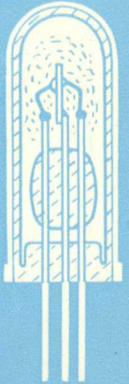
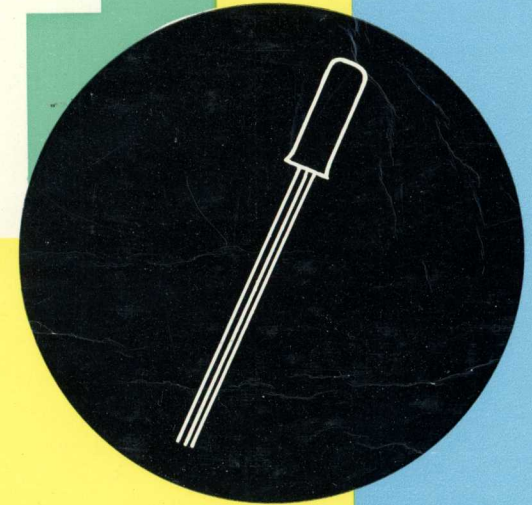


D. J. W. SJOBBEMA



# SCHAKELLEN MET TRANSISTORS

POPULAIRE REEKS

PHILIPS' TECHNISCHE BIBLIOTHEEK

D. J. W. SJOBBEMA

SCHAKELLEN MET TRANSISTORS



SCHAKELEN  
MET TRANSISTORS



N.V. UITGEVERSMAATSCHAPPIJ CENTREX  
EINDHOVEN

# SCHAKELEN MET TRANSISTORS

DOOR

D. J. W. SJOBBEMA

J. P. de Jongh, PAoDEJ  
Begoniastraat 54  
Roosendaal

1960

POPULAIRE REEKS

PHILIPS' TECHNISCHE BIBLIOTHEEK

MEDEDELING VAN DE UITGEVER:

Dit boek wordt uitgegeven in de Nederlandse, Duitse, Engelse, Spaanse en Franse taal

Dit boek bevat 128 pagina's en 119 figuren

U.D.C. nr. 621.318.57 : 621.382.3

© Copyright N.V. Philips' Gloeilampenfabrieken - Eindhoven (Nederland) 1960

Nadruk, ook gedeeltelijk, verboden

Gedrukt in Nederland

Alle in dit boek opgenomen gegevens zijn medegedeeld zonder octrooigarantie  
van de N.V. Philips' Gloeilampenfabrieken te Eindhoven

## VOORWOORD

Ruim 10 jaren na het wereldkundig maken van de uitvinding van de transistor heeft bovengenoemd schakelelement zich reeds van een uiterst belangrijke plaats in de electronica verzekerd. Dit laatste is in niet onbelangrijke mate te danken aan de bijzondere eigenschappen van de transistor, waardoor het gebruik van dit schakelelement in vele gevallen is te prefereren boven dat van de electronenbuis. Er zijn zelfs toepassingen te vermelden waarbij de transistor de electronenbuis reeds gedeeltelijk of geheel heeft verdrongen, zoals dat b.v. het geval is bij draagbare ontvangers, rekenmachines en kunstmanen. Een en ander heeft tot gevolg dat een steeds groter wordende kring van technici direct dan wel indirect met dit nieuwe schakelelement wordt geconfronteerd.

Dit boekje is dan ook in eerste instantie bedoeld om technici en studerende enigszins vertrouwd te maken met de transistor, zijn specifieke eigenschappen en de huidige stand van de schakeltechniek. De te behandelen materie is daartoe van de praktische zijde benaderd, zodat de lezer wel montagetips etc. zal aantreffen, doch geen uitvoerige wiskundige verhandelingen.

November 1959

D. J. W. SJOBBEMA



## INHOUDSOPGAVE

Hoofdstuk I.	Pagina
INLEIDING . . . . .	1
De opbouw van de lagetransistor . . . . .	2
Electronenbuis-transistor . . . . .	4
Hoofdstuk II.	
FYSISCHE GRONDSLAGEN . . . . .	6
Het begrip halfgeleider . . . . .	6
De binding van de atomen . . . . .	8
<i>N</i> -germanium en <i>P</i> -germanium . . . . .	13
De <i>PN</i> -overgang . . . . .	17
De werking van de transistor . . . . .	19
Hoofdstuk III.	
EIGENSCHAPPEN VAN TRANSISTORS . . . . .	23
De drie basisschakelingen . . . . .	23
De $I_c$ - $V_{ce}$ karakteristiek . . . . .	27
De $I_b$ - $V_{be}$ karakteristiek . . . . .	29
De stroomversterking . . . . .	30
De spanningsversterking . . . . .	32
De energieversterking . . . . .	34
De ingangsweerstand . . . . .	36
De uitgangsweerstand . . . . .	37
Hoofdstuk IV.	
TEMPERATUURSINVLOEDEN OP HET GEDRAG VAN DE TRANSISTOR . . . . .	39
Hoofdstuk V.	
SCHAKELTECHNIEK . . . . .	44
I. Versterkerschakelingen voor signalen met een lage frequentie . . . . .	44
De volumeregeling . . . . .	55
De eindversterking . . . . .	58
De eindversterker ingesteld in klasse A . . . . .	58
De balansschakeling met twee transistors in klasse B . . . . .	61
De single ended push-pull-schakeling . . . . .	65
De toonregeling . . . . .	68
De tegenkoppeling . . . . .	69
II. Versterkerschakelingen voor hoogfrequentie signalen . . . . .	71
De <i>M.F.</i> -versterker . . . . .	73



	Pagina
III. Oscillatorschakelingen . . . . .	76
IV. De mengschakeling . . . . .	78
V. Detectieschakelingen . . . . .	80
VI. De automatische sterkteregeling . . . . .	81
 Hoofdstuk VI. ENKELE PRACTISCHE HINTS VOOR MONTAGE EN REPARATIE . . . . .	83
 Hoofdstuk VII. METINGEN . . . . .	88
1) Het bepalen van de $I_c-V_{ce}$ karakteristiek . . . . .	88
2) Het bepalen van $\alpha'$ . . . . .	89
3) De $I_b-V_{be}$ karakteristiek . . . . .	90
4) De ingangsweerstand . . . . .	91
5) De uitgangsweerstand . . . . .	92
6) Bepaling $I_{co}'$ . . . . .	92
7) De afsnijfrequentie $f_{ca}'$ . . . . .	93
 Hoofdstuk VIII. VOORBEELDEN VAN SCHAKELINGEN . . . . .	95
1) Een signaalvolger (signaltracer) . . . . .	95
2) Telefoongesprek-versterker . . . . .	96
3) Een huistelefoon . . . . .	97
4) Hoorapparaat met 4 transistors . . . . .	98
5) Versterker voor kindergrammofoon . . . . .	100
6) Een 200 mW grammofoon-versterker voor 6 V batterijvoeding . . . . .	101
<i>Schemabeschrijving</i> . . . . .	102
7) Een 2,5 watt versterker . . . . .	104
8) Een 15 watt versterker . . . . .	105
<i>Ingangstransformator van de eindtrap</i> <i>Schemabeschrijving</i> . . . . .	105
9) Een eenvoudige zakradio . . . . .	107
10) Draagbare batterij-ontvanger . . . . .	108
<i>Schemabeschrijving</i> . . . . .	108
<i>Spoel- en transformatorgegevens</i> . . . . .	109
<i>Het gloeistroomcircuit</i> . . . . .	112
11) Een gelijkspanningsomvormer . . . . .	113
12) Een transistor radio-ontvanger . . . . .	115
13) Lichtstraalrelais . . . . .	117
14) Toerenteller voor benzinemotoren . . . . .	118

## HOOFDSTUK I

### INLEIDING

In het jaar 1947 werd door de Amerikaanse natuurkundigen Bardeen en Brattain, beiden verbonden aan de laboratoria van de Bell Telephone Co, een nieuwe methode aangegeven om een elektrisch signaal te versterken. Ze maakten hierbij gebruik van een nieuw schakelement met drie aansluitingen en wel een zgn. kristalversterker, door hen „transistor” genoemd. Het woord transistor is ontstaan door samenvoeging van de cursief gedrukte delen van de woorden *transformer* (transformator) en *resistor* (weerstand). De betekenis hiervan zal de lezer in de volgende hoofdstukken duidelijk worden.

De werking van deze kristalversterkers berust op bepaalde eigenschappen van zgn. halfgeleiders. Tot op heden worden voor dit doel bepaalde soorten germanium en silicium gekozen.

Het eerste type kristalversterker, zoals dat door bovenvermelde natuurkundigen werd gepubliceerd, was een zgn. punt-contact transistor. Een dergelijk type transistor is afgebeeld in fig. 1. De transistor bestaat uit een plaatje *N*-germanium (*B*) waarop twee contactveren (*E* en *C*) zijn aangebracht. (In het volgende hoofdstuk zal worden uiteengezet wat onder *N*-germanium wordt verstaan.) Deze contactveren moeten uiterst dun (diameter  $\pm 50 \mu$ ) en veerkrachtig zijn,

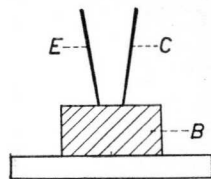


Fig. 1

terwijl hun onderlinge afstand  $\pm 200 \mu$  bedraagt. Het geheel doet denken aan twee germaniumdiodes, die op een zeer kleine afstand van elkaar zijn aangebracht en de germaniumlaag gemeen hebben. Uit deze punt-contact transistor, die momenteel praktisch door geen enkele transistorfabrikant meer wordt gefabriceerd, is de lagentransistor ontwikkeld. De transistors, die momenteel voor verschillende doeleinden

worden gebruikt, zijn lagentransistors. (De punt-contact transistor heeft zich alleen als H.F.-versterker nog enige tijd kunnen handhaven, doch moest met de komst van de driftranzistor ook op dit terrein het veld ruimen.)

### De opbouw van de lagentransistor

In fig. 2a is de doorsnede van een lagentransistor getekend. Het eigenlijke transistor-element, waarin de signaalversterking plaats vindt, bestaat uit een dun plaatje *N*-germanium (*A* in fig. 2a), dik  $\pm 0,2$  mm, dat op een steunplaatje is vastgesoldeerd. (*N*-germanium is zeer zuiver germanium, dat met een bepaalde stof tot een zekere graad is verontreinigd.) Aan beide zijden van dit plaatje germanium is een indiumpil aangebracht (*B* en *C*). Een gedeelte van het indium is nadat het geheel, dus indiumpillen + plaatje *N*-germanium, op een bepaalde temperatuur is gebracht in het germanium doorgedrongen waardoor een andere germaniumsoort n.l. *P*-germanium ontstaat. Het *N*-germanium wordt n.l. verontreinigd met het indium. De dikte van deze lagen *P*-germanium

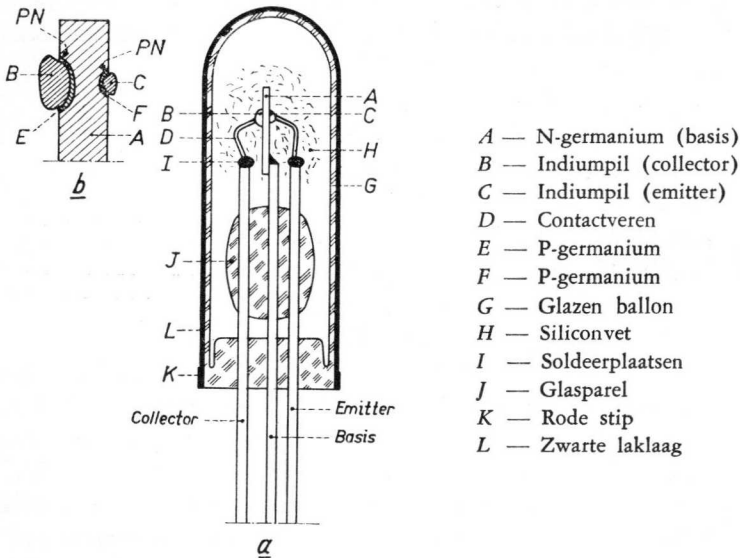


Fig. 2

is o.a. afhankelijk van de temperatuur waarbij en de tijdsduur waarin dit zgn. diffusieproces zich afspeelt. Het zal duidelijk zijn dat genoemde lagen *P*-germanium dikker worden naarmate de temperatuur hoger en/of de tijdsduur, waarin dit proces plaats vindt, groter wordt.

In hoofdstuk II zullen beide germaniumsoorten nader onder de loupe worden genomen.

Van links naar rechts gaande bestaat het eigenlijke transistor-element (fig. 2*b*) dus uit een bolletje indium (*B*), een uiterst dun laagje *P*-germanium (*E*), een laagje *N*-germanium (*A*), wederom een laagje *P*-germanium (*F*) en vervolgens weer een bolletje indium (*C*). Dit type transistor wordt aangeduid als *PNP*-transistor, want hij bestaat uit drie lagen n.l. een laag *P*-germanium, een laag *N*-germanium en nog een laag *P*-germanium.

Volledigheidshalve zij vermeld dat er ook transistors zijn, waarbij de volgorde anders is n.l. eerst een laag *N*-germanium, vervolgens een laag *P*-germanium en tot slot wederom een laag *N*-germanium. Dit type transistor wordt aangeduid als *NPN*-transistor.

In dit *PNP*- of *NPN*-element speelt zich nu de eigenlijke transistorwerking af. Genoemd element is ondergebracht in een glazen ballon (*G*) of een metalen omhulsel om het te vrijwaren tegen beschadiging en de inwerking van vocht. De glazen ballon en ook het metalen omhulsel is gevuld met siliconvet (*H*). Dit vet heeft een driedelige functie n.l.:

- a) Het afvoeren van de in het transistorelement ontwikkelde warmte.
- b) Het verkrijgen van een stevige constructie.
- c) Bescherming tegen de inwerking van vocht.

De verschillende eigenschappen van halfgeleiders, dus ook germanium, veranderen naarmate de hoeveelheid toegevoegde energie verandert. Warmte en licht zijn ook vormen van energie, zodat de eigenschappen van een transistor zullen veranderen, naarmate meer of minder licht en warmte aan de transistor worden toegevoerd.

Het eerste, dus de gevoeligheid voor licht, betekent dat wanneer het transistorelement in een glazen ballon is ondergebracht, deze ballon moet worden bedekt met een laagje zwarte lak ten einde lichtinval van buitenaf te voorkomen. Het tweede punt, dus de gevoelig-

heid voor warmte, heeft o.a. betrekking op de in de transistor ontwikkelde warmte en de warmteafvoer en is bijgevolg o.a. afhankelijk van instelling, plaatskeuze, wijze van montage en omgevingstemperatuur.

### Electronenbuis-transistor

Wordt een transistor met een electronenbuis vergeleken dan vallen direct de volgende verschillen op die in het voordeel van de transistor zijn:

1. Een transistor bezit geen gloeidraad om thermische emissie te bewerkstelligen. Dit betekent een niet onaanzienlijke verhoging van het rendement van de schakeling. Ter oriëntatie zij vermeld dat het gloeistroomvermogen bij sommige buistypen bijna 80 % van de totaal opgenomen energie bedraagt.
2. Doordat bij een transistor geen gebruik wordt gemaakt van thermische emissie zal genoemde transistor na inschakeling direct werken (geen opwarmtijd zoals bij electronenbuizen het geval is).
3. Een transistor is door zijn compacte bouw veel meer bestand tegen schokken en trillingen dan een electronenbuis (denk hierbij o.a. aan het vacuum, dat in een electronenbuis heerst, waardoor genoemde buis zeer kwetsbaar is).
4. Een transistor werkt met lage bedrijfsspanningen, wat betekent dat geen hoogspanningsbron, zoals dat bij de meeste electronenbuizen het geval is, benodigd is.
5. De afmetingen. Bij vele transistortypen is de inhoud van de transistor kleiner dan  $1 \text{ cm}^3$ .
6. Het gewicht, dat vaak minder dan 1 g bedraagt.
7. De levensduur, deze is voor een transistor practisch onbeperkt.

Tegenover deze punten, die alle in het voordeel van de transistor uitvallen, staan ook enkele punten waarbij de transistor in het nadeel is t.o.v. de klassieke electronenbuis n.l.:

1. De grote temperatuurgevoeligheid van de transistor. Dit laatste

geldt zowel voor wat betreft temperatuurschommelingen als de maximum toelaatbare temperatuur. Bij germaniumtransistors draagt laatstgenoemde temperatuur  $\pm 75^{\circ}\text{C}$ .

2. De ruis, die onder dezelfde condities bij een transistor sterker is dan bij een electronenbuis.

Uit bovenstaande punten blijkt dat een transistor zich bij uitstek leent voor apparatuur die wordt blootgesteld aan schokken en trillingen (denk b.v. aan de luchtvaart en autoradio), zuinig moet zijn in verbruik (hoorapparaten en mobiele apparatuur) en gemakkelijk te transporteren. Denk bij dit laatste punt aan de gewichtsbesparing aan zware batterijen doordat met lage spanningen wordt gewerkt.

Na bovenstaande opsomming van slechts enkele toepassingsmogelijkheden (in bovengenoemde voorbeelden heeft de transistor de electronenbuis practisch gesproken reeds geheel of gedeeltelijk verdrongen) zullen thans de verschillende germaniumsoorten eens nader worden bestudeerd.

## HOOFDSTUK II

### FYSISCHE GRONDSLAGEN

#### Het begrip halfgeleider

In het voorgaande is reeds enkele malen gesproken over de zgn. halfgeleiders en wel in het bijzonder over germanium dat één van deze halfgeleiders is.

In het nu volgende zal worden nagegaan, wat eigenlijk onder een halfgeleider wordt verstaan en wat de specifieke eigenschappen van deze stoffen zijn.

Indien van een zeer groot aantal stoffen de specifieke weerstand zou worden gemeten en de gevonden meetresultaten afhankelijk van hun grootte in tekening gebracht, dan ontstaat een grafiek als getekend

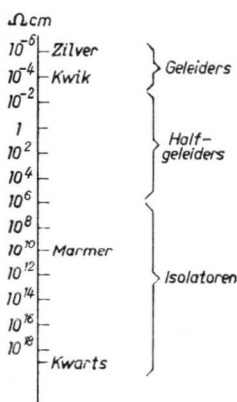


Fig. 3

in fig. 3. In deze grafiek is tevens de indeling gemaakt tussen geleiders, halfgeleiders en isolatoren. Het valt hierbij direct op dat de specifieke weerstand van de stoffen, die onder de categorie geleiders zijn ingedeeld (metalen), niet veel uiteenloopt. Het verschil tussen zilver, de beste geleider, en kwik, de slechtste geleider, bedraagt slechts een factor 100. Dit in tegenstelling tot het gebied dat bestreken wordt door de isolatoren. Het verschil tussen marmer enerzijds en kwarts anderzijds bedraagt maar liefst een factor  $10^9$ . De eerste vraag, die nu opkomt, is of deze indeling

in geleiders, halfgeleiders en isolatoren willekeurig is, dan wel gebaseerd op bepaalde eigenschappen van de verschillende stoffen. Om deze vraag te kunnen beantwoorden wordt

de specifieke weerstand van de verschillende stoffen nogmaals gemeen, echter met dit verschil dat de temperatuur van het te onderzoeken materiaal tijdens de meting wordt opgevoerd. Het blijkt nu dat de geleiders alle dezelfde eigenschap hebben n.l. dat de specifieke weerstand recht evenredig met de temperatuur toeneemt (extreem hoge en lage temperaturen blijven hier buiten beschouwing). In fig. 4 is de bovenvermelde betrekking grafisch afgebeeld.

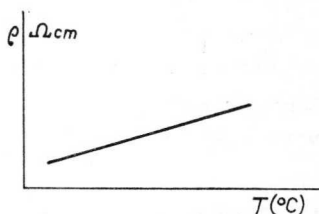


Fig. 4

Isolatoren blijken daarentegen geheel anders te reageren. Wordt de temperatuur opgevoerd, dan verandert de specifieke weerstand van het materiaal hoegenaamd niets om dan plotseling, nadat een bepaalde temperatuur is bereikt, sterk in waarde te dalen. Zie fig. 5. Verder tonen deze proeven met isolatoren aan dat naarmate de isolator van betere kwaliteit is, dus een hogere specifieke weerstand bezit, er een hogere temperatuur voor nodig is om de specifieke weerstand sterk in waarde te doen dalen. Voor marmer ligt deze temperatuur bijgevolg aanmerkelijk lager dan voor kwarts (ca. 1000 à 2000  $^{\circ}\text{C}$ ). Halfgeleiders, de naam zegt het reeds, reageren deels als isolator, deels als geleider.

In fig. 6 is het verband aangegeven tussen de specifieke weerstand en de temperatuur voor het materiaal zoals dat bij de fabricage van transistors wordt gebruikt. Uit de figuur is te zien dat het materiaal zich eerst als een isolator gedraagt, vervolgens het karakter van een geleider verkrijgt om daarna bij een nog hoger worden van de tempe-

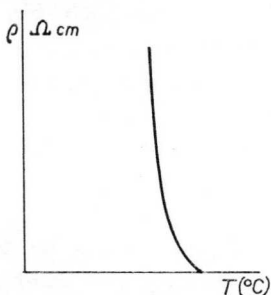


Fig. 5

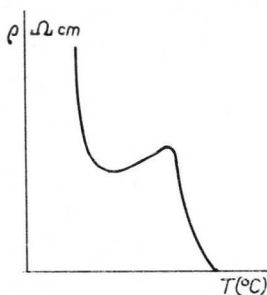


Fig. 6



ratuur weer het karakter van een isolator aan te nemen.

Opgemerkt zij nog dat er ook halfgeleiders zijn die zich volledig als een isolator gedragen, echter met dit verschil dat de temperatuur, waarbij de specifieke weerstand sterk daalt, aanmerkelijk lager ligt dan die van de isolatoren. Een voorbeeld van een dergelijke halfgeleider, ook wel intrinsieke halfgeleider genaamd, is zeer zuiver germanium.

Om het bovenvermelde gedrag van geleiders, halfgeleiders en isolatoren te kunnen verklaren is het noodzakelijk om de opbouw van de verschillende stoffen nader te bestuderen.

### De binding van de atomen

Het wordt verondersteld bekend te zijn, dat elke stof is opgebouwd uit moleculen. Dit zijn de kleinste bouwsteentjes van de betreffende stof, die nog dezelfde eigenschappen als die stof bezitten. Een molecule water is bijgevolg het kleinste deeltje water, dat nog de eigenschappen van water bezit. Zo'n molecule is weer samengesteld uit nog kleinere deeltjes, atomen genaamd. Het reeds eerder genoemde watermolecule is b.v. opgebouwd uit twee waterstofatomen en één zuurstofatoom, in totaal dus drie atomen.

Onderzoekingen hebben aangetoond dat alle ons bekende stoffen zijn opgebouwd uit 93 verschillende atoomsoorten. (De moderne kernfysica is er in geslaagd nog enkele atoomsoorten te produceren, die echter in de vrije natuur op aarde niet voorkomen.)

Alle atoomsoorten hebben echter één eigenschap gemeen, n.l. dat ze bestaan uit een positief geladen kern waar zich één of meer electronen met zeer grote snelheid omheenbewegen.

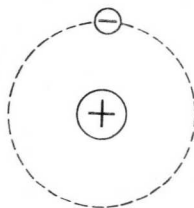


Fig. 7

In fig. 7 is een waterstofatoom getekend. Dit atoom, dat het eenvoudigst van opbouw is, bestaat uit een positief geladen kern (het proton) waar omheen zich één electron beweegt. Electricisch gesproken is het waterstofatoom neutraal. Dit betekent dat de positieve lading van de atoomkern gelijk moet zijn aan de negatieve lading van het electron, dat er zich omheen beweegt.

De bouw van het germaniumatoom blijkt veel gecompliceerder te zijn. Om de kern van dit atoom bewegen zich 32 electronen. De atoomkern bezit bijgevolg een positieve lading die gelijk is aan die van 32 electronen, want ook het germaniumatoom is evenals elk onbeschadigd atoom elektrisch gesproken neutraal.

In het nu volgende zal alleen aandacht worden geschonken aan de electronen, die zich rond de atoomkern bewegen, aangezien deze electronen in belangrijke mate verantwoordelijk blijken te zijn voor de in de vorige paragraaf geconstateerde effecten.

Genoemde electronen, die zich rond de kern van het germanium (Ge)-atoom bewegen, kunnen worden gegroepeerd naar de energie die ze bezitten. Bij het Ge-atoom kunnen de 32 electronen in 4 groepen, meestal aangeduid als schillen, worden verdeeld.

De eerste groep (de zgn. *K*-schil), dit zijn de electronen met de minste energie, bevat 2 electronen. De tweede groep (*L*-schil) bevat 8 electronen, de derde (*M*-schil) 18 electronen en de vierde (*N*-schil) 4 electronen. In fig. 8 is één en ander in tekening gebracht.

Het reeds eerder beschouwde waterstofatoom bezit één electron, dat qua energie tot de *K*-schil behoort. Uit beschouwingen, die buiten het kader van dit werkje vallen, blijkt dat de *K*-schil compleet is met twee

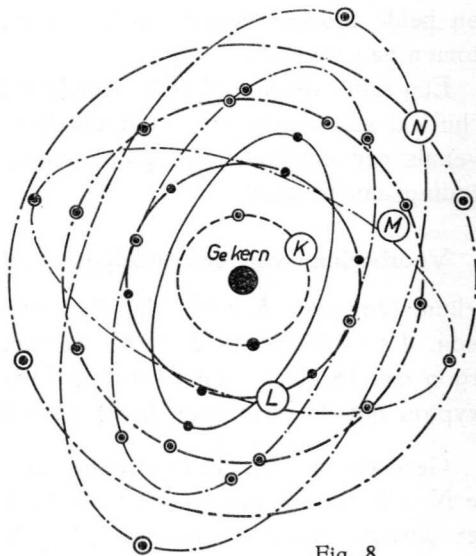


Fig. 8

electronen en verder dat een schil, waarin één of meerdere electronen ontbreken (een zgn. incomplete schil), zal trachten deze electronen van buitenaf aan te vullen. Er bestaan verschillende mogelijkheden waarop dit kan plaats vinden, doch ons interesseert slechts één mogelijkheid n.l. die van de covalente binding. In het geval van het waterstof-

atoom ontbreekt volgens het bovenstaande slechts één electron aan de *K*-schil. Eén van de mogelijkheden om de schil compleet te maken is de reeds eerder genoemde covalente binding, d.w.z. het waterstofatoom verbindt zich met een ander atoom. Verbinden twee waterstof-

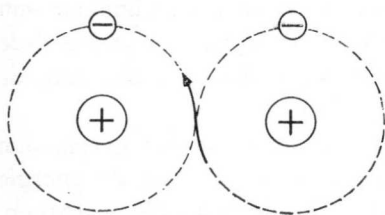


Fig. 9

atomen zich met elkaar dan ontstaat een situatie als getekend in fig. 9. Rond elke waterstofkern bewegen zich nu twee electronen, het eigen electron en het electron van het waterstofatoom waarmee de binding is aangegaan. Voor beide atomen is de *K*-schil dan gevuld met als gevolg dat een stabiele binding is ontstaan en geen

van beide atomen neiging gevoelt om nog een binding met andere atomen aan te gaan.

Een schil, die compleet is, wordt ook wel aangeduid als „edelgasschil”, d.w.z. een atoom, waarvan de schillen compleet zijn, vertoont evenals een edelgasatoom geen neiging om met andere atomen een binding aan te gaan.

Voorbeelden van deze edelgassen zijn:

helium (complete *K*-schil) dat 2 electronen bezit;  
 neon, dat er 10 bezit (2 + 8), (complete *K*- en *L*-schil);  
 argon met 18 electronen (2 + 8 + 8) en  
 krypton dat 36 electronen heeft (2 + 8 + 18 + 8).

Germanium bezit 32 electronen en komt bijgevolg 4 electronen in de *N*-schil te kort om een edelgasschil te verkrijgen. Dit betekent dat het germaniumatoom zich met 4 naburige atomen zal verbinden, waardoor de stabiele toestand met 36 electronen wordt bereikt.

Het blijkt dat de germaniumatomen zich onderling volgens een bepaald patroon verenigen. In fig. 10 is een dergelijk patroon getekend.

De germaniumatomen zijn in deze figuur aangegeven door kleine ballen, terwijl de onderlinge binding tussen de germaniumatomen, hier voorgesteld door staafjes, wordt gevormd door twee electronen n.l.

van elk germaniumatoom één. Het Ge-atoom *A* is zodoende gebonden met de Ge-atomen *B*, *C*, *D* en *E*, die elk op de hoekpunten van een denkbeeldige kubus liggen in welks zwaartepunt zich het atoom *A* bevindt. Een dergelijk regelmatig, wederkerend patroon van Ge-atomen wordt aangeduid als de kristal-structuur van het germanium.

Bij het absolute nulpunt ( $-273\text{ }^{\circ}\text{C}$ ) zijn al de valentie-

electronen, dat zijn de electronen, die de binding tussen de atomen onderling tot stand brengen (bij het Ge-atoom dus de vier electronen in de buitenste of *N*-schil) aan de betreffende atomen gebonden. Dit betekent dat er geen vrije electronen in het kristal aanwezig zijn of m.a.w. dat de betreffende stof een prima isolator is. Ook germanium is volgens het bovenstaande bij  $-273\text{ }^{\circ}\text{C}$  een prima isolator. Wordt nu energie in de vorm van warmte of licht aan het germaniumkristal toegevoerd dan zullen de atomen in trilling geraken, waardoor de binding tussen de atomen onderling kan worden verzwakt.

