelijk gemaskeerd door het geluid afkomstig van het gewenste signaal.

Daarom doen we de waarnemingen bij een ongemoduleerd gewenst signaal en een gemoduleerd storend signaal. De wijze waarop de beide meetoscillatoren aan de ontvanger worden aangesloten, is in fig. 11,8 aangegeven. De impedantie die zich uitwendig tussen de ingangsklemmen van de ontvanger bevindt, moet bij metingen steeds de impedantie van de aangenomen kunstantenne zijn (zie hfst. 11.3).

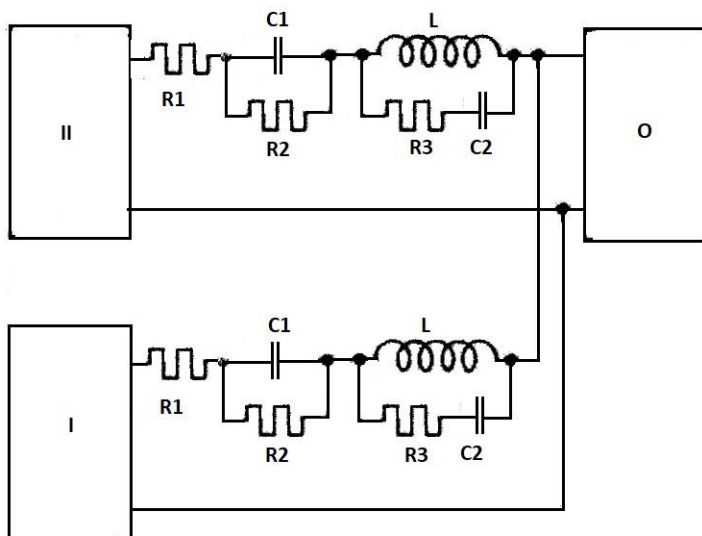


Fig. 11,8. Twee meetoscillatoren, aangesloten aan de ingangsklemmen van een ontvanger. Iedere meetoscillator is hierbij voorzien van een kunstantenne, waarvan de impedantie tweemaal zo groot is als van de normale kunstantenne.

Daar van de beide meetoscillatoren en ook van de ontvanger gewoonlijk een der klemmen is geaard, kunnen we de drie apparaten niet in serie schakelen; parallelschakeling is noodzakelijk.

We verbinden dus de drie geaarde klemmen met elkaar. In serie met de andere klemmen van ieder der meetoscillatoren nemen we een kunstantenne op. Tussen de ingangsklemmen van de ontvanger moet echter de impedantie van één kunstantenne aanwezig zijn. Daarom nemen we de impedantie der beide kunstantennes van fig. 11,8 tweemaal zo groot als die van een normale kunstantenne; de weerstanden en de zelfinducties tweemaal zo groot, de capaciteiten tweemaal zo klein;

$R_1 = 160 \Omega$ ,  $R_2 = 0,8 M\Omega$ ,  
 $R_3 = 640 \Omega$ ,  $C_1 = 62,5 pF$ ,  
 $C_2 = 200 pF$ ,  $L = 40 \mu H$ .

R.T.

192 MM

Nadruk verboden

De meting verloopt als volgt:

De ontvanger O en de meetoscillator I worden ingeschakeld. Het signaal van de meetoscillator wordt 30 % gemoduleerd met een frequentie van 400 Hz. De draaggolfrequentie wordt op de gewenste waarde ingesteld en de ontvanger hierop afgestemd. De spanning van hetingangssignaal wordt ingesteld op 1 mV. de sterkteregelaar van de ontvanger wordt zo ingesteld dat het vermogen dat aan de luidspreker wordt geleverd met het vermogen bij normaal gebruik, dus bv. 500 mW (bij deze meting dus niet 50 mW). De spanning tussen de antenne en de aardklem van de ontvanger is wegens de parallelschakeling van de beide meetoscillatoren kleiner dan de spanning die de meetoscillator levert, nl. ongeveer voor de helft.

Nu wordt de modulatie van de meetoscillator uitgeschakeld en geluisterd of er nog ruis wordt gehoord uit de luidspreker. Is dit het geval, dan wordt hetingangssignaal verhoogd en de sterkteregelaar zo ver teruggedraaid tot het uitgangsvermogen weer 500 mW bedraagt bij 30 % modulatie van het signaal. De afwezigheid van ruis is nodig, omdat anders de ruis een hoorbare zwakke storing zou maskeren.

Als de meetoscillator en de ontvanger zo zijn ingesteld dat bij 30 % modulatie met 400 Hz het uitgangsvermogen 500 mW bedraagt en bij afwezigheid van modulatie geen ruis hoorbaar is, blijft de modulatie van het signaal van meetoscillator I verder achterwege. Deze meetoscillator doet nu dienst als zender die het gewenste signaal levert. Nu wordt de meetoscillator II die het storende signaal levert ingeschakeld en gemoduleerd met een grammfoonplaat tot een modulatie diepte, overeenkomende met de modulatie diepte die in de praktijk gebruikelijk is, d.w.z. zodanig dat in de sterkste passages  $m = 90\%$ . De metingen verlopen het beste indien men een grammfoonplaat kiest met muziek van een vrij regelmatige sterkte zonder uitgesproken zeer sterke of zeer zachte passages. Militaire marsmuziek is voor dit doel zeer ongeschikt.

De frequentie van het signaal van de meetoscillator II wordt ingesteld op verschillende waarden hoger en lager dan de frequentie van het andere signaal. De spanning van het storende signaal wordt telkens zo ingesteld dat op een bepaalde afstand, bv. 30 cm in de as van de luidspreker juist enige storing hoorbaar is. De verhouding van de spanningen der beide signalen worden uitgezet in een kromme die deze verhouding aangeeft als functie van het verschil  $\Delta f$  van de frequenties der beide meetoscillatoren. Fig. 11,4 geeft een voorbeeld van een op deze wijze verkregen kromme.

We nemen een dergelijke kromme op voor verschillende frequenties van het gewenste signaal, dus verschillende afstemmingen van de ontvanger en voor verschillende standen van de selectiviteitschakelaar of regelaar.

Het moge op het eerste gezicht schijnen dat de toelaatbare amplitude van het storende signaal niet scherp kan worden vastgesteld, omdat het resultaat niet met een aanwijsinstrument, maar op het gehoor wordt vastgesteld. Praktisch is echter gebleken dat de meetresultaten boven verwachting nauwkeurig zijn. De grens, waar een storing al of niet hoorbaar is, kan zeer nauwkeurig worden vastgesteld. Het spreekt vanzelf dat de meting in een rustige omgeving moet geschieden, waar geen andere geluiden de zwakke storende geluiden maskeren. Waarnemingen, door verschillende personen gedaan, gaven vrijwel dezelfde uitkomsten. De storing die bij toenemende spanning van de storende zender het eerst hoorbaar wordt, is voor verschillende frequenties van de draaggolf van het storende signaal van verschillende aard. Is het frequentieverschil tussen de beide draaggolven nul of zeer klein (kleiner dan ongeveer 100 kHz), dan wordt de storingsdrempel bepaald door het hoorbaar worden van de ongewenste modulatie.

