

TWEEDE VERBETERDE DRUK

A. C. J. BEERENS

V

μV

mV

μA

A

mA

EN

MEETAPPARATEN MEETMETHODEN IN DE ELEKTRONENTECHNIEK

PHILIPS TECHNISCHE BIBLIOTHEEK

N.V. UITGEVERSMAATSCHAPPIJ CENTREX - EINDHOVEN

MEETAPPARATEN
EN MEETMETHODEN
IN DE ELEKTRONENTECHNIEK

A. C. J. BEERENS

TWEEDE VERBETERDE DRUK

1966

PHILIPS TECHNISCHE BIBLIOTHEEK

In de Philips Technische Bibliotheek verschijnen ook uitgaven
van dit boek in het Engels, Frans en Duits
Dit boek bevat 182 pagina's en 150 figuren

U.D.C. nr. 621.317 : 621.396

© N.V. Philips' Gloeilampenfabrieken, Eindhoven, 1966

Nadruk, ook gedeeltelijk, verboden

Eerste druk 1964

Tweede verbeterde druk 1966

Geen garantie wordt gegeven dat de in dit boek vervatte informatie vrij loopt van octrooirechten; door deze publikatie wordt geen enkele licentie onder eventueel bestaande octrooien verleend.

Gedrukt in Nederland

WOORD VOORAF BIJ DE EERSTE DRUK

Dit boek behandelt de meest voorkomende metingen in de elektronentechniek en geeft een beschrijving van de meetapparatuur die hierbij doorgaans wordt gebruikt. Bij de bespreking van deze metingen worden diverse *meetmethoden* met elkaar vergeleken, teneinde de lezer niet alleen met het „hoe” maar ook met het „waarom” vertrouwd te maken.

Speciale metingen, zoals bij de radio- en televisietechniek en op andere gebieden worden uitgevoerd, vallen buiten het kader van dit werkje, dat zich beperkt tot *algemene metingen* die elke elektronentechnicus dagelijks nodig heeft. Ook de zogenaamde professionele meetapparatuur, die slechts door een betrekkelijk kleine groep specialisten wordt gebruikt, blijft buiten beschouwing. Wel is veel aandacht besteed aan *de gangbare meetapparaten die veel elektronentechnici in fabrieken en werkplaatsen gebruiken*.

Niet alleen de behandelde stof, maar ook het *niveau* waarop dit werk werd geschreven, is zodanig gekozen dat een grote groep lezers er met vrucht gebruik van kan maken. Hierbij wordt onder anderen gedacht aan leerlingen van opleidingsinstituten voor de elektronentechniek, zoals H.T.S. en U.T.S., technici in een bedrijf en de gevorderde radio- en zendamateur.

Na grondige bestudering van dit boek zal de lezer een zo goed *meetinzicht* hebben verworven dat hij de fundamentele metingen in de elektronentechniek zelfstandig kan uitvoeren.

A. C. J. BEERENS

September 1964

WOORD VOORAF BIJ DE TWEEDE DRUK

Daar de tweede druk reeds vrij spoedig na de eerste verschijnt, is de inhoud nog voldoende up-to-date. Mede hierdoor kan aan het verzoek van belanghebbenden in het elektronica-onderwijs, de veranderingen in dit boekje tot een minimum te beperken, worden voldaan. De scholen die dit boekje reeds in hun programma hebben opgenomen, kunnen deze druk dus naast de eerste druk gebruiken. Buiten enige niet-ingrijpende redactiewijzigingen is ten gerieve van de lezer in deze tweede druk een alfabetisch register toegevoegd.

A. C. J. BEERENS

Mei 1966

INHOUDSOPGAVE

INLEIDING	XI
SYMBOLLEN, EENHEDEN EN AFKORTINGEN	XIII
DEEL I – MEETAPPARATEN.	1
Voornaamste eigenschappen	3
HOOFDSTUK 1 – Instrumenten voor het meten van elektrische stromen en spanningen	5
1.1. De draaispoelmeter	5
1.2. De celmeter.	10
1.3. De thermokoppelmeter.	14
1.4. Versterkervoltmeters.	16
1.4.1. Versterkervoltmeters voor sinusvormige spanningen met frequenties van ca. 1 Hz tot 30 MHz	17
1.4.2. Versterkervoltmeters voor sinusvormige spanningen met frequenties van ca. 20 Hz tot 1000 MHz.	21
1.4.3. Versterkervoltmeters voor niet-sinusvormige spanningen.	24
1.4.4. Versterkervoltmeters voor gelijkspanningen van ca. 1 V en hoger.	29
1.4.5. Versterkervoltmeters voor gelijkspanningen van ca. 10 μ V en hoger	30
1.4.6. Digitale voltmeters	32
HOOFDSTUK 2 – De elektronenstraaalosilloscoop met bijbehorende hulpapparaten	35
2.1. De elektronenstraaalosilloscoop	35
2.2. De frequentiemodulator	46
2.3. De elektronenschakelaar	47
HOOFDSTUK 3 – Meetoscillatoren	50
3.1. Meetoscillatoren met een sinusvormige uitgangsspanning voor het frequentiegebied van ca. 10 Hz tot 100 kHz.	50
3.1.1. De directe methode.	50
3.1.2. De indirecte methode.	52
3.2. Meetoscillatoren met een sinusvormige uitgangsspanning voor het frequentiegebied van ca. 100 kHz tot 1000 MHz	54
3.2.1. De directe methode.	54
3.2.2. De indirecte methode.	57
3.3. Meetoscillatoren met een kanteelvormige uitgangsspanning	59

HOOFDSTUK 4 – Impedantiemeetbruggen	62
4.1. De brug van Wheatstone voor metingen aan weerstanden.	64
4.2. De brug van Schering voor metingen aan weerstanden	65
4.3. De brug van Maxwell voor metingen aan spoelen	65
HOOFDSTUK 5 – Frequentiemeters	66
5.1. Frequentiemeters voor frequenties van ca. 10 Hz tot 1 MHz	66
5.1.1. De brug van Wien	66
5.1.2. De elektronenstraaloscilloscoop als frequentiemeter.	67
5.1.3. Direct aanwijzende frequentiemeters	68
5.2. Frequentiemeters voor frequenties van ca. 1 MHz tot 300 MHz	72
5.2.1. De golfmeter.	72
5.2.2. De interferentiemeter	74
5.3. Frequentiemeter voor frequenties boven 300 MHz	76
Een Lechersysteem als frequentiemeter	76
HOOFDSTUK 6 – Gestabiliseerde voedingsapparatuur.	78
6.1. Apparaten voor gestabiliseerde gelijkspanning.	78
6.1.1. Parallelregeling.	78
6.1.2. Serieregeling.	79
6.2. Apparaten voor gestabiliseerde wisselspanning.	81
Netspanningsstabilisatoren	81
DEEL II – MEETMETHODEN	83
De meetnauwkeurigheid	85
HOOFDSTUK 7 – Het meten van elektrische stromen, spanningen, vermogens en frequenties.	86
7.1. Stromen	86
7.1.1. Gelijkstromen	87
7.1.2. Wisselstromen	87
7.2. Spanningen.	88
7.2.1. Gelijkspanningen.	88
7.2.2. Wisselspanningen.	89
7.3. Vermogens	90
7.3.1. Gelijkstroomvermogens	90
7.3.2. Wisselstroomvermogens	90
7.4. Frequenties.	94
7.4.1. Frequentiemetingen door telling van het aantal perioden per seconde	95
7.4.2. Frequentiemetingen door vergelijking met een standaardfrequentie	95
7.4.3. Frequentiemetingen met geijkte frequentiemeters	96
7.4.4. Frequentiemetingen door bepaling van de golflengte.	96

HOOFDSTUK 8 – Het meten van weerstanden, capaciteiten en zelfinducties	97
8.1. Weerstanden	97
8.1.1. De stroom-spanningsmethode	97
8.1.2. De substitutiemethode	98
8.1.3. De brugmethode	99
8.2. Capaciteiten en zelfinducties	101
8.2.1. Grote capaciteiten en zelfinducties	101
8.2.2. Kleine capaciteiten en zelfinducties	103
HOOFDSTUK 9 – Metingen aan passieve netwerken	110
9.1. Gelijkstroomgeleiders	110
9.1.1. Lineaire geleiders	111
9.1.2. Niet-lineaire geleiders	111
9.2. Condensatoren	113
9.2.1. Grote condensatoren	114
9.2.2. Kleine condensatoren	115
9.3. Spoelen	117
9.3.1. Grote spoelen	118
9.3.2. Kleine spoelen	119
9.4. Resonantiekringen	120
9.4.1. Enkelvoudige resonantiekringen	120
9.4.2. Gekoppelde resonantiekringen	123
9.5. Transformatoren	125
9.5.1. Voedingstransformatoren	125
9.5.2. Aanpassingstransformatoren voor geluidsversterkers	128
9.6. Transmissieleidingen	131
9.6.1. De karakteristieke weerstand	132
9.6.2. De demping	132
9.6.3. De voortplantingssnelheid	133
HOOFDSTUK 10 – Metingen aan elektronenbuizen en transistors	135
10.1. Elektronenbuizen	135
10.1.1. Karakteristieken	135
10.1.2. Gelijk- en wisselstroomgrootheden	138
10.2. Transistors	141
10.2.1. Karakteristieken	141
10.2.2. Gelijk- en wisselstroomgrootheden	144
HOOFDSTUK 11 – Metingen aan actieve netwerken	149
11.1. Voedingsapparaten	149
11.2. Versterkerschakelingen	151
11.2.1. De in- en de uitgangsimpedantie	151
11.2.2. De overdrachtseigenschappen	155
11.3. Mengschakelingen	160

HOOFDSTUK 12 – Enige praktische wenken bij het uitvoeren van elektronische metingen	162
DEEL III – EENVOUDIGE FOUTENTHEORIE	169
HOOFDSTUK 13 – Foutenbronnen en nauwkeurigheidberekeningen	171
13.1. Bronnen van fouten	171
13.2. Het berekenen van de mogelijke nauwkeurigheid van een meting	173
Alfabetisch register	177

INLEIDING

In het dagelijks leven komt iedereen bij voortduring met het begrip *meten* in aanraking. De meeste artikelen worden immers in lengte, gewicht of inhoudsmaat verhandeld. De manufacturerier verkoopt bijv. stof per meter, de kruidenier suiker per kilogram, de melkboer melk per liter, enz.

Onder meten verstaan wij het vergelijken van de te meten grootheid met de waarde van de bijbehorende eenheid. De eenheid waarmee de manufacturerier werkt is zijn maatlat (eenheid van lengte), de kruidenier heeft zijn gewichten (eenheid van gewicht) en de melkboer zijn litermaat (eenheid van inhoud).

Het is vanzelfsprekend dat deze eenheden nauwkeurig moeten vastliggen. Zo heeft men bijv. de eenheid van massa (kg) vastgelegd door de massa van een platina-iridium blok, dat zorgvuldig wordt bewaard in het Institut des Poids et Mesures te Sèvres bij Parijs. Van deze standaardmassa zijn een aantal sub-standaards gemaakt, waarmee men in de diverse landen de in de praktijk gebruikte massa's ijkt.

Ook in de elektronentechniek speelt het meten een uiterst belangrijke rol. De uitdrukking „meten is weten” houdt meer in dan een aardig rijmpje. Het slagen van wetenschappelijke proeven, de juistheid van de controle van de produktie in fabrieken enz., zijn immers voor een groot deel afhankelijk van de betrouwbaarheid van metingen.

De in de elektronentechniek gebruikte eenheden van *stroom* en van *spanning* zijn als volgt vastgelegd:

Door twee evenwijdige, oneindig lange en oneindig dunne geleiders vloeien stromen van 1 ampère, als zij, op een onderlinge afstand van 1 meter, opgesteld in vacuüm, een kracht op elkaar uitoefenen van $2 \cdot 10^{-7}$ newton per strekkende meter.

Tussen twee punten heerst een potentiaalverschil van 1 volt, als een arbeid van 1 newton-meter nodig is om een lading van 1 coulomb van het ene punt naar het andere te brengen.

Alle meetinstrumenten die in de elektronentechniek worden gebruikt, behoren in deze eenheden te zijn geijkt. Voor de fabrikanten van deze meetapparatuur is de ijking van hun produkten aan de hand van de gegeven definities evenwel te gecompliceerd. Daarom werkt men in de praktijk meestal met hieruit afgeleide standaards, in de vorm van *normaalelementen* en *normaalweerstand*en. Als standaard voor de elektrische spanning gebruikt men meestal een cadmium-normaalelement (Weston-element), dat bij 20 °C een spanningsverschil geeft van 1,01865 V. Verder beschikt men over een aantal normaalweerstand, waarvan de weerstandswaarden nauwkeurig bekend zijn. De eenheid van elektrische stroom kan men nu met behulp van de wet van Ohm bepalen.

De nauwkeurigheid van een meting is in grote mate afhankelijk van *de juiste keuze van de toe te passen meetapparaten en de meetmethoden*. Daarom zijn in deel I van dit boek de globale werking en de eigenschappen van de gangbare meetapparatuur besproken, terwijl in deel II een aantal veel voorkomende metingen worden behandeld.

Ondanks een grondige kennis omtrent meetapparaten en methodiek is een foutloze meting in principe onmogelijk. Een van de belangrijkste overwegingen bij het meten is dan ook: „*Wat is de nauwkeurigheid van de meting*”. Hierover vindt de lezer het een en ander in deel III van dit boek.

SYMBOLLEN, EENHEDEN EN AFKORTINGEN

SYMBOLLEN

Tenzij de gebruikelijke schrijfwijze anders is, geldt als regel:

Kleine letters voor wisselstroom (-spannings) grootheden.

Hoofdletters voor gelijkstroom (-spannings) grootheden.

Opmerking: De symbolen van deze grootheden zijn *cursief* gedrukt.

EENHEDEN

Het gebruikte eenhedenstelsel is het stelsel van Giorgi.

De eenheid van lengte: meter (m).

De eenheid van tijd: seconde (s).

De eenheid van massa: kilogram (kg).

De eenheid van kracht: newton (N).

De eenheid van elektrische spanning: volt (V).

De eenheid van elektrische stroom: ampère (A).

Opmerking: Deze eenheden zijn *romein* gedrukt.

AFKORTINGEN

LF	laagfrequent	≈	is ongeveer gelijk aan
MF	middenfrequent	::	is evenredig met
HF	hoogfrequent	//	parallel geschakeld met
AM	in amplitude gemoduleerd	>	groter dan
FM	in frequentie gemoduleerd	<	kleiner dan
=	is gelijk aan	≫	veel groter dan
≠	is niet gelijk aan	≪	veel kleiner dan

DEEL I

MEETAPPARATEN

VOORNAAMSTE EIGENSCHAPPEN

a. De nauwkeurigheid

Men maakt onderscheid tussen de absolute nauwkeurigheid en de relatieve nauwkeurigheid van een meetapparaat.

De *absolute nauwkeurigheid* is het verschil tussen de afgelezen waarde en de werkelijke waarde. Deze nauwkeurigheid geeft men meestal op in de vorm van een clause die garandeert dat de afgelezen waarde binnen de vermelde grenzen gelijk is aan de werkelijke waarde.

Het begrip *relatieve nauwkeurigheid* komt hierop neer, dat met een meetapparaat met een geringe absolute nauwkeurigheid, soms toch *onderlinge verhoudingen* met grote nauwkeurigheid kunnen worden gemeten. Het volgende voorbeeld moge dit duidelijk maken:

Indien een lineaal een zodanige afwijking vertoont dat bijv. iedere 1 mm in werkelijkheid 0,98 mm is (de absolute nauwkeurigheid is in dit geval 2 %), dan kan men met deze lineaal toch zeer precies onderlinge lengteverhoudingen meten; zo kan men met de desbetreffende lineaal een rechte lijn zeer nauwkeurig ($\ll 2\%$) in een aantal gelijke stukken verdelen.

b. Het meetgebied

De in de elektronentechniek voorkomende grootheden zijn zó verschillend in soort en waarde, dat men behoefte heeft aan *universele meetapparaten met een groot meetgebied*.

c. De in- en de uitgangsimpedantie

De ingang van een meetapparaat bestaat meestal uit een parallelschakeling van een weerstand en een capaciteit.

De ingangsweerstand bepaalt het *opgenomen vermogen* uit het te meten circuit. Onttrekt het meetapparaat te veel energie aan het meetcircuit, dan wordt de werking van de schakeling door de meting ontoelaatbaar verstoord. Men zegt dan dat de demping van het meetapparaat te groot is. In de elektronentechniek, waar men dikwijls met zeer kleine vermogens te doen heeft, is dit punt van groot belang.

De ingangscapaciteit van een meetapparaat veroorzaakt een *capacitieve belasting* van het meetpunt. Deze beïnvloedt de toestand van het meetobject, waardoor de meting onbetrouwbaar kan worden.

De uitgangsimpedantie is belangrijk bij meetapparatuur die als signaalbron dienst doet, bijv. bij meetoscillatoren. Over het algemeen wenst men een *lage uitgangsimpedantie*, waardoor de uitgangsspanning van het meetapparaat nagenoeg constant blijft bij variaties van de uitwendig aangesloten belasting.

De in- en de uitgangsimpedantie van HF-meetapparatuur moeten bovendien „aangepast” zijn teneinde de optimale energie-overdracht te verkrijgen.

d. De bediening

Het meetapparaat moet mechanisch en elektrisch zodanig geconstrueerd zijn dat de bediening *zo eenvoudig mogelijk* is. Men denke hier bijv. aan beperkingen in gewicht en afmetingen, waardoor de kans op beschadiging en ontregeling bij vervoer vermindert. Een minimaal aantal bedieningsorganen en een duidelijke, ondubbelzinnige tekst bij de knoppen, de schakelaars en de stekerbussen bespaart meettijd en voorkomt vergissingen.

e. De bedrijfszekerheid en de levensduur

Meetapparaten worden dikwijls gebruikt in belangrijke productieprocessen en laboratoriumproeven. Een grote betrouwbaarheid (ook op de lange duur) is dus vereist.

INSTRUMENTEN VOOR HET METEN VAN ELEKTRISCHE STROMEN EN SPANNINGEN

De elektrische stromen en spanningen die in de elektronentechniek voorkomen, lopen in waarde sterk uiteen. De laagste spanningen liggen in de orde van grootte van enige micro-volt (bijv. het antennesignaal van radio- en televisie-ontvangers); er komen echter ook spanningswaarden voor van duizenden volt (bijv. de naversnellingsspanning op een televisiebeeldbuis). De frequentie van de te meten stromen of spanningen kan bovendien nog variëren van nul Hz (gelijkstroom resp. -spanning) tot honderden MHz. De hiervoor te gebruiken stroom- en spanningsmeters moeten dus vaak een *grote gevoeligheid*¹⁾ hebben en een *groot amplitude- en frequentiegebied* bestrijken. Het behoeft daarom geen betoog dat de specifieke sterkstroommeters (zoals weekijzermeters, elektrodynamische, elektrostatische en hittedraadmeters) in de elektronentechniek slechts in zeer beperkte mate bruikbaar zijn. In dit boek zijn deze instrumenten daarom ook niet behandeld.

De nauwkeurigheid van stroom- en spanningsmeters wordt in de regel opgegeven in procenten van de *volle schaalwaarde*. De procentuele fout van de waarneming kan dus aanzienlijk groter zijn als de uitslag van de meter kleiner is. Wordt bijv. een nauwkeurigheid van $\pm 2\%$ opgegeven, dan kan op het vijfde deel van de schaal een meetfout van $\pm 10\%$ optreden. Tracht daarom steeds een zo groot mogelijke meteruitslag te verkrijgen (bijv. door een gunstig meetgebied te kiezen).

Daar wisselspanningen en -stromen veelal sinusvormig met de tijd variëren, zijn praktisch alle wisselspannings- (wisselstroom-) meters geijkt in de *effectieve waarde van sinusvormige spanningen resp. stromen*.

Om tijdens het meten zo weinig mogelijk energie aan het meetcircuit te onttrekken, dient de inwendige weerstand van een stroommeter *laag* te zijn ($P = I^2 \times R_i$), en die van een spanningsmeter *hoog* ($P = V^2/R_i$).

1.1. DE DRAAISPOELMETER

Principe

De werking van de draaispoelmeter berust op de kracht uitgeoefend op een geleider in een constant magnetveld, indien door deze geleider de te meten stroom loopt.

¹⁾ De gevoeligheid van een meter is de minimale benodigde spannings(stroom)-waarde om een volle uitslag te verkrijgen. Een kleine waarde betekent dus een grote gevoeligheid.

Werking (zie fig. 1.1)

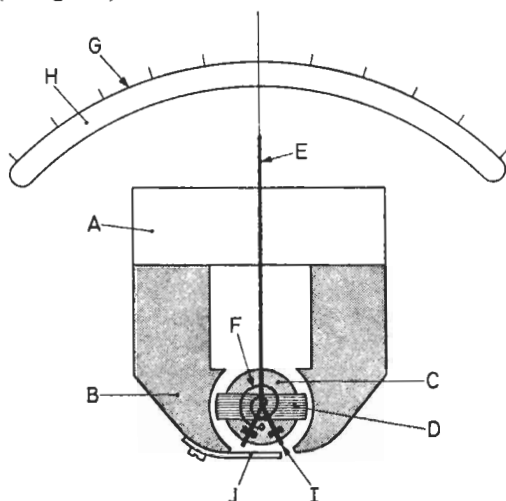


Fig. 1.1

Het magnetveld wordt opgewekt door een permanente magneet A. Twee cilindervormig uitgeholde weekijzeren poolschoenen B en het cilindervormige vast opgestelde weekijzeren kernblok C, veroorzaken een radiaal veld in de luchtspleet tussen B en C. In deze luchtspleet bevindt zich het draaibare spoeltje D waarop de wijzer E is bevestigd. Sturen we de te meten stroom door deze spoel, dan werkt hierop een koppel gelijk aan:

$$D = I \cdot B \cdot O \cdot n. \quad (1.1)$$

Hierin is:

- D = het koppel,
- I = de te meten stroom,
- B = de magnetische inductie in de luchtspleet,
- O = het oppervlak van een winding,
- n = het aantal windingen van de spoel.

Als alleen dit koppel aanwezig zou zijn, zou de wijzer altijd de maximale uitslag aangeven; behalve de geringe wrijving van de lagering is immers geen andere remmende kracht aanwezig. Er moet dus een tegenkoppel worden aangebracht, dat er voor zorgt dat de wijzer steeds in de stand blijft staan die overeenkomt met de waarde van de te meten stroom. Hiervoor gebruikt men meestal een spiraalveer (F) die strakker wordt gespannen naarmate de wijzer verder uitslaat. Indien deze veer voldoende windingen heeft, zal het aldus gevormde tegenkoppel evenredig zijn met de draaiingshoek van de spoel. Deze hoek is ook evenredig met de stroom (zie formule (1.1)), zodat een dergelijke meter een *lineaire schaal* (G) heeft. Door de luchtspleet een speciale vorm te geven, kan men desgewenst ook een niet-lineaire schaalindeling verkrijgen.

De lagering van het draaispoelsysteem bestaat meestal uit een as waarvan de uiteinden voorzien zijn van op de juiste wijze geslepen stalen punten die in lagerbusjes rusten. De wrijving van deze zgn. puntlagering kan aanleiding geven tot een foutieve meteruitslag. Deze zgn. *stellingfout* kan geëlimineerd worden door zachtjes op het instrument te tikken, waardoor het meetsysteem zich op het juiste evenwicht instelt. Voor zeer gevoelige meters hebben puntlagers te veel wrijving. Men gaat dan over tot zgn. spanband-ophanging. Hierbij wordt de draaispoel tussen twee torsiebandjes gespannen die een tegenkoppel geven evenredig met de draaiingshoek, en die tevens voor de toe- en de afvoer van de te meten stroom zorgen.

Aangezien de wijzer altijd op enige afstand van de schaal loopt, is de aflezing van de meteruitslag afhankelijk van de hoek waaronder men afleest. Dit noemt men de *parallax*. Om de afleesfouten tengevolge van parallax tot een minimum te beperken, gebruikt men meswijzers en voorziet men de schaal van een spiegel (H). De juiste aflezing verkrijgt men, indien het oog van de waarnemer, de scherpe kant van de meswijzer en het spiegelbeeld ervan op één rechte lijn liggen.

Voor het uitbalanceren van de wijzer is deze voorzien van de staafjes I met verplaatsbare contragewichtjes. Deze gewichtjes zijn zodanig aangebracht, dat het zwaartepunt van het draaisysteem precies in de draaiingsas ligt.

Om te voorkomen dat de wijzer enige tijd om zijn instelpunt blijft slingeren, is iedere meter voorzien van een dempingsinrichting. Bij een draaispoelmeter bestaat deze veelal uit een aluminium raampje waarop de draaispoel is gemonteerd. Indien de wijzer beweegt, worden in dit raam wervelstromen opgewekt die de oorzaak van hun ontstaan tegenwerken. Soms fungeert een aparte kortsluitwinding als dempingswikkeling. Op deze wijze worden de bewegingen die de wijzer tijdens het transport van de meter maakt, ook enigszins afgeremd. Het is echter aan te raden *tijdens het vervoer van de meter de aansluitklemmen kort te sluiten*, waardoor de draaispoel zelf dienst doet als een extra dempingswikkeling.

De gevoeligheid kan men binnen beperkte grenzen bijstellen met behulp van een magnetische shunt. Deze bestaat uit een weekijzeren plaatje (J), waarmee men het magnetische veld in de luchtspleet meer of minder kortsluit. Ook andere magnetische geleiders in de buurt van de draaispoelmeter (bijv. het stalen paneel waarin de meter is gemonteerd), kunnen invloed hebben op de magnetische inductie B. De fabrikant behoort daarom op te geven onder welke omstandigheden de meter is geijkt.

Eigenschappen

Zoals reeds is opgemerkt, heeft een normale draaispoelmeter in principe een lineaire schaal.

De meteruitslag is evenredig met *de gemiddelde waarde van de te meten stroom*. Een wisselstroom veroorzaakt dus geen meteruitslag; alleen bij zeer langzame stroomvariaties zal het instrument de momentele waarde trachten aan te wijzen.

De gevoeligheid is afhankelijk van de sterkte van het magnetische veld in de luchtspleet en de dimensionering van de draaispoel (zie formule (1.1)).

De inwendige weerstand wordt bepaald door de weerstandswaarde van de draaispoel, eventueel vermeerderd met de waarde van een temperatuur-correctieweerstand. De draaispoel bestaat nl. meestal uit koperdraad waarvan de weerstandswaarde ca. 0,4 % per °C toeneemt. Deze weerstandsverandering kan een ernstige aanwijfsfout veroorzaken. Om dit te vermijden, schakelt men in serie met de draaispoel een weerstand met een zeer lage temperatuur-coëfficiënt (bijv. manganinedraad). Naarmate de weerstandswaarde hiervan hoger is, wordt het geheel temperatuur-onafhankelijker, echter ten koste van de gevoeligheid. Een gebruikelijke draaispoelmeter van 100 μA volle uitslag heeft bijv. een inwendige weerstand van 2 k Ω , zodat het opgenomen vermogen 20 μW bedraagt.

Wil men met dit instrument een grotere stroom meten, dan maakt men gebruik van een *parallelweerstand*, die het te veel aan stroom opneemt (zie fig. 1.2). De shuntweerstand R_p volgt uit de vergelijking:

$$I : I_m = \frac{1}{R_p // R_m} : \frac{1}{R_m}$$

$$R_p = \frac{R_m}{I/I_m - 1} \quad (1.2)$$

Hierin is:

- R_m = de meterweerstand (bijv. 2 k Ω),
- I_m = de meterstroom voor volle uitslag (bijv. 100 μA),
- I = de gewenste maximale stroom.

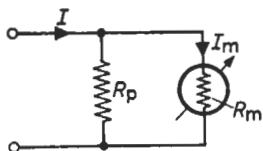


Fig. 1.2

Voor een maximale stroom van 10 mA is dus volgens formule (1.2) een shuntweerstand van 20,2 Ω nodig. De inwendige weerstand van deze 10 mA-meter is gelijk aan de vervangingsweerstand van R_p parallel met R_m ; dit is 20 Ω . Het opgenomen vermogen bedraagt $I^2 \times R_i = 2 \text{ mW}$.

Wenst men verschillende stroomgebieden, dan verdient de schakeling volgens fig. 1.3b de voorkeur boven die volgens fig. 1.3a. In fig. 1.3a staat de contactweerstand van de schakelaar (S_k) in serie met de laagohmige shuntweerstand. Een slecht contact van deze schakelaar kan zodoende een flinke misaanwijzing tot gevolg hebben. Verder moet het omschakelen van het ene

meetgebied naar het andere zonder onderbreking geschieden, anders loopt de totale te meten stroom tijdens de onderbreking door de meter, waardoor deze vernield kan worden. Deze bezwaren voorkomt men in de schakeling volgens fig. 1.3b, waarin een zgn. universele shunt is toegepast.

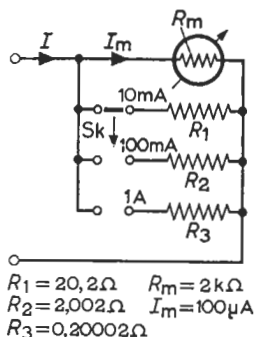


Fig. 1.3a

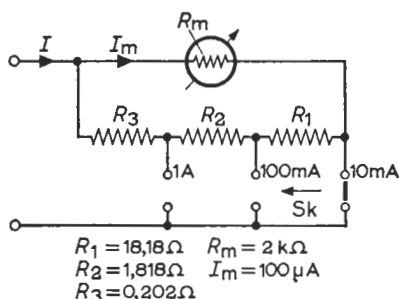


Fig. 1.3b

De draaispoelmeter is vanzelfsprekend ook geschikt voor het meten van spanningen. Voor de volle meteruitslag is in ons voorbeeld een spanning nodig van $100\mu\text{A} \times 2\text{ k}\Omega = 0,2\text{ V}$.

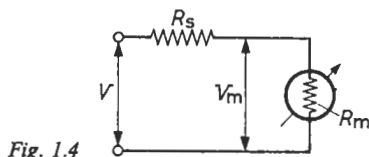
Wil men een grotere spanning meten, dan gebruikt men een *serieweerstand*, waarover het teveel aan spanning komt te staan (zie fig. 1.4). De voorschakelweerstand R_s volgt uit de vergelijking:

$$V : V_m = (R_s + R_m) : R_m$$

$$R_s = R_m \left(\frac{V}{V_m} - 1 \right). \quad (1.3)$$

Hierin is:

- R_m = de meterweerstand (bijv. $2\text{ k}\Omega$),
- V_m = de meterspanning voor volle uitslag (bijv. $0,2\text{ V}$),
- V = de gewenste maximale spanning.



Voor een maximale spanning van 10 V is dus volgens formule (1.3) een voorschakelweerstand van $98\text{ k}\Omega$ nodig. De inwendige weerstand van deze 10 V -meter is gelijk aan de vervangingsweerstand van R_s in serie met R_m ; dit is $100\text{ k}\Omega$. Het opgenomen vermogen bedraagt $V^2/R_1 = 1\text{ mW}$.

Fig. 1.5 geeft een schakeling voor verschillende spanningsgebieden. Men ziet hieruit, dat de inwendige weerstand toeneemt naarmate het spanningsgebied hoger is. In elk meetgebied is echter het quotiënt van de weerstand en de maximale spanning hetzelfde, nl. $10 \text{ k}\Omega$ per volt. Dit quotient is een maatstaf voor het opgenomen vermogen van de meter. Bij het meten van bijv. 80 V in het 100 V -gebied is de inwendige weerstand van de meter $100 \times 10 \text{ k}\Omega = 1 \text{ M}\Omega$; het opgenomen vermogen is dan $(80 \text{ V})^2/1 \text{ M}\Omega = 6,4 \text{ mW}$. Een voltmeter is dus beter naarmate het quotiënt „ohm per volt” groter is.

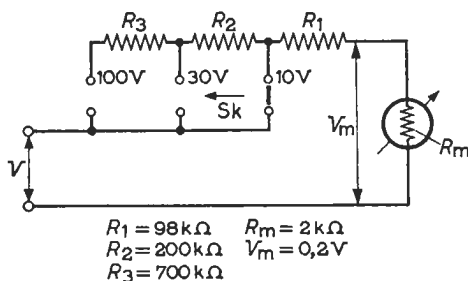


Fig. 1.5

Een draaispoelmeter kan zeer nauwkeurig zijn (tot op ca. $0,1 \%$). Bedenk echter, dat de prijs veel meer dan evenredig met de nauwkeurigheid toeneemt. De in de praktijk gebruikte meters zijn meestal van de klasse van 1 à 2% .

Tenslotte merken we op, dat een draaispoelmeter *gevoelig is voor overbelasting*; de kracht op de draaispoel neemt immers lineair toe met de stroom. Bij sterke overbelasting slaat de wijzer met zoveel kracht tegen de eindstuit, dat verbuiging van de wijzer en beschadiging van de draaispoel het gevolg kan zijn.

1.2. DE CELMETER

Principe

De te meten wisselspanning wordt gelijkgericht, en vervolgens toegevoerd aan een draaispoelmeter.

Werking (zie de fig. 1.6a t/m 1.6f)

De fig. 1.6a t/m 1.6d geven enige schakelmogelijkheden. De eenvoudigste methode is weergegeven in fig. 1.6a. Deze schakeling heeft echter het nadeel dat de stroom slechts in één richting kan lopen, waardoor het meetobject asymmetrisch wordt belast. Dit kan men vermijden door de schakeling volgens fig. 1.6b te kiezen. Het meetpunt wordt hier symmetrisch belast door toevoeging van de gelijkrichtcel D_2 en de weerstand R , waarvan de waarde over-

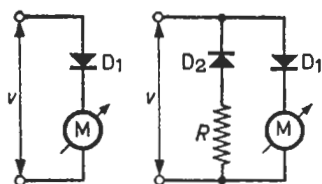


Fig. 1.6a

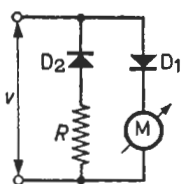


Fig. 1.6b

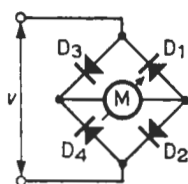


Fig. 1.6c

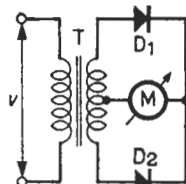


Fig. 1.6d

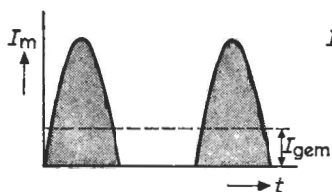


Fig. 1.6e

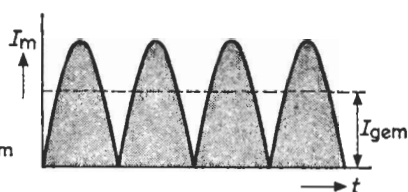


Fig. 1.6f

eenkomt met de meterweerstand. Fig. 1.6e geeft een afbeelding van de momentele stroom door de draaispoelmeter M in de schakelingen volgens de fig. 1.6a en 1.6b.

Fig. 1.6c toont de veel gebruikte *Graetz-schakeling*. In deze schakeling laten beurtelings twee tegenover elkaar liggende cellen de stroom door. Als gevolg hiervan vloeit de stroom steeds in dezelfde richting door de draaispoelmeter. De meterstroom neemt dus de vorm aan volgens fig. 1.6f. Een zelfde resultaat kan men bereiken met de schakeling volgens fig. 1.6d. Deze schakeling heeft bovendien het voordeel dat een eventuele gelijkspanningscomponent van de te meten spanning door de transformator T wordt geblokkeerd. De gevoeligheid van de schakelingen volgens de fig. 1.6c en 1.6d is tweemaal groter dan die volgens de fig. 1.6a en 1.6b.

Eigenschappen

De uitslag van de celmeter is evenredig met de *gemiddelde waarde van de gelijkgerichte spanning*. De schaal is echter geijkt in de effectieve waarde van sinusvormige spanningen, zodat de uitslag foutief is bij het meten van niet-sinusvormige spanningen.

Het schaalkarakter van deze meters zal min of meer worden beïnvloed door de eigenschappen van de gelijkrichtcellen (zie fig. 1.7). Uit deze karakteristiek blijkt, dat de weerstand in de doorlaatrichting afneemt bij toenemende stroom, terwijl de weerstand in sperrichting niet oneindig groot is.

Wil men nu toch een lineaire schaalverdeling verkrijgen, hetgeen bij een instrument bestemd voor verscheiden meetgebieden wel wenselijk is, dan kan men de volgende maatregelen nemen:

- a. De totale weerstand in serie met de gelijkrichter moet *groot zijn ten opzichte van de celweerstand in de doorlaatrichting*, zodat de meterstroom praktisch onafhankelijk is van de doorlaatweerstand.

- b. De totale weerstand in serie met de gelijkrichter moet klein zijn ten opzichte van de celweerstand in sperrichting, zodat het gelijkrichtrendement niet belangrijk verlaagd wordt.

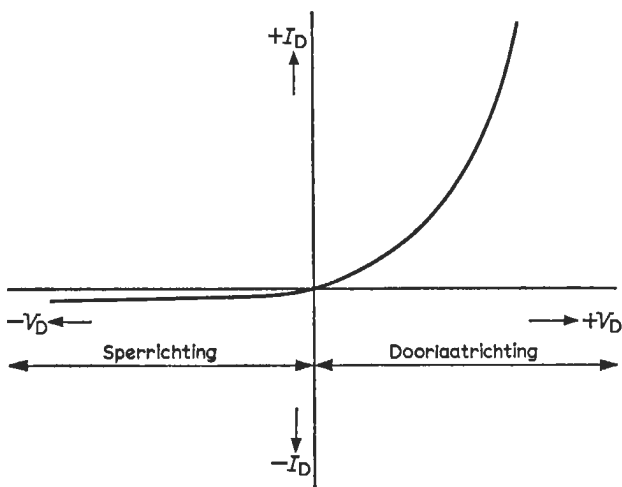


Fig. 1.7

Om aan beide voorwaarden te kunnen voldoen, vergroot men de celstroom teneinde de doorlaatweerstand te verminderen (zie fig. 1.8). Deze figuur geeft de schakeling van een wisselspanningsmeter met een *lineair* meetgebied van 10 V. De hierin gebruikte draaispoelmeter heeft dezelfde eigenschappen als die uit de fig. 1.3 t/m 1.5 ($100 \mu\text{A}$, $2 \text{ k}\Omega$). Met behulp van R_p wordt de celstroom vergroot van $100 \mu\text{A}$ tot $500 \mu\text{A}$. De weerstand R_s kiest men zodanig dat de meter een volle uitslag geeft bij een ingangsspanning van 10 V. Het quotiënt „ohm per volt” van deze wisselspanningsmeter is dus belangrijk lager dan die van de overeenkomstige gelijkspanningsmeter van fig. 1.4. Het opgenomen vermogen uit het meetobject is diensgevolge aanmerkelijk groter.

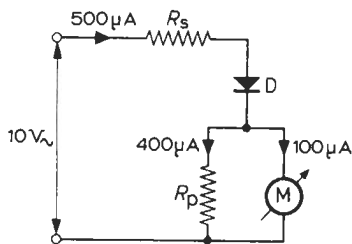


Fig. 1.8

Voor een wisselstroommeter met een lineair 10 mA-meetgebied zou men de schakeling van fig. 1.8 kunnen shunten. Dit kost echter weer extra vermogen, hetgeen de bruikbaarheid van de meter beperkt. Daarom past men bij voorkeur een stroomtransformator toe, die de te meten stroom omzet in de gewenste celstroom. Fig. 1.9 geeft een schakeling van een wisselstroommeter met een *lineair* 10 mA-meetgebied. De transformatieverhouding kan men berekenen uit:

$$T = \frac{n_2}{n_1} = \frac{10 \text{ mA}}{500 \mu\text{A}} = 20$$

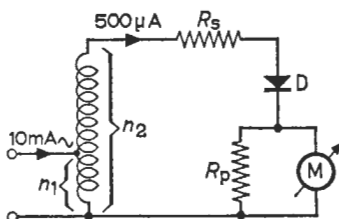


Fig. 1.9

Deze meter neemt hetzelfde vermogen op als de wisselspanningsmeter van fig. 1.8, mits de verliezen van de transformator te verwaarlozen zijn.

Deze celmeters zijn geschikt voor frequenties tussen ongeveer 20 Hz en 10 000 Hz. Beneden 20 Hz gaat de wijzer trillen en boven de 10 000 Hz gaan de parasitaire capaciteiten van de schakelaars, de bedrading, de weerstanden en de transformator een rol spelen, waardoor de nauwkeurigheid afneemt.

De nauwkeurigheid van een celmeter hangt voornamelijk af van de eigenschappen van de toegepaste gelijkrichtcellen, en is in de praktijk niet beter dan ca. 1½ %.

Opmerking bij § 1.1 en § 1.2

Er zijn meetapparaten in de handel waarin een draaispoelmeter door omschakeling al of niet wordt gecombineerd met gelijkrichtcellen. Op deze manier kan men gelijk- en wisselstromen meten (vanaf ca. 100 μA resp. 1 mA), en gelijk- en wisselspanningen (vanaf ca. 100 mV resp. 1 V).

Teneinde deze draaispoelmeter voor nog meer doeleinden te kunnen gebruiken zijn meestal voorzieningen getroffen voor het meten van *weerstandswaarden*. Fig. 1.10a geeft een dergelijke schakeling. Een interne batterij met een bekende spanning (V_B) veroorzaakt een stroom (I) door de te meten weerstand R_x . Deze stroom (en dus ook de meteruitslag) is een maat voor de waarde van R_x .

De weerstanden R_s en R_p zijn zodanig gekozen dat de meter de volle uitslag geeft bij $R_x = 0 \Omega$ (kortgesloten ingangsklemmen), en de halve uitslag bij

een vooraf bepaalde R_x -waarde (bijv. 1000 Ω). Bij $R_x = \infty$ (open ingangsklemmen) loopt geen stroom door de meter. Aldus zal de weerstandsschaal er uitzien zoals in fig. 1.10b is getekend. Bij hoge weerstandswaarden is deze schaal dermate samengedrongen, dat de nauwkeurigheid gering is. Door omschakeling van de weerstanden R_s en R_p kan men naar willekeur ook andere middenschaalwaarden kiezen.

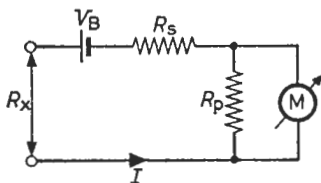


Fig. 1.10a



Fig. 1.10b

Om de draaispoelmeter *in beperkte mate* te beveiligen tegen overbelasting, gebruikt men de schakeling volgens fig. 1.11. De werking is als volgt:

De weerstand R_1 is zodanig gekozen, dat bij volle meteruitslag de doorlaatweerstand van de gelijkrichtcel D_1 groot is ten opzichte van $R_1 + R_m$. Deze cel beïnvloedt de meteruitslag dan nauwelijks. Bij overbelasting stijgt de spanning over de cel, waardoor zijn doorlaatweerstand afneemt (zie fig. 1.7). De stroom vloeit nu voornamelijk door deze gelijkrichtcel (buiten de meter om). Om de meter ook te beveiligen bij een foutieve aansluiting (verkeerde polariteit), gebruikt men de tweede beveiligingscel D_2 die een soortgelijke werking heeft.

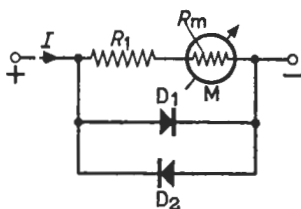


Fig. 1.11

Gebruik

Door de geringe afmetingen en gewicht, de lage prijsklasse en de vele mogelijkheden, is dit soort universele meters een van de meest gebruikte meetinstrumenten. Dit apparaat kan men ook buitenshuis gebruiken, omdat voor de werking geen netspanning nodig is.

1.3. DE THERMOKOPPELMETER

Principe

Verhitting van een las tussen verschillende materialen veroorzaakt een potentiaalverschil, zodat in het desbetreffende circuit een thermostroom gaat vloeien

die door een draaispoelmeter wordt gemeten. De las wordt verhit door de te meten stroom.

Werking (zie fig. 1.12a)

Het thermokoppel bestaat uit twee aan elkaar gelaste draden van verschillende materialen, bijv. ijzer (Fe) en constantaan (Co), waarvan de lasplaats bij het punt A direct of indirect met een gloeidraad is verbonden. De punten B en C gaan naar de draaispoelmeter M.

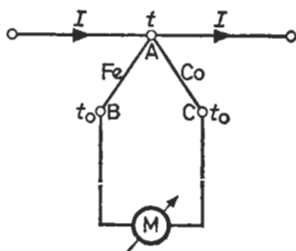


Fig. 1.12a

Vloeit de te meten stroom I door de gloeidraad, dan wordt de lasplaats A verwarmd tot de temperatuur t , terwijl de lassen B en C „koud” blijven op t_0 . Hierdoor ontstaat een thermospanning over de meterklemmen die evenredig is met de temperatuurverhoging $t - t_0$. Dit temperatuurverschil is evenredig met de ontwikkelde warmte I^2R , zodat de schaal van de meter *kwadratisch* is.

Eigenschappen

Zoals we reeds hebben vermeld, is het schaal karakter in principe kwadratisch (zie fig. 1.12b).

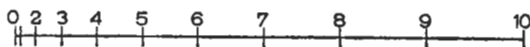


Fig. 1.12b

De uitslag van de thermokoppelmeter is evenredig met de ontwikkelde warmte, dus met het kwadraat van de effectieve waarde van de te meten stroom. Het instrument kan dus met gelijkstroom worden geijkt.

De gevoeligheid hangt af van het gebruikte thermo-element (ijzer-constantaan geeft een thermo-e.m.k. van ca. 5 mV per 100 °C) en de eigenschappen van de gloeidraad. Voor het bereiken van grote gevoeligheden moet de gloeidraad zeer dun zijn en moet de afkoeling door de omringende lucht worden vermeden door insmelting in vacuüm. Het onderbrengen van gevoelige thermokoppels in een luchtledige ballon is tevens noodzakelijk in verband met oxydatie van de uiterst dunne gloeidraad (soms dunner dan 10 micron) en geeft betere bescherming tegen mechanische beschadigingen van buiten af.

Deze vacuümthermokoppels worden vervaardigd voor stromen van ca. 10 tot 300 mA. De weerstand van de gloeidraad varieert hierbij van ca. 100 tot 1 Ω , zodat het opgenomen vermogen tussen 10 mW en 100 mW ligt. Het laagste bereikbare spanningsmeetgebied is dus ca. 1 V. Wil men hogere spanningen meten, dan gebruikt men voorschakelweerstand van waarover het te veel aan spanning komt te staan.

Met dit instrument kan men stromen met een frequentie tot ongeveer 100 MHz meten. Naarmate de gloeidraad dunner is heeft men minder last van het huideffect¹⁾, waardoor het frequentiebereik groter is.

De nauwkeurigheid van een thermokoppelmeter (na ijking met gelijkstroom) kan beter zijn dan 1 %.

Een thermokoppel is *zeer gevoelig voor overbelasting*. Boven de opgegeven maximaal toelaatbare stroom kan de gloeidraad smelten.

Een ander nadeel is *de thermische traagheid*. Er is nl. enige tijd nodig voordat het laspunt op temperatuur is gekomen. Snelle veranderingen van de te meten stroom of spanning kan men daarom niet constateren.

Gebruik

Thermokoppels gebruikt men in de elektronentechniek voor het meten van de effectieve waarde van niet-sinusvormige stromen en spanningen, bijv. ruisspanningen en HF-stromen.

1.4. VERSTERKERVOLTMETERS

Principe

De te meten spanning wordt (eventueel na gelijkrichting) met behulp van elektronenbuizen of transistors versterkt. De versterkte spanning wordt (eventueel na gelijkrichting) met een draaispoelmeter gemeten.

Voordelen van versterkervoltmeters ten opzichte van de meetapparaten vermeld onder § 1.1 t/m § 1.3:

a. *Het opgenomen vermogen uit het meetobject is veel geringer.*

Het vermogen nodig voor een bepaalde meteruitslag wordt geleverd door de versterkers, die gevoed worden uit het lichtnet, een accu of een batterij. Het meetobject levert hier slechts het vermogen nodig om de versterker uit te sturen, en dit kan zeer gering zijn. Dit in tegenstelling met de meetapparaten onder § 1.1 t/m § 1.3, waarbij het meetobject *zelf* het vereiste vermogen voor de meter moet leveren.

b. *De gevoeligheid kan veel groter zijn.*

Met behulp van versterkers kunnen zeer lage spanningen op de waarde worden gebracht die nodig is voor een bepaalde meteruitslag.

¹⁾ Door het huideffect vloeit de stroom bij hoge frequenties voornamelijk aan de oppervlakte van de geleider, waardoor de nuttige doorsnede afneemt en de werkzame weerstand van de draad toeneemt.

c. Een versterkervoltmeter is bestand tegen overbelasting.

Bij overbelasting ontstaat een automatische meterbeveiliging door „vastlopende” elektronenbuizen of transistors.

Als nadelen gelden:

a. Grotere afmetingen en gewicht.

b. Hogere prijs.

c. Gecomplliceerdheid en dientengevolge meer onderhoud en grotere kans op storing.

d. Beperkte nauwkeurigheid.

De nauwkeurigheid van een versterkervoltmeter in zijn geheel is vanzelfsprekend geringer dan die van de toegepaste draaispoelmeter afzonderlijk. De nauwkeurigheid van gangbare versterkervoltmeters ligt tussen 2 % en 5 %.

1.4.1. Versterkervoltmeters voor sinusvormige spanningen met frequenties van ca. 1 Hz tot 30 MHz

Principe

De te meten spanning wordt eerst versterkt, daarna gelijkgericht en vervolgens toegevoerd aan een draaispoelmeter.

Werking (zie fig. 1.13)



Fig. 1.13

De verzwakker

Indien de te meten spanning v te groot is om direct aan de versterker te worden toegevoerd, moet men deze spanning eerst verzwakken. Met behulp van de verzwakker stelt men dus de verschillende meetgebieden in.

Een nauwkeurige, van de frequentie onafhankelijke verzwakking is een eerste vereiste. Verder moet de verzwakker een hoge ingangsweerstand hebben om de belasting van het meetobject zo laag mogelijk te houden.

In de praktijk zijn de volgende twee soorten ingangsverzwakkers algemeen gebruikelijk:

a. De zgn. „passieve” verzwakkers (zie fig. 1.14)

R_1 en R_2 zijn de verzwakkerweerstand en R_L en C_L stellen de ingangsweerstand resp. de ingangscapaciteit van de achter de verzwakker geschakelde versterker voor. Daar R_1 en R_2 een hoge waarde hebben, zal de onvermijdelijke capaciteit C_L de verzwakking bij de hoge frequenties beïnvloeden, tenzij men de volgende maatregelen treft. Teneinde een van de frequentie onafhan-

kelijke verzwakking te verkrijgen, zijn de correctiecondensatoren C_1 en C_2 aangebracht. De verzwakking is frequentie-onafhankelijk, indien:

$$R_1 C_1 = (R_2 // R_L) (C_2 + C_L). \quad (1.4)$$

De verzwakking is dan:

$$a = \frac{R_1 + R_2 // R_L}{R_2 // R_L}. \quad (1.5)$$

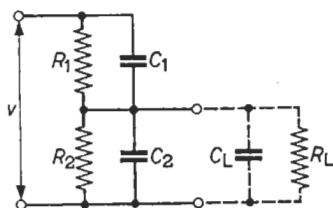


Fig. 1.14

De frequentie-gecorrigeerde verzwakker volgens fig. 1.14 noemt men een *gemengde verzwakker*.

Indien men uitsluitend spanningen met *lage* frequenties (< 10 kHz of gelijkspanningen) verzwakken wil, dan is $\frac{1}{\omega C_1} \gg R_1$ en $\frac{1}{\omega (C_2 + C_L)} \gg R_2 // R_L$, zodat C_1 en C_2 vervallen kunnen, waardoor we een zuivere *weerstandverzwakker* overhouden.

Wil men alleen spanningen met *hoge* frequenties (> 5 MHz) verzwakken, dan is $\frac{1}{\omega C_1} \ll R_1$ en $\frac{1}{\omega (C_2 + C_L)} \ll R_2 // R_L$, zodat nu R_1 en R_2 vervallen, waardoor we een zuivere *capacitieve verzwakker* verkrijgen.

b. De zgn. „actieve“ verzwakkers (zie de fig. 1.15a en 1.15b)

R_L en C_L zijn de ingangsweerstand resp. ingangscapaciteit van de achter de verzwakker geschakelde versterker. De verzwakker is opgenomen in de kato-deleiding van een anodebasisschakeling, of in de emissorleiding van een collectorbasisschakeling. Deze schakelingen hebben een hoge ingangsweerstand ofschoon de verzwakkerweerstanden (R_1 , R_2 en R_3) een lage waarde hebben. De invloed van C_L is dus gering, zodat een frequentiecorrectie overbodig is. Daarom is deze schakeling over het algemeen eenvoudiger en goedkoper dan de gemengde verzwakker volgens fig. 1.14, vooral bij meerdere verzwakkerstanden. De „actieve“ verzwakker heeft echter het nadeel, dat de maximale toe te voeren spanning wordt begrensd door de roosterruimte resp. basisruimte van de toegepaste elektronenbuis of transistor. Daarom gebruikt men beide soorten verzwakkers meestal gecombineerd.

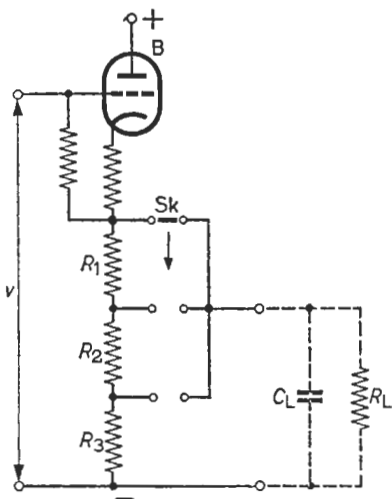


Fig. 1.15a

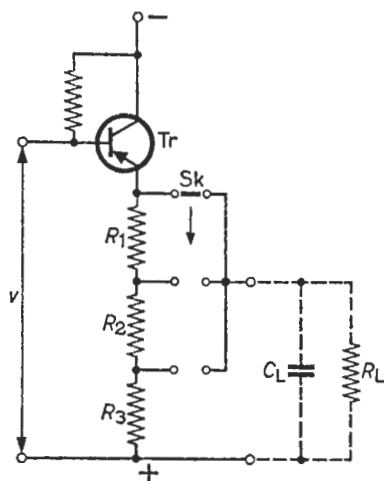


Fig. 1.15b

De versterker

De versterker moet zodanig gedimensioneerd zijn dat bij de kleinste te meten spanning nog de gewenste meteruitslag wordt verkregen. In het te bestrijken frequentiegebied moet de versterking voor alle frequenties gelijk zijn; met andere woorden, *de amplitude-frequentie-karakteristiek moet vlak zijn*.

Fig. 1.16a geeft een afbeelding van een versterker met weerstandskoppeling uitgerust met een elektronenbuis (B); fig. 1.16b geeft een soortgelijke schakeling met een transistor (Tr).

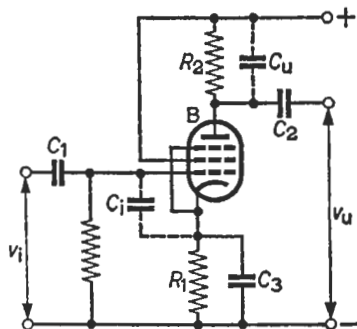


Fig. 1.16a

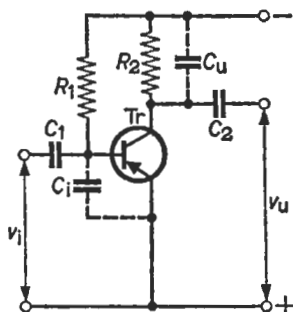


Fig. 1.16b

De wisselspanning v_1 voert men toe tussen het stuurrooster en de katode resp. de basis en de emitter; het versterkte signaal v_u neemt men af tussen

de anode en de katode resp. tussen de collector en de emitter. De weerstand R_1 dient voor de instelling van de elektronenbuis of de transistor.

De algemene vorm van de amplitude-frequentie-karakteristiek van een weerstandsgekoppelde versterker is in fig. 1.17 afgebeeld.

De vermindering van de versterking bij de lage frequenties wordt veroorzaakt door de *koppelcondensatoren* C_1 en C_2 en de *ontkoppelcondensator* C_3 .

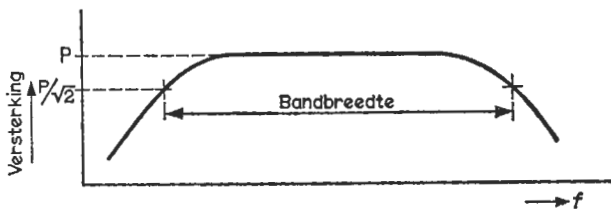


Fig. 1.17

Voor een goede versterking bij lage frequenties moeten de reactanties van C_1 , C_2 en C_3 dan ook zo klein zijn dat het spanningsverlies over deze elementen te verwaarlozen is.