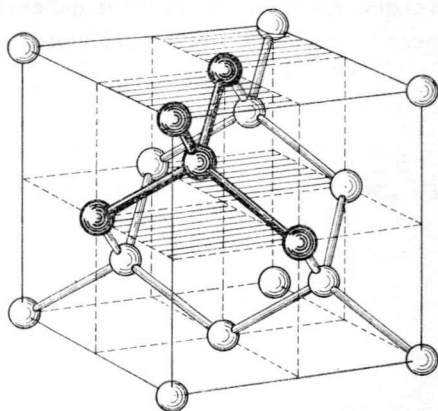


Fig. 10

In fig. 11 is een Ge-atoom getekend, dat is gebonden met 4 andere Ge-atomen. Deze figuur is dus fig. 10 met dit verschil dat het geheel nu niet ruimtelijk doch in een plat vlak is getekend. De binding tussen het Ge-atoom *A* en de vier omliggende Ge-atomen wordt stuk voor stuk door 2 valentie-electronen, één van het atoom *A* en één van het betreffende atoom waarmede *A* gebonden is, onderhouden. Wordt nu energie aan het kristal toegevoerd dan zullen enkele electronen (dit zijn dan electronen uit de buitenste schil, die de binding tussen de atomen onderling tot stand brengen) zich uit het verband losmaken en zich als vrij electron in het kristal rondbewegen. Er ontstaat dan een situatie als getekend in fig. 12. Dit laatste betekent dat de geleidbaarheid van het germanium zal toenemen naarmate meerdere electronen

worden losgemaakt, iets wat gebeurt naarmate meer energie, dus b.v. meer warmte aan het kristal wordt toegevoerd.

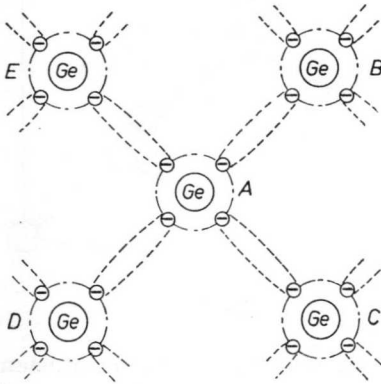


Fig. 11

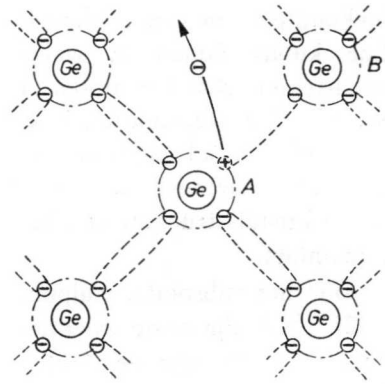


Fig. 12

In fig. 12 heeft een electron de binding tussen de atomen *A* en *B* verlaten met als gevolg dat deze binding dus nog door slechts één valentie-electron wordt onderhouden. Gesteld dat het losgemaakte electron behoort tot de *N*-schil van atoom *A*. Dit betekent dan dat in deze *N*-schil een electronenhiat, meestal „gat” genaamd, optreedt. Het Ge-atoom is nu niet meer electrisch neutraal, doch vertegenwoordigt een positieve lading, die gelijk is aan die van één electron. Dit betekent dat aan het gat een positieve lading moet worden toegeschreven, waardoor het een aantrekkende kracht uitoefent op vrije electronen. Vult een vrij electron, dat zich in het kristal beweegt, het gat weer op (recombinatie) dan wordt het atoom weer neutraal en is de oude toestand teruggekeerd. Daar in een bepaalde tijdsduur evenveel electronen worden vrijgemaakt als er recombinaties optreden, bestaat er een zeker thermisch evenwicht. Dit betekent dat voor een bepaalde temperatuur het aantal vrije electronen constant is. Wordt de temperatuur opgevoerd dan zal ook het aantal vrije electronen toenemen. Daar de geleidbaarheid van het betreffende materiaal afhankelijk is van het aantal vrije electronen zal genoemde geleidbaarheid

dus ook afhankelijk zijn van de temperatuur. Wordt de temperatuur van zeer zuiver germanium opgevoerd dan zal de geleidbaarheid groter worden, m.a.w. de soortelijke weerstand afnemen. Iets dat in het voorgaande reeds proefondervindelijk was vastgesteld.

De gaten gedragen zich als electronen, n.l., als zich vrij bewegende deeltjes, echter met dit verschil dat ze een positieve lading vertegenwoordigen. De electronen bewegen zich echter sneller door het kristal dan de gaten. Dit is direct in te zien wanneer men bedenkt dat een electron een volkomen onafhankelijk deeltje is, terwijl een gat zich alleen kan verplaatsen wanneer het wordt opgevuld door een electron van een aangrenzend atoom. Het gat heeft zich dan verplaatst naar dit aangrenzende atoom en is bijgevolg afhankelijk van de „genegenheid” van een electron van een aangrenzend germaniumatoom om de binding met dit atoom te verbreken. De weerstand van zuiver germanium is bij kamertemperatuur hoog. Het is echter mogelijk om deze weerstand in belangrijke mate te doen afnemen door het germanium met bepaalde stoffen te verontreinigen.

### *N*-germanium en *P*-germanium

Arsenicum is een element waarvan de atomen 5 electronen in de buitenste schil hebben. Wordt het germanium verontreinigd met een element als arsenicum, dan ontstaat een situatie als getekend in fig. 13.

De arsenicumatomen, die verre in de minderheid zijn t.o.v. de germaniumatomen (veelal één arsenicumatoom op de 100.000.000 germaniumatomen), zullen bijgevolg in de kristalstructuur van het germanium worden opgenomen. Dit betekent dat 4 van de 5 electronen uit de buitenste schil van het arsenicumatoom een binding zullen aangaan met een electron uit de buitenste schil van de omliggende germaniumatomen, het 5e electron daarentegen blijft vrij.

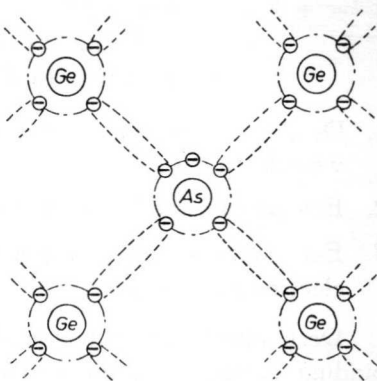


Fig. 13

Het blijkt nu dat er slechts weinig energie voor nodig is om dit 5e electron uit de schil van het arsenicumatoom te verwijderen, m.a.w. er komen reeds bij lage temperaturen electronen vrij, waardoor de weerstand van het germanium sterk zal afnemen. Wordt de temperatuur nog meer opgevoerd dan neemt de weerstand weer toe, als gevolg van de Brownse beweging van de vrijgekomen electronen om vervolgens, wanneer een zekere grens wordt overschreden, weer sterk af te nemen. De toegevoerde energie is nu zo groot dat de electronen, die de binding tussen de germaniumatomen onderling bewerkstelligen, onder bepaalde omstandigheden hun schillen kunnen verlaten, zodat het aantal vrije electronen weer sterk zal toenemen.

Het bovenstaande verklaart dus het reeds eerder vastgestelde gedrag van bepaalde soorten halfgeleiders (zie ook fig. 6).

Germanium, dat is verontreinigd met arsenicum, wordt aangeduid als *N*-germanium. De letter *N* heeft betrekking op negatief, want er is in deze germaniumsoort reeds bij kamertemperatuur een zeer groot aantal vrije electronen.

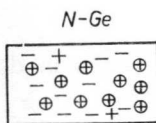


Fig. 14

De arsenicumatomen, die een electron hebben afgestaan, meestal donors genoemd, vertegenwoordigen bijgevolg een positieve lading die wat grootte betreft gelijk is aan die van het afgegeven electron.

In fig. 14 is schematisch een stukje *N*-germanium getekend. In dit materiaal zijn aanwezig:

1. De donors (arsenicumatomen), die een positieve lading vertegenwoordigen. ( $\oplus$ )
2. Een groot aantal vrije electronen. ( $-$ )
3. Een aantal gaten, dat echter zeer klein is t.o.v. het aantal vrije electronen. ( $+$ )

Deze gaten zijn ontstaan doordat een aantal electronen die de binding tussen de germaniumatomen onderling verzorgen, door bepaalde omstandigheden (toegevoerde energie in de vorm van b.v. warmte) zijn vrijgekomen.

Het bovenstaande kan als volgt schematisch worden voorgesteld:

N-germanium	{	ontstaan door verontreiniging met arsenicum	{	donors (+ lading)
				vrije electronen (-)
		ontstaan als gevolg van de toegevoerde energie	{	vrije electronen (-)
				gaten (+)

Opgemerkt zij nog dat de donors in het kristalrooster zijn veranderd en zich bijgevolg niet kunnen verplaatsen, dit in tegenstelling tot de vrije electronen en gaten, die mobiel zijn.

Indium is een element waarvan de atomen 3 electronen in de buitenste schil hebben. Wordt germanium verontreinigd met een element als indium dan ontstaat een situatie als getekend in fig. 15. De indiumatomen zullen, daar ze sterk in de minderheid zijn t.o.v. de germaniumatomen, in het kristalrooster van het germanium worden opgenomen. Dit betekent dat het indiumatoom op de reeds bekende wijze met 3 germaniumatomen wordt gebonden, terwijl het vierde germaniumatoom slechts

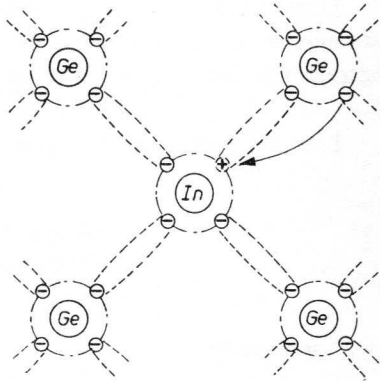


Fig. 15

door één electron met het indiumatoom is gebonden, want het indiumatoom bezit slechts 3 valentie-electronen. In deze binding ontbreekt dus één electron, m.a.w. er is als gevolg van de verontreiniging een gat ontstaan. Dit gat wordt weer opgevuld met een valentie-electron van een naburig germaniumatoom, zodat het gat zich verplaatst. Het indiumatoom, meestal „acceptor” genoemd, bezit nu 4 electronen in de buitenste schil en zal bijgevolg een negatieve lading vertegenwoordigen, want het is neutraal met 3 electronen in de buitenste schil. Germanium,



dat verontreinigd is met atomen die 3 electronen in de buitenste schil bezitten (b.v. indium en gallium) wordt *P*-germanium genoemd. De letter *P* duidt op positief en wil zeggen dat in deze germaniumsoort een groot aantal gaten aanwezig is.

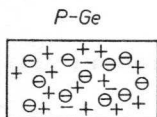


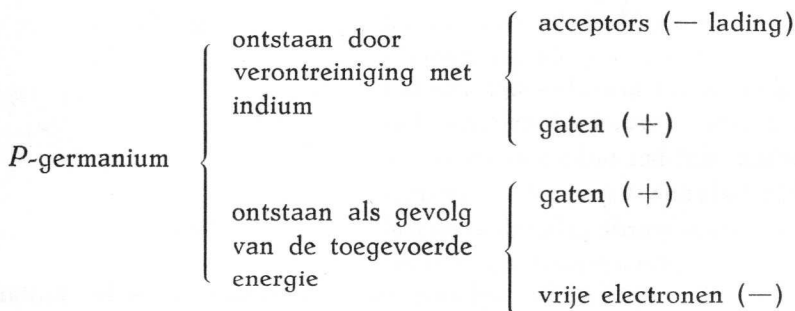
Fig. 16

In fig. 16 is schematisch een stukje *P*-germanium getekend. In dit materiaal zijn aanwezig:

1. De acceptors (indiumatomen) die een negatieve lading vertegenwoordigen. ( $\ominus$ )
2. Een groot aantal gaten. ( $+$ )
3. Een aantal vrije electronen, dat echter zeer klein is t.o.v. het aantal gaten. ( $-$ )

Deze vrije electronen ontstaan doordat bij sommige germaniumatomen een valentie-electron zijn schil zal verlaten waardoor de betreffende binding nog slechts door één electron wordt onderhouden.

Het *P*-germanium kan als volgt schematisch worden voorgesteld:



Opgemerkt zij nog dat zowel *N*- als *P*-germanium electrisch gesproken neutraal zijn, want de som van de electrische ladingen van de verschillende ladingsdragers zowel mobiel als niet-mobiel is gelijk nul.

## De PN-overgang

Wanneer *N*-germanium en *P*-germanium over een bepaald oppervlak met elkaar in contact worden gebracht, ontstaat een zgn. *PN*-overgang. Aangenomen wordt daarbij dat de atomen van het *N*-germanium zich over genoemd oppervlak binden met die van het *P*-germanium en omgekeerd.

In fig. 17 is een dergelijke *PN*-overgang getekend. De donors, vrije elektronen en gaten in het *N*-germanium zijn hierin voorgesteld door resp. de symbolen  $\oplus$ ,  $-$  en  $+$ . De acceptors, gaten en vrije elektronen in het *P*-germanium door de symbolen  $\ominus$ ,  $+$  en  $-$ . Op het eerste gezicht lijkt de situatie vrij eenvoudig. De gaten uit het *P*-germanium zullen zich naar de vrije elektronen in het *N*-germanium begeven en omgekeerd, waarna het grootste gedeelte van de gaten en vrije elektronen in beide germaniumsoorten zich zal recombineren. Een

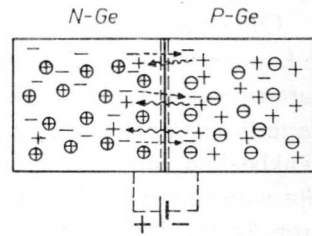


Fig. 17

nadere beschouwing leert echter dat deze redenering niet opgaat, want de aanwezigheid van de donors en acceptors, die ook ladingsdragers zijn, is hier verwaarloosd. Op het ogenblik dat een dergelijke *PN*-overgang tot stand komt, zal zich inderdaad een aantal elektronen van het *N*-germanium naar het *P*-germanium begeven, alwaar een tekort aan vrije elektronen heerst. In het *P*-germanium wordt hierdoor een negatieve lading opgebouwd, want niet alleen deze elektronen, doch ook de in het kristal verankerde acceptors vertegenwoordigen een negatieve lading.

Op precies dezelfde wijze wordt in het *N*-germanium een positieve lading opgebouwd (de donors van het *N*-germanium en gaten afkomstig van het *P*-germanium).

Aan de *PN*-overgang ontstaat als gevolg van deze ladingsverschuiving een spanningssprong (contact-potentiaal), waarbij het *P*-germanium negatief wordt t.o.v. het *N*-germanium. Dit contact-potentiaal verhindert nu een verder doorstromen van elektronen en gaten. Bijvoorbeeld de vrije elektronen in het *N*-germanium ondervinden in het over-

gangsgebied een afstotende werking van de negatieve lading geconcentreerd aan de overgang van het *P*-germanium. Dit heeft tot gevolg dat alleen electronen en gaten die een grotere energie vertegenwoordigen, dus een grotere snelheid hebben, deze barrière nog kunnen doorbreken. Tussen beide germaniumsoorten bevindt zich bijgevolg een uiterst dunne zone, waarin geen mobiele ladingsdragers aanwezig zijn. Genoemde zone gedraagt zich dus als een isolator. Ter oriëntatie zij vermeld dat de breedte van dit gebied  $\pm 1 \mu$  bedraagt.

Om gemakkelijker met het contact-potentiaal aan de *PN*-overgang te kunnen werken zal genoemd potentiaal in het nu volgende door een batterij worden voorgesteld. In fig. 17 en volgende figuren is deze batterij gestippeld getekend, dit ter aanduiding dat de batterij slechts denkbeeldig aanwezig is. Thans zal worden nagegaan wat de gevolgen zijn wanneer een *PN*-overgang wordt aangesloten op een spanningsbron. In fig. 18 is daartoe een *PN*-overgang getekend, aangesloten op

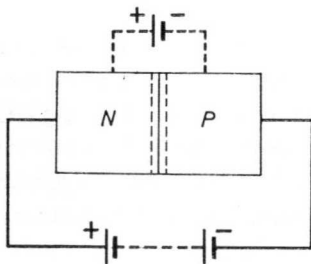


Fig. 18

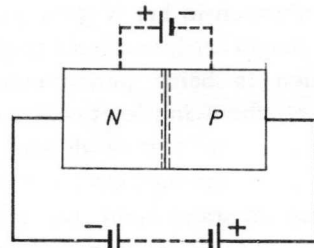


Fig. 19

een batterij. De potentiaalsprong aan de *PN*-overgang is nu gelijk aan de som van de batterijspanning en het oorspronkelijk heersende contact-potentiaal. Dit betekent dat nog minder electronen en gaten in staat zijn om deze overgang te passeren. De zone aan de *PN*-overgang waarin zich geen mobiele ladingsdragers bevinden zal dus in dit geval breder zijn dan bij afwezigheid van de aangelegde batterijspanning. De *PN*-overgang is nu te beschouwen als een diode in gesperde toestand. Wordt de batterij andersom aangesloten dan verandert de situatie. De batterijspanning zal in dit geval de potentiaalsprong aan de *PN*-overgang tegenwerken. Dit betekent dat meer

electronen en gaten de overgang kunnen passeren en wel meer naarmate de aangelegde spanning groter wordt. Zie fig. 19. De zone waarin geen mobiele ladingsdragers voorkomen is in dit geval veel kleiner dan  $1 \mu$  en eveneens in breedte afhankelijk van de grootte van de aangelegde spanning. De *PN*-overgang is in dit geval te beschouwen als een diode in geleidende toestand.

Uit het bovenstaande blijkt dat een *PN*-overgang zich gedraagt als een diode en dat de polariteit van de aangelegde spanning uitmaakt of de overgang geleidt dan wel spert. Van deze eigenschap wordt o.a. gebruik gemaakt bij germaniumdiodes.

### De werking van de transistor

Uit het vorige hoofdstuk is reeds bekend dat een transistor bestaat uit drie lagen germanium die als een sandwich tegen elkaar liggen. Afhankelijk van de wijze van stapelen ontstaat een *PNP*- dan wel een *NPN*-transistor.

In fig. 20 is een *PNP*-transistor getekend. Dit type transistor wordt dus gevormd door twee lagen *P*-germanium, die van elkaar gescheiden zijn door een laag *N*-germanium. Er ontstaan zodoende twee *PN*-overgangen. De linker overgang is aangesloten op een batterij en wel zodanig dat de polariteit van de batterijspanning  $E_{be}$  tegengesteld is aan die van de potentiaalsprong aan genoemde overgang.

Dit betekent dat een groter aantal mobiele ladingsdragers deze overgang kan passeren. Een aantal gaten uit het linker *P*-germanium zal zich bijgevolg naar het *N*-germanium, alwaar een tekort aan gaten heerst, begeven en omgekeerd zal een aantal vrije electronen uit het *N*-germanium naar het linker *P*-germanium gaan.

De rechter *PN*-overgang is eveneens op een batterij aangesloten, doch zodanig dat de batterijspanning  $E_{bc}$  de potentiaalsprong aan de overgang versterkt. De gaten in het *P*-germanium (rechter laag *P*-germanium) en de vrije electronen in het *N*-germanium kunnen deze overgang dus praktisch gesproken niet meer passeren.

Anders is het echter gesteld met de gaten in het *N*-germanium en de vrije electronen in het *P*-germanium, ook wel minderheidsdragers

genaamd, daar de gaten in het *N*-germanium verre in de minderheid zijn t.o.v. het aantal vrije electronen en het aantal vrije electronen in het *P*-germanium verre in de minderheid is t.o.v. het aantal gaten in deze germaniumsoort.

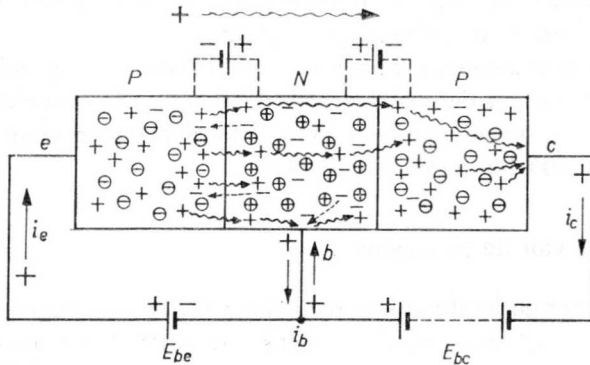


Fig. 20

De gaten in het *N*-germanium, die voor het grootste deel afkomstig zijn van het linker *P*-germanium en slechts voor een klein deel zijn ontstaan als gevolg van toegevoerde energie in de vorm van warmte, ondervinden een aantrekkende kracht afkomstig van het rechter *P*-germanium. Aan de rechter *PN*-overgang heerst n.l. een spanning die gelijk is aan de som van het contact-potentiaal (afkomstig van de opgebouwde ladingen in *P*- en *N*-germanium) en de aangelegde batterijspanning  $E_{bc}$  en waarvan de polariteit zodanig is dat het *P*-germanium negatief is t.o.v. het *N*-germanium. Als gevolg van deze krachtwerking zullen zich een aantal gaten naar het rechter *P*-germanium begeven. De grootte van deze gatenstroom wordt bepaald door twee factoren n.l.:

- De hoeveelheid aanwezige gaten in het *N*-germanium.
- De grootte van de aangelegde batterijspanning  $E_{bc}$  (aangenomen is hierbij dat de temperatuur constant blijft).

Om dezelfde redenen als hierboven beschreven zullen de vrije electronen in het rechter *P*-germanium zich naar het *N*-germanium begeven.

In het linker stroomcircuit ( $+E_{be}$ ,  $e$ ,  $P$ -germanium,  $PN$ -overgang,  $N$ -germanium,  $b$ ,  $-E_{be}$ ) vloeit een gatenstroom  $I_e$  (emitterstroom) als aangegeven in fig. 20. De  $PN$ -overgang in dit circuit fungeert als een diode in geleidende toestand. Bij punt  $e$  worden door de batterij als het ware gaten in het  $P$ -germanium gepompt, vandaar dat dit punt de „emitter” wordt genoemd.

Een gedeelte van de gaten vloeit nu via punt  $b$  (de basis) terug naar de batterij, een ander deel zal zich met de vrije electronen in het  $N$ -germanium recombineren, doch het grootste deel zal zich, onder invloed van de krachtwerking die het rechter  $P$ -germanium op deze gaten uitoefent, naar dit  $P$ -germanium begeven. Deze gaten worden dan bij punt  $c$  (de collector) verzameld en naar de batterij in het rechter stroomcircuit ( $+E_{bc}$ ,  $b$ ,  $N$ -germanium,  $PN$ -overgang,  $P$ -germanium,  $c$ ,  $-E_{bc}$ ) afgevoerd.

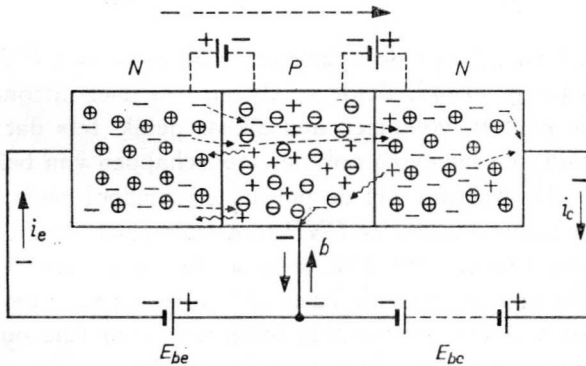


Fig. 21

Uit het bovenstaande blijkt dat de stroom  $I_c$  kleiner is dan de stroom  $I_e$ . Bij de OC71 bedraagt de stroom  $I_c = 0,98 I_e$ , om een voorbeeld te noemen.

Een verandering in grootte van de gatenstroom  $I_e$  heeft bij een constant blijvende batterijspanning  $E_{bc}$  dus een evenredige variatie van  $I_c$  tot gevolg, want de stroom  $I_c$  is afhankelijk van het aantal gaten dat aan het  $N$ -germanium wordt toegevoerd en dit laatste is weer

afhankelijk van de grootte van  $I_e$ .

In fig. 21 is een *NPN*-transistor getekend.

Na het voorgaande zal de werking van deze transistor zonder meer duidelijk zijn. Alleen zij nog opgemerkt dat de transistorwerking nu plaats vindt door middel van een electronenstroom, dit in tegenstelling tot de eerder besproken *PNP*-transistor waarbij de werking plaats vond door middel van een gatenstroom. Dit laatste brengt met zich mede dat de polariteit van de batterijen, die de spanningen  $E_{bc}$  en  $E_{be}$  leveren, omgekeerd moet zijn.

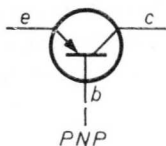


Fig. 22

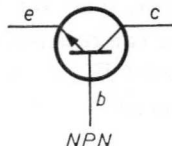


Fig. 23

In fig. 22 en 23 zijn de symbolen voor resp. een *PNP*- en een *NPN*-transistor getekend. Beide symbolen zijn, met uitzondering van de pijl bij de emitter, volkomen aan elkaar gelijk. Iets dat logisch is, daar de werking en bijgevolg ook de eigenschappen van beide transistors gelijk is. De richting van de pijl in het symbool geeft de richting van de gatenstroom aan. Bij de *PNP*-transistor vloeit deze gatenstroom in de transistor (zie ook fig. 20), vandaar dat de pijl voor het symbool van de *PNP*-transistor naar de basis (*N*-germanium) is gericht. Bij de *NPN*-transistor is het tegenovergestelde het geval (zie ook fig. 21), vandaar dat de pijl nu van de basis af is gericht.

Aan de hand van het symbool is dus direct te zien of de betreffende transistor een *PNP*- dan wel een *NPN*-transistor is.

## HOOFDSTUK III

### EIGENSCHAPPEN VAN TRANSISTORS

In het nu volgende zullen de elektrische eigenschappen van de transistor aan een nader onderzoek worden onderworpen. Om n.l. de schakeltechniek, zoals deze in de volgende hoofdstukken zal worden behandeld, te kunnen begrijpen is het noodzakelijk om eerst een inzicht in het wezen en de eigenschappen van de transistor te verkrijgen.

#### De drie basisschakelingen

Schakeltechnisch gezien vertoont de transistor een grote overeenkomst met de triode, beide bezitten n.l. drie elektroden. Bij de transistor zijn dit achtereenvolgens de emitter, de basis en de collector. Bij de triode resp. de kathode, het rooster en de anode. Bij een transistor van het *PNP*-type vloeit, zoals in het vorige hoofdstuk reeds is uiteengezet, een gatenstroom van emitter naar collector, terwijl bij een triode op overeenkomstige wijze een elektronenstroom van kathode naar anode vloeit.

Bij de transistor is de grootte van genoemde gatenstroom afhankelijk van de spanningsvariaties tussen emitter en basis, terwijl bij de triode de elektronenstroom wordt gestuurd door spanningsvariaties tussen rooster en kathode.

Evenals dat bij schakelingen met elektronenbuizen het geval is kunnen ook de schakelingen met transistors in drie zgn. basisschakelingen worden onderverdeeld, n.l. de gearde basisschakeling, de gearde emitterschakeling en de gearde collectorschakeling. Genoemde schakelingen worden ook vaak aangegeven als: schakeling met gemeenschappelijke basis, gemeenschappelijke emitter en gemeenschappelijke collector.



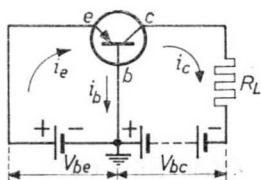


Fig. 24a

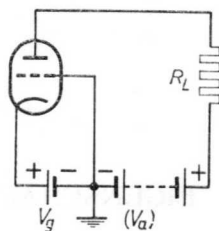


Fig. 24b

In fig. 24 zijn naast elkaar getekend een triode in roosterbasis-schakeling en de daarmee overeenkomende transistorschakeling, de schakeling met gearde basis. In beide schakelingen is de middelste electrode resp. het rooster en de basis geard. Bij de buisschakeling heeft de batterij tussen kathode en rooster tot taak om het rooster een bepaalde negatieve voorspanning ( $V_g$ ) te geven t.o.v. de kathode, terwijl de batterij tussen rooster en anode zorg draagt voor het juiste spanningsverschil tussen kathode en anode ( $V_a - V_g$ ).

De beide batterijen hebben dus tot taak om de buis de juiste instelling te geven.

Bij de transistorschakeling wordt de instelling op precies dezelfde wijze verkregen n.l. met behulp van de batterijen tussen basis en emitter en basis en collector.

Uit fig. 24 blijkt dat de emitter een positieve voorspanning van  $V_{be}$  volt t.o.v. de basis heeft, terwijl de collector  $V_{bc}$  volt negatief is, t.o.v. de basis.

In het ingangs- of emittercircuit vloeit de stroom  $I_e$ , terwijl in het uitgangs- of collectorcircuit de stroom  $I_c$  vloeit. De pijlen geven de richting van de stroom in beide circuits aan (gatenstroom). Het blijkt nu dat een kleine toename van de emitterstroom, voorgesteld door  $\Delta I_e$ , een kleine toename van de collectorstroom ( $\Delta I_c$ ) tot gevolg heeft. Aangenomen wordt hierbij dat de spanning  $V_{bc}$  constant blijft.

Onder de stroomversterkingsfactor  $\alpha$  wordt verstaan het quotient van  $\Delta I_c$  en  $\Delta I_e$ .

$$\alpha = \frac{\Delta I_c}{\Delta I_e}$$

Deze stroomversterkingsfactor heeft in het algemeen een waarde kleiner dan 1. Zodat de collectorstroom kleiner is dan de emitterstroom.

In fig. 25 is bij beide schakelingen de eerste electrode zijnde resp. de kathode en de emitter geaard. Bij de buisschakeling wordt gesproken van de kathodebasisschakeling, terwijl de equivalente transistorschakeling bekend staat als de geaarde emitterschakeling. De gelijkspanningen  $V_{be}$  en  $V_{ce}$ , geleverd door de batterijen, dienen ook nu weer om de transistor de juiste instelling te geven.

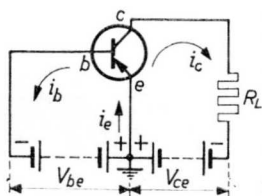


Fig. 25a

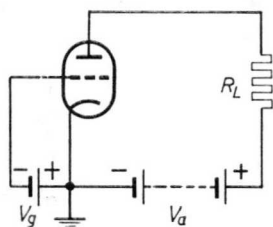


Fig. 25b

In het ingangs- of basiscircuit vloeit de basisstroom  $I_b$ , terwijl in het uitgangs- of collectorcircuit de collectorstroom  $I_c$  vloeit. In fig. 25 geven de pijlen weer de richting van de gatenstroom aan. Een kleine toename van de basisstroom (voorgesteld door  $\Delta I_b$ ) heeft bij deze schakeling, bij constante  $V_{ce}$ , een toename van de collectorstroom ( $\Delta I_c$ ) tot gevolg. Bij de geaarde emitterschakeling wordt onder de stroomversterkingsfactor  $\alpha'$  verstaan het quotient van  $\Delta I_c$  en  $\Delta I_b$ .

$$\alpha' = \frac{\Delta I_c}{\Delta I_b}$$

Het accent bij  $\alpha'$  geeft aan dat dit de stroomversterkingsfactor is van een transistor in geaarde emitterschakeling.