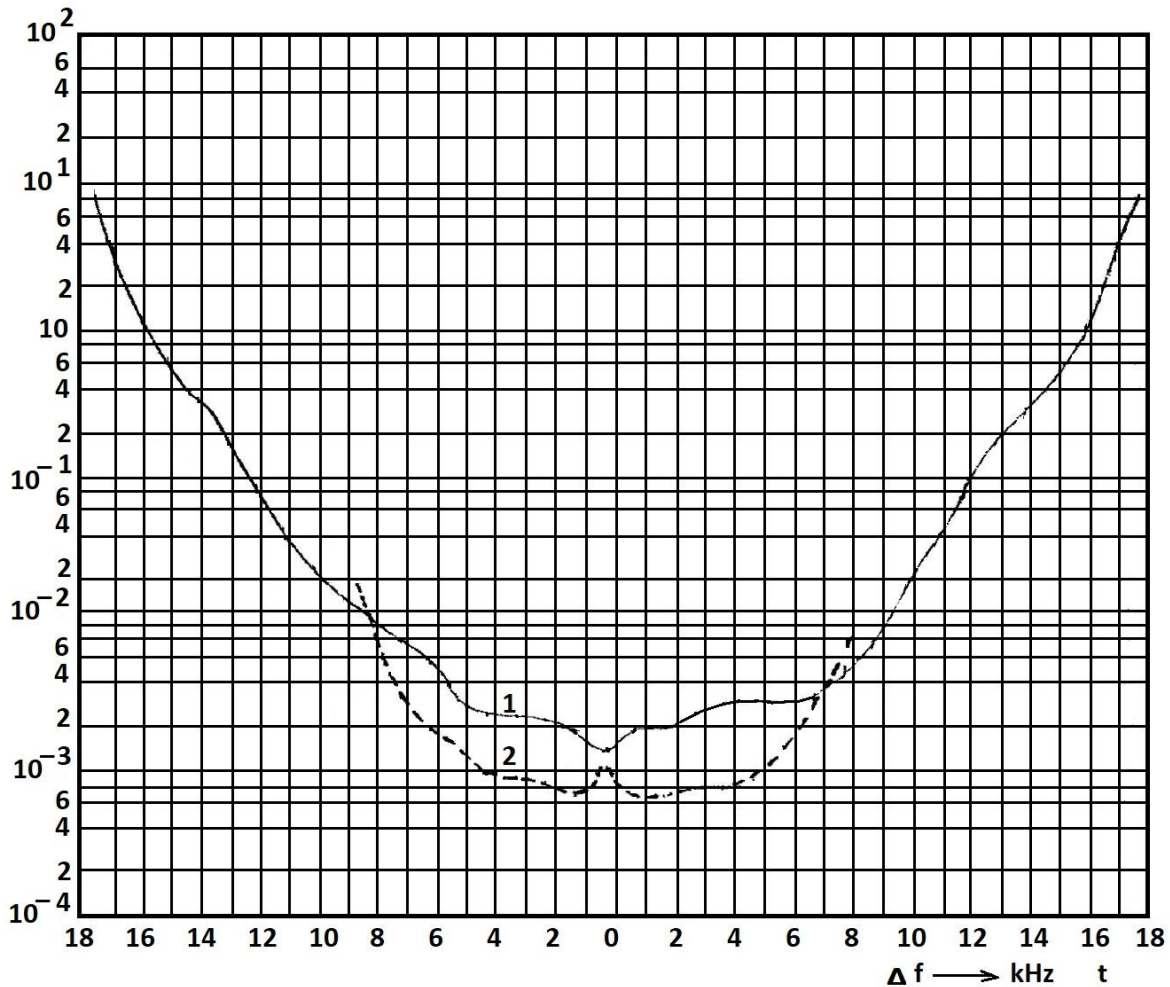


Fig. 11,9. Voorbeeld van een selectiviteitskromme, verkregen door een meting volgens de twee-signalenmethode.

Voor frequentieverschillen van ongeveer 150 Hz tot ongeveer 5 á 7 kHz bepaalt de verschiltoon der beide draaggolven de storingsdrempel; voor nog grotere frequentieverschillen tot 18 kHz toe wordt de storingsdrempel bepaald door de kruisdetectie. Voor een frequentieverschil van ongeveer 18 kHz treedt ongeveer gelijktijdig met de kruisdetectie het verstaanbaar doorkomen van de ongewenste modulatie op. Dit laatste kan zijn oorzaak hebben in kruismodulatie of in normale detectie van het storende signaal.

We kunnen de selectiviteitskromme dus opgebouwd denken uit verschillende gedeelten. Ter toelichting daarvan is in fig. 11,9 een gedeelte gestippeld aangegeven. De getrokken kromme 1 geeft de storingsdrempel aan wanneer we alleen zouden letten op de kruisdetectie; de gestippelde kromme 2 geeft de storingsdrempel aan wanneer we alleen op de combinatietoon zouden letten. Als resulterende kromme moeten we de laagst gelegen gedeelten nemen.

e. De vereenvoudigde twee-signalen-methode

De onder d beschreven methode op het gehoor is nogal omslachtig. Zij moet worden uitgevoerd in een rustige omgeving waar geen storende geluiden aanwezig zijn. Daarom wordt dikwijls een eenvoudiger methode toegepast waarbij de meting zuiver elektrisch geschiedt. Het beeld, dat we daarbij verkrijgen van de selectiviteit van de ontvanger is echter minder volledig.

De schakeling van de ontvanger met de beide meetoscillatoren is dezelfde als in fig. 11,8 aangegeven. De luidspreker wordt echter vervangen door een weerstand gelijk aan de weerstand van de luidspreker bij 400 Hz.

Het vermogen dat aan deze weerstand wordt geleverd, wordt gemeten, hetzij met een voltmeter parallel aan deze weerstand, het zij met een mA-meter in serie met de weerstand.

De meetoscillator I levert weer het gewenste- en de meetoscillator II het storende signaal. De modulatie diepte van de oscillator I wordt nu ingesteld op 1 %, de sterkteregelaar van de ontvanger wordt zo ingesteld dat het uitgangsvermogen 50 mW bedraagt. Een modulatie diepte van 1 % kan gewoonlijk niet met voldoende nauwkeurigheid op de modulatie dieptemeter van de meetoscillator worden afgelezen. Daarom moduleren we eerst tot 30 % (deze waarde kan wel goed worden afgelezen) en verlagen daarna het modulerende signaal een factor 30. Nu wordt de modulatie van dit signaal uitgeschakeld. De andere oscillator wordt ingeschakeld en 30 % gemoduleerd met 400 Hz. We bepalen bij welke spanning van dit storende signaal het uitgangsvermogen weer 50 mW bedraagt bij verschillende waarden van de verstemming van dit signaal ten opzichte van het andere. De verhouding der beide spanningen zetten we uit in een kromme als functie van de verstemming. Deze verhouding geeft aan hoe sterk een 30 % gemoduleerd storend signaal mag zijn bij het luisteren naar een zender die 30 % is gemoduleerd om een storend laagfrequent signaal te veroorzaken, dat een factor 30 in amplitude (d.i. 30 dB) zwakker is dan het gewenste laagfrequente signaal.

Bij deze meetmethode komt niet aan het licht door welke oorzaak de storing ontstaat: kruismodulatie, kruisdetectie, interferentie der draaggolven enz. daarvoor is een beoordeling op het gehoor nodig, zoals bij de onder d beschreven methode.

Bij het beoordelen van de toelaatbaarheid van een storing moeten we er rekening mee houden dat een storing 30 dB zwakker dan het gewenste geluid nog vrij hinderlijk is. In vele gevallen laat men een storing, waarvan de amplitude  $\frac{1}{100}$  is van die van het gewenste geluid (d.i. 40 dB zwakker) nog wel toe. Wil men praktisch niets van de storing bemerken, dan moet deze verhouding  $\frac{1}{1000}$  of liever  $\frac{1}{2000}$  zijn (d.i. 60 of 66 dB) zwakker.

Oplossingen inzenden van de opgaven MM, nr. 285 t/m 288.

### 11.7. Het opnemen van het Nyquist - diagram

Van een versterker met tegenkoppeling is het ter beoordeling van de stabiliteit van belang het Nyquist-diagram te kennen. De wijze waarop het Nyquist-diagram van een versterker kan worden opgenomen, lichten we toe aan het voorbeeld van een schakeling volgens fig. 11,10. Deze figuur geeft een gebruikelijke schakeling voor het laagfrequent gedeelte van een omroepontvanger als we de punten d en f doorverbonden denken.

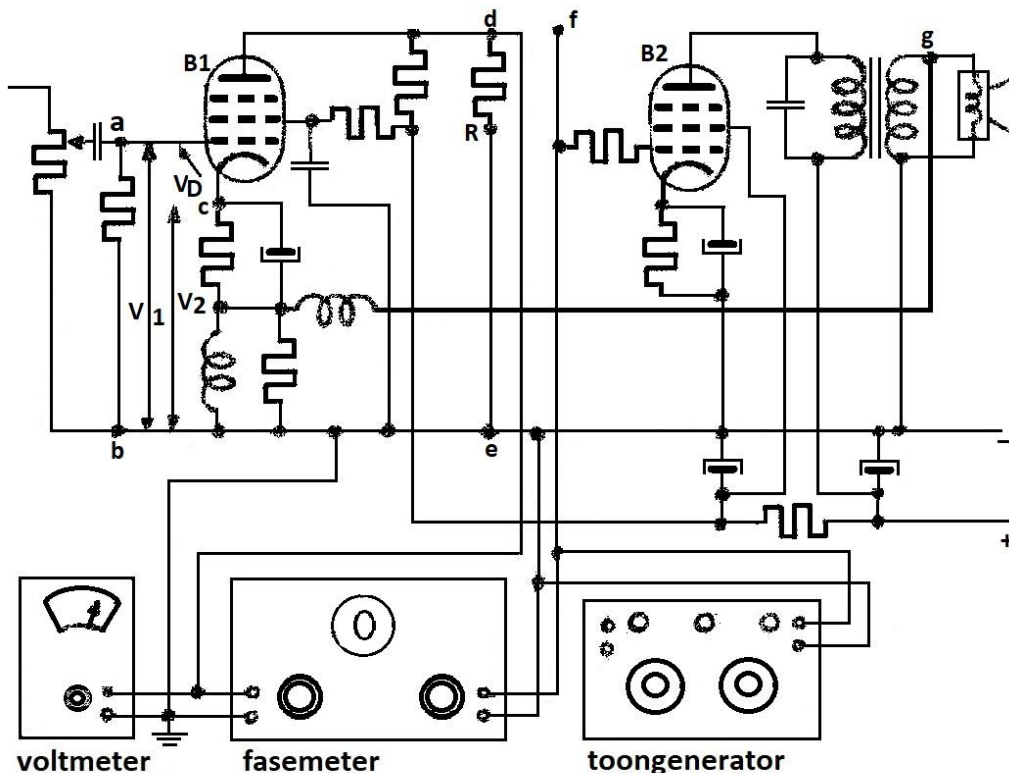


Fig. 11,10. Schakeling voor het opnemen van het Nyquist-diagram van het laagfrequent gedeelte van een oproepontvanger.