Vermindering van de versterking bij de hoge frequenties wordt voornamelijk veroorzaakt door de *in- en de uitgangscapaciteit* C_i en C_u van de schakeling. De invloed van C_i kan men verminderen door de ingang te sturen met een bron met een lage inwendige weerstand, bijv. met behulp van een anodebasisschakeling of een collectorbasisschakeling waardoor het vereiste aantal trappen echter toeneemt. De capaciteit C_u heeft minder invloed naarmate de hiermee parallel geschakelde uitgangswaerstand kleiner is. Verlaging van de weerstand R_2 resulteert dus in een vergroting van het te versterken frequentiegebied. Hierdoor vermindert echter de gemiddelde versterking, zodat het gebruik van buizen of transistors met een grote steilheid noodzakelijk is om de gewenste versterking te handhaven. Over het algemeen zal men voor het versterken van een brede frequentieband, elektronenbuizen of transistors met *een grote S/C-verhouding* moeten gebruiken (S = de steilheid, en C = de som van de in- en de uitgangscapaciteiten van de buis of de transistor).

De amplitude-frequentie-karakteristiek kan men ook aanzienlijk verbeteren door *tegenkoppeling* toe te passen; dit gaat echter weer ten koste van de versterking, waardoor men dus eveneens extra versterkertrappen moet toevoegen. Tegenkoppelen over meerdere trappen kan men in breedbandversterkers trouwens toch niet toepassen, daar de kans op onstabieleit (oscilleren) dan te groot wordt.

In versterkers met een bandbreedte groter dan ca. 1 MHz gebruikt men doorgaans *compensatieschakelingen* om de vereiste amplitude-frequentie-karakteristiek te halen.

De gelijkrichter

Als gelijkrichter kan men een van de schakelingen volgens de fig. 1.6a t/m 1.6d gebruiken.

Eigenschappen

Indien de versterkervoltmeter is uitgerust met een gelijkrichtschakeling volgens de fig. 1.6a t/m 1.6d, is de meteruitslag evenredig met *de gemiddelde waarde van de gelijkgerichte spanning*. De schaal wordt geijkt met sinusvormige spanningen, zodat niet-sinusvormige signalen een foutieve uitslag geven.

Het schaalkarakter is afhankelijk van de eigenschappen van de gelijkrichtschakeling en de uitgangsimpedantie van de versterker. In de meeste gevallen maakt men de schaal zo lineair mogelijk.

De gevoeligheid van dit soort voltmeters is groot, (bijv. 100 μV voor de volle meteruitslag), omdat bij deze relatief lage frequenties een flinke spanningsversterking mogelijk is. Juist door deze grote versterking is het te versterken frequentiegebied echter beperkt (globaal mag men stellen dat het produkt van *versterking en bandbreedte* constant is).

De ingangsweerstand is meestal groter dan 1 $\text{M}\Omega$ (uitgezonderd bij de hoogste frequenties). De ingangscapaciteit kan men tot een minimum beperken door de ingangstrap van de versterker in een meetkop te monteren. Deze wordt bij het meten naar het meetobject gebracht. Op deze manier kan de ingangscapaciteit tot ca. 5 pF worden gereduceerd.

Gebruik

Deze versterkervoltmeter heeft door zijn grote gevoeligheid en zijn hoge ingangsweerstand een groot toepassingsgebied. Men denke hier bijv. aan het meten van zeer laagfrequente mechanische trillingen, metingen in het akoestische, het ultrasone en het hoogfrequente gebied.

1.4.2. Versterkervoltmeters voor sinusvormige spanningen met frequenties van ca. 20 Hz tot 1000 MHz

Principe

De te meten spanning wordt eerst gelijkgericht, daarna versterkt en vervolgens toegevoerd aan een draaispoelmeter.

Een meter volgens dit principe noemt men *een diodevoltmeter*.

Werking (zie fig. 1.18)

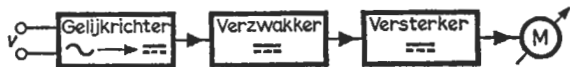


Fig. 1.18

De gelijkrichter

Als gelijkrichtschakeling gebruikt men vrijwel altijd de topdetectorschakeling volgens fig. 1.19a. Fig. 1.19b stelt de spanningen op de diverse punten voor.

De te meten spanning v legt men aan tussen de punten A en B. De con-

condensator C_1 , waarvan de capaciteitswaarde groot is ten opzichte van de parasitaire capaciteit C_2 , wordt opgeladen tot de topwaarde van de te meten wisselspanning, mits het product $R_1 \times C_1$ groot is ten opzichte van de periode-tijd T . Volgens de wet van Kirchhof is $V_{CB} = V_{AB} - V_{AC}$, zodat over de weerstand R_1 een spanning wordt opgewekt waarvan de gemiddelde waarde gelijk is aan de topwaarde van de te meten spanning¹⁾.

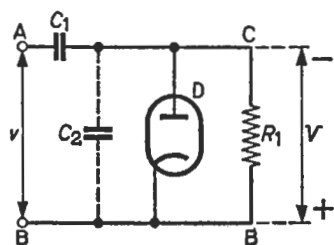


Fig. 1.19a

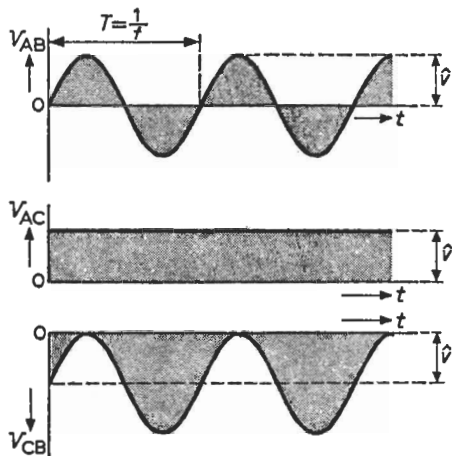


Fig. 1.19b

Als gelijkrichtelement is hier een vacuümdiode (D) toegepast. Een kristal-diode gebruikt men meestal alleen voor het meten bij zeer hoge frequenties (tot ca. 10 000 MHz) bij betrekkelijk lage spanningswaarden (tot ca. 10 V).

De detectorschakeling is in een meetkop gemonteerd (zie fig. 1.20). Bij het meten brengt men deze meetkop naar het meetobject, zodat de te meten HF-spanning niet via een meetsnoer naar het meetapparaat behoeft te worden vervoerd. De gedetecteerde spanning gaat via een afgeschermd kabel naar het meetapparaat.

In fig. 1.20 stelt C_3 de capaciteit van de meetkabel voor. De weerstand R_1 is aangebracht om te voorkomen dat C_3 direct over de diode staat.

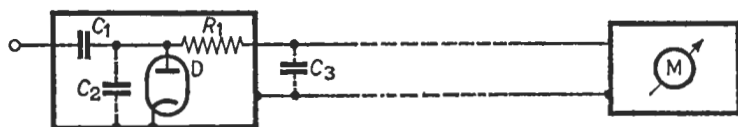


Fig. 1.20

¹⁾ Hierbij is verondersteld dat de gebruikte diode ideaal is; dit wil zeggen, dat deze in doorlaatrichting geen weerstand heeft en in sperrichting een oneindig hoge weerstand. In de praktijk zal de condensator C_1 niet helemaal tot de topwaarde van de te meten wisselspanning worden opgeladen.

De verzwakker

Tussen de detector en de gelijkspanningsversterker bevindt zich de verzwakker voor het instellen van de meetgebieden. Dit is een gewone hoogohmige weerstandsverzwakker, omdat in dit deel van het apparaat uitsluitend met gelijkspanningen wordt gewerkt (zie onder § 1.4.1).

De versterker

Het schema van een veel gebruikte gelijkspanningsversterker is afgebeeld in fig. 1.21. Men kan dit als een brugschakeling beschouwen, waarbij de weerstand tussen punt A en C (R_{AC}) met R_{BD} , R_{AD} en R_{BC} de brugelementen zijn. Deze brugschakeling wordt met gelijkspanning gevoed tussen de punten A en B. De (gelijke) buizen B_1 en B_2 zijn in het midden van hun bruikbare roosterterruimten ingesteld met behulp van de katodeweerstanden R_{k1} en R_{k2} .

Bij kortgesloten ingang ($V = 0$) brengt men de brug in evenwicht met behulp van de potentiometer R_v . De meter M is nu stroomloos en de spanning op punt C is gelijk aan die op punt D. Indien vervolgens de door de detector geleverde negatieve gelijkspanning V op het stuurrooster van B_1 komt, stijgt de spanning op punt C, terwijl de potentiaal van punt D constant blijft. Een meteruitslag is hiervan het gevolg. Door de weerstand R_{k1} heeft de schakeling een hoge ingangsimpedantie; bovendien verzekert de hierdoor veroorzaakte tegenkoppeling een rechter verloop van de dynamische buiskarakteristiek, zodat het schaalkarakter van de meter nagenoeg lineair is. De spanningsversterking is daarentegen gering (soms kleiner dan 1), hetgeen ook noodzakelijk is omdat de onvermijdelijke gelijkspanningsvariëaties in de versterker zelf (de zgn. „drift”) anders tot grote meteruitslagvariëaties zou kunnen leiden; het instrument zou aldus onbruikbaar zijn ¹⁾.

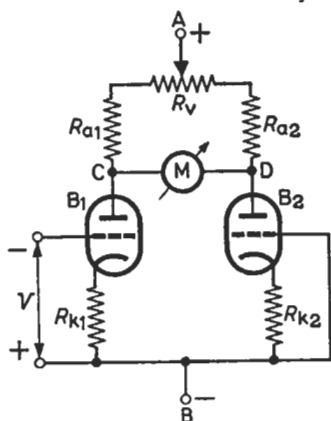


Fig. 1.21

¹⁾ „Drift” in een gelijkspanningsversterker kan bijv. ontstaan tengevolge van een tijdelijke verhoging of verlaging van de netspanning. Hierdoor veranderen de gelijkspanningen over de elektronenbuizen (of transistors). Door het ontbreken van scheidingscondensatoren worden deze gelijkspanningsvariëaties doorgegeven en eventueel verder versterkt. De uitgangsspanning van de versterker verandert dus terwijl de te meten ingangsspanning constant blijft. Het zal dan ook duidelijk zijn dat bij gelijkspanningsversterkers de voedingspanningen gestabiliseerd moeten worden.

De buis B_2 dient om de invloed van de voedingsspanningsvariëaties tot een minimum te beperken. Een verandering van de gloeispanning en/of hoogspanning beïnvloedt zowel de anodestroom van B_1 als die van B_2 , zodat de spanningsval over de (gelijke) anodeweerstanden R_{a1} en R_{a2} (en dus ook de meteruitslag) betrekkelijk constant blijft.

Eigenschappen

Zoals uit het voorgaande blijkt, is de uitslag van de diodevoltmeter *evenredig met de topwaarde van de te meten wisselspanning*.

Het schaalkarakter is lineair mits de spanning op de detector voldoende groot is. Voor wisselspanningen kleiner dan 1 V neemt het rendement van de detector (met vacuümdiode) sterk af, zodat voor zulke spanningen een afzonderlijke niet-lineaire schaal nodig is.

Dit laatste is één van de redenen waarom de gevoeligheid van dit soort meters gewoonlijk niet beter is dan 1 V voor volle meteruitslag. Een grotere gevoeligheid is trouwens toch niet goed te verwezenlijken, omdat het in de praktijk zeer moeilijk is een gevoelige gelijkspanningsversterker ook voldoende stabiel te maken.

Een vacuümdiode is bestand tegen hoge spanningen, zodat het goed mogelijk is hiermee spanningen tot 300 V te meten.

Het frequentiegebied is zeer groot. Met een compact gemonteerde meetkop en een speciale HF-diode kan men nog spanningen met frequenties tot 1000 MHz met redelijke nauwkeurigheid meten. De ondergrens van het te meten frequentiegebied ligt ongeveer bij 20 Hz en wordt beperkt door de hiervoor nodige hoge $R_1 C_1$ -waarde in de detector. De bovengrens hangt af van de parasitaire capaciteiten en zelfinducties en van de looptijd van de elektronen in de diodebuis.

De ingangsweerstand van het meetapparaat wordt bepaald door de detectorweerstand R_1 (zie fig. 1.19a) en de karakteristieke eigenschappen van de diode. In de praktijk meet men 1 à 2 M Ω in het gevoeligste meetgebied (uitgezonderd voor de hoogste frequenties). *De ingangscapaciteit kan zeer gering zijn* ($C_1 = C_1$ in serie met C_2). Een waarde van 2 à 3 pF is vrij normaal.

Gebruik

De diodevoltmeter is door het grote frequentiebereik, de hoge ingangsweerstand en de opmerkelijk lage ingangscapaciteit eigenlijk het enige geschikte instrument voor metingen aan hoogfrequente selectieve netwerken, bijv. resonantiekringen in radio- en televisietoestellen.

1.4.3. Versterkervoltmeters voor niet-sinusvormige spanningen

A. DE SELECTIEVE-VOLTMETER

Principe

De te meten spanning wordt eerst selectief versterkt, daarna gelijkgericht en vervolgens toegevoerd aan een draaispoelmeter.

Werking (zie fig. 1.22)

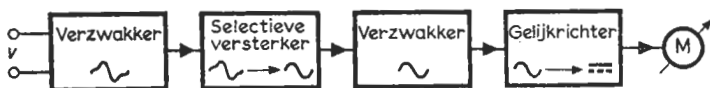


Fig. 1.22

De selectieve versterker

Een niet-sinusvormige wisselspanning is in feite samengesteld uit een sinusvormige grondgolf met de frequentie f_1 en een aantal sinusvormige componenten met de frequenties $2f_1, 3f_1, 4f_1$, enz. ¹⁾ Bij afstemming van de selectieve versterker op één van deze frequenties mag alleen de desbetreffende spanningscomponent worden versterkt. De versterker dient dus in eerste instantie een grote selectiviteit te bezitten. Bovendien moet de gevoeligheid van de versterker voor iedere afstemfrequentie gelijk zijn. Om dit te bereiken, maakt men in de praktijk een keuze uit twee principes:

a. Het afstembare filter-principe

Hierbij maakt men gebruik van een tegengekoppelde versterker, waarvan het tegenkoppelcircuit uit een afstembaar, selectief netwerk bestaat (zie fig. 1.23a).

De versterker kan gewoon met weerstanden gekoppeld zijn. De selectieve tegenkoppeling bestaat meestal uit een afstembaar RC-bandfilter met een doorlaatkarakteristiek volgens fig. 1.23b. Bij afstemming op de sferfrequentie f_s treedt alleen voor deze frequentie vrijwel geen tegenkoppeling op, zodat uitsluitend de te meten spanningscomponent met de frequentie f_s veel wordt versterkt, en dus een nagenoeg zuivere sinusvorm op de uitgang verschijnt. Met dit systeem kan een bandbreedte van ca. 1% van de afstemfrequentie worden bereikt.

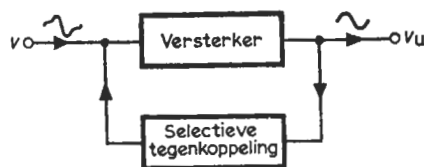


Fig. 1.23a

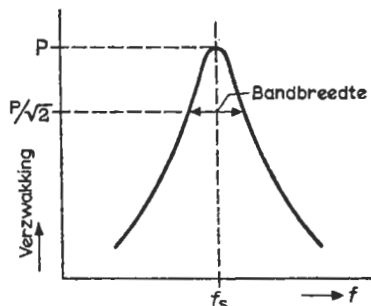


Fig. 1.23b

b. Het heterodyne-principe

Hierbij maakt men gebruik van een mengtrap, een afstembare oscillator en een selectieve MF-versterker (zie fig. 1.24a).

¹⁾ Met behulp van de Fourier-analyse kan men de waarde van de grondgolf en die van de hogere harmonischen berekenen. Deze analyse kan alleen worden uitgevoerd voor periodieke verschijnselen die nergens oneindig groot worden.

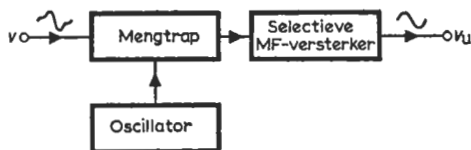


Fig. 1.24a

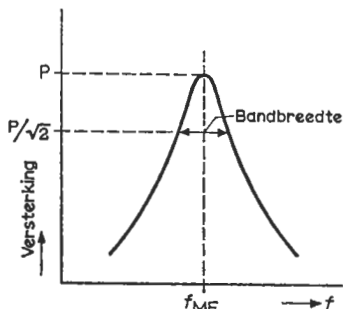


Fig. 1.24b

De doorlaatkromme van de MF-versterker is in fig. 1.24b gegeven. De te meten spanning v , bestaande uit de componenten met de frequenties f_1 , $2f_1$, $3f_1$, enz., en de oscillatorspanning met de frequentie f_{osc} , worden beide aan de mengtrap toegevoerd. Na menging ontstaan sinusvormige componenten met de frequenties $f_1 \pm f_{osc}$, $2f_1 \pm f_{osc}$, $3f_1 \pm f_{osc}$, enz. Door afstemming van f_{osc} kan men naar willekeur elk van deze frequenties gelijk maken aan f_{MF} . Aldus is de te meten spanningscomponent omgezet in een evenredige middenfrequente spanning, die dan verder in de MF-versterker selectief wordt versterkt. De MF-versterker is op één vaste frequentie afgestemd, zodat het gemakkelijk is een constante versterking en een goede selectiviteit te bereiken. De gewenste selectiviteit verkrijgt men met LC-resonantiekringen of met kristalfilters. Met deze laatste kan de bandbreedte tot 4 à 5 Hz beperkt blijven.

In selectieve-voltmeters voor lage frequenties (tot ca. 100 kHz) past men hoofdzakelijk de methode a toe.

In selectieve-voltmeters voor hoge frequenties (vanaf ca. 100 kHz) is alleen methode b bruikbaar. Soms past men twee heterodynesystemen achter elkaar toe. Een communicatie-ontvanger is bij uitstek geschikt om selectieve metingen bij hoge frequenties te verrichten.

De verzwakkers

Voor het instellen van de diverse meetgebieden kan men een verzwakker *achter* de selectieve versterker plaatsen. Het voordeel hiervan is dat de verzwakker slechts één frequentie (f_{MF}) te verwerken krijgt en zodoende vrij eenvoudig kan worden uitgevoerd (zie onder § 1.4.1). Aan de ingang is dan een verzwakker van bijv. 10:1 nodig, om te voorkomen dat de versterker bij hoge ingangsspanningen wordt overstuurd.

De gelijkrichter

Als gelijkrichter gebruikt men de schakelingen volgens de fig. 1.6a t/m 1.6d of die volgens fig. 1.19a.

Eigenschappen

Vanzelfsprekend is de meteruitslag gelijk aan *de effectieve waarde van de te*

meten sinusvormige spanningscomponent. De ijking van dit soort meters gebeurt dus met sinusvormige spanningen.

Het schaalkarakter wordt bepaald door de eigenschappen van de gelijkrichter en is diens gevolg niet lineair.

De gevoeligheid van een selectieve-voltmeter kan zeer groot zijn (bijv. $1 \mu\text{V}$ voor de volle schaalwaarde). De spanningsversterking kan immers zeer groot zijn, aangezien de te versterken frequentieband zeer smal is. Door de geringe bandbreedte heeft men ook weinig last van ruis of andere storingen.

Het frequentiegebied van dit soort meters kan sterk uiteenlopen. Voor het akoestische gebied is men speciaal geïnteresseerd voor het frequentiegebied van ca. 10 Hz tot 100 kHz; er zijn echter ook selectieve-voltmeters in de handel die geschikt zijn tot 1000 MHz en zelfs hoger.

De ingangswaerstand heeft bij de LF-instrumenten een hoge waarde (bijv. 1 M Ω), zodat het opgenomen vermogen uit het meetobject gering is. Bij HF-instrumenten dient de ingang afgesloten te zijn met de karakteristieke weerstand van de meetkabel, teneinde de optimale energie-overdracht van het meetobject naar het meetapparaat te verkrijgen. De ingangswaerstand is dan bijv. 75 Ω .

Gebruik

Selectieve voltmeters gebruikt men voor het meten van de effectieve waarde van de sinusvormige componenten waaruit een niet-sinusvormige spanning is samengesteld. Een toepassing hiervan is het meten van de vervorming van een niet-sinusvormige spanning. De vervorming wordt als volgt geformuleerd:

$$\delta = \frac{\sqrt{v_2^2 + v_3^2 + v_4^2 + \dots}}{v_1} \quad (1.6)$$

Hierin is v_1 de effectieve waarde van de grondgolf en v_2, v_3 , enz. de effectieve waarde van de 2de, 3de, ... harmonische. Deze sinusvormige componenten kan men stuk voor stuk met een selectieve-voltmeter bepalen.

B. DE EFFECTIEVE-WAARDE-VOLTMETER

Principe

Teneinde de effectieve waarde van een spanning te meten, ligt het voor de hand een thermokoppelmeter (zie § 1.3) toe te passen achter een versterker. De grote kwetsbaarheid en de traagheid van het thermokoppel hebben deze methode echter vrijwel verdrongen door moderne apparaten die deze bezwaren niet hebben. Het principe waarop deze berusten volgt direct uit de definitie: *De effectieve waarde van een wisselspanning is de wortel uit het gemiddelde van „het kwadraat van de momentele waarde”.*

Werking (zie fig. 1.25)



Fig. 1.25

Zoals we bij de bespreking van de selectieve-voltmeter reeds hebben opgemerkt, bestaat een niet-sinusvormige wisselspanning uit een sinusvormige grondgolf met één of meer harmonischen. De verzwakker en de versterker moeten al deze componenten onafhankelijk van de frequentie verwerken; (nadere gegevens hieromtrent vindt men onder § 1.4.1).

Een kwadratische versterking kan men o.a. verkrijgen door gebruik te maken van het kwadratische deel van een triodekarakteristiek. Een voorbeeld van een dergelijke schakeling geeft fig. 1.26a.

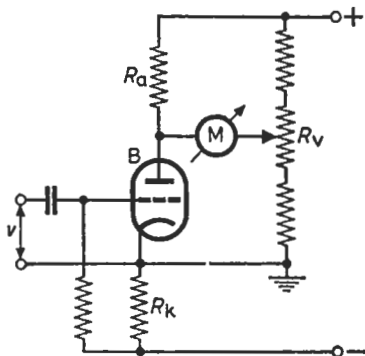
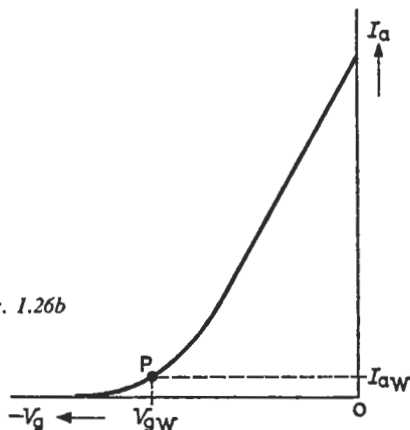


Fig. 1.26a

Fig. 1.26b



Met behulp van de katodeweerstand R_k is de triodebuis B zodanig ingesteld dat het werkpunt P in het kwadratische deel van de dynamische $I_a - V_g$ -karakteristiek ligt (zie fig. 1.26b). Bij kortgesloten ingang ($v = 0$) veroorzaakt de anodeglijdstroom I_{aW} een spanningsval over de anodeweerstand R_a . Met behulp van de potentiometer R_v reduceert men de stroom door de draaispoelmeter M tot nul. Veronderstellen we nu dat de te meten spanning v is samengesteld uit de componenten $v_1 = \hat{v}_1 \cos \omega_1 t$ en $v_2 = \hat{v}_2 \cos \omega_2 t$, dan zal de resulterende anodestroom (dus ook de anodespanning) evenredig zijn met $(\hat{v}_1 \cos \omega_1 t + \hat{v}_2 \cos \omega_2 t)^2$. Na uitwerking van de laatste formule blijkt, dat de anodespanning niet alleen uit wisselspanningscomponenten bestaat, maar ook uit een gelijkspanning die evenredig is met $\left(\frac{\hat{v}_1}{\sqrt{2}}\right)^2 + \left(\frac{\hat{v}_2}{\sqrt{2}}\right)^2$. De draaispoelmeter reageert nu uitsluitend op deze gelijkspanningscomponent, zodat de meteruitslag evenredig is met $v_1^2_{eff} + v_2^2_{eff} = v^2_{eff}$ van de te meten spanning.

Eigenschappen

Deze meter reageert op het kwadraat van de effectieve waarde van de te meten spanning; het schaalkarakter is dus kwadratisch (zie fig. 1.12b).

De gevoeligheid en het frequentiegebied worden bepaald door de kwaliteit van de versterker. Met gangbare apparaten kan men spanningen meten vanaf ca. 100 μV met een frequentie tot ca. 1 MHz.

Praktische waarden voor de ingangsweerstand en de ingangscapaciteit zijn: 1 M Ω resp. 15 pF.

Gebruik

Een effectieve-waarde-voltmeter gebruikt men voor het meten van niet-sinusvormige wisselspanningen. Vooral op het gebied van trillingsmetingen, zowel akoestische als mechanische, past men dit soort meters veel toe.

1.4.4. Versterkervoltmeters voor gelijkspanningen van ca. 1 V en hoger

Principe

De te meten spanning wordt versterkt en daarna toegevoerd aan een draaispoelmeter.

Werking (zie fig. 1.27)

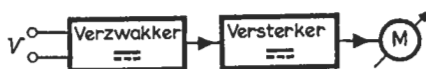


Fig. 1.27

De te meten gelijkspanning V legt men via een hoogohmige weerstandsverzwakker (meetgebiedschakelaar) aan een gelijkspanningsversterker. Als gelijkspanningsversterker gebruikt men meestal de schakeling volgens fig. 1.21.

Zoals we onder § 1.4.2 reeds hebben opgemerkt, kan de versterking van deze schakeling niet zeer groot zijn in verband met het onvermijdelijke verloop van de versterker. De gevoeligheid van deze versterkervoltmeter is dan ook niet groot. De schakeling volgens fig. 1.21 heeft wel een hoge ingangsweerstand, zodat het opgenomen vermogen uit het meetobject gering is.

Eigenschappen

Het schaalkarakter is lineair mits de versterker voldoende is tegengekoppeld, zodat de dynamische buiskarakteristieken vrijwel recht zijn.

De laagste te meten spanning wordt bepaald door de gevoeligheid van de draaispoelmeter en de voorafgaande versterking. Gebruiken wij bijv. de draaispoelmeter volgens fig. 1.4 (100 μA , 2 k Ω), en is de spanningsversterking gelijk aan één, dan is de gevoeligheid van deze versterkervoltmeter gelijk aan die van de draaispoelmeter, nl. 0,2 V (volle uitslag).

De ingangsweerstand van de versterkervoltmeter kan in zijn gevoeligste stand gemakkelijk een waarde van 2 M Ω bereiken. Door het gebruik van een versterker (spanningsversterking slechts éénmaal!), geschakeld vóór de draai-

spoelmeter, hebben we dus een voltmeter verkregen waarvan *het quotiënt „ohm per volt“ duizendmaal beter is dan dat van de draaispoelmeter zelf.*

Gebruik

Deze voltmeter is door zijn hoge ingangsweerstand zeer geschikt voor metingen aan hoogohmige punten, bijv. anode- en schermroosterspanningen van elektronenbuizen.

Opmerking bij § 1.4.2 en § 1.4.4

De diodevoltmeter volgens § 1.4.2 en de gelijkspanningsvoltmeter volgens § 1.4.4 combineert men dikwijls tot één apparaat. Bij het meten van wisselspanningen gebruikt men de detector, en bij het meten van gelijkspanningen legt men het te meten signaal direct (of via de verzwakker) aan de versterker.

Dit eenvoudige meetapparaat is door zijn groot meetgebied het aangewezen instrument voor service-doeleinden. Maar ook in laboratoria en elektronische industrieën gebruikt men dit apparaat zeer veel.

1.4.5. Versterkervoltmeters voor gelijkspanningen van ca. 10 μ V en hoger

Principe

De te meten gelijkspanning wordt omgezet in een impulsvormige spanning waarvan de *amplitude* evenredig is met die van de te meten spanning. Deze wisselspanning wordt versterkt, daarna gelijkgericht en vervolgens toegevoerd aan een draaispoelmeter.

Werking (zie fig. 1.28)

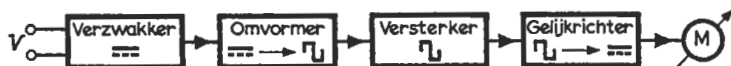


Fig. 1.28

Zoals onder § 1.4.2 reeds is opgemerkt, is het zeer moeilijk met een gelijkspanningsversterker een grote versterking te verkrijgen zonder dat instabiliteit optreedt. Teneinde het gebruik van een gecompliceerde kostbare gelijkspanningsversterker te vermijden, wordt in dit meetapparaat de te meten gelijkspanning (na eventuele verzwakking) door een omvormer omgezet in een wisselspanning met een evenredige amplitude. Deze wisselspanning kan men dan met een wisselspanningsversterker gemakkelijk op een hoog spanningsniveau brengen. Hierna volgt weer een omzetting van de versterkte wisselspanning in een evenredige gelijkspanning, die door de draaispoelmeter wordt gemeten.

Fig. 1.29a geeft een praktische schakeling. De te meten gelijkspanning V legt men aan de punten A en B. De schakelaar S_k sluit de punten C en B periodiek kort. Hierdoor ontstaat tussen deze punten een pulserende gelijk-

spanning (zie fig. 1.29b), die te ontbinden is in een zuivere gelijkspanning en een kanteelvormige wisselspanning. De top-tot-top-waarde van deze wisselspanning is gelijk aan die van de te meten gelijkspanning.

De wisselspanningsversterker blokkeert de gelijkspanningscomponent maar versterkt de wisselspanning. Deze versterker heeft slechts een beperkt frequentiegebied door te laten, zodat men met een eenvoudige LF-versterker met geringe bandbreedte kan volstaan.

Dezelfde schakelaar die dienst doet als omvormer voor de te meten gelijkspanning in een wisselspanning, zorgt tevens voor het omzetten van de versterkte wisselspanning in een gelijkstroom voor de draaispoelmeter. Iedere halve schakelperiode loopt er via de schakelaar in dezelfde richting een stroomimpuls door de meter, mits aan de voorwaarde is voldaan dat de uitgangsspanning V_{DB} hetzelfde zuiver in fase of in tegenfase is met de ingangsspanning V_{CB} (zie fig. 1.29b).

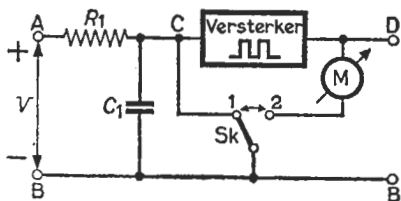


Fig. 1.29a

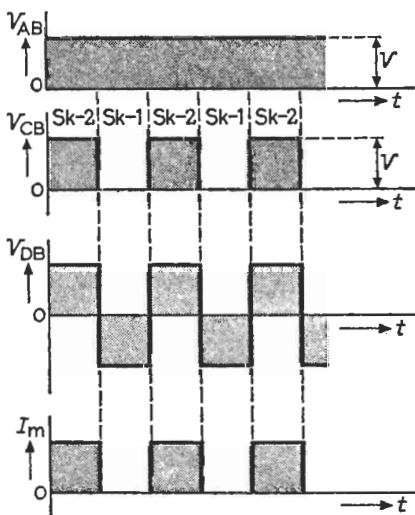


Fig. 1.29b

Bij ompoling van de te meten gelijkspanning V_{AB} , verandert ook de stroomrichting door de meter. De gemiddelde stroom door de draaispoelmeter is evenredig met de topwaarde van de uitgangsspanning V_{DB} en dus ook met de te meten gelijkspanning V_{AB} .

Teneinde de invloed van een ongewenste wisselspanningscomponent van de te meten gelijkspanning tegen te gaan, voorziet men de ingang van de voltmeter van een laag doorlatend filter ($R_1 - C_1$).

Eigenschappen

Met het systeem volgens fig. 1.29a is de meteruitslag *recht evenredig met de te meten gelijkspanning*; het schaalkarakter is dus lineair.

De gevoeligheid kan zeer groot zijn (bijv. 10 μV voor volle meteruitslag), doordat men in deze voltmeter een gelijkspanningsversterker heeft vermeden en hiervoor in de plaats een wisselspanningsversterker met een betrekkelijk kleine bandbreedte gebruikt; aldus kan een grote versterking worden bereikt.

In de praktijk kan men in de gevoeligste stand op een ingangsweerstand van ca. 1 $\text{M}\Omega$ rekenen.

Gebruik

Door zijn grote gevoeligheid en hoge ingangsweerstand gebruikt men deze voltmeter voor het meten van zeer lage gelijkspanningen op hoogohmige meetpunten, bijv. als indicator in hoogohmige brugschakelingen.

Opmerking bij § 1.4.2 en § 1.4.5

De hiervoor beschreven versterkervoltmeter, voorafgegaan door een compact gemonteerde detectormetkop volgens fig. 1.20 (met een HF-kristal diode in plaats van een vacuümdiode), biedt de mogelijkheid om *lage wisselspanningen* (vanaf ca. 10 mV) *met zeer hoge frequenties* (tot ca. 10 000 MHz) te meten.

Het schaalkarakter van deze HF-meter is nagenoeg lineair indien de te meten spanning zo groot is dat het steile deel van de diodekarakteristiek wordt gebruikt (dit is vanaf ca. 300 mV). Bij lagere spanningswaarden neemt het rendement van de detector snel af, zodat de schaal dan niet meer lineair is. Daarom is het gebruikelijk bij iedere detectormetkop een ijktable te leveren, waarop de gelijkspanning als functie van de gemeten wisselspanning staat uitgezet.

De maximale spanning die men met dit apparaat kan meten, wordt bepaald door de maximaal toelaatbare sperspanning van de toegepaste kristal diode. Bij de gebruikelijke HF-dioden is deze sperspanning ongeveer 10 V. Wil men hogere spanningen meten, dan schakelt men een verzwakker vóór de ingang van de detector; het is dan echter zeer moeilijk om een groot frequentiegebied te handhaven.

De ingangsweerstand van een dergelijke detectorschakeling is afhankelijk van de karakteristieke eigenschappen van de kristal diode. Men meet in de praktijk 10 à 50 $\text{k}\Omega$. *De ingangscapaciteit kan zeer gering zijn* (ca. 1 pF).

1.4.6. Digitale voltmeters

In plaats van wijzervoltmeters (zgn. analogon-voltmeters), gebruikt men voor gelijkspanningsmetingen tegenwoordig steeds meer zgn. *digitale-voltmeters*. Hierbij wordt het meetresultaat in de vorm van *een cijferreeks* op het meetapparaat aangegeven.

Principe

In de meeste gevallen berust de werking op een van de volgende twee principes:

a. *Het compensatie-principe*

De te meten spanning wordt vergeleken met een spanning die in het meetapparaat in stappen wordt opgebouwd. Dit opbouwen beëindigt zodra beide spanningen gelijk zijn. Het aantal stappen is dan een maat voor de waarde van de te meten spanning.

b. *Het omvormer-principe*

De te meten spanning wordt omgezet in een impulsvormige spanning waarvan de frequentie evenredig is met de amplitude van de te meten spanning. Deze frequentie wordt met een elektronische teller gemeten.

Opmerking: Aangezien methode b de meest gangbare is, zullen wij alleen op dit principe iets verder ingaan.

Werking (zie fig. 1.30)



Fig. 1.30

De te meten spanning V legt men via een hoogohmige weerstandsverzwakker (meetgebiedschakelaar) en een eenvoudige gelijkspanningsversterker aan een omvormer. De opbouw van een praktische omvormerschakeling wordt in fig. 1.31a geïllustreerd.

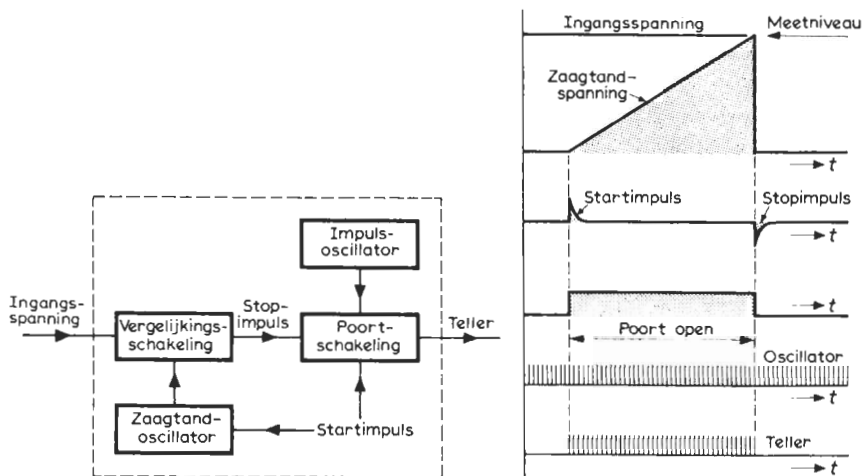


Fig. 1.31a

Fig. 1.31b

De ingangsspanning wordt vergeleken met een lineair met de tijd oplopende spanning (zie fig. 1.31b). Op het moment dat de zaagtandspanning begint wordt een poortschakeling geopend, die de signalen van een impulsgenerator doorgeeft aan een teller. De poort wordt weer gesloten zodra de zaagtandspanning gelijk aan de ingangsspanning. Het aantal doorgegeven impulsen is dan een maat voor de waarde van de te meten spanning. Met het volgende voorbeeld zullen wij dit nader toelichten.

Veronderstel dat de zaagtandspanning iedere milliseconde stijgt met 1 V, en dat de frequentie van de impulsgenerator 100 kHz bedraagt. Indien de ingangsspanning op de vergelijkingsschakeling bijv. 6,37 V is, dan heeft de teller inmiddels 6,37 ms geteld. Gedurende deze tijd heeft de oscillator 637 impulsen geleverd, zodat de teller 637 aanwijst. De meetgebiedschakelaar geeft automatisch de plaats van de komma aan.

Uit dit getallenvoorbeeld blijkt, dat de insteltijd voor deze meting slechts 6,37 ms bedraagt.

Eigenschappen

Digitale-voltmeters hebben enige kenmerkende voordelen ten opzichte van de eerder behandelde analogon-voltmeters. Bij de laatstgenoemde is de nauwkeurigheid nooit beter dan die van het toegepaste wijzerinstrument (bijv. 1 %). De *precisie* van digitale-meters wordt door de schakeling bepaald; volgens het principe van fig. 1.31a is een nauwkeurigheid van ca. 0,1 % nog goed te realiseren. Verder is *het aflezen* van een cijferreeks veel eenvoudiger en nauwkeuriger dan het aflezen van een wijzeruitslag (denk bijv. aan de afleesfouten ten gevolge van parallax). Ook het vastleggen van een meetresultaat is met een digitale meter gemakkelijker uit te voeren, omdat de mogelijkheid aanwezig is het meetgegeven enige tijd te laten staan, ook al is de te meten spanning niet meer aanwezig. Zo zijn er nog meerdere voordelen te noemen, zoals *de korte insteltijd*, waardoor een groot aantal meetgegevens in een beperkte tijdsduur beschikbaar is. Ook het overbrengen van meetgegevens over grote afstanden is met een impulscode gemakkelijker te verwezenlijken.

De gevoeligheid van een digitale meter wordt voornamelijk bepaald door de stabiliteit van de omvormer. In de praktijk komt men meestal niet lager dan 1 V maximale indicatie. Bij een nauwkeurigheid van 0,1 % betekent dit echter dat een spanning van bijv. 10 mV binnen 10 % nauwkeurig kan worden gemeten.

De ingangsimpedantie van dit soort meters komt overeen met die van andere versterkervoltmeters (ca. 2 M Ω , 15 pF).

Gebruik

Door de eenvoudige afleesmogelijkheid is de digitale-voltmeter bij uitstek geschikt voor routinemetingen door niet-technisch personeel. Door de grote nauwkeurigheid en de snelle meettijd gebruikt men dit apparaat ook veel in laboratoria.

DE ELEKTRONENSTRAALOSCILLOSCOOP MET BIJBEHORENDE HULPAPPARATEN

De elektronenstraaloscilloscoop is een van de meest universele meetinstrumenten die men zich kan indenken. Het aantal toepassingen van dit apparaat is bijna onbeperkt. Vroeger werd de oscilloscoop als een laboratorium-instrument beschouwd, maar door de voortschrijdende techniek en de nieuw ontwikkelde hulpapparatuur, is de oscilloscoop sinds enige tientallen jaren een onmisbaar hulpmiddel geworden in veel moderne bedrijven. Zonder de hulp van een oscilloscoop is de ontwikkeling van diverse gereedschappen, machines enz. nauwelijks mogelijk.

Het grote voordeel van de elektronenstraaloscilloscoop ten opzichte van de mechanische meetsystemen, zoals volt- en ampèremeters, is zijn vrijwel *traagheidsloze werking*. Verschijnselen die bijv. één miljoenste seconde duren, kan men hiermee zonder moeite weergeven. Een volt- of een ampèremeter geeft bovendien slechts een indicatie omtrent de grootte van de te meten spanning of stroom; met een oscilloscoop kan men ook de aard en de vorm van het verschijnsel bestuderen. Als voorbeeld dienen de afbeeldingen van fig. 2.1.

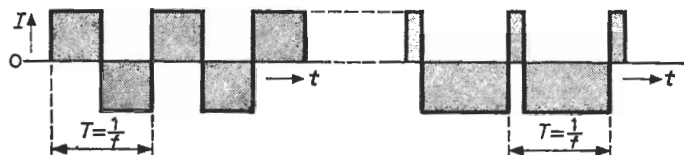


Fig. 2.1

Hierin zijn twee kanteelvormige stromen gegeven die dezelfde effectieve waarde hebben. Een thermokoppelmeter (zie § 1.3) geeft dus voor beide stromen dezelfde uitslag, terwijl de samenstelling van deze stromen toch zeer verschillend is. Met een oscilloscoop kan men deze verschijnselen als functie van de tijd *natuurgetrouw* zichtbaar maken en aldus een veel dieper inzicht verkrijgen in de eigenschappen van de desbetreffende stromen. Door deze mogelijkheid hebben de oscilloscoop en de bijbehorende hulpapparaten hun weg gevonden in vele takken van de industrie, niet alleen in de elektronentechniek, doch ook in de werktuigbouw, scheepsbouw, geneeskunde, chemie, biologie, enz.

2.1. DE ELEKTRONENSTRAALOSCILLOSCOOP

Principe

De te meten elektrische verschijnselen worden, na versterking of verzwak-

king, in een elektronenstraalbuis omgezet in evenredige zichtbare verschijnselen. Op het scherm van de elektronenstraalbuis kan de lichtstip onder gelijktijdige inwerking van twee spanningen worden verplaatst, en wel in de horizontale richting ten gevolge van de ene spanning en in de verticale richting ten gevolge van de andere spanning. Op deze wijze is het mogelijk de ene grootte als functie van de andere weer te geven.

Werking (zie fig. 2.2)

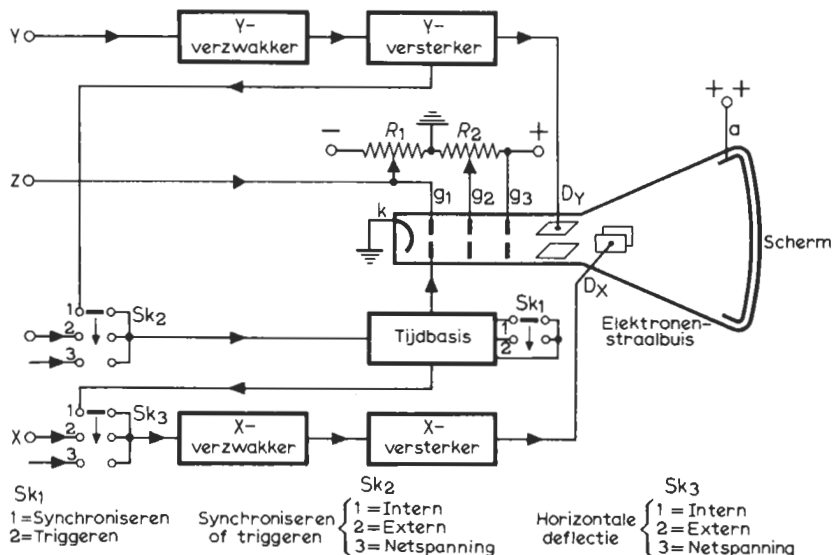


Fig. 2.2

De elektronenstraalbuis

De elektronenstraalbuis bestaat uit een luchtledige glazen ballon met een lange hals, waarin diverse elektrodes zijn aangebracht. De voorkant van de buis is vrijwel vlak. Het scherm is samengesteld uit een fosforiserende stof die oplicht op de plaats waar elektronen het scherm treffen. De mate van oplichting is afhankelijk van de *hoeveelheid* elektronen en de *snelheid* waarmee deze op het scherm komen. Deze elektronen zijn afkomstig van de indirect verhitte katode k. De Wehnelt-cilinder \$g_1\$ heeft een negatieve spanning ten opzichte van de katode. Door regeling van deze spanning met behulp van \$R_1\$ kunnen meer of minder elektronen passeren, waardoor de helderheid varieert (\$R_1\$ = *helderheidsregeling*). Door een positieve spanning van enige honderden volt op de elektrode \$g_3\$ krijgen de elektronen ter plaatse van \$g_3\$ een snelheid die ongeveer gelijk is aan:

$$v = \sqrt{2 \frac{e}{m}} V_{g3} = 5,95 \cdot 10^5 \sqrt{V_{g3}}. \quad (2.1)$$

Hierin is:

- v = de snelheid van een elektron ter plaatse van g_3 ,
- e = de lading van het elektron,
- m = de massa van het elektron,
- V_{g_3} = de spanning op de elektrode g_3 .

De elektrode g_2 vormt in combinatie met de elektrode g_3 een elektrostatische elektronenlens. De werking is schematisch voorgesteld in fig. 2.3. De gestippelde lijnen zijn de krachtlijnen van het elektrostatische veld tussen de elektroden g_2 en g_3 . De elektronenbundel uit de katode k wil de *tegen-gestelde richting* van de krachtlijnen volgen (de elektronen zijn immers negatief). De convergerende werking bij het begin van de lens is echter groter dan de divergerende werking op het einde, aangezien de snelheid van de elektronen bij het passeren van de lens toeneemt (V_{g_3} is immers groter dan V_{g_2}). Door het spanningsverschil tussen g_2 en g_3 met behulp van R_2 te regelen, stelt men het brandpunt van de elektronenlens zodanig in dat dit op het scherm valt (R_2 = *focusregeling*).

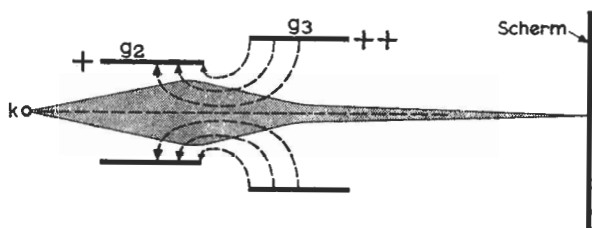


Fig. 2.3

De gemiddelde spanning op de afbuigplaten D_x en D_y is ongeveer gelijk aan de spanning op g_3 , waardoor de snelheid van de elektronen blijft gehandhaafd. Het spanningsverschil tussen de twee bij elkaar behorende platen bepaalt evenwel de afbuiging van de elektronenbundel in de horizontale en de verticale richting. De afbuiging is bij benadering gelijk aan:

$$s = \frac{1}{2} \frac{d_1 L}{d_2} \frac{V_D}{V_{g_3}} \quad (2.2)$$

Hierin is:

- s = de verplaatsing van de lichtstip op het scherm,
- d_1 = de afstand tussen het hart van het afbuigstelsel en het scherm,
- L = de lengte van de afbuigplaten,
- d_2 = de afstand tussen de bij elkaar behorende afbuigplaten,
- V_D = het spanningsverschil tussen de bij elkaar behorende afbuigplaten,
- V_{g_3} = de spanning op de elektrode g_3 ,

(Zie ook fig. 2.4).

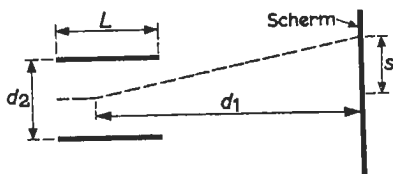


Fig. 2.4

Vergelijken we formule (2.1) met formule (2.2), dan blijkt dat men met een hoge V_{g3} wel een grote lichtintensiteit verkrijgt, maar tegelijkertijd de afbuiggevoeligheid nadelig beïnvloedt. Teneinde de helderheid te vergroten zonder de afbuiggevoeligheid sterk te verminderen, legt men een naversnellingsspanning van enige duizenden volt aan de anode a. Door deze hoge spanning komen de elektronen met een grote snelheid op het scherm terecht, en aangezien deze naversnelling plaats heeft *achter* het afbuigstelsel, wordt de afbuiggevoeligheid van de buis nauwelijks beïnvloed. De anode a bestaat meestal uit een spiraalvormige baan van geleidend materiaal, die aan de binnenzijde van de ballon is aangebracht.

De X- en Y-versterkers ¹⁾

Vult men formule (2.2) in met praktische waarden, dan blijkt voor 1 cm afbuiging een afbuigspanning van ca. 30 V_{t-t} (top-tot-top-waarde) nodig te zijn. Doorgaans beschikt men niet over dergelijke hoge spanningen bij de te onderzoeken verschijnselen, zodat een voorafgaande versterking meestal noodzakelijk is.

Deze versterkers moeten aan veel strengere eisen voldoen dan de versterkers die in voltmeters worden toegepast. Ter verduidelijking diene het volgende voorbeeld.

De getrokken kromme in fig. 2.5a is een spanningsvorm aan de ingang van de Y-versterker. Deze spanning blijkt na analyse te zijn samengesteld uit een sinusvormige grondgolf en een derde harmonische (zie de gestippelde krommen). Indien de amplitudes van beide componenten in dezelfde mate worden versterkt, maar de derde harmonische $\frac{1}{6} T$ langer nodig heeft om de Y-versterker te doorlopen dan de grondgolf, dan ontstaat aan de uitgang van de versterker, en dus op het scherm van de oscilloscoop, een beeld volgens de getrokken kromme van fig. 2.5b. Het blijkt dat er een zeer storende vervorming is ontstaan, waardoor een dergelijke oscilloscoop onbruikbaar zou zijn.

Voor een *natuurgetrouwe* versterking van iedere willekeurige spanningsvorm moet dus niet alleen de spanningsversterking, maar ook de looptijd voor alle frequenties even groot zijn. *Een ideale oscilloscoopversterker moet*

¹⁾ De horizontale en verticale versterker noemt men X- resp. Y-versterker, in verband met de gelijkenis met de X- en Y-coördinaten van een coördinatenstelsel, waarin men eveneens de ene grootte als functie van de andere uitzet.

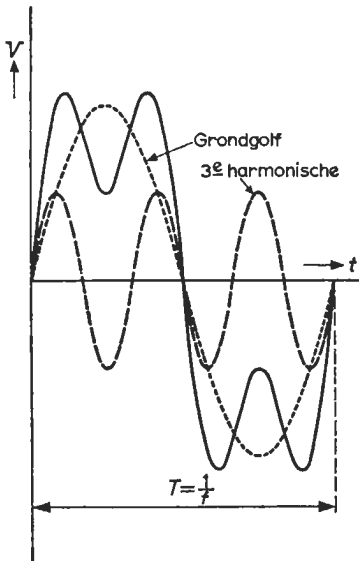


Fig. 2.5a

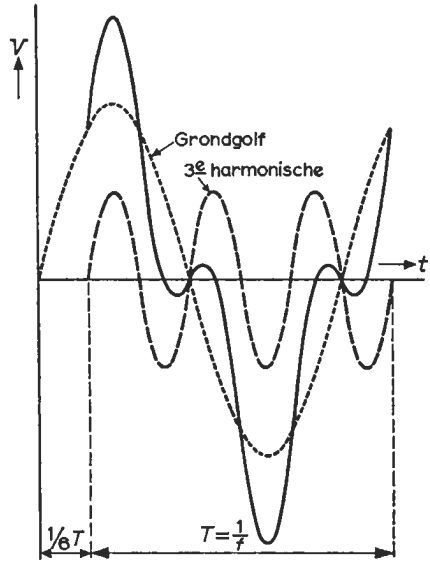


Fig. 2.5b

dus een vlakke amplitude-frequentie-karakteristiek en ook een vlakke looptijd-frequentie-karakteristiek bezitten (zie de fig. 2.6a en 2.6b).

De ideale karakteristieken, afgebeeld in de fig. 2.6a en 2.6b, kan men benaderen door het toepassen van:

- elektronenbuizen of transistors met een grote S/C -verhouding,
- capaciteits-arme en zelfinductie-arme onderdelen en montage,
- lage anode- resp. collectorweerstand,
- correcties voor hoge en lage frequenties.

(Voor verdere uitleg, zie onder § 1.4.1.)

Hierbij wordt opgemerkt dat in moderne oscilloscopen de Y -versterker dikwijls is uitgevoerd als een gelijkspanningsversterker (dit is een versterker zonder koppelcondensatoren tussen de versterkertrappen). De voordelen hiervan zijn dat men ook spanningen met zeer lage frequenties kan meten en dat tevens de gelijkspanningscomponent wordt doorgegeven.

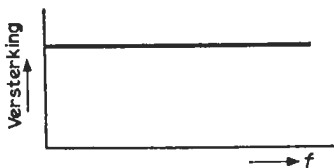


Fig. 2.6a

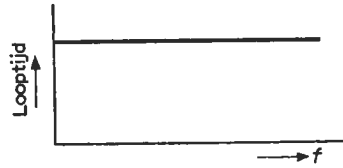


Fig. 2.6b

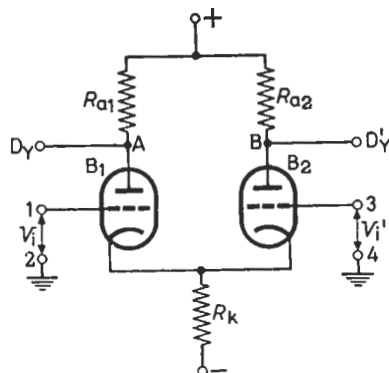


Fig. 2.7

Een veel gebruikte schakeling vindt men in fig. 2.7. De gelijksoortige triodebuizen B_1 en B_2 hebben gelijke anodeweerstanden R_{a1} en R_{a2} . De punten A en B zijn direct of via een of meer versterkertrappen met de verticale afbuigplaten D_Y en D'_Y verbonden. De gemeenschappelijke katodeweerstand R_k wordt veel groter gekozen dan voor het verkrijgen van de normale instelling van de buizen nodig zou zijn. Daarom verbindt men R_k meestal niet met aarde, maar met een negatieve spanning ten opzichte van aarde. Op deze wijze liggen de katodes van de buizen toch ongeveer op aardpotentiaal, hetgeen aantrekkelijk is omdat de meeste spanningen ten opzichte van aarde worden gemeten.

Deze schakeling heeft enige bijzondere eigenschappen:

In de eerste plaats is deze versterker betrekkelijk *ongevoelig voor voedingsspanningsvariaties*. Een verandering van de gloeispanning en/of hoogspanning veroorzaakt weliswaar een zekere anodestroomvariatie, en dus ook een anodespanningsvariatie, maar door de symmetrische opbouw van de versterker resulteert dit niet in een evenredig spanningsverschil tussen de punten A en B.

Deze gelijkspanningsversterker leent zich ook uitstekend als *fase-omkeertrap*. In de praktijk liggen de te meten spanningen meestal met één kant aan aarde (met andere woorden, asymmetrisch ten opzichte van aarde). De afbuigplaten van de elektronenstraalbuis moeten echter met een symmetrische spanning ten opzichte van aarde worden gestuurd teneinde vervorming en onscherpte van het beeld te voorkomen. Om dit te bereiken, voert men de te meten spanning V_i toe aan de klemmen 1 en 2. Hierdoor ontstaat een spanning over R_k die in fase is met V_i . Indien de klemmen 3 en 4 zijn doorverbonden, ligt de onderkant van R_k in principe aan het stuurrooster van B_2 , zodat deze buis wordt gestuurd met een spanning die in tegenfase is met V_i . Bij juiste dimensionering van de schakeling is de versterkte spanning tussen punt A en aarde nagenoeg gelijk, maar tegengesteld aan die tussen punt B en aarde.

Tenslotte kan de schakeling volgens fig. 2.7 ook als *verschilversterker* (differentiaalversterker) dienst doen. In de meettechniek moet men soms een spanningsverschil meten tussen twee punten die beide een spanning ten opzichte van aarde hebben. In dit geval legt men de ene spanning V_i aan de klemmen 1 en 2, en de andere spanning V_i' aan de klemmen 3 en 4. Zijn V_i en V_i' gelijk in amplitude maar tegengesteld in fase, dan zal de stroom door R_k niet veranderen. Er is dus geen tegenkoppeling en de beide triodebuizen versterken normaal. Hebben V_i en V_i' daarentegen geen faseverschil, dan zal R_k een sterke tegenkoppeling veroorzaken, waardoor de versterking gering is. Tussen de punten A en B verkrijgt men dus nagenoeg alleen de versterkte *verschilspanning* van V_i en V_i' .