Er bestaat een bepaald verband tussen de versterkingsfactor  $\alpha$  (geaarde basisschakeling) en de versterkingsfactor  $\alpha'$  (geaarde emitterschakeling) n.l.:

$$\alpha' = \frac{\alpha}{1 - \alpha}$$

Voor de afleiding van deze formule wordt de eerste wet van Kirchhoff op het stroomcircuit van fig. 25a toegepast n.l.:

$$I_e = I_b + I_c.$$

Nu is:

$$\alpha' = \frac{\Delta I_c}{\Delta I_b} = \frac{\Delta I_c}{\Delta(I_e - I_c)} = \frac{\Delta I_c}{\Delta I_e - \Delta I_c}$$

$$\frac{1}{\alpha'} = \frac{\Delta I_e - \Delta I_c}{\Delta I_c} = \frac{\Delta I_e}{\Delta I_c} - 1 = \frac{1}{\alpha} - 1.$$

of

$$\frac{1}{\alpha'} = \frac{1 - \alpha}{\alpha}$$

$$\alpha' = \frac{\alpha}{1 - \alpha}$$

Bij de OC71 wordt voor een bepaalde instelling van de transistor als versterkingsfactor  $\alpha$  een waarde van 0,98 gepubliceerd. Is deze transistor echter met gemeenschappelijke emitter geschakeld dan draagt de stroomversterkingsfactor:

$$\alpha' = \frac{\alpha}{1 - \alpha} = \frac{0,98}{1 - 0,98} = 49.$$

Tot slot is in fig. 26 de derde basisschakeling afgebeeld. Bij deze

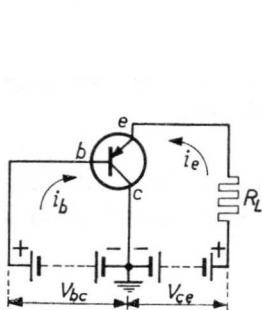


Fig. 26a

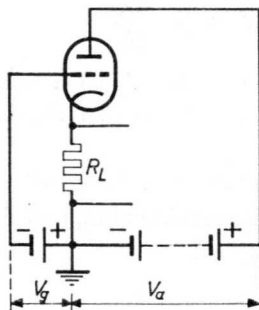


Fig. 26b

schakeling is de derde electrode resp. de anode en de collector geaard. Deze basisschakeling staat bekend als anode-basisschakeling (kathodevolger), de equivalente transistorschakeling als geaarde collectorschakeling. Deze schakeling komt slechts zelden voor en wordt practisch alleen als aanpassingselement toegepast.

In het nu volgende zullen alleen de geaarde basisschakeling en de geaarde emitterschakeling nader worden bestudeerd, waarbij echter bijzondere aandacht zal worden geschonken aan de geaarde emitterschakeling omdat deze het meest wordt toegepast. De reden hiervan zal in de loop van dit hoofdstuk duidelijk worden.

### De $I_c$ - $V_{ce}$ karakteristiek

Om de eigenschappen van een schakelement, dus ook een transistor, nader te leren kennen is het noodzakelijk om een aantal metingen aan het betreffende schakelement te verrichten.

Zoals fig. 27 aangeeft, zijn er vier belangrijke grootheden in een transistorschakeling, die op eenvoudige wijze kunnen worden gemeten, n.l. de spanning tussen emitter en basis ( $V_{be}$ ), de spanning tussen emitter en collector ( $V_{ce}$ ) en de stromen

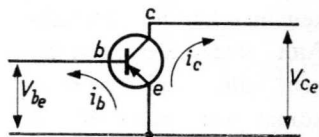


Fig. 27

$I_b$  en  $I_c$ , die resp. in het basiscircuit en collectorcircuit vloeien. (De transistor is geschakeld met geaarde emitter.)

Uit het onderling verband tussen bovenvermelde stromen en spanningen, dat gedeeltelijk in de vorm van karakteristieken kan worden vastgelegd, kunnen dan de diverse eigenschappen van de transistor worden bepaald.

De twee belangrijkste karakteristieken zijn de  $I_c$ - $V_{ce}$  karakteristiek en de  $I_b$ - $V_{be}$  karakteristiek.

Allereerst zal nu het gedrag van de collectorstroom  $I_c$  worden nagegaan als functie van de spanning  $V_{ce}$  en de basisstroom  $I_b$ . Boven genoemd verband, dat in de vorm van een schaar karakteristieken kan worden vastgelegd, staat bekend als de  $I_c$ - $V_{ce}$  karakteristiek.

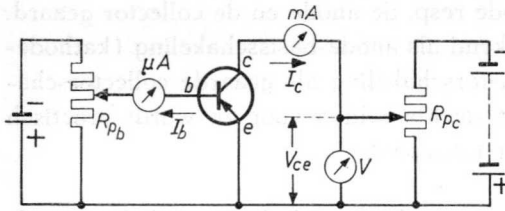


Fig. 28

In fig. 28 is een schakeling getekend om bovengenoemde karakteristiek te kunnen opmeten. Allereerst wordt de stroom  $I_b$  met behulp van de potentiometer  $R_{pb}$  op een bepaalde waarde ingesteld b.v.  $10 \mu\text{A}$ . (De keuze van deze waarde is natuurlijk afhankelijk van het type transistor.) Vervolgens wordt de looper van de potentiometer  $R_{pc}$  naar boven geschoven waarbij telkens de waarde van de spanning  $V_{ce}$  met de daarbij behorende waarde van  $I_c$  wordt afgelezen. Als dit is gebeurd wordt  $I_b$  op een andere waarde ingesteld b.v.  $20 \mu\text{A}$ , waarna  $I_c$  wederom als functie van  $V_{ce}$  wordt gemeten enz.

De meetresultaten zijn in fig. 29 in de vorm van een schaar karakteristieken in tekening gebracht. Aan deze karakteristieken, die veel overeenkomst vertonen met de  $I_a-V_a$  karakteristieken van een penthode, zijn drie belangrijke gedeelten te onderscheiden en wel achtereenvolgens:

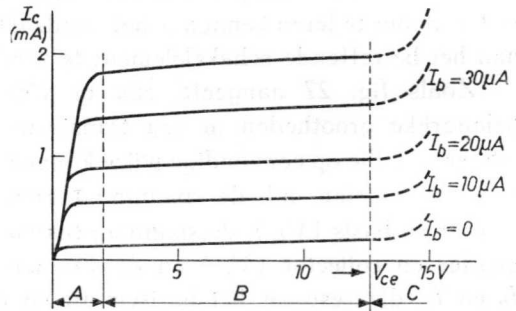


Fig. 29

- Het afbuigingsgebied aan de lage kant. Dit is het gebied waarin een kleine toename van de spanning  $V_{ce}$  reeds een aanmerkelijke toename van de stroom  $I_c$  tot gevolg heeft. Bij veel transistors is dit het gebied waarbij  $V_{ce}$  kleiner is dan 0,2 volt.
- Het gebied waarin een groter worden van de spanning  $V_{ce}$  practisch geen toename van  $I_c$  teweegbrengt. Dit gebied wordt veelal aangeduid als het lineaire gebied.
- Het afbuigingsgebied aan de hoge kant. Een toename van  $V_{ce}$

heeft in dit gebied weer een sterke stijging van  $I_c$  tot gevolg. Deze sterke toename van  $I_c$  vindt zijn oorzaak in doorslag van de  $PN$ -overgang. Om te voorkomen dat in dit gebied wordt gewerkt geeft de transistorfabrikant altijd de maximaal toelaatbare waarde van  $V_{ce}$  op. Bij de OC16 bedraagt de maximaal toelaatbare waarde van  $V_{ce}$  16 V bij een belastingsweerstand van 10 k $\Omega$ , terwijl de kniespanning bij dit type transistor 0,4 V bedraagt bij  $I_c = 3$  A.

### De $I_b$ - $V_{be}$ karakteristiek

In de  $I_b$ - $V_{be}$  karakteristiek, ook wel ingangskarakteristiek genoemd, is het verband tussen de stroom  $I_b$  en de spanning  $V_{be}$  vastgelegd bij een constante waarde van  $V_{ce}$ .

Genoemde karakteristiek kan worden opgemeten met behulp van de schakeling, afgebeeld in fig. 30.

De waarde van  $V_{ce}$  wordt door middel van de potentiometer  $R_{pc}$  vastgesteld. Bevindt de loper

van de potentiometer  $R_{pb}$  zich tegenover de aftakking op de weerstand dan is de spanning  $V_{be} = 0$  volt. Wordt de loper van genoemde potentiometer naar beneden geschoven dan wordt de basis positief t.o.v. de emitter. Dit betekent dat het ingangscircuit zich zal gedragen als een diode in gesperde toestand. Een toename van de spanning  $V_{be}$  zal bijgevolg praktisch geen verandering van  $I_b$  teweegbrengen.

Wordt de loper daarentegen naar boven bewogen dan wordt de emitter positief t.o.v. de basis. Dit betekent dat reeds bij een kleine toename van  $V_{be}$  de stroom  $I_b$  belangrijk in grootte zal toenemen.

In fig. 31 is de ingangskarakteristiek van een transistor getekend. Uit deze karakteristiek, die veel overeenkomst vertoont met de karakteristiek van een germaniumdiode, is direct af te lezen dat de invloed

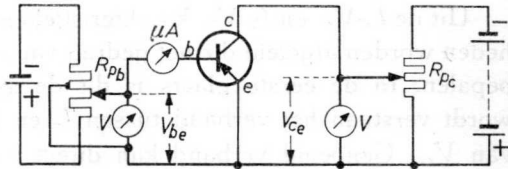


Fig. 30

van  $V_{ce}$  slechts uiterst gering is. Het blijkt dat alleen een spanningstoename van 0 tot 1 V enige invloed heeft op de grootte van  $I_b$ .

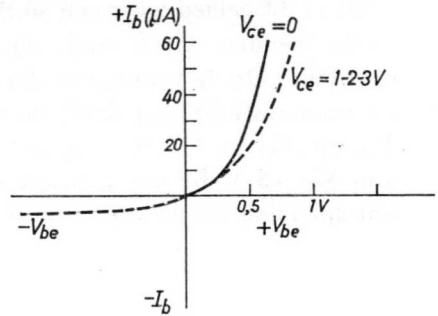


Fig. 31

### De stroomversterking

Uit de  $I_c$ - $V_{ce}$  en  $I_b$ - $V_{be}$  karakteristieken kunnen verschillende grootheden worden afgeleid die het gedrag van de transistor in de schakeling bepalen. In de eerste plaats is dit de stroomversterking. Hieronder wordt verstaan het verband tussen  $I_c$  en  $I_b$  bij een constante waarde van  $V_{ce}$ . Genoemd verband kan direct worden afgeleid uit de reeds bekende  $I_c$ - $V_{ce}$  karakteristiek.

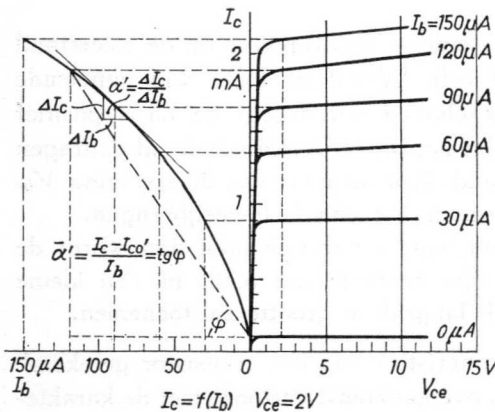


Fig. 32

In fig. 32 is daartoe een schaar  $I_c$ - $V_{ce}$  karakteristieken getekend. Links hiervan is het verband tussen  $I_b$  en  $I_c$  getekend, zoals dat zich voordoet bij  $V_{ce} = 2$  V. Het valt direct op dat het verband tussen  $I_b$  en  $I_c$  niet-lineair is, m.a.w. de stroomversterking is niet constant, doch afhankelijk van de instelling van de transistor.

Onder de stroomversterkingsfactor  $\bar{\alpha}'$  wordt verstaan

het verband aanwezig tussen de gelijkstroom  $I_b$  en de gelijkstroom  $I_c$ , terwijl de reeds eerder genoemde stroomversterkingsfactor  $\alpha'$  het verband aangeeft tussen een wisselstroom  $I_b$  met kleine amplitude en de daarvan afhankelijke wisselstroom  $I_c$  (die eveneens een kleine amplitude heeft).

Achtereenvolgens zal eerst de factor  $\bar{\alpha}'$  en daarna de factor  $\alpha'$  eens nader onder de loupe worden genomen.

Het verband tussen de collector gelijkstroom en de basis gelijkstroom is direct te bepalen uit de  $I_c$ - $I_b$  karakteristiek van fig. 32.

$$I_c = I_{co}' + \bar{\alpha}' I_b.$$

In deze formule stelt  $I_{co}'$  de stroom voor die in het collectorcircuit vloeit indien  $I_b = 0$ . Het accent geeft weer aan, dat gewerkt wordt met een transistor geschakeld met gearde emitter. De grootheid  $\bar{\alpha}'$  geeft dus de verhouding  $\frac{I_c - I_{co}'}{I_b}$  aan.

Als voorbeeld zal de factor  $\bar{\alpha}'$  worden bepaald voor een transistor waarvan de collectorspanning is ingesteld op 2 V,  $I_b = 120 \mu\text{A}$ ,  $I_c = 1,9 \text{ mA}$ .

Uit de  $I_c$ - $V_{ce}$  karakteristiek blijkt dat bij  $V_{ce} = 2 \text{ V}$  de stroom  $I_{co}' = 100 \mu\text{A}$ .

Nu is:

$$I_c = I_{co}' + \bar{\alpha}' I_b$$

of

$$\bar{\alpha}' = \frac{I_c - I_{co}'}{I_b} = \frac{1900 - 100}{120} = 15.$$

De factor  $\bar{\alpha}'$  is, zoals direct uit de karakteristiek blijkt, geen constante, doch afhankelijk van de instelling van de transistor.

Bij de factor  $\alpha'$  ligt de situatie anders. Nu wordt gewerkt met een wisselstroom  $I_b$  met kleine amplitude. Dit betekent dat slechts een klein gedeelte van de karakteristiek een rol speelt bij de stroomversterking. Bij benadering kan nu worden aangenomen, dat het kleine stukje karakteristiek dat in dit geval bij de stroomversterking een rol speelt,



recht is. Dit betekent dat tussen  $I_c$  en  $I_b$  een lineair verband aanwezig is, m.a.w. dat  $I_{c\sim} = \alpha' I_{b\sim}$ .

De factor  $\alpha'$  wordt ook wel de stroomversterkingsfactor voor een kleine signaalstroom genoemd, dit in tegenstelling tot de factor  $\bar{\alpha}'$ , die alleen betrekking heeft op gelijkstroom en wisselstromen met grotere amplitude (zoals b.v. bij een eindtrap het geval is).

Als voorbeeld zal  $\alpha'$  voor een bepaalde instelling worden bepaald. Als werkpunt wordt gekozen het punt waarbij  $V_{ce} = 2 \text{ V}$ ,  $I_c = 1,65 \text{ mA}$ ,  $I_b = 90 \mu\text{A}$ . Er wordt vervolgens een lijn getrokken, die de  $I_c = f(I_b)$ -karakteristiek in genoemd werkpunt raakt. Onder  $\alpha'$  wordt nu verstaan de verhouding tussen de toename van  $I_b$  en de toename van  $I_c$  die daarvan een gevolg is, m.a.w. de helling van de raaklijn aan de kromme. Een toename van  $I_b$  met  $20 \mu\text{A}$  heeft hier een toename van  $I_c$  van  $250 \mu\text{A}$  tot gevolg, zodat  $\alpha' = \frac{250}{20} = 12,5$ . Voor de gekozen instelling is  $\bar{\alpha}'$  dus groter dan  $\alpha'$ . Onder de factor  $\alpha$ , dus zonder toevoeging van het accent wordt verstaan de stroomversterkingsfactor voor het geval dat de transistor in gearde basis is geschakeld.

Voor de meeste transistors variëert de waarde van  $\alpha'$  tussen 30 en 80. Voor de OC71 bedraagt  $\alpha'$  b.v. gemiddeld 50.

## De spanningsversterking

In fig. 33 is het schema getekend van een versterkerschakeling met

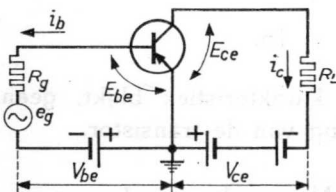


Fig. 33

een transistor, geschakeld met gemeenschappelijke emitter. De batterijen, die de spanningen  $V_{be}$  en  $V_{ce}$  leveren, nodig voor de instelling van de transistor, worden geacht een kortsluiting voor wisselstroom te zijn. In de collectorketen is de belastingsweerstand  $R_L$  opgenomen, terwijl op het ingangscircuit een spanningsbron is aangesloten die een *E.M.K.* van  $e_g$  volt afgeeft en een inwendige weerstand van  $R_g \Omega$  bezit. Onder de spanningsversterking (afgekort *S.V.*) wordt verstaan de verhouding tussen de wisselspan-

ningsbron is aangesloten die een *E.M.K.* van  $e_g$  volt afgeeft en een inwendige weerstand van  $R_g \Omega$  bezit. Onder de spanningsversterking (afgekort *S.V.*) wordt verstaan de verhouding tussen de wisselspan-

ning over de weerstand  $R_L$  en de wisselspanning tussen basis en emitter ( $E_{be}$ ).

De spanning over  $R_L$  is gelijk aan  $I_{c\sim} \times R_L$ , terwijl de spanning tussen basis en emitter gelijk is aan  $I_{b\sim} \times R_i$  ( $R_i$  is de ingangsweerstand van de transistor) of  $(e_g - I_{b\sim}R_g)$ .

De spanningsversterking is bijgevolg gelijk aan:

$$S.V. = \frac{I_{c\sim}R_L}{I_{b\sim}R_i} = \frac{I_{c\sim}R_L}{e_g - I_{b\sim}R_g}$$

Daar de verhouding  $\frac{I_{c\sim}}{I_{b\sim}} = \alpha'$  kan de formule ook geschreven worden als:

$$S.V. = \alpha' \frac{R_L}{R_i}$$

Bij deze beschouwing is aangenomen dat de frekwentie van de wisselspanning waarmee wordt gewerkt klein is. (De meeste metingen worden verricht met een signaal van 1000 Hz.)

Fig. 33 leert ook dat wanneer de momentele waarde van  $e_g$  in positieve zin toeneemt, de stroom  $I_b$  kleiner wordt en wel evenredig met de toename van  $e_g$ . Het spanningsverschil tussen basis en emitter ( $E_{be}$ ) is n.l. gelijk aan  $(V_{be} - \text{de momentele waarde van } e_g)$  en dit wordt kleiner als de momentele waarde van  $e_g$  toeneemt met als gevolg dat ook  $I_b$  kleiner wordt. De stroom  $I_c$  die gelijk is aan  $\alpha'I_b$  zal bijgevolg eveneens afnemen, zodat de spanning over  $R_L$  kleiner wordt. Hieruit blijkt dat bij een gearde emitterschakeling de spanning over de belastingsweerstand (de door de transistor afgegeven spanning)  $180^\circ$  in fase verschoven is t.o.v. de aan de transistor toegevoerde spanning.

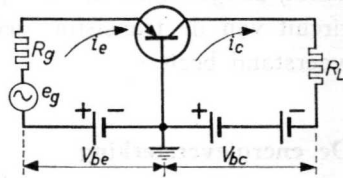


Fig. 34

Bij de gearde basisschakeling (zie fig. 34) is de situatie iets anders. De spanningsversterking is nu gelijk aan:

$$S.V. = \frac{I_{c\sim}R_L}{I_{e\sim}R_i} = \alpha \frac{R_L}{R_i}$$

De door de transistor afgegeven spanning is in dit geval in fase met de aan de transistor toegevoerde spanning, iets dat direct uit fig. 34 blijkt.

Worden beide basisschakelingen met elkaar vergeleken dan kan dus worden gezegd dat bij de gearde emitterschakeling een faseverschil van  $180^\circ$  tussen de toegevoerde en afgegeven spanning aanwezig is, terwijl bij de gearde basisschakeling beide spanningen met elkaar in fase zijn.

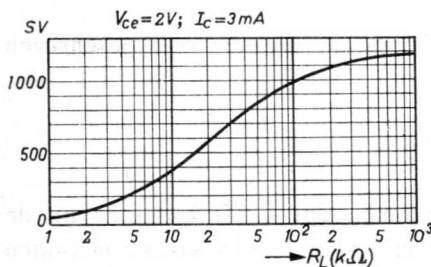


Fig. 35

Uit de formule voor de spanningsversterking blijkt reeds dat deze versterking sterk afhankelijk is van de grootte van de belastingsweerstand. In fig. 35 is het verband tussen de spanningsversterking en de belastingsweerstand voor een bepaalde instelling van een transistor (OC71) aangegeven. Uit deze karakteristiek blijkt

dat de spanningsversterking bij kleine en zeer grote waarden van  $R_L$  slechts weinig in grootte verandert. Dit vindt o.a. zijn oorzaak in het feit dat de factoren  $\alpha'$  en  $R_i$  ook afhankelijk zijn van  $R_L$ . De factor  $\alpha'$  neemt b.v. af als  $R_L$  groter wordt. De getekende karakteristiek geldt voor zowel de gearde emitter- als gearde basisschakeling, echter is hierbij aangenomen dat de spanningsbron, opgenomen in het ingangscircuit van de transistor, geen of slechts een zeer kleine inwendige weerstand bezit.

### De energieversterking

Onder de energieversterking wordt verstaan de verhouding tussen enerzijds het door de transistor opgenomen vermogen en anderzijds het vermogen dat door deze transistor wordt afgegeven. Voor de gearde emitterschakeling bedraagt het afgegeven vermogen  $I_c \sim^2 R_L$  watt, terwijl het opgenomen vermogen  $I_b \sim^2 R_i$  watt is (zie ook fig. 33). De energieversterking (meestal afgekort als  $P.G.$ ) is bijgevolg:

$$P.G. = \frac{I_c \sim 2R_L}{I_b \sim 2R_i} = (\alpha')^2 \frac{R_L}{R_i}$$

hieruit volgt direct  $P.G. = S.V. \times \alpha'$ .

Voor de gearde basisschakeling geldt het verband  $P.G. = S.V. \times \alpha$ . Deze formule kan op dezelfde wijze worden opgesteld als dat reeds gedaan is bij de gearde emitterschakeling.

In fig. 36 is de energieversterking getekend als functie van de belastingsweerstand (OC71). De getrokken kromme geeft het verband aan bij de gearde emitterschakeling, terwijl de streepjeslijn het verband voor dezelfde transistor geschakeld met gearde basis aangeeft.

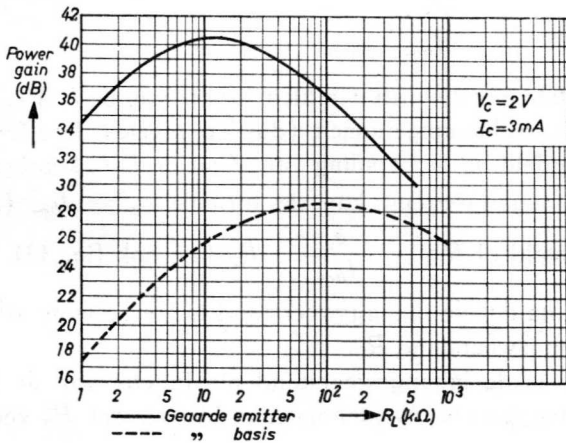


Fig. 36

Uit deze karakteristieken blijkt direct dat met de gearde emitterschakeling een veel grotere energieversterking kan worden bereikt, bij gunstiger waarden van de belastingsweerstand (denk hierbij o.a. aan de aanpassing op een volgende versterkertrap), dan met de gearde basisschakeling. Dit is dan ook één van de redenen, dat aan eerstgenoemde schakeling in het algemeen de voorkeur wordt gegeven boven de tweede. Het verloop van de kromme kan worden verklaard uit het product van  $\alpha' \times S.V.$ , want bij een lage waarde van  $R_L$

is  $\alpha'$  groot, terwijl  $S.V.$  klein is. Bij een grote waarde van  $R_L$  is daarentegen het omgekeerde het geval, nu is  $\alpha'$  klein, terwijl  $S.V.$  groot is.

### De ingangsweerstand

Onder de ingangsweerstand van een transistor wordt verstaan het quotient van  $V_{be}$  en  $I_b$ . Er moet dan direct een onderscheid worden gemaakt tussen de gelijkstroomweerstand, die gelijk is aan:

$$R_i = \frac{V_{be}}{I_b}$$

en de wisselstroomweerstand, die gelijk is aan:

$$R_{i\sim} = \frac{V_{be\sim}}{I_{b\sim}}$$

In het laatste geval wordt een klein stukje van de  $I_b$ - $V_{be}$  karakteristiek als zijnde recht aangenomen (dus op precies dezelfde wijze als reeds is behandeld bij de bepaling van  $\alpha'$  uit de  $I_c$ - $I_b$  karakteristiek).

Voor het ingangscircuit kan de formule  $e_g = I_{b\sim} (R_i + R_g)$  worden opgesteld of  $R_{i\sim} = \frac{e_g}{I_{b\sim}} - R_g$  (zie ook fig. 33).

Het blijkt nu dat de ingangsweerstand in sterke mate afhankelijk is van de belastingsweerstand  $R_L$ .

In fig. 37 is de ingangsweerstand als functie van de belastingsweerstand aangegeven. Aangenomen is hierbij, dat  $R_g$  zeer klein is.

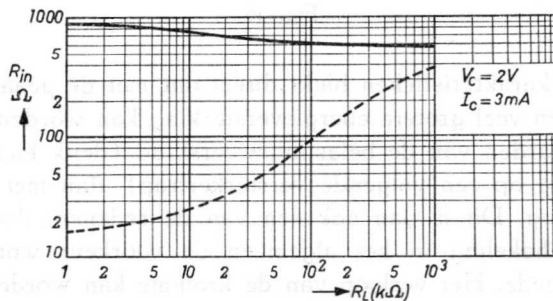


Fig. 37

De getrokken kromme heeft weer betrekking op een transistor geschakeld met gearde emitter, terwijl de streepjeslijn betrekking heeft op dezelfde transistor in gearde basisschakeling.

Uit deze grafiek volgt direct dat de ingangsweerstand bij dezelfde waarden van  $R_L$  voor de gearde emitterschakeling aanmerkelijk groter is dan voor de gearde basisschakeling. Vooral bij betrekkelijk kleine waarden van  $R_L$  is de  $R_i$  bij de gearde basisschakeling zeer klein, zodat aanpassing op de volgende trap hier zeer lastig, zo niet onmogelijk is.

### De uitgangsweerstand

Onder de uitgangsweerstand wordt verstaan het quotiënt van stroom en spanning in het uitgangscircuit. Ook hier wordt weer een onderscheid gemaakt tussen de gelijkstroom- en de wisselstroomweerstand. In het nu volgende zullen we ons echter alleen bezighouden met de wisselstroomweerstand. Voor een transistor in gearde emitter-schakeling betekent dit dat  $R_o = \frac{V_{ce\sim}}{I_{c\sim}}$ , terwijl dit  $R_o = \frac{V_{bc\sim}}{I_{c\sim}}$  wordt, indien de transistor met gearde basis is geschakeld. De uitgangsweerstand in een bepaald punt van de  $I_c$ - $V_{ce}$  karakteristiek (de  $I_c$ - $V_{bc}$  karakteristiek bij gearde basisschakeling) kan dus weer worden bepaald door de raaklijn aan de kromme te trekken (geheel op dezelfde manier als reeds uitvoerig is beschreven bij de bepaling van  $\alpha'$  uit de  $I_c$ - $I_b$  karakteristiek).

De uitgangsweerstand is dan gelijk aan het quotiënt  $\frac{\Delta V_{ce}}{\Delta I_c}$  (zie fig. 38).

Het blijkt dat de uitgangsweerstand in sterke mate afhankelijk is van de inwendige weerstand van de spanningsbron, die op het ingangscircuit van de transistor is aangesloten.

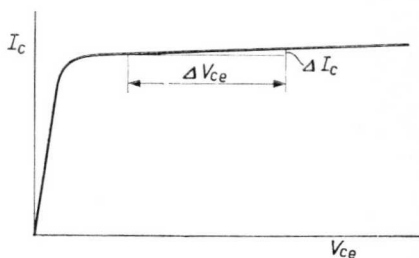


Fig. 38

In fig. 39 is  $R_o$  als functie van  $R_g$  (de inwendige weerstand van de spanningsbron) vastgelegd.

De bovenste grafiek heeft betrekking op een transistor geschakeld met gearde basis, terwijl de onderste het verband voor de gearde emitterschakeling aangeeft. Uit deze grafieken is te zien dat de uitgangsweerstand voor de gearde basisschakeling aanmerkelijk groter is dan die bij de gearde emitterschakeling. Zodat bij de eerstgenoemde schakeling weer speciale maatregelen zullen moeten worden genomen om een goede aanpassing op de volgende versterkertrap te verkrijgen.

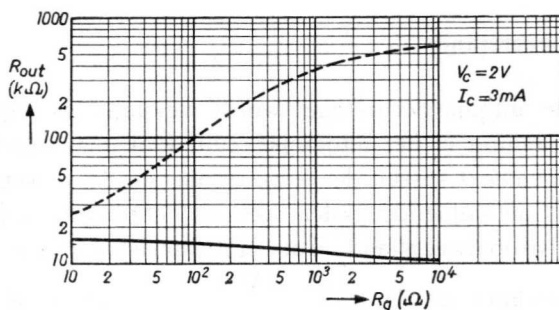


Fig. 39

## HOOFDSTUK IV

### TEMPERATUURSINVLOEDEN OP HET GEDRAG VAN DE TRANSISTOR

In hoofdstuk II is reeds vastgesteld dat germanium zeer gevoelig is voor temperatuursveranderingen. Wordt de temperatuur opgevoerd dan heeft dit tot gevolg dat meer electronen uit de buitenste schil van de germaniumatomen hun binding met de betreffende atomen zullen verbreken.