Het ingangssignaal  $\bar{U}_1$  wordt aangelegd tussen de punten  $a$  en  $b$ . De tegenkoppelspanning  $\bar{U}_2$  ontstaat tussen de punten  $b$  en  $c$ . De resulterende spanning  $\bar{U}_c = \bar{U}_1 + \bar{U}_2$  die de stuurspanning van de buis  $B_1$  is, staat tussen de punten  $a$  en  $c$ . De fasen der spanning  $U_1$  en  $U_2$  zijn althans in het midden van het frequentiegebied, niet geheel, doch wel bij benadering, tegengesteld. Indien de tegenkoppelfactor groot is, is het verschil tussen de absolute waarden van  $\bar{U}_1$  en  $\bar{U}_2$  voor het belangrijkste deel van het frequentiegebied niet groot zoals uit het Nyquist-diagram van fig. 11,11 blijkt.

De verhouding  $\frac{\bar{U}_2}{\bar{U}_0} = \bar{p}^{\bar{A}}$  is het product van de versterking  $\bar{A}$  en de tegenkoppelfactor  $\bar{p}$ .

Zowel  $\bar{A}$  als  $\bar{p}$  zijn complexe grootheden; de in- en uitgangsspanning van een versterker zijn niet met elkaar in fase: zowel de modulus van  $\bar{A}$  (d.i. de versterking) als het argument (d.i. het faseverschil tussen de in- en uitgangsspanning) hangen van de frequentie af.

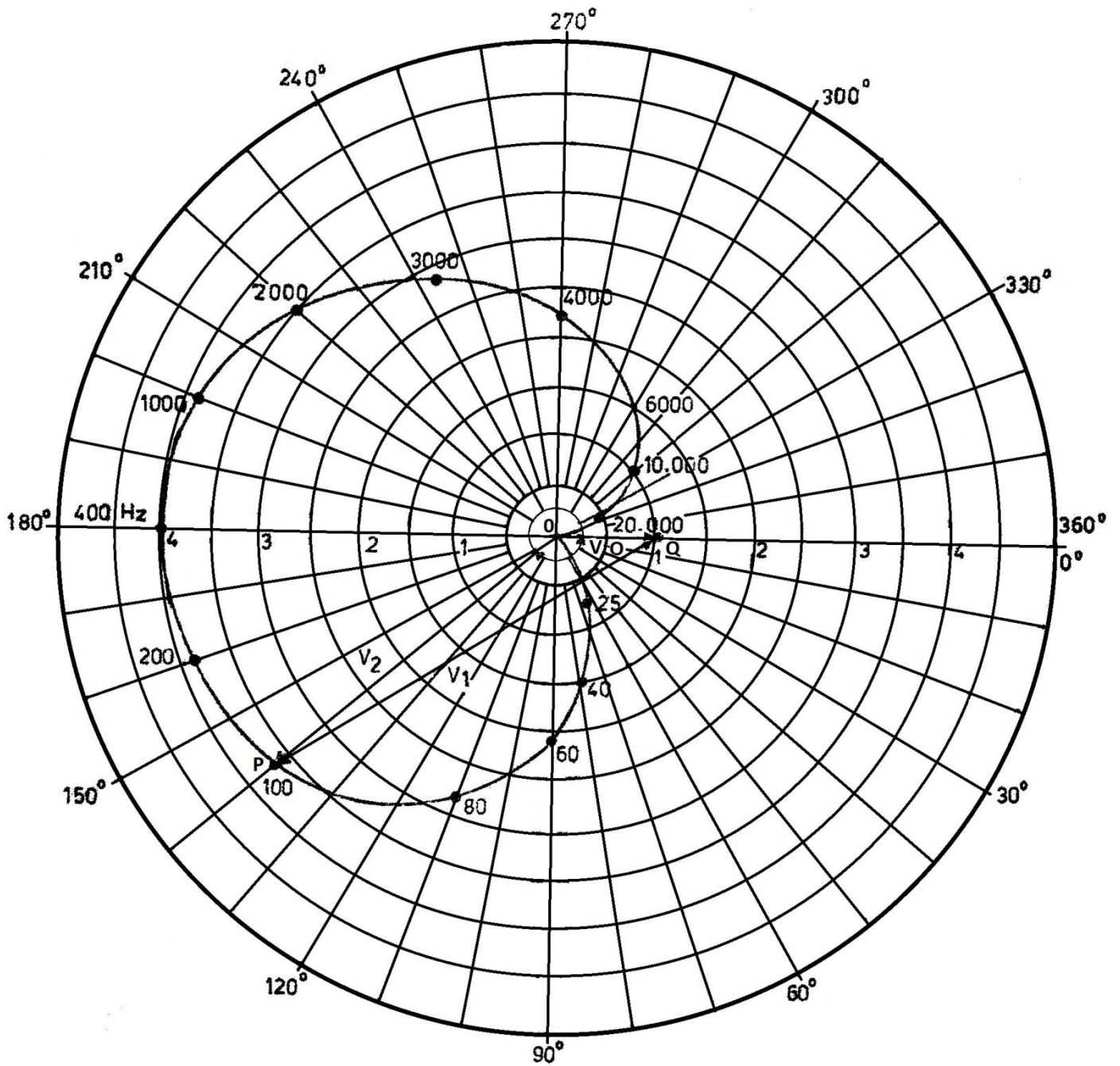


Fig. 11.11. Nyquist-diagram van een laagfrequent versterker volgens fig. 11,10.

We onderstellen nu dat we bij het veranderen der frequentie de ingangsspanning  $\bar{U}_0$  van de eerste buis constant houden. De spanningen  $U_1$  en  $U_2$  veranderen dan beide. De meetkundige plaats van het punt  $P$  (in fig. 11,11 aangegeven) voor de frequentie van 100 Hz is het Nyquist-diagram. De lengte van de vector  $\bar{U}_0$  wordt hierbij als eenheid genomen.



In principe zouden we het Nyquist-diagram kunnen opnemen door tussen de Punten  $a$  en  $c$  een spanning  $\bar{U}_0$  van constante grootte, doch veranderlijke frequentie aan te leggen en bij iedere frequentie de spanningen  $\bar{U}_1$  en  $\bar{U}_2$  te meten, ofwel een dezer spanningen en een de fasehoeken, bv. die tussen laatstgenoemde spanning en de spanning  $\bar{U}_0$ . De driehoek, gevormd door de vectoren die  $\bar{U}_0$ ,  $\bar{U}_1$  en  $\bar{U}_2$  voorstellen ( $\Delta OPQ$  in fig. 11,11) kunnen we construeren als we van de drie hoeken en de drie zijden drie elementen kennen, mits minstens één dezer drie elementen een zijde is.

Deze methode heeft echter praktische bezwaren. Het aanleggen en het meten van de spanning  $\bar{U}_0$  heeft het bezwaar dat geen der punten  $a$  en  $c$  geaard is. Soms komen daar nog andere bezwaren bij, in het bijzonder als de schakeling ingewikkelder is dan in fig. 11,10. Verder zijn de punten  $a$  en  $c$  in een versterker in vele gevallen niet gemakkelijk toegankelijk. Daarom wordt de meetmethode toegepast die in fig. 11,10 is aangegeven.

Een tegengekoppelde versterker vormt een gesloten circuit, in fig. 11,10 van het ingangscircuit van de buis  $B_1$  naar de buis  $B_2$  en van het uitgangscircuit van de buis  $B_2$  via het tegenkoppelcircuit naar het ingangscircuit van de buis  $B_1$  terug. Dit gesloten circuit wordt op een geschikt punt onderbroken; in fig. 11,10 is de verbinding tussen de punten  $d$  en  $f$  onderbroken. We sluiten nu tussen de punten  $e$  en  $f$  een spanning  $\bar{U}_a$  aan en meten de daardoor veroorzaakte spanning  $\bar{U}_b$  tussen de punten  $d$  en  $e$ , alsmede het faseverschil tussen  $\bar{U}_a$  en  $\bar{U}_b$ . Het signaal  $\bar{U}_a$  doorloopt de schakeling van het rooster van de buis  $B_2$  via de uitgangstransformator en de terugkoppelleiding naar het rooster van de buis  $B_1$  en verschijnt tenslotte versterkt in de anodeketen van de buis  $B_1$  tussen de punten  $d$  en  $c$ . Het heeft hierbij ook weer de versterking  $\bar{A}$  en de versterking  $\bar{p}$  ondergaan.