Opmerking: De eigenschappen van de schakeling volgens fig. 2.7 zijn beter naarmate het product $S \times R_k$ groter is ($S =$ de steilheid van B_1 en B_2 , en R_k hun gemeenschappelijke katodeweerstand).

De X- en Y-verzwakkers

Indien de te meten spanning te groot is om direct aan de versterkers te worden toegevoerd, moet men deze spanning eerst verzwakken. De eisen ten aanzien van een natuurgetrouwe overdracht die men stelt aan de versterkers gelden vanzelfsprekend ook voor de verzwakkers. De gemengde „passieve” verzwakker volgens fig. 1.14 en de „actieve” verzwakker volgens de fig. 1.15a en 1.15b zijn het meest gebruikelijk.

De tijdbasischakeling

Het is dikwijls gewenst de te onderzoeken verschijnselen als functie van de tijd af te beelden. In dit geval moet de tijdbasischakeling een lineair met de tijd verlopende spanning aan de horizontale afbuigplaten leveren.

Fig. 2.8a toont een ideale tijdbasisspanning. Gedurende de tijd t_1 (de slag-tijd) verplaatst de lichtstip zich lineair met de tijd van links naar rechts over het scherm van de elektronenstraalbuis. Gedurende de veel kortere tijd t_2 (de terugslagtijd) schiet de elektronenstraal snel naar zijn beginpunt terug, waarna een nieuwe periode begint. Tijdens de terugslag levert de tijdbasischakeling een negatieve impuls aan de Wehnelt-cilinder, zodat het beeldscherm tijdens deze tijd donker blijft (zie fig. 2.8c).

Als men nu een *periodieke* spanning aan de verticale afbuigplaten legt, ontstaat een stilstaand beeld, mits de periodetijd (T) van de tijdbasisspanning gelijk of een veelvoud is van die van de te meten spanning (zie de fig. 2.8b en 2.8c). De tijdbasisfrequentie moet men daarom nauwkeurig kunnen instellen. Bovendien kan men de tijdbasis *synchroniseren* met het te onderzoeken signaal. Hiervoor gebruikt men de versterkte spanning van de verticale versterker (zie fig. 2.2, Sk_1 in stand 1 en Sk_2 in stand 1). Ook kan men synchroniseren met een van buiten af toegevoerd signaal (Sk_2 in stand 2), of met de netspanning (Sk_2 in stand 3).

In het voorafgaande hebben wij het geval besproken dat het te onderzoeken signaal periodiek was. Het is ook mogelijk dat de te meten verschijnselen *niet-periodiek* zijn, maar slechts één keer (éénmalige verschijn-

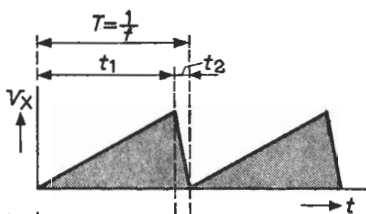


Fig. 2.8a



Fig. 2.8b

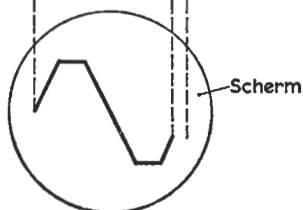


Fig. 2.8c

selen) of met ongelijke tussenpauzen optreden (zie fig. 2.9b). Om nu een stilstaand beeld te verkrijgen, wordt de tijdbasis *gestart* met de te meten spanning, beschrijft vervolgens één periode, en blijft dan wachten op een volgend startsignaal (zie fig. 2.9a). Deze methode noemt men het "triggere" van de tijdbasischakeling (zie fig. 2.2, Sk₁ in stand 2 en Sk₂ in stand 1). Men kan ook met een extern signaal of met de netspanning triggere (Sk₂ in stand 2 resp. 3).

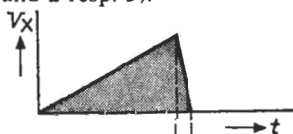


Fig. 2.9a

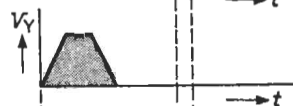


Fig. 2.9b

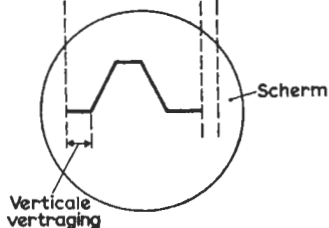


Fig. 2.9c

Teneinde ook *het begin* van een niet-periodiek verschijnsel goed te kunnen bestuderen zijn er soms voorzieningen getroffen om de verticale afbuigspanning ten opzichte van het triggersignaal te vertragen; hierdoor wordt de tijdbasis gestart vóórdat de te meten spanning op het beeldscherm verschijnt (zie fig. 2.9c).

Het behoeft geen betoog dat men de triggermethode ook kan gebruiken voor het afbeelden van periodieke verschijnselen. Daarom brengt men ook oscilloscopen in de handel waarmee uitsluitend de triggermethode kan worden toegepast.

Fig. 2.10a toont een eenvoudige tijdbasisschakeling. De condensator C wil zich via de weerstand R laden tot de batterijspanning V_B . Zodra echter de spanning op de condensator een waarde heeft bereikt die overeenkomt met de ontsteekspanning van de gasdiode D , wordt deze laatste geleidend en ontlaaft de condensator zich snel. Hierdoor daalt de condensatorspanning tot de doofspanning van de gasdiode, waarna de condensator zich opnieuw kan laden, en de cyclus zich herhaalt. Aldus ontstaat een zaagtandspanning waarvan de amplitude wordt bepaald door het niveauverschil van de ontsteek- en de doofspanning (zie fig. 2.10b). Door R of C variabel te maken kan men de tijdbasisfrequentie regelen; de frequentie is hoger naarmate de RC -tijd korter is.

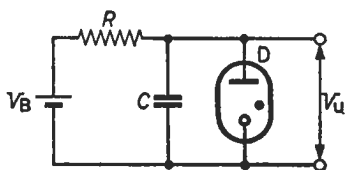


Fig. 2.10a

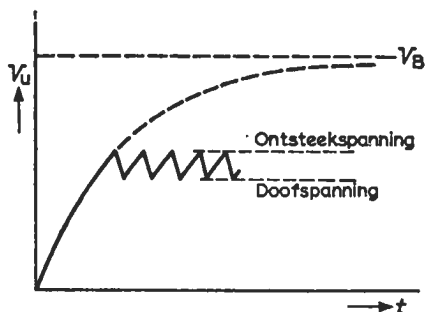


Fig. 2.10b

De tijdbasisschakeling volgens fig. 2.10a heeft diverse nadelen. In de eerste plaats kan men de amplitude van de zaagtandspanning niet instellen. Dit is te ondervangen door de *gasdiode* te vervangen door een *gastriode*, waarvan de ontsteekspanning afhankelijk is van de spanning op de stuur-elektrode. Een tweede nadeel is dat, door de lange schakeltijd van een met gas gevulde buis, de maximaal te bereiken herhalingsfrequentie laag is (max. ca. 15 kHz). Daarom is de gasbuis in moderne tijdbasisschakelingen geheel verdrongen door vacuümbuizen en transistors die met veel geringere traagheid werken. Het laden van een condensator via een gewone weerstand veroorzaakt bovendien een condensatorspanning die exponentieel met de tijd verloopt. *Een lineair met de tijd verlopende spanning verkrijgt men door de condensator met een constante stroom te laden.* Uit de gelijkstroomtheorie is bekend dat:

$$\frac{\Delta V_C}{\Delta t} = \frac{I}{C}. \quad (2.3)$$

Uit deze formule blijkt dat de spanningsverandering per tijdseenheid constant is, indien de laadstroom I constant wordt gehouden. Een constante laadstroom kan men op de volgende wijze verkrijgen:

- a. In serie met de condensator neemt men een weerstand op waarvan de waarde lineair afneemt bij toenemende condensatorspanning (zie fig. 2.11a). De laadstroom I is constant zolang $\frac{V_B - V_C}{R} = \frac{V_R}{R}$ gelijk blijft.

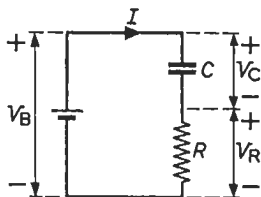


Fig. 2.11a

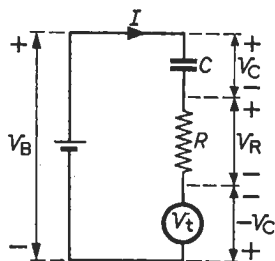


Fig. 2.11b

Een praktische schakeling volgens dit principe verkrijgt men door de weerstand R te vervangen door een pentodebuis. De stroom door een pentode is namelijk binnen bepaalde grenzen, onafhankelijk van de aangelegde spanning, zodat de condensator C op deze wijze met een constante stroom wordt geladen.

- b. In serie met het laadcircuit neemt men een spanningsbron op waarvan het spanningsverloop tegengesteld is aan dat van de condensatorspanning (zie fig. 2.11b). Als $V_t = -V_C$, zal de laadstroom $I = \frac{V_B}{R}$ constant zijn.

Praktische schakelingen volgens dit principe zijn de zgn. „Miller-integrator” en de „Bootstrap-integrator”. Het beschrijven van de praktische uitvoering van deze schakelingen valt buiten het bestek van dit boek ¹⁾.

In het blokschema van fig. 2.2 blijkt dat men de uitgangsspanning van de tijdbasisschakeling via de X-versterker aan de horizontale afbuigplaten kan toevoeren (Sk_3 in stand 1). Door de horizontale versterking te regelen verandert de amplitude van de horizontale afbuigspanning, waardoor het te meten signaal meer of minder in horizontale richting wordt vergroot.

¹⁾ Literatuur: J. Czech, Oscilloscope Measuring Techniques, Philips Technical Library, 2nd edition, enlarged and revised, 1964.

Met Sk_3 in stand 2 is het mogelijk twee willekeurige grootheden met elkaar te vergelijken. Een spanning die overeenkomt met de ene grootheid voert men toe aan de verticale afbuigplaten, terwijl een spanning evenredig aan de andere grootheid via Sk_3 aan de horizontale afbuigplaten wordt gelegd. In stand 3 van Sk_3 kan men de verticale afbuigspanning vergelijken met de netspanning.

Tenslotte is het, in beperkte mate, mogelijk nog een derde grootheid, onafhankelijk van de twee andere grootheden, aan de elektronenstraalbuis toe te voeren. Dit gebeurt dan via de aansluiting gemerkt met Z, waardoor de elektronenstraal periodiek wordt onderdrukt.

Eigenschappen

De kwaliteit van de versterkers is beter naarmate de versterking en de bandbreedte groter zijn. Zoals reeds eerder is opgemerkt, zijn deze twee eigenschappen tegenstrijdig. Een oscilloscoop met een gevoeligheid van 50 mV_{t-t} per cm verticale afbuiging en een frequentiegebied van 0 tot 5 MHz behoort tot de normale middenklasse. Er zijn echter ook oscilloscopen in de handel waarvan de bandbreedte, bij dezelfde gevoeligheid, het drie- of viervoud hiervan is.

Het te meten object wordt door de elektronenstraaloscilloscoop slechts weinig belast. De ingangsweerstand is in de praktijk ongeveer $1 \text{ M}\Omega$, terwijl de ingangscapaciteit in de orde van 10 pF is.

Van de tijdbasischakeling geeft men doorgaans de schrijfsnelheid op. Deze snelheid dient aangepast te zijn aan de mogelijkheden van de verticale versterker. Is deze versterker bijvoorbeeld goed tot 5 MHz, dan behoort de horizontale afbuigsnelheid ten minste $2,5 \text{ cm per } \mu\text{s}$ te zijn, opdat men op elke cm minimaal twee periodes zichtbaar kan maken.

De gevoeligheid van het Z-kanaal is niet groot. Men moet over een signaal van enige tientallen volt beschikken om een bruikbare straalonderdrukking te verkrijgen.

Gebruik

De elektronenstraaloscilloscoop gebruikt men voor het onderzoeken van willekeurige periodieke en aperiodieke verschijnselen, mits deze in evenredige elektrische spanningen kunnen worden omgezet. Men kan bijvoorbeeld allerlei mechanische trillingsverschijnselen zichtbaar maken door deze mechanische trillingen eerst om te zetten in evenredige elektrische spanningen. Het omzetten van mechanische in elektrische verschijnselen kan op diverse manieren tot stand komen. Zo veroorzaakt een mechanische verplaatsing op een kwarts-kristal een evenredig elektrisch potentiaalverschil; met behulp van weerstands-opnemers (bijv. rekstrookjes), elektrostatische en elektromagnetische opnemers kan men dit eveneens bereiken. Temperatuurvariaties kan men met behulp van thermo-elektrische opnemers omzetten, lichtvariaties met foto-elektrische opnemers, enz.

2.2. DE FREQUENTIEMODULATOR

Wij hebben gezien, hoe men met een elektronenstraaloscilloscoop het verband tussen twee grootheden kan bepalen. Hierbij voert men een spanning die overeenkomt met de ene grootheid toe aan het verticale afbuigcircuit, terwijl een spanning overeenkomende met de andere grootheid aan het horizontale afbuigcircuit wordt gelegd.

In de elektronentechniek moet men dikwijls een spanning als functie van de frequentie zichtbaar maken. In dat geval heeft men een horizontale afbuigspanning nodig die evenredig is met de momentele waarde van de desbetreffende frequentie. Dit bereikt men met een frequentiemodulator („wobbulator”).

Principe

De horizontale afbuigspanning van een oscilloscoop fungeert tevens als modulerende spanning van een FM-sigitaal.

Werking (zie fig. 2.12)

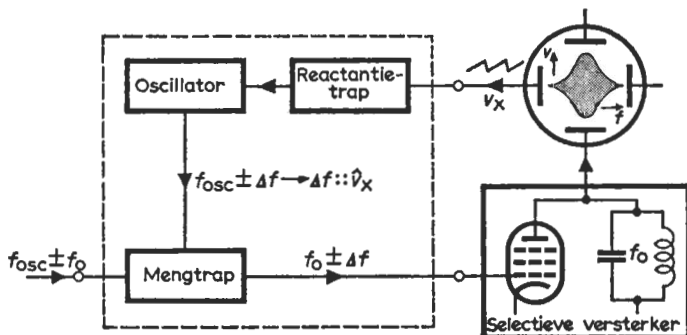


Fig. 2.12

Met de meetschakeling volgens fig. 2.12 wordt bij wijze van voorbeeld de doorlaatkromme van een selectieve versterker zichtbaar gemaakt. Voor dit doel hebben wij een spanning nodig waarvan de frequentie regelmatig het doorlaatgebied van de te meten versterker doorloopt. Een dergelijk signaal verkrijgt men met een reactantietrap ¹⁾ die parallel met een oscillatorkring is geschakeld.

Met de horizontale afbuigspanning v_x van de oscilloscoop stuurt men de reactantietrap, waardoor de oscillatorfrequentie in hetzelfde ritme varieert. De frequentiezwaai (Δf) is evenredig met de amplitude van de horizontale af-

¹⁾ Een reactantietrap is een schakeling die een reactantie vertegenwoordigt waarvan de waarde verandert ten gevolge van een uitwendig aangesloten stroom of spanning. Een voorbeeld hiervan is een kristal diode, waarvan de spierlaagcapaciteit varieert in afhankelijkheid van de sperspanning.

buigspanning. Teneinde het gewenste signaal $f_o \pm \Delta f$ te verkrijgen, mengt men het FM-signaal $f_{osc} \pm \Delta f$ met een frequentie $f_{osc} \pm f_o$ afkomstig van een meetoscillator.

De selectieve versterker wordt nu gestuurd door een spanning waarvan de frequentie het te meten frequentiegebied doorloopt. De hierdoor veroorzaakte spanning aan de uitgang van de versterker legt men aan het verticale afbuigcircuit van de oscilloscoop. Aangezien de horizontale afbuigspanning vergrendeld is met de frequentiezwaai van de meetspanning, zullen de horizontale afstanden op het beeldscherm evenredig zijn met de momentele frequentie, zodat een stilstaand beeld wordt verkregen; de omhullende hiervan komt overeen met de amplitude-frequentie-karakteristiek van de selectieve versterker.

Eigenschappen

De interne oscillator is meestal enige kHz nauwkeurig regelbaar. Hierdoor kan men het beeld in de horizontale richting verschuiven en zodoende *bandbreedtemetingen* verrichten.

De frequentiezwaai kan men instellen door de aan de reactantietrap toegevoerde spanning in amplitude te regelen. Hierdoor is het mogelijk om ook *details* van een doorlaatkromme over de gehele breedte van het scherm uit te rekken.

Gebruik

De frequentiemodulator gebruikt men voor het bestuderen van de te meten verschijnselen als functie van de frequentie, zoals de amplitude-frequentiekarakteristiek van HF-, MF- en LF-versterkers.

2.3. DE ELEKTRONENSCHAKELAAR

Men kan meer dan één verschijnsel als functie van de tijd *tegelijk op één scherm* zichtbaar maken door het toepassen van:

- Een elektronenstraalbuis met meer dan één afbuigstelsel (bijv. een dubbelstraalbuis).
- Meerdere enkelstraalbuizen, waarbij elk beeld optisch op een gemeenschappelijk scherm wordt gebracht.
- Een elektronenschakelaar.

De punten a en b spreken voor zich zelf; op punt c zal evenwel verder worden ingegaan.

Principe

Twee verschijnselen worden *beurtelings* gedurende een bepaalde tijd op één scherm afgebeeld.

Werking (zie fig. 2.13)

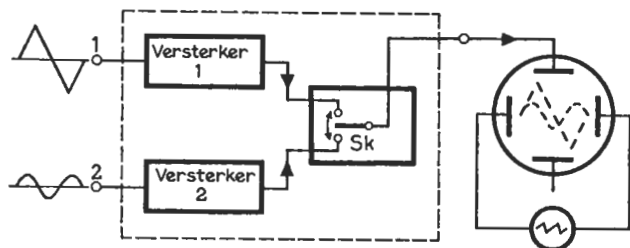


Fig. 2.13

Met de schakelaar Sk worden de te meten verschijnselen 1 en 2 beurtelings aan de verticale afbuigplaten toegevoerd.

Zijn de te meten spanningen laagfrequent (tot ca. 200 Hz), dan gebruikt men een schakelfrequentie van 2000 Hz of hoger, zodat iedere periode van de te meten signalen door ten minste 10 *beeldelementen* wordt weergegeven, hetgeen als een minimum te beschouwen is. Een hoger aantal beeldelementen verdient aanbeveling omdat dan minder beelddetails verloren gaan.

Voor signalen met hogere frequenties (vanaf ca. 200 Hz), gebruikt men een schakelfrequentie die lager is dan die van de te meten spanningen, zodat er nu één of meer *volledige perioden* zichtbaar worden.

Om zo weinig mogelijk van ieder beeld te verliezen, moet het omschakelen zelf zeer snel gebeuren. Het overspringen van de elektronenstraal van het ene naar het andere beeld is dan praktisch onzichtbaar. Het is te begrijpen dat een mechanische schakelaar voor dit doel veel te traag zou zijn. Men maakt ook hier gebruik van schakelingen met elektronenbuizen of transistors.

Fig. 2.14 geeft het schema van een elektronenschakelaar. De te meten spanningen v_1 en v_2 legt men tussen het stuurrooster en de katode van de buizen B_1 resp. B_2 . Een kanteelspanningsoscillator, een zogenaamde multivibrator (zie § 3.3), levert afwisselend positieve en negatieve spanningsimpulsen aan de schermroosters van beide buizen. Als het schermrooster van B_1 positief

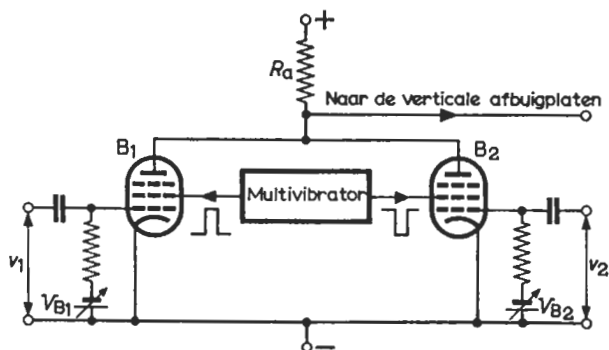


Fig. 2.14

is, versterkt deze buis normaal en verschijnt v_1 op het beeldscherm. Tegelijkertijd is het schermrooster van B_2 evenwel negatief, waardoor deze buis „afgeknepen” is, zodat v_2 niet wordt doorgelaten. Na een halve schakelperiode gebeurt het omgekeerde. In het ritme van de oscillatorfrequentie van de multivibrator ontstaat dus over de gemeenschappelijke anodeweerstand R_a de versterkte spanning van het eerste dan wel van het tweede signaal.

Door regeling van de impulsverhouding van de schakelspanning kan men het ene signaal langer laten afbeelden dan het andere, hetgeen resulteert in helderheidsverschillen tussen de beide oscillogrammen.

Door de negatieve roosterspanning met behulp van V_{B1} en V_{B2} te regelen, verandert men de gelijkspanning op de verticale afbuigplaten. Hierdoor kan men de twee afbeeldingen in verticale richting onderling verschuiven.

Eigenschappen

Met een multivibrator kan men schakelfrequenties tot ca. 1 MHz verkrijgen.

De versterkers van een elektronenschakelaar moeten, evenals de versterkers van een oscilloscoop, *een vlakke amplitude-frequentie-karakteristiek* en ook *een vlakke looptijd-frequentie-karakteristiek hebben* (zie de fig. 2.6a en 2.6b).

Een gangbare waarde voor de ingangsimpedantie van beide kanalen is: 1 M Ω , 15 pF.

Wil men *drie* verschijnselen tegelijkertijd op één scherm zichtbaar maken, dan heeft men *twee* van dergelijke elektronenschakelaars nodig, enz. De helderheid per beeld neemt echter evenredig af met het aantal aldus afgebeelde verschijnselen.

Gebruik

De elektronenschakelaar gebruikt men teneinde twee of meer verschijnselen tegelijkertijd op één scherm te kunnen waarnemen. Zo kan men de stroom en de spanning van een elektrisch circuit gelijktijdig bestuderen, of de resonantie-krommen van een selectieve versterker onderling vergelijken.

MEETOSCILLATOREN

Onder een meetoscillator verstaat men *een apparaat dat wisselspanningen afgeeft waarvan de amplitude en de frequentie regelbaar en nauwkeurig bekend zijn.*

Deze apparaten doen dienst als signaalbron voor elektronische metingen, en worden als zodanig veelal in combinatie met andere meetapparaten gebruikt.

De eigenschappen van de diverse meetoscillatoren kunnen zeer uiteenlopen. Er zijn meetoscillatoren die laagfrequente sinusvormige spanningen leveren voor metingen aan LF-netwerken, zoals akoestische versterkers; er zijn echter ook meetapparaten in de handel die hoogfrequente sinusvormige spanningen afgeven voor metingen aan HF-netwerken, zoals radio- en televisietoestellen.

De uitgangsspanning is niet altijd sinusvormig, maar kan bijv. ook impulsvormig zijn. Zo zijn de beeldsignalen van een televisiemeetoscillator impulsvormig; daarentegen zijn de geleverde geluidssignalen sinusvormig. Men ontwikkelt ook apparaten die kanteelvormige spanningen met steile flanken opwekken; dergelijke apparaten gebruikt men o.a. voor het afregelen en het controleren van de amplitude-frequentie- en de fase-frequentie-karakteristiek van versterkers en verzwakkers.

De mogelijkheden van meetoscillatoren zijn aangepast aan het doel waarvoor ze zijn bestemd. Zo kan het signaal van een meetoscillator voor het meten aan AM-radiotoestellen in amplitude worden gemoduleerd, terwijl een FM-meetoscillator een in frequentie-gemoduleerde spanning afgeeft.

3.1. MEETOSCILLATOREN MET EEN SINUSVORMIGE UITGANGSSPANNING VOOR HET FREQUENTIEGEBIED VAN CA. 10 HZ TOT 100 KHZ

Bij het ontwikkelen van deze apparaten maakt men doorgaans een keuze uit twee principes:

3.1.1. De directe methode

Principe

Bij deze methode gebruikt men *één* oscillator. De frequentie van de opgewekte spanning is tevens de gewenste frequentie.

Werking (zie fig. 3.1)



Fig. 3.1

Voor het opwekken van signalen met betrekkelijk lage frequenties (tot ongeveer 100 kHz) gebruikt men meestal *RC-oscillatoren*.

Fig. 3.2 geeft het vereenvoudigde schema van een veel toegepaste *RC-oscillator*. Deze schakeling bestaat uit een tweetraps weerstandsgekoppelde versterker (met B_1 resp. B_2), een katode-volger (met B_3) en een filter (het zgn. Wien-filter) bestaande uit de weerstanden R_1 en de condensatoren C_1 .

De ingangsspanning v_i wordt door de buizen B_1 en B_2 versterkt en daarbij $2 \times 180^\circ$ in fase gedraaid. De katode-volger met B_3 veroorzaakt geen fase-draaiing, zodat het teruggevoerde signaal v_t in fase is met v_i , *mits het Wien-filter evenmin fase-draaiing veroorzaakt*. Dit is het geval bij de frequentie:

$$f_{osc} \approx \frac{1}{2 \pi R_1 C_1} \quad (3.1)$$

Bij deze frequentie geeft het Wien-filter een *drievoudige* verzwakking. De versterker behoeft dus slechts driemaal te versterken om de schakeling in de desbetreffende frequentie te doen oscilleren. De gewenste versterking wordt constant gehouden door de weerstand R_{NTC} met negatieve-temperatuur-coëfficiënt in combinatie met de katodeweerstand R_k . Als de uitgangsspanning v_u stijgt, neemt de tegengekoppelde spanning over R_k meer dan evenredig toe, doordat de waarde van R_{NTC} afneemt. Hierdoor neemt de versterking af, en dus ook de spanning v_u . Bij een daling van v_u gebeurt het omgekeerde.

De oscillatorfrequentie is meestal continu regelbaar met behulp van de (gelijke) variabele condensatoren C_1 , die op een gemeenschappelijke as zijn gemonteerd. Door omschakeling van de (gelijke) weerstanden R_1 kan men de diverse frequentiegebieden instellen.

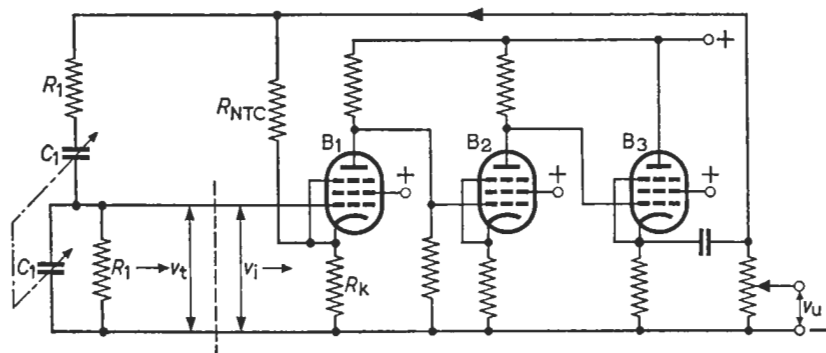


Fig. 3.2

De elektronenbuis B_3 verzekert een lage uitgangsweerstand van de meet-oscillator. De oscillatorspanning is hierdoor binnen redelijke grenzen onafhankelijk van de waarde van de belastingsimpedantie aangesloten op de uitgangsklemmen.

Met een geijkte weerstandsverzwakker kan men de amplitude van de uitgangsspanning instellen.

Eigenschappen

De schakeling volgens fig. 3.2 is zeer goed bruikbaar voor frequenties van ca. 10 Hz tot 100 kHz. Voor frequenties lager dan 10 Hz zijn filterelementen met abnormaal hoge waarden nodig. Boven de 100 kHz introduceert de versterker niet meer de vereiste 360° fase draaiing en gaan de parasitaire elementen van het Wien-filter een rol spelen.

Gebruikt men voor de continu-frequentieregeling een gangbare variabele condensator ($C_{\max} = 500 \text{ pF}$, $C_{\min} = 50 \text{ pF}$), dan is hiermee een maximale frequentieregeling van 1 op 10 mogelijk. Wil men dus met deze oscillator het hoorbare frequentiegebied bestrijken, dan moet men tenminste driemaal de filterweerstand omschakelen.

De nauwkeurigheid van de oscillatorfrequentie wordt voornamelijk bepaald door de precisie en de stabiliteit van de filterelementen (zie formule (3.1)). Een nauwkeurigheid van $\pm 2\%$ is in de praktijk goed mogelijk.

Aangezien de schakeling slechts driemaal behoeft te versterken, kan de tegenkoppeling via R_{NTC} en R_k (zie fig. 3.2) zeer groot zijn. Hierdoor is een grote stabiliteit en een lage vervorming van de uitgangsspanning te bereiken (vervorming $< 0,2\%$).

De uitgangsspanning is regelbaar vanaf enkele millivolt tot ca. 10 volt.

3.1.2. De indirecte methode

Principe

Bij deze methode gebruikt men twee oscillatoren. De gewenste frequentie wordt verkregen door menging van beide signalen.

Werking (zie fig. 3.3)

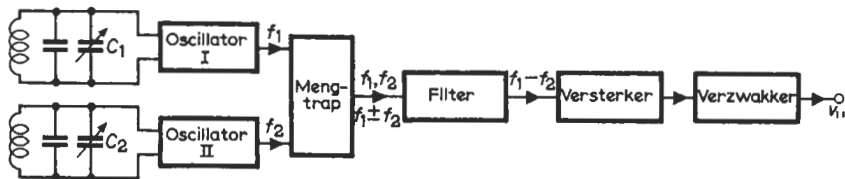


Fig. 3.3

Oscillator I en oscillator II leveren signalen met de frequenties f_1 resp. f_2 . Beide signalen worden toegevoerd aan een mengtrap, waardoor behalve de componenten met de frequenties f_1 en f_2 , o.a. ook de componenten met de combinatiefrequenties $f_1 + f_2$ en $f_1 - f_2$ ontstaan. Het laag doorlatend filter geeft uitsluitend de component met de verschilfrequentie $f_1 - f_2$ door. De LF-versterker en een weerstandsverzwakker verzekeren de gewenste amplitude van de uitgangsspanning v_u .

Teneinde het hoorbare frequentiegebied te bestrijken, is oscillator II bijvoorbeeld regelbaar van 85 tot 100 kHz met behulp van C_2 . Indien $f_1 = 100$ kHz, dan kan men door variatie van f_2 een verschilfrequentie van 0 tot 15 kHz verkrijgen. Door ook oscillator I variabel uit te voeren, bijvoorbeeld van 100 tot 101 kHz (te regelen met C_1), kan men een extra verstemming van 0 tot 1 kHz bereiken.

De gewenste frequentie stelt men dus in met behulp van de variabele condensator C_2 , die een frequentieschaal heeft van 0 tot 15 kHz, en met behulp van C_1 met een schaal van 0 tot 1 kHz. De frequentie van het uitgangssignaal is gelijk aan *de som van beide schaalaflezingen*.

Eigenschappen

Met deze zogenaamde zwevingsmethode zijn zeer lage frequenties te verkrijgen (theoretisch vanaf 0 Hz).

Het gehele hoorbare frequentiegebied kan men bestrijken *zonder omschakeling* van weerstanden, condensatoren of spoelen.

Kleine frequentieverschillen kan men nauwkeurig instellen; voor een frequentieverschil van 1 kHz is immers een gehele frequentieschaal beschikbaar.

Om dezelfde frequentienauwkeurigheid te bereiken als die van de directe methode, moet men zeer hoge eisen stellen aan de frequentiestabiliteit van de oscillatoren I en II. Eén procent frequentieverloop van een van deze oscillatoren geeft nl. een verandering van de uitgangsfrequentie van ongeveer 1 kHz. Daarom is dit soort apparaten meestal voorzien van een ijkrichting, waarmee men een eventuele frequentie-afwijking kan corrigeren.

De vervorming van het uitgangssignaal wordt o.a. bepaald door de vervorming van de oscillatorspanningen, de kwaliteit van het filter en de versterker. Met enige voorzorgen kan men de vervorming $< 0,5\%$ houden.

De maximale uitgangsspanning en het uitgangsvermogen zijn afhankelijk van de uitvoering van de LF-versterker. Meestal voorziet men de uitgang van de meetoscillator van diverse in de LF-techniek voorkomende aanpassingen.

Met een geijkte weerstandsverzwakker kan men de amplitude van de uitgangsspanning op iedere willekeurige waarde instellen vanaf enkele millivolt tot enkele tientallen volt.

Gebruik

LF-meetoscillatoren gebruikt men als signaalbron voor metingen aan passieve en actieve LF-netwerken, zoals LF-versterkers, luidsprekers en kabels.

3.2. MEETOSCILLATOREN MET EEN SINUSVORMIGE UITGANGSSPANNING VOOR HET FREQUENTIEGEBIED VAN CA. 100 KHZ TOT 1000 MHZ

Ook bij HF-meetoscillatoren maakt men gebruik van de directe en de indirecte methode.

3.2.1. De directe methode

Principe

De frequentie van de opgewekte spanning is tevens de gewenste frequentie.

Werking (zie fig. 3.4)

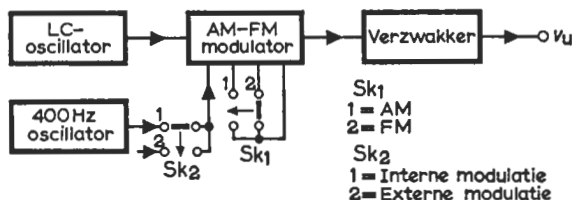


Fig. 3.4

De LC-oscillator

Voor het opwekken van signalen met hoge frequenties (vanaf ongeveer 100 kHz) gebruikt men meestal *LC-oscillatoren*.

Fig. 3.5 geeft een eenvoudig voorbeeld van een LC-oscillator. De anode-impedantie bestaat uit een parallelresonantiekring, waarvan het inductieve deel L_1 gekoppeld is met de spoel L_2 in het roostercircuit.

De ingangsspanning v_i wordt selectief versterkt en daarbij 180° in fase gedraaid. De met L_1 en L_2 gevormde transformator T_1 draait de spanning nogmaals 180° , zodat het teruggevoerde signaal v_t in fase is met v_i . De schakeling oscilleert nu indien *de rondgaande versterking gelijk is aan één* ($v_t = v_i$).

Het constant houden van de gewenste versterking bereikt men met de weerstand R_1 en de condensator C_2 . Deze elementen, in combinatie met de als diode werkende rooster-katode ruimte, is identiek aan de detectorschakeling volgens fig. 1.19a. De negatieve roosterspanning over R_1 (zie fig. 3.5) is ongeveer gelijk aan de topwaarde van de roosterwisselspanning v_i . Bij toenemende oscillatorspanning wordt de elektronenbuis B dus negatiever ingesteld, waardoor de effectieve steilheid van B (en dus ook de versterking) vermindert. Bij afnemende oscillatorspanning gebeurt het omgekeerde.

De oscillatorfrequentie wordt voornamelijk bepaald door de elementen van de resonantiekring:

$$f_{osc} \approx \frac{1}{2\pi \sqrt{L_1 C_1}} \quad (3.2)$$

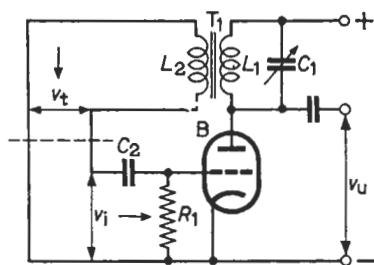


Fig. 3.5

Voor het continu variëren van de oscillatorfrequentie voert men de condensator C_1 meestal variabel uit. Het instellen van de diverse frequentiegebieden gebeurt dan door omschakeling van de kringzelfinductie L_1 .

De amplitude- en de frequentiemodulator

Voor metingen aan radio-ontvangtoestellen moet de HF-spanning in amplitude en in frequentie kunnen worden gemoduleerd (zie fig. 3.4, Sk_1 in stand 1 resp. stand 2). Een interne oscillator zorgt voor de LF-modulatiespanning.

Fig. 3.6a geeft een vereenvoudigd schema van een *amplitudemodulator*. De HF-spanning met de frequentie f_{HF} en de modulatiespanning met de frequentie f_{LF} worden beide aan het stuurrooster van de elektronenbuis B gelegd.

Tengevolge van de gekromde karakteristiek van deze triodebuis, bevat de spanning over de anodeweerstand R_a niet alleen de componenten met de frequenties f_{HF} en f_{LF} , maar ook componenten met de combinatiefrequenties $f_{HF} \pm f_{LF}$. De LF-component wordt door een LF-filter bestaande uit C_1 en L_1 tegengehouden, zodat aan de uitgang alleen de draaggolf met de frequentie f_{HF} en de twee zijbanden met de frequenties $f_{HF} + f_{LF}$ en $f_{HF} - f_{LF}$ aanwezig zijn. Deze drie spanningen vormen samen een AM-signaal.

Fig. 3.6b geeft een schakeling van een *frequentiemodulator*. In deze schakeling maakt men gebruik van de eigenschap van een kristaldiode dat de sperlaagcapaciteit varieert in afhankelijkheid van de aangelegde sperspanning. De in sperrichting geschakelde kristaldiode D_1 staat hier parallel met de HF-oscillatorkring bestaande uit L_1 en C_1 . Door middel van de LF-modulatie-

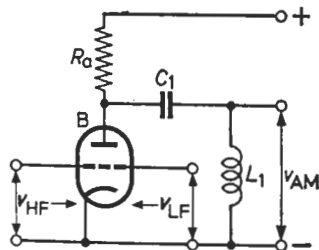


Fig. 3.6a

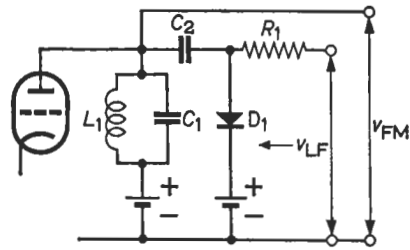


Fig. 3.6b

spanning v_{LF} wordt de sperlaagcapaciteit beïnvloed en dus ook de resonantiefrequentie van de HF-oscillatorkring. Aldus ontstaat een FM-signaal.

De koppelcondensator C_2 in fig. 3.6b dient voor het blokkeren van de anodeglijkspanning. De weerstand R_1 voorkomt kortsluiting van de oscillatorkring via de LF-generator.

Uit het blokschema volgens fig. 3.4 blijkt dat in stand 1 van de schakelaar Sk_2 de draaggolf met een interne spanning wordt gemoduleerd, terwijl in stand 2 externe modulatie mogelijk is.

De verzwakker

De gewenste amplitude van de uitgangsspanning stelt men in met een geijkte verzwakker. Teneinde *optimale energie-overdracht* van de meetoscillator naar het meetobject te verkrijgen, moet de uitgangsweerstand van de verzwakker in alle standen gelijk zijn aan de karakteristieke weerstand van de bijbehorende uitgangskabel ¹⁾.

Om dit te bereiken, gebruikt men tot ca. 100 MHz zogenaamde *ladder-verzwakkers*. De ladderverzwakker volgens fig. 3.7 geeft een verzwakking van „driemaal een factor tien”, terwijl de uitgangsweerstand (onafhankelijk van de verzwakkerstand) steeds 75Ω blijft. Teneinde een frequentie-onafhankelijke verzwakking te verkrijgen, mogen de verzwakkerweerstanden elkaar niet „zien” en moet de impedantie van de gemeenschappelijke aardleiding zeer klein zijn. Hieraan kan men voldoen door elke verzwakkerweerstand in een afzonderlijke ruimte onder te brengen. Het geheel is gemonteerd in een gegoten huis van koper of aluminium dat tevens als gemeenschappelijke aardleiding fungeert.

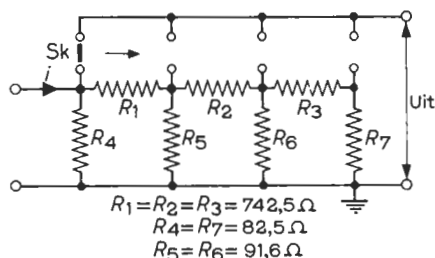


Fig. 3.7

Voor frequenties hoger dan ca. 100 MHz voldoet de ladderverzwakker niet meer omdat de afwijkingen tengevolge van parasitaire capaciteiten en zelf-inducties een rol gaan spelen. Bij deze HF-signalen gebruikt men een zogenaamde *golfpijpverzwakker* (zie fig. 3.8). Deze bestaat uit een metalen pijp waarvan het ene einde in het magnetische veld van de oscillatorkring L_1-C_1

¹⁾ De gebruiker van de meetoscillator is verantwoordelijk voor de juiste aanpassing op het einde van de kabel.

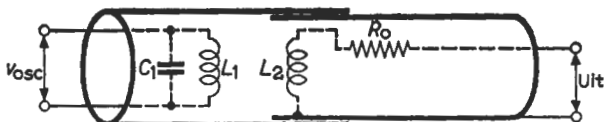


Fig. 3.8

is aangebracht. De veldsterkte neemt exponentieel af in de lengterichting van de pijp, mits de golflengte van de oscillatorfrequentie *groter* is dan de grensgolflengte¹⁾ van de golfpijp. Als we de koppelspoel L_2 in de lengterichting verschuiven, verandert de hierin geïnduceerde spanning (en dus ook de uitgangsspanning) volgens een exponentiële functie. De weerstand R_0 is gelijk aan de karakteristieke weerstand van de uitgangskabel.

Eigenschappen

Meetoscillatoren voor metingen aan AM-ontvangtoestellen hebben een frequentiebereik van ca. 100 kHz tot 50 MHz; voor metingen aan FM-toestellen zijn er frequentiegebieden in de buurt van 10,7 MHz en 100 MHz op aangebracht. De gewenste frequentie kan men continu instellen met behulp van een variabele condensator (maximale frequentieverandering ca. 1 op 3), en in stappen door omschakeling van de kringzelfinductie. Met enige moeite kan men een frequentienauwkeurigheid van $\pm 1\%$ bereiken.

De interne modulatiefrequentie is meestal 50, 400 of 1000 Hz, de modulatie diepte 30% en de frequentiezwaai 75 kHz. Externe modulatie met frequenties tussen 10 en 16 000 Hz behoort vrijwel altijd tot de mogelijkheden.

De uitgangsspanning is met een geijkte verzwakker regelbaar van ca. 1 μV tot 100 mV. Om te voorkomen dat het stralingsveld van de HF-oscillator buiten de verzwakker om in het te meten toestel doordringt, dient men hoge eisen te stellen aan de afscherming van de oscillator en aan de ont koppeling van de voedingsspanningen. De restspanning ten gevolge van straling mag over het algemeen niet groter zijn dan 1 μV .

Voor metingen aan AM-ontvangers is het gebruikelijk *een kunstantenne* bij te leveren als vervanger van een „normale” buitenantenne. Bij het meten aan FM-ontvangers is soms *een aanpassing* tussen de uitgang van de meetoscillator (bijv. 75 Ω) en de ingang van het te meten toestel (bijv. 300 Ω) noodzakelijk.

3.2.2. De indirecte methode

Principe

De gewenste frequentie wordt verkregen door menging van twee signalen met hogere frequenties.

¹⁾ De grensgolflengte is de golflengte waarboven de golfpijp niet meer geleid. Deze wordt bepaald door de vorm en de afmetingen van de golfpijp.

Werking (zie fig. 3.9)

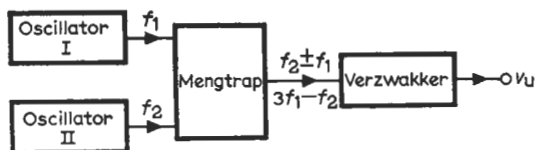


Fig. 3.9

Met dit type meetoscillator kan men op eenvoudige wijze bijv. *alle bij de televisie gebruikte frequentiegebieden* bestrijken. Het blokschema is dan als volgt gedimensioneerd:

Oscillator I is op een vaste frequentie afgestemd ($f_1 = 335$ MHz). De frequentie van oscillator II is variabel ($f_2 = 335$ tot 555 MHz). Voeren we beide wisselspanningen toe aan een hiervoor geschikte mengtrap, dan ontstaan signalen met de frequenties f_1 en f_2 en harmonischen hiervan ($2f_1, 3f_1$, enz., $2f_2, 3f_2$, enz.). Bovendien verkrijgt men componenten met de combinatiefrequenties $f_2 \pm f_1$, alsmede combinatiefrequenties van de harmonischen van f_1 en f_2 ($f_1 \pm 2f_2, 3f_1 \pm f_2$, enz.). De signalen met de frequenties $f_2 - f_1$ maken het zodoende mogelijk een frequentiegebied van 0 tot 220 MHz, waarin de televisiebanden I en III zijn ondergebracht, te bestrijken. De componenten met de frequenties $3f_1 - f_2$ en $f_2 + f_1$ bestrijken het frequentiegebied van 450 tot 670 MHz resp. 670 tot 890 MHz. In deze frequentiegebieden bevinden zich de televisiebanden IV en V.

Bij afstemming op de gewenste frequentie zal men weinig hinder hebben van de andere mengproducten indien de ingang van de te meten televisieontvanger voldoende selectief is. Is dit niet het geval, dan is een filter noodzakelijk om de ongewenste signalen te onderdrukken.

Voor het mengen van deze HF-signalen zijn elektronenbuizen niet bruikbaar in verband met hun ontoelaatbare parasitaire capaciteiten en zelfinducties. Een puntcontactkristal diode is voor dit doel evenwel uitstekend geschikt.

De verzwakker van deze HF-meetoscillator moet vanzelfsprekend aangepast zijn aan de karakteristieke weerstand van de uitgangskabel (zie onder § 3.2.1).

Eligenschappen

Met een meetoscillator volgens de indirecte methode kan men *zonder omschakelen* van spoelen of condensatoren een uitgebreid frequentiegebied bestrijken.

Kleine frequentie-afwijkingen van de oscillatoren I en II veroorzaken echter een aanzienlijke frequentie-onnauwkeurigheid, vooral bij de laagste draaggolffrequenties. Bij dit soort meetoscillatoren is een frequentie-ijking dan ook noodzakelijk (bijv. met een ingebouwde kristaloscillator, die een zeer stabiele frequentie bezit).

Door de „vaste” oscillator I te moduleren, blijft de frequentiezwaaai (bij FM) of de modulatie diepte (bij AM) nagenoeg constant ondanks verandering van de gewenste draaggolf frequentie.

Aangezien de frequentie van de „variabele” oscillator II procentueel slechts weinig wordt gevarieerd (ca. 1:1,7), kan men *de uitgangsspanning als functie van de frequentie* beter constant houden dan bij een vergelijkbare meetoscillator volgens de „directe methode”.

De uitgangsweerstand van een HF-meetoscillator is meestal 50, 60 of 75 Ω . Indien de ingangsweerstand van het te meten toestel niet overeenkomt met de uitgangsweerstand van de meetoscillator, is een geschikte aanpassing noodzakelijk.

Gebruik

HF-meetoscillatoren gebruikt men als signaalbron voor het meten aan passieve en actieve HF-netwerken, zoals HF-versterkers, serie- en parallelresonantiekringen en transmissieleidingen.

3.3. MEETOSCILLATOREN MET EEN KANTEELVORMIGE UITGANGSPANNING

Principe

De kanteelvormige spanning wordt in een impulsoscillator opgewekt.

Werking (zie fig. 3.10)



Fig. 3.10

De impulsoscillator

Als oscillator gebruikt men meestal een zgn. *multivibrator*. Fig. 3.11a geeft het principe van een dergelijke schakeling. Het blijkt dat de multivibrator eigenlijk een tweetraps weerstandsgekoppelde versterker is waarvan de uitgang is doorverbonden met de ingang.

Bij het inschakelen van de multivibrator zullen de buisstromen in de praktijk nooit geheel gelijk zijn; I_{a1} zal bijv. iets groter zijn dan I_{a2} . V_{a1} zal dan dalen, en deze negatieve spanningsprong wordt via C_2 doorgegeven aan het rooster van B_2 . Hierdoor zal I_{a2} afnemen en V_{a2} stijgen. Deze spanningstoename wordt via C_1 doorgegeven aan g_1 . B_1 zal hierdoor nog meer stroom trekken, waardoor V_{a1} weer verder daalt, enz. Zo ontstaat een lawine-effect met als resultaat dat B_1 plotseling zijn maximale stroom gaat trekken ($V_{g1} \approx 0$ V) en B_2 plotseling geblokkeerd is (V_{g2} ver negatief). Deze situatie blijft slechts een beperkte tijd gehandhaafd, want de negatieve spanning van g_2 zal kleiner worden doordat de condensator C_2 zich ontlad. Op een zeker moment gaat B_2 anodestroom trekken, V_{a2} daalt, V_{g1} daalt, V_{a1} stijgt, V_{g2} stijgt verder,

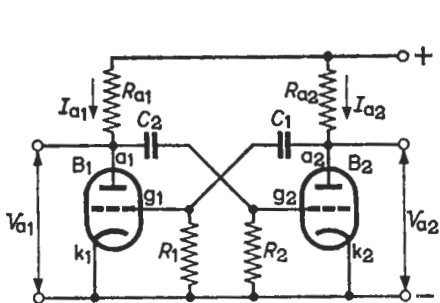


Fig. 3.11a

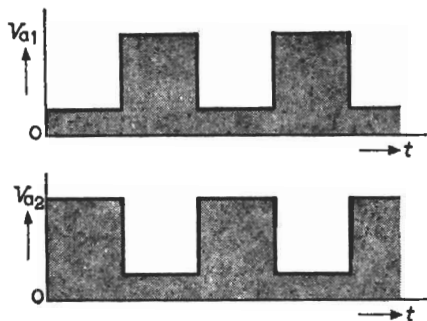


Fig. 3.11b

V_{a2} daalt verder, enz., en we komen door dit lawine-effect plotseling in de omgekeerde situatie; B_1 geblokkeerd en B_2 open. Nu gaat de lading van C_1 weer weglekken en na enige tijd gaat B_1 weer „open” en B_2 „dicht”, waarna de gehele gang van zake zich herhaalt. De schakeling volgens fig. 3.11a heeft dus geen stabiele toestanden en noemt men daarom een *a-stabiele multivibrator* ¹⁾.

De kanteelspanning op de anodes zal symmetrisch zijn indien de toegepaste buizen en de bijbehorende schakelingen gelijk zijn (zie fig. 3.11b). Door de weerstanden R_1 en R_2 of de condensatoren C_1 en C_2 op dezelfde wijze te veranderen, wordt de oscilleerfrequentie gevarieerd. Door wijziging van het R_1C_1 -produkt ten opzichte van het R_2C_2 -produkt kan men de impulsverhouding van de kanteelspanning naar wens regelen.

De uitgangsspanning van een dergelijke meetoscillator moet als eerste verste *steile flanken* hebben, met andere woorden, het zojuist beschreven lawine-effect moet zich in zeer korte tijd afspelen. Dit kan men bereiken door het gebruik van buizen of transistors met een grote S/C -verhouding (S = de steilheid, C = de capaciteiten), en door een capaciteits-arme en zelfinductie-arme montage toe te passen.

De scheidingstrap

De scheidingstrap dient in de eerste plaats om de uitgang van de impulsoscillator aan te passen aan de laagohmige verzwakker. Veelal gebruikt men deze trap ook om de onder- en de bovenkant van de kanteelspanning „recht te trekken”

¹⁾ Bij een zgn. *mono-stabiele* multivibrator is een van de twee toestanden labiel en de andere toestand stabiel. Een dergelijke multivibrator zal dus uit zichzelf van de labiele naar de stabiele toestand overgaan, maar heeft een van buitenaf toegevoerde stuurimpuls nodig om van de stabiele in de labiele toestand te komen.

Bij een zgn. *bi-stabiele* multivibrator zijn beide toestanden stabiel. Zowel de overgang van de ene naar de andere toestand als omgekeerd, moet worden ingeleid door sturing van buitenaf.

De verzwakker

Een kanteelspanning is, evenals andere niet-sinusvormige spanningen, samengesteld uit een sinusvormige grondgolf plus een aantal harmonischen. Om energieverlies vooral van de hogere componenten te voorkomen, moet de verzwakker aangepast zijn aan de uitgangskabel. Men gebruikt hier ladder-verzwakkers van bijv. 50, 60 of 75 Ω (zie onder § 3.2.1).

Eigenschappen

Het frequentiegebied van dit soort meetoscillatoren ligt tussen 10 Hz en 1 MHz.

De uitgangsspanning is regelbaar vanaf enkele millivolt tot enkele volt.

Met enige moeite kan men *een stijgtijd*¹⁾ van 10 ns bereiken.

Gebruik

Kanteelspanningsoscillatoren gebruikt men voor het afregelen en het controleren van de sprongkarakteristiek van passieve en actieve netwerken, zoals verzwakkers en versterkers.

¹⁾ De stijgtijd van een kanteelspanning is de tijd nodig om van 0,1 tot 0,9 van de maximale waarde te komen.

IMPEDANTIEMEETBRUGGEN

Men kan twee categorieën van impedantiemeetbruggen onderscheiden:

- Meetbruggen voor het meten van *elektrische* grootheden (weerstand, capaciteiten en zelfinducties).
- Meetbruggen voor het meten van *niet-elektrische* grootheden (temperatuur, vochtigheid, druk, rek, enz.). Men gebruikt hierbij zogenaamde *opnemers*, die de niet-elektrische grootheden omzetten in één van de bovengenoemde elektrische grootheden. Deze meetbruggen zijn veelal voorzien van *registratie-apparatuur*, met behulp waarvan men een overzicht krijgt van de te meten grootheid als functie van de tijd. Bovendien is het mogelijk een *regelmechanisme* te sturen dat de te meten grootheid (bijv. de temperatuur van een oven) binnen de vastgestelde grenzen constant houdt (bijv. door regeling van de brandstoftoevoer).

In dit hoofdstuk zullen wij ons tot de eerstgenoemde meetbruggen beperken, en hierbij een keuze maken uit de grote verscheidenheid ervan. De onder punt b genoemde apparaten behoren tot het gebied der *regeltechniek* en vallen daarom buiten het bestek van dit boek.

Principe

Een meetbrug is een zogenaamd vierarmsnetwerk geschakeld volgens fig. 4.1 en samengesteld uit de impedanties Z_1 , Z_2 , Z_3 en Z_x . Tussen de punten 1 en 2 zet men de voedingsspanning V_B , en tussen de punten 3 en 4 de indicator M¹⁾.

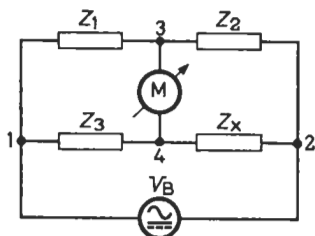


Fig. 4.1

¹⁾ Krachtens het reciprociteitstheorema kan men evengoed de voedingsbron tussen de punten 3 en 4, en de indicator tussen de punten 1 en 2 aansluiten.

Indien de indicator stroomloos is, is tussen de punten 3 en 4 *geen spanningsverschil en ook geen faseverschil* aanwezig; in dat geval geldt het volgende verband tussen de brugimpedanties:

$$Z_1 Z_x = Z_2 Z_3. \quad (4.1a)$$

Indien dus bijv. de waarde van de impedanties Z_1 , Z_2 en Z_3 bekend zijn, dan is de (te meten) impedantie Z_x hiermee bepaald. Deze is te berekenen uit:

$$Z_x = \frac{Z_2 Z_3}{Z_1}. \quad (4.1b)$$

Werking (zie fig. 4.1)

Zoals uit formule (4.1a) blijkt, is de brugschakeling in evenwicht, indien zowel *het reële deel* als *het imaginaire deel* van het produkt $Z_1 \times Z_x$ gelijk zijn aan de overeenkomstige delen van het produkt $Z_2 \times Z_3$.

Is Z_x reëel of imaginair, dan kan men met behulp van één variabel brug-element de indicator stroomloos maken; bestaat Z_x uit een reëel deel *plus* een imaginair deel, dan zijn *twee* regelorganen noodzakelijk. In het laatste geval stelt men één der variabele elementen zodanig in dat de indicator een minimum aangeeft. Vervolgens regelt men het andere variabele element tot een nieuw en lager minimum wordt verkregen. Deze procedure herhaalt men tot de spanning op de indicator het laagste minimum heeft bereikt. De meeste meetbruggen zijn zodanig samengesteld dat de instelling van het ene regelorgaan niet wordt beïnvloed door variaties van het andere. Dit vergemakkelijkt de instelling.

Als de meetbrug-elementen reëel zijn kan de meetbrug met gelijkspanning worden gevoed; in de andere gevallen gebruikt men hiervoor een wisselspanning.