Bij *P*-germanium betekent dit dat naast een toename van het aantal gaten (meerderheidsdragers in *P*-germanium) ook meer vrije electronen (minderheidsdragers in *P*-germanium) ontstaan, terwijl in het *N*-germanium eveneens het aantal vrije electronen en gaten zal toenemen. Een toename van de minderheidsdragers (gaten in het *N*-germanium en vrije electronen in het *P*-germanium) betekent echter een groter worden van het aantal mobiele ladingsdragers, dat de rechter *PN*-overgang van de transistor passeert (zie ook fig. 20, hoofdstuk II).

Wordt het ingangs- of emittercircuit (geaarde basisschakeling) onderbroken, dus  $I_e = 0$  (zie fig. 40), dan vloeit door het collectorcircuit een stroom  $I_{co}$ , die uit minderheidsdragers bestaat en bijgevolg sterk afhankelijk is van de temperatuur. Metingen hebben aangetoond dat deze  $I_{co}$  bij een temperatuursverhoging van  $\pm 10$  °C gemiddeld

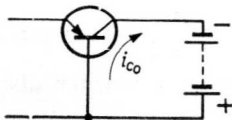


Fig. 40

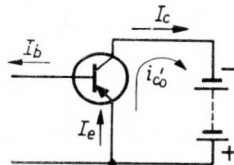


Fig. 41



tweemaal in waarde toeneemt. Bij de OC71 is de  $I_{co}$  bij een temperatuur van  $25\text{ }^{\circ}\text{C}$  gemiddeld  $4,5\text{ }\mu\text{A}$ , bij  $35\text{ }^{\circ}\text{C}$  is deze stroom aangegroeid tot  $9\text{ }\mu\text{A}$  en bedraagt bij  $45\text{ }^{\circ}\text{C}$  ongeveer  $18\text{ }\mu\text{A}$ . (Deze stromen zijn gemeten met een batterijspanning  $V_{bc}$  van  $4,5\text{ V}$  tussen basis en collector.)

Daar  $I_c$  ( $I_c = \bar{\alpha}I_e + I_{co}$ ) een waarde heeft die in de orde van milliampères is, kunnen de bovenvermelde variaties in grootte van  $I_{co}$  verwaarloosd worden. Dit betekent dat een circuit geschakeld met gemeenschappelijke basis in het algemeen gesproken ongevoelig is voor temperatuurveranderingen en er bijgevolg geen speciale maatregelen behoeven te worden genomen om de collectorstroom constant te houden.

Thans zal worden nagegaan hoe de situatie is bij een transistor geschakeld met gemeenschappelijke emitter (zie fig. 41).

Uit het schema volgt, dat

$$I_e = I_b + I_c \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (1)$$

Verder is uit het voorgaande reeds bekend dat

$$I_c = \bar{\alpha}I_e + I_{co} \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (2)$$

Daar bovenstaande formule voor gelijkstroom geldt, moet met de stroomversterkingsfactor  $\bar{\alpha}$  en niet met de stroomversterkingsfactor  $\alpha$  worden gewerkt (zie ook hoofdstuk III). Substitutie van (1) in (2) geeft

$$I_c = \bar{\alpha}(I_b + I_c) + I_{co}$$

of

$$I_c = \bar{\alpha}I_b + \bar{\alpha}I_c + I_{co}$$

$$I_c - \bar{\alpha}I_c = \bar{\alpha}I_b + I_{co}$$

$$I_c(1 - \bar{\alpha}) = \bar{\alpha}I_b + I_{co}$$

$$I_c = \frac{\bar{\alpha}}{1 - \bar{\alpha}}I_b + \frac{1}{1 - \bar{\alpha}}I_{co} \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (3)$$

Uit hoofdstuk III is reeds bekend dat  $\frac{\bar{\alpha}}{1 - \bar{\alpha}}$  vervangen kan worden door  $\bar{\alpha}'$ , zodat formule (3) ook geschreven kan worden als:

$$I_c = \bar{\alpha}'I_b + \frac{1}{1 - \bar{\alpha}}I_{co} \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (4)$$

Voor de vorm  $\frac{1}{1-\bar{\alpha}}$  kan worden geschreven:

$$\frac{1}{1-\bar{\alpha}} = \frac{1-\bar{\alpha}+\bar{\alpha}}{1-\bar{\alpha}} = 1 + \frac{\bar{\alpha}}{1-\bar{\alpha}} = (1 + \bar{\alpha}'). \quad (5)$$

Substitutie van (5) in (4) geeft:

$$I_c = \bar{\alpha}' I_b + (\bar{\alpha}' + 1) I_{co}.$$

De uitdrukking  $(\bar{\alpha}' + 1) I_{co}$  wordt aangeduid als  $I_{co}'$ .

Bij de OC71 is voor een bepaalde instelling  $\bar{\alpha}' = 49$ .

Bij een temperatuur van 25 °C bedraagt  $I_{co}'$  dus  $(49 + 1) \times 4,5 \mu\text{A} = 225 \mu\text{A}$ ; bij 35 °C bedraagt deze stroom 450  $\mu\text{A}$  en bij 45 °C maar liefst 900  $\mu\text{A}$ .

Dit betekent dat  $I_{co}'$  nu wel degelijk invloed heeft op de grootte van  $I_c$ , zodat maatregelen moeten worden genomen om genoemde gelijkstroom constant te houden (compensatieschakelingen). Er zijn verschillende schakelingen ontwikkeld om  $I_c$  constant te houden. In het volgende hoofdstuk zullen enkele van deze schakelingen worden behandeld.

N.B. Ook de grootheden  $\alpha$  en  $R_i$  zijn temperatuur-afhankelijk, echter in veel geringere mate dan  $I_{co}$ , zodat veranderingen van de bovenvermelde grootheden als gevolg van temperatuurvariaties in het algemeen gesproken kunnen worden verwaarloosd.

De temperatuur aan de *PN*-overgangen in het germanium wordt bepaald door het verschil van de in het germanium ontwikkelde warmte en de afgevoerde warmte. De eerste heeft betrekking op het vermogen dat in de transistor in warmte wordt omgezet, terwijl het tweede punt afhankelijk is van de mate van koeling.

Gesteld dat de temperatuur van het germanium  $\Theta_j$  °C bedraagt wanneer in de transistor een vermogen van  $P_c$  mW in warmte wordt omgezet. De omgevingstemperatuur, dus ook de temperatuur aan de buitenzijde van de glazen ballon (of metalen omhulsel) bedraagt daarbij  $\Theta_{omg}$  °C.

Dit betekent dat er een warmtestroom van het germanium naar de buitenzijde van de ballon plaats vindt die afhankelijk is van het temperatuurverschil tussen beide, dus van  $(\Theta_j - \Theta_{omg})$  °C en de weerstand die genoemde warmtestroom op zijn weg ondervindt. Deze weerstand,

meestal aangeduid met de letter  $k$ , is afhankelijk van de constructie van de transistor, o.a. van de afmetingen en het siliconvet en bijgevolg een transistorgrootheid die door de fabrikant wordt opgegeven.

De warmtestroom die door de transistor vloeit is bijgevolg gelijk aan

$$\text{warmtestroom} = \frac{\Theta_j - \Theta_{omg}}{k} \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (6)$$

Deze warmtestroom is evenredig met het vermogen dat in de transistor in warmte wordt omgezet, zodat formule (6) in de volgende vorm mag worden geschreven:

$$P_c = \frac{\Theta_j - \Theta_{omg}}{k} \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (7)$$

In deze formule is  $P_c$  uitgedrukt in mW:

$$\begin{aligned} \Theta_j &\text{ in } ^\circ\text{C}, \\ \Theta_{omg} &\text{ in } ^\circ\text{C}, \\ k &\text{ in } ^\circ\text{C/mW}. \end{aligned}$$

Voorbeeld: Bij een OC44 is  $k = 0,6 \text{ } ^\circ\text{C/mW}$ . De maximaal toelaatbare temperatuur van het germanium bedraagt bij deze transistor  $\Theta_j = 75 \text{ } ^\circ\text{C}$ . Gevraagd wordt het maximaal toelaatbare vermogen  $P_{cmax}$  dat in de transistor in warmte mag worden omgezet als de omgevingstemperatuur  $\Theta_{omg} = 25 \text{ } ^\circ\text{C}$  bedraagt.

Uit formule (7) volgt

$$P_{cmax} = \frac{75 - 25}{0,6} \approx 83 \text{ mW}.$$

Wordt de transistor op het chassis gemonteerd, zoals dat bij transistors in eindversterkers het geval is, dan is de warmteweerstand  $k$  samengesteld uit diverse componenten. Bij de OC16 zijn dit b.v. de grootheden  $k_m$ , tussen germanium en montagesokkel,  $k_i$  tussen montagesokkel en chassis en  $k_h$  tussen chassis en omgeving. Zodat  $k = k_m + k_i + k_h$ . Voor de OC16 zijn hiervoor resp. de waarden  $1,8 \text{ } ^\circ\text{C/W}$ ,  $0,7 \text{ } ^\circ\text{C/W}$  en  $3,75 \text{ } ^\circ\text{C/W}$  gepubliceerd. (Het zal de lezer duidelijk zijn dat de laatste waarde sterk afhankelijk is van de grootte en vorm van het chassis en verder van de opstelling van het chassis.)

Voorbeeld: Gegeven een OC16 waarvan de collectordissipatie 4 W en de omgevingstemperatuur 50 °C bedraagt. Gevraagd de temperatuur van het germanium.

Nu is  $\Theta_j = \Theta_{omg} + (k_h + k_i + k_m) P_c$ .

of	
omgevingstemperatuur	50 °C
chassistemperatuur	$50 + 3,75 \times 4 = 65$ °C
temperatuur van de montagesokkel	$65 + 0,7 \times 4 = 67,8$ °C
temperatuur van het germanium	$67,8 + 1,8 \times 4 = 75$ °C

## HOOFDSTUK V

### SCHAKELTECHNIEK

Evenals bij schakelingen, waarin een electronenbuis als versterker-element fungeert, kan ook bij schakelingen, waarin transistors zijn opgenomen, de volgende onderverdeling worden gemaakt:

- 1) Versterkerschakelingen voor laagfrequenten signalen.
- 2) Versterkerschakelingen voor hoogfrequenten signalen.
- 3) Oscillatorschakelingen.
- 4) Mengschakelingen.
- 5) Detektorschakelingen.

Achtereenvolgens zullen de verschillende schakelingen in bovenstaande volgorde eens nader onder de loupe worden genomen.

#### I. Versterkerschakelingen voor signalen met een lage frequentie

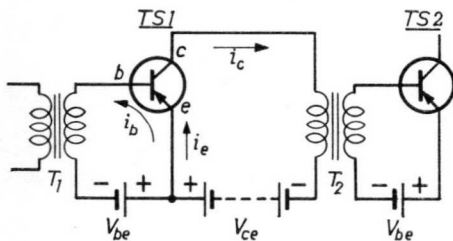


Fig. 42

In fig. 42 is het schema getekend van een laagfrequent versterker, waarbij de verschillende versterkertrappen met behulp van transformatoren met elkaar zijn gekoppeld. De instelling van de transistor  $TS_1$  wordt verkregen door middel van

twee batterijen die resp. de spanningen  $V_{be}$  voor het ingangscircuit en  $V_{ce}$  voor het uitgangscircuit leveren. Wordt aan de transformator  $T_1$  geen wisselspanning toegevoerd dan zullen als gevolg van de batterij-

spanningen in het ingangs- en uitgangscircuit resp. de gelijkstromen  $I_b$  en  $I_c$  vloeien in de richting als aangegeven door de pijlen. Wordt nu een wisselspanning aan de transformator  $T_1$  toegevoerd dan zal in het basiscircuit een stroom vloeien die gelijk is aan de som van de gelijkstroom  $I_b$  en de wisselstroom  $I_{b\sim}$ . Deze wisselstroom  $I_{b\sim}$  wordt door de transistor  $\alpha'$  maal versterkt (de grootte van  $\alpha'$  is afhankelijk van de instelling van de transistor, dus van  $V_{be}$  en  $V_{ce}$ ), zodat  $I_{c\sim} = \alpha' I_{b\sim}$ . Bij deze beschouwing is aangenomen dat de inwendige weerstand van de batterijen, die de spanningen  $V_{be}$  en  $V_{ce}$  leveren, uiterst klein is voor wisselstroom. Uit het bovenstaande volgt direct dat een transistor een energieversterker is, dit in tegenstelling tot de electronenbuis die een spanningsversterker is. Bij een electronenbuis vloeit n.l. in het ingangscircuit (stuurroostercircuit) geen stroom (oscilleren buiten beschouwing gelaten), dit in tegenstelling tot een transistor waarbij wel stroom in het ingangscircuit vloeit.

Om een maximale energie-overdracht van de ene versterkertrap op de andere te verkrijgen zullen beide trappen op elkaar moeten worden aangepast, iets wat in de schakeling van fig. 42 wordt bereikt door een juiste keuze van de verhouding van primaire tot secundaire wikkeling van de transformator  $T_2$ .

Bedraagt de uitgangsweerstand van de transistor  $TS_1$  b.v. 100 k $\Omega$  en is de ingangsweerstand van de transistor  $TS_2$  gelijk aan 1 k $\Omega$ , dan is genoemde verhouding

$$n = \sqrt{\frac{100.000}{1000}} = 10,$$

d.w.z. de primaire wikkeling van de transformator  $T_2$  moet, om een goede aanpassing te verkrijgen, 10 maal zoveel windingen bevatten als de secundaire wikkeling.

Een andere mogelijkheid om twee versterkertrappen met elkaar te koppelen is afgebeeld in fig. 43. Bij deze schakeling zijn de beide versterkertrappen via een  $RC$ -netwerk, op dezelfde wijze met elkaar gekoppeld, als dat bij electronenbuizen vaak wordt toegepast. Het zal duidelijk zijn dat op deze wijze geen maximale energie-overdracht wordt verkregen, doch hier tegenover staat dat bij een juiste dimensionering van het  $RC$ -netwerk de vervorming geringer is dan in het

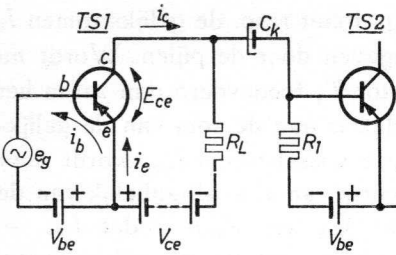


Fig. 43

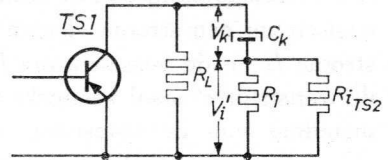


Fig. 44

geval van de eerder beschreven maximale energie-overdracht. Denk hierbij o.a. aan de lineaire- en niet-lineaire vervorming veroorzaakt door de koppeltransformator. Wordt in het ingangscircuit van  $TS_1$  een spanningsbron opgenomen, die een wisselspanning van  $e_g$  volt afgeeft, dan is over de belastingsweerstand van  $TS_1$  eveneens een wisselspanning werkzaam, die echter  $180^\circ$  in fase is verschoven t.o.v. de spanning  $e_g$ . (Zie ook hoofdstuk III, blz. 33.) De wisselspanning die aan  $TS_2$  wordt toegevoerd is een gedeelte hiervan en wordt verkregen door een potentiometerschakeling van de koppelcondensator  $C_k$  en de parallelschakeling van de weerstanden  $R_1$  en  $R_i$  (de laatste is de ingangswaerstand van  $TS_2$ ). In fig. 44 is deze potentiometerschakeling in tekening gebracht. De grootte van de condensator en weerstanden, opgenomen in het ingangscircuit van  $TS_2$  zijn afhankelijk van twee eisen. De eerste heeft betrekking op de vervorming van de stroom in het ingangscircuit en de tweede op de zgn. kantelfrekwentie. Wat betreft de eerste eis, het zal duidelijk zijn dat de dimensionering van de weerstanden en condensator in het ingangscircuit van  $TS_2$  zodanig moet worden gekozen dat de vervorming van de stroom in het ingangscircuit minimaal is, want deze vervorming wordt tesamen met  $I_{b\sim}$  door de transistor met een factor  $\alpha'$  versterkt.

Onder de kantelfrekwentie wordt verstaan de frekwentie waarbij de spanning over de koppelcondensator gelijk wordt aan die over de parallelschakeling van  $R_1$  en  $R_i$ . In fig. 44 is dit de frekwentie waarbij  $V_k = V'_i$ , m.a.w. als

$$\frac{1}{\omega C_k} = R'_i.$$

Door  $C_k$  en de parallelschakeling van  $R_1$  en  $R_i$  vloeit dezelfde stroom ( $R_i'$  is de vervangingsweerstand van de parallelschakeling van  $R_1$  en  $R_i$ ).

De kantelfrekwentie is bijgevolg gelijk aan:

$$f_k = \frac{1}{2\pi C_k R_i'}$$

De keuze van de kantelfrekwentie is afhankelijk van de vereiste frekwentiekaracteristiek van de versterker. Het zou te ver voeren hier nader op in te gaan, temeer daar de dan ter sprake komende problemen dezelfde zijn als bij versterkers uitgerust met electronenbuizen.

Voorbeeld: Veronderstel dat de ingangswestand van de versterkertrap  $R_i'$  gelijk is aan  $1000 \Omega$  en dat een kantelfrekwentie van  $f = 50 \text{ Hz}$  wordt gekozen. De grootte van de koppelcondensator  $C_k$  is dan te berekenen uit

$$f_k = \frac{1}{2\pi C_k \times R_i'}$$

of

$$50 = \frac{1}{2\pi C_k \times 1000}$$

$$C_k = 3,2 \times 10^{-6} \text{ F} = 3,2 \mu\text{F}.$$

(een veel voorkomende waarde).

Opgemerkt zij nog dat zowel de schakeling van fig. 42 als die van fig. 43 niet zijn gestabiliseerd, zodat deze schakelingen alleen bij een constant blijvende temperatuur kunnen worden toegepast.

In het voorgaande is steeds aangenomen dat de transistor juist is ingesteld, m.a.w. een zo gunstig mogelijke versterking geeft bij zo min mogelijk vervorming. In het nu volgende zal worden nagegaan op welke gronden de instelling van een transistor is gebaseerd.

De keuze van het instelpunt is van verschillende factoren afhankelijk; de voornaamste hiervan zijn:

- 1) De toelaatbare warmtedissipatie.
- 2) De beschikbare batterijspanning.



- 3) De grootte van de belastingsweerstand.
- 4) De aard van de belasting (is deze zuiver ohms dan wel inductief).
- 5) De eventueel toelaatbare vervorming.

In fig. 45 is een schaar  $I_c$ - $V_{ce}$  karakteristieken van een transistor in geaarde emitterschakeling getekend. De maximaal toelaatbare collector dissipatie wordt door de transistorfabrikant gepubliceerd en bedraagt bij de gekozen transistor b.v. 100 mW bij 25 °C (omgevingstemperatuur). Dit betekent dat  $P_c = I_c \times V_{ce} = 100$  mW

en dat voor geen enkele instelling deze waarde bij 25 °C mag worden overschreden. Wordt dit verband, dus  $I_c \times V_{ce} = P_c$ , in tekening gebracht dan ontstaat een zgn. hyperbool (gestippeld getekend in de schaar  $I_c$ - $V_{ce}$  karakteristieken van fig. 45). Voor elk punt dat op deze kromme is gelegen geldt bijgevolg het verband  $I_c \times V_{ce} = \text{constant}$ , dus:

$$P_c = I_1 V_1 = I_2 V_2 \text{ enz.}$$

Wordt nu het punt *A* als instelpunt gekozen dan is direct vast te stellen dat het gelijkstroomvermogen dat bij deze instelling in warmte wordt omgezet kleiner is dan de maximaal toelaatbare waarde.

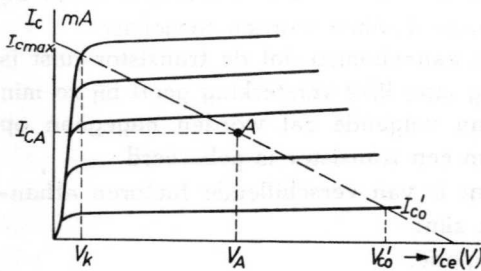


Fig. 46

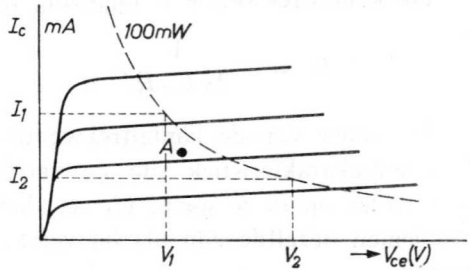


Fig. 45

In fig. 46 is de schaar  $I_c$ - $V_{ce}$  karakteristieken nogmaals getekend. Gesteld nu dat de batterijspanning  $V_{ce}$  volt bedraagt. Indien de collectorstroom  $I_c = 0$  dan is  $E_{ce} = V_{ce}$  (zie ook fig. 43), terwijl  $I_{cmax} = \frac{V_{ce}}{R_L}$  voor het geval  $E_{ce} = 0$ . Voor elk punt gelegen op de belas-

tingslijn, dit is de rechte die de bovenvermelde twee punten (dus  $V_{ce}$  en  $\frac{V_{ce}}{R_L}$ ) met elkaar verbindt, geldt dan het verband:

$$I_c = \frac{V_{ce} - E_{ce}}{R_L}$$

De helling van deze belastingslijn is bijgevolg afhankelijk van de grootte van  $R_L$ .

Het instelpunt, dat gelegen is op de belastingslijn, is afhankelijk van de keuze van de waarde van  $V_A$ . Een nadere bestudering van fig. 46 leert dat de te kiezen waarde van de gelijkspanning  $V_A$  moet liggen in het midden van het spanningsgebied  $V_{co}' - V_k$ ; dit om een zo gunstig mogelijke ligging van het instelpunt te verkrijgen met het oog op vervorming. (Bij zeer kleine waarden van  $I_{c\sim}$  en  $I_{b\sim}$  vervalt deze voorwaarde en kan een andere ligging van het instelpunt worden gekozen.)

De spanningsbereiken  $(0 - V_k)$  en  $(V_{co}' - V_{ce})$  kunnen n.l. niet gebruikt worden daar bij het eerste spanningsbereik (de kniespanning) een zeer sterke vervorming zal optreden als gevolg van het niet-lineaire verloop van de  $I_c - V_{ce}$  karakteristieken, terwijl het spanningsbereik  $(V_{co}' - V_{ce})$  niet kan worden benut omdat bij  $I_b = 0$ ,  $I_c = I_{co}'$  en  $V_{co}' = I_{co}' \times R_L$ .

De gelijkspanning waarop het uitgangscircuit wordt ingesteld is bijgevolg gelijk aan:

$$V_A = \frac{V_k + V_{co}'}{2}$$

want in dat geval is  $(V_{co}' - V_A)$  gelijk aan  $(V_A - V_k)$ .

Het instelpunt  $A$  is nu dat punt op de belastingslijn waarbij de spanning gelijk is aan  $V_A$ . De gelijkstromen  $I_{ca}$  en  $I_{ba}$  (de ruststromen die bij deze instelling behoren) kunnen grafisch uit resp. de schaar  $I_c - V_{ce}$  karakteristieken en de  $I_c - I_b$  karakteristiek worden bepaald, zodat de instelling van de transistor is vastgelegd.

In fig. 47 is het onderlinge verband van  $I_b$ ,  $I_c$ ,  $R_L$  en  $V_{ce}$  in de vorm van een getallenvoorbeeld aangegeven voor een transistor van het type OC71. Hierbij is gebruik gemaakt van een schaar  $I_c - V_{ce}$

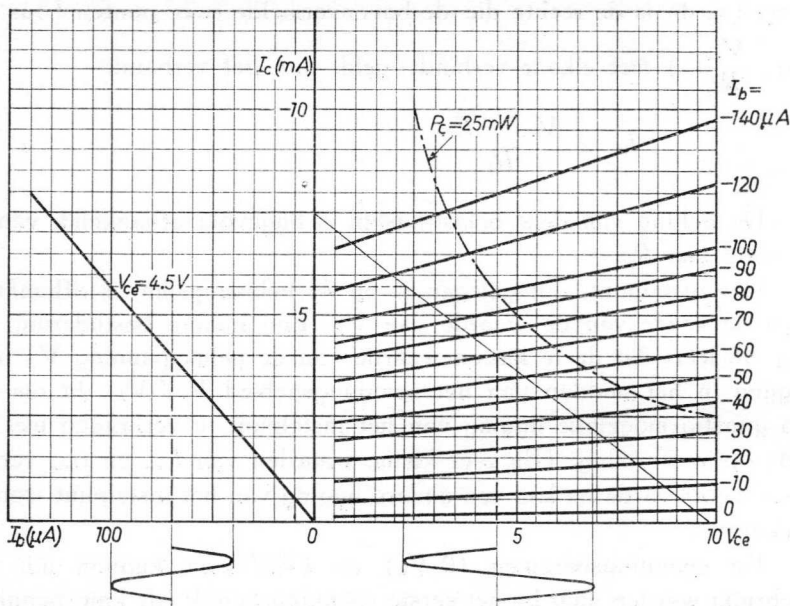


Fig. 47

karacteristieken en de  $I_c$ - $I_b$  karakteristiek van genoemde transistor. Het geheel spreekt na het voorgaande echter voor zichzelf.

Omdat het gebruik van één batterij is te prefereren boven dat van twee batterijen is de schakeling van fig. 43 vervangen door die van fig. 48. De voor de instelling van de transistor benodigde voorspanning van de basis wordt in deze schakeling verkregen door middel van de weerstand  $R_b$ . De grootte van  $R_b$  wordt bepaald uit

$$R_b = \frac{V_B - E_{be}}{I_b}$$

De gelijkstroom  $I_b$  is hierin een constante die afhankelijk is van de gekozen instelling.

Aangezien  $E_{be}$  klein is t.o.v.  $V_B$  mag eerstgenoemde spanning worden verwaarloosd, zodat bij benadering geldt:

$$R_b = \frac{V_B}{I_b}$$

De waarde van  $R_b$  varieert in de praktijk veelal tussen 100 k $\Omega$  en 1 M $\Omega$ .

Opgemerkt zij nog dat de koppelcondensator  $C_b$  tot taak heeft om de gelijkstroom  $I_b$  te blokkeren. Dit om te voorkomen dat het ingangscircuit mogelijksterwijs via de wisselspanningsbron voor gelijkstroom wordt kortgesloten waardoor de instelling van de transistor zou veranderen.

In het voorgaande is reeds uiteengezet dat de instelling van een transistor, geschakeld met gearde emitter, sterk afhankelijk is van de temperatuurvariaties van het germanium.

Deze temperatuursveranderingen manifesteren zich in een verandering van de collectorgelijkstroom ( $I_c = \bar{\alpha}I_b + I_{co}'$ ).

Een transistorschakeling (gearde emitterschakeling) is in het algemeen gesproken dan ook alleen te gebruiken als deze veranderingen van  $I_c$ , als gevolg van de temperatuurvariaties, worden gecompenseerd. Genoemde compensatie wordt bij de schakeling van fig. 48 bereikt door de weerstand  $R_b$  tussen basis en collector aan te sluiten waardoor deze schakeling wordt gewijzigd in die van fig. 49.

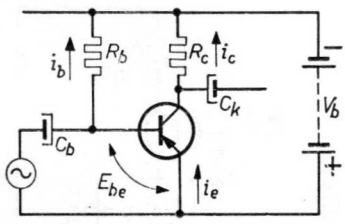


Fig. 48

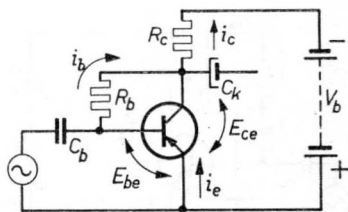


Fig. 49

De weerstand  $R_b$  is nu gelijk aan:

$$R_b = \frac{E_{ce} - E_{be}}{I_b} \approx \frac{V_B - I_c R_c}{I_b}$$

In laatstgenoemde uitdrukking zijn de termen  $I_b R_c$  en  $E_{be}$  verwaarloosd aangezien  $I_b$  zeer klein is t.o.v.  $I_c$ , terwijl  $E_{be}$  eveneens klein is t.o.v.  $E_{ce}$ . In de formule

$$R_b \approx \frac{V_B - I_c R_c}{I_b} \text{ zijn } R_b, R_c \text{ en } V_B \text{ constant; dit betekent}$$

dat als  $I_c$  groter wordt de term  $(V_B - I_c R_c)$  kleiner wordt, met als gevolg dat ook  $I_b$  in waarde zal afnemen, omdat het quotient van  $(V_B - I_c R_c)$  en  $I_b$  constant blijft.

Een groter worden van  $I_c$  heeft dus een afnemen van  $I_b$  tot gevolg. De konsekwentie van het kleiner worden van  $I_b$  is een afnemen van  $I_c$ ; denk hierbij aan het verband  $I_c = \bar{\alpha}' I_b + I_{c0}'$ .

Resumerend kan worden gezegd dat bij de schakeling van fig. 49, elke verandering van  $I_c$ , of deze nu een gevolg is van temperatuurvariaties, dan wel van een aangelegde wisselspanning, geheel of gedeeltelijk wordt gecompenseerd. Dit betekent dat de totale versterking van de versterkertrap, als gevolg van deze tegenkoppeling afneemt. Genoemde tegenkoppeling kan worden gereduceerd door de weerstand  $R_b$  te splitsen in twee weerstanden, elk groot  $\frac{1}{2} R_b$  en één van deze weerstanden te ontkoppelen (zie fig. 50). Een andere mogelijkheid om de veranderingen van de collectorstroom te compenseren biedt de schakeling van fig. 51. Bij deze schakeling is in serie met de emitter een weerstand  $R_e$  opgenomen.

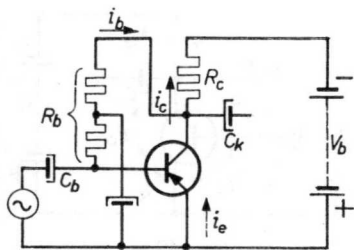


Fig. 50

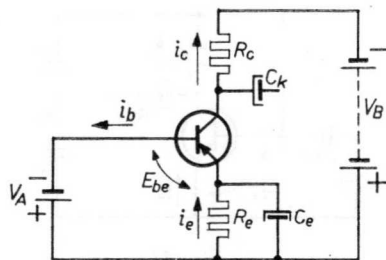


Fig. 51

Een beschouwing van het ingangs- of basiscircuit leert dat

$$V_A = E_{be} + I_e R_e \dots \dots \dots (1)$$

(tweede wet van Kirchhoff).