Ook nu is  $\frac{\bar{U}_b}{\bar{U}_a} = \bar{p}^{\bar{A}}$ . Dit is de vector die het Nyquist-diagram beschrijft.

Bij deze meetmethode treden de moeilijkheden, die we noemden bij het aanleggen van een uitwendige spanning  $\bar{U}_0$  niet op.

Hetingangssignaal  $\bar{U}_a$  voor de buis  $B_2$  wordt geleverd door een toongenerator waarvan de uitgangsspanning bekend is. De anodewisselspanning van de buis  $B_1$  wordt gemeten met een buisvoltmeter. Het faseverschil tussen deze beide spanningen wordt bepaald met een fasemeter. Deze fasemeter bestaat uit kathodestraalbuis waarbij ieder der spanningen, zo nodig na versterking, aan een stel afbuigplaten wordt gelegd. Hierbij moet ervoor worden gezorgd dat de versterker voor de kathodestraalbuis geen faseverschil veroorzaakt tussen zijn in- en uitgangsspanning in het gehele frequentiegebied dat bij de meting wordt doorlopen. Op het scherm van de buis ontstaat een ellips waaruit het gezochte faseverschil kan worden afgeleid. Zoals bij iedere meting moet ook hier ervoor worden gezorgd dat door het aansluiten van de meetinstrumenten de bedrijfscondities niet veranderen. Het aansluiten van de toongenerator levert in dit opzicht geen bezwaar op.

Parallel aan de in de anodeketen van de buis  $B_1$  komt echter de ingangsimpedantie van de buisvoltmeter en die van de fasemeter te staan. Deze ingangsimpedanties worden gevormd door een grote weerstand met daaraan parallel de ingangscapaciteit van een buis. daar staat tegenover dat de ingangscapaciteit van de buis  $B_2$  bij de meting volgens fig. 11,10 niet meer parallel aan de anodeketen van de buis  $B_1$  staat. Door de in fig. 11,10 gestippeld aangegeven weerstand  $R$  te nemen of geheel weg te laten, kan gewoonlijk wel worden bereikt dat de totale impedantie in de anodeketen van de buis  $B_1$  bij de meting dezelfde is als bij normaal bedrijf.

De meting wordt uitgevoerd bij verschillende frequenties; de resultaten worden in een polair diagram uitgezet, zoals fig. 11,11 aangeeft. Om oscilleren van de versterker te voorkomen mag het punt  $-1$  op de horizontale as (het punt  $Q$  in fig. 11,11) niet door de kromme worden omvat.



De kromme begint bij de (bij de frequentie nul) in het punt  $O$  en eindigt (bij de frequentie oneindig) eveneens in dit punt. De veranderingen die in de versterker tijdens het bedrijf kunnen optreden, zoals door het veranderen van de steilheid der buizen, door temperatuursinvloeden en door veranderingen in de voedingsspanning, verandert tevens het Nyquist-diagram. Om zeker te zijn dat deze veranderingen geen oscilleren van de versterker tot gevolg hebben, is het nodig dat het gemeten diagram niet te dicht langs het punt  $Q$  loopt, anders zou het wel eens kunnen gebeuren dat door genoemde veranderingen het punt  $Q$  binnen de kromme zou komen te liggen, zodat oscilleren zou optreden. Om met voldoende zekerheid te kunnen vaststellen of de versterker onder alle praktisch voorkomende omstandigheden stabiel blijft, is het in de regel nodig het Nyquist-diagram op te nemen in en groter frequentiegebied dan dat waarvoor de versterker zal worden gebruikt, omdat juist voor de zeer lage en ook zeer hoge frequenties de kromme het punt  $Q$  het dichtst nadert.

### 11.8. Het bepalen van de tegenkoppelfactor

Onder de tegenkoppelfactor van een versterker verstaan we de absolute waarde van de factor waarmee de versterking kleiner wordt ten gevolge van de tegenkoppeling. Met dezelfde betekenis der letters als in 11,10 is de tegenkoppelfactor:

$$\frac{\bar{U}_1}{\bar{U}_0} = |\bar{p}^A|.$$

Beschikken we over het Nyquist-diagram van de versterker, dan kunnen we deze factor uit dit diagram afleiden (zie fig. 11,11).

Uit figuur 11,11 blijkt dat deze factor van de frequentie afhangt. Wanneer we spreken van de terugkoppelfactor zonder meer, dus zonder de frequentie er bij aan te geven, bedoelen we daarmee de waarde bij 400 Hz. Bij een normale laagfrequent versterker is de tegenkoppelfactor bij deze frequentie vrijwel reëel, zoals uit fig. 11,11 blijkt.

Wenst men de tegenkoppelfactor te kennen zonder eerst het Nyquist-diagram op te nemen, dus op eenvoudiger wijze, dan met behulp van de schakeling van fig. 11,10, dan moet men de versterking eenmaal met- en eenmaal zonder tegenkoppeling, en het quotiënt der beide gevonden waarden nemen. Het buiten werking stellen van de tegenkoppeling moet evenwel met overleg geschieden. De instellingen der buizen en impedanties die de versterking bepalen, mogen daarbij niet veranderen. Bij de schakeling van fig. 11,10 kan de tegenkoppeling buiten werking worden gesteld door de tegenkoppeling bij  $g$  los te maken en deze met het chassis te verbinden.

Oplossingen inzenden van de opgaven MM, nr. 289 t/m 293.

11.9 Metingen aan omroepontvangers voor frequentiemodulatie

Verschillende metingen die aan omroepontvangers voor frequentiemodulatie moeten worden verricht om een juist beeld van de eigenschappen van de ontvanger te verkrijgen, geschieden op dezelfde wijze als bij ontvangers voor amplitudemodulatie. Een aantal metingen moet echter op een enigszins andere wijze geschieden.

a. Het meten van de gevoeligheid

Bij ontvangers voor amplitudemodulatie hebben we de gevoeligheid gedefinieerd als de spanning van hetingangssignaal, 30 % gemoduleerd met een frequentie van 400 Hz, nodig om een uitgangsvermogen van 50 mW te verkrijgen. Bij ontvangers voor frequentiemodulatie is deze definitie ongeschikt. Is hetingangssignaal te klein om de begrenzer goed te laten werken, dan is de ruis gewoonlijk zo sterk dat het gewenste geluid er door wordt overstemd. Bij een groteringangssignaal, zo dat de begrenzer wel werkt, is het uitgangsvermogen vrijwel onafhankelijk van de grootte van hetingangssignaal; de begrenzer werkt dan als een vrijwel ideale automatische sterkteregeling. De gevoeligheid van een ontvanger voor frequentiemodulatie moet dus op een of andere wijze worden gedefinieerd. We kunnen onderscheiden de maximale gevoeligheid, de bruikbare gevoeligheid en de zwaai gevoeligheid. Ook de gevoeligheid van iedere trap afzonderlijk vereist een andere definitie. Wel maken we onze nieuwe afspraken zo dat deze zoveel mogelijk overeenkomen met de overeenkomstige afspraken voor ontvangers voor amplitudemodulatie.

Onder de maximale gevoeligheid van een FM-ontvanger verstaan we de spanning van het kleinsteingangssignaal, dat met 400 Hz gemoduleerd, tot een frequentiezwaai van 22,5 kHz een uitgangsvermogen geeft van 50 Mw. De voor omroepzenders gebruikelijke maximale frequentiezwaai bedraagt 75 kHz, een zwaai van 22,5 kHz komt dus overeen met een modulatie diepte van 30 % bij AM.

Bij de meting wordt de meetoscillator met de ontvanger verbonden door een kabel waarvan de karakteristieke weerstand gelijk is aan de weerstand van de antenne met verbindingkabel, waaraan de ontvanger bij normaal gebruik wordt aangesloten, dus ongeveer 70  $\Omega$  als de ontvanger moet worden aangesloten aan een enkelvoudige dipoolantenne en ongeveer 280  $\Omega$  als de antenne een gevouwen dipoolantenne moet zijn. De sterkteregelaar wordt in de maximumstand gezet, zodat de ontvanger zo gevoelig mogelijk wordt ingesteld.

Bij een op deze wijze zonder meer uitgevoerde meting zal de ruis spanning in het uitgangssignaal in het algemeen groot zijn, omdat hetingangssignaal te klein is om te zorgen dat de begrenzer werkt. Om toch de meter die de uitgangsspanning aangeeft niet te laten beïnvloeden door de ruis wordt tussen de uitgangstransformator en de weerstand die de luidspreker vervangt een filter opgenomen dat slechts een smallebandfrequentie rondom 400 Hz doorlaat.