Als indicator kunnen verschillende instrumenten dienst doen. Wordt de meetbrug uit een gelijkspanningsbron gevoed, dan gebruikt men dikwijls een draaispoelmeter (zie onder § 1.1), of een gelijkspanningsversterkervoltmeter (zie onder § 1.4.4 en § 1.4.5). Sluit men de meetbrug op een wisselspanning aan, dan kan men een akoestische of een visuele indicator toepassen. Een akoestische indicator kan bestaan uit een luidspreker of hoofdtelefoon, eventueel voorafgegaan door een versterker. Een geschikte visuele indicatie bereikt men met een wisselspanningsversterkervoltmeter (zie onder § 1.4.1), terwijl bij zeer nauwkeurige meetbruggen zelfs een selectieve-versterkervoltmeter noodzakelijk is (zie onder § 1.4.3-A). Vanzelfsprekend kan men ook een oscilloscoop als visuele indicator gebruiken.

Eigenschappen

Een groot voordeel van een impedantiemeter is dat de indicator niet geijkt hoeft te worden. Hier is immers alleen de stroomloze toestand belangrijk. Het meetresultaat is ook onafhankelijk van eventuele voedingsspanningsvariaties en frequentievariaties. Dit in tegenstelling tot de meeste andere impedantiemeters.

De meetnauwkeurigheid hangt uitsluitend af van de precisie van de brug-elementen Z_1 , Z_2 en Z_3 . Bij het samenstellen van meetbruggen vermijdt men zoveel mogelijk het gebruik van variabele of vaste spoelen, omdat deze relatief duur zijn. Mica- en polystyreencondensatoren zijn geschikt als vaste brugcapaciteit, terwijl luchtcondensatoren meestal als variabele capaciteit dienst doen. Als brugweerstand zijn alleen de draadweerstand voldoende stabiel. De weerstandswaarde hiervan is echter begrensd (maximale waarde ca. 100 k Ω), terwijl de eigencapaciteit en het zelfinductie-effect het gebruik van dergelijke weerstanden bij hoge frequenties (> 100 kHz) uitsluit. Met een speciale wikkelmethode (de zgn. bifilaire wikkelmethode), kan men de zelfinductie van draadweerstand tot een minimum beperken.

De gevoeligheid van een meetbrug is groter naarmate *de voedingsspanning hoger, en de indicator gevoeliger is*. De zekerheid waarmee men het brug-evenwicht kan instellen, wordt echter ook bepaald door *de brugverhouding Z_1/Z_2* . Dit laatste blijkt als men, uitgaande van de evenwichtstoestand, de stroom door de indicator berekent als één van de brugimpedanties bijv. 1 % verandert. Uit deze berekening volgt, dat de indicatorstroom groter is (dus het minimum bij brugevenwicht scherper is) naarmate de eerder genoemde *brugverhouding dichter in de buurt van één ligt*.

Nauwkeurigheid en gevoeligheid staan onderling in nauw verband. De ene eigenschap zonder de andere is zinloos. Zonder veel moeite kan men met een brugschakeling een nauwkeurigheid van < 1 % bereiken.

Enige veel gebruikte brugschakelingen

4.1. DE BRUG VAN WHEATSTONE VOOR METINGEN AAN WEERSTANDEN (zie fig. 4.2)

Bij brugevenwicht geldt:

$$R_x = \frac{R_2}{R_1} R_3. \quad (4.2)$$

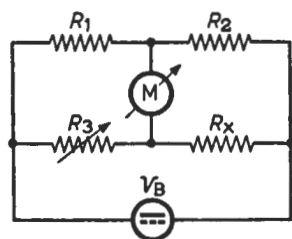


Fig. 4.2

R_1 en R_2 zijn „vaste” weerstanden, zodat de schaal van de variabele weerstand R_3 direct kan worden geëijkt in de waarden van R_x .

De brug van Wheatstone is niet geschikt voor het meten van lage weerstandswaarden (< 1 Ω); de overgangweerstand bij het aansluiten van R_x en de weerstand van de toevoerdraden zijn dan niet meer te verwaarlozen.

4.2. DE BRUG VAN SCHERING VOOR METINGEN AAN CONDENSATOREN (zie fig. 4.3)

Bij brugevenwicht geldt:

$$C_x = \frac{C_1}{R_1} R_2, \quad (4.3a)$$

$$r_x = \frac{R_1}{C_1} C_2. \quad (4.3b)$$

Op de schaal van R_2 kan men de capaciteit van C_x aflezen. Op de schaal van C_2 leest men de verliesweerstand r_x af. Beide instelorganen werken onafhankelijk van elkaar; in formule (4.3a) komt nl. C_2 niet voor, en in formule (4.3b) wordt R_2 niet gebruikt.

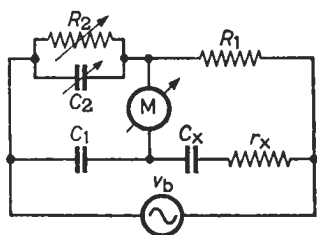


Fig. 4.3

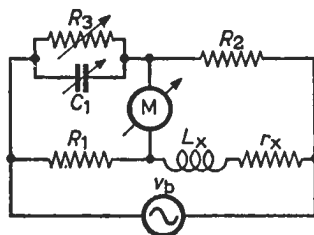


Fig. 4.4

4.3. DE BRUG VAN MAXWELL VOOR METINGEN AAN SPOELEN (zie fig. 4.4)

Bij brugevenwicht geldt:

$$L_x = R_1 R_2 C_1, \quad (4.4a)$$

$$r_x = \frac{R_1 R_2}{R_3}. \quad (4.4b)$$

Op de schaal van C_1 en R_3 leest men resp. de zelfinductiewaarde L_x en de verliesweerstand r_x af. Ook hier hebben we onafhankelijke instellingen.

Gebruik

De behandelde impedantiemeetbruggen gebruikt men voor het nauwkeurig meten van weerstands-, capaciteits- en zelfinductiewaarden, bijv. voor het ijken van impedanties.

FREQUENTIEMETERS

In de elektronentechniek komen signalen met zeer uiteenlopende frequenties voor. Enerzijds werkt men met signalen met frequenties lager dan 1 Hz (bijv. bij het mechanisch trillingsonderzoek); anderzijds maakt men gebruik van signalen met frequenties van duizenden MHz (bijv. bij radartoepassingen).

Het aantal gangbare frequentiemeters is zo groot, dat wij hieruit een keuze moesten doen. In dit hoofdstuk worden achtereenvolgens enige frequentiemeters behandeld voor het lage, het hoge en het ultra-hoge frequentiegebied.

5.1. FREQUENTIEMETERS VOOR FREQUENTIES VAN CA. 10 HZ TOT 1 MHZ

5.1.1. De brug van Wien

Principe

Een brugschakeling die slechts voor één frequentie in evenwicht is.

Werking (zie fig. 5.1)

De spanning met de te meten frequentie f_x voert men toe aan de zogenaamde brug van Wien. Deze wordt in evenwicht gebracht (indicator M stroomloos) met behulp van de variabele weerstanden R_1 die gelijk zijn.

Bij brugevenwicht geldt:

$$f_x = \frac{1}{2 \pi R_1 C_1}. \quad (5.1)$$

De te meten frequentie kan men dus op de geijkte schaal van R_1 aflezen.

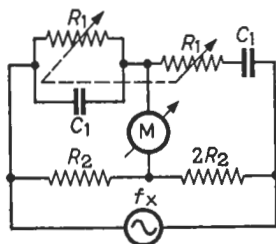


Fig. 5.1

De condensatoren C_1 worden omgeschakeld voor de verschillende frequentiegebieden. De indicator M kan bestaan uit een luidspreker (hoofdtelefoon), een wisselspanningsmeter of een oscilloscoop.

Eigenschappen

Het bestreken frequentiegebied wordt aan de lage kant begrensd door de uitzonderlijke hoge R_1C_1 -waarden die hiervoor nodig zijn. De hoogste frequentie die nog met enige nauwkeurigheid te meten is, bedraagt ca. 100 kHz; boven deze frequentie gaan de parasitaire capaciteiten en zelfinducties van de brucelementen een niet te verwaarlozen rol spelen.

Met de brug van Wien kunnen in principe alleen frequenties van sinusvormige spanningen worden gemeten. Voor de eventuele harmonische componenten is de brug niet in evenwicht¹⁾, waardoor een vlakke minimumindicatie ontstaat; dit gaat ten koste van de meetnauwkeurigheid.

De ingangsimpedantie bedraagt 1 tot 100 k Ω en wordt bepaald door de waarden van de brucelementen.

Gebruik

De brug van Wien heeft nog bestaansrecht voor het akoestische frequentiegebied.

5.1.2. De elektronenstraaloscilloscoop als frequentiemeter

Principe

Het signaal met de te meten frequentie wordt op een elektronenstraalbuis vergeleken met een signaal waarvan de frequentie nauwkeurig bekend is.

Werking (zie fig. 5.2)

Onder hoofdstuk 2 hebben we gezien dat men met een oscilloscoop twee grootheden onderling kan vergelijken. Van deze eigenschap maakt men gebruik bij het meten van frequenties. De spanning met de te meten frequentie f_x legt men bijv. aan het horizontale afbuigcircuit, terwijl een spanning met een bekende frequentie f_b aan het verticale circuit wordt toegevoerd. Door de invloed van beide signalen op de afbuiging van de elektronenstraal, ontstaat een zogenaamde *Lissajousfiguur* volgens fig. 5.2.

De te meten frequentie f_x kan men nu berekenen uit:

$$\frac{f_x}{f_b} = \frac{\text{het aantal toppen tegen de verticale zijde}}{\text{het aantal toppen tegen de horizontale zijde}}. \quad (5.2)$$

In ons geval is dus $f_x = \frac{2}{3} f_b$.

¹⁾ De spanning die bij brucevenwicht toch nog over de meterklemmen staat, is een maat voor de vervorming van het ingangssignaal. Op deze manier kan men de Wien-brug ook als vervormingsmeter gebruiken.

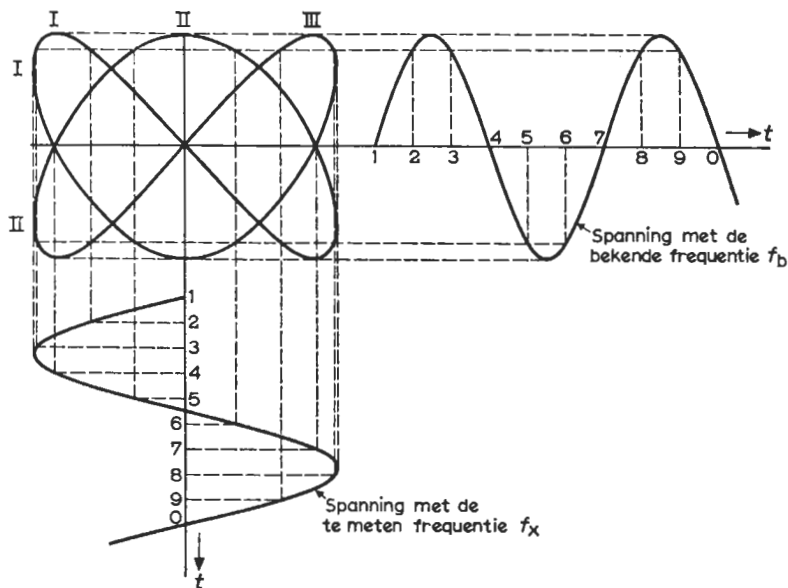


Fig. 5.2

Eigenschappen

De nauwkeurigheid van deze meting wordt bepaald door de precisie van de vergelijkingsfrequentie f_b .

Het frequentiegebied wordt aan de lage kant bij ca. 10 Hz begrensd door de beperkte nalichttijd van de elektronenstraalbuis; hierdoor is de Lissajousfiguur slechts gedeeltelijk te zien. Bij frequenties hoger dan 1 MHz levert het moeilijkheden op een stilstaand beeld te verkrijgen; een verschil van slechts enkele Hertz tussen de bekende en de onbekende frequentie veroorzaakt reeds afleesmoelijkheden van de Lissajousfiguur.

Met een elektronenstraaloscilloscoop kan men in principe ook frequenties van niet-sinusvormige spanningen meten; de Lissajousfiguur wordt dan wel wat ingewikkelder.

Gebruik

Met een oscilloscoop kan men *nauwkeurige frequentiemetingen in het LF-gebied* verrichten, bijv. voor het ijken van LF-meetoscilatoren.

5.1.3. Direct aanwijzende frequentiemeters

De werking van dit soort meetapparaten is gebaseerd op „periodentelling”. Het resultaat van deze telling kan worden omgezet in *een meteruitslag* (zgn.

analogon-frequentiemeters); het meetresultaat kan ook als *een cijferreeks* zichtbaar worden gemaakt (zgn. digitale-frequentiemeters). Van beide mogelijkheden zijn diverse uitvoeringsvormen ontwikkeld, waarvan wij twee eenvoudige schakelingen nader zullen toelichten.

A. EEN ANALOGON-FREQUENTIEMETER

Principe

Een condensator wordt gedurende een deel van de periode (van het te meten signaal) met behulp van een constante spanning geladen en gedurende het andere deel van de periode weer ontladen. De gemiddelde laadstroom (of ontladstroom) hangt af van het aantal ladingen per seconde, dus van de te meten frequentie. De draaispoelmeter waarmee men deze laad- of ontladstroom meet, kan dus direct in frequenties worden geijkt.

Werking (zie fig. 5.3)



Fig. 5.3

De amplitude en de vorm van de spanning waarvan de frequentie moet worden bepaald, mogen de meteruitslag niet beïnvloeden. Daarom wordt de spanning met de te meten frequentie eerst door een omvormer omgezet in een „eenheidsvorm” (bijv. kanteelvorm) met behoud van de frequentie maar met een constante amplitude. Dit kan men bereiken met een multivibrator (zie onder § 3.3), die gestuurd wordt door de versterkte ingangsspanning.

Met de voorversterker wordt de amplitude van het te meten signaal op een zodanige waarde gebracht dat de omvormer hierop reageert.

Het meetcircuit kan geschakeld zijn zoals in fig. 5.4a is aangegeven. Tussen de punten A en B staat de door de omvormer geleverde kanteelspanning

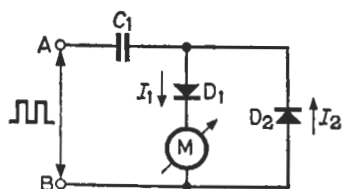


Fig. 5.4a

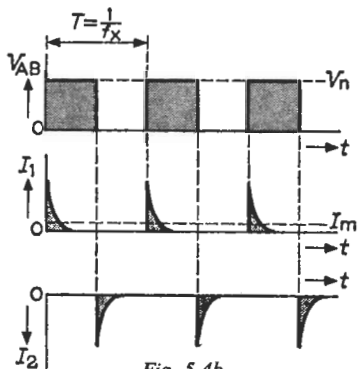


Fig. 5.4b

met een constante amplitude V_n en met een frequentie die gelijk is aan die van het te meten signaal (zie fig. 5.4b). Gedurende de eerste halve periode wordt de condensator C_1 via de kristaldiode D_1 en de meter M geladen (laadstroom = I_1). Gedurende de tweede halve periode ontladst C_1 zich via de diode D_2 (ontlaadstroom = I_2). Per periode gaat er dus éénmaal een lading $Q_1 = C_1 \times V_n$ door de meter. De gemiddelde stroom door de draaispoelmeter bedraagt dus:

$$I_m = f_x \times C_1 \times V_n.$$

Aangezien V_n en C_1 in een bepaald meetgebied constant zijn, is de meteraanwijzing *evenredig met de te meten frequentie*.

Eigenschappen

Met enige voorzieningen kan men met deze meter een frequentiegebied van 20 Hz tot 100 kHz bestrijken. Het instellen van de frequentiegebieden geschiedt door omschakeling van de condensator C_1 .

De nauwkeurigheid kan 1 à 2 % zijn.

Met een grote voorversterking kan men reeds frequenties meten van spanningen vanaf enkele millivolt.

De eerste versterkertrap bepaalt de ingangsimpedantie. Een normale waarde is: $R_i = 1 \text{ M}\Omega$ en $C_i = 15 \text{ pF}$.

De spanning waarvan de frequentie moet worden bepaald, behoeft niet sinusvormig te zijn.

Het schaalkarakter van het aanwijsinstrument is lineair.

B. EEN DIGITALE-FREQUENTIEMETER

Principe

Iedere periode van de te meten frequentie wordt een met gas gevulde ontladingsbuis ontstoken. De cijferreeks die zichtbaar wordt door de ontstoken gasbuizen na één seconde tellen, geeft meteen de te meten frequentie.

Werking (zie fig. 5.5)

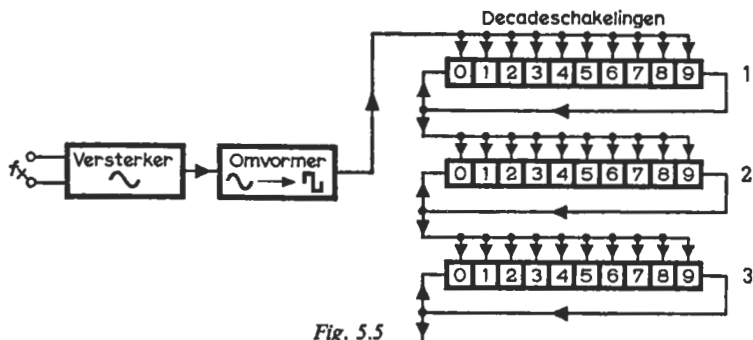


Fig. 5.5

Voor het sturen van een decadeschakeling heeft men impulsen nodig met een bepaalde vorm, amplitude en polariteit. Daarom wordt de spanning met de te meten frequentie f_x in een versterker op de gewenste waarde gebracht, en vervolgens met een omvormer in de vereiste impulsform omgezet. De omvormer is meestal een multivibrator die gestuurd wordt door de versterkte ingangsspanning, zodat de frequentie van de afgegeven impulsvormige spanning gelijk is aan f_x .

De aldus gevormde impulsen worden aan de decadeschakelingen toegevoerd. Elke decade bestaat uit tien met gas gevulde buizen waarop de cijfers van 0 t/m 9 zijn aangebracht. Indien één van deze buizen door een impuls wordt ontstoken, dooft automatisch de voorgaande buis, en wordt de volgende buis startklaar gemaakt voor de eerstkomende impuls.

Bij het inschakelen van de telschakeling staat elke decade op nul. De impulsen worden aan de eerste decade toegevoerd, zodat deze de eenheden telt. Na iedere tien perioden geeft de eerste decade één impuls aan de tweede decade, die dus de tientallen telt. Evenzo geeft de tweede decade na iedere 10×10 perioden één impuls door aan de derde decade, die de honderdtallen voor haar rekening neemt. De cijferreeks die na één seconde tellen op de dan ontstoken gasbuizen zichtbaar is, geeft dus de te meten frequentie.

Fig. 5.6 toont een gedeelte van een decadeschakeling. Stel dat alleen de gasbuis B_1 is ontstoken. De stroom door deze buis veroorzaakt een spanningsval over de bijbehorende katodeweerstand R_{k1} (bijv. 60 V) en de gemeenschappelijke katodeweerstand R_k (bijv. 40 V). Aangezien de katode k van B_1 via R_{a2} is doorverbonden met de hulpanode a_h van B_2 , staat tussen a_h en k van B_2 een positieve spanning van 60 V. Deze spanning maakt B_2 gevoelig voor de eerstvolgende impuls, die via C_{a2} wordt toegevoerd. Het plotseling ontsteken van B_2 veroorzaakt in eerste instantie een extra spanningsval over R_k , die via C_{k1} naar de katode van B_1 wordt doorgegeven, waardoor deze dooft. Na oplading van C_{k2} is de spanning over R_{k2} 60 V en die over R_k weer 40 V, zodat nu B_3 gevoelig is voor de volgende impuls, enz.

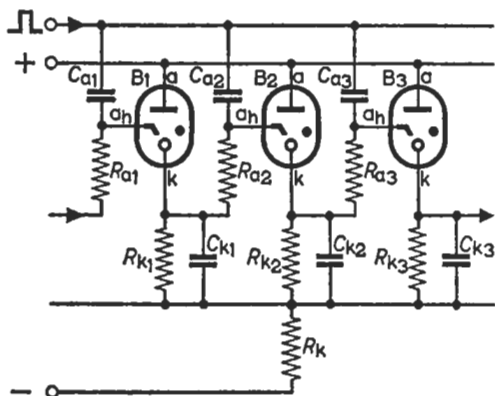


Fig. 5.6

Eigenschappen

Een decadeteller met gasbuizen heeft een beperkte telsnelheid door de vereiste ionisatie- en desionisatietijd van het gas waarvan de buis is voorzien. Met de gewone buizen van dit type komt men daardoor niet verder dan ca. 10 kHz; met speciale *decimale* telbuizen kan men een frequentie van 1 à 2 MHz bereiken. Boven deze frequenties gebruikt men *binaire* telschakelingen. De decimale informatie wordt dan in een decimaal-binair vertaler omgezet in een binaire informatie. Het tellen wordt in het binaire stelsel uitgevoerd, waarbij de stroomdoorlatende en de blokkerende toestand van een elektronenbuis of een transistor de binaire „0”, resp. de binaire „1” weergeven. De uitkomst wordt, indien gewenst, weer terugvertaald in het decimale stelsel.

De nauwkeurigheid van een digitale-frequentiemeter kan zeer groot zijn, en wordt voornamelijk bepaald door de precisie waarmee de teltijd wordt ingesteld. Een kristalgestuurde oscillator met een stabiele en nauwkeurig bekende frequentie kan als precisie-tijdgever fungeren.

De gevoeligheid van gangbare apparaten van dit type ligt in de orde van grootte van 100 mV.

Een ingangsweerstand van 1 M Ω parallel met een ingangscapaciteit van 15 pF is normaal.

Een digitale-frequentiemeter is ook geschikt voor het meten van niet-sinusvormige signalen.

Gebruik

Door de eenvoudige bediening en afleesmogelijkheid zijn de direct aanwijzende frequentiemeters zeer geschikt voor gebruik door niet-technisch personeel.

Doordat de meetgegevens zonder voorafgaande handelingen *direct beschikbaar* komen en ook gemakkelijk kunnen worden vastgelegd, gebruikt men dit soort meters veelvuldig bij automatische frequentiemetingen.

Door de grote nauwkeurigheid is de digitale-frequentiemeter ook een veel gebruikt laboratoriuminstrument.

5.2. FREQUENTIEMETERS VOOR FREQUENTIES VAN CA. 1 MHz TOT 300 MHz

5.2.1. De golfmeter

Principe

Een passieve resonantiekring absorbeert de maximale energie uit een gekoppelde actieve resonantiekring indien beide kringen op dezelfde frequentie zijn afgestemd. Is één van deze kringen in frequenties geijkt, dan is hierdoor de resonantiefrequentie van de andere kring bepaald.

Werking (zie fig. 5.7)

Fig. 5.7 geeft een vereenvoudigd principeschema van een golfmeter.

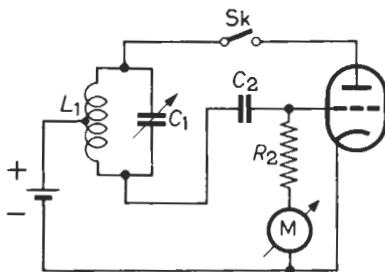


Fig. 5.7

Is de schakelaar S_k gesloten, dan hebben we een zogenaamde Hartley-oscillator. De oscilleerfrequentie wordt bepaald door de kringelementen C_1 en L_1 . De draaispoelmeter M , gecombineerd met de condensator C_2 , de weerstand R_2 en de als vacuümdiode werkende rooster-katode ruimte, vormen een diodevoltmeter (vergelijk fig. 1.19a). De uitslag van de draaispoelmeter is aldus evenredig met de topwaarde van de kringspanning. Tijdens de frequentiemeting koppelt men de actieve resonantiekring van de golfmeter met de passieve kring waarvan de resonantiefrequentie f_x moet worden bepaald. Men varieert de oscilleerfrequentie van de golfmeter met behulp van C_1 , totdat de passieve kring de maximale energie absorbeert. Dit kan men constateren doordat de kringspanning van de golfmeter afneemt, en de draaispoelmeter tenslotte een *minimale* uitslag geeft. Op de schaal van C_1 leest men nu de te meten frequentie f_x af. (Vergelijk de Engelse naam „Grid-dip-meter“.)

Wordt S_k geopend, dan houdt het oscilleren op. Men brengt nu de passieve kring van de golfmeter in de buurt van een oscillator waarvan de frequentie f_x moet worden bepaald. Men varieert C_1 totdat de resonantiekring van de golfmeter de maximale energie opneemt. Dit kan men vaststellen aan de dan *maximale* uitslag van de draaispoelmeter. Op de schaal van C_1 kan men nu de te meten oscillatorfrequentie f_x aflezen. (De golfmeter fungeert hier als *absorptie-meter*.)

De draaispoelmeter M kan men ook vervangen door andere indicatiemiddelen. Zo kan men de negatieve spanning op het stuurrooster versterken en toevoeren aan een neonbuisje of een gloeilampje.

Eligenschappen

Door het verwisselen van de kringspoel L_1 kan men zonder moeite een frequentiegebied van 1 MHz tot 300 MHz bestrijken. Voor frequenties hoger dan 300 MHz moeten de kringelementen zulke lage waarden hebben dat men hiervoor geen normale spoelen en condensatoren kan gebruiken; door de toenemende verliezen neemt bovendien de kwaliteitsfactor van de resonantiekring sterk af.

De nauwkeurigheid van een golfmeter wordt voornamelijk bepaald door de precisie van de kringelementen. Een nauwkeurigheid van ca. 2 % is in de praktijk goed te verwezenlijken.

De gevoeligheid van dit instrument hangt af van de kwaliteit van de resonantiekring en de gevoeligheid van de indicator.

De ingangsweerstand en de ingangscapaciteit worden bepaald door de vastheid van de koppeling met het te meten object. Bij een vaste koppeling wordt de oscillator gedempt en verstermd, hetgeen de nauwkeurigheid benadeelt. De koppeling moet zo los zijn dat een juist waarneembare indicatie ontstaat.

De mechanische uitvoering van een golfmeter behoort zodanig te zijn dat men ook moeilijk toegankelijke meetpunten kan bereiken, bijv. binnen in radio- en televisietoestellen.

Gebruik

Dit apparaat is geschikt voor HF-metingen waarbij *geen grote nauwkeurigheid* wordt vereist. Zo kan men *zeer snel* de resonantiefrequentie van een afgestemde kring of de oscilleerfrequentie van een energiebron bepalen.

5.2.2. De interferentiemeter

Principe

De te meten frequentie wordt door interferentie vergeleken met een nauwkeurige bekende frequentie.

Werking (zie de fig. 5.8a en 5.8b)

De spanning v_1 met de te meten frequentie f_x , en de spanning v_2 met de bekende frequentie f_b , afkomstig van de ingebouwde meetoscillator, worden samengevoegd (Sk in stand 1). Indien deze frequenties ongeveer gelijk zijn, ontstaat een samengesteld signaal dat o.a. *in amplitude* is gemoduleerd met de verschilfrequentie van beide. Na topdetectie en LF-versterking wordt deze verschilfrequentie toegevoerd aan een frequentie-indicator (F). Men regelt de frequentie van de meetoscillator tot de verschilfrequentie nul is. Op de schaal van de meetoscillator leest men nu de te meten frequentie f_x af. De nauwkeurigheid van de frequentie f_b kan men controleren door vergelijking met een nauwkeurige bekende kristalfrequentie of harmonischen hiervan (Sk in stand 2).

De meetoscillator moet aan hoge eisen voldoen wat betreft frequentie-stabiliteit. Ook bij netspanningsvariaties en temperatuurvariaties moet de frequentienauwkeurigheid gehandhaafd blijven.

Het signaal van de kristaloscillator wordt doelbewust sterk vervormd, waardoor veel harmonischen hiervan beschikbaar komen. Op deze wijze kan men een groot aantal nauwkeurige ijkpunten verkrijgen.

Als topdetector gebruikt men bij deze hoge frequenties dikwijls een compact gemonteerde schakeling met een kristaldiode (vergelijk fig. 1.19a).

De LF-versterker dient om voldoende spanning te verkrijgen voor een nauwkeurige indicatie.

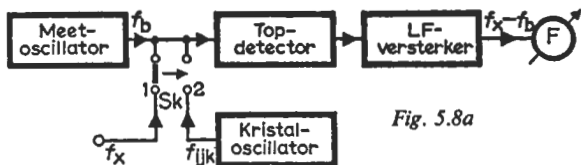


Fig. 5.8a

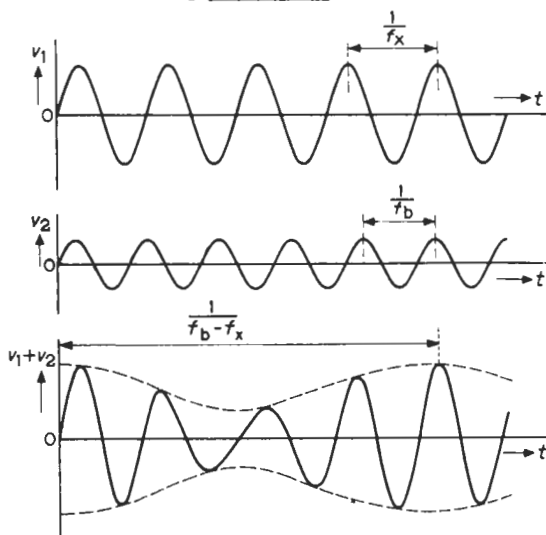


Fig. 5.8b

Als frequentie-indicator kan een luidspreker of (bij zwakke signalen) een hoofdtelefoon fungeren. Met een elektronische afstemindicator kan men vaststellen of de verschilfrequentie nul is; zoals bekend is dit met het menselijk oor niet meer mogelijk, daar dit niet reageert op zulke lage frequenties. Een elektronenstraaloscilloscoop is hier vanzelfsprekend ook goed bruikbaar.

Eigenschappen

Door spoelen in de meetoscillator om te schakelen en bovendien gebruik te maken van de door de oscillator geleverde harmonischen, kan men met gemak een frequentiegebied van 1 MHz tot 300 MHz bestrijken.

De nauwkeurigheid wordt bepaald door de nauwkeurigheid van de vergelijkingsfrequentie. Aangezien deze laatste wordt geijkt met een kristalfrequentie, is deze frequentiemeter zeer nauwkeurig (beter dan 0,1 ‰).

Door de interferentiemeter los te koppelen met het te meten object, kan de invloed van de ingangsimpedantie tot een minimum beperkt blijven.

Het meten met een interferentiemeter is nogal omslachtig, vooral als het signaal waarvan de frequentie moet worden bepaald, vervormd is. De grondgolf met de harmonischen van de te meten frequentie geven met de grondgolf en de harmonischen van de vergelijkingsfrequentie dan een groot aantal

verschilfrequenties; hierdoor wordt het dikwijls moeilijk de gewenste interferentie te localiseren. Weet men niet in welke buurt de te meten frequentie ligt, dan is het aan te raden met behulp van een golfmeter de frequentie eerst ten naaste bij te bepalen, en daarna met een interferentiemeter nauwkeurig te meten.

Gebruik

De interferentiemeter dient voor *precisie-frequentiemetingen* in het HF-gebied, bijv. voor het ijkten van HF-meetoscillatoren.

5.3. FREQUENTIEMETER VOOR FREQUENTIES BOVEN 300 MHZ

Een Lechersysteem als frequentiemeter

Principe

Men meet de afstand tussen twee opeenvolgende minima (of maxima) van een staande golf op een Lechersysteem. Deze afstand is gelijk aan de halve golfenlengte van het te meten signaal.

Werking (zie fig. 5.9)

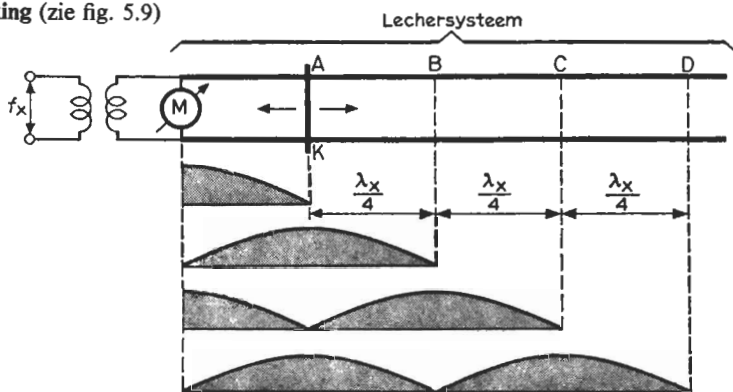


Fig. 5.9

Het signaal met de te meten frequentie f_x voert men via een koppellus toe aan het Lechersysteem. Dit Lechersysteem, bestaande uit twee evenwijdige geleiders, is door een beweegbare koperen brug K kortgesloten. Bij verschuiving van deze kortsluitbrug in horizontale richting verandert de stroom- en de spanningsverdeling op de Lecherleiding. Zet men de kortsluiting op de punten A of C , dan geeft de spanningsindicator M een *maximum* aan; staat de brug op de punten B of D , dan meet men aan het begin van de Lecherleiding een *spanningsminimum*. De afstand tussen A en C of B en D is gelijk aan de halve

golf lengte van het te meten signaal. De te meten frequentie kan men nu berekenen uit:

$$f_x = \frac{1,5 \cdot 10^8}{\Delta L \sqrt{\mu_r \epsilon_r}} \quad (5.3)$$

Hierin is:

f_x = de te meten frequentie,
 ΔL = de afstand tussen de punten A en C of B en D,
 μ_r en ϵ_r = de relatieve permeabiliteit resp. de relatieve permittiviteit van het materiaal rondom de geleiders (voor lucht zijn deze constanten praktisch gelijk aan één).

Eigenschappen

Met een Lechersysteem kan men frequenties meten vanaf ca. 300 MHz. Bij lagere frequenties wordt het systeem onhandelbaar lang.

Bij het gebruik van een juiste indicatiemethode kan de nauwkeurigheid beter dan 1‰ zijn.

De topdetector volgens fig. 1.19a (met kristaldiode) is zeer goed als spanningsindicator te gebruiken.

Een snelle aflezing van de afstanden tussen de minima en de maxima verkrijgt men door op een van de geleiders een lineaal aan te brengen.

Bij het meten aan niet-sinusvormige signalen vormen de harmonischen weliswaar ook staande golven; de amplitudes ervan zijn echter kleiner dan die van de grondgolf, waardoor vergissingen praktisch zijn uitgesloten.

Gebruik

Een Lechersysteem gebruikt men voor het meten van zeer hoge frequenties, bijv. radarfrequenties.

GESTABILISEERDE VOEDINGSAPPARATUUR

Bij elektronische metingen heeft men dikwijls behoefte aan apparaten die een *gestabiliseerde gelijk- of wisselspanning* leveren. Deze apparaten doen dan dienst als voedingsbron voor meetapparatuur of meetopstellingen.

De eisen die men aan een gestabiliseerd voedingsapparaat stelt, zijn:

- Het leveren van een *constante uitgangsspanning* ondanks variaties van de *ingangsspanning* of de *ingangsstroom*.
- Het leveren van een *constante uitgangsspanning* ondanks variaties van de *uitgangsstroom*. (Het apparaat moet dus een lage uitgangsweerstand bezitten.)

6.1. APPARATEN VOOR GESTABILISEERDE GELIJKSPANNING

Bij het ontwikkelen van dit soort apparatuur maakt men een keuze uit twee principes:

6.1.1. Parallelregeling

Principe (zie fig. 6.1)

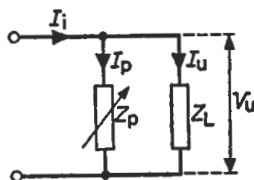


Fig. 6.1

Men gaat uit van een ongestabiliseerde *ingangsstroom*. Het regelorgaan Z_p staat *parallel* met de belastingsimpedantie Z_L . Bij variatie van de ingangsstroom I_i of van de belastingsstroom I_u , wordt de stroom door Z_p zodanig geregeld dat de uitgangsspanning V_u nagenoeg constant blijft.

Werking (zie de fig. 6.2.a en 6.2b)

In fig. 6.2a vindt men een veel gebruikte stabilisatieschakeling uitgevoerd met een gasdiode D_1 ; fig. 6.2b geeft een overeenkomstige schakeling met een zenerdiode D_2 . Uit de eveneens weergegeven karakteristieken van de gasdiode

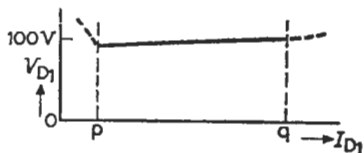
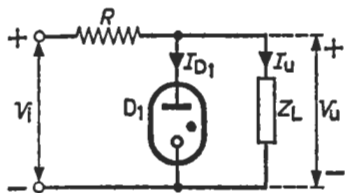


Fig. 6.2a

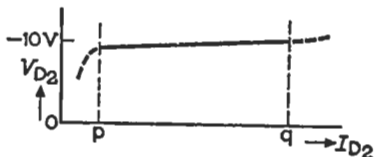
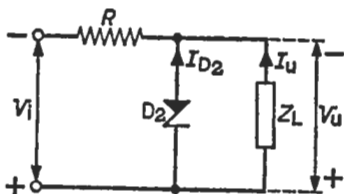


Fig. 6.2b

en de zenerdiode blijkt dat de spanning over deze elementen binnen een bepaald stroomgebied praktisch constant blijft. Bij een juiste keuze van de weerstand R , kan de uitgangsstroom I_u variëren van p tot q met behoud van een constante uitgangsspanning V_u .

Eigenschappen

De waarde van de uitgangsspanning wordt bepaald door het toegepaste type gasdiode of zenerdiode. De werkspanning van gasstabilisatiebuizen ligt tussen 75 en 150 V; die van zenerdiodes tussen 5 en 20 V.

De maximale variatie van de uitgangsstroom wordt bepaald door het regelgebied van de regelorganen.

De *regelfactor* $(\Delta V_i/V_i)/(\Delta V_u/V_u)$ is bij dit soort schakelingen tien tot twintig.

De *dynamische uitgangswaerstand* $(\Delta V_u/\Delta I_u)$ is bij gebruik van een gasdiode ca. 300 Ω , bij een zenerdiode ca. 10 Ω .

6.1.2. Serieregeling

Principe (zie fig. 6.3)

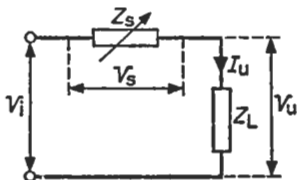


Fig. 6.3

Men gaat uit van een ongestabiliseerde *ingangsspanning*. Het regelorgaan Z_1 staat in *serie* met de belastingsimpedantie Z_L . Bij variatie van de ingangsspanning V_i of van de belastingsstroom I_u wordt de spanningsval over Z_1 zodanig geregeld dat de uitgangsspanning V_u praktisch constant blijft.

Werking (zie de fig. 6.4a en 6.4b)

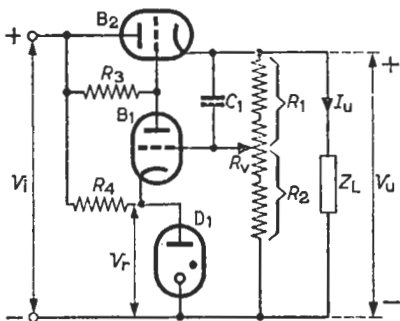


Fig. 6.4a

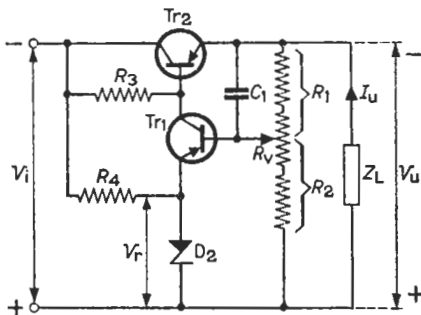


Fig. 6.4b

Fig. 6.4a geeft het schema van een gestabiliseerd voedingsapparaat uitgevoerd met elektronenbuizen; fig. 6.4b geeft de overeenkomstige schakeling met transistors. Een uitgangsspanningsvariatie ΔV_u , die het gevolg kan zijn van een ingangsspanningsvariatie ΔV_i of een uitgangsstroomvariatie ΔI_u , wordt via de spanningsdeler R_1 - R_2 vergeleken met de constante spanning (V_r) van de gasdiode D_1 resp. van de zenerdiode D_2 . De verschillingspanning wordt versterkt door B_1 resp. Tr_1 en toegevoerd aan de stuur-elektrode van de doorlaatbuis B_2 of van de doorlaattransistor Tr_2 . Hierdoor wordt de uitgangsstroom zodanig beïnvloed dat de oorspronkelijke uitgangsspanningsvariatie wordt tegengewerkt.

Na enige berekeningen blijkt dat de dynamische uitgangswaerstand van deze schakelingen ongeveer gelijk is aan:

$$r_u \approx \frac{a}{S A} \quad (6.1)$$

Hierin is:

- S = de steilheid van B_2 of Tr_2 ,
- A = de versterking van B_1 of Tr_1 ,
- a = de verzwakking ten gevolge van R_1 en R_2 .

Voor het verkrijgen van een lage uitgangswaerstand dienen de regelorganen B_2 en Tr_2 een grote steilheid te bezitten. Tevens moeten deze elementen de volledige uitgangsstroom en dientengevolge meestal een groot vermogen kunnen verwerken.

De versterking van B_1 (Tr_1) moet zo groot mogelijk zijn.

De verzwakking (a) is voor *snelle* uitgangsspanningsvariëaties ongeveer gelijk aan één (R_1 is dan kortgesloten door C_1). Voor *langzame* spanningsvariëaties ligt a vast, enerzijds door de waarde van de uitgangsspanning en anderzijds door de vergelijkingsspanning.

$$a \approx \frac{V_u}{V_r} \approx \frac{R_1 + R_2}{R_2}. \quad (6.2)$$

Uit formule (6.2) blijkt dat men de uitgangsspanning kan instellen met behulp van R_1 en/of R_2 .

De weerstanden R_3 en R_4 dienen voor het instellen van B_1 (Tr_1), resp. D_1 (D_2).

Eigenschappen

In de fig. 6.4a en 6.4b kan de uitgangsspanning worden ingesteld met behulp van de potentiometer R_v . De uitgangsspanning kan echter nooit lager worden dan de vergelijkingsspanning V_r . Aangezien de werkspanning van een gasdiode veel hoger ligt dan die van een zenerdiode, zal de schakeling van fig. 6.4a zich beter lenen voor een *hoge* uitgangsspanning, en die van fig. 6.4b voor een *lage* spanning.

De maximale uitgangsstroom wordt bepaald door de stroomgrens van het regelorgaan. Een voor dit doel geschikte transistor kan over het algemeen veel meer stroom verdragen dan een gangbare elektronenbuis.

De *regelfactor* $(\Delta V_i/V_i)/(\Delta V_u/V_u)$ kan bij dit soort schakelingen gemakkelijk meer dan honderd zijn.

Een *dynamische uitgangsweerstand* $(\Delta V_u/\Delta I_u)$ van $< 1 \Omega$ is goed mogelijk.

Gebruik

Gestabiliseerde gelijkspanningsapparaten gebruikt men op plaatsen waar onder alle omstandigheden *een constante gelijkspanning* gewenst is, bijv. bij het voeden van gelijkspanningsversterkers of stabiele oscillatoren.

6.2. APPARATEN VOOR GESTABILISEERDE WISSELSPANNING

Netspanningsstabilisatoren

Principe

Gewoonlijk gebruikt men een gesloten regelcircuit.

Werking (zie fig. 6.5)

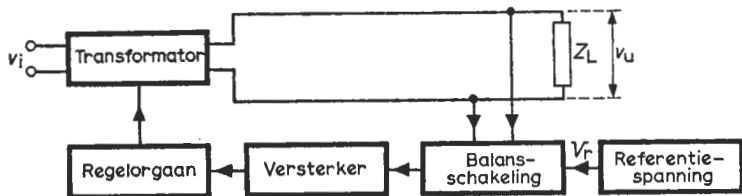


Fig. 6.5

De uitgangsspanning v_u wordt in een balansschakeling vergeleken met een constante spanning V_r . Bij de nominale waarde van v_u is de balans in evenwicht. Verandert echter de uitgangsspanning, dan geeft de balansschakeling een verschilspanning door aan een versterker. Deze stuurt een regelorgaan, dat op zijn beurt de werkzame transformatieverhouding van de transformator zodanig beïnvloedt dat de oorspronkelijke uitgangsspanningsvariatie wordt tegengewerkt.

Als regelorgaan kan bijvoorbeeld een variabele spoel fungeren die in serie staat met de primaire van de transformator. De zelfinductie wordt dan veranderd met behulp van een gelijkstroom die de kern van de desbetreffende spoel meer of minder verzadigt. (Een dergelijke spoel noemt men een transductor.) Bij grote vermogens bestaat het regelorgaan uit een servomotor die met een regeltransformator is gekoppeld.

Eigenschappen

Wordt voor het regelen een verzadigde ijzern kern gebruikt, dan leidt dit tot vervorming van de afgegeven spanning; regelt men met een servomotor, dan introduceert deze een grote traagheid.

Gebruik

Netspanningsstabilisatoren gebruikt men vaak voor het voeden van meetopstellingen. Met grote stabilisatoren stabiliseert men ook de netspanning van laboratoria en werkplaatsen.

DEEL II

MEETMETHODEN

DE MEETNAUWKEURIGHEID

In de inleiding van dit boek is reeds opgemerkt dat de nauwkeurigheid van een meting niet alleen door de afwijkingen van de toegepaste meetapparaten wordt bepaald; de meetnauwkeurigheid wordt ook beïnvloed door *de meetmethode*. De volgende voorbeelden mogen dit begrip verduidelijken.

Wil men een elektrische stroom meten, dan schakelt men een ampèremeter in het stroomcircuit. Zelfs indien deze meter geen ijkfouten vertoont, zal de afgelezen stroomwaarde toch lager zijn dan de te meten waarde, omdat de inwendige weerstand van de meter de werking van het meetobject beïnvloedt.

Moet men een spanningsverschil meten, dan schakelt men een voltmeter tussen de desbetreffende punten. Veronderstellen wij weer dat deze meter geen ijkfouten vertoont, dan zal de afgelezen spanningswaarde toch lager zijn dan de te meten waarde, omdat de inwendige weerstand van de meter het meetpunt belast.

Bij het meten van de frequentie van een oscillerende LC-kring zal de hiervoor gebruikte frequentiemeter het meetobject min of meer verstemmen, waardoor ook weer foutieve meetresultaten ontstaan, enz.

In deze drie voorbeelden ontstaan meetfouten omdat door de meting *de bedrijfstoestand van het meetobject verandert*.

Er kunnen ook nog fouten geïntroduceerd worden door *invloeden van buiten af*. Denk hierbij aan elektrische en magnetische stoorvelden door ondoelmatige afscherming, netstoringen die te wijten zijn aan foutieve aarding, enz.

Het is vooral door deze methodische fouten dat de meting van de ene technicus beter of slechter is dan die van een andere. De kunst van het meten is dus om deze fouten zo klein mogelijk te houden. Om dit te leren worden in dit hoofdstuk enige praktische metingen beschreven. Hierbij wordt speciale aandacht besteed aan de voor- en nadelen van de ene meetmethode ten opzichte van een andere.

HET METEN VAN ELEKTRISCHE STROMEN, SPANNINGEN, VERMOGENS EN FREQUENTIES

Stroom, spanning, vermogen en frequentie zijn grootheden die de *bedrijfs-toestand* van een schakeling bepalen.

In de elektronentechniek kunnen de waarden van deze grootheden sterk uiteenlopen. Onderstaande tabel geeft hiervan een oriëntatie:

Stroom	10^{-12}	-	10^3	A
Spanning	10^{-6}	-	10^5	V
Vermogen	10^{-6}	-	10^5	W
Frequentie	0	-	10^{10}	Hz

Voor het meten van deze grootheden bestaat een verscheidenheid van meetapparaten en meetmethoden. Wij zullen ons echter beperken tot de meetapparatuur die in deel I werd behandeld, en een praktische keuze maken uit de meest gangbare meetmethoden.

7.1. STROMEN

Meetschakeling (zie fig. 7.1)

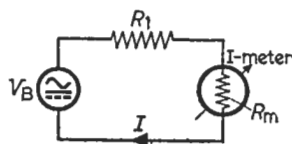


Fig. 7.1

Meetbeschrijving (zie fig. 7.1)

De te meten stroom door het circuit is: $I = \frac{V_B}{R_1}$. (7.1a)

De gemeten stroom bedraagt: $I = \frac{V_B}{R_1 + R_m}$. (7.1b)

De te meten stroom is dus een factor $(1 + R_m/R_1)$ groter dan de gemeten waarde.

Uit de formules (7.1a) en (7.1b) volgt dat de gemeten stroomwaarde ongeveer gelijk is aan de te meten waarde, indien de meterweerstand R_m te verwaarlozen is ten opzichte van de circuitweerstand R_1 . Is dit niet het geval, dan moet men de meterweerstand R_m in rekening brengen.

7.1.1. Gelijkstromen

Voor het meten van gelijkstromen vanaf ca. $100 \mu\text{A}$ zijn goed hanteerbare draaispoelmeters beschikbaar. Voor grotere stromen past men shunts toe (zie § 1.1).

De gevoeligste gelijkstroommetingen (vanaf ca. 10^{-12} A) verricht men volgens indirecte meetmethoden. Men kan bijvoorbeeld met een gevoelige versterkervoltmeter de spanning meten over een bekende weerstand (R_b) in het stroomcircuit (zie fig. 7.2). De te meten stroom kan men dan berekenen uit:

$$I = \frac{V_{R_b}}{R_b} \quad (7.2)$$

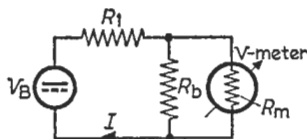


Fig. 7.2

Veronderstellen we bijvoorbeeld dat in fig. 7.2 de batterijspanning $V_B \approx 1$ V en de circuitweerstand $R_1 \approx 100 \text{ M}\Omega$, dan zal de te meten stroom I ongeveer 10^{-8} A bedragen. Als men voor R_b een weerstand van $10 \text{ k}\Omega$ kiest, zal deze praktisch geen invloed hebben op de toestand van het stroomcircuit. De spanning over R_b (ca. $100 \mu\text{V}$) kan men nu meten met een versterkervoltmeter volgens § 1.4.5. De ingangsweerstand van deze meter is voldoende groot ten opzichte van R_b .

7.1.2. Wisselstromen

Voor het meten van sinusvormige wisselstromen vanaf ca. 1 mA (frequentie tot ca. 10 kHz) kan men een celmeter gebruiken (zie § 1.2).

Thermokoppels worden gemaakt voor stromen vanaf ca. 10 mA en zijn bruikbaar tot ca. 100 MHz . Voor het meten van de effectieve waarden van niet-sinusvormige stromen is de thermokoppelmeter het aangewezen instrument.

Bij gevoelige wisselstroommetingen meet men de spanning over een bekende weerstand in het stroomcircuit met behulp van een versterkervoltmeter (vergelijk formule (7.2)).

Toelichting

Bij het meten van *zeer kleine gelijkstromen* moet men ervoor zorgen dat de aansluitingen van de meter dezelfde *temperatuur* hebben, anders worden in het meetcircuit thermospanningen opgewekt die een foutieve meting veroorzaken.

7.2. SPANNINGEN

Meetschakeling (zie fig. 7.3)

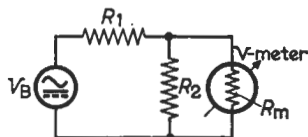


Fig. 7.3

Meetbeschrijving (zie fig. 7.3)

Het te meten spanningsverschil over R_2 is: $V_{R_2} = \frac{V_B R_2}{R_1 + R_2}$. (7.3a)

De gemeten spanning bedraagt: $V_{R_2} = \frac{V_B R_2}{R_1 + R_2 + \frac{R_1 R_2}{R_m}}$ (7.3b)

De te meten spanning is dus een factor $(1 + \frac{R_1 R_2}{(R_1 + R_2) R_m})$ groter dan de gemeten waarde.

Uit de formules (7.3a) en (7.3b) volgt dat de gemeten spanningswaarde ongeveer gelijk is aan de te meten waarde, indien

$$\frac{R_1 R_2}{R_m} \ll R_1 + R_2, \text{ met andere woorden, indien } R_m \gg \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = R_1 // R_2.$$

Wordt aan deze voorwaarde niet voldaan, dan moet men de meterweerstand R_m in rekening brengen.

7.2.1. Gelijkspanningen

Voor het meten van gelijkspanningen vanaf ca. 100 mV zijn robuuste *draaispoelmeters* beschikbaar. Voor grotere spanningen gebruikt men voorschakelweerstand (zie § 1.1).

Voor gevoelige gelijkspanningsmetingen (vanaf ca. 1 μV) en bij metingen op hoogohmige punten, is men aangewezen op *versterkervoltmeters* (zie § 1.4.4 en § 1.4.5).

7.2.2. Wisselspanningen

Voor het meten van sinusvormige wisselspanningen vanaf ca. 1 V (frequentie tot ca. 10 kHz) kan men een *celmeter* gebruiken (zie § 1.2).

Thermokoppels zijn bij uitstek geschikt voor het meten van de effectieve waarden van niet-sinusvormige wisselspanningen vanaf ongeveer 1 V (frequentie tot ca. 100 MHz). Moet men kleinere spanningen meten, dan kan men het thermokoppel achter een geschikte versterker plaatsen of de effectieve-waarde-voltmeter volgens § 1.4.3-B gebruiken.

Bij het meten op hoogohmige punten is men aangewezen op *versterker-voltmeters*.

Bij gevoelige wisselspanningsmetingen (vanaf ca. 100 μ V) bij betrekkelijk lage frequenties (tot ca. 30 MHz), is de *versterkervoltmeter* volgens § 1.4.1 geschikt.

Voor het meten van wisselspanning vanaf ca. 1 V bij hoge frequenties (tot ca. 1000 MHz), kan men de *diodevoltmeter* volgens § 1.4.2 gebruiken. Een *gevoelige diodevoltmeter* (vanaf ca. 10 mV), geschikt voor zeer hoge frequenties (tot ca. 10 000 MHz), verkrijgt men door de detectorschakeling volgens fig. 1.19a uit te voeren met een HF-kristal diode; de gedetecteerde spanning meet men dan met een gevoelige gelijkspanningsmeter volgens § 1.4.5. Dergelijke topvoltmeters geven echter onbetrouwbare meetresultaten als de te meten spanning van de sinusvorm afwijkt, vooral indien deze afwijking tot uiting komt in de toppen van de te meten spanning.

Voor het meten van de grondgolf en/of de harmonischen van een niet-sinusvormige periodieke spanning, is de *selectieve-voltmeter* volgens § 1.4.3-A het aangewezen apparaat. De gevoeligheid van dit meetapparaat is zeer groot (ca. 1 μ V).

Toelichting

Bij spanningsmetingen over zeer lage impedanties moet men de meetkabel zo dicht mogelijk bij de desbetreffende impedantie aansluiten. De spanningsval over de toevoerleidingen naar deze impedantie is namelijk niet meer te verwaarlozen ten opzichte van de te meten spanning. De meetkabel van het meetobject naar de meter mag daarentegen wel lang zijn, omdat de ingangsimpedantie van de meter zeer groot is. De meetopstelling volgens fig. 7.4a is dus fout; die van 7.4b is goed.

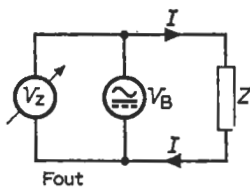


Fig. 7.4a

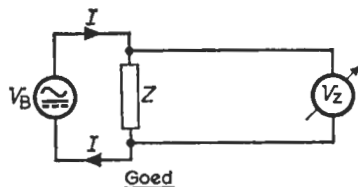


Fig. 7.4b

7.3. VERMOGENS

7.3.1. Gelijkstroomvermogens

Meetschakeling (zie de fig. 7.5a en 7.5b)

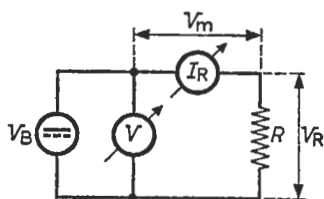


Fig. 7.5a

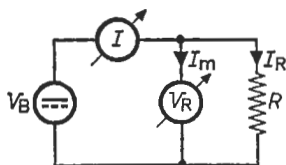


Fig. 7.5b

Meetbeschrijving (zie de fig. 7.5a en 7.5b)

Het te meten vermogen in de weerstand R is:

$$P = I_R V_R. \quad (7.4a)$$

De voor de meting benodigde stroom- en spanningsmeter kan men op twee manieren schakelen.

Het gemeten vermogen volgens fig. 7.5a bedraagt:

$$P = I_R V = I_R V_R + I_R V_m \quad (7.4b)$$

Hierin is V_m de spanning over de I_R -meter.

Het gemeten vermogen volgens fig. 7.5b bedraagt:

$$P = I V_R = I_R V_R + I_m V_R \quad (7.4c)$$

Hierin is I_m de stroom door de V_R -meter.