De stroom  $I_e$  is gelijk aan de som van  $I_b$  en  $I_c$ . Zodat de formule (1) overgaat in

$$V_A = E_{be} + (I_b + I_c) R_e \dots \dots \dots (2)$$

Aangezien  $I_c$  vele malen groter is dan  $I_b$  (minstens  $\bar{\alpha}'$  maal zo groot) kan  $I_b$  worden verwaarloosd in de formule (2), zodat genoemde formule bij benadering overgaat in

$$V_A = E_{be} + I_c R_e.$$

In deze formule blijven  $V_A$  en  $R_e$  constant, terwijl  $E_{be}$  en  $I_c$  variabel zijn.

Wordt  $I_c$  groter, b.v. als gevolg van een toename van de temperatuur van het germanium, dan zal de spanning over de weerstand  $R_e$  eveneens groter worden ( $I_c \times R_e$ ). Dit betekent dat  $E_{be}$  kleiner wordt, want de batterijspanning  $V_A$  verandert niet. Een kleiner worden van  $E_{be}$  heeft op haar beurt weer een daling van  $I_b$  tot gevolg (denk hierbij aan de  $I_b$ - $V_{be}$  karakteristiek), waardoor weer een kleiner worden van  $I_c$  wordt teweeggebracht. Om te voorkomen dat ook variaties van  $I_c$ , ontstaan als gevolg van de wisselstroom  $I_{b\sim}$ , geheel of gedeeltelijk worden gecompenseerd, wordt de weerstand  $R_e$  ontkoppeld. De waarde van  $R_e$  varieert in de praktijk veelal van 10  $\Omega$  tot 2 k $\Omega$  en die van  $C_e$  van 25 tot 100  $\mu$ F. Omdat aan het gebruik van een tweede batterij diverse nadelen kleven wordt de schakeling van fig. 51 vervangen door die van fig. 52. De spanning  $V_A$ , in de schakeling van fig. 51 geleverd door een batterij, wordt hier verkregen met behulp van een potentiometerschakeling van de weerstanden  $R_1$  en  $R_2$ . Wanneer  $I_b$  buiten beschouwing wordt gelaten, is

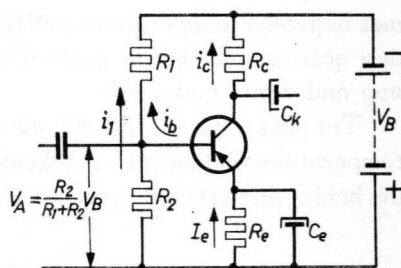


Fig. 52

$$V_A = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_B.$$

Om een goede compensatieschakeling te verkrijgen is het noodzakelijk dat  $V_A$  onder alle omstandigheden constant blijft, m.a.w. onafhankelijk is van de variaties van de stroom  $I_b$ , die ook door de weerstand  $R_1$  vloeit. Dit betekent dat de stroom  $I_1$ , die door de weerstanden  $R_1$  en  $R_2$  vloeit, groot moet zijn t.o.v.  $I_b$ . In de praktijk is  $I_1$

veelal een factor 5 tot 10 maal groter dan  $I_b$ , want  $I_1$  mag ook weer niet te groot worden; dit met het oog op het stroomverbruik en bijgevolg de levensduur van de batterij. Een uitzondering hierop maken die schakelingen, waarbij gewerkt wordt met een voldoende grote stroombron zoals dat o.a. bij autoradio het geval is.

Zoals hierboven reeds is vastgesteld, bewerkstelligt de betreffende potentiometerschakeling alleen dan een goede compensatie wanneer de stroom  $I_1$  groot is t.o.v.  $I_b$  en de weerstand  $R_e$  niet te klein wordt gekozen. In die gevallen waarbij met een lage batterijspanning of batterijen met kleine capaciteit, wat dus resp. kleine waarden van  $R_e$  en  $I_1$  tot gevolg heeft, wordt gewerkt, zal de schakeling iets gewijzigd moeten worden, wil men tenminste een voldoende effectieve compensatie verkrijgen.

Uit fig. 52 is af te leiden dat

$$V_A = V_B - (I_1 + I_b)R_1.$$

Om  $V_A$  onder alle omstandigheden constant te houden dient  $R_1$  in waarde af te nemen als  $(I_1 + I_b)$  groter wordt, want de batterijspanning  $V_B$  blijft constant. Dit betekent dat voor  $R_1$  een weerstand met negatieve temperatuurscoëfficiënt (*NTC*-weerstand) dient te worden gekozen. Bij het bespreken van de balansschakeling wordt hierop nog nader teruggekomen.

Tot slot zijn in fig. 53 en 54 twee versterkerschakelingen met temperatuurcompensatie getekend. Bij de schakeling van fig. 53 zijn de beide versterkertrappen door middel van een transformator en bij

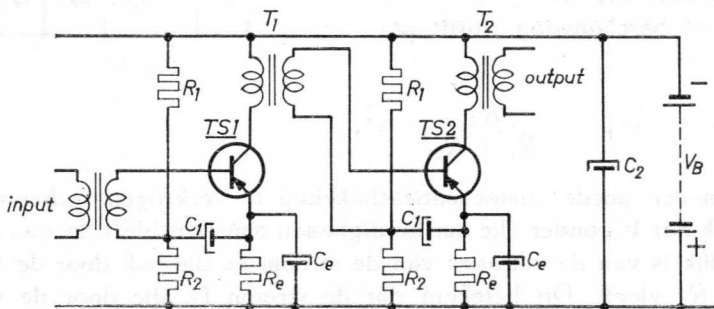


Fig. 53

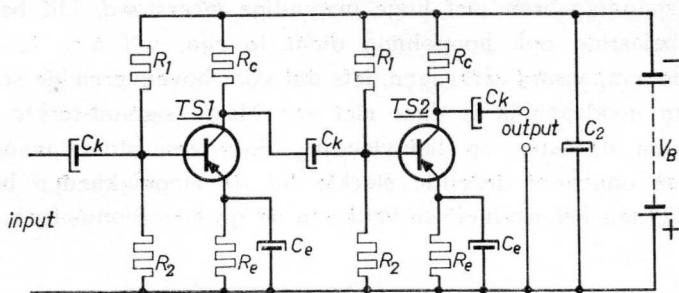


Fig. 54

de schakeling van fig. 54 met behulp van een  $RC$ -filter met elkaar gekoppeld. Beide schakelingen behoeven na het voorgaande geen nadere toelichting.

### De volumeregeling

De plaatskeuze van de volumeregelaar in een L.F.-versterker is gewoonlijk van twee factoren afhankelijk, n.l. de ruis en de versterking.

Indien de volumeregelaar in het ingangscircuit van de versterker is opgenomen, wat b.v. veelal het geval is bij aansluiting op een kristal pick-up, dan wordt de ruis veroorzaakt door genoemde potentiometer mede versterkt, zodat de signaal-ruis verhouding ongunstig wordt beïnvloed. Wordt de volumeregelaar daarentegen niet in één van de eerste trappen van de versterker opgenomen, dan is de mogelijkheid aanwezig dat één van de versterkertrappen vóór de volumeregelaar wordt overbelast zonder dat hieraan iets te doen is (terugdraaien van de volumeregelaar).

De plaatskeuze van de volumeregelaar is dus veelal een compromis tussen enerzijds eisen die betrekking hebben op de signaal-ruis verhouding en anderzijds de mogelijkheid om overbelasting van de voorgaande versterkertrappen te voorkomen.

In het voorgaande is reeds vastgesteld dat de ingangsweerstand van een transistor laag is. Dit brengt al direct een probleem met zich indien op de versterker een microfoon of een kristal pick-up moet worden aangesloten. Genoemde schakelementen gedragen zich n.l.



als een spanningsbron met hoge inwendige weerstand. Dit betekent dat de belasting ook hoogohmig dient te zijn, wil men tenminste een goede aanpassing verkrijgen, iets dat voor bovenvermelde schakel-elementen noodzakelijk is daar met een kleine signaalsterkte wordt gewerkt en de kans op beïnvloeding door een stoorsignaal, b.v. brom, van ongeveer dezelfde sterkte tot de mogelijkheden behoort (denk o.a. aan het magnetisch veld van de grammofoonmotor).

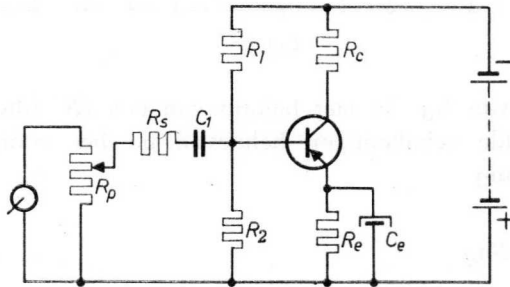
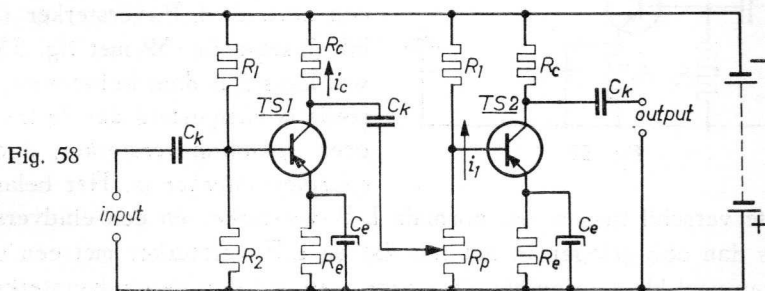
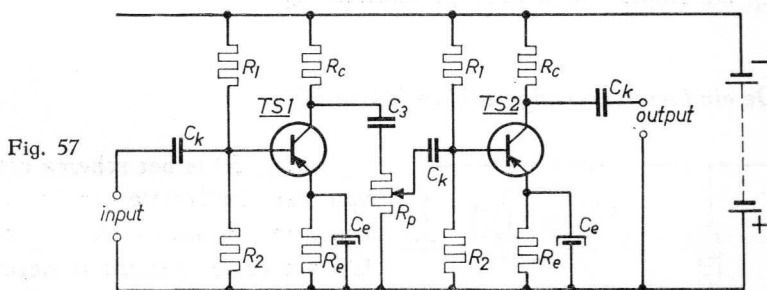
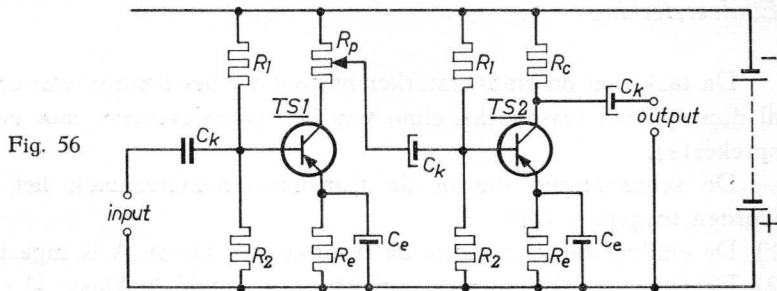


Fig. 55

Eén oplossing is getekend in fig. 55. De kristal pick-up is hier belast met een hoogohmige potentiometer, die tevens als volumeregelaar dienst doet. Om nu te voorkomen dat bij de hoogste stand van de looper van de potentiometer  $R_p$  de laagohmige ingangsweerstand van de transistor parallel geschakeld wordt aan de potentiometer, waardoor de aanpassing verloren gaat, is in serie met de ingangsweerstand van de transistor een weerstand  $R_s$  opgenomen. De koppelcondensator  $C_1$  dient om te voorkomen dat de instelling van de transistor wordt beïnvloed door het verschuiven van de looper van de potentiometer  $R_p$ .

Wordt de potentiometer niet in het ingangscircuit van de versterker opgenomen dan geeft dit aanleiding tot diverse schakelmogelijkheden. De drie meest voorkomende schakelingen zijn afgebeeld in resp. de figuren 56, 57 en 58. De schakeling van fig. 56 heeft het nadeel dat de potentiometer  $R_p$  gelijkstroom voert waardoor de mogelijkheid op sterkere ruis en kraken aanwezig is. De schakeling van fig. 57, die een verbetering is van die getekend in fig. 56, bezit dit nadeel niet,



want de collectorgelijkstroom wordt hier door de condensator  $C_3$  geblokkeerd.

Bij de schakeling getekend in fig. 58 is de volumeregelaar in het gelijkstroomcircuit, dat dient voor de instelling van de transistor  $TS_2$ , opgenomen. Dit betekent dat de potentiometer gelijkstroom voert; echter is deze schakeling, wat dit laatste punt betreft, te prefereren boven die afgebeeld in fig. 56, want  $I_c$  is vele malen groter dan  $I_1$ .

### Eindversterking

De taak van de eindversterker bestaat uit het leveren van energie, al dan niet via tussenschakeling van een transformator, aan de luidspreker(s).

De schakelingen die in de transistorschakeltechniek het meest worden toegepast zijn:

- 1) De eindversterker waarbij de transistor in klasse A is ingesteld.
- 2) De balansschakeling met transistors, ingesteld in klasse B of AB.
- 3) De single ended push-pull-schakeling.

#### De eindversterker ingesteld in klasse A

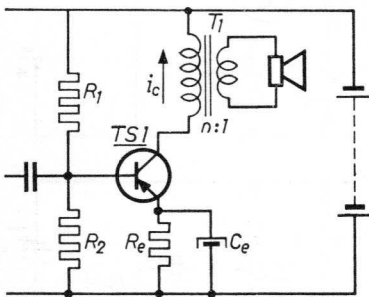


Fig. 59

In fig. 59 is het schema getekend van een eindversterker waarbij de transistor in klasse A is ingesteld. Op het eerste gezicht is deze schakeling volkomen gelijk aan die van een normale L.F.-versterker (vergeleijk daartoe fig. 59 met fig. 53), iets wat logisch is daar in het voorgaande reeds is vastgesteld dat de transistor *geen spanningsversterker*, doch een *energieversterker* is. Het belangrijkste

verschil tussen een normale L.F.-versterker en een eindversterker is dan ook gelegen in het feit dat de L.F.-versterker met een signaal van veel kleinere amplitude wordt gestuurd dan de eindversterker. Dit betekent dat bij een versterker met transistors, in het algemeen gesproken, de meeste vervorming in de eindversterker wordt geproduceerd, iets dat trouwens bij versterkers met electronenbuizen eveneens het geval is. Er wordt dan ook wel in de literatuur van zgn. kleinsignaalversterkers en grootsignaalversterkers gesproken.

Vooral bij deze eindversterkers is het van het grootste belang dat met een zo groot mogelijk rendement wordt gewerkt. Dit mede in verband met de toelaatbare warmtedissipatie, die in het algemeen

gesproken kleiner is dan bij elektronenbuizen. Het instelpunt wordt bijgevolg zodanig gekozen dat dit op de dissipatie-hyperbool (zie ook fig. 45) komt te liggen.

De maximaal toelaatbare spanning tussen emitter en collector is afhankelijk van twee factoren n.l.:

- a) De maximaal tussen emitter en collector toelaatbare spanning, die door de fabrikant wordt opgegeven.
- b) De aard van de belasting. Is in het collectorcircuit een zuiver ohmse weerstand opgenomen dan kan de voedingsspanning, zonder enig risico, gelijk worden gemaakt aan de gepubliceerde spanningswaarde.

Bevat de collectorketen echter een zelfinductie zoals dat bij eindversterkers gebruikelijk is (denk o.a. aan de aanpassingstransformator voor de luidspreker), dan mag de voedingsspanning niet groter zijn dan *de helft* van de maximaal toelaatbare spanning.

De reden van deze eis zal duidelijk worden als men bedenkt dat de *E.M.K.*, die als gevolg van de zelfinductie van genoemde transformator in de wikkelingen wordt geïnduceerd, bij de spanning over de *PN*-overgang tussen basis en collector, in gespannen toestand, moet worden opgeteld waardoor over deze overgang de *dubbele* voedingsspanning komt te staan. De grootte van  $I_c$  is eveneens beperkt omdat bij grotere waarden van  $I_c$  de stroomversterkingsfactor  $\alpha'$  sterk daalt (denk aan de

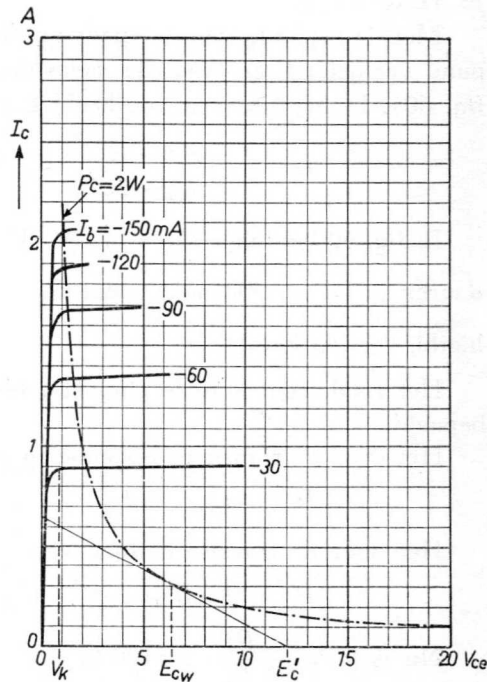


Fig. 60

sterke kromming in de karakteristiek), zodat om de juiste belastingsweerstand te kiezen een compromis tussen de beide begrenzingen, die resp. betrekking op de spanning en de stroom hebben, moet worden gesloten.

In fig. 60 is een schaar  $I_c-V_{ce}$  karakteristieken getekend met daarin aangegeven de dissipatie-hyperbool. Als maximaal toelaatbare spanning is een spanning  $E_c'$ , die gelijk is aan de helft van de batterijspanning,  $V_B$  gekozen, daar de voedingsspanning groter is dan de maximaal toelaatbare spanning tussen collector en emitter. Het spanningsbereik, dat voor de versterkerwerking in aanmerking komt, bedraagt dan  $(E_c' - V_k)$ , waarbij  $V_k$  gelijk is aan de kniespanning.

Bij deze beschouwing is het spanningsverlies over de emitterweerstand ( $R_e I_e$ ) en het spanningsverlies veroorzaakt door  $I_{co}'$  verwaarloosd. De spanning  $E_{cw}$  wordt dan zodanig gekozen dat  $(E_c' - E_{cw}) = (E_{cw} - V_k)$ .

Met de bepaling van de spanning  $E_{cw}$  is de ligging van het instelpunt vastgelegd en kan de belastingslijn worden getrokken (zie fig. 60). In het gegeven voorbeeld bedraagt de belastingsweerstand:

$$R_L = \frac{E_c' - E_{cw}}{I_{cw} - I_{co}'} \approx \frac{E_c' - E_{cw}}{I_{cw}}$$

In fig. 60 bedraagt  $E_c' = 12$  V,  $V_k = 1$  V, zodat  $E_{cw} = 6,5$  V, daarbij is  $I_{cw} = 300$  mA, zodat  $R_L = \frac{12 - 6,5}{300 \times 10^{-3}} \approx 18 \Omega$  ( $I_{co}'$  is hierbij verwaarloosd).

Het rendement van de eindversterker wordt theoretisch als volgt bepaald:

Het door de transistor opgenomen gelijkstroomvermogen bedraagt

$$P_i = E_{cw} \times I_{cw} \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (1)$$

Het door de transistor afgegeven wisselstroomvermogen bedraagt

$$P_o = \frac{1}{2} (E_{cw} - V_k) (I_{cw} - I_{co}') \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (2)$$

$$\text{Nu is } \eta = \frac{P_o}{P_i} \times 100 \%$$

Substitutie van (1) en (2) in deze formule geeft

$$\eta = \frac{\frac{1}{2} (E_{cw} - V_k) (I_{cw} - I_{co}')}{E_{cw} \times I_{cw}} \times 100 \%.$$

In het ideale geval waarbij geen distorsie optreedt en met rechte karakteristieken wordt gewerkt ( $V_k$  kan dan worden verwaarloosd, terwijl verder  $I_{co}'$  zeer klein is t.o.v.  $I_{cw}$ ), bedraagt het maximaal bereikbare rendement dus 50 %.

In de praktijk zal dit rendement dus lager zijn.

De grootte van de belastingsweerstand is te berekenen uit

$$R_L = \frac{E_{cw} - V_k}{I_{cw} - I_{co}'}$$

### De balansschakeling met twee transistors in klasse B

De eindversterker die in de praktijk de meeste toepassing vindt is de balansschakeling met twee transistors ingesteld in klasse B (of AB). Dit om een zo efficiënt mogelijk bedrijf te verkrijgen, daar de transistors veelal vanuit batterijen worden gevoed. In fig. 61 is het schema getekend van een dergelijke balansschakeling. Deze schakeling is direct te splitsen in de eigenlijke balansschakeling en de gelijkstroomschakeling nodig voor de juiste instelling van de transistors en de temperatuurstabilisatie. Deze gelijkstroomschakeling zal nu eerst eens onder de loupe genomen worden.

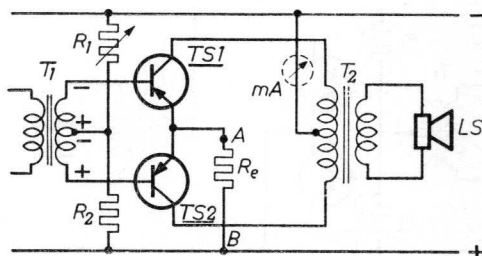


Fig. 61

De negatieve voorspanning van de basis t.o.v. de emitter wordt voor beide transistors verkregen door de potentiometerschakeling van de weerstanden  $R_1$  en  $R_2$  en kan worden ingesteld met behulp van de weerstand  $R_1$ , die regelbaar is. De weerstand  $R_e$ , opgenomen in het emittercircuit van beide transistors, heeft tot taak om de benodigde temperatuurstabilisatie te bewerkstelligen. Bij een nadere beschouwing van het schema valt het op dat deze weerstand  $R_e$  niet ontkoppeld is.

Een ontkoppelcondensator zou zich n.l. opladen met als gevolg, dat sterke vervorming optreedt. Dit laatste is als volgt te verklaren:

Gesteld dat de momentele waarde van de wisselspanning geïnduceerd in de secundaire wikkeling van de ingangstransformator is als aangegeven in de tekening. Van de transistor  $TS_1$  is dan de basis negatief t.o.v. de emitter, zodat het ingangscircuit van deze transistor stroom voert. Was de weerstand  $R_e$  overbrugd door een condensator dan werd deze zodanig opgeladen dat punt  $A$  negatief werd t.o.v. punt  $B$ . Gedurende de andere halve periode van de wisselspanning is het ingangscircuit van de bovenste transistor ( $TS_1$ ) gesperd, terwijl dat van de onderste transistor ( $TS_2$ ) stroom voert. Er treedt bijgevolg in het ingangscircuit van beide transistors dubbelfasige gelijkrichting op als gevolg waarvan punt  $A$  negatief zou worden ten opzichte van punt  $B$ . Het aldus bewerkstelligde spanningsverschil tussen de punten  $A$  en  $B$  zal de instelling van beide transistors beïnvloeden waardoor vervorming optreedt. Om dezelfde reden wordt de weerstand  $R_e$  laag gehouden (meestal kleiner dan  $20 \Omega$ ) of geheel weggelaten. In het

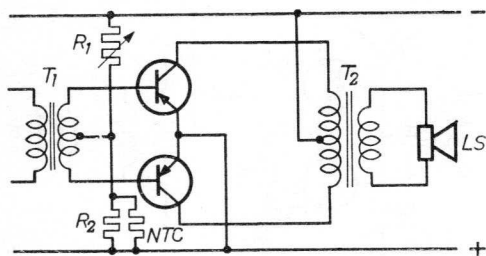


Fig. 62

laatste geval, waarvan het schema in fig. 62 is weergegeven, wordt de weerstand  $R_2$  meestal overbrugd met een  $NTC$ -weerstand.

Na het gelijkstroom-gedeelte, dat hoofdzakelijk betrekking heeft op de instelling en temperatuur-

stabilisatie, thans het wisselstroomcircuit waarvan in fig. 63 het principe is aangegeven. Het ingangscircuit van deze balansschakeling wordt gevormd door de secundaire wikkeling van de transformator  $T_1$  en de basis-emitterovergangen (diodes) van

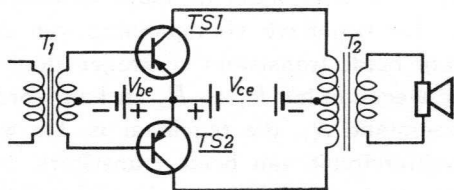


Fig. 63

de transistors  $TS_1$  en  $TS_2$ . In fig. 64 zijn de ingangskarakteristieken van twee eindtransistors getekend. Uit deze karakteristieken volgt direct dat een bepaalde voorspanning  $V_{be}$  (geleverd door de batterij) tamelijk grote verschillen in  $I_b$  tot gevolg kan hebben. Om echter een goede balanswerking te verkrijgen is het een eerste vereiste dat de stroom in de collectorketen van beide transistors gelijk is. Om dit te bewerkstelligen dienen zekere eisen van gelijkheid te worden gesteld aan de ingangskarakteristiek en stroomversterking van beide transistors. Om deze reden worden de eindtransistors voor balansschakelingen zgn. „gepaard” geleverd, d.w.z. de twee transistors zijn op de fabriek uitgezocht op gelijkheid van ingangskarakteristiek en stroomversterkingsfactor. Raakt bijgevolg één van beide eindtransistors defect dan dient niet alleen deze defecte transistor te worden uitgewisseld, doch ook de goede. De beide transistors worden dan opnieuw ingesteld met behulp van de regelweer-

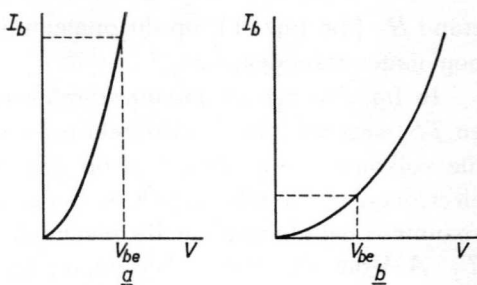


Fig. 64

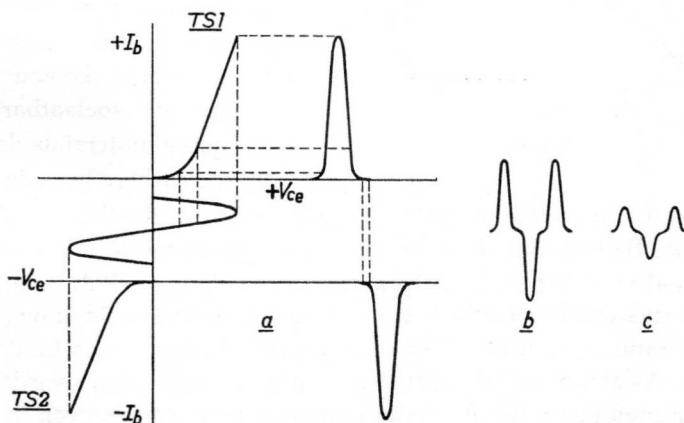


Fig. 65



stand  $R_1$  (zie fig. 61), op dit opnieuw instellen wordt in het volgende nog nader teruggekomen.

In fig. 65a zijn de ingangskarakteristieken van de transistors  $TS_1$  en  $TS_2$  getekend, beide ingesteld in klasse B. De twee karakteristieken die volkomen gelijk zijn, zijn op dezelfde wijze getekend als dat bij electronenbuizen gebruikelijk is. Bedraagt de amplitude van de wisselspanning, geïnduceerd in de secundaire van de ingangstransformator  $T_1$ , A Volt, dan zal in het ingangscircuit van beide transistors een stroom  $I_b$  vloeien die in fig. 65b is afgebeeld. Bij een spanning met kleinere amplitude vloeit in dit circuit een stroom, die de vorm heeft als afgebeeld in fig. 65c. Een beschouwing van fig. 65b en 65c leert dat naarmate de stroom  $I_b$  kleiner wordt de vervorming toeneemt. De stroom afgebeeld in fig. 65c is zelfs ontoelaatbaar vervormd. Dit is dan ook de reden dat twee transistors nooit zuiver in klasse B

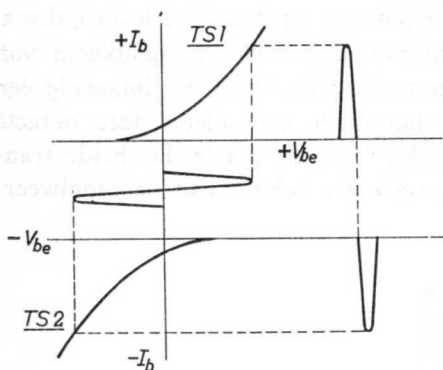


Fig. 66

worden ingesteld, doch meer in klasse AB. Zoals uit fig. 66 blijkt neemt het percentage vervorming in dat geval sterk af. Echter is dit veranderen van instelling niet zonder meer te doen, want de stroom  $I_b$  neemt sterk toe, waardoor de kans op overbelasting stijgt. In de praktijk zal men dus tot een compromis moeten komen tussen enerzijds de toelaatbare vervorming en anderzijds de maximaal toelaatbare waarde van  $I_b$ ,

dit laatste in verband met de maximaal toelaatbare collector-dissipatie. Bedenk dat de collectorstroom, die dezelfde vorm heeft als  $I_b$ ,  $\alpha'$  maal zo groot is. In de praktijk geven de toestelfabrikanten dan ook een maximaal toelaatbare waarde voor  $I_c$  op (vermeld in de servicedocumentatie van het betreffende apparaat) die niet overschreden mag worden. Worden nu de transistors uitgewisseld, dan wordt in de collectorketen een mA (A) meter opgenomen als aangegeven in fig. 61 en de instelling met behulp van de potentiometer  $R_1$  zodanig bijgeregeld

dat deze gepubliceerde waarde van  $I_c$  wordt bereikt (afleesbaar op de mA-meter).

Het rendement van een balansschakeling met twee transistors, ingesteld in klasse B, is als volgt te berekenen.

Het per transistor afgegeven wisselstroomvermogen bedraagt

$$P_o = \frac{1}{2} \frac{V_m}{\sqrt{2}} \times \frac{I_m}{\sqrt{2}} = \frac{1}{4} V_m I_m.$$

Hierin zijn  $V_m$  en  $I_m$  respectievelijk de amplituden van de collectorspanning en de collectorstroom.