De op deze wijze gemeten gevoeligheid verschaft ons wel enig inzicht in de werking van de ontvanger, doch geeft geen informatie over de praktische bruikbaarheid. Voor een wel niet geheel bevredigende, maar toch bruikbare ontvangst nemen we aan dat het gewenste signaal 30 maal zo sterk wordt gehoord als de ruis. De spanning van hetingangssignaal, hiervoor nodig, wordt de bruikbare gevoeligheid genoemd.

We meten deze gevoeligheid met dezelfde opstelling als in het vorige geval, doch laten het 400 Hz-filter achterwege. We vergroten de ingangsspanning geleidelijk en meten daarbij telkens de signaalspanning en de ruis spanning, des te meer wordt de ruis onderdrukt. We gaan door tot het uitgangssignaal 30 maal zo sterk is als de ruis spanning. We meten het uitgangssignaal bij een frequentiezwaai van 22,5 kHz en de ruis spanning bij dezelfde ingangsspanning, doch zonder modulatie.

R.T.

200 MM

Nadruk verboden

Bij het meten van de signaalspanning meten we eigenlijk de ruis mee, doch als de ruisspanning slechts het dertigste deel is van de signaalspanning heeft de ruis geen merkbare invloed op de signaalspanning.

Daar de ruisspanning klein is, moet men ervoor zorgen dat geen bromspanning mee wordt gemeten. Daartoe wordt op de plaats, waar bij de voorgaande meting het 400 Hz-bandfilter was opgenomen, nu een hoogdoorlatend filter geplaatst dat de frequenties beneden 300 Hz onderdrukt.

Daar de amplitude van de ruiscomponenten in het uitgangssignaal van een FM-ontvanger evenredig met de frequentie toeneemt (door de emphasis gaat deze evenredigheid alleen bij de hoge frequenties verloren) maakt het voor de effectieve waarde van de ruisspanning niet veel uit als het frequentiegebied beneden 300 Hz wordt afgesneden.

Als bij een FM-ontvanger het ingangssignaal zo groot is dat de begrenzer volledig werkt, dan is bij een ideale begrenzer, het uitgangssignaal onafhankelijk van de grootte van het ingangssignaal. De grootte van het uitgangssignaal is dan alleen afhankelijk van de frequentiezwaai van het ingangssignaal. Onder de zwaai gevoeligheid van de ontvanger verstaan we de frequentiezwaai van het ingangssignaal, gemoduleerd met 400 Hz, waarbij het uitgangsvermogen 50 mW bedraagt. Hierbij wordt ondersteld dat de sterkteregelaar in de maximumstand is gezet en dat de grootte van het ingangssignaal voldoende is om de begrenzer goed te laten werken, dus dat de ruis is onderdrukt.

Om voor iedere trap van de ontvanger de bijdrage te bepalen die deze trap geeft tot de totale versterking leggen we aan het stuurrooster van de betreffende buis, een zodanige spanning met de juiste frequentie dat het uitgangsvermogen weer 50 mW is en de begrenzer een zo groot signaal krijgt toegevoerd dat deze volledig werkt, dus de ruis onderdrukt, evenals bij de eerder genoemde metingen is aangegeven. Indien we dit voor al de trappen van de ontvanger doen, kunnen we uit de meetresultaten afleiden hoe groot de versterking is die iedere trap bij normaal gebruik van de ontvanger geeft.

#### b. Het meten van de selectiviteit

Bij ontvangers voor amplitudemodulatie kan reeds een vrij goed beeld van selectiviteit worden verkregen door aan de antenneklemmen een enkel gemoduleerd signaal toe te voeren en de draaggolf-frequentie van dit signaal te variëren. Daarbij wordt de amplitude van het ingangssignaal telkens zo ingesteld dat het uitgangsvermogen steeds hetzelfde blijft. Deze methode noemen we de “één signaal-methode”. Dat we op deze wijze een beeld krijgen van de selectiviteit is een gevolg van het feit dat de aanwezigheid van het gewenste signaal de sterkte van een tegelijk aanwezig storend signaal slechts zeer weinig beïnvloedt, mits we zorgen dat de instelling der buizen steeds dezelfde blijft, dus dat de regelspanning die gegeven wordt door de automatische sterkteregelaar niet verandert. Hiervan zijn we verzekerd als het uitgangsvermogen niet verandert

Bij ontvangers voor frequentiemodulatie is het echter anders. Een meting volgens de “één signaal-methode” zegt voor deze ontvangers weinig of niets over de selectiviteit. De begrenzer bewerkt dat een zwak storend signaal wordt onderdrukt door de aanwezigheid van een sterker signaal. We kunnen daarom een beeld van de selectiviteit alleen verkrijgen als we meten volgens de “twee signalen-methode.

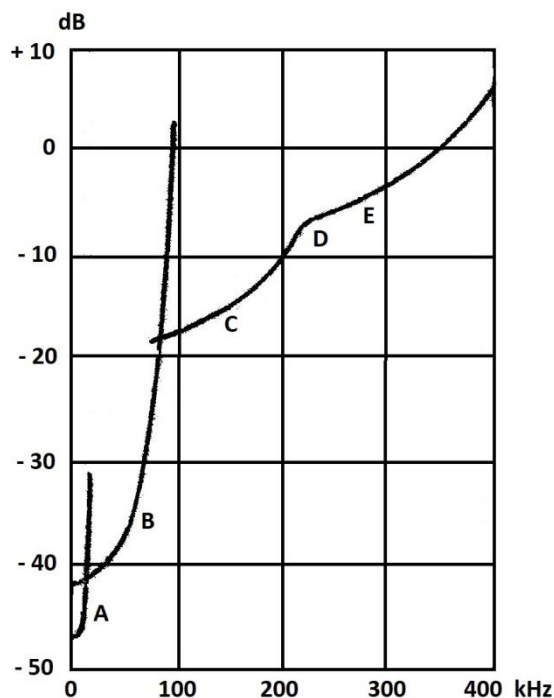
Op overeenkomstige wijze als bij het meten van de selectiviteit van een ontvanger voor amplitudemodulatie volgens de twee signalen methode worden twee meetoscillatoren die in frequentie worden gemoduleerd met de ingangsklemmen van de ontvanger verbonden en op de ontvanger afgestemd. Een dezer meetoscillatoren vertegenwoordigt het gewenste, de andere het storende signaal.



De meting geschiedt als volgt.

Het storende signaal wordt uitgeschakeld en het gewenste signaal op een grote waarde ingesteld, bv. 5 mV. Dit wordt gemoduleerd met 400 Hz tot een frequentiezwaaai van 22,5 kHz. Hierbij is ondersteld dat de ontvanger bestemd is voor de ontvangst van omroepzenders met een maximale frequentiezwaaai van 75 kHz. Een frequentiezwaaai van 22,5 kHz is dan 30 % hiervan. Dit komt dus overeen met de modulatie diepte van 30 % die we bij metingen aan ontvangers voor amplitudemodulatie gewoonlijk gebruiken.

De sterkteregelaar wordt zo ingesteld, dat het uitgangsvermogen, dat aan de luidspreker wordt geleverd zo groot is, als we bij praktisch gebruik van de ontvanger maximaal toelaten; we stellen dit vermogen op 500 mW. Nu wordt de modulatie van het gewenste signaal uitgeschakeld, zodat alleen de draaggolf overblijft. Op deze wijze is een pauze in de modulatie van het gewenste signaal nagebootst. Vervolgens wordt het storende signaal ingeschakeld en gemoduleerd met een grammofoonplaat, zodanig dat de grootste frequentiezwaaai die tijdens deze modulatie optreedt bij de sterkste passages, 75 kHz bedraagt. Het verdient aanbeveling een grammofoonplaat te nemen met een vrij constant geluidsniveau, zonder uitgesproken sterke of zachte passages. De centrale frequentie van het storende signaal wordt gevarieerd en de aan de ontvanger geleverde spanning telkens zo ingesteld dat op 50 cm afstand voor het midden van de luidspreker juist enige storing begint hoorbaar te worden.



In fig. 11,12 is als voorbeeld het resultaat van een dergelijke meting voorgesteld. Langs de horizontale as is het verschil van de centrale frequentie van het gewenste en het storende signaal uitgezet; langs de verticale as is de verhouding van het gewenste signaal (5 mV) tot het op de aangegeven wijze bepaalde juist storende signaal aangegeven. Deze verhouding is aangegeven in dB.

0 dB betekent dat het gewenste en het toelaatbare storende signaal even sterk zijn. Dit is dus het geval bij een frequentieverval van 350 kHz (bij deze bepaalde ontvanger).

Fig. 11,12. Selectiviteitskromme van een ontvanger voor frequentiemodulatie. De kromme is uit verschillende delen samengesteld.