Uit de formules (7.4a), (7.4b) en (7.4c) volgt dat de gemeten waarde ongeveer gelijk is aan de te meten waarde, indien het vermogen in de stroommeter ($I_R \times V_m$), resp. het vermogen in de spanningsmeter ($I_m \times V_R$), te verwaarlozen klein is ten opzichte van het te meten vermogen ($I_R \times V_R$). In de praktijk kiest men de schakeling die de kleinste meetfout geeft.

Indien de inwendige weerstanden van de stroom- en de spanningsmeter bekend zijn, kan men het opgenomen vermogen van deze meters vanzelfsprekend in rekening brengen.

7.3.2. Wisselstroomvermogens

Het wisselstroomvermogen in een impedantie Z bedraagt:

$$P = i_z v_z \cos \varphi. \quad (7.5)$$

Het meten van de wisselstroom (i_z) en de wisselspanning (v_z) behoeft na

het voorafgaande geen nader betoog. Voor het bepalen van de faseverschuiving (φ) tussen i_Z en v_Z volgen hierna enige meetmethoden.

A. MET BEHULP VAN DRIE SPANNINGSMETERS

Meetschakeling (zie fig. 7.6a)

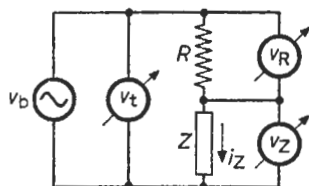


Fig. 7.6a

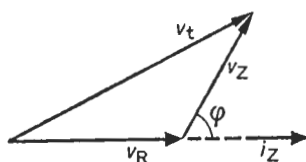


Fig. 7.6b

Meetschrijving (zie de fig. 7.6a en 7.6b)

Men schakelt een weerstand R in *serie* met de desbetreffende impedantie Z . Men meet de spanningen v_t , v_R en v_Z , en stelt deze samen tot de spanningsdriehoek volgens fig. 7.6b. Uit dit vectordiagram vindt men de te meten fasehoek φ :

$$\cos \varphi = \frac{v_t^2 - v_R^2 - v_Z^2}{2 v_R v_Z}. \quad (7.6a)$$

Het verdient aanbeveling de weerstand R ongeveer gelijk te maken aan de impedantie Z . Verder behoort men hoge eisen te stellen aan de nauwkeurigheid van de toegepaste voltmeters. Bovendien moet de inwendige weerstand van deze meters voldoende hoog zijn ten opzichte van de impedantie tussen de meetpunten (zie § 7.2). Deze methode leent zich daarom het best voor metingen bij *lage* Z -waarden.

B. MET BEHULP VAN DRIE STROOMMETERS

Meetschakeling (zie fig. 7.7a)

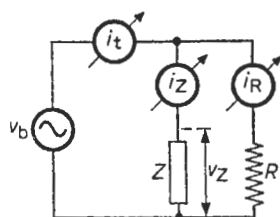


Fig. 7.7a

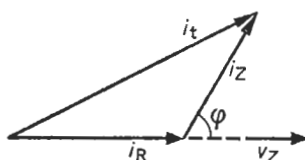


Fig. 7.7b

Meetbeschrijving (zie de fig. 7.7a en 7.7b)

Men schakelt een weerstand R *parallel* met de impedantie Z . Men meet vervolgens de stromen i , i_R en i_Z , en stelt deze samen tot de stroomdriehoek volgens fig. 7.7b. Uit dit vectordiagram volgt de te meten fasehoek φ :

$$\cos \varphi = \frac{i^2 - i_R^2 - i_Z^2}{2 i_R i_Z} \quad (7.6b)$$

De weerstand R behoort in dezelfde orde van grootte te liggen als de impedantie Z . Verder is de nauwkeurigheid van de toegepaste stroommeters van het grootste belang. Bovendien moet de inwendige weerstand van deze meters voldoende laag zijn ten opzichte van de impedantie van de stroomcircuits (zie § 7.1). Deze methode verdient dus aanbeveling voor metingen bij *hoge* Z -waarden.

C. MET BEHULP VAN EEN OSCILLOSCOOP

Meetschakeling (zie fig. 7.8)

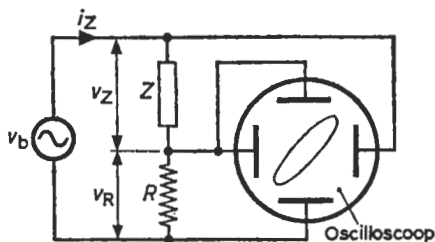


Fig. 7.8

Meetbeschrijving (zie fig. 7.8)

In serie met de impedantie Z schakelt men een weerstand R . De spanning over deze weerstand ($v_R :: i_z$) voert men toe aan het ene stel afbuigplaten van de elektronenstraalbuis, terwijl men de spanning v_Z aan het andere stel afbuigplaten legt.

Uit de vorm van de lissajousfiguur die onder invloed van beide spanningen door de elektronenstraal wordt beschreven, kan men de te meten fasehoek φ bepalen. Aan de hand van de fig. 7.9a en 7.9b wordt dit nader toegelicht.

De sinusvormige spanningen v_Z en v_R zijn hier voorgesteld door eenparig ronddraaiende vectoren. De plaatsen waar de eindpunten van de vectoren zich op de verschillende tijdstippen bevinden, zijn door getallen langs de cirkelomtrek aangegeven. Door op de gelijke tijdstippen de invloed van beide spanningen op de elektronenstraal in constructie te brengen, ontstaat er een ellips.

Uit fig. 7.9a kan men zien dat:

$$\sin \varphi = \frac{s}{r} = \frac{2s}{2r} = \frac{A}{B} \quad (7.6c)$$

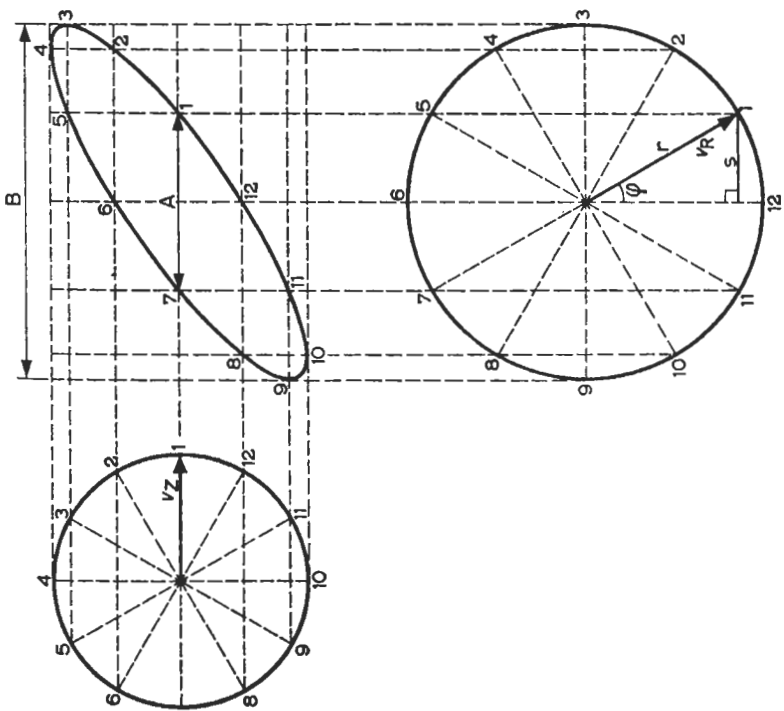


Fig. 7.9a

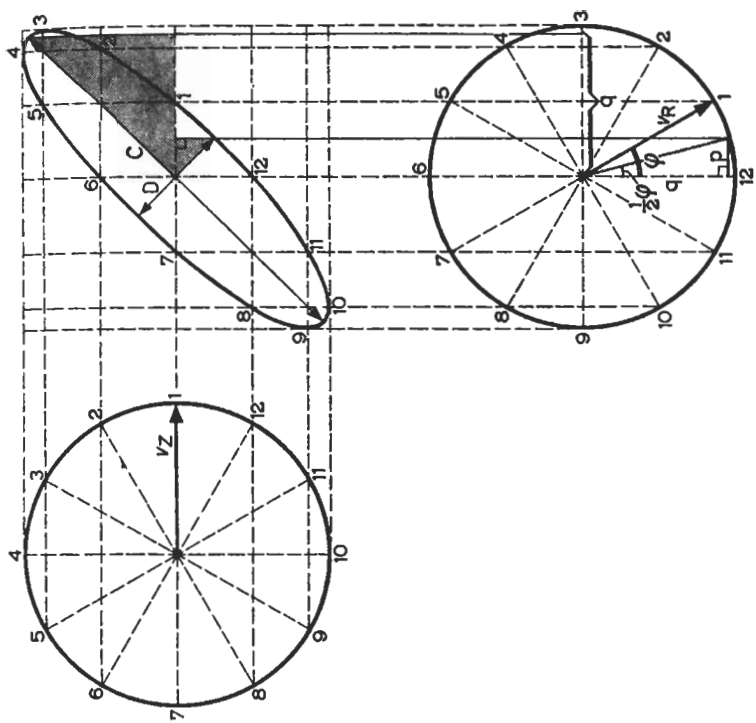


Fig. 7.9b

Uit fig. 7.9b volgt:

$$\operatorname{tg} \frac{1}{2} \varphi = \frac{p}{q} = \frac{p \sqrt{2}}{q \sqrt{2}} = \frac{\frac{1}{2} D}{\frac{1}{2} C} = \frac{D}{C} \quad (7.6d)$$

Opmerking:

Bij de „*tg-methode*” moet de afbuiging in de horizontale richting precies *even groot* zijn als de afbuiging in de verticale richting; dit in tegenstelling tot de „*sin-methode*”, waarbij de verhouding van de horizontale tot de verticale afbuiging *willekeurig* mag zijn.

Toelichting

Bij HF-vermogensmetingen zijn de eerder behandelde meetmethoden onbruikbaar, omdat de hiervoor vereiste stroom-, spannings- en fasemetingen onvoldoende nauwkeurig worden. Men is nu aangewezen op *indirecte* meetmethoden.

Zo kan men het afgegeven vermogen van een HF-oscillator bepalen door dit vermogen toe te voeren aan een gloeilamp, en daarna het gelijkstroomvermogen te meten dat deze lamp dezelfde helderheid geeft.

In de praktijk past men ook methoden toe waarbij het vermogen wordt opgenomen door een element waarvan de weerstandswaarde sterk afhankelijk is van de temperatuur. De weerstandsverandering kan men dan meten met de brug van Wheatstone (zie fig. 7.10). Is deze brug vóór de meting in evenwicht gebracht, dan zal een verandering van de meetweerstand R een meteruitslag tot gevolg hebben. De meter M kan direct in vermogens worden geijkt. Als meetweerstand gebruikt men zogenaamde *barretters* en *thermistors*. Eerstgenoemde hebben een positieve temperatuurcoëfficiënt; bij de thermistors neemt de weerstandswaarde sterk af bij toenemende temperatuur. Voor dit doel gebruikte barretters en thermistors zijn geschikt voor het meten van zeer kleine HF-vermogens (vanaf ca. 1 mW).

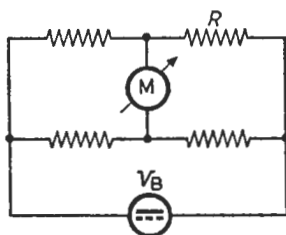


Fig. 7.10

7.4. FREQUENTIES

Het meten van een frequentie komt neer op het bepalen van het *aantal periodes per seconde*.

Een periode is het kleinste zich periodiek herhalende stroom- of spanningsverloop.

De tijdseenheid, *de seconde*, is astronomisch vastgelegd; 1 sterredag = 86164,09 seconde. De frequentie waarmee de aarde ronddraait, is dan 1/86164,09 Hz. De aarde doet aldus dienst als frequentiestandaard. Deze frequentie is echter veel te laag voor direct praktisch gebruik. Daarom heeft men zogenaamde *primaire frequentiestandaards* gemaakt die direct zijn afgeleid van de rotatiefrequentie van de aarde. Met de *secundaire frequentiestandaards* die weer zijn afgeleid van de primaire standaards, worden de in de praktijk gebruikte frequentiemeters geijkt.

Als secundaire frequentiestandaard gebruikt men meestal een zorgvuldig gebouwde kristaloscillator. De frequenties van sommige omroepzenders zijn over het algemeen bijzonder geschikt voor meetdoeleinden. Zo levert de Engelse zender Droitwich een zeer nauwkeurig signaal van 200 kHz.

Door de stations W.W.V. en W.W.V.N. worden continu HF-standaardfrequenties en LF-ijkfrequenties uitgezonden. Hierbij maakt men gebruik van de volgende frequenties: 2,5 - 5 - 10 - 15 - 20 en 25 MHz. De modulatie is 440 Hz of 600 Hz. De nauwkeurigheid is 1 op 10^8 .

Het station M.S.F. zendt op de standaardfrequenties 2,5 - 5 en 10 MHz, en geeft impulsen van 1 seconde afgewisseld met perioden waarop een toon van 1000 Hz wordt uitgezonden.

Het station H.B.N. verzorgt soortgelijke uitzendingen op bepaalde tijden. De gebruikte frequentie is 2,5 of 5 MHz. Men geeft impulsen van 1 seconde afgewisseld met perioden waarop een toon van 500 Hz wordt uitgezonden.

7.4.1. Frequentiemetingen door telling van het aantal perioden per seconde

Voor frequenties lager dan 1 Hz kan men de perioden gemakkelijk zelf tellen terwijl men met een horloge de tijd opneemt.

Voor hogere frequenties is men aangewezen op elektronische telsystemen (zie § 5.1.3-B). Met decimale telbuizen kan worden geteld tot ca. 10^6 perioden per seconde; binaire telsystemen gaan zelfs tot 10^8 Hz. Bij deze hoge frequenties wordt de teltijd ook elektronisch ingesteld.

De nauwkeurigheid van deze methode is afhankelijk van de precisie van de *tijdstelling*.

7.4.2. Frequentiemetingen door vergelijking met een standaardfrequentie

Voor frequenties van ca. 10 Hz tot 1 MHz is de elektronenstraaloscilloscoop het aangewezen apparaat (zie § 5.1.2).

Voor frequenties van ca. 1 MHz tot 300 MHz gebruikt men de interferentiemeter volgens § 5.2.2.

De nauwkeurigheid van deze metingen wordt bepaald door de precisie van de *vergelijkingsfrequentie*.

7.4.3. Frequentiemetingen met gelijke frequentiemeters

Voor het hoorbare frequentiegebied is de brug van Wien (zie § 5.1.1) of de direct aanwijzende frequentiemeter volgens § 5.1.3-A goed bruikbaar.

Voor frequenties van ca. 1 MHz tot 300 MHz wordt de golfmeter aanbevolen (zie § 5.2.1).

De nauwkeurigheid van deze frequentiemeters wordt bepaald door de precisie van de *ijking*.

7.4.4. Frequentiemetingen door bepaling van de golflengte

Deze methode gebruikt men alleen bij zeer hoge frequenties (> 300 MHz). Men meet de afstand tussen twee opeenvolgende minima (of maxima) van een staande golf op een Lechersysteem. Deze afstand is gelijk aan de halve golflengte van het te meten signaal (zie § 5.3).

De nauwkeurigheid van deze methode is afhankelijk van de precisie van de *lengtemeting*.

Toelichting

Om de invloed van de ingangsimpedantie van een frequentiemeter tot het minimum te beperken, moet men de frequentiemeter zo los mogelijk koppelen met het meetcircuit. Dit geldt vooral bij het meten van hoge frequenties; een capacatieve belasting van enkele picofarad kan dan al een flinke verstoring van de bedrijfstoestand veroorzaken.

HET METEN VAN WEERSTANDEN, CAPACITEITEN EN ZELFINDUCTIES

Weerstand, capaciteit en zelfinductie zijn grootheden die de eigenschappen van een schakeling bepalen.

De meest voorkomende waarden van deze grootheden in de praktijk van de elektronentechniek liggen tussen onderstaande uiterste waarden:

Weerstand	10^{-3}	–	10^{12} Ω
Capaciteit	10^{-12}	–	10^{-3} F
Zelfinductie	10^{-7}	–	10^2 H

8.1. WEERSTANDEN

De eenheid van weerstand is als volgt gedefinieerd:

Een geleider heeft een weerstandswaarde van één ohm (Ω) als een spanning van één volt tussen de uiteinden van deze geleider, een stroom van één ampère veroorzaakt.

De meest voor de hand liggende methode om een weerstandswaarde te meten volgt direct uit de gegeven definitie; men meet de spanning over de desbetreffende geleider en ook de resulterende stroom, waarna men de weerstandswaarde berekent uit het quotiënt van beide.

Men gebruikt hiervoor een gelijkspanning of een wisselspanning met een zeer lage frequentie (bijv. 50 Hz). Het meten met gelijkspanning is het nauwkeurigste, omdat de parasitaire capaciteiten en zelfinducties van de geleider en de meetopstelling dan geen meetfouten veroorzaken.

8.1.1. De stroom-spanningsmethode

Meetschakeling (zie de fig. 8.1a en 8.1b)

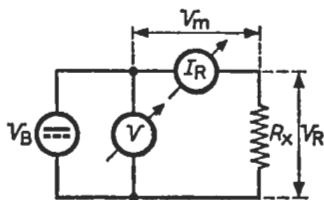


Fig. 8.1a

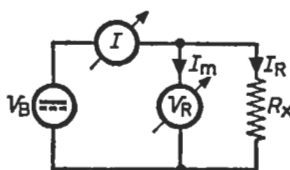


Fig. 8.1b

Meetbeschrijving (zie de fig. 8.1a en 8.1b)

De *te meten* weerstandswaarde is volgens de wet van Ohm:

$$R_x = \frac{V_R}{I_R}. \quad (8.1a)$$

De *gemeten* waarde volgens fig. 8.1a bedraagt:

$$R_x = \frac{V}{I_R} = \frac{V_m + V_R}{I_R}. \quad (8.1b)$$

Hierin is V_m de spanning over de I_R -meter.

De *gemeten* waarde volgens fig. 8.1b bedraagt:

$$R_x = \frac{V_R}{I} = \frac{V_R}{I_m + I_R}. \quad (8.1c)$$

Hierin is I_m de stroom door de V_R -meter.

Uit de formules (8.1a), (8.1b) en (8.1c) volgt dat de gemeten waarde vrijwel gelijk is aan de te meten waarde, indien de spanning over de I_R -meter (fig. 8.1a), resp. de stroom door de V_R -meter (fig. 8.1b) te verwaarlozen is ten opzichte van V_R , resp. I_R . De schakeling volgens fig. 8.1a gebruikt men daarom voor het meten van *hoge R-waarden*; de schakeling volgens fig. 8.1b verdient de voorkeur voor *lage R-waarden*.

Indien de inwendige weerstand van de stroom- en de spanningsmeter bekend zijn, kunnen deze in rekening worden gebracht, waardoor het meetresultaat nauwkeuriger wordt (zie de formules (8.2a) en (8.2b)).

Met de schakeling volgens fig. 8.1a meet men de weerstand:

$$\frac{V}{I_R} = R_m + R_x. \quad (8.2a)$$

Hierin is R_m de inwendige weerstand van de stroommeter.

Met het schema volgens fig. 8.1b is het meetresultaat:

$$\frac{V_R}{I} = \frac{R_m \times R_x}{R_m + R_x} = R_m // R_x. \quad (8.2b)$$

Hierin is R_m de inwendige weerstand van de spanningsmeter.

8.1.2. De substitutiemethode

De nauwkeurigheid van de meting onder § 8.1.1 hangt niet alleen af van de keuze van de meetopstelling, maar ook van de nauwkeurigheid van de toegepaste stroom- en spanningsmeter. Dit laatste bezwaar kan men ondervangen door gebruik te maken van de zogenaamde substitutiemethode.

Meetschakeling (zie de fig. 8.2a en 8.2b)

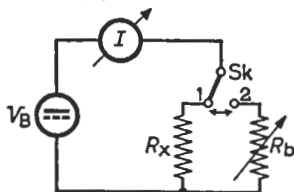


Fig. 8.2a

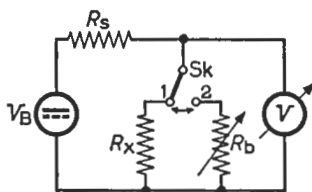


Fig. 8.2b

Meetbeschrijving (zie de fig. 8.2a en 8.2b)

Met de schakelaar Sk in stand 1 noteert men de uitslag van de I -meter (fig. 8.2a) of die van de V -meter (fig. 8.2b).

Met Sk in stand 2 regelt men de variabele weerstand R_b tot de I -meter resp. de V -meter dezelfde uitslag geeft als met Sk in stand 1.

De te meten weerstand R_x is nu gelijk aan de waarde van de geijkte weerstand R_b .

De meting volgens fig. 8.2a is het nauwkeurigst indien de inwendige weerstand van de stroommeter te verwaarlozen klein is ten opzichte van R_x . Deze methode gebruikt men daarom voor het meten van *hoge* R -waarden. Voor deze meetopstelling is een *spanningsbron*¹⁾ nodig, hetgeen bij het meten van hoge R -waarden eenvoudig te verwezenlijken is.

Voor nauwkeurige metingen met de meetopstelling volgens fig. 8.2b moet de inwendige weerstand van de spanningsmeter zeer groot zijn ten opzichte van R_x . Dit schema is daarom aan te bevelen voor het meten van *lage* R -waarden. Met behulp van de weerstand R_s maakt men een passende *stroombron*²⁾, hetgeen eenvoudig te verwezenlijken is bij het meten van lage R -waarden.

De beschreven metingen kan men uitvoeren met een ongeijkte stroom- of spanningsmeter. De meetnauwkeurigheid hangt in principe alleen af van de precisie van de geijkte weerstand R_b . Er zijn variabele weerstanden in de handel, waarvan de aangegeven waarden binnen 1 0/100 nauwkeurig zijn.

8.1.3. De brugmethode

Ofschoon de nauwkeurigheid van de metingen volgens de fig. 8.2a en 8.2b niet wordt beïnvloed door de ijkfouten van de toegepaste meters, kunnen er toch meetfouten ontstaan door voedingsspanningsvariaties tijdens het meten.

1) Een spanningsbron is een energiebron met een inwendige impedantie die *zeer klein* is ten opzichte van de belastingsimpedantie. Een spanningsbron levert dus een klemspanning die nagenoeg onafhankelijk is van eventuele belastingsvariaties.

2) Een stroombron is een energiebron met een inwendige impedantie die *zeer groot* is ten opzichte van de belastingsimpedantie. Een stroombron levert dus een uitgangsstroom die nagenoeg onafhankelijk is van eventuele belastingsvariaties.

Bovendien moet men twee keer een mogelijke afleesfout in rekening brengen. Deze bezwaren vermijdt men bij het toepassen van brugschakelingen.

Meetschakeling (zie fig. 8.3)

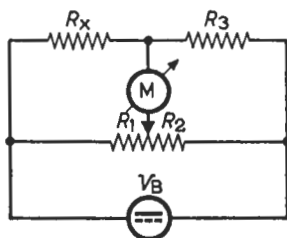


Fig. 8.3

Meetbeschrijving (zie fig. 8.3)

De te meten weerstand R_x is opgenomen in een zogenaamde brug van Wheatstone. Men regelt de potentiometer R_1 - R_2 totdat de indicator M stroomloos is. Dan geldt:

$$R_x = \frac{R_1}{R_2} R_3. \quad (8.3)$$

De waarde van de „vaste” weerstand R_3 kiest men in de orde van grootte van R_x , waardoor een scherp begrensd brugevenwicht ontstaat.

Uit de formule (8.3) blijkt dat de meetnauwkeurigheid alleen wordt bepaald door de precisie van de brugelementen. De meter M dient als nulindicator en behoeft dus niet geijkt te zijn. Eventuele voedingsspanningsvariaties hebben evenmin invloed op het meetresultaat.

Bij het meten van zeer lage weerstandswaarden ($< 1 \Omega$) treden meetfouten op ten gevolge van de weerstand van de verbindingsdraden en de overgangsweerstand van de aansluitpunten. Bij hoge weerstandswaarden ($> 100 M\Omega$) is de stroom door de indicator gering, waardoor men het minimum moeilijk kan bepalen (voor verdere bijzonderheden zie hoofdstuk 4).

Toelichting

Voor het meten van de inwendige weerstand van een gelijkspanningsmeter resp. een gelijkstroommeter verdienen de meetschakelingen volgens fig. 8.4a resp. 8.4b aanbeveling. In deze meetschakelingen dient het *meetobject als enige aanwijsinstrument*.

Met Sk_1 dicht en Sk_2 open, noteert men de uitslag van de V -meter ($\rightarrow V_1$) resp. die van de I -meter ($\rightarrow I_1$).

Met Sk_1 open en Sk_2 dicht, regelt men de variabele weerstand R_b tot de uitslag van de V -meter (resp. de I -meter) gelijk is aan $\frac{1}{2} V_1$ (resp. $\frac{1}{2} I_1$). Deze R_b -waarde is nu gelijk aan de te meten weerstand R_v (resp. R_1).

In de meetopstelling volgens fig. 8.4a moet de batterijspanning V_B constant blijven bij omschakeling van Sk_1 ; de inwendige weerstand van V_B dient dus

laag te zijn ten opzichte van R_V . In fig. 8.4b moet de voedingsstroom I steeds constant blijven; de weerstand R_s dient dus hoog te zijn ten opzichte van R_I . Vanzelfsprekend behoren de V - en de I -meter van een geijkte afleesschaal te zijn voorzien.

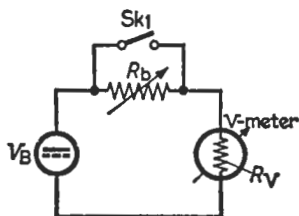


Fig. 8.4a

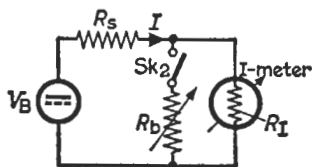


Fig. 8.4b

8.2. CAPACITEITEN EN ZELFINDUCTIES

De eenheid van capaciteit en de eenheid van zelfinductie zijn als volgt gedefinieerd:

Een condensator heeft de capaciteit van één farad (F), als een constante stroom van één ampère een spanningsverandering van één volt per seconde tussen de uiteinden van de desbetreffende condensator veroorzaakt.

Een spoel heeft de zelfinductie van één henry (H), als een constante spanning van één volt tussen de uiteinden van deze spoel, een stroomverandering van één ampère per seconde veroorzaakt.

Het meten van capaciteiten en zelfinducties met behulp van gelijkstroom resp. gelijkspanning levert praktische bezwaren op. In de eerste plaats is het niet eenvoudig de aan de condensator toe te voeren stroom of de aan de spoel toe te voeren spanning gedurende langere tijd constant te houden. Bovendien zijn de resulterende spanningsveranderingen (bij gangbare C -waarden) resp. stroomveranderingen (bij gangbare L -waarden) abnormaal groot, of de te meten tijden zeer klein. Daarom worden capaciteiten en zelfinducties in de praktijk vrijwel steeds met behulp van sinusvormige stromen of spanningen gemeten.

8.2.1. Grote capaciteiten en zelfinducties

Voor het bepalen van grote capaciteiten en zelfinducties meet men de *impedantie* van de desbetreffende condensator of spoel. Het meten van deze impedanties gebeurt bij dusdanige lage frequenties dat de invloed van de parasitaire zelfinductie van de te meten condensator of de eigencapaciteit van de spoel en de verliesweerstand kunnen worden verwaarloosd.

Voor een condensator geldt dan:

$$Z = \frac{1}{\omega C} \rightarrow C = \frac{1}{2\pi f} \frac{1}{Z}. \quad (8.4a)$$

Voor een spoel geldt:

$$Z = \omega L \rightarrow L = \frac{1}{2\pi f} Z. \quad (8.4b)$$

Uit de formules (8.4a) en (8.4b) volgt dat men de capaciteit C resp. zelfinductie L kan berekenen, als de impedantie Z en de frequentie f bekend zijn.

Het bepalen van de impedantie Z geschiedt met de meetschakelingen volgens de fig. 8.1 t/m 8.3. De gelijkspanningen zijn hierbij vervangen door wisselspanningen met een geschikte frequentie; de toegepaste meters moeten nu wisselstromen of wisselspanningen aanwijzen; in plaats van de weerstand R_x schakelt men de te meten impedantie Z_x .

Bij gebruik van de *stroom-spanningsmethode* kiest men de meetopstelling volgens fig. 8.1a voor het meten van *hoge* Z -waarden, en die volgens fig. 8.1b voor *lage* impedanties.

Bij de *substitutiemethode* volgens fig. 8.2a is het beslist noodzakelijk dat de inwendige weerstand van de spanningsbron plus stroommeter zeer klein is ten opzichte van de te meten impedantie; gebruik deze methode dus bij het bepalen van *hoge* Z -waarden. In de meetschakeling volgens fig. 8.2b moet de inwendige weerstand van de stroombron en die van de spanningsmeter zeer groot zijn ten opzichte van de te meten impedantie; dit is gemakkelijk te verwezenlijken bij het meten van *lage* Z -waarden.

Bij gebruik van de *brugschakeling* volgens fig. 8.3 vervangt men de weerstand R_3 door een impedantie Z die gelijksoortig is aan de te meten impedantie Z_x . Bij het meten van een capaciteit behoort deze brugtak dus een condensator te bevatten; bij het meten van een zelfinductie moet de desbetreffende brugtak uit een spoel bestaan (zie de fig. 8.5a en 8.5b).

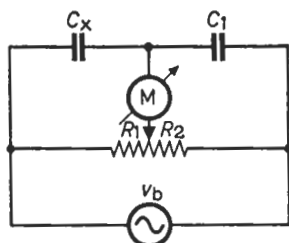


Fig. 8.5a

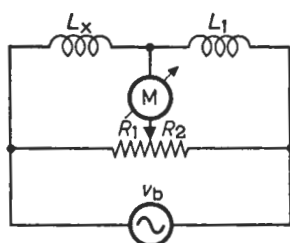


Fig. 8.5b

De te meten C_x en L_x volgen uit de formules (8.5a) resp. (8.5b).

$$C_x = \frac{R_2}{R_1} C_1, \quad (8.5a)$$

$$L_x = \frac{R_1}{R_2} L_1. \quad (8.5b)$$

Toelichting

- a. Bij het meten van de capaciteit van een *elektrolytische condensator* moet men behalve een wisselspanning een zodanige *gelijkspanning* aanleggen dat de „pluspool” van deze condensator steeds positief blijft ten opzichte van de „minpool” (denk aan de poolgevoeligheid van een elektrolytische condensator!). De meetopstelling wordt dan volgens fig. 8.6a. Hierbij valt op te merken dat de gelijkspanning V_B niet hoger mag zijn dan de voorgeschreven bedrijfsspanning van de condensator. Verder moet $v_b < V_B$.
- b. De zelfinductie van een *spoel met ijzerkern* is afhankelijk van de gelijkstroom die door de spoel vloeit (denk aan de B-H-kromme!). Bij het meten van een dergelijke zelfinductie moet men dus een *voormagnetisatiestroom* toevoeren die gelijk is aan de stroom die bij normaal gebruik door de spoel vloeit. Zie hiervoor de meetschakeling volgens fig. 8.6b.

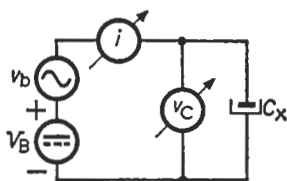


Fig. 8.6a

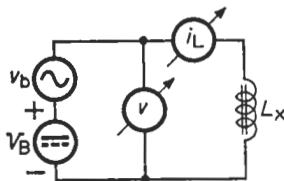


Fig. 8.6b

8.2.2. Kleine capaciteiten en zelfinducties

Het bepalen van kleine capaciteiten en zelfinducties door middel van impedantiemetingen (zie § 8.2.1), stuit op praktische moeilijkheden. Meet men namelijk bij *lage* frequenties, dan zijn de te meten impedanties abnormaal groot (bij kleine capaciteiten), of abnormaal klein (bij kleine zelfinducties). Meet men impedanties bij *hoge* frequenties, dan spelen de parasitaire elementen en de verliezen van de meetschakeling t.o.v. die van het meetobject een niet te verwaarlozen rol.

Voor het meten van kleine capaciteiten en zelfinducties maakt men dikwijls gebruik van *resonantiekringen*. Men neemt de te meten condensator of spoel op in een resonantiekring. De resonantiefrequentie f_0 hiervan wordt praktisch alleen bepaald door de capacitieve en de inductieve delen van de kringelementen (zie formule (8.6)).

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC}} \quad (8.6)$$

In formule (8.6) en ook bij de verdere behandeling van deze paragraaf wordt verondersteld dat *de verliezen van de te meten condensatoren of spoelen geen invloed hebben op de resonantiefrequentie van de kring*. Alleen bij kwalitatief zeer slechte condensatoren of spoelen is deze veronderstelling niet veroorloofd.

A. DOOR SUBSTITUTIE IN EEN PASSIEVE RESONANTIEKRING

a. KLEINE CAPACITEITEN

Meetschakeling (zie fig. 8.7)

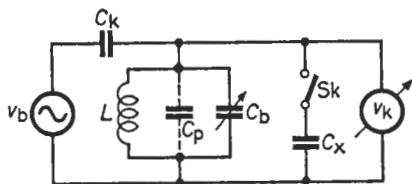


Fig. 8.7

Meetbeschrijving (zie fig. 8.7)

De resonantiekring, bestaande uit de zelfinductie L , de geijkte variabele condensator C_b en de parasitaire capaciteit C_p , is via C_k los gekoppeld met de meetoscillator v_b , die afgestemd is op de frequentie f_b .

Zet de schakelaar S_k open, en regel C_b tot de kring (L , C_p , C_b) afgestemd is op f_b . Dit kan men constateren aan de dan maximale uitslag van de v_k -meter. Men noteert de waarde van C_b ($\rightarrow C_{b1}$).

Sluit vervolgens S_k . Nu maakt de te meten capaciteit C_x deel uit van de resonantiekring. Men moet de variabele condensator C_b terugregelen om weer een maximale uitslag van de v_k -meter te verkrijgen. Noteer ook deze waarde van C_b ($\rightarrow C_{b2}$).

De te meten capaciteit C_x is nu te berekenen uit:

$$C_x = C_{b1} - C_{b2}. \quad (8.7)$$

De parasitaire capaciteit C_p , bestaande uit de eigencapaciteit van de kringspoel vermeerderd met de capaciteiten van de meetschakeling en de v_k -meter, heeft geen invloed op het meetresultaat, omdat deze capaciteit, ongeacht de stand van S_k , steeds aanwezig is.

Bij deze meting is de ijking van de v_k -meter en de frequentie van de meetoscillator voor de meetnauwkeurigheid niet van belang. De condensator C_b behoeft slechts geijkte te zijn op verschil in capaciteitswaarde (vergelijk formule (8.7)). Er kunnen echter wel meetfouten ontstaan, omdat de juiste afstemming bij deze methode niet scherp is begrensd (zie fig. 8.8).

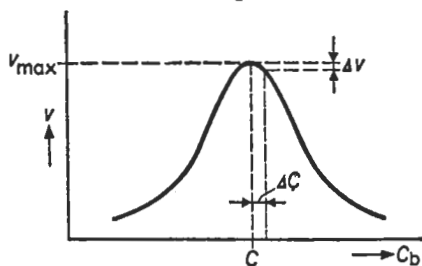


Fig. 8.8

In de buurt van de afstemming geldt namelijk:

$$\frac{\Delta v}{v_{\max}} = \frac{1}{2} \left(\frac{\Delta C}{C} Q \right)^2. \quad (8.8)$$

Uit deze formule volgt in de eerste plaats dat een kleine capaciteitsvariatie ΔC minder kringspanningsvariatie Δv veroorzaakt naarmate men de afstemming *dichter* benadert.

Uit formule 8.8 valt verder op te merken dat de afstemkromme scherper is naarmate de kwaliteit (Q) van de schakeling *hoger* is. Een hoge Q kan men bereiken door de resonantiekring los te koppelen met de meetoscillator en de kringverliezen laag te houden. Daarom is het wenselijk een voltmeter te gebruiken die weinig demping op de kring uitoefent. Indien de toegepaste meter gevoelig genoeg is, verdient het zelfs aanbeveling om deze meter los met de kring te koppelen. Hierdoor vermindert de invloed van de meterverliezen, terwijl de absolute spanningswaarde bij deze meting toch niet van belang is.

b. KLEINE ZELFINDUCTIES

Meetschakeling (zie fig. 8.9)

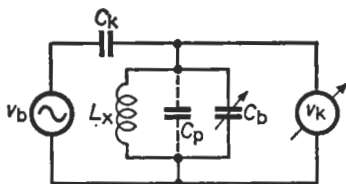


Fig. 8.9

Meetbeschrijving (zie fig. 8.9)

De resonantiekring, bestaande uit de te meten zelfinductie L_x , de geijkte variabele condensator C_b en de parasitaire capaciteit C_p , is via C_k los gekoppeld met de meetoscillator v_b .

De meetoscillator wordt afgestemd op de frequentie f_{b1} . Men regelt C_b tot de v_k -meter een maximale uitslag geeft, en noteert de bijbehorende waarde van C_b ($\rightarrow C_{b1}$). Nu geldt:

$$4 \pi^2 f_{b1}^2 L_x (C_p + C_{b1}) = 1. \quad (8.9a)$$

Vervolgens stelt men de meetoscillator in op f_{b2} . Is C_{b2} de waarde van C_b bij deze afstemming, dan geldt nu:

$$4 \pi^2 f_{b2}^2 L_x (C_p + C_{b2}) = 1. \quad (8.9b)$$

De zelfinductie van de te meten spoel verkrijgt men door L_x uit de formules (8.9a) en (8.9b) op te lossen.

$$L_x = \frac{1}{4 \pi^2 (C_{b2} - C_{b1})} \left(\frac{1}{f_{b2}^2} - \frac{1}{f_{b1}^2} \right). \quad (8.9c)$$

Uit formule (8.9c) blijkt dat de parasitaire capaciteit C_p , bestaande uit de eigencapaciteit van de te meten spoel vermeerderd met de capaciteiten van de meetschakeling en die van de v_k -meter, geen invloed heeft op het meetresultaat.

Bij deze meting behoeft de condensator C_b slechts geijkt te zijn op verschil in capaciteitswaarde (vergelijk formule (8.9c)). De frequenties f_{b1} en f_{b2} moeten echter nauwkeurig bekend zijn. Dit bezwaar kan men goeddeels ondervangen door de meetoscillator gedurende de gehele meting op f_{b1} te laten staan, en bij de tweede instelling bijv. op de tweede harmonische af te stemmen. Nu is $f_{b2} = 2f_{b1}$, zodat slechts de precisie van f_{b1} van belang is.

Ook deze meting zal nauwkeuriger zijn naarmate de afstemkromme scherper is (zie onder punt a).

Toelichting

De nauwkeurigheid van de hiervoor behandelde metingen hangt voor een groot deel af van de mogelijkheid de resonantiekring juist af te stemmen. Zoals uit fig. 8.8 blijkt geeft het afstemmen moeilijkheden omdat een kleine capaciteitsvariatie in de buurt van de juiste afstemming nauwelijks enige kringspanningsvariatie veroorzaakt. Een betere afstemmethode verkrijgt men als volgt:

Zijn C_b' en C_b'' de waarden van de afstemcondensator C_b waarbij de kringspanning tot op een bepaald bedrag is gedaald, dan is de juiste C_b -waarde bij afstemming:

$$C_b = \frac{C_b' + C_b''}{2}. \quad (8.10)$$

Deze meting zal nauwkeuriger zijn naarmate de flanken van de afstemkromme steiler zijn, dus naarmate de Q -factor van het meetcircuit hoger is ¹⁾.

B. DOOR SUBSTITUTIE IN EEN ACTIEVE RESONANTIEKRING

a. KLEINE CAPACITEITEN

Meetschakeling (zie fig. 8.10)

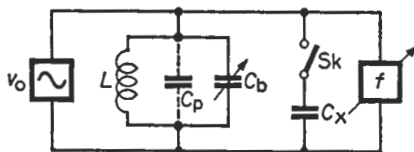


Fig. 8.10

¹⁾ Het steilste gedeelte van de resonantiekromme van een parallelkring ligt bij ca. 0,8 van het maximum.

Meetbeschrijving (zie fig. 8.10)

De zelfinductie L , de parasitaire capaciteit C_p en de geijkte variabele condensator C_b , vormen samen de LC-kring van de oscillator ν_o .

Zet schakelaar Sk open, en stel met C_b de oscillator in op een bepaalde frequentie; deze frequentie wordt met de frequentiemeter f gemeten. Noteer de waarde van C_b ($\rightarrow C_{b1}$).

Sluit vervolgens Sk . Nu is de te meten capaciteit C_x opgenomen in de LC-kring van de oscillator. Men moet de variabele condensator C_b terugregelen om dezelfde oscilleerfrequentie te verkrijgen. Noteer ook deze waarde van C_b ($\rightarrow C_{b2}$).

De te meten capaciteit C_x kan men nu berekenen uit:

$$C_x = C_{b1} - C_{b2}. \quad (8.11)$$

Deze meetmethode is nauwkeuriger dan die onder punt A, omdat een bepaalde kleine capaciteitsvariatie ΔC in de nabijheid van de resonantiefrequentie steeds *een zelfde frequentievariatie* Δf veroorzaakt (zie fig. 8.11 en formule (8.12) in vergelijking met fig. 8.8, resp. formule (8.8)).

$$\frac{\Delta f}{f_o} = \frac{1}{2} \frac{\Delta C}{C}. \quad (8.12)$$

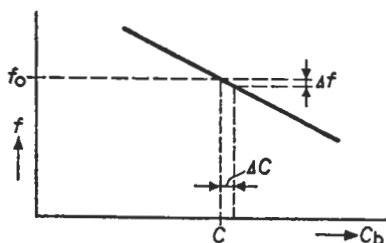


Fig. 8.11

Uit formule (8.12) blijkt dat de Q -factor van de LC-kring geen invloed heeft op de afstemnauwkeurigheid; dit in tegenstelling tot methode A.

Ook bij deze meting moet het verschil van twee capaciteiten nauwkeurig bekend zijn (vergelijk formule (8.11)); de frequentiemeter f dient alleen als frequentie-indicator en behoeft dus niet geijkt te zijn.

Een gevoelige en nauwkeurige frequentie-indicatie verkrijgt men bijvoorbeeld met een radio-ontvanger. Men regelt de variabele condensator C_b tot de oscillator, met de omroepzender waarop de ontvanger is afgestemd, een nulinterferentie ervaart (zie § 5.2.2). De luidspreker en/of de afstemindicator van de ontvanger fungeren hierbij als nulindicator. Aangezien de draaggolf frequenties van de omroepzenders over het algemeen goed stabiel zijn, is deze frequentie-indicatie zeer nauwkeurig.

Men kan vanzelfsprekend ook een golfmeter of een ander soort frequentiemeter toepassen (zie hoofdstuk 5).

Opmerkingen bij de meetschakelingen 8.7 en 8.10

Bij het meten van zeer kleine capaciteiten moet men *de verbindingen naar de meetschakeling zo kort mogelijk houden* om extra parasitaire capaciteit te vermijden. Men kan voor Sk dan geen gewone schakelaar toepassen.

b. KLEINE ZELFINDUCTIES

Meetschakeling (zie fig. 8.12)

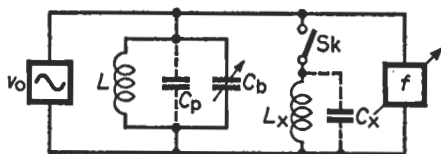


Fig. 8.12

Meetbeschrijving (zie fig. 8.12)

De resonantiekring van de oscillator v_0 bestaat uit de zelfinductie L , de parasitaire capaciteit C_p en de geijkte variabele condensator C_b .

Zet schakelaar Sk open, en regel met behulp van C_b de oscilleerfrequentie op f_{o1} ; deze frequentie wordt met de frequentiemeter f gemeten. Noteer de waarde van C_b ($\rightarrow C_{b1}$).

Sluit daarna Sk. De te meten zelfinductie L_x met de onvermijdelijke eigen-capaciteit C_x maken nu deel uit van de trillingskring van de oscillator. Men moet de variabele condensator C_b opnieuw instellen om weer de oscilleerfrequentie f_{o1} te verkrijgen. Noteer ook deze waarde van C_b ($\rightarrow C_{b2}$). Stellen wij $C_{b2} - C_{b1} = \Delta C_{b1}$, dan geldt:

$$4 \pi^2 f_{o1}^2 L_x (\Delta C_{b1} + C_x) = 1. \quad (8.13a)$$

Teneinde de invloed van de eigen-capaciteit C_x te elimineren, wordt de beschreven werkwijze nog eens herhaald bij een oscilleerfrequentie f_{o2} . Zijn nu C_{b3} en C_{b4} de waarden van C_b bij Sk open resp. dicht, en stelt men $C_{b4} - C_{b3} = \Delta C_{b2}$, dan geldt:

$$4 \pi^2 f_{o2}^2 L_x (\Delta C_{b2} + C_x) = 1. \quad (8.13b)$$

De zelfinductie (en eventueel de eigen-capaciteit) van de te meten spoel verkrijgt men door oplossing van L_x (resp. C_x) uit de formules (8.13a) en (8.13b).

$$L_x = \frac{1}{4 \pi^2 (\Delta C_{b2} - \Delta C_{b1})} \left(\frac{1}{f_{o2}^2} - \frac{1}{f_{o1}^2} \right) \quad (8.13c)$$

Bij deze methode moet niet alleen het verschil van een aantal capaciteitswaarden nauwkeurig bekend zijn (vergelijk de formules (8.13a) en (8.13b)), maar moeten ook twee nauwkeurige frequentiemetingen worden verricht. Dit laatste kan men ondervangen door $f_{o2} = \frac{1}{2} f_{o1}$ te kiezen. Dit bereikt men door

bij de tweede instelling *de tweede harmonische* van de oscillator te meten, zodat slechts één frequentiemeting (f_{01}) nodig is.

Opmerking bij de meetschakelingen 8.9 en 8.12

Bij het meten van zeer kleine zelfinducties moet men *de verbindingen naar de meetschakeling zo kort mogelijk houden* om extra parasitaire zelfinductie te vermijden.

Toelichting

De wederzijdse inductie M van twee gekoppelde spoelen kan men als volgt bepalen (zie fig. 8.13).

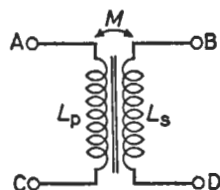


Fig. 8.13

Men meet de zelfinductie tussen de punten A en B, terwijl de punten C en D onderling verbonden zijn. Het resultaat is:

$$L_1 = L_p + L_s \pm 2M. \quad (8.14a)$$

Daarna meet men de zelfinductie tussen de punten A en D, terwijl B en C onderling verbonden zijn. Het resultaat is nu:

$$L_2 = L_p + L_s \mp 2M. \quad (8.14b)$$

De te meten wederzijdse inductie kan men nu berekenen uit:

$$M = \pm \left(\frac{L_1 - L_2}{4} \right). \quad (8.14c)$$

METINGEN AAN PASSIEVE NETWERKEN

Onder passieve netwerken verstaan wij *schakelingen waarin geen stroom- en/of spanningsbronnen werkzaam zijn.*

Deze netwerken kunnen dus geen energie leveren. Ze zijn samengesteld uit weerstanden, capaciteiten en zelfinducties; de waarden van deze grootheden bepalen de eigenschappen van de desbetreffende schakelingen.

Bij lage frequenties kan men de genoemde grootheden meestal wel afzonderlijk meten; bij zeer hoge frequenties is dit niet meer mogelijk, men meet dan hun gezamenlijke eigenschappen. Zo kan men bijvoorbeeld van een LF-spoel de zelfinductie en de verliesweerstand gemakkelijk apart meten; bij HF-kabels daarentegen meet men onder anderen de karakteristieke impedantie, een grootheid die wordt bepaald door het gezamenlijke effect van weerstand, capaciteit en zelfinductie. Vaak is het ook niet belangrijk om de waarde van de grootheden afzonderlijk te kennen; zo zal in bepaalde gevallen de resonantiefrequentie en de kwaliteitsfactor van een LC-resonantiekering van groter belang zijn dan de eigenschappen van de spoel en de condensator apart.

Het aantal uiteenlopende passieve netwerken is vanzelfsprekend vrijwel onbeperkt, zodat we hieruit een keuze hebben moeten maken.

De belangrijkste netwerken zijn: *de gelijkstroomgeleider, de condensator, en de spoel.* Dit zijn immers de bouwelementen waaruit de meeste schakelingen zijn samengesteld.

Verder worden in dit hoofdstuk bij wijze van voorbeeld enige metingen aan *resonantiekeringen, transformatoren en transmissieleidingen* behandeld.

9.1. GELIJKSTROOMGELEIDERS

De belangrijkste eigenschappen van een gelijkstroomgeleider worden vastgelegd door *de gelijkstroom- gelijkspannings-karakteristiek.*

Meetschakeling (zie fig. 9.1)

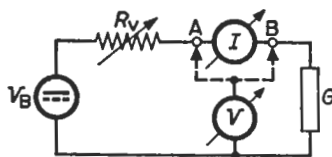


Fig. 9.1

Meetbeschrijving (zie fig. 9.1)

De te meten geleider G is aangesloten op een gelijkspanningsbron V_B . Met de variabele weerstand R_v stelt men de gewenste stroomwaarden in; deze worden afgelezen op de I -meter. Tevens noteert men de bijbehorende spanningswaarden over de geleider; deze worden afgelezen op de V -meter. De verkregen meetresultaten zet men uit in een karakteristiek (zie de fig. 9.2 t/m 9.5).

Beide meters kunnen gewone draaispoelmeters zijn als de waarden van de te meten stromen en spanningen niet te laag zijn. De V -meter dient men op punt A aan te sluiten indien de *gelijkstroomweerstand* van de geleider groot is ten opzichte van de inwendige weerstand van de I -meter; men sluit de V -meter aan op punt B indien de *gelijkstroomweerstand* van de geleider klein is ten opzichte van de inwendige weerstand van de V -meter (vergelijk § 8.1.1).

Verder wordt opgemerkt dat het product $I \times V$ het maximaal toelaatbare vermogen in de geleider niet mag overschrijden.

De hierna te bespreken geleiders worden alle met de meetschakeling volgens fig. 9.1 gemeten.

9.1.1. Lineaire geleiders

Dit zijn geleiders waarvan de stroom-spanningskarakteristiek een *lineair* verloop heeft (zie fig. 9.2). Uit deze karakteristiek volgt dat de weerstandswaarde van deze geleider constant is, en gelijk aan:

$$R = \cotg \alpha = \frac{V}{I}. \quad (9.1)$$

Voorbeelden van dit soort geleiders zijn kool- en draadweerstand met een lage temperatuurcoëfficiënt.

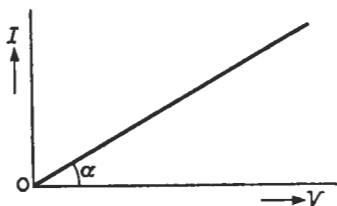


Fig. 9.2

9.1.2. Niet-lineaire geleiders

Dit zijn geleiders waarvan de stroom-spanningskarakteristiek *niet lineair* verloopt.

A. STROOMSTABILISERENDE GELEIDERS

Een voorbeeld hiervan is een draadweerstand met een grote positieve temperatuurcoëfficiënt (een zgn. P.T.C.-weerstand). Het mogelijke meetresultaat

vindt men in fig. 9.3. Uit deze karakteristiek blijkt dat in een bepaald gebied *de stroom door de geleider nagenoeg onafhankelijk is van de aangelegde spanning*. Van deze eigenschap maakt men gebruik om bijvoorbeeld de stroom in een circuit constant te houden. Uit fig. 9.3 zien wij verder dat in het stroomstabiliserende gebied de gelijkstroomweerstand (R) *klein* is ten opzichte van de wisselstroomweerstand (r).

$$R = \cotg \alpha = \frac{V_1}{I_1} < r = \cotg \beta = \frac{\Delta V_1}{\Delta I_1} \quad (9.2)$$

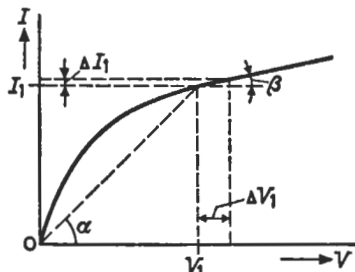


Fig. 9.3

B. SPANNINGSSTABILISERENDE GELEIDERS

Voorbeelden hiervan zijn de zogenaamde thermistors (weerstand met een grote negatieve temperatuurcoëfficiënt, ook wel N.T.C.-weerstand genoemd) en varistors (van de spanning afhankelijke weerstanden, ook wel V.D.R.-weerstand genoemd). Fig. 9.4 geeft bij wijze van voorbeeld het meetresultaat aan een varistor. Uit deze karakteristiek blijkt dat in een bepaald gebied *de spanning over deze geleider praktisch constant blijft, onafhankelijk van de stroom die erdoor vloeit*. Van deze eigenschap maakt men gebruik om de spanning op een circuit constant te houden. Uit fig. 9.4 volgt verder dat in het spanningsstabiliserende gebied de gelijkstroomweerstand (R) *groot* is ten opzichte van de wisselstroomweerstand (r).

$$R = \tg \alpha = \frac{V_1}{I_1} > r = \tg \beta = \frac{\Delta V_1}{\Delta I_1} \quad (9.3)$$

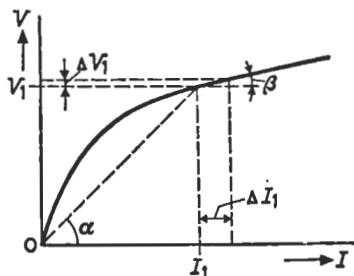


Fig. 9.4

C. GELEIDERS MET AFWISSELENDYKARAKTER

Voorbeelden hiervan zijn gasdiodes, vacuümdiodes en kristaldiodes. Fig. 9.5 geeft bij wijze van voorbeeld het resultaat van een meting aan een kristal-diode. Uit deze karakteristiek komen de belangrijkste eigenschappen van de desbetreffende diode duidelijk tot uiting. Het doorlaatgebied (I) is *goed geleidend*, terwijl het spergebied (II) *slecht geleidend* is; deze eigenschappen maken de kristal-diode zeer geschikt voor gebruik als gelijkricht- of als schakelele-ment. In het zogenaamde zenergebied (III) heeft de diode een *spanningssta-biliserende* werking en van deze eigenschap wordt dan ook gebruik gemaakt. De sperstroom I_0 blijkt sterk afhankelijk te zijn van de toegevoerde energie, bijvoorbeeld in de vorm van licht; zo wordt de kristal-diode ook wel als foto-elektrisch element gebruikt.

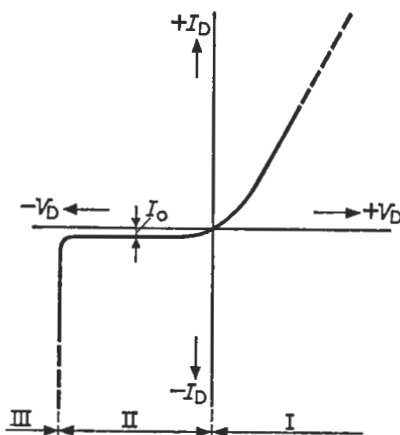


Fig. 9.5

Toelichting

De gestippelde lijnen in fig. 9.5 dienen om erop te wijzen dat boven de desbetreffende stroom- en spanningswaarde de kristal-diode overbelast wordt. Wil men de karakteristiek in dit gebied toch bepalen, dan dient men de meting met gelijkspanningsimpulsen uit te voeren, zodat de diode niet continu wordt belast.

Gebruikt men voor V_B (zie fig. 9.1) een gelijkspanningsbron die gedurende de *halve tijd* wordt onderbroken (bijv. 50 maal per seconde), dan mag het produkt $V \times I$ *tweemaal* zo hoog zijn als het maximum toelaatbare vermogen bij onafgebroken belasting. De uitslag van de V - en de I -meter moet men nu met *twee* vermenigvuldigen, waarna men deze gegevens in de karakteristiek uitzet.

9.2. CONDENSATOREN

Een *praktische* condensator voor wisselspanningsgebruik kan men voorstellen

door een schakeling van een ideale condensator (C) met een weerstand (r_s) in serie (zie fig. 9.6a) of met een weerstand (r_p) parallel (zie fig. 9.6c). De weerstanden r_s en r_p vertegenwoordigen het energie-opnemende deel van de condensator; deze verliezen worden hoofdzakelijk veroorzaakt door de polarisatie van het dielektricum. Van een gegeven condensator nemen de verliezen toe met de frequentie van de toegevoerde stroom of de aangelegde spanning.