De factor  $\frac{1}{2}$  vindt zijn oorsprong in het feit dat elke transistor slechts de helft van één periode van de wisselstroom levert en gedurende de andere helft gesperd is. Zo wordt b.v. de ene helft geleverd door  $TS_1$  en de andere helft door  $TS_2$ . Het gelijkstroomvermogen dat per transistor gedurende één periode van de wisselstroom wordt opgenomen bedraagt

$$P_i = \frac{1}{\pi} V_m \times I_m = V_g \times I_g.$$

$$\text{Zodat } \eta = \frac{P_o}{P_i} = \frac{\frac{1}{4} V_m I_m}{\frac{1}{\pi} V_m I_m} = \frac{\pi}{4} = 0,78 \text{ of } 78 \%.$$

In de praktijk is het rendement echter in verband met eisen die verband houden met de toelaatbare distorsie lager en bedraagt meestal 60 à 68 %.

### *De single ended push-pull-schakeling*

In die gevallen waar men de beschikking heeft over een hogere voedingsspanning (b.v. public address, autoradio etc.) wordt de balansschakeling wel eens vervangen door de zgn. single ended push-pull-schakeling.

Deze schakeling is op eenvoudige wijze uit de klassieke balansschakeling te herleiden.

In fig. 67 is daartoe het principe van de balansschakeling getekend,

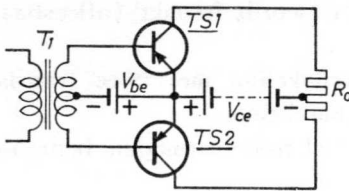


Fig. 67

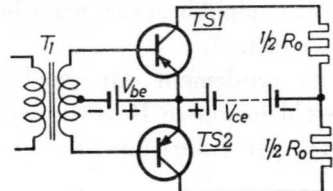


Fig. 68

echter is nu de uitgangstransformator gemakshalve vervangen door een weerstand  $R_o$ . Dit laatste is zonder meer toelaatbaar daar de uitgangstransformator belast is met een luidspreker, die zich praktisch gesproken als een ohmse weerstand gedraagt.

In fig. 68 is dezelfde schakeling nogmaals getekend, echter met dit verschil dat de weerstand  $R_o$  is gesplitst in twee gelijke delen.

In fig. 69 zijn de beide circuits die samen de balansschakeling vormen afzonderlijk getekend, terwijl verder de weerstanden  $\frac{1}{2} R_o$  en de batterijen onderling van plaats zijn verwisseld. Hetzelfde is gedaan in fig. 70, echter met dit verschil dat het onderste circuit een halve slag gedraaid is. Worden de collectorcircuits van de transistors  $TS_1$  en  $TS_2$  met elkaar verbonden (gestippeld getekend in fig. 70) dan ontstaat de zgn. single ended push-pull-schakeling. Zie fig. 71. Bij deze schakeling valt het direct op dat de beide transistors voor gelijkstroom in serie en voor wisselstroom parallel zijn geschakeld, dit in tegenstelling tot de klassieke balansschakeling. De waarde van de belastingsweerstand is bij deze schakeling teruggebracht tot een kwart

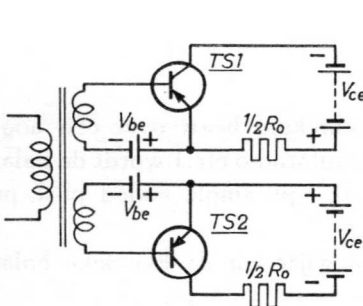


Fig. 69

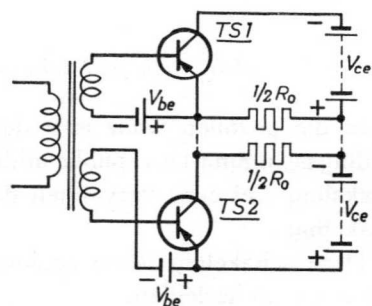


Fig. 70

van de waarde bij de balansschakeling, terwijl de spanning tussen resp. de collector van  $TS_1$  en de emitter van  $TS_2$  de dubbele waarde heeft van die bij de balansschakeling. Vooral dit laatste punt is van belang voor die gevallen waar met betrekkelijk grote vermogens wordt gewerkt ( $2 \times OC16$  in balans) en als gevolg van de lage spanningen, stromen van 2 à 3 A benodigd zijn (denk aan de gelijkrichter of batterijen die deze grote stromen moeten leveren).

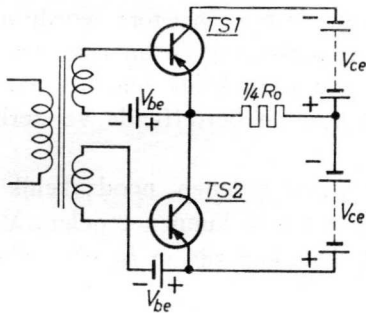


Fig. 71

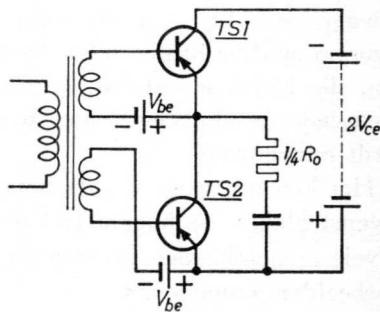


Fig. 72

Zoals uit fig. 71 blijkt, vloeit door de belastingweerstand ( $\frac{1}{4} R_o$ ) geen gelijkstroom doch alleen wisselstroom. Omdat het betrekkelijk lastig is om met een batterij met middenaftakking te werken is fig. 71 vervangen door fig. 72. Voor wisselstroom heeft het circuit geen verandering ondergaan daar de batterij praktisch een kortsluiting voor wisselstroom betekent. Voor gelijkstroom ligt de situatie echter anders, de weerstand ( $\frac{1}{4} R_o$ ) is nu parallel aan de transistor  $TS_2$  geschakeld, zodat een condensator in serie met deze weerstand moet worden opgenomen om de gelijkstroom te blokkeren. Tot slot is in fig. 73 nog een praktisch voorbeeld van deze schakeling aangegeven.

De instelling van beide transistors vindt hier plaats door middel van de weerstanden  $R_1$  en  $R_2$ .

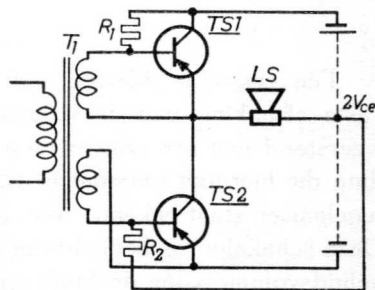


Fig. 73

### De toonregeling

Een correctie van de frekwentiekarakteristiek zal bij een versterker met transistors eerder noodzakelijk zijn dan bij een overeenkomstige versterker met electronenbuizen. De faseverschuiving tussen collector- en basisspanning (deze faseverschuiving is niet precies  $180^\circ$ , doch verandert met de frekwentie) kan n.l. bij een transistor geschakeld met gemeenschappelijke emitter soms reeds vanaf 5000 Hz niet meer worden verwaarloosd. Bij de bespreking van de H.F.-transistors wordt nog uitvoerig op deze faseverschuivingen teruggekomen. De lineaire vervorming die hierdoor ontstaat is verder nog afhankelijk van het aantal in cascade geschakelde transistors, dat in de betreffende versterker wordt opgenomen.

Het kan nu, mede om de bovenvermelde redenen, noodzakelijk of gewenst blijken de hogere frekwenties extra te kunnen regelen. Van de vele mogelijkheden waarop dit is te bereiken zijn in fig. 74 enkele voorbeelden aangegeven.

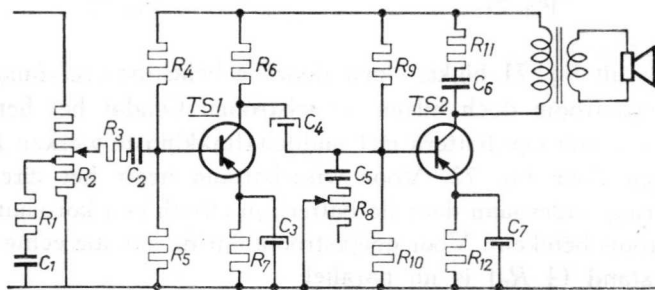


Fig. 74

Ten eerste is daartoe aan de ingang van de versterker op een vaste aftakking van de volumeregelaar een serieschakeling van een weerstand met een condensator aangebracht. De frekwentie-beïnvloeding die hierdoor ontstaat is afhankelijk van de stand van de volumeregelaar en staat bekend onder de naam physiologische volumeregeling. Deze schakeling is bedoeld om de ongevoeligheid van het oor bij klein geluidsvolume voor de hoge en lage tonen enigszins te compenseren.

Tussen basis en emitter van de transistor  $TS_2$  is een ander soort

toonregeling ( $C_5$  en  $R_8$ ) aangebracht, die onafhankelijk is van de volumeregeling. Ook wordt de primaire van de uitgangstransformator vaak overbrugd door een serieschakeling van weerstand en condensator ( $R_{11}$  en  $C_6$ ).

Een zeer effectieve regeling van de frekwentiekarakteristiek van de versterker kan echter ook worden verkregen door een zogenaamde frekwentie-afhankelijke tegenkoppeling.

### De tegenkoppeling

De vervorming van het te versterken signaal is in belangrijke mate afhankelijk van de keuze van het werkpunt en de amplitude van het aangelegde signaal; dit als gevolg van de min of meer gebogen vorm van de diverse transistorkarakteristieken. Het merendeel van de niet-lineaire vervorming die in het uitgangssignaal aanwezig is, ontstaat in de eindversterker aangezien bij deze versterker met grote signaal-amplitudes wordt gewerkt. Dit betekent dat bij een transistorversterker veelal kan worden volstaan met tegenkoppeling van de eindtrap en eventueel nog de daaraan voorafgaande stuurtrap.

De tegenkoppelspanning kan zowel van de primaire als de secundaire zijde van de luidsprekertransformator worden afgenomen. In het laatste geval wordt de vervorming die in de transformator ontstaat mede gereduceerd, doch hier tegenover staat dat de extra fase-

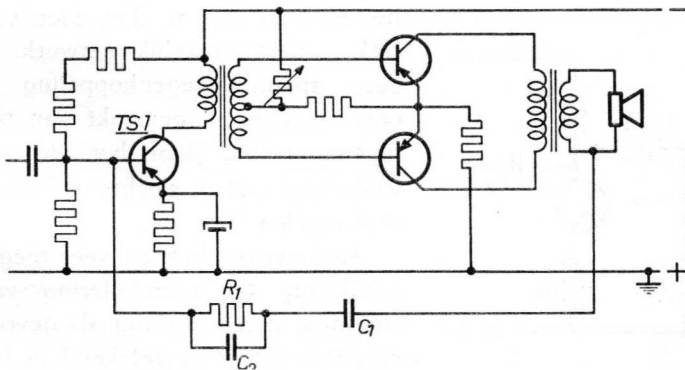


Fig. 75

verschuiving veroorzaakt door de transformator tot instabiliteit van de schakeling kan leiden. De tegenkoppelspanning afkomstig van de uitgang van de eindtrap wordt dan in de juiste fase teruggevoerd aan het ingangscircuit van de stuurtrap. In fig. 75 is deze schakeling getekend. De condensator  $C_1$  fungeert als scheidingscondensator en heeft tot taak om te voorkomen dat de instelling van de stuurtrap ( $TS_1$ ) wordt verstoord. Om te voorkomen dat bij de hogere frekwenties de faseverschuiving van de tegenkoppelspanning te groot wordt, waardoor instabiliteit zou kunnen optreden, wordt in het tegenkoppelcircuit veelal een fasedraaiend netwerk opgenomen. Bij de schakeling van fig. 75 is dit de parallelschakeling van  $R_1$  en  $C_2$ . Zoals reeds bij de bespreking van de toonregeling is opgemerkt, kan door middel van een juiste dimensionering van de tegenkoppelschakeling de frekwentiekaracteristiek van de versterker in belangrijke mate worden beïnvloed. Wordt b.v. bij de schakeling van fig. 75 de waarde van de scheidingscondensator laag gehouden dan zullen de lage tonen minder zwaar worden teruggekoppeld dan dat met de hoge tonen het geval is.

In de voortrappen van een versterker wordt tegenkoppeling praktisch alleen toegepast om

- de frekwentiekaracteristiek van de versterker te beïnvloeden;
- de variaties in  $\alpha'$  te verminderen.

De meest toegepaste schakeling in een weerstandgekoppelde versterker is de terugkoppeling van collector naar basis, al dan niet via een frekwentie-afhankelijk netwerk. Naast deze spanningstegenkoppeling wordt ook wel gebruik gemaakt van stroomtegenkoppeling door b.v. de emitterweerstand niet of slechts gedeeltelijk te ontkoppelen.

Een eenvoudige en veel toegepaste schakeling ter vermindering van de spreiding in versterking als gevolg van variaties van  $\alpha'$  is getekend in fig. 76. Deze schakeling heeft tevens het voor-

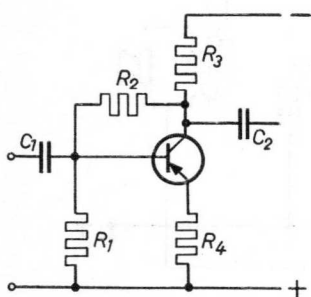


Fig. 76

deel dat de stabiliteit van de instelling van de transistor wordt vergroot (gelijkstroomstabilisatie). Tot slot is in fig. 77 het schema getekend van een frequentie afhankelijke tegenkoppeling, waardoor de lage frequenties extra kunnen worden opgehaald. Dit laatste is afhankelijk van de keuze van de condensator  $C_2$ .

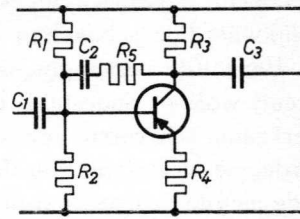


Fig. 77

## II. Versterkerschakelingen voor hoogfrequentie signalen

Tot nu toe werden alleen schakelingen besproken waarin de transistor dienst deed als versterker van laagfrequentie signalen. Hierbij werd stilzwijgend aangenomen dat genoemde transistor zich zuiver ohms gedroeg, m.a.w. dat eventueel aanwezige capaciteiten en zelf-inducties konden worden verwaarloosd. Bij de reeds besproken schakelingen is dit, in tegenstelling tot de nu te bespreken schakelingen, inderdaad het geval. Alvorens echter over te gaan tot een bespreking van de diverse H.F.-schakelingen is het noodzakelijk om eerst de transistor zelf aan een nader onderzoek te onderwerpen.

In fig. 78 is daartoe het principe getekend van een transistor geschakeld met gemeenschappelijke emitter. Het ingangscircuit van de transistorschakeling wordt gevormd door de spanningsbron, die een wisselspanning  $e_g$  levert, de weerstand die de wisselstroom in het *N*-germanium ondervindt en de weerstand gevormd door de *PN*-overgang tussen basis en emitter. Deze *PN*-overgang gedraagt zich echter ook als een condensator, want hij bestaat uit twee germaniumsoorten die door een isolator van elkaar worden gescheiden (zie ook hoofdstuk II).

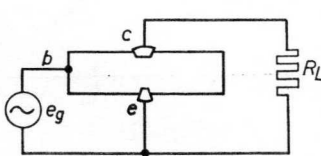


Fig. 78

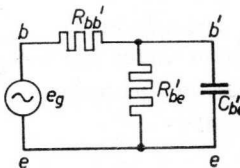


Fig. 79

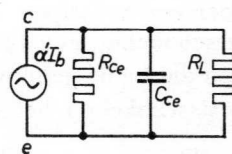


Fig. 80



Genoemd ingangscircuit kan bijgevolg worden vervangen door de gelijkwaardige schakeling getekend in fig. 79.

Eenzelfde vervangingsschema kan voor het uitgangs- of collector-circuit worden opgesteld. In dit circuit, dat getekend is in fig. 80, is werkzaam ten eerste een stroombron die een wisselstroom  $\alpha' I_b$  levert, verder de weerstand van de *PN*-overgangen aan collector- en emitterzijde met de daaraan parallel geschakelde capaciteiten en de belastingsweerstand  $R_L$ . De beide circuits zijn nu door de *PN*-overgang tussen

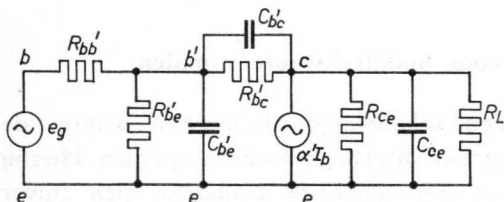


Fig. 81

basis en collector met elkaar gekoppeld, zodat de gehele transistorschakeling van fig. 78 kan worden vervangen door de gelijkwaardige schakeling van fig. 81.

Voor de H.F. transistor OC44 worden de hierna volgende waarden voor de verschillende weerstanden en capaciteiten gepubliceerd:

$R_{bb}'$	110	$\Omega$		
$R_{be}'$	2,6	k $\Omega$	$C_{be}'$	410 pF
$R_{bc}'$	2	M $\Omega$	$C_{bc}'$	10,5 pF
$R_{ce}$	25	k $\Omega$	$C_{ce}$	9 pF

Een andere transistorgrootheid die speciaal in het H.F.-bedrijf een rol speelt is de zgn. afsnijfrequentie  $f_{ca}$ . Het blijkt dat bij hogere frequenties de stroomversterkingsfactor  $\alpha$  in waarde afneemt.

Onder de afsnijfrequentie wordt verstaan die frequentie waarbij  $\alpha$  3 db in waarde is gedaald (zie fig. 82). Verder blijkt dat de afsnijfrequentie voor een transistor in gearde emitterschakeling een factor  $\alpha'$  lager ligt dan dat bij de gelijkwaardige gearde basisschakeling het geval is.

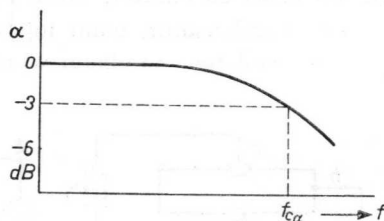


Fig. 82

$$\text{Dus } f_{c\alpha'} = \frac{f_{c\alpha}}{\alpha'}$$

Na deze algemene beschouwing over het gedrag van de transistor bij hogere frekwenties zal thans worden overgegaan tot een bespreking van de M.F.-versterker.

*De M.F.-versterker*

De M.F.-versterker heeft een tweeledig doel n.l.:

- 1) Het leveren van de benodigde versterking.
- 2) Het verzorgen van de vereiste selectiviteit.

De belastingsimpedantie van de transistor bestaat in dit geval uit één of meer afgestemde kringen. Dit laatste is afhankelijk van de gestelde eisen voor wat betreft de selectiviteit en bandbreedte. In het voorgaande is reeds vastgesteld dat bij een transistor het uit- en ingangscircuit inwendig met elkaar zijn gekoppeld door middel van een weerstand ( $R_{bc}'$ ) en een capaciteit ( $C_{bc}'$ ). Dit betekent dat er een zekere terugwerking van het collectorcircuit op het basiscircuit aanwezig is.

Deze terugwerking vindt deels plaats via de weerstand  $R_{bc}'$  en deels via de condensator  $C_{bc}'$ . De terugwerking via de weerstand draagt een zuiver ohms karakter, d.w.z. zij manifesteert zich als een tegenkoppeling en betekent bijgevolg een verlies aan versterking. De terugwerking via  $C_{bc}'$  is echter niet ohms, dit betekent dat een gedeelte van de collectorspanning fasegedraaid aan het ingangscircuit wordt toegevoerd. Als gevolg hiervan zal de doorlaat-kromme van de M.F.-versterker haar symmetrische karakter verliezen (zie fig. 83), terwijl in bepaalde gevallen zelfs instabiliteit kan optreden. Het is dus

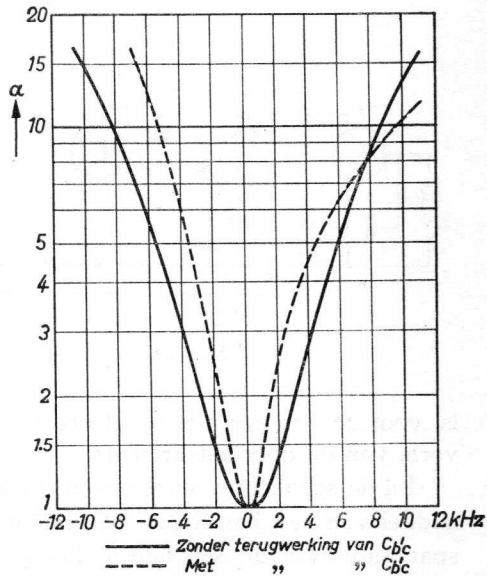
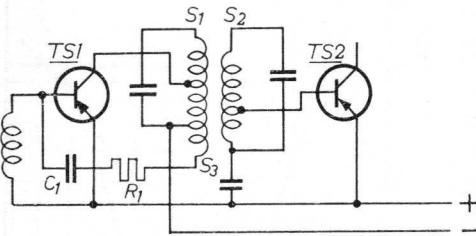
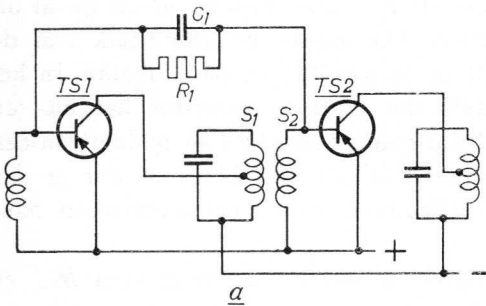


Fig. 83

wenselijk om deze terugwerking zoveel mogelijk te compenseren door toepassing van neutrodynisatie en wel op dezelfde wijze als dat bij triodes wordt toegepast. Een deel van de collectorspanning wordt hiertoe in de juiste fase aan het basiscircuit toegevoerd en wel zodanig dat de inwendig teruggevoerde spanning hierdoor wordt gecompenseerd. Soms wordt volstaan met uitsluitend de terugwerking via de capaciteit  $C_{bc}$  te compenseren, de terugwerking via  $R_{bc}$ , die een verlies aan versterking betekent, wordt in dat geval geaccepteerd.



b  
Fig. 84

In fig. 84 zijn twee voorbeelden getekend van veel toegepaste neutrodynisatieschakelingen. Bij de schakeling van fig. 84a wordt de spanning voor de neutrodynisatie van de niet afgestemde koppelspeel  $S_2$  afgenomen. Deze spanning wordt via de parallelschakeling van  $R_1$  en  $C_1$  (neutrodynisatienetwerk) aan het ingangscircuit van de transistor  $TS_1$  toegevoerd. Er dient hierbij echter terdege op de juiste fase van de teruggevoerde spanning te worden gelet. Een onvolledig of onjuist gepolariseerde terugkoppeling

is, voor zover deze niet oscilleert, te herkennen aan de asymmetrische vorm van de doorlaat-kromme.

Bij de schakeling getekend in fig. 84b zijn de beide transistors door middel van een bandfilter met elkaar gekoppeld. Dit betekent dat de spanning over de secundaire kring niet  $180^\circ$ , doch  $90^\circ$  in fase is verschoven t.o.v. de spanning over de primaire kring. De spanning

benodigd voor de neutrodynisatie kan in dit geval dus niet van de secundaire kring van het bandfilter worden afgenomen. In de betreffende schakeling is dit probleem opgelost door de spoel  $S_1$  (primaire wikkeling van de H.F.-transformator) met enkele windingen door te wikkelen. De spanning geïnduceerd in deze wikkeling ( $S_3$ ) is nu  $180^\circ$  in fase verschoven t.o.v. de spanning over de wikkeling  $S_1$  en wordt via de serieschakeling van  $R_1$  en  $C_1$  aan het ingangscircuit van de transistor  $TS_1$  teruggevoerd. Indien de terugwerking door de neutrodynisatie volledig is gecompenseerd kan het schema van fig. 84b worden vervangen door de schakeling van fig. 85. In deze schakeling is de transistor vervangen door het overeenkomstige netwerk van condensatoren en weerstanden. De weerstand  $R_{bc}'$  en de condensator  $C_{bc}'$  zijn weggelaten, want hun invloed is door de neutrodynisatieschakeling teniet gedaan.

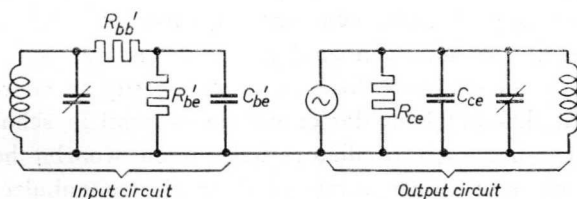


Fig. 85

In fig. 85 is duidelijk te zien dat de condensatoren  $C_{be}'$  en  $C_{ce}$ , resp. de in- en uitgangscapaciteit van de transistor, parallel zijn geschakeld aan de afstemcapaciteit van de bandfilters en bijgevolg de afstemming van deze bandfilters beïnvloeden. De in- en uitgangsweerstanden resp.  $R_{be}'$  en  $R_{ce}$  veroorzaken daarnaast een zekere demping van de afgestemde kringen. Deze demping heeft een slechter worden van de kringkwaliteit tot gevolg en wel van dien aard dat in de meeste gevallen aanpassing via een aftakking op de H.F.-transformator noodzakelijk zal zijn. In fig. 86 is het schema van een complete middenfrequentversterker afgebeeld.

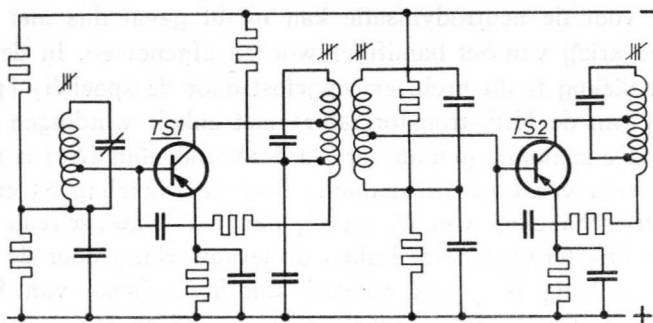


Fig. 86

### III. Oscillatorschakelingen

In principe is elke oscillatorschakeling terug te brengen tot een energieversterkend element, een voedingsbron en een terugkoppelcircuit. De taak van laatstgenoemd circuit is om een gedeelte van de uitgangsenergie in de juiste fase en grootte terug te voeren aan het ingangscircuit. Dit betekent dat er weinig verschil in schakeltechniek is te verwachten tussen oscillatorschakelingen waarbij het energieversterkend element wordt verzorgd door electronenbuizen dan wel door transistors.

Bij oscillatorschakelingen waarin transistors zijn opgenomen dient echter altijd rekening te worden gehouden met het probleem van de warmte-gevoeligheid van transistors. Deze warmte-gevoeligheid beïnvloedt n.l. de instelling van de transistor en bijgevolg ook de frekwentie. Om een stabiele en reproduceerbare werkfrequentie te verkrijgen dient dus bijzondere aandacht aan deze warmte-gevoeligheid te worden besteed.

Bij de schakeling getekend in fig. 87 wordt de terugkoppeling van in- en uitgangscircuit bewerkstelligd door de koppelspoel  $S_2$ , die afgestemd is met  $C_3$ .

Het ingangscircuit (momenteel wordt alleen het wisselstroomcircuit bestudeerd) wordt gevormd door de serieschakeling: basis-emitterovergang, spoel  $S_3$ ,  $C_2$  en  $C_1$ ; het uitgangscircuit door de basis-collectorovergang,  $S_1$  en  $R_1$ . In- en uitgangscircuit hebben de basis gemeen

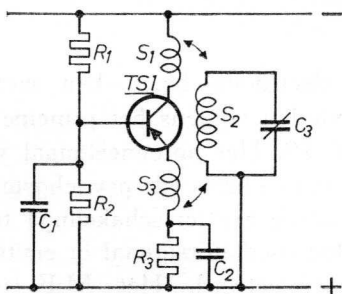


Fig. 87

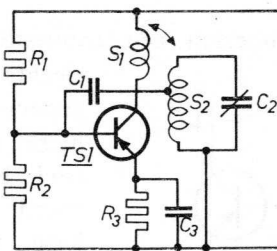


Fig. 88

en zijn inductief met elkaar gekoppeld. Dit betekent dat een deel van de collector-wisselspanning langs inductieve weg in het emittercircuit wordt geïnjecteerd. De juiste verhouding van de wisselspanning in beide circuits wordt verkregen door de onderlinge wikkerverhouding van de spoelen  $S_1$ ,  $S_2$  en  $S_3$ . Het gelijkstroomcircuit dat voor de instelling van het werkpunt en de temperatuurstabilisatie zorg draagt wordt verkregen door de spanningsdeler  $R_1$ - $R_2$  en de emitterweerstand  $R_3$ .

Bij deze oscillatorschakeling is de transistor dus gezien vanuit wisselstroomstandpunt geschakeld met gemeenschappelijke basis, doch het gelijkstroomcircuit is daarentegen met gemeenschappelijk emitter geschakeld.

In fig. 88 is een andere oscillatorschakeling getekend. Bij deze schakeling is de transistor zowel voor wissel- als gelijkstroom met gemeenschappelijke emitter geschakeld. Een gedeelte van de collector-wisselspanning wordt hier via de koppelcondensator  $C_1$  in het basiscircuit geïnjecteerd. Een en ander behoeft na het voorgaande geen nadere toelichting. Opgemerkt zij nog, dat de keuze van de betreffende oscillatorschakeling veelal afhankelijk is van het frequentiebereik en mogelijk optredende temperatuurvariaties. Dit is dan ook de reden dat de schakeling van fig. 87 meer toepassing vindt dan die van fig. 88 (hogere afsnijfrequentie en warmtestabiliteit).

#### IV. De mengschakeling

Aangezien een transistor drie electroden bezit, kan menging slechts plaats vinden volgens het principe aangegeven in fig. 89. Het antennesignaal wordt hierbij meestal aan de basis (de gevoeligste electrode bij de gearde emitter-schakeling) toegevoerd, terwijl het oscillatorsignaal in emitter of basis wordt geïnjecteerd. Het M.F.-signaal wordt dan van de collector afgenomen.