De selectiviteitskromme van fig. 11,12 is niet één vloeiende kromme, doch bestaat uit enkele verschillende gedeelten die elkaar snijden. De verklaring hiervan is als volgt. Is het verschil van de centrale frequenties van de beide signalen minder dan 15 kHz, dan hoort men, indien het storende signaal ongemoduleerd is, de verschiltoon der centrale frequenties (kromme A). Verschillen de centrale frequenties minder dan 30 Hz, dan is de verschiltoon vrijwel onhoorbaar.

Het is echter praktisch zeer moeilijk de centrale frequentie zo constant te houden dat de frequentie van de verschiltoon beneden de hoorbaarheidsgrens blijft; niet alleen bij de meting, maar ook bij omroepzenders in normaal bedrijf. Is het storende signaal wel gemoduleerd, dan verdwijnt de verschiltoon ook al is het verschil der centrale frequenties kleiner dan 15000 Hz. Dit is hier dus anders dan bij amplitudemodulatie. Bij amplitudemodulatie blijft de draaggolf met dezelfde amplitude bestaan, bij frequentiemodulatie niet. De door de modulatie veranderde momentele frequentie van het storende signaal passeert de constante frequentie van het ongemoduleerde gewenste signaal. Daardoor ontstaat een laagfrequent signaal met een continu veranderde momentele frequentie, nl. de momentele verschilfrequentie der beide signalen. (Hoewel deze quasi-stationaire beschouwingwijze niet geheel correct is, is zij voor een kwalitatieve verklaring dezer verschijnselen wel toelaatbaar). De hier bedoelde storing klinkt vrijwel als ruis (het onderste, vrijwel horizontale kleine gedeelte van kromme B).

Laat men het verschil der centrale frequenties geleidelijk toenemen boven 15 kHz, dan passeert de momentele frequentie van het storende gemoduleerde signaal geleidelijk minder vaak de constante frequentie van het gewenste signaal. Daardoor neemt de toelaatbareingangsspanning van het storende signaal geleidelijk toe (kromme B). Het storende geluid gaat hierbij geleidelijk over van een op ruis gelijkend geluid tot steeds zeldzamer wordende korte "kraakstoringen". Bij een frequentieverschil van 90 kHz zijn ook deze laatste storingen verdwenen; bij een maximale frequentiezwaai van 75 kHz blijft het verschil van de momentele frequenties der beide signalen steeds groter dan 15 kHz, zodat deze storing onhoorbaar wordt.

We hebben hierbij het gewenste signaal ongemoduleerd gelaten. Is dit signaal gemoduleerd, dan is de kans op het optreden van de juist genoemde storing groter. Bij een verschil der centrale frequenties, groter dan 165 kHz, is het verschil der momentele frequenties steeds groter dan 15 kHz en ligt dan pas boven de gehoorrens. Doch de hinderlijkheid van de storing is bij gemoduleerd gewenst signaal veel geringer dan bij ongemoduleerd gewenst signaal, omdat dan de storende geluiden worden overstemd door het hoorbaar gemaakte gewenste signaal.

Bij het vergroten van het verschil tussen de centrale frequenties van beide signalen, waarbij tevens de amplitude van het storende signaal is vergroot, is reeds voor de juist genoemde storing is verdwenen, een storing van andere aard hoorbaar geworden. De modulatie van het storende signaal wordt verstaanbaar, doch vervormd gehoord. In fig. 11,12 is dit aangegeven door de kromme C. Hoe groter het verschil der centrale frequenties is, des te grotereingangsspanning van het storende signaal is toelaatbaar. Daar dit signaal door de selectieve kringen van de ontvanger steeds meer wordt verzwakt, wordt het verschil van de centrale frequenties zo groot dat de momentele frequenties van het storende signaal het doorlaatgebied van het middenfrequent gedeelte van de ontvanger bereikt. Hierop treedt er een meer of minder flauwe bocht op in de kromme C; de toelaatbareingangsspanning van het storende signaal neemt vrij sterk toe met toenemend frequentieverschil. Dit komt tot uitdrukking in het vrij steil verlopende deel D van de kromme van fig. 11,12.

Bij nog groter frequentieverschil verloopt de kromme weer minder steil (het gedeelte E). Dit kan als volgt worden verklaard. De detectiekaracteristiek van de ontvanger is in het frequentiegebied dat door de momentele frequentie van het gewenste signaal wordt doorlopen een hellende rechte (het gedeelte EF). Doch even voorbij de punten E en F verloopt de kromme vrijwel horizontaal, zodat daar vrijwel geen detectie optreedt.

Het steile verloop van fig. 11,12 bij D vindt gedeeltelijk hierin zijn oorzaak. Wordt het verschil van de centrale frequenties van het gewenste en het storende signaal nog groter, dan bevindt het storende zich voorbij de punten waar de raaklijn aan de detectiekaracteristiek horizontaal verloopt. De detectiekaracteristiek is daar weer hellend, zodat weer detectie optreedt. Deze detectie werkt de invloed van de selectieve kringen van de ontvanger tegen, waardoor de kromme in fig. 11,12 opnieuw

R.T.

Meetinstrumenten en metingen

Nadruk verboden 203



HILVERSUM

ombuigt en overgaat in de tak E. Bij de beschreven meting hebben we een streng criterium aangelegd; in het geheel geen hoorbare storing tijdens den pauzes in de modulatie van het gewenste signaal, luisteren in een stil vertrek vlak voor de luidspreker. In de praktijk zal men in de regel niet dit strenge criterium willen nemen dat aan de beschreven meting ten grondslag is gelegd. Welke storing men nog toelaatbaar wil nemen, hangt tot op zekere hoogte af van persoonlijk smaak.

Daarom is een criterium genomen dat zo goed mogelijk objectief is, scherp en reproduceerbaar. Dat het deze eigenschappen bezit, volgt uit het feit dat verschillende waarnemers op verschillende tijden voor een bepaalde ontvanger steeds tot vrijwel dezelfde selectiviteitskromme komen. Bij een FM-ontvangst waar de kwaliteit van het geluid veel beter is dan bij AM gebruikelijk is en waarbij de ruis van de ontvanger zelf vrijwel geheel is geëlimineerd, zal een even sterk storend geluid veel eerder opvallen en veel hinderlijker zijn dan bij de gebruikelijke AM-ontvangst. Een storend signaal, ongeveer 10 dB groter dan uit de volgens de aangegeven methode verkregen selectiviteitskromme volgt, zal men gewoonlijk nog juist toelaatbaar achten.

Op dezelfde wijze als hier is aangegeven voor het bepalen van de selectiviteit met betrekking tot storende signalen met frequenties in de omgeving van de frequentie van het gewenste signaal, bepaalt men de selectiviteit met betrekking tot storende signalen met een frequentie gelijk aan de middenfrequentie en gelijk aan de spiegelfrequentie. In het eerste geval wordt echter niet de frequentie, doch de amplitude van het storende signaal gemoduleerd, daar op de gebruikelijke middenfrequentie (tussen 2 en 10 MHz) geen FM-, maar wel AM-zenders werken.

De kruismodulatie die bij de selectiviteit van AM-ontvangers een belangrijke rol speelt, treedt bij FM niet op.

Oplossingen inzenden van de opgaven MM, nr. 294 t/m 300.

Metingen aan omroepontvangers voor frequentiemodulatie. Les 69c. Het meten van de ruisstoringen

het gedrag van een FM-ontvanger ten opzichte van ruis is anders dan dat van een AM-ontvanger. Dientengevolge moet het meten van de ruis bij een FM-ontvanger dan ook anders geschieden dan bij een AM-ontvanger. Bij een AM-ontvanger is het ruisvermogen dat door de verschillende ruisoorzaken ontstaat gelijkmatig over het gehele frequentiegebied verdeeld; voor iedere even grote frequentieband is dit vermogen even groot.

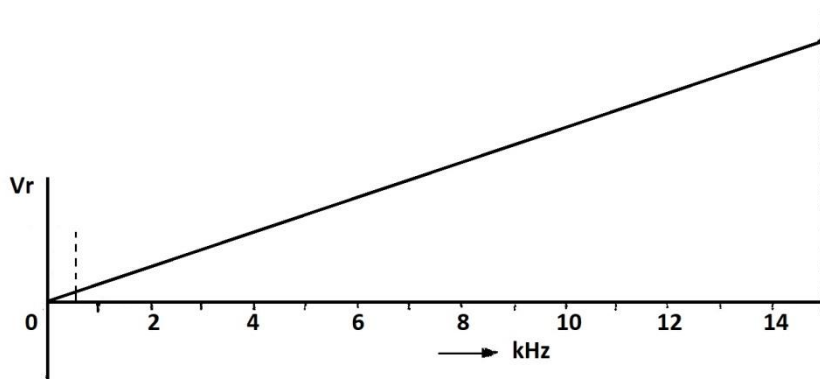


Fig. 11,13. De ruisspanning als functie van de frequentie aan de uitgang van een FM-ontvanger.