De hoek δ in de fig. 9.6b en 9.6d noemt men de *verlieshoek*; de kwaliteit van de condensator drukt men uit in de tangens van deze hoek. Een goede condensator heeft dus een kleine $\text{tg } \delta$

$$\text{tg } \delta = \omega C r_s = \frac{1}{\omega C r_p}. \quad (9.4)$$

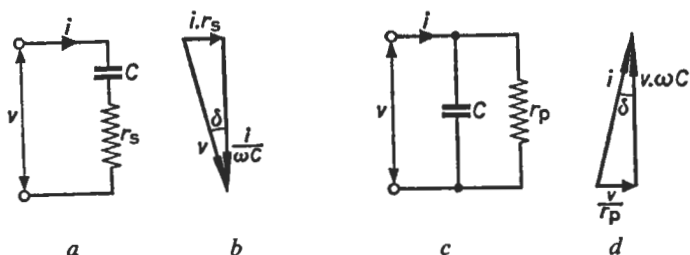


Fig. 9.6

Voor het bepalen van de $\text{tg } \delta$ dient men bij een gegeven frequentie het capacitieve- en het ohmse deel van de desbetreffende condensator te meten.

Hierna volgens enige meetmethoden.

9.2.1. Grote condensatoren

Grote condensatoren gebruik men meestal bij *lage frequenties*; men dient ze daarom ook bij zulke frequenties te meten.

A. DE DRIE-SPANNINGENMETHODE

Meetschakeling (zie fig. 9.7a)

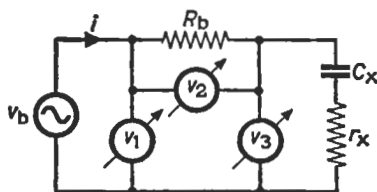


Fig. 9.7a

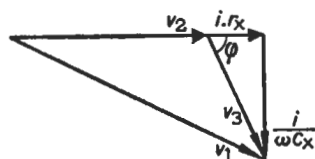


Fig. 9.7b

Meetbeschrijving (zie de fig. 9.7a en 9.7b)

De te meten condensator, bestaande uit het capacitieve deel C_x en de verliesweerstand r_x , wordt, in serie met de bekende weerstand R_b , op de spanningsbron v_b aangesloten. Men meet de spanningen v_1 , v_2 en v_3 en stelt deze samen tot een vectordiagram volgens fig. 9.7b. Met behulp van de goniometrie kan men nu de hoek φ berekenen, waardoor $i \times r_x$ en $i/\omega C_x$ eveneens bepaald zijn. De stroom i is gelijk aan v_2/R_b , zodat het eindresultaat wordt:

$$\frac{1}{\omega C_x} = R_b \frac{v_3}{v_2} \sin \varphi \quad (9.5a)$$

$$r_x = R_b \frac{v_3}{v_2} \cos \varphi \quad (9.5b)$$

In plaats van met deze berekeningen, kan men de onbekende grootheden ook *grafisch* uit de opgemeten spanningsdriehoek afleiden.

De nauwkeurigheid van deze meting hangt in de eerste plaats af van de precisie waarmee men de drie spanningen (v_1 , v_2 en v_3) meet. Hierbij is het onder meer van belang dat de inwendige weerstand van de toegepaste voltmeters voldoende hoog is ten opzichte van de impedantie tussen de meetpunten (zie onder § 7.2). Is dit niet het geval, dan kan men in plaats van genoemde spanningsmetingen beter tot stroommetingen overgaan (zie onder § 9.3.1-A). Verder zal de meting aan precisie winnen, indien men de weerstand R_b in dezelfde orde van grootte kiest als de impedantie van de te meten condensator.

B. DE BRUGMETHODE

Als meetschakeling wordt *de brug van Schering* veel gebruikt (zie § 4.2). Met behulp van een brugschakeling kan men over het algemeen zeer nauwkeurig meten.

9.2.2. Kleine condensatoren

Kleine condensatoren gebruikt men doorgaans bij *hoge frequenties* en dient men dus ook bij zulke frequenties te meten. Hierbij maakt men veelal gebruik van een *passieve parallelresonantiekkring*.

Meetschakeling (zie fig. 9.8)

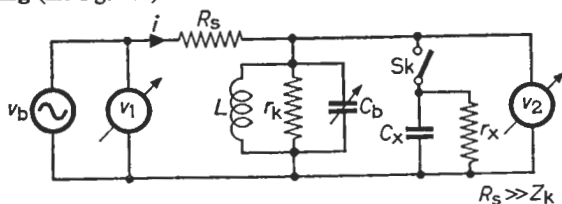


Fig. 9.8

Meetbeschrijving (zie fig. 9.8)

De parallelresonantiekring, bestaande uit de zelfinductie L en de geijkte variabele condensator C_b , is via de weerstand R_s aangesloten op de meetoscillator v_b . De weerstand r_k stelt het energie-opnemende deel van de meetschakeling voor. De meetoscillator wordt afgestemd op de frequentie f_b , de frequentie waarbij men de condensator (C_x , r_x) wil meten. De meetspanning wordt constant gehouden met behulp van de v_1 -meter. De weerstand R_s is zeer groot ten opzichte van de kringimpedantie Z_k , zodat de stroom i constant is en de spanning v_2 dus recht evenredig met Z_k varieert.

Zet schakelaar Sk open, en regel C_b tot de kring (L , C_b) afgestemd is op f_b . Dit kan men vaststellen aan de dan maximale uitslag van de v_2 -meter ($\rightarrow v_2'$). Men noteert de bijbehorende waarde van C_b ($\rightarrow C_{b1}$). De impedantie van de resonantiekring is nu maximaal en gelijk aan r_k . Deze kan men berekenen uit:

$$r_k = \frac{1}{2 \pi f_b \Delta C_{b1}} \quad (9.6a)$$

In deze formule is ΔC_{b1} het verschil in capaciteit tussen C_{b1} en die waarde van C_b waarbij de kringimpedantie gedaald is tot op $r_k/\sqrt{2}$ (uitslag v_2 -meter = $v_2'/\sqrt{2}$). Bij deze instelling kan men de resonantiekring immers vervangen denken door de verliesweerstand r_k parallel met de condensator ΔC_{b1} , zodat:

$$\frac{r_k}{\sqrt{2}} = r_k // \frac{1}{2 \pi f_b \Delta C_{b1}} = \frac{r_k}{\sqrt{1 + (2 \pi f_b r_k \Delta C_{b1})^2}}$$

Hieruit volgt dat: $2 \pi f_b r_k \Delta C_{b1} = 1 \rightarrow r_k = \frac{1}{2 \pi f_b \Delta C_{b1}}$.

Nu sluit men Sk . De te meten condensator, bestaande uit de capaciteit C_x en de verliesweerstand r_x , maken thans deel uit van de resonantiekring. Men regelt de variabele condensator C_b tot de v_2 -meter weer een maximum aanwijst ($\rightarrow v_2''$). Ook deze waarde van C_b ($\rightarrow C_{b2}$) wordt genoteerd. De te meten capaciteit C_x is nu:

$$C_x = C_{b1} - C_{b2} \quad (9.6b)$$

De nieuwe kringweerstand is gelijk aan $r_k/r_x = r_v$. Deze waarde kan men berekenen uit:

$$r_v = \frac{1}{2 \pi f_b \Delta C_{b2}} \quad (9.6c)$$

Hierin is ΔC_{b2} het verschil in capaciteit tussen C_{b2} en die waarde van C_b waarbij de kringimpedantie gedaald is tot op $r_v/\sqrt{2}$ (uitslag v_2 -meter = $v_2''/\sqrt{2}$).

De waarde van r_x kan men nu berekenen met behulp van de uitkomsten van de formules 9.6a en 9.6c.

$$r_x = \frac{r_k \times r_v}{r_k - r_v} = \frac{1}{2 \pi f_b (\Delta C_{b2} - \Delta C_{b1})} \quad (9.6d)$$

Met de resultaten uit de formules 9.6b en 9.6d berekent men $\text{tg } \delta$:

$$\text{tg } \delta = \frac{1}{2 \pi f_b C_x r_x} = \frac{\Delta C_{b''} - \Delta C_{b'}}{C_{b1} - C_{b2}}. \quad (9.6e)$$

Bij deze meting worden geen hoge eisen gesteld aan de toegepaste meet-apparaatuur. De v_1 -meter houdt men steeds op een constante uitslag, deze dient dus als *indicator*; de v_2 -meter moet alleen de spanningsverhoudingen goed weergeven (*relatieve nauwkeurigheid*), terwijl van de condensator C_b slechts de ijkning *op verschil in capaciteitswaarden* van belang is.

De meting is nauwkeuriger uit te voeren naarmate de verliezen van de LC_b -kring kleiner zijn. Daarom verdient het aanbeveling de v_2 -meter zo los mogelijk met de meetkring te koppelen. Hierdoor neemt de invloed van de meterverliezen af; de absolute uitslag van dit instrument is immers toch niet van belang.

Opmerking:

Bij het meten aan condensatoren met een kleine $\text{tg } \delta$ moet men *de verbindingen met de meetschakeling zo kort mogelijk houden* om extra bedradingsverliezen te vermijden. Men kan dan voor S_k geen gewone schakelaar toepassen.

Toelichting

De $\text{tg } \delta$ van de in de praktijk voorkomende condensatoren verschilt onderling nogal. Condensatoren met lucht, mica, polystyreen of teflon als diëlektricum, hebben doorgaans zeer lage verliezen ($\text{tg } \delta < 10 \cdot 10^{-4}$). Deze condensatoren past men veel toe in resonantiekringen van radio- en televisietoestellen. Bij papier- en polyestercondensatoren en sommige keramische condensatoren kan de $\text{tg } \delta$ tot ca. $500 \cdot 10^{-4}$ bedragen. Deze condensatoren gebruikt men voor koppel- en ontkoppeldoelinden, waarbij, naast de capaciteitswaarde vooral de doorslagspanning en *de isolatieweerstand* een beslissende rol spelen.

De meting van de isolatieweerstand geschiedt op dezelfde manier als die van een hoge weerstand (zie § 8.1.1). Men legt een bekende gelijkspanning aan de desbetreffende condensator (*deze spanning mag vanzelfsprekend niet hoger zijn dan de opgegeven doorslagspanning*) en meet de resulterende stroom ($R = V/I$). Aangezien de isolatieweerstand (lekweerstand) van de gangbare koppel- en ontkoppelcondensatoren in de orde van grootte ligt van $10^{10} \Omega$, is men hier aangewezen op een indirecte stroommeting (zie § 7.1.1).

9.3. SPOELLEN

Een *praktische* spoel voor wisselspanningsgebruik kan men voorstellen door een schakeling van een ideale spoel (L) met een weerstand (r_s) in serie (zie fig. 9.9a) of met een weerstand (r_p) parallel (zie fig. 9.9c). De weerstanden r_s en r_p vertegenwoordigen het energie-opnemende deel van de spoel. Bij

spoelen met een „luchtkern” worden deze verliezen hoofdzakelijk veroorzaakt door de *koperverliezen* van de wikkeldraad; bij spoelen met een „ijzerkern” moet men bovendien de zogenaamde *ijzerverliezen* in rekening brengen. De verliezen van een gegeven spoel zijn groter naarmate de frequentie van de toegevoerde stroom of aangelegde spanning hoger is.

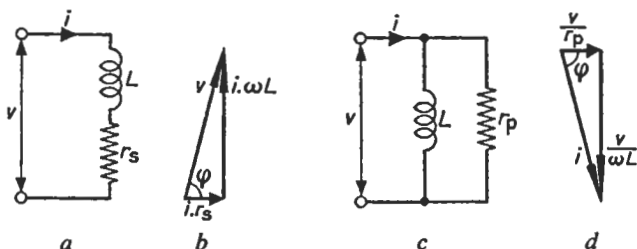


Fig. 9.9

De hoek φ in de figuren 9.9b en 9.9d is een maat voor de spoelverliezen, en de tangens van deze hoek noemt men de *kwaliteitsfactor* (*Q-factor*) van de spoel. Een goede spoel heeft dus een grote $\tan \varphi$.

$$Q = \frac{\omega L}{r_s} = \frac{r_p}{\omega L} \quad (9.7)$$

Hierna volgen enige meetmethoden voor het bepalen van de verliesweerstand en de reactantie van een spoel.

9.3.1. Grote spoelen

Grote spoelen gebruikt men meestal bij *lage frequenties* en moeten daarom dan ook bij zulke frequenties worden gemeten.

A. DE DRIE-STROMENMETHODE

Meetschakeling (zie fig. 9.10a)

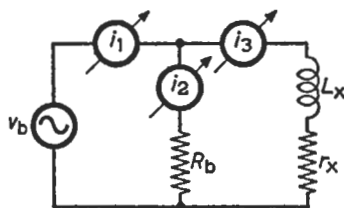


Fig. 9.10a

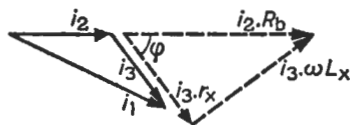


Fig. 9.10b

Meetbeschrijving (zie fig. 9.10a en 9.10b)

De te meten spoel, bestaande uit het inductieve deel L_x en de verliesweerstand r_x , wordt, parallel met de bekende weerstand R_b , op de spanningsbron v_b aangesloten. Men meet de stromen i_1 , i_2 en i_3 en stelt deze samen tot het

vectordiagram volgens fig. 9.10b. Met behulp van de goniometrie kan men nu de hoek φ berekenen, waarna men de spanningen $i_3 \times r_x$ en $i_3 \times \omega L_x$ kan bepalen, zodat het eindresultaat wordt:

$$\omega L_x = R_b \frac{i_2}{i_3} \sin \varphi \quad (9.8a)$$

$$r_x = R_b \frac{i_2}{i_3} \cos \varphi. \quad (9.8b)$$

Bij deze meetmethode dient men hoge eisen te stellen aan de nauwkeurigheid van de stroommeters. Bovendien moet de inwendige weerstand van deze meters voldoende laag zijn ten opzichte van de impedantie van de stroomcircuits (zie onder § 7.1). Wordt hieraan niet voldaan, dan kan men in plaats van genoemde stroommetingen beter tot spanningsmetingen overgaan (zie onder § 9.2.1-A). Verder zal men aan meetnauwkeurigheid winnen, indien men de weerstand R_b in dezelfde orde van grootte kiest als de impedantie van de te meten spoel.

B. DE BRUGMETHODE

Voor het meten aan spoelen gebruikt men dikwijls *de brug van Maxwell* (zie § 4.3). De nauwkeurigheid van deze methode kan zeer groot zijn.

9.3.2. Kleine spoelen

Kleine spoelen meet men bij *hoge frequenties*, omdat ze ook bij zulke frequenties worden gebruikt. Bij het meten aan dergelijke spoelen maakt men veelal gebruik van het feit dat *de Q-factor van een LC-resonantiekring voornamelijk wordt bepaald door de verliezen van de toegepaste spoel*.

Veronderstellen wij bijvoorbeeld dat de te meten spoel een Q -factor heeft van ca. 100 en de bijgevoegde kringcondensator een δ van $2 \cdot 10^{-4}$ (dit is praktisch mogelijk), dan kan men uit de formules (9.4) en (9.7) gemakkelijk afleiden dat van de totale kringverliezen slechts ca. 2% aan de condensator moeten worden toegeschreven.

Over het algemeen kunnen wij dus volstaan met het meten van de kwaliteitsfactor van een LC-resonantiekring, bestaande uit de te meten spoel en een goede condensator; het meetresultaat is dan *gelijk te stellen* aan de Q -factor van de desbetreffende spoel. Voor nauwkeurige metingen dient men de δ van de bijgevoegde kringcondensator in rekening te brengen.

Voor het meten aan LC-resonantiekringen verwijzen wij naar de volgende paragraaf.

Toelichting

De kwaliteitsfactor van de in de praktijk voorkomende spoelen loopt vrij sterk uiteen. Spoelen met een hoge Q -factor (ca. 100) worden bijvoorbeeld in

de resonantiecircuiten van selectieve versterkers gebruikt. Spoelen met een veel lagere Q -factor worden onder meer toegepast als afvlakelement in voedingsapparaten. Bij deze spoelen is, behalve de zelfinductiewaarde, ook de *gelijkstroomweerstand* van belang.

De meting van de gelijkstroomweerstand van een spoel geschiedt op dezelfde wijze als die van een lage weerstand (zie § 8.1.1). Men legt een bekende gelijkspanning aan de desbetreffende spoel en meet de resulterende stroom ($R = V/I$). Bedenk wel dat de stroom door de spoel de voorgeschreven maximumwaarde niet mag overschrijden.

9.4. RESONANTIEKRINGEN

Resonantiekringen gebruikt men in de elektronentechniek voor *het selecteren van een stroom of spanning met een bepaalde frequentie* (de zgn. resonantiefrequentie). Dit gebeurt bijvoorbeeld in radio- en televisietoestellen, teneinde het gewenste zendersignaal te scheiden van de overige zendersignalen.

9.4.1. Enkelvoudige resonantiekringen

Een enkelvoudige LC-resonantiekring bestaat uit een spoel parallel met een condensator (parallelresonantiekring), of uit een spoel in serie met een condensator (serieresonantiekring).

De selecterende eigenschappen van deze kringen brengt men tot uitdrukking met de zogenaamde *kwaliteitsfactor* (Q -factor), die bepaald wordt door de verliezen van de spoel en de condensator.

A. PARALLELRESONANTIEKRINGEN

De Q -factor van een LC-parallelkring is een maat voor *de stroomopslingering*, en wordt gedefinieerd als de verhouding van de condensatorstroom en de toegevoerde stroom bij de resonantiefrequentie.

Een directe meting van de condensatorstroom geeft praktische bezwaren, omdat de inwendige impedantie van de hiervoor benodigde stroommeter de bedrijfstoestand van de resonantiekring op ontoelaatbare wijze zou beïnvloeden. Daarom kiest men een meetopstelling waarbij de meetinstrumenten niet direct in of over de te meten kring worden geschakeld.

Meetschakeling (zie fig. 9.11)

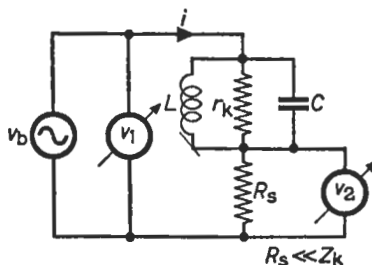


Fig. 9.11

Meetbeschrijving (zie fig. 9.11)

De te meten parallelkring, bestaande uit de zelfinductie L en de capaciteit C , is aangesloten op de meetoscillator v_b . De kringverliezen worden opgenomen gedacht door de weerstand r_k . De meetspanning houdt men constant met behulp van de v_1 -meter. De weerstand R_s is zeer klein ten opzichte van de kringimpedantie Z_k , zodat de spanning v_2 evenredig is met de toegevoerde kringstroom i en dus omgekeerd evenredig met Z_k .

De meting verloopt als volgt:

Men stemt de meetoscillator v_b af op de resonantiefrequentie van de te meten kring. Dit constateert men aan de dan minimale uitslag van de v_2 -meter. Noteer de oscillatorfrequentie ($\rightarrow f_{b1}$), en de bijbehorende uitslag van de v_2 -meter ($\rightarrow v_2'$). Varieer nu de oscillatorfrequentie onder en boven f_{b1} en noteer de frequenties f_{b2} en f_{b3} waarbij de v_2 -meter een uitslag geeft van $v_2' \times \sqrt{2}$. Hierbij moet v_1 constant blijven.

De Q -factor van de parallelresonantiekring kan men nu berekenen uit:

$$Q_D = \frac{f_{b1}}{f_{b3} - f_{b2}}. \quad (9.9)$$

Deze zogenaamde „ $\sqrt{2}$ -methode” is gebaseerd op de volgende afleiding: De impedantie van een parallelkring is gegeven door:

$$Z_k = \frac{Z_0}{\sqrt{1 + \beta^2 Q_D^2}}.$$

Uit deze formule volgt dat $Z_k = \frac{Z_0}{\sqrt{2}}$, indien $\beta Q_D = 1$, of

$$Q_D = \frac{1}{\beta} = \frac{f_0}{B}.$$

Hierin is β de relatieve verstemming, f_0 de resonantiefrequentie van de parallelkring, en B het verschil tussen de twee frequenties waarbij $Z_k = Z_0/\sqrt{2}$.

De meetschakeling volgens fig. 9.11 is zo aantrekkelijk, omdat zowel de v_1 -meter als de v_2 -meter over *laagohmige meetpunten* staan, waardoor de kans op storende spanningen veel kleiner is (zie hoofdstuk 12). Daar staat tegenover dat de *toegepaste meetspanning v_b vrijwel sinusvormig moet zijn*. Eventuele harmonische componenten komen namelijk minder verzwakt over R_s te staan, hetgeen een foutieve minimum-uitslag van de v_2 -meter tot gevolg heeft. Indien de vervorming van de meetspanning niet meer te verwaarlozen is, dient men voor het meten van v_2 een *selectieve-voltmeter* te gebruiken.

B. SERIERESONANTIEKRINGEN

De Q -factor van een LC-seriekring is een maat voor de *spanningsopslingering*, en wordt gedefinieerd als de verhouding van de condensatorspanning en de toegevoerde spanning bij de resonantiefrequentie.

Een directe meting van de condensatorspanning kan meetfouten veroorzaken, omdat de ingangsimpedantie van de hiervoor benodigde spanningsmeter de bedrijfstoestand van de seriekring zou beïnvloeden. Daarom kiest men een meetopstelling, die dit bezwaar niet heeft.

Meetschakeling (zie fig. 9.12)

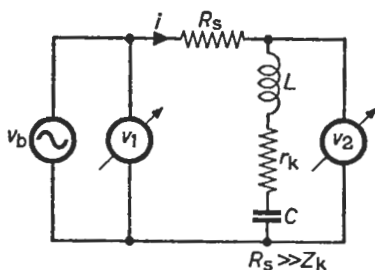


Fig. 9.12

Meetbeschrijving (zie fig. 9.12)

De te meten seriekring, bestaande uit de zelfinductie L en de capaciteit C , is via de weerstand R_s aangesloten op de meetoscillator v_b . De kringverliezen worden opgenomen gedacht door de weerstand r_k . De meetspanning houdt men constant met behulp van de v_1 -meter. De weerstand R_s is zeer groot ten opzichte van de kringimpedantie Z_k , zodat de stroom i constant is en de spanning v_2 recht evenredig met Z_k varieert.

Deze methode lijkt zeer veel op de onder punt A behandelde meting. Men stemt de meetoscillator v_b af op de resonantiefrequentie van de te meten kring. Dit constateert men aan de dan minimale uitslag van de v_2 -meter. Noteer de oscillatorfrequentie ($\rightarrow f_{b1}$) en de bijbehorende uitslag van de v_2 -meter ($\rightarrow v_2$). Varieer nu de oscillatorfrequentie onder en boven f_{b1} en noteer de frequenties f_{b2} en f_{b3} , waarbij de v_2 -meter een uitslag geeft van $v_2' \times \sqrt{2}$. Hierbij moet v_1 constant blijven.

De Q -factor van de serieresonantiekring volgt nu uit:

$$Q_s = \frac{f_{b1}}{f_{b3} - f_{b2}} \quad (9.10)$$

Deze methode berust op de volgende afleiding:

De impedantie van een seriekring is gegeven door:

$$Z_k = Z_0 \sqrt{1 + \beta^2 Q_s^2}.$$

Uit deze formule volgt dat $Z_k = Z_0 \sqrt{2}$, indien $\beta Q_s = 1$, of $Q_s = \frac{1}{\beta}$, of

$$Q_s = \frac{f_0}{B}.$$

Hierin is β de relatieve verstemming, f_0 de resonantiefrequentie van de seriekring, en B het verschil tussen de twee frequenties waarbij $Z_k = Z_0 \sqrt{2}$.

De beschreven meetschakeling is zo aantrekkelijk omdat de meters v_1 en v_2 over laagohmige meetpunten staan; dit is belangrijk in verband met storingen (zie hoofdstuk 12). Als nadeel zou men kunnen opmerken dat de vervorming van de meetspanning v_b gering moet zijn, omdat de harmonische componenten een niet te verwaarlozen spanning over de seriekring veroorzaken. Dit laatste is ernstiger naarmate de te meten Q -factor hoger is. Is de vervorming van de meetoscillator te hoog, dan gebruikt men voor het meten van v_2 een selectieve-voltmeter.

9.4.2. Gekoppelde resonantiekringen

Bij gekoppelde resonantiekringen (zgn. bandfilters) is niet alleen de kwaliteitsfactor (Q) van belang, maar worden ook speciale eisen gesteld aan de koppelfactor (k) omdat het produkt $k \times Q$ de overdrachtseigenschappen van het bandfilter bepaalt.

A. DE KWALITEITSFACTOR

De kwaliteitsfactor van een bandfilter wordt bepaald door de Q -factor van de primaire kring (Q_p) en die van de secundaire kring (Q_s).

Voor het meten van Q_s en Q_p verwijzen wij naar § 9.4.1. Om tijdens deze meting onderlinge beïnvloeding van beide resonantiekringen te voorkomen, moet men de ene kring dempen en/of verstemmen terwijl men aan de andere kring meet en omgekeerd.

B. DE KOPPELFACTOR

De koppelfactor $k = \sqrt{k_1 k_2}$, waarin k_1 de breuk is die aangeeft welk deel van het primaire wisselveld wordt omvat door de secundaire wikkeling, en k_2 de breuk die aangeeft welk deel van het secundaire wisselveld wordt omvat door de primaire wikkeling.

Meetschakeling (zie fig. 9.13)

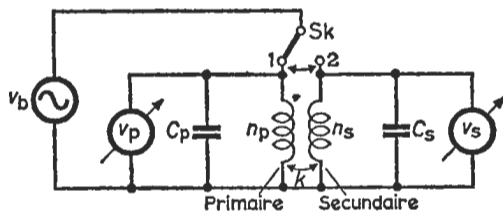


Fig. 9.13

Meetbeschrijving (zie fig. 9.13)

Het te meten bandfilter is via de schakelaar S_k aangesloten op de meetoscillator v_b , waarvan de frequentie wordt ingesteld op de resonantiefrequentie van

het bandfilter. Dit kan men constateren door een maximale uitslag van de v_s -meter bij Sk in stand 1, of van de v_p -meter bij Sk in stand 2.

Bij Sk in stand 1 meet men de verhouding van de primaire en de secundaire kringspanning (T_a).

$$T_a = \frac{v_p}{v_s} = \frac{1}{k_1 Q_s} \frac{n_p}{n_s}. \quad (9.11a)$$

Bij Sk in stand 2 meet men de verhouding van de secundaire en de primaire kringspanning (T_b).

$$T_b = \frac{v_s}{v_p} = \frac{1}{k_2 Q_p} \frac{n_s}{n_p}. \quad (9.11b)$$

Uit de formules (9.11a) en (9.11b) kan men nu de koppelfactor berekenen, mits Q_p en Q_s bekend zijn.

$$k = \sqrt{k_1 k_2} = \frac{1}{\sqrt{Q_p Q_s T_a T_b}}. \quad (9.11c)$$

Aangezien bij deze meting met de verhouding van twee spanningen (met dezelfde frequentie) wordt gerekend, verdient het vaak aanbeveling voor het meten van v_p en v_s dezelfde voltmeter te gebruiken; dit vooral indien de te meten spanningen op ongeveer hetzelfde gedeelte van de meterschaal worden afgelezen. Bij gebruik van één meter behoeft deze slechts *relatief* nauwkeurig te zijn, zodat een losse koppeling met het meetcircuit mogelijk is. Dit is over het algemeen toch noodzakelijk teneinde de kwaliteit van de resonantiekringen niet te veel te beïnvloeden.

Toelichting

Het zal duidelijk zijn dat de *gemeenschappelijke eigenschappen* van een resonantiekring, mét de schakeling waarin deze wordt gebruikt, voor de praktijk het meest belangrijk zijn.

Fig. 9.14a geeft bij wijze van voorbeeld een veel voorkomende schakeling waarbij een bandfilter in het anodecircuit van een pentodebuis (B) is opgenomen. Het meest interessant zijn de *overdrachtseigenschappen* van de schakeling, dit wil zeggen, de uitgangsspanning v_u als functie van de frequentie, bij een constante ingangsspanning v_i .

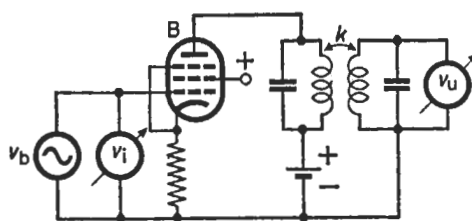


Fig. 9.14a

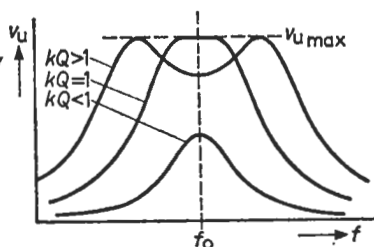


Fig. 9.14b

Fig. 9.14b geeft de mogelijke meetresultaten. Het kQ -produkt van de totale schakeling kan men nu op eenvoudige wijze berekenen uit de verhouding van de maximale uitgangsspanning ($v_{u \max}$) en de uitgangsspanning bij de afstemfrequentie f_o (v_{uo}).

$$\frac{v_{u \max}}{v_{uo}} = \frac{1 + k^2 Q^2}{2 kQ} \quad (9.12)$$

Opmerking:

De kritische koppeling ($kQ = 1$) benadert het beste de ideale overdrachtskarakteristiek.

9.5. TRANSFORMATOREN

Onder een transformator verstaan wij een combinatie van twee of meer spoelen die via een magnetisch wisselveld met elkaar gekoppeld zijn.

Transformatoren gebruikt men in de elektronetechniek voor verschillende doeleinden. Met een voedingstransformator wordt de netspanning omgezet in een gewenste spanningswaarde. Een uitgangstransformator in een geluidsversterker dient om de luidspreker(s) aan te passen aan de energieversterker. Een fase-omkeer-transformator gebruikt men bijvoorbeeld om een asymmetrische spanning om te zetten in een symmetrisch signaal. Er zijn ook transformatoren die ten doel hebben het ene circuit galvanisch te scheiden van een andere schakeling, enz.

Elk type transformator heeft vanzelfsprekend zijn specifieke eigenschappen. In deze paragraaf zullen we ons bezighouden met het meten aan twee soorten veel gebruikte transformatoren met zeer verschillende eigenschappen, met name voedingstransformatoren, en aanpassingstransformatoren voor geluidsversterkers. Een voedingstransformator behoeft alleen geschikt te zijn voor spanningen met de netfrequentie; een aanpassingstransformator daarentegen moet het gehele hoorbare frequentiegebied bestrijken.

9.5.1. Voedingstransformatoren

Een voedingstransformator wordt doorgaans tussen het elektriciteitsnet en een verbruikstoestel geschakeld. De voedingstransformator moet het verbruikstoestel voorzien van een aantal gewenste spanningen, en daarbij ook het nodige vermogen kunnen leveren. Bij een dergelijke transformator is dus niet alleen de *transformatieverhouding*, maar ook de *rendement* van belang.

Deze eigenschappen kan men op de hieronder beschreven wijze meten.

Meetschakeling (zie fig. 9.15)

Meetbeschrijving (zie fig. 9.15)

De te meten voedingstransformator T is met de primaire wikkeling n_p , via de

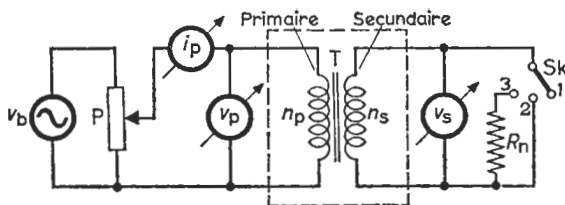


Fig. 9.15

variabele transformator (variac) P, op de netspanning v_b aangesloten. Met behulp van de variac kan men elke gewenste v_p -waarde instellen. De secundaire wikkeling n_s wordt met behulp van Sk geopend (stand 1), kortgesloten (stand 2) of nominaal belast met R_n (stand 3). Voor het meten van v_p , v_s en i_p kan men eenvoudige celmeters gebruiken, mits de desbetreffende spanningen en stromen niet noemenswaardig vervormd zijn; anders is men aangewezen op effectieve-waarde-voltmeters (bijv. thermokoppels).

A. DE TRANSFORMATIEVERHOUDING

De transformatieverhouding is de verhouding van de *primaire en de secundaire spanning*. Deze verhouding is met een onbelaste secundaire (Sk in stand 1) lager dan in belaste toestand (Sk in stand 3), omdat in het laatste geval een deel van de spanning over de weerstand van de wikkelingen valt. De transformatieverhouding in onbelaste toestand (T_o) is ongeveer gelijk aan de wikkilverhouding (n_p/n_s). De transformatieverhouding in belaste toestand (T_b) is voor het praktische gebruik de meest belangrijke.

$$T_o = \frac{v_p}{v_s} \approx \frac{n_p}{n_s} \quad (\text{Sk in stand 1}), \quad (9.13a)$$

$$T_b = \frac{v_p}{v_s} \quad (\text{Sk in stand 3}), \quad (9.13b)$$

$$T_o \text{ is lager dan } T_b. \quad (9.13c)$$

Het verdient hier aanbeveling voor het meten van de spanningsverhouding v_p/v_s dezelfde meter te gebruiken, vooral indien de desbetreffende spanningen op ongeveer hetzelfde gedeelte van de meterschaal kunnen worden afgelezen.

B. HET RENDEMENT

Het rendement (η) is de verhouding van het door de transformator *afgegeven vermogen* en het aan de transformator *toegevoerde vermogen*. Hierbij moet de secundaire wikkeling *nominaal belast* zijn, terwijl aan de primaire *de nominale spanning* moet worden aangelegd.

$$\eta = \frac{P_{\text{uit}}}{P_{\text{in}}} \times 100\% = \frac{v_s^2/R_n}{v_p i_p \cos\phi} \times 100\% \quad (\text{Sk in stand 3}) \quad (9.14a)$$

$(v_p \text{ nominaal}).$

Zie voor vermogensmetingen § 7.3.2.

Het rendement wordt bepaald door de koper- en ijzer verliezen.

De koperverliezen P_k zijn te wijten aan de weerstand van de wikkel draad en zijn aldus gelijk aan:

$$P_k = i_p^2 R_p + i_s^2 R_s \quad (\text{Sk in stand 3}) \quad (9.14b)$$

$(v_p \text{ nominaal}).$

Hierin stellen i_p en i_s de nominale primaire resp. secundaire stromen voor, en zijn R_p en R_s de verliesweerstand van de primaire resp. secundaire wikkeling(en). Deze verliesweerstand zijn bij frequenties van 50 Hz of 60 Hz nagenoeg gelijk aan de gelijkstroomweerstand van de wikkel draad, en kan men dus eenvoudig bepalen uit de verhouding van een aangelegde gelijkspanning en de resulterende gelijkstroom (zie § 8.1.1).

Een *snelle* meting voor de koperverliezen verricht men als volgt:

Men sluit de secundaire kort (Sk in stand 2), en regelt de spanning op de primaire zodanig dat de *transformatorstromen* nominaal zijn. Deze toestand ontstaat reeds bij een lage primaire spanning, zodat de ijzerverliezen te verwaarlozen zijn. Het aan de transformator toegevoerde vermogen is dan praktisch gelijk aan de koperverliezen.

$$P_{in} \approx P_k \quad (\text{Sk in stand 2}) \quad (9.14c)$$

$(i_p \text{ nominaal}).$

De *ijzerverliezen* worden veroorzaakt door de transformator kern. In deze kern worden wisselspanningen geïnduceerd, waardoor zogenaamde wervelstromen ontstaan; men spreekt dan ook van *wervelstroomverliezen*. Bovendien is er vermogen nodig om het kernmateriaal iedere wisselspanningsperiode om te magnetiseren. Dit vermogen noemt men de *hysteresisverliezen*.

De grootte van de ijzerverliezen hangt voornamelijk af van de frequentie en de amplitude van de toegevoerde wisselspanning, en wordt nauwelijks beïnvloed door de waarden van i_p en i_s . Deze gegevens zijn het uitgangspunt van de volgende meting, waarbij de ijzerverliezen P_{ij} worden bepaald.

Men legt primair de *nominale spanning* aan, terwijl de secundaire onbelast is (Sk in stand 1). Daar de transformatorstroom nu gering is, zijn de koperverliezen te verwaarlozen. Het toegevoerde vermogen is dan nagenoeg gelijk aan de ijzerverliezen.

$$P_{in} \approx P_{ij} \quad (\text{Sk in stand 1}) \quad (9.14d)$$

$(v_p \text{ nominaal}).$

Opmerking:

Het rendement van een gewone voedingstransformator (ca. 100 VA) ligt in de orde van grootte van 85 %. Bij zeer grote transformatoren (>1000 kVA) kan het rendement wel 99 % bedragen. Bij praktische voedingstransformatoren zijn de koper- en ijzerverliezen ongeveer gelijk.

Toelichting

Bij metingen aan voedingstransformatoren dient men bij de keuze van de meetapparatuur rekening te houden met de mogelijkheid dat de te meten stromen en spanningen niet-sinusvormig kunnen zijn.

Legt men namelijk aan een *onbelaste* voedingstransformator een sinusvormige wisselspanning, dan is ook het magnetische wisselveld sinusvormig, evenals de secundaire spanning. Aangezien het verband tussen het magnetische veld en de primaire stroom (nullaststroom) niet lineair is (denk aan de hysteresiskromme!), zal de *nullaststroom van een transformator sterk vervormd zijn*.

Voert men daarentegen aan een *nominaal belaste* voedingstransformator een sinusvormige wisselspanning toe, dan is de primaire stroom samengesteld uit de eerdergenoemde vervormde nullaststroom gesuperponeerd op een veel grotere sinusvormige stroom, zodat de *totale primaire stroom van een belaste transformator nagenoeg onvervormd is*.

Verder valt op te merken, dat de netspanning zelf doorgaans ook enigszins van de sinusvorm afwijkt.

9.5.2. Aanpassingstransformatoren voor geluidsversterkers

Een aanpassingstransformator voor een geluidsversterker moet een of meer luidsprekers aanpassen op de energie-eindtrap van de desbetreffende versterker en hierbij zelf zo weinig mogelijk energie opnemen. Dit moet het geval zijn voor alle hoorbare frequenties, terwijl de vervorming tot een minimum beperkt blijft. Voor een juiste aanpassing is een bepaalde *transformatieverhouding* nodig; voor een goede energie-overdracht is een hoog *rendement* noodzakelijk; voor een onvervormde overdracht worden bepaalde eisen gesteld aan de *primaire zelfinductie*, de *spreidingszelfinductie* en de *parasitaire capaciteiten*.

Deze eigenschappen kunnen als volgt worden gemeten.

Meetschakeling (zie fig. 9.16)

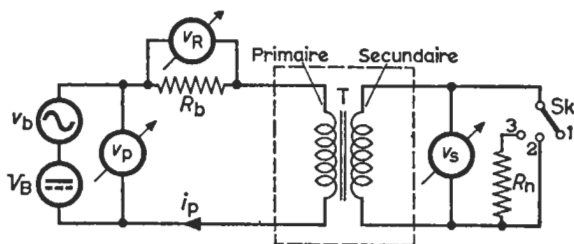


Fig. 9.16

Meetbeschrijving (zie fig. 9.16)

De primaire wikkeling van de te meten transformator T is aangesloten op de LF-meetoscillator v_b , die de vereiste meetspanning in het hoorbare frequentiegebied levert. De gelijkspanningsbron V_B veroorzaakt een eventuele voormagnetisatiestroom die overeenkomt met de primaire gelijkstroom in de bedrijfstoestand.

In stand 1 van de schakelaar S_k is de desbetreffende transformator onbelast, in stand 2 kortgesloten en in stand 3 nominaal belast met de weerstand R_n . De waarde van R_n komt overeen met de weerstand van de in bedrijfs-toestand toegepaste luidspreker(s). Voor het meten van de primaire spanning v_p en de secundaire spanning v_s gebruikt men eenvoudige versterkervoltmeters (zie § 1.4.1). Met een zelfde soort meter kan men de primaire stroom i_p bepalen; hiertoe meet men de spanning over een bekende weerstand (R_b) in het stroomcircuit ($i_p = v_R/R_b$). De weerstand R_b moet zeer klein zijn ten opzichte van de primaire impedantie.

A. DE TRANSFORMATIEVERHOUDING

De transformatieverhouding in onbelaste toestand (T_o) bedraagt:

$$T_o = \frac{v_p}{v_s} \quad (\text{Sk in stand 1}). \quad (9.15a)$$

De transformatieverhouding bij nominale belasting (T_b) is:

$$T_b = \frac{v_p}{v_s} \quad (\text{Sk in stand 3}). \quad (9.15b)$$

T_b is hoger dan T_o omdat bij belasting van de transformator een deel van de spanning over de weerstand van de wikkelingen valt.

Voor het meten van v_p en v_s kan men soms met voordeel dezelfde voltmeter gebruiken, zodat slechts de *relatieve* nauwkeurigheid van de desbetreffende meter van belang is.

B. HET RENDEMENT

Aangezien bij hogere frequenties (bijv. 1000 Hz) het rendement van een aanpassingstransformator voornamelijk door de koperverliezen wordt bepaald, is bij deze frequenties de verhouding van T_o en T_b (zie onder punt A) een maat voor het rendement.

$$\eta \approx \frac{T_o}{T_b} \times 100\%. \quad (9.16)$$

Opmerking:

Het rendement van een goede aanpassingstransformator is 85 à 90 %.

C. DE PRIMAIRE ZELFINDUCTIE EN DE PARASITAIRE CAPACITEITEN

Over het algemeen wenst men een *grote primaire zelfinductie bij een kleine wikkelcapaciteit*. Teneinde een globale indruk van deze grootheden te verkrijgen meet men de karakteristiek: v_p/i_p als functie van de frequentie, bij een onbelaste secundaire (Sk in stand 1). Het mogelijke resultaat vindt men in fig. 9.17. Bij lage frequenties heeft de gelijkstroomweerstand (R) van de primaire wikkeling de meeste invloed. Bij toenemende frequentie stijgt de impedantie Z_p ongeveer lineair tengevolge van het inductieve deel van de primaire. Uit dit deel van de grafiek kan men de primaire zelfinductie (L_{pr}) bepalen.

$$L_{pr} = \text{tg } \alpha. \quad (9.17)$$

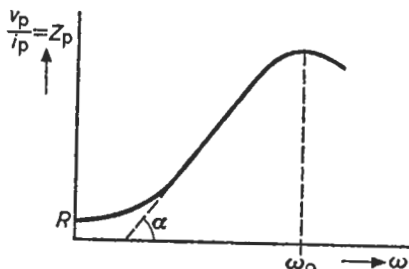


Fig. 9.17

Bij de frequentie ω_0 vormt L_{pr} met de parasitaire capaciteiten (C_p) een parallelresonantiekring, die bij deze frequentie een maximale impedantie heeft. Met deze gegevens kan men C_p berekenen.

$$C_p \approx \frac{1}{\omega_0^2 L_{pr}}. \quad (9.18)$$

D. DE SPREIDINGSZELFINDUCTIE

De spreading van een transformator is dat deel van de primaire resp. secundaire zelfinductie dat *niet* gekoppeld is met de secundaire resp. primaire wikkeling.

Indien men de secundaire kortsluit (S_k in stand 2), worden de delen van de primaire en de secundaire zelfinductie die volledig met elkaar gekoppeld zijn, kortgesloten. De zelfinductie die in deze toestand tussen de primaire aansluitklemmen overblijft, is dus de totale spreadingszelfinductie. De waarde hiervan kan men weer meten met de stroom-spanningsmethode (zie onder punt C).

Het verband tussen de spreadingszelfinductie (L_{spr}) en de koppelfactor (k) is bij benadering gegeven door de formule (9.19):

$$L_{spr} = L_{pr} (1 - k^2) \quad (9.19)$$

Uit deze formule kan men de koppelfactor berekenen indien de spreadingszelfinductie en de primaire zelfinductie bekend zijn.

Opmerking:

De koppelfactor van een aanpassingstransformator is ca. 0,99.

Toelichting

Vanzelfsprekend zijn de eigenschappen van een aanpassingstransformator terwijl deze deel uitmaakt van een praktische schakeling, van het meeste belang.

Fig. 9.18a geeft bij wijze van voorbeeld een gangbare schakeling waarbij de aanpassingstransformator in het anodecircuit van een pentodebuis is opgenomen. Een goed inzicht van de *gemeenschappelijke overdrachtseigenschappen* van de transformator (T) in combinatie met de pentodebuis (B) en de belasting (R_n) verkrijgt men door het meten van de uitgangsspanning v_u als functie van de frequentie, bij een constante ingangsspanning v_i .

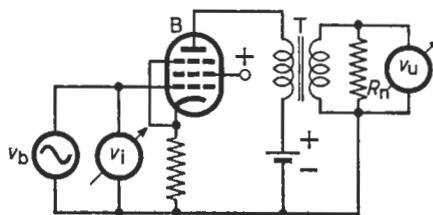


Fig. 9.18a

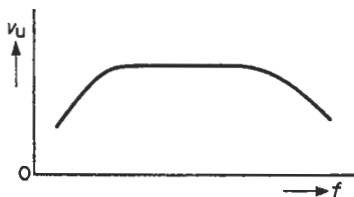


Fig. 9.18b

Fig. 9.18b geeft een mogelijk meetresultaat. De afval bij de lage frequenties wordt hoofdzakelijk veroorzaakt door de primaire zelfinductie van de transformator, terwijl de spreidingszelfinductie met de parasitaire capaciteiten de hoge frequentiekant beïnvloeden. Hierbij spelen ook de uitgangsweerstand van de pentodebuis en de waarde van R_n een grote rol.

9.6. TRANSMISSIELEIDINGEN

Onder een transmissieleiding verstaan wij een stelsel van twee evenwijdige geleiders waarvan de grootheden (weerstand, capaciteit en zelfinductie) gelijkmatig over de lengte van de leiding verdeeld zijn.

In de praktijk zijn voornamelijk de volgende twee soorten in gebruik:

De zogenaamde *linkkabel*, bestaande uit twee gelijke, evenwijdige aders, en de *coaxiaalkabel*, waarbij de binnengeleider coaxiaal is opgesteld ten opzichte van de cilindrische buitengeleider, die tevens als afscherming dienst doet.

Een transmissieleiding heeft ten doel HF-energie te vervoeren. De eisen die men stelt zijn: een onvervormde energie-overdracht en zo laag mogelijke verliezen. Hieruit volgen de belangrijkste eigenschappen van een transmissieleiding.

Voor een vervormingsvrij energietransport moet de leiding reflectievrij worden afgesloten. De karakteristieke weerstand is hierbij belangrijk. Het energieverlies van een leiding drukt men uit in de *demping* van de desbetreffende leiding. Soms is het van belang te weten met welke snelheid het energietransport plaats heeft. Hiervoor moet men de *voortplantingssnelheid* in de kabel kennen.

Deze eigenschappen kunnen als volgt worden gemeten.

Meetopstelling (zie fig. 9.19)

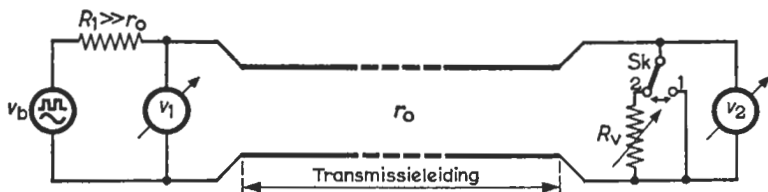


Fig. 9.19

Meetbeschrijving (zie fig. 9.19)

De te meten transmissieleiding is, via de weerstand R_1 , aangesloten op de meetoscillator v_b . R_1 is zeer groot ten opzichte van de karakteristieke weerstand r_o . De uitgang van de leiding wordt met de schakelaar Sk kortgesloten (stand 1), of met de variabele weerstand R_v afgesloten (stand 2). Met het v_1 - resp. v_2 -meetapparaat meet men de ingangs- resp. uitgangsspanning van de transmissieleiding.

9.6.1. De karakteristieke weerstand

De karakteristieke weerstand is *de wisselstroomweerstand* op ieder punt van een reflectievrije leiding.

Een leiding is reflectievrij, indien deze is afgesloten met een weerstand waarvan de waarde gelijk is aan de karakteristieke weerstand van de desbetreffende leiding. Met dit laatste gegeven kan men op eenvoudige wijze de karakteristieke weerstand bepalen.

Voor v_b (zie fig. 9.19) gebruikt men *een kanteelspanningsoscillator*. Het meetapparaat v_1 of v_2 is *een oscilloscoop*.

Zet Sk in stand 2 en regel de variabele weerstand R_v tot op de oscilloscoop een reflectievrije spanning, dus een *onvervormde* kanteelspanning zichtbaar is. De waarde van R_v waarbij dit optreedt, is gelijk aan de karakteristieke weerstand van de te meten leiding.

Opmerking:

De waarde van de karakteristieke weerstand wordt bepaald door de dwarsafmetingen en de elektrische en magnetische eigenschappen van het geleidersysteem; r_o ligt in de praktijk tussen 50 Ω en 600 Ω .

9.6.2. De demping

Deze meting voert men uit aan een reflectievrije kabel; de wisselstroomweerstand op ieder punt van de leiding is dan gelijk aan r_o .

Gebruik voor v_b (zie fig. 9.19) *een sinusspanningsoscillator*. De meetapparaten v_1 en v_2 zijn *wisselspanningsmeters*.

Zet Sk in stand 2. Maak $R_v = r_o$ (zie § 9.6.1), en meet de in- en de uitgangsspanning van de leiding. De demping α per meter (in decibell) volgt nu uit:

$$\alpha = \frac{1}{L} 10 \log \frac{v_1^2/r_o}{v_2^2/r_o} = \frac{1}{L} 20 \log \frac{v_1}{v_2}. \quad (9.20a)$$

Hierin is L de lengte van de transmissieleiding.

Bij het meten van v_1 en v_2 kan men met voordeel dezelfde spanningsmeter gebruiken, zodat slechts eisen worden gesteld aan de *relatieve* nauwkeurigheid van deze meter.

Indien de meetoscillator v_b voorzien is van *een geijkte uitgangsverzwakker*, kan men het best als volgt te werk gaan:

Noteer de verzwakking a_1 en a_2 waarbij de ingangsspanning v_1 , resp. de uitgangsspanning v_2 , achtereenvolgens dezelfde waarde hebben. (Meet dit met dezelfde meter.) De demping berekent men dan uit:

$$\alpha = \frac{1}{L} 20 \log \frac{a_1}{a_2}. \quad (9.20b)$$

Bij deze meetmethode houdt men de meteruitslag constant, zodat dit apparaat slechts als spanningsindicator fungeert; de ijking hiervan is dus niet belangrijk. Bij hoge frequenties zal men eerder over een nauwkeurige verzwaker dan over een nauwkeurige spanningsmeter beschikken.

Opmerking:

De demping van een leiding wordt veroorzaakt door de weerstand van de aders, de diëlektrische verliezen tussen deze aders en de stralingsverliezen. Deze verliezen nemen sterk toe naarmate de frequentie hoger wordt. Onderstaande tabel geeft enige praktische waarden van een 300 Ω -lintkabel.

Frequentie (MHz)	Demping (dB/10 m)
1	0,04
10	0,13
50	0,27
100	0,41
200	0,6

9.6.3. De voortplantingsnelheid

De afstand tussen twee opeenvolgende minima (of maxima) van een staande golf op een niet-aangepaste leiding is gelijk aan de halve golflengte van de meetspanning. Op deze eigenschap berust de volgende meetmethode.

Gebruik voor v_b (zie fig. 9.19) weer een *sinusspanningsoscillator*, en voor het meten van de ingangsspanning v_1 een *wisselspanningsmeter*.

Zet S_k in stand 1. De uitgang van de leiding is nu kortgesloten, zodat zich hier in ieder geval een spanningsminimum (spanningsknoop) bevindt. Varieer de oscillatorfrequentie, beginnende bij een zeer lage waarde, tot de uitslag van de v_1 -meter ook een minimum aangeeft, en noteer de bijbehorende frequentie ($\rightarrow f_{b1}$).

Deze situatie is in fig. 9.20 schematisch voorgesteld.

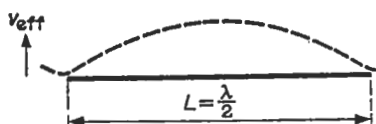


Fig. 9.20

De voortplantingssnelheid v kan men berekenen uit:

$$v = \lambda f_{bl} = 2 L f_{bl}. \quad (9.21)$$

Opmerking:

De voortplantingssnelheid van een leiding wordt bepaald door de grootheden μ_r en ϵ_r van het isolatiemateriaal rond de geleiders. In de praktijk geeft men meestal de *relatieve* voortplantingssnelheid op, d.i. het quotiënt van de voortplantingssnelheid in de kabel en de lichtsnelheid. Gangbare waarden liggen tussen 0,6 en 0,9.

Toelichting

Bij het meten van de voortplantingssnelheid werd stilzwijgend verondersteld dat de lengte van de leiding bekend is. Het omgekeerde komt in de praktijk ook vaak voor.

Stel bijvoorbeeld dat een ondergrondse kabel, waarvan alle eigenschappen bekend zijn, ergens onderbroken is; het is dan belangrijk te weten op welke plaats deze breuk zich bevindt. Teneinde dit te bepalen, kan men een kanteelspanning aan de ingang van de kabel leggen. De breuk veroorzaakt nu een reflectie die, samen met het toegevoerde signaal, op een op de ingang van de desbetreffende kabel aangesloten oscilloscoop verschijnt.

Fig. 9.21 geeft een voorbeeld van een dergelijk oscillogram. In deze figuur is A het toegevoerde spanningsfront en B het gereflecteerde front. De lengte s is een maat voor de tijd die het spanningsfront nodig heeft om tweemaal de afstand tussen het beginpunt van de kabel en de plaats van de breuk te doorlopen.

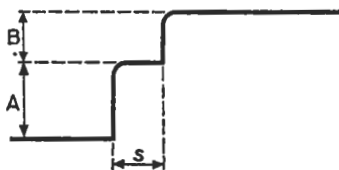


Fig. 9.21

De plaats van de breuk kan men nu berekenen uit:

$$L = \frac{1}{2} \frac{v}{v'} s. \quad (9.22)$$

Hierin is:

- L = de afstand tussen het begin van de kabel tot de plaats van de breuk,
- v = de voortplantingssnelheid in de kabel,
- v' = de schrijfsnelheid van de oscilloscoop.

METINGEN AAN ELEKTRONENBUIZEN EN TRANSISTORS

Elektronenbuizen en transistors zijn zogenaamde *actieve elementen*. Ze worden in combinatie met andere schakelementen (weerstand, condensatoren en spoelen) gebruikt op plaatsen waar stroom- en/of spanningsversterking nodig is. Voorbeelden hiervan zijn HF- en LF-spanningsversterkers, energieversterkers, oscillatoren enz.

Elke elektronenbuis en transistor heeft zijn specifieke eigenschappen. Deze eigenschappen, gecombineerd met die van de andere schakelementen, bepalen samen de hoedanigheden van het volledige actieve netwerk.

Men moet dus bij het dimensioneren van een actieve schakeling niet alleen de eigenschappen van het toegepaste passieve netwerk kennen (zie hoofdstuk 9), maar ook die van de elektronenbuis of de transistor die men wil gebruiken.

De *laagfrequente* eigenschappen van een elektronenbuis of een transistor worden, evenals die van de meeste andere geleiders, vastgelegd door de gelijkstroom-gelijkspannings-karakteristieken.

Wil men een goed overzicht verkrijgen van de *hoogfrequente* eigenschappen van een elektronenbuis of een transistor, dan moet men aan het desbetreffende actieve element bij diverse uiteenlopende frequenties metingen verrichten. Deze HF-metingen behoren echter tot het gebied van de specialisten en worden daarom in dit boek niet behandeld.

10.1. ELEKTRONENBUIZEN

10.1.1. Karakteristieken

Een *triodebuis* heeft als schakelement drie aansluitpunten: de katode K, het stuurrooster G en de anode A (zie fig. 10.1). Men moet dus met drie

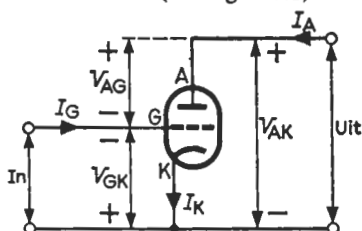


Fig. 10.1

stromen (I_K , I_G en I_A) en met drie spanningen (V_{AK} , V_{GK} en V_{AG}) rekening houden. Volgens de wetten van Kirchhoff is $I_K = I_G + I_A$ en $V_{AK} = V_{AG} + V_{GK}$ zodat de triode-eigenschappen zijn vastgelegd door het verband tussen twee stromen en twee spanningen. Vanzelfsprekend zijn van het meeste belang *de in- en uitgangsstroom en de in- en uitgangsspanning*. In verreweg de meeste gevallen fungeert de katode als gemeenschappelijk aansluitpunt tussen de in- en de uitgang, zodat voor de praktijk I_G , I_A , V_{AK} en V_{GK} het interessantst zijn. De ingangsstroom I_G kan over het algemeen worden verwaarloosd. Het verband tussen de resterende drie grootheden kan men dan in één stel karakteristieken onderbrengen.

Deze zijn:

de uitgangskarakteristiek: $I_A = f(V_{AK})$ met V_{GK} als parameter;

de overdrachtskarakteristiek: $I_A = f(V_{GK})$ met V_{AK} als parameter;

de constante-stroomkarakteristiek: $V_{GK} = f(V_{AK})$ met I_A als parameter.