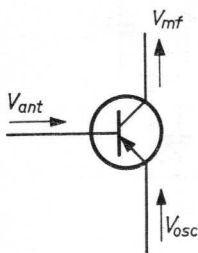


Fig. 89

In het ingangscircuit van de transistor zal nu een stroom gaan vloeien die afhankelijk is van zowel antenne- als oscillatorsignaal en de kromming van de ingangskarakteristiek en o.a. de som en verschilfrequentie van antenne- en oscillatorsignaal bevatten (additieve menging). De collectorstroom, die  $\alpha'$  maal zo groot is, bevat dus ook de componenten met de som en verschilfrequentie van antenne- en oscillatorsignaal. Op één van deze frequenties, practisch altijd de verschilfrequentie, worden de kringen van de M.F.-bandfilters afgestemd, zodat alleen deze verschilfrequentie een spanning over genoemde bandfilters teweegbrengt. Evenals bij de M.F.-versterkers het geval is vindt ook hier een zekere terugwerking van het collectorcircuit op het basiscircuit via  $C_{bc}'$  en  $R_{bc}'$  plaats.

Deze terugwerking is in dit geval echter in verband met het mengproces veel gecompliceerder.

Genoemde terugwerking kan in twee categorieën worden onderverdeeld n.l.:

- 1) Terugwerking onder invloed van het mengproces.
- 2) Mengterugwerking.

Bij laatstgenoemde terugwerking wordt het M.F.-signaal via  $C_{bc}'$  teruggevoerd aan het antennecircuit en tevens weer met het oscillatorsignaal gemengd tot de antennefrequentie.

De voor het mengproces benodigde oscillatorspanning kan worden geleverd door een afzonderlijke oscillator dan wel door de mengtransistor zelf worden opgewekt. In het eerste geval wordt gesproken

van een zuivere mengschakeling, terwijl het tweede geval veelal als gecombineerde mengschakeling wordt aangeduid.

In fig. 90 is het schema van een zuivere mengschakeling getekend. Het oscillator-sig-naal afkomstig van een aparte oscillator wordt via de H.F.-transformator  $S_3$ - $S_4$  in het ingangscircuit van de mengtransistor geïnjecteerd.

Terwijl het antennesignaal door middel van de transformator  $S_1$ - $S_2$  aan dit circuit wordt toegevoerd. De mengtransistor is met behulp van de potentiometerschakeling  $R_1$ - $R_2$  in de bocht van de ingangskarakteristiek ingesteld, waardoor additieve menging van beide signalen tot stand komt. Het M.F.-signaal wordt dan van de afgestemde kring  $C_3$ - $S_5$  afgenomen. Aan deze schakeling kleeft, evenals dat het geval is met elke mengschakeling volgens het additieve principe, het bezwaar dat het oscillatorsignaal de antenne kan bereiken

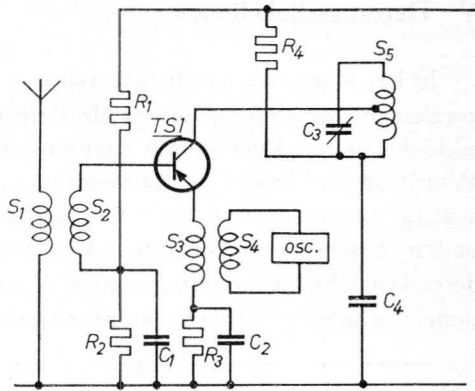


Fig. 90

waardoor straling van dit signaal optreedt.

In fig. 91 is het schema getekend van een gecombineerde meng-oscillator-schakeling. Deze schakeling heeft het voordeel t.o.v. de schakeling van fig. 90 dat één H.F.-transistor wordt uitgespaard, n.l. die van de separate oscillator. Na het voorgaande zal de werking van deze schakeling zonder meer duidelijk zijn.

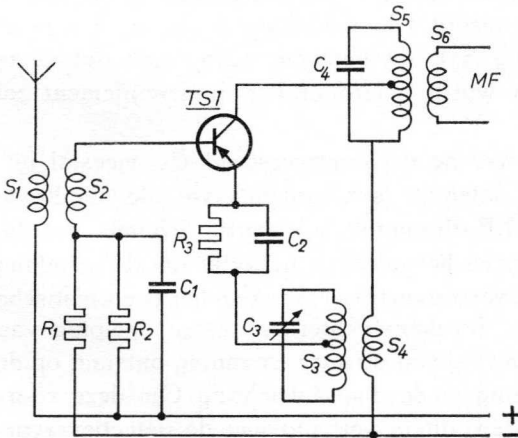


Fig. 91



## V. Detectieschakelingen

In het algemeen wordt in apparaten, waarin transistors als versterkerelement worden toegepast de detectie van het M.F.-signaal door middel van een kristaldiode (germanium- of siliciumdiode) verkregen. Wordt de veel lagere detectieweerstand, als gevolg van de laagohmige ingangsweerstand van de eerste laagfrequenttransistor een ogenblik buiten beschouwing gelaten, dan kan worden vastgesteld dat de detectieschakeling volkomen gelijk is aan die toegepast bij de conventionele schakelingen met electronenbuizen.

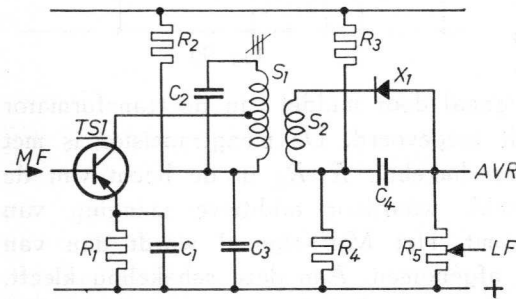


Fig. 92

In fig. 92 is het schema getekend van een detectieschakeling waarbij het te detecteren M.F.-signaal van de secundaire van de M.F.-transformator  $S_1-S_2$  wordt afgenomen. Om te voorkomen dat het eigenlijke detectorcircuit te veel

demping uitoefent op de voorgaande M.F.-kring wordt de te detecteren spanning omlaag getransformeerd (de wikkeling  $S_1$  bevat dus meer windingen dan de wikkeling  $S_2$ ), dit betekent echter ook dat de te detecteren spanning kleiner wordt waardoor het dioderendement zal dalen.

De gelijkspanning die over de detectieweerstand  $R_5$ , meestal uitgevoerd als potentiometer, ontstaat, is afhankelijk van de amplitude van de ongemoduleerde M.F.-draaggolf en wordt, evenals dat bij apparaten met electronenbuizen het geval is, gebruikt om de instelling van één of meer voorgaande versterkertrappen te regelen (automatische volumeregeling). Deze a.v.r. betekent echter een extra demping van de laatste M.F.-kring. Als gevolg van de a.v.r.-spanning ontstaat op de diode een kleine voorspanning in de doorlaatrichting Om deze voorspanning zeer klein te houden, dit in verband met de detectievorming, wordt een gedeelte van deze voorspanning gecompenseerd door

de serieschakeling van de weerstanden  $R_3$  en  $R_4$ .

Bij de schakeling getekend in fig. 93 fungeert de  $PN$ -overgang tussen basis en emitter van de transistor  $TS_2$  als detectiediode. Deze schakeling is te vergelijken met de zgn. roosterdetectie bij electronenbuizen, aangezien de transistor  $TS_2$  het M.F.-signaal detecteert en tegelijkertijd het L.F.-signaal

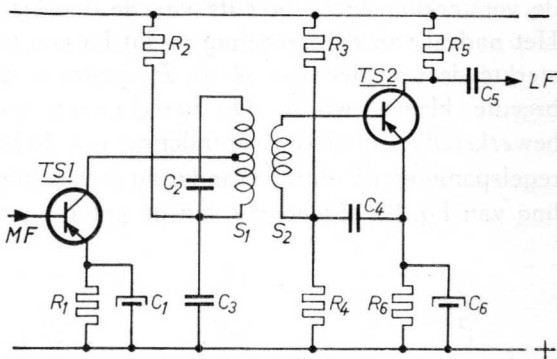


Fig. 93

versterkt. Het nadeel van deze schakeling is dat de versterking van het gedetecteerde M.F.-signaal gering is, dit om reden dat de keuze van het instelpunt mede afhankelijk is van de functie van de transistor als diode en om deze reden laag wordt gehouden. In vele gevallen wordt voor  $TS_2$  een H.F.-transistor gekozen, dit om reden dat een dergelijke transistor in de practijk het beste rendement geeft.

## VI. De automatische sterkteregeling

De verlangde grote gevoeligheid van de ontvangers enerzijds en de grote signaalsterkte van locale zenders anderzijds maken het noodzakelijk dat de versterking van het H.F.-gedeelte geregeld moet kunnen worden, dit om oversturing van de laatste middenfrekwentversterker te voorkomen. In de meeste gevallen zal bij ontvangers uitgerust met transistors worden volstaan met de regeling van slechts één middenfrekwenttrap.

De versterking van de mengtrap wordt uit stabiliteitsoverwegingen practisch nooit geregeld.

In principe kon de regeling van de versterking, zowel bij transistors als bij electronenbuizen, tot stand door een verschuiving van het werkpunt. Een verschuiving van het werkpunt betekent een veran-

dering in waarde van de verschillende transistorgrootheden zoals  $\alpha'$ ,  $R_i$  en  $R_o$  om slechts enkele te noemen die vooral van invloed zijn op de versterking en de breedte van de doorlaatband van de versterker. Het nadeel van deze regeling is dat bij een toenemen van de signaalsterkte de waarden van  $R_i$  en  $R_o$  groter worden waardoor de bandbreedte kleiner wordt. De verschuiving van het werkpunt wordt bewerkstelligd door een verandering van de basis-emitterspanning. De regelspanning, die deze verandering teweegbrengt, wordt in de schakeling van fig. 94 afgenomen van de potentiometer  $R_{13}$ , die als volume-

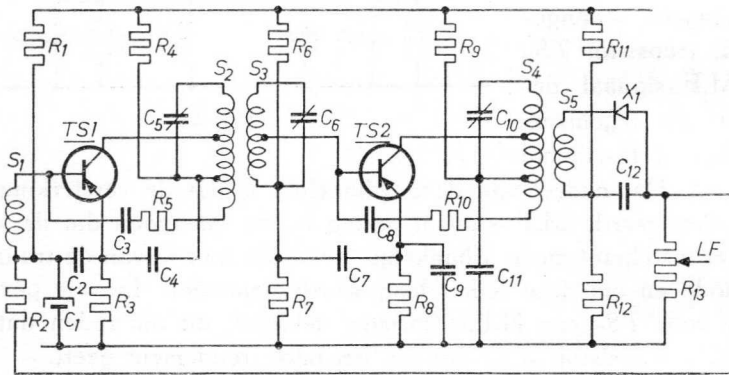


Fig. 94

regelaar dienst doet. Het filter  $R_2C_1$  heeft tot taak om te voorkomen dat het L.F.-signaal, gesuperponeerd op de regelspanning, aan de te regelen M.F.-transistor wordt toegevoerd. Aangezien een gevoelige a.v.r. in het algemeen gesproken ten koste gaat van de stabiliteit zal in de practijk een compromis moeten worden gesloten tussen enerzijds een gevoelige a.v.r. en anderzijds overwegingen die betrekking hebben op de stabiliteit als gevolg van temperatuursvariaties en spreiding in de transistorgrootheden.

## HOOFDSTUK VI

### ENKELE PRACTISCHE HINTS VOOR MONTAGE EN REPARATIE

Een transistor kan, wat betreft afmetingen en robustheid, eerder tot onderdelen als weerstanden, condensatoren, etc. worden gerekend dan tot de klassieke radiobuis. Dit verschil komt al direct naar voren bij de wijze van monteren. Een radiobuis wordt practisch altijd via een buisvoet in de schakeling opgenomen, terwijl een transistor, enkele uitzonderingen daargelaten, direct in de schakeling wordt opgenomen door middel van soldeerverbindingen. Hiermede is dan meteen één van de montageproblemen aangeboord, n.l. dat van de warmte-afgifte.

In het voorgaande is reeds op verschillende plaatsen gewezen op het feit dat een transistor zeer gevoelig is voor temperatuurschommelingen, terwijl een maximum temperatuur aan de *PN*-overgangen in het kristal niet mag worden overschreden. Het eerste probleem wordt, zoals in hoofdstuk IV en V is uiteengezet, schakeltechnisch opgelost. Het tweede is afhankelijk van de per tijdseenheid ontwikkelde en afgevoerde warmte, m.a.w. van de dissipatie enerzijds en van de plaats en wijze van montage anderzijds.

Genoemde temperatuurslimiet wordt door de transistorfabrikant gepubliceerd en bedraagt bij de Philips-transistors  $75^{\circ}\text{C}$  (uitgezonderd miniatuur-transistors zoals de OC57, OC58 en OC59). Wordt deze temperatuurgrens overschreden dan kan blijvende beschadiging van de transistor optreden.

Om voorbeelden te noemen:

a) De soldeerplaatsen van emitter- en collector-

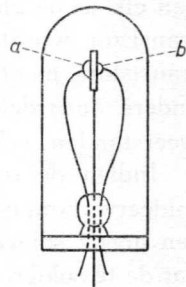


Fig. 95

aansluiting op het indium kunnen loslaten (a en b in fig. 95).

- b) Het indium diffundeert te ver door in het *N*-germanium, waardoor de factor  $\alpha'$  zal veranderen en tevens de ruis veelal sterk toeneemt.

De eerstvermelde storing is direct te constateren, want het apparaat werkt niet, de tweede is daarentegen veel moeilijker te localiseren.

De eerste eis, die aan de opstelling en montage van de transistor moet worden gesteld, heeft dus betrekking op de warmte-afgifte aan de omgeving. Deze warmte-afgifte kan door geleiding dan wel convectie (warmte-afgifte aan langsstromende lucht) plaats vinden.

Bij de H.F.-transistors is dit veelal convectie, daar het vermogen, waarmee wordt gewerkt, gering is, terwijl het belangrijke voordelen biedt om de transistor in de bedrading op te nemen (korte verbindingen).

Bij transistors voor L.F.-versterking en speciaal de transistors voor eindtrappen (OC16 en OC72A) ligt de situatie anders. Bij deze transistors is het vermogen, dat in de transistor in warmte wordt omgezet, veel groter, zodat de warmte-afvoer door middel van geleiding moet plaats vinden. De transistor OC72A is daartoe voorzien van een montagebeugel, die rond de glazen ballon is geklemd, zodat de transistor op het chassis kan worden vastgeschroefd.

Let wel dat metalen de beste warmtegeleiders zijn zodat het gewenst is om de transistor op metalen delen, die onderling door middel van schroef- of lasverbindingen met elkaar zijn verbonden, te monteren. Dus b.v. geen eindtransistor op een montagerekje monteren, want dan worden de metalen delen door hard papier, dat een warmte-isolator is, van elkaar gescheiden. Verder dient de keuze van de plaats, waar de transistor wordt gemonteerd, met overleg te geschieden. Dus geen transistors monteren op plaatsen, die reeds warmte ontvangen van andere onderdelen en b.v. reeds worden verwarmd door voedingsweerstand, schaalverlichtingslampjes etc.

Indien de transistor is gemonteerd moet deze door middel van soldeerverbindingen in het elektrische circuit worden opgenomen. Om een goede soldeerverbinding te verkrijgen is het echter noodzakelijk, dat de te solderen plaats op een bepaalde temperatuur wordt gebracht, die hoger is dan de aan de *PN*-overgangen toelaatbare temperatuur.

Er dienen bijgevolg bijzondere maatregelen te worden genomen om te voorkomen dat deze warmte de eigenlijke transistor via geleiding door de aansluitdraden bereikt, iets, wat beschadiging tot gevolg kan hebben van de transistor.

Het bovenstaande geeft aanleiding tot de volgende drie punten:

- a) Het solderen moet in een korte tijdsduur plaats vinden.
- b) Als soldeer dient harskernsoldeer met een laag smeltpunt te worden gekozen.
- c) Houdt de aansluitdraden van de transistor, tijdens het solderen, met behulp van een platte tang vast, zoals is afgebeeld in fig. 96. De voor het solderen benodigde warmte wordt dan voor een groot gedeelte via de tang afgevoerd (er is warmte nodig om de tang in temperatuur te doen stijgen) en bereikt bijgevolg niet de transistor.

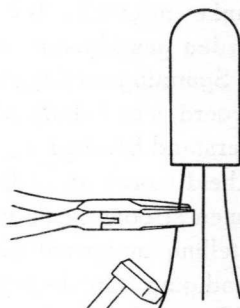


Fig. 96

Een transistor is gevoelig voor zowel warmte als licht. Dit laatste is de reden dat speciaal de transistors, die in glazen ballons zijn ondergebracht, worden voorzien van een zwarte laklaag. Controleer altijd even of deze laklaag tijdens het monteren mogelijk is beschadigd. Is dit laatste het geval dan dient de beschadigde plaats met zwarte lak te worden aangetipt, dan wel om de transistor een stukje zwarte of zwartgemaakte isolatiekous te worden geschoven. Een beschadiging van de laklaag kan n.l. in een ontvangapparaat, om slechts een voorbeeld te noemen, aanleiding geven tot een hinderlijke brom. Denk hierbij o.a. aan het feit dat de lichtsterkte van een gloeilamp en „TL”-buis, de laatste in sterkere mate dan de eerste, met een frekwentie van 100 Hz varieert.

Ga altijd na dat de elektroden van de transistor op de juiste wijze worden aangesloten (dus dat collector en emitter niet onderling worden verwisseld). Zijn bij een transistor de collector- en emitteraansluiting onderling verwisseld dan zal het geheel functioneren, echter is de schakeling veel ongevoeliger, terwijl de emitter, die nu als collector in de schakeling fungeert, spoedig overbelast is. (Bij L.F.- en eindtransistors zal dit reeds bij normaal bedrijf het geval zijn.)

Overspanning, dus een te grote spanning tussen collector en emitter, kan de transistor ernstig beschadigen, zo niet geheel vernielen. Dit laatste is sterk afhankelijk van de collectorbelasting. Het is daarom een eerste vereiste om te voorkomen dat sluiting wordt gemaakt tijdens het meten of solderen. Als gesoldeerd moet worden, dient het betreffende apparaat te worden uitgeschakeld, terwijl bij het meten met een blanke meetstift, b.v. van een meetkop, extra aandacht dient te worden geschonken aan het voorkomen van kortsluiting

Spanningsmetingen aan transistorschakelingen moeten worden uitgevoerd met behulp van meetinstrumenten, die geen lage inwendige weerstand bezitten ( $\pm 10.000 \Omega/\text{Volt}$  of hoger), daar anders de mogelijkheid aanwezig is dat de som van de door het meetinstrument opgenomen stroom en de normale belastingsstroom de voor de betreffende instelling maximaal toelaatbare stroomwaarde overschrijdt, zodat beschadiging van de transistor kan optreden.

Bij ontvangers waarbij de voedingsspanning hoog is ingesteld, b.v. 12 V (zoals het geval is bij een autoradio), mag de luidspreker niet zonder meer van de secundaire van de uitgangstransformator worden losgenomen. Wordt dit n.l. gedaan dan zal de wisselspanning tussen collector en emitter te groot worden, met als gevolg dat de *NP*-overgangen in het kristal kunnen doorslaan. Moet de luidspreker om de een of andere reden toch worden losgenomen dan *moet de volume-regelaar van de ontvanger geheel worden teruggedraaid*.

Het verkleinen van de belastingsweerstand, en in nog sterkere mate kortsluiting van deze weerstand, heeft overbelasting van de eind-transistor(s) tot gevolg en leidt vrijwel zeker na korte of langere tijd tot beschadiging van deze transistor(s). De belasting van de secundaire van de uitgangstransformator mag bijgevolg nooit kleiner worden gemaakt dan is bepaald voor een goed functioneren van de instelling. Er mogen dus nooit zo zonder meer extra luidsprekers op de uitgang worden aangesloten. Het verdient daarom aanbeveling om voor het geval dat een aansluiting voor een extra luidspreker wordt gevraagd, deze zodanig uit te voeren, dat bij het insteken van de contact-stop de ingebouwde luidspreker automatisch wordt uitgeschakeld.

Resumerend kan het bovenstaande tot de volgende vijf punten worden teruggebracht:

- 1) Bij het verrichten van reparaties of het solderen dient het apparaat te zijn uitgeschakeld.
- 2) Bij het doen van spanningsmetingen een instrument met voldoende hoge inwendige weerstand gebruiken.
- 3) Bij de plaatskeuze en bevestiging van de transistor en het solderen aan de transistor steeds de warmtegevoeligheid van dit schakel-element in acht nemen.
- 4) Nooit zo zonder meer de belasting kortsluiten of onderbreken. Beide gevallen kunnen ernstige beschadiging van de transistor tot gevolg hebben.
- 5) Indien een transistor defect is geraakt altijd nagaan of dit defect niet te wijten is aan een defect van een ander schakelement, zoals b.v. de ontkoppelcondensator van de emitterweerstand etc.



## HOOFDSTUK VII

### METINGEN

Evenals bij electronenbuizen het geval is kunnen ook van transistors de verschillende grootheden door metingen worden bepaald. In het nu volgende zal worden nagegaan op welke wijze enkele grootheden, die in de voorafgaande hoofdstukken werden genoemd, kunnen worden gemeten. Bij de beschreven metingen is de transistor steeds met geaarde emitter geschakeld. Het zal zonder meer duidelijk zijn dat de betreffende metingen ook voor de beide andere basisschakelingen gelden, echter met dien verstande dat de polariteit van de batterijen moet worden veranderd.

De beschreven metingen hebben betrekking op het bepalen van:

- 1) De  $I_c-V_{ce}$  karakteristiek.
- 2) De waarde van  $\alpha'$ .
- 3) De  $I_b-V_{be}$  karakteristiek.
- 4) De ingangsweerstand.
- 5) De uitgangsweerstand.
- 6) De  $I_{co}'$ .
- 7) De waarde van de afsnijfrequentie  $f_{ca}'$ .

#### 1) Het bepalen van de $I_c-V_{ce}$ karakteristiek

Voor het bepalen van deze karakteristiek wordt gebruik gemaakt

van de meetschakeling afgebeeld in fig. 97. De betreffende karakteristiek geeft het verband aan tussen de spanning  $V_{ce}$  (tussen collector en emitter) en de collectorstroom  $I_c$  voor verschillende waarden van de basisstroom  $I_b$ . Een en ander is reeds uitvoerig besproken in hoofdstuk III, zodat hierop niet nader zal worden ingegaan.

De meetprocedure is de volgende: De schakelaar  $S_1$  wordt gesloten en de basisstroom  $I_b$  met behulp van de potentiometer  $R_{pb}$  op de gewenste waarde ingesteld, dit is afleesbaar op de mA-meter  $I_1$  (afhankelijk van het te meten transistortype moet in plaats van deze mA-meter een  $\mu A$ -meter worden gebruikt). Hierna wordt de schakelaar  $S_2$  gesloten en de collectorspanning door middel van de potentiometer  $R_{pc}$  opgevoerd, waarbij telkens het verband tussen  $I_c$  en  $V_{ce}$  wordt genoteerd (respectievelijk afleesbaar op de mA-meter  $I_2$  en de voltmeter  $V_2$ ). Bij deze meting dient er op te worden gelet dat de basisstroom niet verloopt, dus deze zo nodig bijregelen.

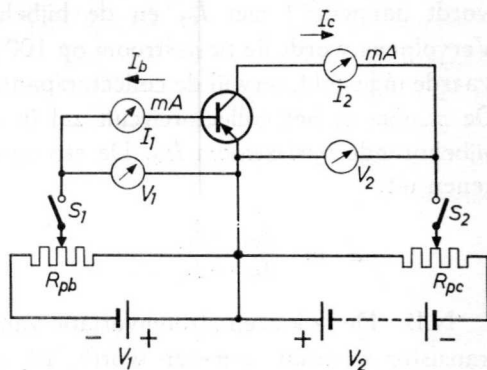


Fig. 97

## 2) Het bepalen van $\alpha'$

Voor deze meting wordt dezelfde meetschakeling gebruikt als bij de hierboven beschreven meting. De waarde van  $\alpha'$  wordt door de transistorfabrikant meestal opgegeven voor een bepaalde waarde van  $V_{ce}$  en  $I_b$ . Om de stroomversterking  $\alpha'$  te controleren wordt de transistor eerst zodanig ingesteld (met behulp van de potentiometers  $R_{pb}$  en  $R_{pc}$ ) dat de stroom  $I_b$  b.v. 100  $\mu A$  hoger is dan de gepubliceerde waarde, terwijl de collectorspanning op de gepubliceerde waarde wordt ingesteld. De stroom die in dit geval in het collectorcircuit vloeit

wordt aangeduid met  $I_{c1}$  en de bijbehorende basisstroom met  $I_{b1}$ . Vervolgens wordt de basisstroom op 100  $\mu\text{A}$  beneden de gepubliceerde waarde ingesteld, terwijl de collectorspanning constant wordt gehouden. De stroom in het collectorcircuit zal in dit geval  $I_{c2}$  bedragen en de bijbehorende basisstroom  $I_{b2}$ . De stroomversterking  $\alpha'$  is dan te berekenen uit:

$$\alpha' = \frac{I_{c1} - I_{c2}}{I_{b1} - I_{b2}}$$

N.B. De te kiezen stroomvariatie van  $I_b$  is afhankelijk van het type transistor waaraan gemeten wordt. Bij de beschreven meting is voor deze variatie 100  $\mu\text{A}$  gekozen, doch het zal voor bepaalde transistor-typen noodzakelijk zijn deze variatie aanmerkelijk kleiner te maken, b.v. 20  $\mu\text{A}$ .

### 3) De $I_b$ - $V_{be}$ karakteristiek

Deze karakteristiek die het verband tussen de spanning  $V_{be}$  (tussen basis en emitter) en de basisstroom  $I_b$  voor verschillende waarden van de collectorspanning  $V_{ce}$  aangeeft, is in hoofdstuk III reeds uitvoerig besproken, zodat op de karakteristiek zelf niet nader zal worden ingegaan.

Genoemde karakteristiek is eveneens met de schakeling afgebeeld in fig. 97 op te meten. De meetprocedure is als volgt:

De schakelaar  $S_2$  wordt gesloten waarna de spanning  $V_{ce}$  op de gewenste waarde wordt ingesteld. Vervolgens wordt de schakelaar  $S_1$  gesloten en de spanning  $V_{be}$  opgevoerd waarbij telkens de bij elkaar behorende waarden van stroom en spanning (resp.  $I_b$  en  $V_{be}$ ) worden genoteerd. Bij deze meting dient er op te worden gelet dat de waarde van  $V_{ce}$  niet verloopt, zo nodig moet deze waarde dus met behulp van de potentiometer  $R_{pc}$  worden gecorrigeerd.

N.B. Indien ook het gedeelte van de karakteristiek, waarbij de emitter negatief is t.o.v. de basis, moet worden bepaald, dient de batterij die de spanning  $V_1$  levert te worden omgedraaid.

#### 4) De ingangsweerstand

Indien wordt gesproken over de ingangsweerstand dient eerst te worden nagegaan of hiermede de gelijk- dan wel de wisselstroomweerstand wordt bedoeld. De gelijkstroomweerstand wordt bepaald uit het quotiënt van de spanning  $V_{be}$  en de stroom  $I_b$ , bij een constante waarde van  $V_{ce}$ .

$$\text{Dus } R_{i=} = \frac{V_{be}}{I_b} \quad (V_{ce} = \text{constant}).$$

en kan bijgevolg zonder meer met de schakeling van fig. 97 worden bepaald.

Het bepalen van de wisselstroomweerstand daarentegen is iets gecompliceerder. Met de schakeling van fig. 97 kan deze weerstand worden bepaald als het quotiënt van het verschil van twee spanningen met de bijbehorende stromen of in formulevorm

$$R_{i\sim} = \frac{V_{be1} - V_{be2}}{I_{b1} - I_{b2}} \quad (V_{ce} = \text{constant}).$$

Moet b.v. de  $R_i$  van een transistor worden bepaald voor een instelling waarbij  $V_{be} = 100 \text{ mV}$  en  $I_b = 100 \mu\text{A}$ , dan bedraagt de  $R_i$  voor gelijkstroom

$$R_{i=} = \frac{100.000}{100} = 1000 \Omega.$$

terwijl de wisselstroom  $R_i$  wordt bepaald uit

$$R_{i\sim} = \frac{(100 \text{ mV} + 1 \text{ mV}) - (100 \text{ mV} - 1 \text{ mV})}{I_{b1} - I_{b2}}$$

waarbij  $I_{b1}$  de stroom is, die bij een spanning  $(100 \text{ mV} + 1 \text{ mV})$  en  $I_{b2}$  de stroom die bij een spanning  $(100 \text{ mV} - 1 \text{ mV})$ , door het ingangscircuit vloeit.

De meting op zich behoeft na de reeds besproken meetprocedures geen nadere toelichting meer.

### 5) De uitgangsweerstand

Onder de uitgangsweerstand wordt verstaan het quotiënt

$$\frac{V_{ce}}{I_c} \text{ (bij } I_b = \text{ constant).}$$

Deze weerstand is, evenals dat bij de ingangsweerstand het geval is, weer te splitsen in een wissel- en een gelijkstroomweerstand.

De gelijkstroomweerstand wordt bepaald uit:

$$R_{o=} = \frac{V_{ce}}{I_c}$$

( $I_b$  is op een constante waarde ingesteld).

De wisselstroomweerstand wordt weer gevonden als

$$R_{o\sim} = \frac{V_{ce1} - V_{ce2}}{I_{c1} - I_{c2}}$$

en kan zonder moeilijkheden volgens de reeds eerder beschreven meet-procedure (zie bepaling van  $\alpha'$ ) met de meetopstelling afgebeeld in fig. 97 worden bepaald.

### 6) Bepaling $I_{co}'$

De kennis van de grootte van  $I_{co}'$  is van groot belang met het oog op de temperatuurstabiliteit van de schakeling. Een en ander is in hoofdstuk IV reeds uitvoerig besproken, zodat hierop niet nader behoeft te worden ingegaan. De waarde van  $I_{co}'$  wordt door de transistor-fabrikant meestal voor een bepaalde waarde van  $V_{ce}$  bij een bepaalde temperatuur opgegeven, b.v. bij  $25^\circ \text{ C}$ .