Bij een FM-ontvanger daarentegen neemt de ruisspanning aan de luidsprekerklemmen evenredig met de frequentie toe, zoals fig. 11,13 aangeeft. Bij een AM-ontvanger meten we het ruisvermogen in een frequentiegebied, 1000 Hz breed.

Hieruit kunnen we het ruisvermogen voor een frequentiegebied met een andere breedte afleiden.

Waar we dit gebied van 1000 Hz breedte leggen, is tot op zekere hoogte onverschillig. Bij een FM-ontvanger meten we het totale ruisvermogen in het gehele frequentiegebied dat door de ontvanger kan worden weergegeven. Bij voldoende sterkte van het ingangssignaal is, als gevolg van de werking van de begrenzer, de ruisspanning aan de luidsprekerklemmen zeer klein. Daarom moeten we ervoor zorgen dat eventuele bromspanning niet mee wordt gemeten. Tot dat deel wordt tussen de uitgangsklemmen van de ontvanger en het meetapparaat een hoogdoorlatend filter opgenomen dat frequenties beneden 300 Hz niet doorlaat. Op de totale effectieve ruisspanning heeft het afsnijden van deze lage frequenties zeer weinig invloed, daar de bijdrage van dit frequentiegebied tot de totale ruisspanning zeer gering is, zoals uit fig. 11,13 blijkt. De schakeling die bij de meting wordt gebruikt, is in fig. 11,14 aangegeven.

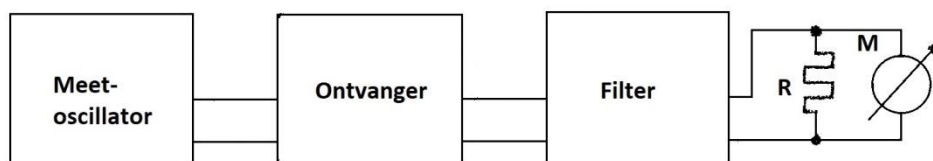


Fig. 11,14. Opstelling voor het meten van de ruis van een FM-ontvanger.



Aan de antenneklemmen wordt een FM-meetoscillator aangesloten. De luidspreker wordt vervangen door het hoogdoorlatend filter. Dit filter wordt afgesloten met een weerstand  $R_1$ , gelijk aan de weerstand van de luidspreker. De spanning over deze weerstand wordt gemeten met een meter M die de effectieve waarde van de spanning aanwijst. De meetoscillator wordt gemoduleerd met 400 Hz tot een frequentiezwaai van 22,5 kHz, d.i. 30 % van de maximale zwaai. De centrale frequentie wordt ongeveer in het midden van het frequentiegebied, waarvoor de ontvanger is bestemd, genomen. De ontvanger wordt nauwkeurig op dit signaal afgestemd. Het is noodzakelijk dat de centrale frequentie van het middenfrequent signaal in de ontvanger precies overeenkomt met de centrale frequentie van de balansdetector. Als dit niet het geval is, is de ruisspanning veel groter. Bij het afstemmen van een FM-ontvanger doen we dus het beste af te stemmen op minimale ruis.

De sterkteregelaar wordt zo ingesteld dat het uitgangsvermogen  $P_1 = 50 \text{ mW}$  bedraagt. Nu wordt de modulatie uitgeschakeld, zodat alleen de draaggolf aan de ingangsklemmen wordt toegevoerd. Het overblijvende uitgangsvermogen  $P_2$  wordt door de ruis veroorzaakt. De verhouding  $\left(\frac{P_1 - P_2}{P_2}\right)$  is nu de verhouding van het vermogen van het gewenste signaal tot het ruisvermogen.

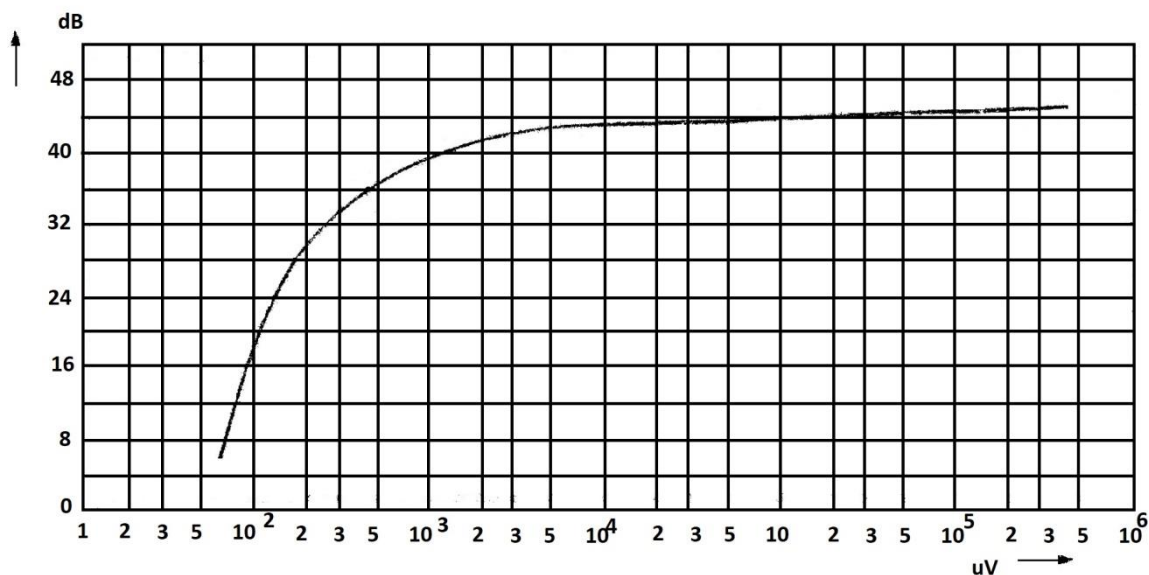


Fig. 11.15. De ruisspanning als functie van de ingangsspanning bij een FM-ontvanger,

De meting wordt herhaald voor verschillende waarden van de spanning van het ingangssignaal. De meetresultaten worden in een kromme uitgezet. Fig. 11,15 geeft een voorbeeld van een dergelijke kromme. Langs de horizontale as is de ingangsspanning uitgezet, langs de verticale as de verhouding van het gewenste signaal tot de ruis. Gewoonlijk zetten we deze verhouding uit in dB, als in fig. 11,15.

#### d. Metingen aan het middenfrequent gedeelte

Bij een ontvanger voor amplitudemodulatie was het nodig dat de amplitudekarakteristiek van het middenfrequent gedeelte voldoende vlak verloopt in het doorlaatgebied. Bij een ontvanger voor frequentiemodulatie behoeven in principe aan de amplitudekarakteristiek niet dezelfde hoge eisen te worden gesteld, omdat op het middenfrequent gedeelte een begrenzer volgt, die de amplitude van het signaal constant maakt.



Een begrenzer werkt echter niet ideaal; een amplitudevariatie verdwijnt niet geheel. Daarom is ook bij een ontvanger voor frequentiemodulatie een vlak verloop van de amplitudekarakteristiek van het middenfrequent gedeelte gewenst,

Deze karakteristiek kunnen we meten op overeenkomstige wijze als bij een ontvanger voor amplitudemodulatie.

Bij een ontvanger voor AM was de fasekarakteristiek van het middenfrequent gedeelte niet belangrijk. Onder de fasekarakteristiek verstaan we het faseverschil tussen de ingang- en uitgangsspanning als functie van de frequentie. Bij een ontvanger voor FM is het, om vervorming in de modulatie te voorkomen, nodig dat de fasekarakteristiek een rechte lijn is in het frequentiegebied dat door de momentele frequentie wordt doorlopen. Dit is in het algemeen met voldoende benadering het geval als de amplitudekarakteristiek symmetrisch is en vrij vlak verloopt in een frequentiegebied, ongeveer  $1\frac{1}{2}$  maal zo groot als het gebied dat door de momentele frequentie wordt doorlopen. Het meten van de fasekarakteristiek is niet eenvoudig. Daarom wordt gewoonlijk volstaan met het meten van de amplitudekarakteristiek.

Indien de fasekarakteristiek van het middenfrequent gedeelte te veel van een rechte lijn afwijkt of het doorlaatgebied kleiner is dan  $1\frac{1}{2}$  maal het gebied dat door de momentele frequentie wordt bestreken, ontstaat vervorming in de modulatie, dus ook vervorming in het laagfrequent uitgangssignaal. De vervorming die in het uitgangssignaal van de ontvanger aanwezig is, wordt gedeeltelijk, door het middenfrequent gedeelte, gedeeltelijk door de detector en gedeeltelijk door het laagfrequent gedeelte veroorzaakt. Om de vervorming te meten die door het middenfrequent gedeelte wordt veroorzaakt, moeten we de uitgang van het middenfrequent gedeelte aansluiten aan een afzonderlijke detector met laagfrequent versterker waarvan we zeker zijn dat deze een te verwaarlozen vervorming geven.