Elk van deze karakteristieken kan men uit één van de andere afleiden. In de praktijk zal men de karakteristiek gebruiken die voor het gegeven doel het best geschikt is. Zo worden de V_{GK} - V_{AK} -karakteristieken vrijwel uitsluitend toegepast voor zendbuizen. Wij zullen ons in het navolgende bezighouden met het opmeten van de veel gebruikte I_A - V_{AK} -karakteristieken.

Meetschakeling (zie fig. 10.2)

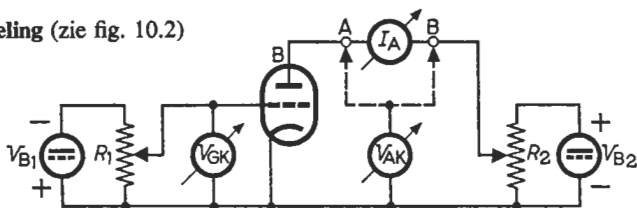


Fig. 10.2

Meetbeschrijving (zie fig. 10.2)

De te meten triodebuis B voorziet men van roosterspanning door middel van de voedingsbron V_{B1} waarvan de spanning regelbaar is met behulp van de potentiometer R_1 . De anodespanning betreft men van de voedingsbron V_{B2} die regelbaar is met R_2 (beginstelling: R_1 bovenaan en R_2 onderaan).¹⁾

De V_{GK} -, V_{AK} - en I_A -meter kunnen gewone draaispoelmeters zijn. De V_{AK} -meter sluit men aan op punt A indien de *gelijkstroomweerstand* tussen de anode en de katode klein is ten opzichte van de inwendige weerstand van de V_{AK} -meter; men sluit deze meter aan op punt B indien de *gelijkstroomweerstand* van de triodebuis groot is ten opzichte van de inwendige weerstand van de I_A -meter (zie § 8.1.1).

Bij het opnemen van de I_A - V_{AK} -karakteristieken begint men met V_{GK} op een bepaalde constante waarde in te stellen (bijv. 1 V) met behulp van R_1 .

¹⁾ Bij een NPN-transistor is de polarisatie van V_{B1} en V_{B2} omgekeerd.

Vervolgens verschuift men de looper van R_2 van onder naar boven, waarbij telkens de waarde van de anodespanning V_{AK} en de bijbehorende waarde van de anodestroom I_A worden genoteerd. Hierna stelt men V_{GK} op een andere waarde in (bijv. 2 V), waarna men opnieuw I_A als functie van V_{AK} meet, enz.

Het aantal meetpunten voor de karakteristiek hangt enigszins af van het doel van de meting. Voor een globale indruk van de eigenschappen van een elektronenbuis kan men met een betrekkelijk gering aantal meetpunten volstaan. Wil men uit de meetgegevens iets berekenen, dan is een groter aantal meetpunten doorgaans wenselijk.

De aldus verkregen meetgegevens brengt men onder in een rechthoekig coördinatenstelsel. Langs de horizontale as zet men de variabele anodespanning uit, langs de verticale as de resulterende anodestroom. Zo krijgt men voor iedere V_{GK} -waarde een afzonderlijke karakteristiek. Fig. 10.3 geeft hiervan een voorbeeld.

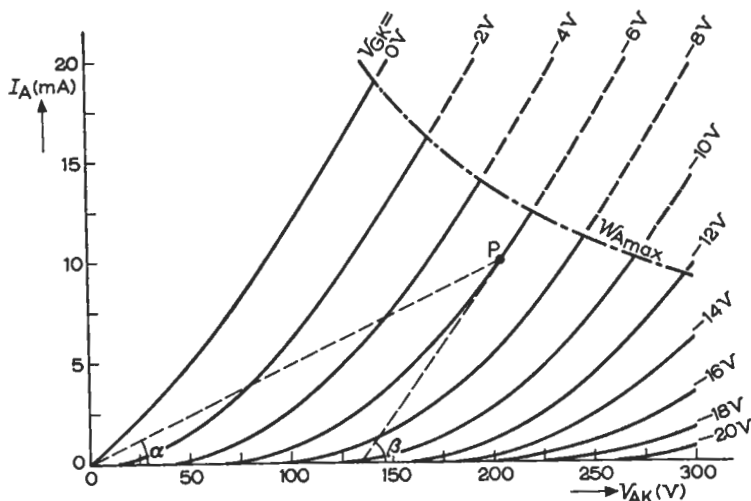


Fig. 10.3

Tenslotte dient te worden opgemerkt dat men tijdens de meting moet voorkomen dat de gepubliceerde maximum-waarden van de desbetreffende buis worden overschreden. Zo is van elke triode opgegeven: de maximale anodespanning (V_{Amax}), de maximale anodestroom (I_{Amax}) en de maximale anodedissipatie ($W_{Amax} \neq I_{Amax} \times V_{Amax}$!). De W_{Amax} -lijn in fig. 10.3 geeft de grens aan die men met de zojuist behandelde meetmethode niet mag overschrijden. Wil men toch karakteristieken opmeten boven deze lijn, dan dient men ze met gelijkspanningsimpulsen te meten, opdat de buis *niet continu* wordt belast (zie hiervoor § 9.1.2 - toelichting).

10.1.2. Gelijk- en wisselstroomgrootheden

Met de zogenaamde statische karakteristieken volgens fig. 10.3 zijn alle *laag-frequente* triode-eigenschappen gegeven.

De *gelijkstroomweerstand* tussen de anode en de katode in het instelpunt P bedraagt:

$$R_{AK} = \frac{V_{AK}}{I_A} = \cotg \alpha \approx 20,5 \text{ k}\Omega. \quad (10.1)$$

Deze grootheid is onder meer van belang voor het bepalen van de gelijkstroominstelling van de triode.

De gebruikelijke *wisselstroomgrootheden* in punt P zijn:

De inwendige weerstand:

$$R_i = \frac{\Delta^v V_{AK}}{\Delta I_A} \text{ (bij } V_{GK} = -6 \text{ V)} = \cotg \beta \approx 7 \text{ k}\Omega. \quad (10.2a)$$

De steilheid:

$$S = \frac{\Delta I_A}{\Delta V_{GK}} \text{ (bij } V_{AK} = 205 \text{ V)} \approx 2,5 \text{ mA/V}. \quad (10.2b)$$

De versterkingsfactor:

$$\mu = \frac{\Delta V_{AK}}{\Delta V_{GK}} \text{ (bij } I_A = 10 \text{ mA)} \approx 17,5. \quad (10.2c)$$

De versterkingsfactor μ kan men ook berekenen uit: $S \times R_i$ (formule van Barkhausen).

Het delta-teken (Δ) in bovenstaande uitdrukkingen duidt op een zeer kleine variatie van de desbetreffende stroom of spanning, zodat de karakteristiek in punt P als recht kan worden beschouwd.

Uit de opgenomen karakteristieken blijkt duidelijk dat de triode-eigenschappen veranderen als men de instelling van de buis wijzigt. De R_i , S en μ gebruikt men voor het berekenen van onder andere de versterking van een elektronenbuisschakeling.

Het zal duidelijk zijn dat genoemde wisselstroomgrootheden ook *direct* kunnen worden bepaald zonder dat men eerst de volledige karakteristieken ter beschikking heeft. Hiervoor zijn twee meetmethoden in gebruik:

A. DE STATISCHE MEETMETHODE

Deze methode berust op het meten van *gelijkstromen en gelijkspanningen*. Men gebruikt de meetschakeling volgens fig. 10.2.

Meetbeschrijving (zie fig. 10.2)

Met behulp van de potentiometers R_1 en R_2 geeft men de triode de gewenste instelling; namelijk die instelling waarbij men de triodebuis in een schakeling wil gebruiken.

De inwendige weerstand:

Met behulp van R_2 brengt men de anodespanning iets boven de instelwaarde ($\rightarrow V_{AK1}$) en daarna iets onder de instelwaarde ($\rightarrow V_{AK2}$). Tevens noteert men de bijbehorende anodestroomwaarden I_{A1} resp. I_{A2} . De roosterspanning V_{GK} moet hierbij constant blijven (zo nodig bijregelen met behulp van R_1).

De inwendige weerstand R_1 volgt nu uit:

$$R_1 = \frac{V_{AK1} - V_{AK2}}{I_{A1} - I_{A2}} \quad (\text{bij } V_{GK} = \text{constant}). \quad (10.3a)$$

De steilheid:

Met behulp van R_1 brengt men de roosterspanning iets boven de instelwaarde ($\rightarrow V_{GK1}$) en iets eronder ($\rightarrow V_{GK2}$). Hierbij noteert men de bijbehorende anodestroomwaarden I_{A1} resp. I_{A2} . De anodespanning V_{AK} wordt met behulp van R_2 constant gehouden.

De statische steilheid S is nu gelijk aan:

$$S = \frac{I_{A1} - I_{A2}}{V_{GK1} - V_{GK2}} \quad (\text{bij } V_{AK} = \text{constant}). \quad (10.3b)$$

De versterkingsfactor:

Met behulp van R_2 brengt men de anodespanning iets boven de instelwaarde ($\rightarrow V_{AK1}$). De anodestroomvariatie die hiervan het gevolg is, compenseert men door de roosterspanning met behulp van R_1 iets negatiever te maken ($\rightarrow V_{GK1}$). Vervolgens wordt de anodespanning iets onder de instelwaarde geregeld ($\rightarrow V_{AK2}$), en daarna de roosterspanning weer zoveel positiever ingesteld ($\rightarrow V_{GK2}$) dat de anodestroom I_A weer de oorspronkelijke waarde krijgt.

De versterkingsfactor μ is nu:

$$\mu = \frac{V_{AK1} - V_{AK2}}{V_{GK1} - V_{GK2}} \quad (\text{bij } I_A = \text{constant}). \quad (10.3c)$$

Daar de buiskarakteristieken niet lineair zijn, moet men de diverse stroom- en spanningsveranderingen zo klein mogelijk nemen. Hieraan wordt echter een grens gesteld; immers, als de stroom- en/of spanningsvariaties zo gering zijn dat de afleesnauwkeurigheid van de meters in het gedrang komt, kan men evengoed de meetfouten ten gevolge van de gekromde buiskarakteristieken accepteren. Met de volgende meetmethode bereikt men, wat dit betreft, betere resultaten.

B. DE DYNAMISCHE MEETMETHODE

Deze meetmethode berust op het meten van *wisselstromen en wisselspanningen*.

Meetschakeling (zie fig. 10.4)

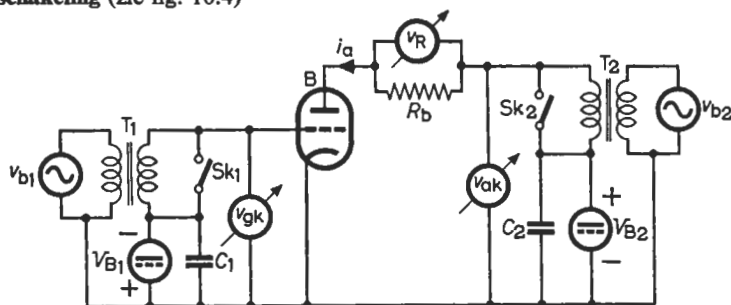


Fig. 10.4

Meetbeschrijving (zie fig. 10.4)

De te meten triodebuis B wordt op het gewenste punt ingesteld door middel van de gelijkspanningsbronnen V_{B1} en V_{B2} . De LF-meetoscilatoren v_{b1} en v_{b2} leveren de nodige meetspanningen aan de schakeling; hierbij moeten de schakelaars Sk_1 en Sk_2 geopend zijn. De frequentie van deze meetspanningen is bijv. 200 Hz. Voor het meten van de roosterwisselspanning v_{gk} en de anodewisselspanning v_{ak} gebruikt men bij voorkeur gevoelige LF-versterkervoltmeters (zie § 1.4.1). Een dergelijke meter gebruikt men ook voor het meten van de anodewisselstroom i_a ; men meet dan de spanning over een bekende weerstand (R_b) in het anodecircuit ($i_a = v_R/R_b$). De weerstand R_b moet zeer klein zijn ten opzichte van de wisselstroomweerstand tussen de anode en de katode.

Het meten van de wisselstroomgrootheden geschiedt nu als volgt:

De inwendige weerstand:

Zet Sk_1 dicht en Sk_2 open. Stel v_{b2} in op de laagste waarde waarbij v_{ak} en i_a nog met voldoende nauwkeurigheid kunnen worden gemeten. Noteer de waarde van de anodespanning ($\rightarrow v_{ak1}$) en die van de resulterende anodestroom ($\rightarrow i_{a1}$). Hierbij mag geen wisselspanning tussen het rooster en de katode staan (hiertoe dient de condensator C_1 , die het rooster voor wisselspanningen kortsluit).

De inwendige weerstand R_i kan men nu berekenen uit:

$$R_i = \frac{v_{ak1}}{i_{a1}} \quad (\text{bij } v_{gk} = 0). \quad (10.4a)$$

De steilheid:

Zet Sk_1 open en Sk_2 dicht. Stel v_{b1} in op de laagste waarde waarbij v_{gk} en i_a nog nauwkeurig genoeg kunnen worden afgelezen. Noteer de waarde van v_{gk} ($\rightarrow v_{gk1}$) en die van i_a ($\rightarrow i_{a1}$) en voorkom wisselspanning tussen de anode en de katode (C_2 dient de anode voor wisselspanningen kort te sluiten).

De steilheid S volgt nu uit:

$$S = \frac{i_{a1}}{v_{gk1}} \quad (\text{bij } v_{ak} = 0). \quad (10.4b)$$

De versterkingsfactor:

Zet Sk_1 dicht en Sk_2 open. Noteer de waarde van de anodespanning ($\rightarrow v_{ak}$) waarbij een goed afleesbare anodestroom ($\rightarrow i_{a1}$) loopt. Sluit daarna Sk_2 en open Sk_1 . Noteer de waarde van de roosterspanning ($\rightarrow v_{gk1}$) waarbij de anodestroom gelijk is aan i_{a1} . Indien nu beide schakelaars open zijn, en v_{ak} in tegenfase is met v_{gk} , zal de anodewisselstroom nul zijn.

De versterkingsfactor μ is nu gelijk aan:

$$\mu = \frac{v_{ak1}}{v_{gk1}} \text{ (bij } i_a = 0\text{)}. \quad (10.4c)$$

Opmerking:

De statische meetmethode is over het algemeen onnauwkeurig dan de dynamische meetmethode, omdat de eerstgenoemde gebaseerd is op het verschil van *bijna gelijke meteruitslagen*, terwijl bij de laatstgenoemde *de gehele meteruitslag* wordt gebruikt.

Toelichting

Bij *meerroosterbuizen* (tetrodes, pentodes, hexodes enz.) moet men meer karakteristiekbundels opnemen om een volledig overzicht van hun eigenschappen te verkrijgen.

Bij *een tetrode* en *een pentode* is niet alleen de invloed van het stuurrooster (G_1), maar ook die van het schermrooster (G_2) belangrijk. Men moet hier dus de eerder behandelde I_A - V_{AK} -karakteristieken bij uiteenlopende waarden van V_{GK2} opnemen.

Bij *een hexode*, *heptode* en *octode* is het aantal mogelijkheden uiteraard zeer groot. In de praktijk meet men nu doorgaans alleen de karakteristieken die voor een vooropgesteld doel nodig zijn. Gebruikt men een hexode bijvoorbeeld als mengbuis, dan zijn van het meeste belang de invloed van het eerste rooster (G_1) en die van het derde rooster (G_3); aan deze elektroden worden immers de te mengen signalen toegevoerd. Enig inzicht in de eigenschappen van een dergelijke buis verkrijgt men met de karakteristieken: $I_A = f(V_{GK1})$ met V_{GK3} als parameter, terwijl de andere elektroden op hun bedrijfsspanning zijn ingesteld.

Het is te begrijpen dat men ook met dynamische meetmethoden de eigenschappen van deze elektronenbuizen kan bepalen.

Al deze metingen behoeven na de reeds besproken meetprocedures geen nadere toelichting meer.

10.2. TRANSISTORS

10.2.1. Karakteristieken

Een transistor heeft, evenals een triodebuis, drie aansluitpunten: de emitter E, de basis B en de collector C (zie fig. 10.5). Volgens de wetten van Kirchhoff

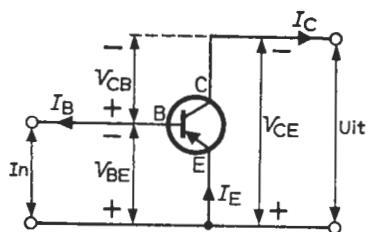


Fig. 10.5

is $I_E = I_B + I_C$ en $V_{CE} = V_{CB} + V_{BE}$, zodat de transistoreigenschappen gegeven zijn door het verband tussen twee stromen en twee spanningen. Hier van zijn van het meeste belang *de in- en uitgangsstroom en de in- en uitgangsspanning*. In verreweg de meeste gevallen fungeert de emitter als gemeenschappelijk aansluitpunt tussen de in- en de uitgang, zodat voor de praktijk I_B, I_C, V_{BE} en V_{CE} het interessantst zijn. Ofschoon het verband tussen deze vier grootheden met behulp van *twee onderling onafhankelijke karakteristiekbundels* kan worden vastgelegd, geeft men in transistorpublicaties doorgaans toch de volgende vier karakteristieken:

- De uitgangskarakteristiek: $I_C = f(V_{CE})$ met I_B als parameter;
- De ingangskarakteristiek: $V_{BE} = f(I_B)$ met V_{CE} als parameter;
- De overdrachtskarakteristiek: $I_C = f(I_B)$ met V_{CE} als parameter;
- De terugwerkingskarakteristiek: $V_{BE} = f(V_{CE})$ met I_B als parameter.

De eerste twee karakteristiekbundels kan men afleiden uit de volgende twee, en omgekeerd. Wij kunnen ons dus beperken tot het opnemen van de veel gebruikte I_C-V_{CE} -karakteristieken en de $V_{BE}-I_B$ -karakteristieken.

Meetschakeling (zie fig. 10.6)

De te meten transistor Tr wordt door middel van de voedingsbronnen V_{B1} en V_{B2} van de gewenste instelspanningen voorzien. De spanning tussen de basis en de emitter regelt men met behulp van de potentiometer R_1 ; de spanning tussen de collector en de emitter met behulp van R_2 (beginstelling: R_1 en R_2 onderaan).

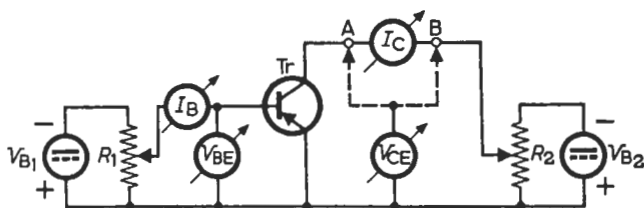


Fig. 10.6

Voor het meten van V_{CE} , I_B en I_C kunnen draaispoelmeters worden gebruikt (de I_B -meter moet soms een μA -gevoeligheid bezitten). Voor het meten van deingangsspanning V_{BE} is een draaispoelmeter te ongevoelig; men is hier aangewezen op een gevoelige versterkervoltmeter (zie § 1.4.5). De inwendige weerstand van deze meter moet zo hoog zijn dat de stroom hierdoor kan worden verwaarloosd (de I_B -meter meet dan alleen de basisstroom). Voor de juiste aansluiting van de V_{CE} -meter (punt A of B) gelden dezelfde overwegingen als die voor het aansluiten van de V_{AK} -meter in fig. 10.2.

Bij het opnemen van de I_C - V_{CE} -karakteristieken begint men met I_B op een bepaalde constante waarde in te stellen (bijv. $10 \mu A$) met behulp van R_1 . Vervolgens verschuift men de looper van R_2 van onder naar boven, waarbij men telkens de bij elkaar behorende waarden van V_{CE} en I_C noteert. Vervolgens stelt men I_B op een andere waarde in (bijv. $20 \mu A$), waarna men op dezelfde manier het verband tussen V_{CE} en I_C meet, enz.

De collectorstroom die bij de ingangsstroom $I_B = 0 \mu A$ nog vloeit, noemt men de verzadigingsstroom I_{CO}' . De kennis van de grootte van I_{CO}' is van groot belang met het oog op de temperatuurstabiliteit van de schakeling waarin men de transistor gebruikt. Voor het meten van I_{CO}' verbreekt men de basisleiding en noteert men de uitslag van de I_C -meter als functie van V_{CE} .

Bij het vastleggen van de V_{BE} - I_B -karakteristieken stelt men V_{CE} in op een constante waarde (bijv. 1 V) met behulp van R_2 . Daarna verschuift men de looper van R_1 van onder naar boven en noteert men de bij elkaar behorende waarden van V_{BE} en I_B . Vervolgens wordt V_{CE} op een andere waarde ingesteld (bijv. 2 V), waarna men weer het verband tussen V_{BE} en I_B opneemt, enz.

De aldus verkregen meetresultaten zet men uit in een rechthoekig coördinatenstelsel. In transistorpublicaties worden de uitgangskarakteristieken in het eerste kwadrant uitgezet en de ingangskarakteristieken in het derde kwadrant (zie fig. 10.7). Met behulp van deze gegevens kan men nu op eenvoudige wijze de overdrachtskarakteristieken in het tweede kwadrant en de terugwerkingskarakteristieken in het vierde kwadrant construeren.

Tenslotte dient ook hier te worden opgemerkt dat men tijdens de meting nooit de gepubliceerde maximum-waarden van de desbetreffende transistor mag overschrijden. Zo moet men bij een transistor niet alleen rekening houden met de V_{CEmax} , de I_{Emax} , de I_{Bmax} en de I_{Cmax} , maar ook met de omgevingstemperatuur. Voor de maximale collectordissipatie P_{Cmax} geldt namelijk:

$$P_{Cmax} = \frac{T_{jmax} - T_a}{K} \quad (10.5)$$

Hierin is:

T_{jmax} = de maximaal toelaatbare temperatuur van de collector-basis overgang van de transistor (voor germanium-transistors bedraagt deze doorgaans $75^\circ C$).

T_a = de omgevingstemperatuur.

K = de warmteweerstand (deze is lager naarmate de warmte van de transistor beter wordt afgevoerd, dus naarmate de koeling beter is).

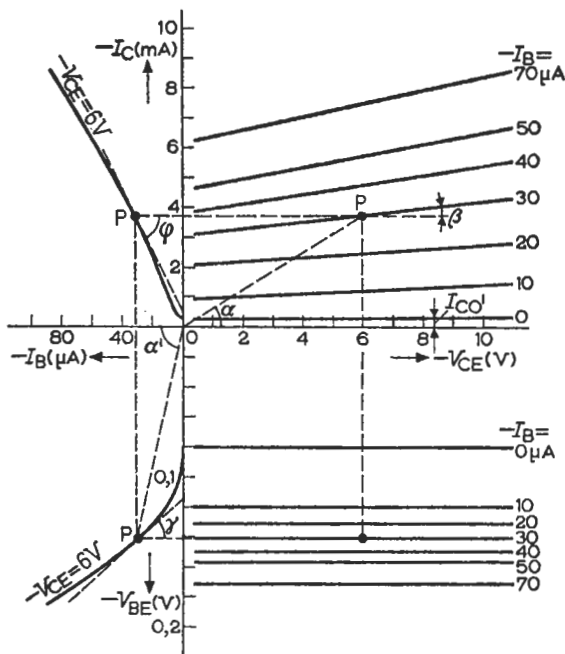


Fig. 10.7

Indien men met gelijkspanningsimpulsen meet, wordt de transistor *niet continu* belast, en kan men de karakteristieken over een veel groter gebied opmeten (zie hiervoor § 9.1.2 - toelichting).

Fig. 10.7 geeft bij wijze van voorbeeld een stel karakteristieken van een transistor.

10.2.2. Gelijk- en wisselstroomgrootheden

Uit de zogenaamde statische karakteristieken volgens fig. 10.7 kan men de voornaamste *laagfrequente* transistoreigenschappen bepalen.

De belangrijkste *gelijkstroomgrootheden* in het instelpunt P zijn:

De gelijkstroomweerstand tussen de collector en de emitter:

$$R_{CE} = \frac{V_{CE}}{I_C} = \cotg \alpha \approx 1,6 \text{ k}\Omega. \quad (10.6a)$$

De gelijkstroomweerstand tussen de basis en de emitter:

$$R_{BE} = \frac{V_{BE}}{I_B} = \tg \alpha' \approx 4,6 \text{ k}\Omega. \quad (10.6b)$$

Deze grootheden zijn onder meer van belang voor het berekenen van de instelling van de desbetreffende transistor in een schakeling.

De in de praktijk gebruikelijke *wisselstroomgrootheden* in punt P kan men bepalen door in dat punt een raaklijn aan de karakteristiek te trekken en de tangens van de hoek te bepalen die deze raaklijn met de horizontale as maakt.

De uitgangsadmittantie:

$$h_{oe} = \frac{\Delta I_C}{\Delta V_{CE}} \text{ (bij } I_B = 30 \mu\text{A)} = \text{tg } \beta \approx 125 \mu\text{A/V.} \quad (10.7a)$$

De ingangsimpedantie:

$$h_{ie} = \frac{\Delta V_{BE}}{\Delta I_B} \text{ (bij } V_{CB} = 6 \text{ V)} = \text{tg } \gamma \approx 900 \Omega \quad (10.7b)$$

De stroomversterkingsfactor:

$$h_{fe} = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} \text{ (bij } V_{CE} = 6 \text{ V)} = \text{tg } \varphi \approx 95. \quad (10.7c)$$

De terugwerking:

$$h_{re} = \frac{\Delta V_{BE}}{\Delta V_{CE}} \text{ (bij } I_B = 30 \mu\text{A)}. \quad (10.7d)$$

De terugwerking is bij LF-transistors zo gering dat deze praktisch niet uit de V_{BE} - V_{CE} -karakteristieken kan worden afgeleid. Daarom publiceert men tegenwoordig deze karakteristieken niet eens.

Deze zogenaamde *h-parameters* gebruikt men voor het berekenen van de stroom-, de spannings- en de vermogensversterking van een LF-transistor-schakeling.

Evenals bij elektronenbuizen kunnen de wisselstroomeigenschappen van een transistor ook *direct* worden bepaald met *een statische of een dynamische meetmethode*.

A. DE STATISCHE MEETMETHODE

Deze berust op het meten van *gelijkstromen en gelijkspanningen*; men gebruikt hierbij de meetschakeling volgens fig. 10.6.

Met behulp van de potentiometers R_1 en R_2 geeft men de transistor de gewenste instelling.

De uitgangsadmittantie:

Met behulp van R_2 brengt men de collectorspanning iets boven de instelwaarde ($\rightarrow V_{CE1}$), en daarna iets onder de instelwaarde ($\rightarrow V_{CE2}$). Men noteert de bijbehorende collectorstroomwaarden I_{C1} resp. I_{C2} . De basisstroom I_B moet hierbij constant blijven (zo nodig bijregelen met behulp van R_1).

De uitgangsadmittantie h_{oe} berekent men nu uit:

$$h_{oe} = \frac{I_{C1} - I_{C2}}{V_{CE1} - V_{CE2}} \text{ (bij } I_B = \text{constant)}. \quad (10.8a)$$

De ingangsimpedantie:

Met behulp van R_1 brengt men de basisspanning iets boven het instelpunt

($\rightarrow V_{BE1}$), en daarna iets eronder ($\rightarrow V_{BE2}$). Hierbij noteert men de resulterende basisstromen I_{B1} resp. I_{B2} . De collectorspanning V_{CE} houdt men constant met behulp van R_2 .

De ingangsimpedantie h_{ie} is gelijk aan:

$$h_{ie} = \frac{V_{BE1} - V_{BE2}}{I_{B1} - I_{B2}} \quad (\text{bij } V_{CE} = \text{constant}). \quad (10.8b)$$

De stroomversterkingsfactor:

Met behulp van R_1 brengt men de ingangsstroom iets boven de instelwaarde ($\rightarrow I_{B1}$), en daarna iets eronder ($\rightarrow I_{B2}$). De uitgangsstromen die hiervan het gevolg zijn, worden eveneens genoteerd (I_{C1} resp. I_{C2}). Met behulp van R_2 houdt men de collectorspanning V_{CE} constant.

De stroomversterkingsfactor h_{fe} berekent men uit:

$$h_{fe} = \frac{I_{C1} - I_{C2}}{I_{B1} - I_{B2}} \quad (\text{bij } V_{CE} = \text{constant}). \quad (10.8c)$$

De terugwerking:

Met behulp van R_2 brengt men de uitgangsspanning iets boven, en daarna iets onder de instelwaarde (noteer V_{CE1} resp. V_{CE2}). Tevens meet men de resulterende ingangsspanningen V_{BE1} resp. V_{BE2} , en houdt men de ingangsstroom I_B constant met behulp van R_1 .

De terugwerking h_{re} is nu:

$$h_{re} = \frac{V_{BE1} - V_{BE2}}{V_{CE1} - V_{CE2}} \quad (\text{bij } I_B = \text{constant}). \quad (10.8d)$$

Daar de transistorkarakteristieken min of meer gekromd zijn, moet men de diverse stroom- en spanningsvariaties zo klein mogelijk nemen. Dit houdt echter in dat het zeer moeilijk is deze kleine verschillen nog met voldoende nauwkeurigheid af te lezen. De navolgende meetmethode verdient in dit opzicht dan ook de voorkeur.

B. DE DYNAMISCHE MEETMETHODE

Deze meetmethode berust op het meten van *wisselstromen en wisselspanningen*.

Meetschakeling (zie fig. 10.8)

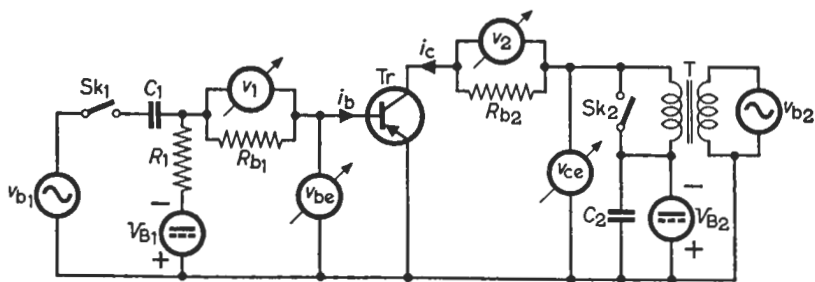


Fig. 10.8

Meetbeschrijving (zie fig. 10.8)

De te meten transistor Tr wordt op het gewenste punt ingesteld door middel van de gelijkspanningsbronnen V_{B1} en V_{B2} . De LF-meetoscilatoren v_{b1} en v_{b2} leveren de nodige meetspanningen voor de schakeling. De frequentie van deze meetspanningen bedraagt bijv. 200 Hz. De condensator C_1 voorkomt kortsluiting van de instelspanning V_{BE} via v_{b1} . De weerstand R_1 voorkomt kortsluiting van de meetspanning v_{be} via V_{B1} (uit de verdere beschrijving zal blijken dat R_1 zeer groot moet zijn ten opzichte van de ingangsimpedantie h_{ie}). Voor het meten van de basiswisselspanning v_{be} en de collectorwisselspanning v_{ce} gebruikt men gevoelige LF-versterkervoltmeters (zie § 1.4.1). Dergelijke meters zijn ook geschikt voor het meten van stromen i_b en i_c ; men meet dan de spanning over de bekende weerstanden R_{b1} resp. R_{b2} ($i_b = v_1/R_{b1}$ en $i_c = v_2/R_{b2}$). Voor R_{b1} kan men een weerstand van hoge waarde nemen, zodat hierover een goed meetbare spanning beschikbaar komt; de waarde van R_{b2} moet echter zeer klein zijn ten opzichte van de wisselstroomweerstand tussen de collector en de emitter ($1/h_{oe}$).

De meting van de wisselstroomgrootheden verloopt nu als volgt:

De uitgangsadmittantie:

Zet Sk_1 en Sk_2 open. Stel v_{b2} in op de laagste waarde waarbij v_{ce} en i_c nog met voldoende nauwkeurigheid te meten zijn. Noteer de waarde van de collectorspanning ($\rightarrow v_{ce1}$) en die van de resulterende collectorstroom ($\rightarrow i_{c1}$). Hierbij mag geen wisselstroom naar de basis lopen (hiervoor zorgt de „hoge” weerstand R_1 , die het basiscircuit voor wisselstromen „open-houdt”).

De uitgangsadmittantie h_{oe} kan men nu berekenen uit:

$$h_{oe} = \frac{i_{c1}}{v_{ce1}} \quad (\text{bij } i_b = 0). \quad (10.9a)$$

De ingangsimpedantie:

Zet Sk_1 en Sk_2 dicht. Stel v_{b1} in op de laagste waarde waarbij v_{be} en i_b nog met voldoende nauwkeurigheid kunnen worden gemeten. Noteer de waarde van v_{be} ($\rightarrow v_{be1}$) en die van de resulterende i_b ($\rightarrow i_{b1}$), en voorkom wisselspanning tussen de collector en de emitter (C_2 dient de collector voor wisselspanningen kort te sluiten).

De ingangsimpedantie h_{ie} volgt nu uit:

$$h_{ie} = \frac{v_{be1}}{i_{b1}} \quad (\text{bij } v_{ce} = 0). \quad (10.9b)$$

De stroomversterkingsfactor:

Zet Sk_1 en Sk_2 dicht. Stel v_{b1} in op de laagste waarde waarbij i_b en de hieruit resulterende i_c nauwkeurig genoeg te meten zijn. Noteer i_b ($\rightarrow i_{b1}$) en i_c ($\rightarrow i_{c1}$). De condensator C_2 heeft ten doel de uitgangswisselspanning tot een minimum te beperken.

De stroomversterkingsfactor h_{fe} is nu:

$$h_{fe} = \frac{i_{c1}}{i_{b1}} \quad (\text{bij } v_{ce} = 0). \quad (10.9c)$$

De terugwerking:

Zet Sk_1 en Sk_2 open. Stel v_{b2} in op de laagste waarde waarbij v_{ce} en v_{be} nog met voldoende nauwkeurigheid te meten zijn. Noteer v_{ce} ($\rightarrow v_{ce1}$) en de resulterende v_{be} ($\rightarrow v_{be1}$). Met de weerstand R_1 wordt de ingangswisselstroom verwaarloosbaar klein gehouden.

De terugwerking h_{re} bedraagt nu:

$$h_{re} = \frac{v_{be1}}{v_{ce1}} \quad (\text{bij } i_b = 0). \quad (10.9d)$$

Opmerking:

De dynamische meetmethode is over het algemeen nauwkeuriger dan de statische meetmethode, omdat men bij de eerstgenoemde met *gehele meteruitslagen* werkt, dit in tegenstelling tot de statische meetmethode, waarbij men *kleine verschillen* moet aflezen. Bovendien kunnen hierbij *de temperatuureffecten* van de transistor de meting beïnvloeden, omdat deze methode gebaseerd is op twee statische instellingen die in principe niet overeenkomen met het beschouwde instelpunt.

Toelichting

Een andere grootte die voor LF-transistors van belang is, is de zogenaamde *afsnijfrequentie* f_{ae} . Dit is de frequentie waarbij de stroomversterkingsfactor (h_{fe}) 3 dB in waarde is gedaald. Het meten van f_{ae} kan worden uitgevoerd met de meetschakeling volgens fig. 10.8.

Men meet eerst de stroomversterking bij ca. 200 Hz volgens de beschreven dynamische meetmethode. Men noteert deze waarde ($\rightarrow h_{fe1}$) en verhoogt vervolgens de frequentie van de meetspanning v_{b1} tot men een stroomversterking meet die gelijk is aan $h_{fe1}/\sqrt{2}$. De frequentie waarbij dit optreedt, is de te meten afsnijfrequentie van de transistor.

METINGEN AAN ACTIEVE NETWERKEN

Onder actieve netwerken verstaan wij *schakelingen waarbinnen stroom- en/of spanningsbronnen werkzaam zijn*.

Deze netwerken kunnen dus energie leveren. Ze zijn samengesteld uit *actieve elementen* (bijv. elektronenbuizen of transistors), meestal gecombineerd met *passieve elementen* (zoals weerstanden, condensatoren en spoelen).

Het meten aan passieve netwerken is in hoofdstuk 9 behandeld; metingen aan elektronenbuizen en transistors zijn in hoofdstuk 10 beschreven; in dit hoofdstuk zal het meten van hun gezamenlijke eigenschappen nader worden toegelicht.

Het zou uiteraard ondoenlijk zijn alle denkbare actieve netwerken te behandelen. Wij zullen ons dan ook tot het navolgende moeten beperken. Om zo volledig mogelijk te zijn, hebben we als meetvoorbeelden een actieve *tweepool*-, een *vierpool*-, en een *zespoel*schakeling genomen.

Als actieve tweepool wordt een schakeling behandeld die een gelijkspanning afgeeft. Een dergelijke schakeling heeft twee aansluitklemmen (tweepool) en dient als voedingsbron voor de meeste andere actieve netwerken. De hierna te beschrijven versterkerschakelingen hebben een ingang en een uitgang, dus vier aansluitklemmen (vierpool). Ten slotte worden nog enige metingen behandeld aan een mengschakeling. Hiervoor nemen wij een schakeling met twee ingangen waaraan men de te mengen signalen toevoert, en een uitgang waar men het gewenste mengproduct afneemt. Hier hebben wij dus met zes aansluitklemmen te maken (zespool).

In dit hoofdstuk stellen wij de te meten actieve netwerken voor als *gesloten kastjes* met twee of meer aansluitklemmen. Wij zullen de eigenschappen van de afzonderlijke schakelementen dus buiten beschouwing laten, en uitsluitend nagaan wat „het kastje” in *zijn geheel* presteert. De voor de praktijk meest belangrijke eigenschappen van deze schakelingen legt men vast door stroom- en spanningsmetingen aan de aanwezige klemmen.

11.1. VOEDINGSAPPARATEN

Een voedingsapparaat heeft twee aansluitklemmen. Belangrijk is dus *het verband tussen de spanning op deze klemmen en de stroom die geleverd wordt*.

Meetschakeling (zie fig. 11.1a)

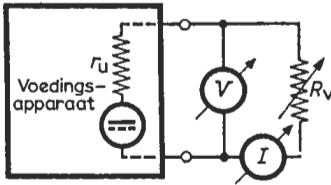


Fig. 11.1a

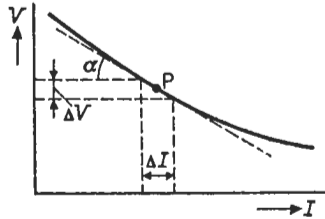


Fig. 11.1b

Meetbeschrijving (zie de fig. 11.1a en 11.1b)

Op de klemmen van het te meten voedingsapparaat sluit men de variabele belastingsweerstand R_v aan. De stroom door deze weerstand wordt gemeten met behulp van de I -meter, en de uitgangsspanning met de V -meter. Voor beide meters kan men gewone draaispoelmeters gebruiken tenzij de waarden van de te meten stromen en spanningen zeer laag zijn.

Het opmeten van de uitgangsspanning V als functie van de belastingsstroom I geschiedt als volgt: Men varieert de weerstand R_v van een hoge naar een lage waarde, en noteert telkens de uitslag van de V -meter en de bijbehorende uitslag van de I -meter. Hierbij mag men de maximaal toelaatbare I -waarde van het voedingsapparaat vanzelfsprekend niet overschrijden.

Het meetresultaat zet men uit in een karakteristiek volgens fig. 11.1b. Deze zogenaamde *belastingskarakteristiek* heeft over het algemeen een aflopend niet-lineair karakter, omdat het voedingsapparaat altijd wel enige inwendige weerstand heeft waarvan de waarde niet constant is.

De dynamische uitgangswaarde (r_u) in het instelpunt P (fig. 11.1b) is gelijk aan:

$$r_u = \frac{\Delta V}{\Delta I} = \text{tg } \alpha \quad (11.1)$$

Toelichting

Indien de uitgangswaarde van het te meten voedingsapparaat een zeer lage waarde heeft (bijv. bij een gestabiliseerd voedingsapparaat), zal de uitgangsspanning bij variatie van de belastingsstroom nauwelijks veranderen; een nauwkeurige aflezing van de spanningsverandering ΔV is dus vrijwel onmogelijk. In zulke gevallen verdient een *spanningscompensatiemethode* de voorkeur.

Meetschakeling (zie fig. 11.2)

Meetbeschrijving (zie fig. 11.2)

De polariteit van de vergelijkingsspanning V_{B2} is tegengesteld aan die van het te meten voedingsapparaat V_{B1} .

Bij de geopende stand van de schakelaar Sk , regelt men de waarde van V_{B2} tot de ΔV -meter geen uitslag geeft ($V_{B2} = V_{B1}$). Met Sk gesloten, stelt

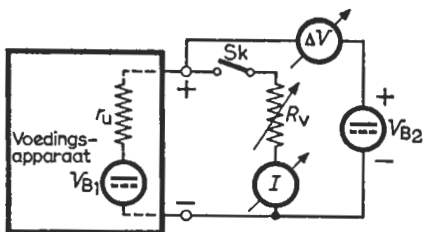


Fig. 11.2

men de gewenste stroomwaarde I in met behulp van de variabele R_v . De hierbij optredende spanningsdaling op de uitgangsklemmen is weliswaar gering (r_u is zeer laag!), maar kan nu toch nauwkeurig worden gemeten, omdat de ΔV -meter uitsluitend reageert op deze spanningsvariatie. Hierbij moet de inwendige weerstand van de ΔV -meter echter groot zijn ten opzichte van de weerstand R_v , opdat de belasting van V_{B2} , onafhankelijk van de waarde van R_v , constant blijft. Voor de ΔV -meter neemt men daarom bij voorkeur een versterkervoltmeter (zie § 1.4.4 en § 1.4.5). De vergelijkingsspanning V_{B2} moet zeer stabiel zijn.

11.2. VERSTERKERSCHAKELINGEN

Een versterkerschakeling bezit twee klemmen waaraan het te versterken signaal wordt toegevoerd (de ingang), en twee klemmen waarvan het versterkte signaal wordt afgenomen (de uitgang).

De belangrijkste eigenschappen van dit soort schakelingen zijn: *de in- en de uitgangsimpedantie en de overdrachtseigenschappen tussen de in- en de uitgang*. Voor een volledig inzicht moet men deze eigenschappen bij verschillende frequenties meten. De hiervoor nodige stromen en spanningen moeten enerzijds zo laag in waarde zijn dat de te meten versterker als lineair mag worden beschouwd, en anderzijds ten minste zo hoog dat de meetresultaten niet worden beïnvloed door brom en ruis in de schakeling.

11.2.1. De in- en de uitgangsimpedantie

De in- en uitgangsimpedantie van een versterker bestaan over het algemeen uit een *parallelschakeling van een weerstand met een capaciteit*.

A. DE STROOM-SPANNINGSMETHODE

Het begrip impedantie wordt in de wisselstroomtheorie gedefinieerd als *de verhouding van een spanningsverschil en de bijbehorende stroomsterkte*. De

meest voor de hand liggende methode om een impedantie te meten volgt direct uit deze definitie: men legt een bekende spanning aan de desbetreffende impedantie en meet de resulterende stroom.

Meetschakeling (zie de fig. 11.3a en 11.3b)

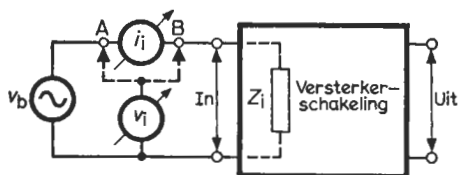


Fig. 11.3a

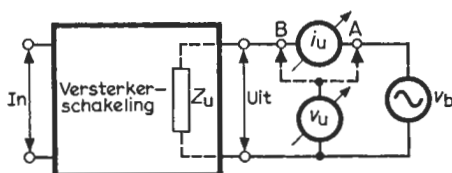


Fig. 11.3b

Meetbeschrijving (zie de fig. 11.3a en 11.3b)

De meetoscillatoren v_b leveren de nodige meetspanningen met de gewenste frequenties. Met behulp van de v_1 - en de v_u -meter meet men de toegevoerde spanningen, terwijl de i_i - en de i_u -meter de resulterende stroomwaarden aangeven. Zijn de spanningsmeters op punt A aangesloten, dan geven deze meters een iets te hoge waarde aan; gebruikt men punt B, dan is de uitslag van de stroommeters iets te hoog. Kies dus het aansluitpunt waarbij de meetfout het kleinst is, of breng de inwendige weerstand van de meters in rekening (zie § 8.1.1). Bij lage frequenties kan men soms gewone celmeters gebruiken; in de meeste gevallen is men echter aangewezen op versterkervoltmeters.

De ingangsimpedantie Z_i berekent men nu uit:

$$Z_i = \frac{v_1}{i_i} \quad (\text{mits } i_i \text{ het gevolg is van } v_1). \quad (11.2a)$$

De uitgangsimpedantie Z_u volgt uit:

$$Z_u = \frac{v_u}{i_u} \quad (\text{mits } i_u \text{ het gevolg is van } v_u). \quad (11.2b)$$

De nauwkeurigheid van deze stroom-spanningsmethode wordt voor een groot deel bepaald door de *absolute* ijking van de toegepaste meters. Deze methode is daarom alleen bruikbaar bij *lage frequenties*.

B. DOOR SUBSTITUTIE MET EEN BEKENDE WEERSTAND

a. DE INGANGSIMPEDANTIE

Meetschakeling (zie fig. 11.4a)

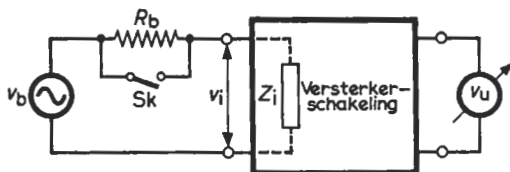


Fig. 11.4a

Meetbeschrijving (zie fig. 11.4a)

De meetspanning v_b wordt, via een bekende weerstand R_b , aan de ingang van de versterker gelegd. Deze weerstand kan al of niet worden kortgesloten met behulp van de schakelaar S_k . Met de v_u -meter meet men de resulterende uitgangsspanning.

Zet S_k dicht. De uitslag van de v_u -meter is dan:

$$v_{u1} = v_b A_v.$$

Hierin is A_v de spanningsversterking van de schakeling.

Zet vervolgens S_k open. De uitslag van de v_u -meter is nu:

$$v_{u2} = v_i A_v = v_b \frac{Z_i}{R_b + Z_i} A_v.$$

Uit deze twee gegevens is de ingangsimpedantie Z_i bepaald:

$$\frac{v_{u1}}{v_{u2}} = 1 + \frac{R_b}{Z_i} \quad \text{of} \quad Z_i = \frac{R_b}{\frac{v_{u1}}{v_{u2}} - 1}. \quad (11.3)$$

Bij deze meetmethode is de precisie van de weerstand R_b en de *relatieve* nauwkeurigheid van de gebruikte voltmeter van belang. Men kan dus zonder bezwaar de v_u -meter via een grote weerstand of een kleine capaciteit met het uitgangscircuit verbinden. Dit kan zelfs noodzakelijk zijn indien de uitgangsimpedantie van de te meten schakeling hoogohmig is.

Beschikt men over een meetoscillator waarvan de *uitgangsverzwakker* een betere relatieve nauwkeurigheid heeft dan de eerder genoemde v_u -meter, dan kan men met voordeel als volgt te werk gaan:

Zet S_k dicht, en noteer de verzwakkerstand van de meetoscillator ($\rightarrow a_1$) waarbij de v_u -meter een bruikbare uitslag geeft.

$$v_u = \frac{v_b}{a_1} A_v.$$

Zet nu S_k open, en noteer de verzwakking ($\rightarrow a_2$) waarbij de v_u -meter dezelfde uitslag geeft.

$$v_u = \frac{v_b}{a_2} \frac{Z_1}{R_b + Z_1} A_v.$$

De ingangsimpedantie Z_i volgt nu uit:

$$\frac{a_1}{a_2} = 1 + \frac{R_b}{Z_1} \quad \text{of,} \quad Z_1 = \frac{R_b}{\frac{a_1}{a_2} - 1}. \quad (11.4)$$

Bij deze meetmethode dient de v_u -meter slechts als *indicator* en behoeft dus *niet geijkt* te zijn. Dit is vooral aantrekkelijk bij *HF-metingen*.

Het *reële deel* (r_i) van de te meten ingangsimpedantie vindt men, door de voorafgaande metingen bij een zodanig lage frequentie uit te voeren dat de *imaginaire grootheden* hierbij geen rol spelen. De *ingangscapaciteit* (C_i) kan men daarna berekenen uit het meetresultaat bij een zodanig hoge frequentie dat het reële deel te verwaarlozen is; de ingangsimpedantie is dan: $1/\omega C_i$.

b. DE UITGANGSIMPEDANTIE

Meetschakeling (zie fig. 11.4b)

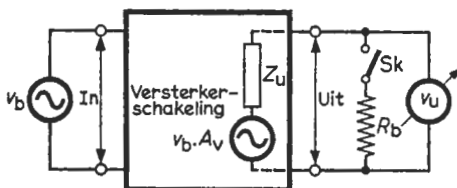


Fig. 11.4b

Meetbeschrijving (zie fig. 11.4b)

De meetspanning v_b wordt aan de ingang van de te meten versterker gelegd. De versterkte spanning ($v_b \times A_v$) vindt men terug op de uitgang in serie met de te meten uitgangsimpedantie Z_u . Met behulp van de schakelaar Sk wordt de versterker al of niet belast met de bekende weerstand R_b , terwijl men met de v_u -meter de uitgangsspanning meet.

Zet Sk open. De uitslag van de v_u -meter is dan:

$$v_{u1} = v_b A_v.$$

Zet vervolgens Sk dicht. De uitslag van de v_u -meter is nu:

$$v_{u2} = v_b \frac{R_b}{R_b + Z_u} A_v.$$

Uit deze twee meetresultaten kan men de uitgangsimpedantie Z_u berekenen:

$$\frac{v_{u1}}{v_{u2}} = 1 + \frac{Z_u}{R_b} \quad \text{of,} \quad Z_u = R_b \left(\frac{v_{u1}}{v_{u2}} - 1 \right). \quad (11.5)$$

Uit deze formule blijkt dat *de verhouding* van twee meetgegevens in reke-

ning wordt gebracht. Men kan dus de v_u -meter desgewenst via een losse koppeling met de uitgang van de schakeling verbinden.

Bij HF-metingen beschikt men doorgaans over betere *verzwakkers* dan voltmeters, zodat de volgende meetmethode dan de voorkeur verdient.

Zet Sk open, en noteer de verzwakkerstand van de meetoscillator ($\rightarrow a_1$) waarbij de v_u -meter een bruikbare uitslag geeft.

$$v_u = \frac{v_b}{a_1} A_v.$$

Zet nu Sk dicht, en noteer de verzwakking ($\rightarrow a_2$) waarbij de v_u -meter dezelfde uitslag geeft.

$$v_u = \frac{v_b}{a_2} \frac{R_b}{Z_u + R_b} A_v.$$

De uitgangsimpedantie Z_u volgt nu uit:

$$\frac{a_1}{a_2} = 1 + \frac{Z_u}{R_b} \quad \text{of,} \quad Z_u = R_b \left(\frac{a_1}{a_2} - 1 \right). \quad (11.6)$$

De *uitgangsweerstand* (r_u) kan men bepalen door bovenstaande metingen bij een zeer lage frequentie uit te voeren; de *uitgangscapaciteit* (C_u) volgt daarna uit het meetresultaat bij een zeer hoge frequentie ($Z_u = 1/\omega C_u$).

C. DOOR SUBSTITUTIE IN EEN PASSIEVE RESONANTIEKRING

Wij gebruiken hiervoor de meetschakeling volgens fig. 9.8. Hierin vervangt men de condensator (C_x , r_x) door de ingang (C_i , r_i) of de uitgang (C_u , r_u) van de te meten versterker.

Na sluiting van de schakelaar Sk veroorzaakt het imaginaire deel *een verstemming*, en het reële deel *een demping* van de parallelresonantiekring. De waarde van de in- en de uitgangsweerstand van de versterker volgt uit formule (9.6d); de waarde van de in- en de uitgangscapaciteit berekent men met formule (9.6b).

Deze meetmethode wordt alleen bij *hoge frequenties* toegepast; bij lage frequenties zijn immers geen bruikbare resonantiekringen beschikbaar.

11.2.2. De overdrachtseigenschappen

De belangrijkste overdrachtseigenschappen van een versterkerschakeling zijn: de *spanningsversterking*, de *stroomversterking* en de *vermogensversterking*.

Met de gegevens van het onder § 11.2.1 gemeten reële en imaginaire deel van de in- en de uitgangsimpedantie plus het meetresultaat van één van de

drie genoemde overdrachtseigenschappen, zijn tevens de beide andere eigenschappen vastgelegd.

Wij kunnen hier dus volstaan met het meten van *de spanningsversterking als functie van de frequentie*.

Meetschakeling (zie fig. 11.5)



Fig. 11.5

Meetbeschrijving (zie fig. 11.5)

De meetoscillator v_b levert de benodigde meetspanning met de gewenste frequentie. Deingangsspanning van de versterker meet men met behulp van de v_i -meter, terwijl de v_u -meter de resulterende uitgangsspanning aangeeft. De spanningsversterking A_v kan men nu berekenen uit:

$$A_v = \frac{v_u}{v_i} \quad (\text{mits } v_u \text{ het gevolg is van } v_i). \quad (11.7)$$

De spanningsversterking als functie van de frequentie noemt men *de amplitude-frequentie-karakteristiek*.

Voor het meten van v_i en v_u kan men het best dezelfde voltmeter gebruiken, waarvan dan slechts de *relatieve* nauwkeurigheid belangrijk is.

Is een meetoscillator beschikbaar waarvan *de uitgangsverzwakker* nauwkeuriger is dan de toegepaste voltmeter (dit kan bij hoge frequenties zeer wel het geval zijn), dan kan men als volgt te werk gaan:

Noteer de verzwakkerstand van de meetoscillator ($\rightarrow a_1$) waarbij de versterkte spanning op de v_u -meter een bruikbare uitslag geeft. Verbind vervolgens deze meetoscillator direct met de v_u -meter en noteer de verzwakking ($\rightarrow a_2$) waarbij een zelfde uitslag ontstaat. De te meten spanningsversterking kan men nu berekenen uit de verhouding van a_1 tot a_2 . Bij deze meetmethode moet *de uitgangsimpedantie van de meetoscillator zeer klein zijn ten opzichte van deingangsimpedantie van de schakeling*.

Indien *de uitgangsimpedantie van de te meten versterker hoog is*, dient men hiermee rekening te houden bij de keuze van een geschikte v_u -meter. Bestaat het uitgangscircuit bijv. uit een parallelresonantiekkring, dan zal deingangscapaciteit van de v_u -meter een verstemming tot gevolg hebben, terwijl deingangsweerstand van deze meter een demping veroorzaakt. Hierdoor kan de te meten uitgangsspanning aanmerkelijk veranderen. Zelfs het gebruik van een diodevoltmeter kan hier ontoelaatbare meetfouten veroorzaken. Dit probleem kan men oplossen door *deingangscapaciteit* van de v_u -meter in de parallelkring te substitueren; men verstemt de resonantiekkring dus zodanig dat de oorspronkelijke bedrijfstoestand ontstaat. *Deingangsweerstand* van een goede diodevoltmeter is meestal te verwaarlozen; men kan deze trouwens zo nodig in rekening brengen.

Wordt de te meten schakeling met hoge uitgangsimpedantie gevolgd door een versterker met een lage uitgangsimpedantie, dan schakelt men de v_u -meter achter laatstgenoemde versterker. Het gevraagde meetresultaat verkrijgt men nu door de totale spanningsversterking te delen door de versterking van de bufferschakeling. De spanningsversterking van de buffertrap is gemakkelijk te bepalen omdat de uitgangsimpedantie hiervan laag is.

Met het meetresultaat voor de spanningsversterking (A_v) kan men nu ook de stroomversterking (A_i) en de vermogensversterking (A_p) berekenen:

$$A_i = \frac{v_u / Z_u}{v_1 / Z_1} = A_v \frac{Z_1}{Z_u} \quad (11.8)$$

$$A_p = \frac{v_u^2 / Z_u}{v_1^2 / Z_1} = A_v^2 \frac{Z_1}{Z_u} = A_v A_i \quad (11.9)$$

Toelichting

Bij de behandeling van de elektronenstraaloscilloscoop (zie onder § 2.1) hebben we gezien, dat voor een *natuurgetrouwe* versterking van niet-sinusvormige signalen, niet alleen de *amplitude-frequentie-karakteristiek*, maar ook de *looptijd-frequentie-karakteristiek* van belang is. Voor een *onvervormde overdracht* moet de spanningsversterking als functie van de frequentie en de looptijd als functie van de frequentie constant zijn (zie terug naar de fig. 2.6a en 2.6b met toelichting aan de hand van de figuren 2.5a en 2.5b).

Het opmeten van genoemde karakteristieken is zeer tijdrovend; daarom ziet men in de praktijk hier meestal van af. Om snel een *globaal inzicht* te verkrijgen in de amplitude- en de fase-overdracht van een versterker (of een andere vierpoolschakeling), is het opmeten van de zogenaamde *sprongkarakteristiek* algemeen gebruikelijk.

Meetschakeling (zie fig. 11.6)

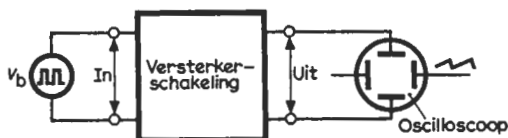


Fig. 11.6

Meetbeschrijving (zie fig. 11.6)

Met behulp van de kanteelspanningsoscillator v_b legt men een periodiek met sprongen veranderende spanning aan de ingang van de te meten schakeling. Met behulp van de oscilloscoop wordt de uitgangsspanning bestudeerd.

Een wiskundige analyse van een symmetrische kanteelspanning toont aan dat deze is samengesteld uit een sinusvormige spanning met de grondfrequentie f_1 , plus een aantal sinusvormige componenten met de frequenties $3f_1$, $5f_1$, $7f_1$... enz. De amplitudes van deze harmonischen zijn omgekeerd evenredig met hun frequentie (zie fig. 11.7).

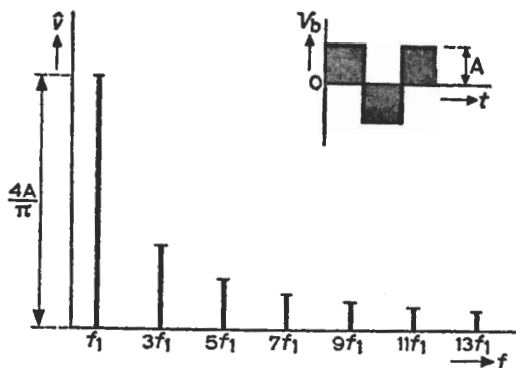


Fig. 11.7

In de regel zal de uitgangsspanning van een versterker geen evenbeeld zijn van de kanteelvormige ingangsspanning omdat de spanningsversterking en de looptijd voor de verschillende componenten niet gelijk zijn.

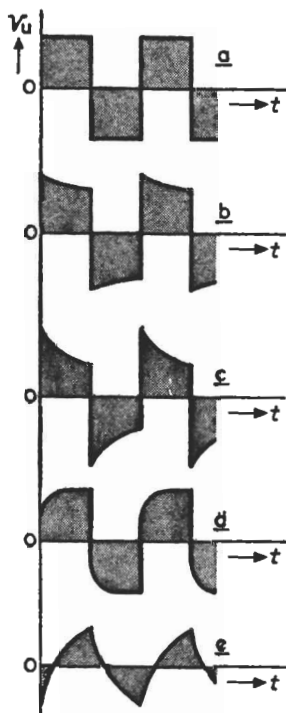


Fig. 11.8

De figuren 11.8 a t/m e geven enige spanningsvormen zoals deze op de oscilloscoop kunnen verschijnen.

Wordt een kanteelvormige ingangsspanning zonder zichtbare vervorming aan de uitgang doorgegeven, dan mag men aannemen dat het te meten netwerk geen noemenswaardige amplitude- en fasefouten introduceert voor sinusvormige signalen met frequenties tot 10 à 20 maal de frequentie van de kanteelvormige ingangsspanning (zie fig. 11.8a).

Vertoont het beeld op de oscilloscoop een afwijking aan de onder- en de bovenkant (zgn. dakvervorming), terwijl de flanken intact zijn, dan is er iets mis met de lage frequenties.

Vertoont de uitgangsspanning bijvoorbeeld gelijkenis met fig. 11.8b, dan betekent dit amplitude-vermindering en fasefouten voor de grondgolf van de ingestelde kanteelspanning en de lage harmonischen hiervan. Een uitgangsspanning volgens fig. 11.8c wijst in versterkte mate op dezelfde tekortkomingen als die volgens fig. 11.8b. De „dakvervorming” wordt voornamelijk veroorzaakt door de koppel- en de ontkoppelcondensatoren in de te meten versterker.

Worden de flanken van de kanteelspanning vervormd doorgegeven terwijl de horizontale delen intact zijn, dan deugt er iets niet met de hoge frequenties.

Ziet men op de uitgang van de te meten schakeling bijvoorbeeld een spanningsvorm volgens fig. 11.8d, dan is er vermindering van spanningsversterking voor de hogere harmonischen van de ingestelde kanteelspanning en treden bij deze componenten ook fasefouten op. Bij een uitgangsspanning volgens fig. 11.8e zijn deze tekortkomingen nog ernstiger. De flankvervorming wordt voornamelijk veroorzaakt door de in- en de uitgangscapaciteiten van de gebruikte elektronenbuizen en transistors en de bedradingscapaciteiten.

Tenslotte zullen we aan de hand van de figuren 11.8 a t/m e nog een praktisch voorbeeld onder de loop nemen.

De amplitude-frequentie-karakteristiek volgens fig. 11.9 is kenmerkend voor een versterker met RC-koppeling. Indien men aan een dergelijke ver-

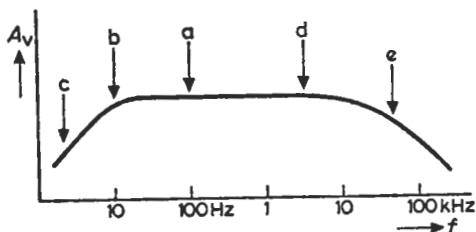


Fig. 11.9

sterker een kanteelvormige spanning legt met een frequentie die door de pijltjes boven de karakteristiek worden aangegeven, ontstaat op de uitgang van de versterker een signaal overeenkomstig die afbeelding van fig. 11.8 die door de letter boven deze pijltjes nader wordt aangeduid. Zou deze karakteristiek *niet* gegeven zijn, dan kan men dus door nauwkeurige bestudering van de sprongkarakteristiek toch snel een globale indruk verkrijgen van de amplitude- en fasegetrouwheid van deze versterker.

11.3. MENGCHAKELINGEN

Een mengschakeling bezit twee of meer ingangen waaraan de te mengen signalen worden toegevoerd, en één uitgang waarvan het gewenste mengproduct wordt afgenomen.

Als meetvoorbeeld nemen wij hier een schakeling die als *frequentie-omvormer* dienst doet. Hiertoe legt men twee signalen met uiteenlopende frequentie aan de desbetreffende schakeling. Door de gekromde karakteristieken van bijvoorbeeld een elektronenbuis of transistor ontstaan onder anderen componenten met combinatiefrequenties van beide signalen. Met behulp van een selectief netwerk in het uitgangscircuit van de schakeling kan men de gewenste component van de andere scheiden.

Een dergelijke mengschakeling heeft dus twee ingangen plus één uitgang. Het zal duidelijk zijn dat men in de praktijk het meest is geïnteresseerd in *de gewenste uitgangsspanning als functie van de ene ingangsspanning met de andere ingangsspanning als parameter.*

Meetschakeling (zie fig. 11.10)

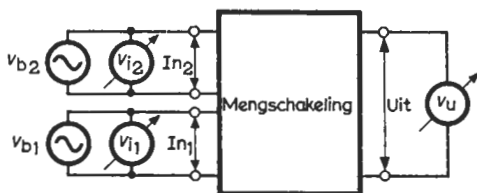


Fig. 11.10

Meetbeschrijving (zie fig. 11.10)

De meetoscillatoren v_{b1} en v_{b2} leveren de nodige ingangsspanningen met de gewenste frequenties. Deze spanningen meet men met behulp van de v_{i1} - resp. v_{i2} -meter, terwijl het resulterende mengproduct door de v_u -meter wordt aangegeven. Indien de uitgangsimpedantie hoog is, moet men hiermee rekening houden bij de keuze van de juiste voltmeter en de juiste meetmethode (zie onder § 11.2.2).

Toelichting

Iedere moderne radio- en televisie-ontvanger is met een dergelijke mengschakeling uitgerust. De spanning v_{i1} (zie fig. 11.10) wordt hier veroorzaakt door het ontvangen antennesignaal; de spanning v_{i2} wordt opgewekt door een interne oscillator; de uitgangsspanning v_u noemt men de middenfrequent-spanning. Bij het afstemmen op een gewenste zender varieert men de oscillatorfrequentie zodanig dat deze met de frequentie van het antennesignaal steeds een signaal met één bepaalde middenfrequentie (MF) oplevert. Deze *superheterodyne-methode* biedt het voordeel dat, ondanks de grote verschillen in de ontvangen zenderfrequenties, het versterken van deze signalen steeds met dezelfde MF-versterker geschiedt; dit komt de gevoeligheid en de selectiviteit van de ontvanger ten goede.

De belangrijkste eigenschap is de zogenaamde *mengversterking* (A_c): het quotiënt van de MF-spanning v_u en de ingangsspanning v_{i1} bij uiteenlopende waarden van de oscillatorspanning v_{i2} . Een praktische karakteristiek wordt in fig. 11.11 gegeven.

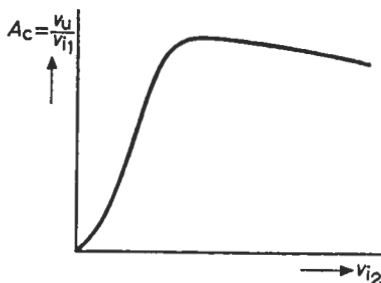


Fig. 11.11

Een directe meting van de MF-spanning levert moeilijkheden op, omdat de uitgang van de mengschakeling uit een of meer afgestemde resonantiekringen bestaat. Het verdient hier aanbeveling, de v_u -meter over de laagohmige uitgangsklemmen van de desbetreffende ontvanger te schakelen, waarbij men de versterking van de tussenliggende bufferschakeling vanzelfsprekend in rekening moet brengen (zie onder § 11.2.2).

ENIGE PRAKTISCHE WENKEN BIJ HET UITVOEREN VAN ELEKTRONISCHE METINGEN

Kies, indien mogelijk, een zodanige meetmethode dat:

- A. De meetnauwkeurigheid onafhankelijk is van de absolute ijking van de toegepaste meetapparaten.
- B. De bedrijfstoestand van de te meten schakeling door de meting niet verandert.
- C. Uitwendige storingen (bijv. elektrische en magnetische velden, temperatuur, vochtigheid enz.) de meting niet beïnvloeden.

Toelichting bij punt A

Nauwkeurige meetinstrumenten zijn zeer kostbaar en meestal ook moeilijk te hanteren. Bovendien is het riskant om zonder meer te vertrouwen op de ijkgegevens van de meetapparaten-fabrikant wanneer de desbetreffende meetapparaten al enige tijd in gebruik zijn en men niet weet in hoeverre ze nog betrouwbaar zijn.

Deze moeilijkheden kan men omzeilen door een meetmethode te kiezen waarbij de ijking van het toegepaste meetapparaat niet van belang is.

Enige voorbeelden:

- a₁. Wil men bijvoorbeeld een weerstandswaarde meten, dan kan men hiervoor de stroom-spanningsmethode toepassen (zie § 8.1.1). In dat geval dient men echter hoge eisen te stellen aan de absolute nauwkeurigheid van de stroom- en van de spanningsmeter. In dit opzicht is de substitutiemethode volgens § 8.1.2 veel gunstiger, omdat men hierbij ongeijkte meters kan gebruiken. De nauwkeurigste weerstandsbepaling verkrijgt men natuurlijk met de brug van Wheatstone (zie § 8.1.3), waarin de meter slechts als nul-indicator dienst doet.
- a₂. Bij het meten van de verhouding van twee stromen of twee spanningen, kan men soms aan meetnauwkeurigheid winnen door hiervoor slechts één stroom- resp. één spanningsmeter te gebruiken. In dat geval worden slechts eisen gesteld aan de relatieve nauwkeurigheid van het toegepaste meetapparaat. Dit is vooral van belang indien de te meten waarden ongeveer gelijk zijn. Bij kleine verschillen is de relatieve afwijking bij gebruik van één meter te verwaarlozen, terwijl bij gebruik van twee meters de absolute afwijking grote meetfouten kan veroorzaken (zie § 9.4.2, § 9.5.1, § 9.5.2, § 9.6.2 en § 11.2.2).
- a₃. Het is vooral moeilijk om hoogfrequent stroom- en spanningsmeters nauwkeurig te ijken. Dit verklaart waarom praktisch alle behandelde HF-metingen gebaseerd zijn op het gebruik van ongeijkte meters (zie § 7.4.4, § 8.2.2-A, § 9.6.2, § 9.6.3, § 11.2.1-B en § 11.2.2).

Toelichting bij punt B

Indien door de meting de bedrijfstoestand van de te meten schakeling verandert, is het meetresultaat min of meer foutief.

Enige voorbeelden:

- b₁. Bij *stroommetingen* moet de inwendige weerstand van de ampèremeter te verwaarlozen zijn ten opzichte van de weerstand van het meetcircuit (zie § 7.1).

Bijzondere aandacht verdient de meting volgens de fig. 12.1a en 12.1b. Hierin wenst men *de emissorgelijkstroom* van een transistor te meten. Ofschoon de inwendige weerstand van de toegepaste *I*-meter zeer klein is ten opzichte van de totale weerstand van het stroomcircuit, is de meetmethode volgens fig. 12.1a toch foutief. De weliswaar geringe spanningsval over de *I*-meter wordt namelijk door de transistor *versterkt*, zodat de te meten emissorstroom toch nog sterk door de meting wordt beïnvloed. De stroommeting volgens fig. 12.1b is daarentegen wel verantwoord, omdat een eventuele geringe spanningsval over de *I*-meter nu geen merkbare verandering van de transistorinstelling veroorzaakt.

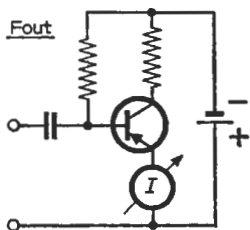


Fig. 12.1a

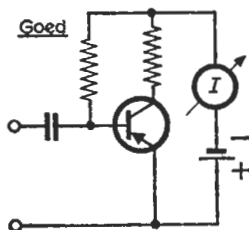


Fig. 12.1b

Een andere gelijkstroommeting wordt in de fig. 12.2a en 12.2b schematisch voorgesteld. Hierin wenst men *de roostergelijkstroom* van een oscillerende elektronenbuis te meten. Om te voorkomen dat de *I*-meter invloed uitoefent op de oscillatorkring, dient men de stroommeter met de condensor C_m te ontkoppelen (zie fig. 12.2b).

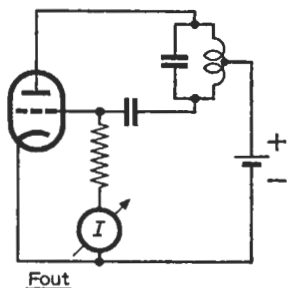


Fig. 12.2a

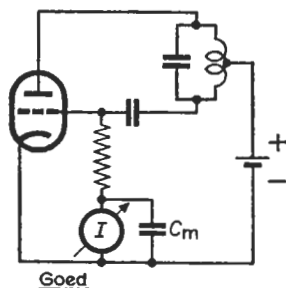


Fig. 12.2b

- b₂. Om bij *spanningsmetingen* de bedrijfstoestand van het meetobject te handhaven, moet de inwendige weerstand van de voltmeter groot zijn ten opzichte van de weerstand tussen de meetpunten (zie § 7.2). Vermijd dus het meten over hoge impedanties.

Een bijzonder voorbeeld hiervan vindt men in de fig. 12.3a en 12.3b. Hierin wenst men *de negatieve voorspanning* van een versterkerbuis te meten. De meetmethode volgens fig. 12.3a is niet alleen foutief omdat de *V*-meter onder andere over de hoge lekweerstand R_g staat, maar vooral omdat deze meter *de instelling van de elektronenbuis* beïnvloedt. Hierdoor verandert de anodestroom en dus ook de te meten roostervoorspanning. De methode volgens fig. 12.3b is de juiste oplossing; de *V*-meter is hier over de lage katodeweerstand R_k geschakeld.

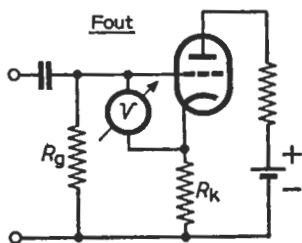


Fig. 12.3a

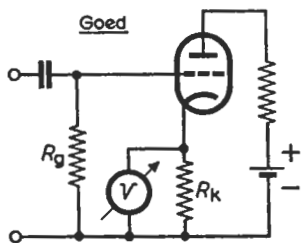


Fig. 12.3b

Een ander voorbeeld vindt men in de fig. 12.4a en 12.4b. Hierin wenst men *de collector gelijkspanning* van een oscillerende transistor te meten. Ofschoon de inwendige weerstand van de toegepaste *V*-meter hoog is, kan de ingangscapaciteit (C_i) van deze meter, de oscillatorkring op ontoelaatbare wijze beïnvloeden (zie fig. 12.4a). In fig. 12.4b is dit aanmerkelijk verbeterd door *direct op het meetpunt* de weerstand R_s aan te sluiten. Het gelijkspanningsverlies over deze weerstand moet echter te verwaarlozen zijn ten opzichte van dat over de *V*-meter; maak dus R_s veel kleiner dan de inwendige weerstand van de *V*-meter.

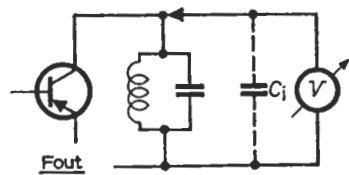


Fig. 12.4a

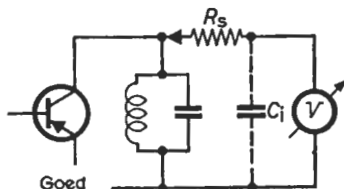


Fig. 12.4b

- b₃. Bij het meten van *HF-spanningen over resonantiekringen* moet men niet alleen zorg dragen voor een minimale demping, maar ook voor een minimale verstoring van het meetobject.

In de fig. 12.5a en 12.5b wenst men *de wisselspanning* op de uitgang van een selectieve versterker te meten. Het hiervoor aangewezen meetinstrument is vanzelfsprekend de diodevoltmeter met zijn hoge ingangsweerstand en zijn lage ingangscapaciteit (zie § 1.4.2). Bij de meetmethode volgens fig. 12.5a wordt de resonantiekring niettemin verstemd door de parasitaire capaciteit (C_p) van de veel te lange verbinding tussen het meetpunt en de detectormeetekop (K). Bij het meten bij zeer hoge frequenties kunnen op deze foutieve verbinding zelfs staande golven optreden, waardoor de meting volkomen onbetrouwbaar wordt. In fig. 12.5b vindt men de juiste werkwijze: *men brengt de meetkop naar het meetobject*; de lange verbinding tussen de meetkop en het aanwijsinstrument is nu niet bezwaarlijk, omdat hierover uitsluitend gelijkspanning staat.

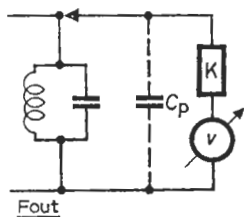


Fig. 12.5a

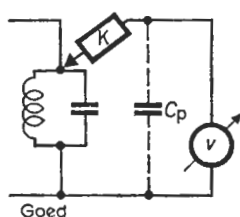


Fig. 12.5b

De fig. 12.6a en 12.6b geven nog een ander voorbeeld. Hierin wordt *een relatieve wisselspanningsmeting* uitgevoerd. De condensator C_k dient ter verkrijging van een zeer losse koppeling tussen de resonantiekring en de v-meter. Bij de meetmethode volgens fig. 12.6a wordt de resonantiekring echter verstemd door de parasitaire capaciteit (C_p) van de verbindingsleiding tussen het meetpunt en de koppelcondensator. Bij de methode volgens fig. 12.6b, waarbij C_k direct op het meetpunt is aangesloten, is de invloed van C_p te verwaarlozen (mits $C_k \ll C_p$).

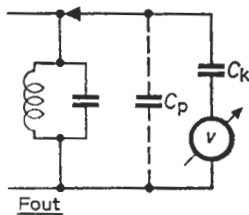


Fig. 12.6a

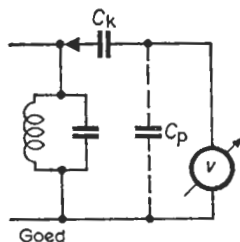


Fig. 12.6b

Toelichting bij punt C

Het zijn vooral de 50 Hz-netstoringen die aanleiding geven tot foutieve meteruitslagen, onduidelijke afbeeldingen op een oscilloscoop, enz.

Enige voorbeelden:

- c₁. Bij het „aarden” van een meetopstelling moet men *gesloten* circuits vermijden teneinde bromstoringen te voorkomen.

Dit is nader uitgelegd aan de hand van de fig. 12.7a en 12.7b. Bij de meetopstelling volgens fig. 12.7a zijn de apparaten A, B en C ieder afzonderlijk geaard en *bovendien* onderling doorverbonden. Hierdoor ontstaan gesloten circuits, waarin vrijwel altijd inductiestromen lopen afkomstig van het magnetische veld van het elektriciteitsnet. Het gevolg hiervan is dat tussen de chassis van de diverse apparaten een bromspanning (50 Hz) aanwezig is. Fig. 12.7b geeft de juiste methode. De aarding vindt hier *enkelvoudig* plaats via het apparaat B; kies hiervoor (indien aanwezig) een *apparaat dat van een netfilter is voorzien*.

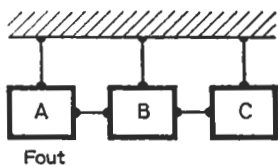


Fig. 12.7a

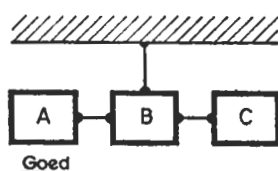


Fig. 12.7b

De fig. 12.8a en 12.8b geven een ander voorbeeld. Met een *v*-meter wordt de uitgangsspanning van de generator v_b opgenomen. Hiervoor gebruikt men een dubbele leiding, waarvan de ene meestal met de chassis van beide apparaten is verbonden. De *extra* verbinding tussen deze chassis (zie fig. 12.8a) is foutief, omdat hierdoor weer een „aardlus” ontstaat. *Gebruik dus geen dubbele aarding* (zie fig. 12.8b).

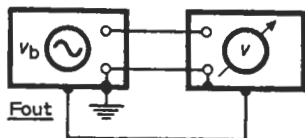


Fig. 12.8a

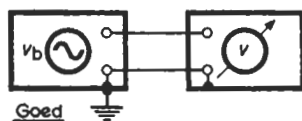


Fig. 12.8b

- c₂. Indien men meetinstrumenten gebruikt die uit het elektriciteitsnet worden gevoed, tracht dan de meetopstelling zodanig samen te stellen, dat alle chassis-kanten aan *één gemeenschappelijk punt* liggen, en verbind dit punt met aarde.

In de fig. 12.9a en 12.9b meet men de spanning over de impedantie Z_2 . De meetopstelling volgens fig. 12.9a is minder geschikt, omdat tussen het chassis van de v -meter en het chassis van de generator v_b altijd wel een potentiaalverschil met de netfrequentie aanwezig is, afkomstig van de voedingstransformatoren van deze apparaten. Deze spanning veroorzaakt een storende stroom door de impedantie Z_2 die groter zal zijn naarmate de waarde van Z_3 hoger is. In fig. 12.9b zijn deze moeilijkheden op een eenvoudige wijze opgelost.

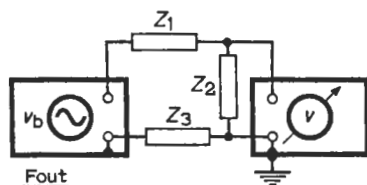


Fig. 12.9a

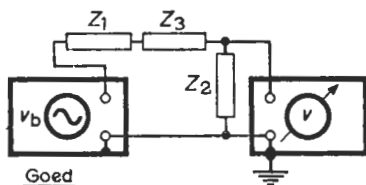


Fig. 12.9b

Indien het niet mogelijk is alle uit het elektriciteitsnet gevoede apparaten gemeenschappelijk te aarden, kan men bromstoring toch goeddeels voorkomen door het „zwevende” meetapparaat via een goede *scheidingstransformator* met het elektriciteitsnet te verbinden.

Een andere oplossing voor dergelijke gevallen wordt toegelicht aan de hand van de fig. 12.10a en 12.10b. In de brugschakeling volgens fig. 12.10a kan men slechts één van beide meetapparaten aarden. De bromstoring die hierdoor ontstaat, zal de meetnauwkeurigheid aanzienlijk schaden, omdat hierdoor bij brugevenwicht geen scherp minimum van de indicator M te verkrijgen is. Dit euvel is in fig. 12.10b opgelost door de generator v_b via de *scheidingstransformator* T met de brugschakeling te verbinden. Nu kan men de chassis van beide apparaten wél aarden. Hierdoor treden echter toch weer moeilijkheden op, omdat de onvermijdelijke parasitaire capaciteit (C_p) tussen de primaire en de secundaire wikkeling van de desbetreffende

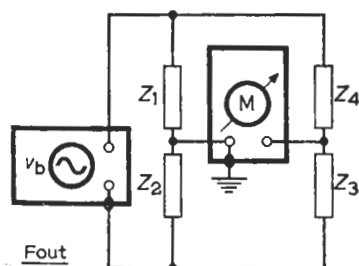


Fig. 12.10a

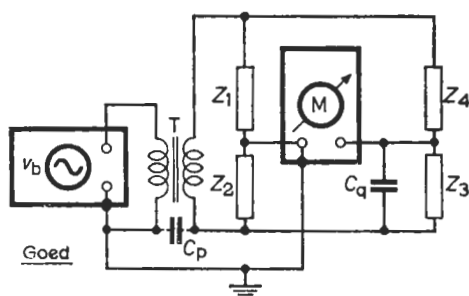


Fig. 12.10b

fende transformator, in principe over de brugimpedantie Z_2 komt te staan, waardoor de evenwichtsvoorwaarde verstoord wordt. Dit kan men weer compenseren met behulp van de condensator C_q parallel met de brugimpedantie Z_3 .

c₃. Vermijd het meten van spanning tussen *hoogohmige* punten.

Dit is onder punt b_2 reeds opgemerkt in verband met beïnvloeding van de bedrijfstoestand van het meetobject. Een hoogohmig meetpunt kan ook bezwaarlijk zijn in verband met storende spanningen. Dit laatste zal duidelijk zijn als men bedenkt dat een stoorspanning ontstaat door inductie van een *bepaalde* hoeveelheid energie vanuit een storend veld. Uit de formule: $P = V^2/R$ blijkt dat de storende spanning op een weerstand *groter zal zijn naarmate de weerstandswaarde hoger is*.

Wil men toch een meting uitvoeren aan een hoogohmig meetpunt, dan behoort niet alleen het meetobject, maar ook de verbinding naar het meetapparaat doelmatig te zijn afgeschermd.¹⁾ Hierbij moet worden opgemerkt dat afgeschermd leidingen in de regel aanzienlijke parasitaire capaciteiten hebben, hetgeen weer moeilijkheden kan veroorzaken in verband met het handhaven van de bedrijfstoestand van de te meten schakeling (zie onder punt b_2 en b_3).

Opmerking:

De in dit hoofdstuk behandelde praktische wenken zijn slechts enkele voorbeelden uit de vele mogelijkheden. Ofschoon deze opsomming dus geen aanspraak maakt op volledigheid, is toch wel aangetoond dat de nauwkeurigheid van een meting dikwijls *op eenvoudige wijze* aanzienlijk kan worden verbeterd.

¹⁾ Men verkrijgt een doelmatige afscherming tegen een storend elektrisch en magnetisch veld door rond het te ontstoren punt een goed stroomgeleidend materiaal te plaatsen wat tevens goed geaard is.

DEEL III

EENVOUDIGE FOUTENTHEORIE

FOUTENBRONNEN EN NAUWKEURIGHEIDSBEREKENINGEN

13.1. BRONNEN VAN FOUTEN

Om een indruk te geven van de fouten die tijdens een meting een rol kunnen spelen, volgt thans een opsomming van de belangrijkste foutenbronnen.

a. Apparatuurfouten

Hieronder vallen alle fouten die de gebruikte meetapparatuur heeft, zoals ijkfouten, stellingfouten, enz. De fabrikant van de meetapparaten geeft de maximale fout op in de vorm van een garantie, zodat men met deze gegevens rekening kan houden.

De invloed van de apparatuurfouten kan men tot een minimum beperken door een meetmethode te kiezen waarbij de ijkfouten *geëlimineerd* worden (zie hiervoor deel II).

b. Methodische fouten

Dit zijn de fouten die ontstaan doordat de meetmethode de toestand van het meetobject verandert. Zo beïnvloedt een voltmeter steeds de eigenschappen van een afgestemde kring waarover men de spanning meet; een ampèremeter verandert de toestand van het circuit waarin men de stroom meet, enz.

Deze beïnvloeding kan men zo klein mogelijk maken door het gebruik van *de juiste meetapparaten en de juiste meetmethode* (zie deel I en II).

c. Persoonlijke fouten

Zoals de naam reeds zegt, zijn deze fouten afhankelijk van de persoon die de meting verricht. Zo zal de ene persoon bij het aflezen van een meteruitslag bijvoorbeeld *steeds* een iets hogere waarde noteren dan de andere waarnemer. De oorzaak hiervan is het verschil in de waarnemingsorganen van deze personen. Persoonlijke fouten komen onder meer ook naar voren bij tijdmetingen. Wordt een bepaalde tijd bijvoorbeeld door twee personen gemeten, dan zal de ene *steeds* een iets kortere tijd opnemen dan de andere. De oorzaak hiervan is het verschil in reactievermogen van deze personen.

De invloed van persoonlijke fouten op het uiteindelijke meetresultaat kan men aanmerkelijk verkleinen door de desbetreffende meting door *verschillende* personen te laten uitvoeren, en dan het gemiddelde als eindresultaat te nemen. Deze fout wordt vanzelfsprekend niet kleiner indien de meting door één persoon diverse keren wordt herhaald.

De voorgaande fouten liggen meestal in *dezelfde* richting. Men noemt ze daarom *systematische fouten*. Deze fouten worden *niet* kleiner door de desbetreffende meting diverse keren op dezelfde wijze te herhalen; men kan de invloed van deze fouten *wel* tot een minimum beperken door een bepaalde meting met *andere personen, andere meetinstrumenten en andere meetmethoden* uit te voeren.

Er kunnen ook fouten ontstaan door *toevallige* omstandigheden tijdens de meting. Zo kan een openstaande deur of raam de temperatuur of vochtigheid tijdens de meting veranderen; een storend elektro-magnetisch veld kan tijdelijk een foutieve meteruitslag veroorzaken, enz. Deze zogenaamde *toevallige fouten* zullen het meetresultaat afwisselend positief en negatief beïnvloeden. Door dezelfde meting diverse keren te herhalen, zal de som van de afwijkingen in de ene richting relatief steeds minder gaan verschillen van de som van de afwijkingen in de andere richting. Men kan dus stellen dat *het rekenkundig gemiddelde van een groot aantal metingen van een zelfde grootheid des te dichter bij de werkelijke waarde ligt, naarmate het aantal metingen groter is*.

De toevallige fouten kan men ook elimineren, door van een reeks metingen *een grafiek* uit te zetten. De punten in fig. 13.1 zijn het resultaat van *een weerstandsmeting* met de stroom-spanningsmethode. Volgens de wet van Ohm moet het verband tussen de aangelegde spanning en de resulterende stroom lineair verlopen, zodat de punten die buiten deze lijn liggen foutief zijn. De te meten weerstand R kan men dus het nauwkeurigste bepalen door de cotangens van hoek α te berekenen.

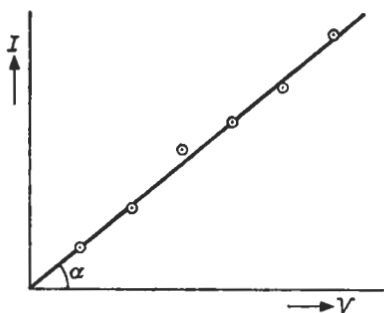


Fig. 13.1

13.2. HET BEREKENEN VAN DE MOGELIJKE NAUWKEURIGHEID VAN EEN METING

In deel I en II kan men zien, dat de meetresultaten over het algemeen worden verkregen door een aantal waarnemingen in een daarvoor geschikte formule te substitueren, en deze laatste uit te rekenen. Daar iedere waarneming een afwijking heeft (denk aan de foutenbronnen genoemd onder punt 13.1), is het belangrijk te weten hoe groot de mogelijke fout van het uiteindelijke meetresultaat is. Andersom kan men in de praktijk natuurlijk ook de vraag stellen met welke precisie de diverse waarnemingen moeten worden verricht om de te meten grootte binnen de gewenste nauwkeurigheid te bepalen.

Men kan een meetfout uitdrukken in *een absolute waarde* of in *een relatieve waarde*. Geeft men bijvoorbeeld een meteruitslag op met $25 \text{ V} \pm 1 \text{ V}$, dan wil dit zeggen dat de *nauwkeurigheidsgrens* (d.i. de mogelijke *absolute meetfout*) 1 V is, of de *grootste procentuele fout* (d.i. de mogelijke *relatieve fout*) $\frac{1}{25} \times 100 \% = 4 \%$ bedraagt.

a. De som van een aantal waarnemingen

Noemt men deze waarnemingen bijvoorbeeld A, B en C, en de nauwkeurigheidsgrenzen hiervan resp. ΔA , ΔB en ΔC , dan is de grootst mogelijke som: $(A + \Delta A) + (B + \Delta B) + (C + \Delta C) = (A + B + C) + (\Delta A + \Delta B + \Delta C)$.

De kleinste som is dan: $(A - \Delta A) + (B - \Delta B) + (C - \Delta C) = (A + B + C) - (\Delta A + \Delta B + \Delta C)$.

De grootste afwijking is dus: $\pm (\Delta A + \Delta B + \Delta C)$.

In woorden:

De nauwkeurigheidsgrens van de som van een aantal waarnemingen is gelijk aan de som van de nauwkeurigheidsgrenzen van deze waarnemingen.

Voorbeeld:

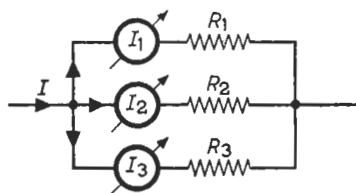


Fig. 13.2

In fig. 13.2 wordt de stroom I bepaald door het meten van I_1 , I_2 en I_3 . Volgens de wet van Kirchhoff is: $I = I_1 + I_2 + I_3$.

Is de uitslag van de I_1 -meter bijvoorbeeld $1 \text{ A} \pm 1 \% = 1 \text{ A} \pm 10 \text{ mA}$, de uitslag van de I_2 -meter $2 \text{ A} \pm 1\frac{1}{2} \% = 2 \text{ A} \pm 30 \text{ mA}$, en de uitslag van de I_3 -meter $3 \text{ A} \pm 2 \% = 3 \text{ A} \pm 60 \text{ mA}$, dan is de uiterste waarde van de stroom I : $6 \text{ A} \pm 100 \text{ mA} = 6 \text{ A} \pm 1\frac{2}{3} \%$.

Uit dit resultaat valt op te merken, dat het weinig zin heeft de fout van de ene meting zeer klein te maken ten opzichte van die van de andere meting (door bijv. één dure meter te gebruiken). Zou men bijvoorbeeld voor de I_1 -meter een 0,1 %-instrument nemen, dan is de mogelijke meetfout van de stroom I toch nog altijd $\pm 1\frac{1}{2}\%$.

b. Het verschil van twee waarnemingen

Stellen wij deze waarnemingen voor door $A \pm \Delta A$ en $B \pm \Delta B$ (de eerste is groter dan de tweede), dan is het grootst mogelijke verschil hiervan:

$$(A + \Delta A) - (B - \Delta B) = (A - B) + (\Delta A + \Delta B).$$

Het kleinste verschil is dan:

$$(A - \Delta A) - (B + \Delta B) = (A - B) - (\Delta A + \Delta B).$$

De grootste afwijking is dus: $\pm (\Delta A + \Delta B)$.

In woorden:

De nauwkeurigheidsgrens van het verschil van twee waarnemingen is gelijk aan de som van de nauwkeurigheidsgrenzen van deze waarnemingen.

Voorbeeld:

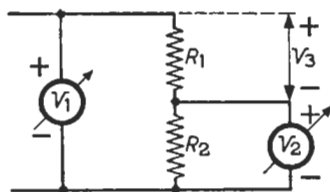


Fig. 13.3

In fig. 13.3 wordt de spanning V_3 vastgelegd door het meten van V_1 en V_2 . Volgens de wet van Kirchhoff is: $V_3 = V_1 - V_2$.

Is de uitslag van de V_1 -meter bijvoorbeeld $100 \text{ V} \pm 1\frac{1}{2}\% = 100 \text{ V} \pm 1,5 \text{ V}$, en de uitslag van de V_2 -meter $10 \text{ V} \pm 3\% = 10 \text{ V} \pm 0,3 \text{ V}$, dan is de uiterste waarde van de spanning V_3 : $90 \text{ V} \pm 1,8 \text{ V} = 90 \text{ V} \pm 2\%$.

Uit dit resultaat blijkt, dat het bepalen van V_3 volgens de beschreven methode onnauwkeuriger wordt naarmate de waarde van V_1 en V_2 dichter bij elkaar liggen. Was de uitslag van de V_2 -meter bijvoorbeeld $90 \text{ V} \pm 3\%$, dan zou de waarde van V_3 zijn: $10 \text{ V} \pm 4,2 \text{ V}$, dit wil zeggen, een mogelijke meetfout van $\pm 42\%$!

c. Het produkt van een aantal waarnemingen

Noemt men de waarnemingen bijvoorbeeld A, B en C, en de procentuele fouten hiervan resp. p, q en r, dan kunnen wij deze waarnemingen voorstellen door resp: $A (1 \pm p/100) = A (1 \pm \alpha)$, $B (1 \pm q/100) = B (1 \pm \beta)$ en $C (1 \pm r/100) = C (1 \pm \gamma)$.

Het grootst mogelijke produkt hiervan is:

$$A(1-\alpha) \cdot B(1-\beta) \cdot C(1-\gamma) = ABC(1-\alpha-\beta-\gamma+\alpha\beta+\alpha\gamma+\beta\gamma-\alpha\beta\gamma) \\ \approx ABC[1+(\alpha+\beta+\gamma)] \rightarrow \text{mits } \alpha, \beta \text{ en } \gamma \ll 1.$$

Het kleinste produkt is:

$$A(1+\alpha) \cdot B(1+\beta) \cdot C(1+\gamma) = ABC(1+\alpha+\beta+\gamma+\alpha\beta+\alpha\gamma+\beta\gamma+\alpha\beta\gamma) \\ \approx ABC[1-(\alpha+\beta+\gamma)] \rightarrow \text{mits } \alpha, \beta \text{ en } \gamma \ll 1.$$

De grootste procentuele fout is dus $\pm (\alpha + \beta + \gamma)$.

In woorden:

De procentuele fout van het produkt van een aantal waarnemingen is gelijk aan de som van de procentuele fouten van deze waarnemingen.

Voorbeeld:

Bij gebruik van de brug van Maxwell volgens fig. 4.4 (zie hoofdstuk 4) wordt de zelfinductie van de te meten spoel bepaald door:

$$L_x = R_1 R_2 C_1 \text{ (vergelijk formule 4.4a).}$$

Indien de brugweerstand R_1 en R_2 ieder een nauwkeurigheid bezitten van bijvoorbeeld $\pm 2\text{‰}$, en de afwijking van de variabele condensator C_1 niet groter is dan $\pm 3\text{‰}$, dan is de maximale meetfout gelijk aan de som van de procentuele afwijkingen, d.i. $\pm 7\text{‰}$.

d. Het quotiënt van twee waarnemingen

Stellen wij deze waarnemingen voor door $A(1 \pm \alpha)$ en $B(1 \pm \beta)$, dan is het grootst mogelijke quotiënt hiervan:

$$\frac{A(1+\alpha)}{B(1-\beta)} = \frac{A(1+\alpha)(1+\beta)}{B(1-\beta)(1+\beta)} = \frac{A(1+\alpha+\beta+\alpha\beta)}{B(1-\beta^2)} \approx \\ \frac{A}{B} [1+(\alpha+\beta)] \rightarrow \text{mits } \alpha \text{ en } \beta \ll 1.$$

Het kleinste quotiënt is:

$$\frac{A(1-\alpha)}{B(1+\beta)} = \frac{A(1-\alpha)(1-\beta)}{B(1+\beta)(1-\beta)} = \frac{A(1-\alpha-\beta+\alpha\beta)}{B(1-\beta^2)} \approx \\ \frac{A}{B} [1-(\alpha+\beta)] \rightarrow \text{mits } \alpha \text{ en } \beta \ll 1.$$

De grootste procentuele fout is dus: $\pm (\alpha + \beta)$.

In woorden:

De procentuele fout van het quotiënt van twee waarnemingen is gelijk aan de som van de procentuele fouten van deze waarnemingen.

Voorbeeld:

Bij gebruik van de brug van Maxwell volgens fig. 4.4 wordt de verliesweerstand van de te meten spoel bepaald door:

$$r_x = \frac{R_1 R_2}{R_3} \text{ (vergelijk formule 4.4b).}$$

Indien de nauwkeurigheid van de brugweerstanden R_1 en R_2 elk $\pm 2 \text{ ‰}$ is, en die van de variabele R_3 bijvoorbeeld $\pm 3 \text{ ‰}$, dan wordt de maximale meetfout gegeven door de som van de procentuele afwijkingen, d.i. $\pm 7 \text{ ‰}$.

e. De wortel uit een waarneming

Stellen wij deze waarneming voor door A ($1 \pm \alpha$), dan is de wortel hieruit:

$$\begin{aligned}\sqrt{A(1 \pm \alpha)} &\approx \sqrt{A} \sqrt{1 \pm 2(\frac{1}{2}\alpha) + (\frac{1}{2}\alpha)^2} \rightarrow \text{mits } \alpha \ll 1. \\ &= \sqrt{A} \sqrt{(1 \pm \frac{1}{2}\alpha)^2} = (1 \pm \frac{1}{2}\alpha) \sqrt{A}.\end{aligned}$$

Over het algemeen geldt: $\sqrt[n]{A(1 \pm \alpha)} \approx (1 \pm \frac{1}{n}\alpha) \sqrt[n]{A} \rightarrow \text{mits } \alpha \ll 1$.

De grootste procentuele fout is dus: $\pm \frac{1}{n} \alpha$.

In woorden:

De procentuele fout van de wortel uit een waarneming is gelijk aan de procentuele fout van deze waarneming gedeeld door de wortel exponent.

Voorbeeld:

De nauwkeurigheid van de golfmeter volgens fig. 5.7 (zie hoofdstuk 5) wordt hoofdzakelijk bepaald door de precisie van de kringelementen. De te meten frequentie wordt gegeven door:

$$f_x = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_1 C_1}}.$$

Indien een nauwkeurigheid van bijvoorbeeld $\pm 2 \%$ wordt vereist, dan mag de som van de procentuele afwijkingen van L_1 en C_1 niet hoger zijn dan $\pm 4 \%$. Men ga dit zelf na aan de hand van het voorafgaande.

ALFABETISCH REGISTER

- A**
- aanpassen (impedantie) 3, 56, 57, 59, 61
aarding 166
„aardlus” 166
absorptie-meter 73
actieve netwerken 149
afbuigplaten 37
afscherming 168
afsnijfrequentie ($f_{\alpha e}$) 148
amplitude-frequentie-karakteristiek . 19, 39
amplitudemodulator 55
AM-signaal 55
anodebasisschakeling 18, 20
anologon
 -frequentiemeters 69
 -voltmeters 32
- B**
- bandbreedte 20, 21, 25, 26, 45
bandfilter 123
Barkhausen (formule) 138
barretters 94
bedrijfsspanning (condensator) . . . 103
bedrijfstroom (spoel) 103
belastingskarakteristiek 150
binaire telschakelingen 72
brug
 -elementen 63
 -indicatoren 63
 -methode . . . 99, 102, 115, 119, 162, 167
 -voeding 63
brug van
 Maxwell 65, 119, 175
 Schering 65, 115
 Wheatstone 64, 94, 100
 Wien 66
bufferschakeling 157, 161
- C**
- capaciteit
 ingang- 3, 154, 156, 164, 165
 uitgangs- 155
- capaciteiten 101
 grote- 101
 kleine- 104, 106
capacitieve blas: 3, 96, 164, 165
celmeter 10
coaxiaalkabel 131
collectorbasisschakeling 18, 20
condensatoren 113
 grote- 114
 kleine- 115
condensatoren
 elektrolytische- 103
 keramische- 117
 lucht- 64, 117
 mica- 64, 117
 papier- 117
 polyester- 117
 polystyreen- 64, 117
condensatoren
 koppel- 20, 117, 159
 ontkoppel- 20, 117, 159
- D**
- decadeschakelingen 70
decibel 132
decimale telbuizen 72
demping
 -van een kabel 132
 -t.g.v. een meetapparaat 3, 156
diëlektrische verliezen 114, 133
differentiaal versterker 41
digitale
 -frequentiemeters 69
 -voltmeters 32
diode
 gas- 43, 113
 kristal- 22, 113
 vacuüm- 22, 113
diodekarakteristiek 12, 113
diodevoltage 21, 156, 165
direct-aanwijzende frequentiemeters . 68
doofspanning 43

doorslagspanning	117
draaggolf	55
draaispoelmeter	5
drie-spanningen meetmethode	91, 114
drie-stromen meetmethode	91, 118
dubbelstraalbuis	47

E

eenheid van	
capaciteit	101
spanning	XI
stroom	XI
weerstand	97
zelfinductie	101
effectieve waarde	5, 15, 27
effectieve-waarde-voltmeter	27
elektronen	36, 37, 38
elektronenbuizen	135
heptode	141
hexode	141
octode	141
pentode	141
tetrode	141
triode	135
elektronenlens	37
elektronenschakelaar	47
elektronenstraalbuis	36
elektronenstraaloscilloscoop	35

F

fase-omkeertransformator	125
fase-omkeertrap	40
faseverschuiving	91
filter	
laag doorlatend-	31, 53
Wien-.	51
FM-signaal	47, 56
focusregeling	37
Fourier-analyse	25
fouten	
apparatuur-.	171
methodische-.	171
persoonlijke-.	171
systematische-.	172
toevallige-.	172
foutentheorie	169
frequentiemeters	66
voor ca. 10 Hz tot 1 MHz	66
voor ca. 1 MHz tot 300 MHz	72
voor meer dan 300 MHz	76

frequentiemodulator	46, 55
frequenties	94
frequentiestandaards	95
primaire-.	95
secundaire-.	95
frequentiezwaai	47, 57, 59

G

gasstabilisatiebuizen	79
gelijkrichters	11
gelijkspanning	88, 164
gelijkspanningsdrift	23
gelijkspanningsversterker	23, 39
gelijkstroom	87, 88, 163
gelijkstroomgeleiders	110
lineaire-.	111
niet-lineaire-.	111
gelijkstroom-gelijkspanningskarakteristiek	110, 135
gelijkstroomvermogen	90
gelijkstroomweerstand	111, 112, 138, 144
gemiddelde waarde	7
gestabiliseerd voedingsapparaat	78
-voor gelijkspanning	78
-voor wisselspanning	81
golflengte	57, 76, 96, 133
golfmeter	72, 176
Graetz-schakeling	11
grensgolflengte (golfpijp)	57
grid-dip-meter	73
grondgolf	25, 27, 28, 157, 159

H

h_{1e}	145, 146, 147
h_{1e}	145, 146, 147
h_{oe}	145, 147
h_{re}	145, 146, 148
harmonischen	25, 27, 28, 157, 159
Hartley-oscillator	73
helderheidsregeling	36
heterodyne	25, 161
h-parameters	145
huideffect	16

I

ijking van meters	5
impedantie	151
ingang-.	3, 145, 146, 147, 151
uitgang-.	3, 151

impedantie-aanpassing	3, 56, 59, 61
impedantiemeetbruggen	62
impulsverhouding	49, 60
indicator	63, 67, 100, 162
indirecte meetmethode	87, 94
ingangscapaciteit	3, 154, 156, 164, 165
ingangsweerstand	3, 156
interferentiemeter	74
inwendige weerstand	5, 138, 163, 164
isolatieweerstand	117

K

kabel	
coaxiaal-	131
lint-	131
kanteelspanning	59, 157, 158, 159
karacteristieken	135, 141
karacteristieke weerstand	132
Kirchhoff (wetten)	136, 141, 173, 174
koeling	143
koperverliezen	118, 127, 129
koppelcondensator	20, 117, 159
koppelfactor	123, 130
krachtlijnen	37
kristaldiodes	113
kristaloscillator	58, 72, 74
kunstantenne	57
kwadratische schaal	15, 29
kwadratische versterker	28
kwaliteitsfactor (Q-factor)	120, 121, 123

L

laag doorlatend filter	31, 53
ladderverzwakkers	56
LC-oscillatoren	54
Lechersysteem	76, 96
lekweerstand	164
lineaire schaal	6
Lissajous figuur	67, 92
looptijd-frequentie-karakteristiek	39, 157

M

magnetische shunt	7
meetapparaten	1
meetfout	173
absolute-	173
relatieve-	173

meetkop	21, 22, 165
detector-	32
meetmethoden	83
meetnauwkeurigheid	85
meetoscillatoren	50
met LF-sinusvormige spanning	50
met HF-sinusvormige spanning	54
met kanteelvormige spanning	59
mengtrap	26, 52, 58, 160
mengversterking	161
meten	XI
meterbeveiliging	14, 17
MF-versterker	26, 161
modulatie diepte	57, 59
momentele waarde	7
multivibrator	59
a-stabiele-	60
bi-stabiele-	60
mono-stabiele-	60

N

natuurgetrouwe versterking	38, 157
nauwkeurigheid	3, 5, 162, 168
absolute-	3, 162
relatieve-	3, 162
naversnellingsanode	38
netspanningsstabilisatoren	81
N.T.C.-weerstand	112
nullaastroom	128

O

Ohm (wet)	172
omvormers	30, 33, 69, 70
opnemers	45, 62
opslinging	
spannings-	121
stroom-	120
optimale energie-overdracht	3, 56
oscillator	
kristal-	58, 72, 74
LC-	54
RC-	51
overdrachtseigenschappen	124, 130, 155

P

parasitaire	
-capaciteiten	97, 129
-zelfinducties	97

parallax	7
parallelregeling	78
parallelresonantiekeringen	120
parallelweerstand	8
parameter	136, 142
passieve netwerken	110
permeabiliteit (relatieve)	77
permittiviteit (relatieve)	77
polarisatie (diëlektricum)	114
poortschakeling	33
primaire	123, 126, 128
primaire zelfinductie	129
P.T.C.-weerstand	111

Q

Q-factor	
van een bandfilter	123
van een parallelkring	120
van een seriekring	121
van een spoel	118

R

RC-oscillator	51
RC-produkt	22
reactantietrap	46
referentiespanning	82
reflectievrij	132
regelcircuit	81
regelfactor	79, 81
regelgebied	79
regeling	
parallel-	78
serie-	79
regelorgaan	78, 80, 82
relatieve	
-permeabiliteit	77
-permittiviteit	77
-verstemming	121, 122
-voortplantingssnelheid	134
rendement	126, 129
resonantiefrequentie	120
resonantiekeringen	120
enkelvoudige-	120
gekoppelde-	123
ruis	151

S

S/C-verhouding	20, 39, 60
scheidingstransformator	125, 167

secundaire	123, 126, 128
selectieve	
-tegenkoppeling	25
-versterker	25, 46
-voltmeter	24
selectiviteit	25, 161
serieregeling	79
serieresonantiekeringen	121
serieweerstand	9
shuntweerstand	8
slagtijd	41
spanbandmeters	7
spanningen	88, 174
gelijk-	88, 164
wissel-	89, 165
spanningsbron	99
spanningscompensatiemethode	150
spanningsopslingering	121
spanningsstabilisatie	78, 81
spanningsstabiliserende geleiders	112
spanningsversterking	155, 157
spoelen	117
grote-	118
kleine-	119
spreidingszelfinductie	130
sprongkarakteristiek	157
staande golf	76, 133
statische	
-karakteristiek	138, 144
-meetmethode	138, 145
steilheid	20, 39, 41, 60, 138
stellingfout	7
stijgtijd	61
straalonderdrukking	45
stromen	86, 173
gelijk-	87, 163
wissel-	87
stroombron	99
stroomopslingering	120
stroom-spanningsmethode	97, 102, 151, 162
stroom-stabiliserende geleiders	111
stroomtransformator	13
stroomversterking	155, 157
stroomversterkingsfactor (h_{fe})	145, 146, 147
substitutiemethode	98, 102, 162
super-heterodyne-methode	161
synchroniseren	41
systematische fouten	172

T

tegenkoppeling	20, 23, 41, 51
selectieve-	25
temperatuurcoëfficiënt	94, 111, 112
terugslagtijd	41
terugwerking (h_{re})	145, 146, 148
tg δ (condensator)	114, 117
thermistors	94
thermo-e.m.k.	15, 88
thermokoppel	15
thermokoppelmeter	14, 27
tijdbasisschakeling	41
tijdbasisspanning	41
toevallige fouten	172
topdetector	21, 74, 77
transductor	82
transformatoren	125
aanpassings-	125, 128
scheidings-	125, 167
voedings-	125, 167
transformatieverhouding	126, 129
transistors	141
transmissieleidingen	131
triggeren	42

U

uitgangsadmittantie (h_{oe})	145, 147
uitgangscapaciteit	155
uitgangsimpedantie	3, 154
uitgangsweerstand	155

V

V.D.R.-weerstand	112
vectordiagram	91, 92, 115, 119
verlieshoek	114
verliesweerstand	
van een condensator	114
van een spoel	118
verliezen	
diëlektrische-	114, 133
hysteresis-	127
ijzer-	118, 127
koper-	118, 127
wervelstroom-	127
vermogens	90
gelijkstroom-	90
wisselstroom-	90, 94

vermogensversterking	155, 157
versterker	
gelijkspannings-	23, 39
MF-	26, 161
selectieve-	25, 46
versterker met RC-koppeling	19, 159
versterkerschakelingen	151
versterkervoltmeters	16
-voor sinusvormige spanningen	17, 21
-voor niet-sinusvormige spanningen	24
-voor gelijkspanningen	29, 30
versterking	
spannings-	155, 157
stroom-	155, 157
vermogen-	155, 157
versterkingsfactor (μ)	138, 139, 141
vervorming	27
dak-	159
flank-	159
verzadigingsstroom (I_{Co}')	143
voedingsapparaten	149
voedingstransformator	125, 167
voorschakelweerstand	9
voortplantingssnelheid	133

W

waarnemingen	173
de som van-	173
het verschil van-	174
het produkt van-	174
het quotiënt van-	175
de wortel uit-	176
wederzijdse zelfinductie	109
weerstand	97
draad-	64, 111
kool-	111
N.T.C.-	112
P.T.C.-	111
V.D.R.-	112
weerstandsmeter	13
Wehneltcilinder	36
wervelstroomverliezen	127
Wienfilter	51
wisselspanning	89
wisselstroom	87
wisselstroomvermogen	90, 94
wisselstroomweerstand	112, 140, 147

X

X-versterker (oscilloscoop)	38
X-verzwakker (oscilloscoop)	41

Y

Y-versterker (oscilloscoop)	38
Y-verzwakker (oscilloscoop)	41

Z

zaagtandspanning	33, 43
zelfinducties	101
grote-	101
kleine-	105, 108
zenerdiodes	79
zijbanden	55
Z-kanaal (oscilloscoop)	45

MEETAPPARATEN EN MEETMETHODEN IN DE ELEKTRONENTECHNIEK

Dit boek behandelt de meest voorkomende metingen in de elektronentechniek en geeft een beschrijving van de meetapparatuur die hierbij doorgaans wordt gebruikt. Bij de bespreking van deze metingen worden diverse meetmethoden met elkaar vergeleken, teneinde de lezer niet alleen met het „hoe” maar ook met het „waarom” vertrouwd te maken.

Speciale metingen, zoals bij de radio- en televisietechniek en op andere gebieden worden uitgevoerd, vallen buiten het kader van dit werkje, dat zich beperkt tot algemene metingen die elke elektronentechnicus dagelijks nodig heeft. Ook de zogenaamde professionele meetapparatuur, die slechts door een betrekkelijk kleine groep specialisten wordt gebruikt, blijft buiten beschouwing. Wel is veel aandacht besteed aan de gangbare meetapparatuur die veel elektronetechnici in fabrieken en werkplaatsen gebruiken.

Niet alleen de behandelde stof, maar ook het niveau waarop dit werk werd geschreven, is zodanig gekozen dat een grote groep lezers er met vrucht gebruik van kan maken. Hierbij wordt onder anderen gedacht aan leerlingen van opleidingsinstituten voor de elektronentechniek, zoals H.T.S. en U.T.S., technici in een bedrijf en de gevorderde radio- en zendamateur.

Na grondige bestudering van dit boek zal de lezer een zo goed meetinzicht hebben verworven dat hij de fundamentele metingen in de elektronentechniek zelfstandig kan uitvoeren.