We meten het percentage vervorming als functie van de frequentiezwaai. We constateren dat bij een bepaalde grootte van de frequentiezwaai de vervorming sterk toeneemt.

Ook meten we bij een niet te grote frequentiezwaai de vervorming als functie van de amplitude van het ingangssignaal. Als de amplitude van de roosterwisselspanning van een middenfrequentbuis zo groot wordt dat er roosterstroom optreedt, zal dit nog geen vervorming tot gevolg hebben; de buis zal dan als begrenzer beginnen te werken, hetgeen de totale begrenzing ten goede komt. Doch als de amplitude van het signaal groot wordt, wordt ook de spanning voor de automatische regeling van de versterking groter, zodat de negatieve rooster spanning der buizen groter wordt. Daardoor neemt de ingangscapaciteit van de buizen af waardoor de resonantiefrequentie van de middenfrequentkring, die in de roosterketen van een dergelijke buis is opgenomen, verandert. Daardoor kan enige vervorming in de modulatie van het middenfrequent signaal, dus ook in het uitgangssignaal, ontstaan.

Oplossingen inzenden van de opgaven MM, nr. 301 t/m 305.

### 11.8 Metingen aan omroepontvangers voor frequentiemodulatie (vervolg)

#### e. Metingen aan de begrenzer

Een begrenzer is nooit ideaal; als het signaal dat aan de begrenzer wordt toegevoerd enige amplitudemodulatie bezit, is ook het signaal na de begrenzer in amplitude gemoduleerd, doch bij een goed werkende begrenzer met een zeer kleine modulatie diepte. is de modulatie diepte vóór de begrenzer  $m_1$ . Dan is de onderdrukkingsfactor:

$$k = \frac{m_1}{m_2}.$$

Om de onderdrukkingsfactor  $k$  te bepalen, moeten we de modulatie diepten  $m_1$  en  $m_2$  meten. Daartoe voeren we aan de begrenzer een spanning toe die in amplitude is gemoduleerd met een draaggolf frequentie gelijk aan de centrale frequentie van de ontvanger. De modulatie diepte kunnen we meten met een schakeling volgens fig. 11,16. Deze bestaat uit een versterker  $V_1$ , een detector  $D_1$  met de

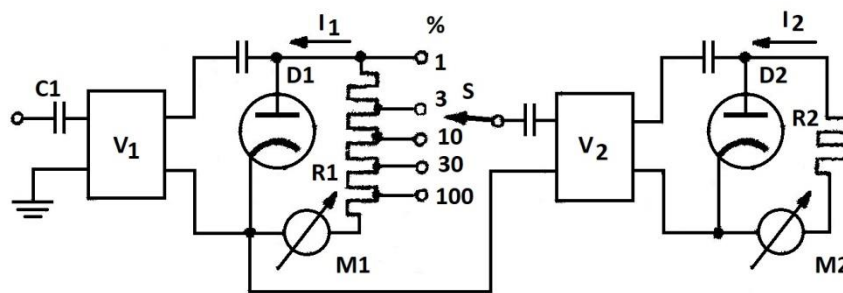


Fig. 11,16.  
Schakeling voor het meten van de modulatie diepte.

Stroommeter  $M_1$ , gevolgd door een versterker  $V_2$  en een diodedetector  $D_2$  met de stroommeter  $M_2$ . De versterker  $V_1$  versterkt het gemoduleerde hoogfrequente signaal. De versterking is regelbaar. De diode  $D_1$  detecteert dit hoogfrequente in amplitude gemoduleerde signaal. De versterking van de versterker  $V_1$  wordt zo ingesteld dat het signaal op de diode  $D_1$  bv. 20 of 30 V bedraagt. De stroom door de gelijkstroommeter  $M_1$  vermenigvuldigd met de weerstand  $R_1$  geeft de gemiddelde waarde van het hoogfrequente gemoduleerde signaal, dus de amplitude van de draaggolf. Over de weerstand  $R_1$  ontstaat het gedetecteerde laagfrequente signaal.

De versterker  $V_2$  wordt verbonden met een geschikt gekozen aftakking op de weerstand  $R_1$ . De versterking van deze versterker is ingesteld op een bekende waarde. We zorgen dat het laagfrequente signaal op de diode  $D_2$  wederom enkele tientallen volts bedraagt. De stroom door de meter  $M_2$  vermenigvuldigd met de weerstand  $R_2$  geeft de amplitude van het laagfrequente signaal op de diode  $D_2$ . Uit de zo bepaalde amplitude van de draaggolf, de amplitude van het laagfrequente signaal op de diode  $D_2$ , de versterking van de versterker  $V_2$  en de bekende plaats van de aftakking op de weerstand  $R_1$ , kunnen we de modulatie diepte van het aan de versterker  $V_1$  toegevoerde signaal bepalen.

### Metingen aan omroepontvangers voor frequentiemodulatie (vervolg)

#### f. Mettingen aan de detector

Van de detector wensen we de laagfrequente uitgangsspanning te kennen als functie van de frequentie zwaai, voor het geval dat de ingangsspanning zo groot is dat de begrenzer volledig werkt. Als de begrenzer ideaal is, is het laagfrequente uitgangssignaal onafhankelijk van de amplitude van het hoogfrequente gemoduleerde ingangssignaal van de ontvanger. De laagfrequente uitgangsspanning behoort evenredig te zijn met de frequentie zwaai.

Om de meting te verrichten, sluiten we een gemoduleerd middenfrequent signaal aan op het rooster van de buis die aan de detector voorafgaat. De amplitude van dit signaal nemen we zo groot dat de begrenzer goed werkt. Over de detectieweerstanden plaatsen we een buisvoltmeter die het door de detector geleverde laagfrequente signaal aangeeft. We bepalen nu de uitslag van deze voltmeter als functie van de frequentiezwaaai.

We brengen in de meetoscillator dezelfde pre-emphasis aan als in de zender waarvoor de ontvanger is bedoeld. De de-emphasis-schakeling in de ontvanger kan dan worden onderzocht door de frequentie van het laagfrequente modulerende signaal te variëren, doch de spanning van de detector behoort daarbij constant te blijven.

Wil de detector een onvervormd laagfrequent signaal leveren, dan moet de detectorkarakteristiek in een voldoende groot frequentiegebied een rechte lijn zijn. Onder de detectiekarakteristiek verstaan we de kromme die de geleverde gelijkspanning aangeeft als functie van de frequentie van een ongemoduleerd middenfrequent signaal dat aan de detector wordt toegevoerd (fig. 11,17).

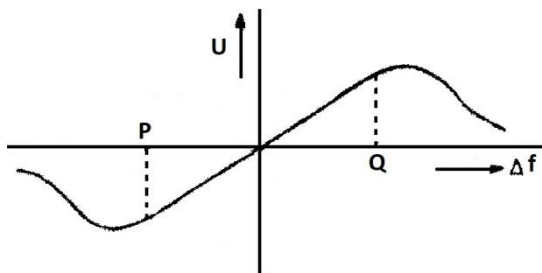


Fig. 11,17. Detectiekarakteristiek van een frequentiedetector.

Deze karakteristiek behoort met voldoende benadering recht te zijn in een frequentiegebied, minstens  $1\frac{1}{2}$  maal het gebied dat door de momentele frequentie wordt doorlopen.

Om de detectiekarakteristiek te meten, plaatsen we een weerstand  $R_3$  in serie met een  $\mu A$ -meter parallel aan de weerstanden  $R_1$  en  $R_2$  (fig. 11,18). We leggen aan het rooster van de buis, die de detector voorafgaat een ongemoduleerde spanning, waarvan we de frequentie variëren.

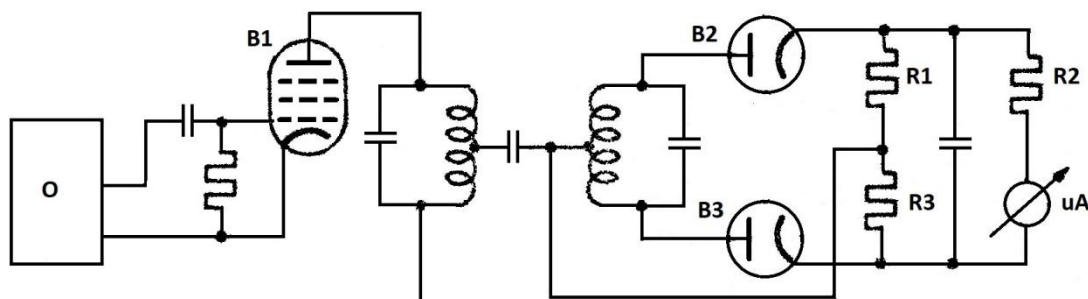


Fig. 11,18. Schakeling voor het meten van de detectiekarakteristiek.