In fig. 98 is een meetopstelling getekend om de waarde van  $I_{co}'$  te bepalen. De spanning  $V_{ce}$  (afleesbaar op de voltmeter V) wordt door middel van de potentiometer  $R_{pc}$  ingesteld op de door de fabrikant gepubliceerde waarde waarna  $I_{co}'$  op de  $\mu\text{A}$ -meter wordt afgelezen.

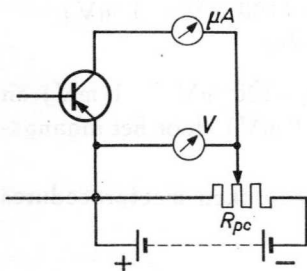


Fig. 98

7) De afsnijfrequentie  $f_{ca}'$ 

Onder de afsnijfrequentie wordt verstaan de frequentie waarbij de stroomversterking  $\alpha'$  3 db in waarde is gedaald. In hoofdstuk V is deze afsnijfrequentie reeds ter sprake gebracht bij de behandeling van schakelingen met H.F.-transistors. In fig. 99 is een meetopstelling getekend om deze afsnijfrequentie te bepalen.

Allereerst wordt het werkpunt van de transistor door middel van de volumeregelaars  $R_{pb}$  en  $R_{pc}$  ingesteld op de gepubliceerde waarden voor wat betreft  $I_b$ ,  $I_c$  en  $V_{ce}$ .

Vervolgens wordt aan het ingangscircuit van de transistor een signaal van 1000 Hz, afkomstig van

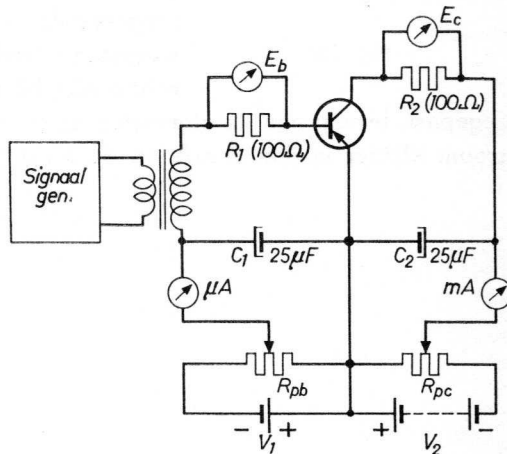


Fig. 99

de toongenerator, toegevoerd. De stroomversterking  $\alpha'$  is nu gelijk aan de verhouding  $\frac{I_{c\sim}}{I_{b\sim}}$  en is tevens gelijk aan  $\frac{E_{c\sim}}{E_{b\sim}}$  daar de beide weerstanden aan elkaar gelijk zijn ( $R_1 = R_2 = 100 \Omega$ ). Wordt nu de frequentie opgevoerd dan zal na een bepaalde waarde van de frequentie de stroomversterking  $\alpha'$  in waarde afnemen (zie fig. 82 van hoofdstuk V). De frequentie waarbij de verhouding  $\frac{E_{c\sim}}{E_{b\sim}}$  tot 0,7 (3 db) van de normale waarde is gedaald wordt dan de afsnijfrequentie genoemd.

Het zal duidelijk zijn dat de hierboven beschreven metingen slechts dienen om een globaal inzicht in het wezen van de transistor te verkrijgen en geen exacte resultaten geven. In het laatste geval moeten speciale laboratoriummetingen worden verricht, waarvan een bespreking echter buiten het kader van dit werkje valt.

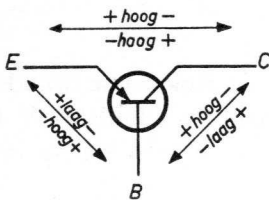


Fig. 100

Tot slot zij nog vermeld dat een transistor snel op sluiting of onderbreking kan worden gecontroleerd met een ohmmeter (zie fig. 100). Bij deze meting wordt ervan uitgegaan dat een transistor gemakkelijk stroom in één richting doorlaat en zich bij omgekeerde polariteit als een hoogohmige weerstand gedraagt. Deze controle kan echter niet bij miniatuurtransistors worden

toegepast, terwijl aan de ohmmeter de eis moet worden gesteld, dat de stroom kleiner is dan 2 mA en de klemspanning kleiner dan 3 volt.

## HOOFDSTUK VIII

### VOORBEELDEN VAN SCHAKELINGEN

In dit hoofdstuk zullen enkele praktische transistorschakelingen eens nader worden besproken. De gekozen voorbeelden zijn volledig uitgewerkt, zodat deze schakelingen zonder veel moeite kunnen worden nagebouwd.

Achtereenvolgens worden besproken:

- 1) Een signaalvolger (signaltracer).
- 2) Een telefoongesprekversterker.
- 3) Een huistelefoon.
- 4) Een hoorapparaat.
- 5) Een kindergrammofoonversterker.
- 6) Een 200 mW grammofoonversterker.
- 7) Een 2,5 W grammofoonversterker.
- 8) Een 15 W grammofoonversterker.
- 9) Een zakradio.
- 10) Een draagbare batterij-ontvanger.
- 11) Een gelijkspanningsomvormer.
- 12) Een complete radio-ontvanger.
- 13) Een lichtstraalrelais.
- 14) Een tachometer.

#### **1) Een signaalvolger (signaltracer)**

Deze signaalvolger is bedoeld om het al dan niet aanwezig zijn van H.F.- en L.F.-signalen in radio-ontvangers etc. te kunnen vaststellen en is bijgevolg een handig instrument om een storing snel te kunnen localiseren.



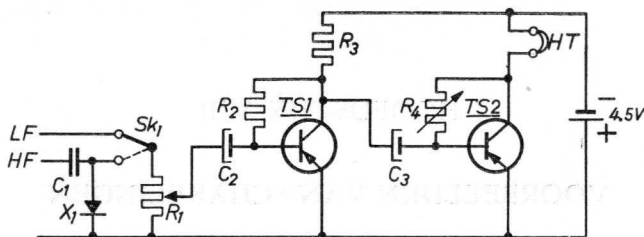


Fig. 101

$TS_1$ :	OC70	$R_1$ :	100 k $\Omega$	$C_1$ :	0,01 $\mu$ F
$TS_2$ :	OC71	$R_2$ :	220 k $\Omega$	$C_2$ :	10 $\mu$ F
$X_1$ :	OA73	$R_3$ :	4,7 k $\Omega$	$C_3$ :	10 $\mu$ F
HT :	hoofdtelefoon (2000 $\Omega$ )	$R_4$ :	100 k $\Omega$		

De signaalfolger bestaat uit een tweetraps L.F.-versterker. De L.F.-signalen worden rechtstreeks aan de versterker toegevoerd, terwijl de H.F.-signalen eerst door de germaniumdiode  $X_1$  worden gedetecteerd (schakelaar  $SK_1$  omzetten). Als indicatiemiddel is in het collectorcircuit van  $TS_2$  een hoofdtelefoon met een weerstand van 2000  $\Omega$  opgenomen (een kleine luidspreker kan ook worden gebruikt). De collectorstroom van  $TS_2$  wordt met behulp van de variabele weerstand  $R_4$  ingesteld op 1 mA.

## 2) Telefoongesprek-versterker

In fig. 102 is het prinseschema van een eenvoudige telefoonversterker getekend. Deze versterker maakt het mogelijk om bij een telefoongesprek te kunnen meeluisteren. De spoel  $L_1$  wordt daartoe in het strooiveld van de lijntransformator gebracht. Dit geschiedt door de spoel door middel van een klem op de hoorn zo dicht mogelijk bij de telefoon te plaatsen. In de genoemde spoel wordt dan een wisselspanning geïnduceerd, die na te zijn versterkt, aan de extra telefoon  $HT$  wordt toegevoerd.

$TS_1$	: OC70
$TS_2$	: OC71
$R_1$	: 220 k $\Omega$
$R_2$	: 50 k $\Omega$
$T_1$	: transformator:
	primaire 6,8 H,
	secundaire 0,333 H.
$C_1$	: 10 $\mu$ F
$C_2$	: 10 $\mu$ F
$L_1$	: 0,144 H
HT	: hoofdtelefoon (2000 $\Omega$ )

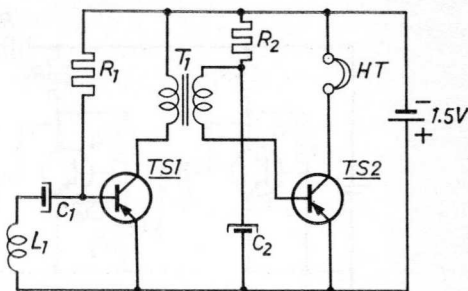


Fig. 102

### 3) Een huistelefoon

Bij deze schakeling wordt gebruik gemaakt van het feit dat een luidspreker ook als microfoon kan worden gebruikt. Enkele toepassingsmogelijkheden van deze installatie zijn:

- Babysitter. We plaatsen dan een luidspreker in de kinderkamer en de andere in de huiskamer. De ouders horen dan zelfs het geringste geluid van de baby.
- Een communicatiesysteem tussen diverse kamers.

In het prinseschema is de luidspreker  $LS_1$  in de stand „spreken” en de luidspreker  $LS_2$  in de stand „luisteren” getekend. Omschakeling van beide luidsprekers vindt plaats met behulp van de schakelaar  $S_1$ .

De eigenlijke versterker bestaat uit drie in gearde emitter geschakelde transistors, die door middel van  $RC$ -filters met elkaar zijn gekoppeld. In hoofdstuk V is dit soort versterkers reeds uitvoerig behandeld, zodat we op het basisprincipe van deze versterkers niet nader zullen terugkomen. De scheidingscondensator  $C_2$  heeft tot taak om te voorkomen dat het ingangscircuit niet via de laagohmige luidspreker  $LS_1$  wordt kortgesloten voor gelijkstroom, waardoor de instelling van  $TS_1$  wordt beïnvloed wat vervorming tot gevolg heeft. De weerstand  $R_6$  en de condensator  $C_1$  zijn in de schakeling opgenomen om terugwerking van de eindtrap te voorkomen.

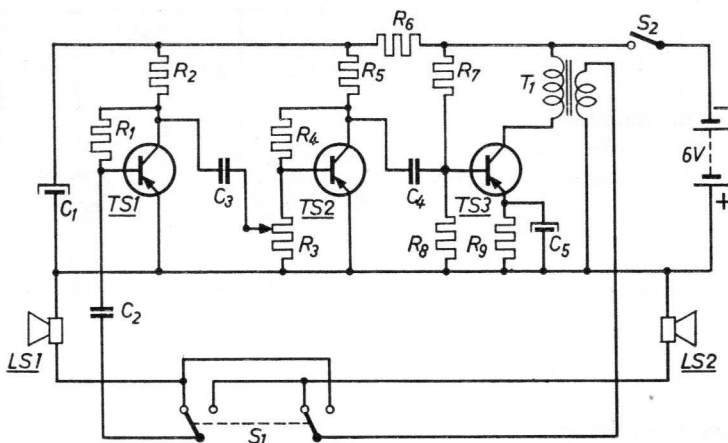


Fig. 103

$R_1$ :	120 k $\Omega$	$C_3$ :	0,5 $\mu\text{F}$
$R_2$ :	1,8 k $\Omega$	$C_4$ :	0,5 $\mu\text{F}$
$R_3$ :	50 k $\Omega$ (lin of log)	$C_5$ :	32 $\mu\text{F}$ (3 V)
$R_4$ :	120 k $\Omega$	$S_1$ :	dubbelpolige schakelaar
$R_5$ :	1,8 k $\Omega$	$S_2$ :	enkelpolige schakelaar
$R_6$ :	120 $\Omega$	$LS_1$ :	luidspreker (5 $\Omega$ )
$R_7$ :	3,9 k $\Omega$	$LS_2$ :	luidspreker (5 $\Omega$ )
$R_8$ :	1,8 k $\Omega$	$T_1$ :	uitgangstransformator A <sub>3</sub> 15325
$R_9$ :	150 $\Omega$	$TS_1$ :	OC71
$C_1$ :	80 $\mu\text{F}$ (6 V)	$TS_2$ :	OC71
$C_2$ :	0,5 $\mu\text{F}$	$TS_3$ :	OC71

#### 4) Hoorapparaat met 4 transistors

In fig. 104 is het principeschema getekend van een hoorapparaat met vier transistors, dat door een batterij met nominale spanning van 2,4 volt wordt gevoed.

De electro-magnetische microfoon ( $Z = 1$  k $\Omega$  bij 1000 Hz) die het ingangssignaal levert is rechtstreeks tussen basis en emitter van de eerste transistor aangesloten. Dit betekent dat de weerstand  $R_4$ , opgenomen in het emittercircuit van de transistor, niet behoeft te worden ontkoppeld. De waarden van  $R_2$  en  $R_3$  zijn zodanig gekozen dat de

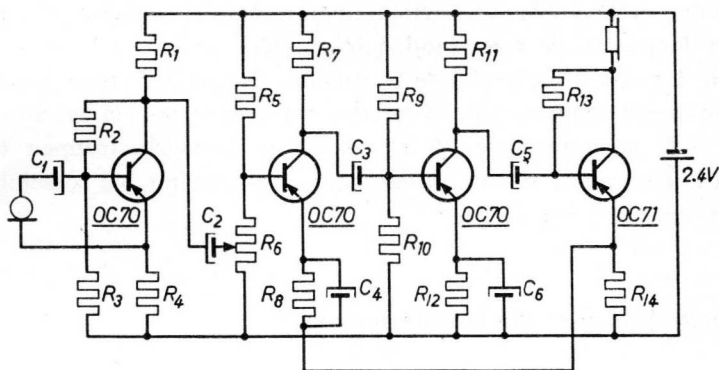


Fig. 104

$R_1$ :	2,7 k $\Omega$	$R_8$ :	1 k $\Omega$	$C_1$ :	8 $\mu$ F (6 V)
$R_2$ :	56 k $\Omega$	$R_9$ :	22 k $\Omega$	$C_2$ :	8 $\mu$ F (6 V)
$R_3$ :	33 k $\Omega$	$R_{10}$ :	10 k $\Omega$	$C_3$ :	8 $\mu$ F (6 V)
$R_4$ :	1 k $\Omega$	$R_{11}$ :	1,8 k $\Omega$	$C_4$ :	8 $\mu$ F (6 V)
$R_5$ :	18 k $\Omega$	$R_{12}$ :	1 k $\Omega$	$C_5$ :	8 $\mu$ F (6 V)
$R_6$ :	5 k $\Omega$ (log)	$R_{13}$ :	39 k $\Omega$	$C_6$ :	8 $\mu$ F (6 V)
$R_7$ :	3,9 k $\Omega$	$R_{14}$ :	2 $\Omega$		

ingangsimpedantie van de eerste versterkertrap ongeveer 1000  $\Omega$  draagt, zodat de microfoon juist is aangepast. De volumeregeling wordt verkregen door de uitgangsspanning van de eerste versterkertrap via de potentiometer  $R_6$  aan het ingangscircuit van de tweede versterkertrap toe te voeren. Bij de eerste drie versterkertrappen wordt de instelling van het werkpunt en de stabilisatie hiervan verkregen door spanningsdelers en emitterweerstand en wel op de wijze zoals reeds uitvoerig beschreven in hoofdstuk V.

In de collectorketen van de laatste versterkertrap is een oortelefoon ( $Z = 1000 \Omega$  bij 1000 Hz) opgenomen, zodat de vereiste collectorstroom 2 mA bedraagt. Deze stroom wordt ingesteld met behulp van de weerstand  $R_{13}$ , geschakeld tussen basis en collector. Laatstgenoemde weerstand is  $\alpha'$  maal zo groot als de weerstand van de belasting (oortelefoon) en bedraagt veelal 39 k $\Omega$ , wat dus betekent dat met een betrekkelijk lage waarde van  $\alpha'$  wordt gewerkt.

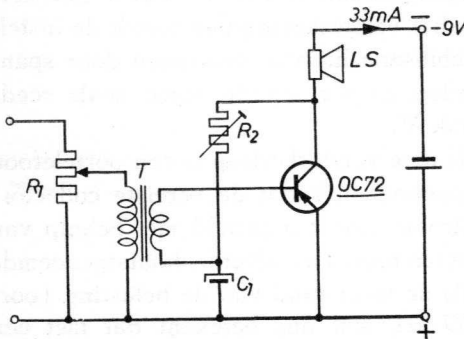
In de eerste en laatste versterkertrap wordt tegenkoppeling verkregen door resp. de weerstanden  $R_2$  en  $R_{13}$ , geschakeld tussen basis en collector van de betreffende transistors. Naast deze tegenkoppeling wordt nog een spanning, die evenredig is met de stroom in het uitgangscircuit (de spanning over  $R_{14}$ ) over drie versterkertrappen teruggevoerd, dit laatste om de spreiding in versterking bij verschillende temperaturen te compenseren.

### 5) Versterker voor kindergrammofoon

Deze 60 mW versterker is bedoeld om te worden aangesloten op een kindergrammofoon waarop speciale kinderplaten van 78 toeren per minuut worden gedraaid.

In fig. 105 is het schema weergegeven. In het collectorcircuit van de OC72 is een hoogohmige luidspreker opgenomen, waardoor voldoende temperatuurstabiliteit wordt verkregen.

De collectorstroom bedraagt bij 25° C 33 mA en wordt ingesteld met behulp van de regelbare weerstand  $R_2$ . De transformator  $T$  heeft tot taak om de hoogohmige uitgangsweerstand van de pick-up aan te passen aan de betrekkelijk lage ingangsweerstand van de transistor. Zoals bij dit soort versterkers veelal gebruikelijk is, is de belastingsweerstand van de pick-up als volumeregelaar uitgevoerd.



$$R_1 : 2 \text{ M}\Omega \text{ (log.)}$$

$$R_2 : 100 \text{ k}\Omega \text{ (pot.)}$$

$$C_1 : 100 \text{ }\mu\text{F} \text{ (3 V)}$$

$$T : L_{\text{prim.}} = 500 \text{ H.}$$

$$\text{Wikkilverhouding } \frac{W_p}{W_s} = 45$$

$$Z : \text{luidspreker} = 140 \text{ }\Omega$$

Fig. 105

### 6) Een 200 mW grammfoon-versterker voor 6 V batterijvoeding

Deze grammfoonversterker is ontworpen om te worden aangesloten op een kristal pick-up. Eeningangsspanning van ongeveer 0,3 V is reeds voldoende om de versterker volledig te kunnen uitsluiten ( $W_o = 200 \text{ mW}$ ).

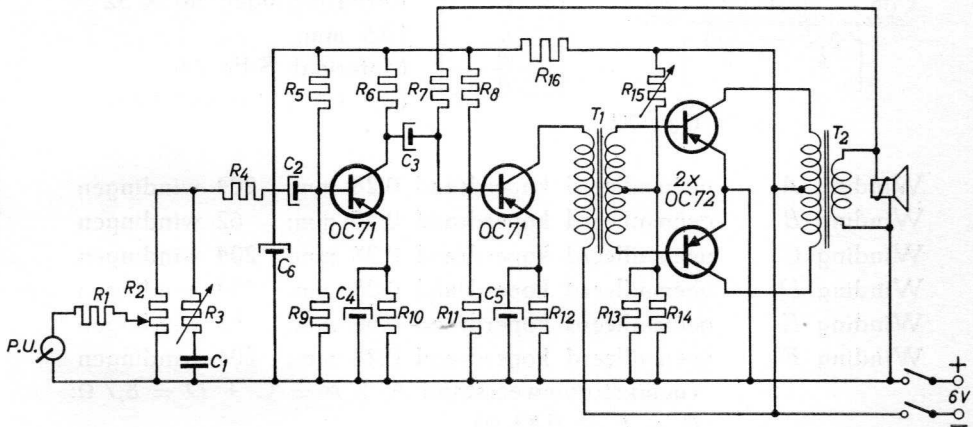


Fig. 106

$R_1$ : 330 k $\Omega$	$R_{10}$ : 1,8 k $\Omega$	$C_1$ : 0,012 $\mu\text{F}$ (keramisch)
$R_2$ : 500 k $\Omega$ (var.)	$R_{11}$ : 18 k $\Omega$	$C_2$ : 10 $\mu\text{F}$ (3 V)
$R_3$ : 100 k $\Omega$ (var.)	$R_{12}$ : 470 $\Omega$	$C_3$ : 32 $\mu\text{F}$ (3 V)
$R_4$ : 15 k $\Omega$	$R_{13}$ : NTC-weerstand	$C_4$ : 32 $\mu\text{F}$ (3 V)
$R_5$ : 82 k $\Omega$	130 $\Omega$ bij 25° C	$C_5$ : 100 $\mu\text{F}$ (3 V)
$R_6$ : 5,6 k $\Omega$	$R_{14}$ : 82 $\Omega$	$C_6$ : 100 $\mu\text{F}$ (12,5 V)
$R_7$ : 100 k $\Omega$	$R_{15}$ : 3 k $\Omega$ (var.)	
$R_8$ : 39 k $\Omega$	$R_{16}$ : 150 $\Omega$	
$R_9$ : 15 k $\Omega$		

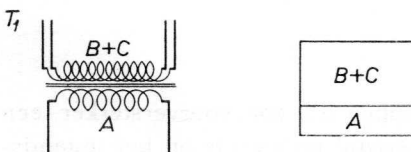


Fig. 106a

Transformator  $T_1$ :  
 Kernafmetingen: 31  $\times$  25  $\times$  8 mm.  
 Materiaal: NiFe 36.  
 (36 % Ni; 2 % Cu; 0,8 % Mn; rest Fe).

- Winding A geëmailleerd koperdraad 0,09 mm; 2100 windingen  
(gelijkstroomweerstand 300  $\Omega$ ).
- Winding B+C geëmailleerd koperdraad 0,18 mm; 600 windingen  
(bifilaire), (gelijkstroomweerstand 28 + 28  $\Omega$ ).

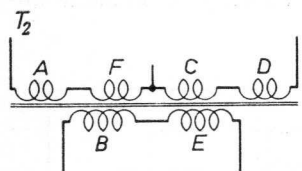


Fig. 106b

F
E
D
C
B
A

Transformator  $T_2$ :  
Kernafmetingen: 40  $\times$  32  $\times$   
10,5 mm.  
Materiaal: SiFe 2,6.  
(0,8-1,8 % Si; rest Fe).

- Winding A geëmailleerd koperdraad 0,28 mm; 204 windingen
- Winding B geëmailleerd koperdraad 0,50 mm; 62 windingen
- Winding C geëmailleerd koperdraad 0,28 mm; 204 windingen
- Winding D geëmailleerd koperdraad 0,28 mm; 204 windingen
- Winding E geëmailleerd koperdraad 0,50 mm; 62 windingen
- Winding F geëmailleerd koperdraad 0,28 mm; 204 windingen  
(gelijkstroomweerstand  $A + F = C + D = 8,7 \Omega$ ;  
 $B + E = 0,83 \Omega$ ).

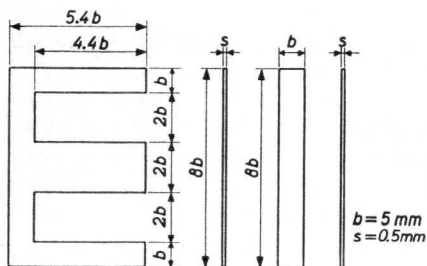


Fig. 106c

Transformator  $T_1$ :  
 $b = 3,9$  mm.  
 $s = 0,35$  mm.

Transformator  $T_2$ :  
 $b = 5$  mm.  
 $s = 0,5$  mm.

### Schemabeschrijving

De versterker bestaat uit drie trappen n.l. een voorversterker, een stuurtrap en een balansuitgang. De kristal pick-up is op het ingangscircuit van de voorversterker „aangepast” door de weerstand  $R_1$  in

genoemd circuit op te nemen. Dit betekent dat een gedeelte van de door de pick-up afgegeven spanning verloren gaat. Deze oplossing is echter goedkoper dan een aanpassingstransformator, die een zeer hoge primaire zelfinductie moet bezitten. De volumeregelaar  $R_2$  is in het ingangscircuit opgenomen om overbelasting van de volgende versterkertrappen te voorkomen. De toonregeling is uitgevoerd in de vorm van een  $RC$ -filter ( $R_3-C_1$ ).

De voorversterker en stuurtrap zijn met behulp van een  $RC$ -filter met elkaar gekoppeld. Dit betekent dat de energie-overdracht niet maximaal is, doch hier tegenover staat dat deze koppeling een gunstige invloed heeft op de frekwentiekarakteristiek van de versterker.

De stuurtrap en de balansuitgang zijn door middel van de transformator  $T_1$  (transformatieverhouding  $3,5 : 1 + 1$ ) met elkaar gekoppeld. Genoemde balansuitgang is met behulp van de variabele weerstand  $R_{15}$  in klasse B ingesteld, wat van groot belang is met het oog op de batterijvoeding. Door de aanpassingstransformator  $T_2$  is het mogelijk om een  $5 \Omega$  luidspreker op de versterker aan te sluiten.

In deze versterker is tegenkoppeling toegepast om de lineaire en niet-lineaire vervorming te verminderen. Aangezien genoemde vervorming hoofdzakelijk door de stuurtrap en eindtrap wordt veroorzaakt is alleen bij deze trappen tegenkoppeling toegepast.

Spanningstegenkoppeling wordt verkregen door de weerstand  $R_7$  tussen de secundaire van de uitgangstransformator en de basis van

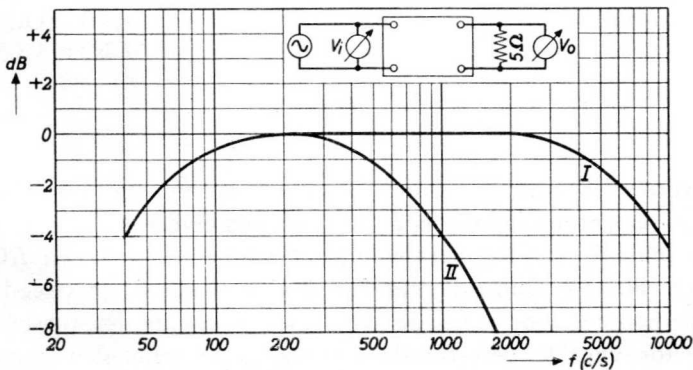


Fig. 107



de stuurtrap op te nemen. Hiermede wordt niet alleen de vervorming van de versterker zelf gereduceerd, doch ook de niet-lineaire impedantie van de luidspreker gecompenseerd (denk aan resonantieverschijnselen).

Tot slot is in fig. 107 de frekwentiekarakteristiek van de versterker getekend. De kromme I heeft betrekking op de stand „maximum aan hoge tonen” van de toonregelaar, terwijl de kromme II op de minimum stand van de toonregelaar betrekking heeft.

### 7) Een 2,5 watt versterker

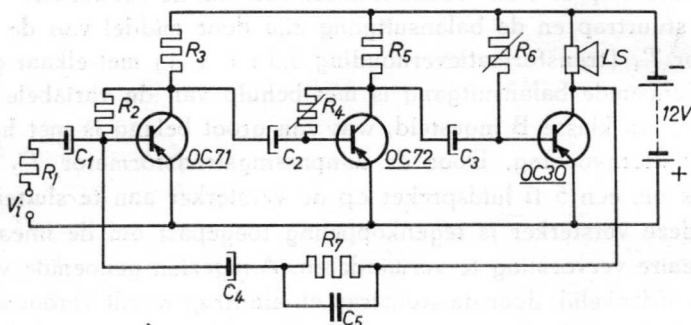


Fig. 108

$R_1$ :	10 k $\Omega$	$R_7$ :	zie tekst	$C_5$ :	zie tekst
$R_2$ :	56 k $\Omega$	$LS$ :	luidspreker ( $Z = 7 \Omega$ )	$TS_1$ :	OC71
$R_3$ :	1 k $\Omega$	$C_1$ :	10 $\mu F$ ( 3 V)	$TS_2$ :	OC72
$R_4$ :	2 k $\Omega$ (var.)	$C_2$ :	25 $\mu F$ ( 6 V)	$TS_3$ :	OC30
$R_5$ :	120 $\Omega$	$C_3$ :	80 $\mu F$ ( 6 V)		
$R_6$ :	1 k $\Omega$ (var.)	$C_4$ :	5 $\mu F$ (12 V)		

De versterker bestaat uit drie trappen n.l. een voorversterker met een OC71, een stuurtrap met een OC72 en een eindtrap met een OC30. De verschillende versterkertrappen zijn met behulp van een RC-netwerk met elkaar gekoppeld. Stabilisatie van de eerste en tweede trap wordt verkregen door resp. de weerstanden  $R_2$  en  $R_4$  tussen basis en collector van de betreffende transistors te schakelen, waardoor tevens een geringe tegenkoppeling wordt verkregen. De collectorstroom

van de stuurtrap wordt ingesteld met behulp van de variabele weerstand  $R_4$  en wel zodanig dat de collectorspanning 1,2 volt bedraagt. De eindtransistor wordt eveneens met behulp van een weerstand tussen basis en collector ( $R_6$ ) ingesteld en wel zodanig dat de collector-spanning 6,25 volt bedraagt. Naar keuze kan een frekwentie-afhankelijke spanningstegenkoppeling ( $R_7-C_5$ ) worden doorgevoerd, dit laatste afhankelijk van de eventuele eisen die aan de frekwentiekarakteristiek van de versterker worden gesteld. In fig. 109 is deze frekwentiekarakteristiek getekend. De kromme A geeft de frekwentiekarakteristiek

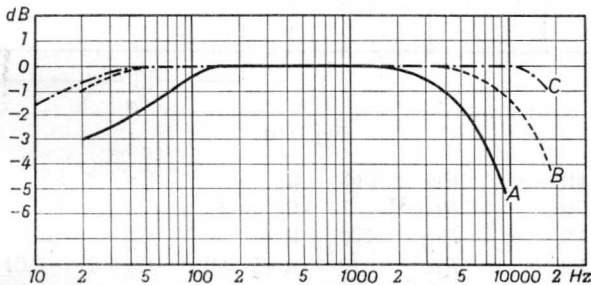


Fig. 109

ristiek weer voor het geval geen tegenkoppeling is toegepast, de krommen B en C hebben betrekking op tegenkoppeling waarbij in het geval B de waarden van  $R_7$  en  $C_5$  resp. 0,22 M $\Omega$  en 30 pF bedragen, terwijl voor de kromme C deze waarden resp. 82 k $\Omega$  en 100 pF zijn.

### 8) Een 15 watt versterker

In fig. 110 is het principeschema van een 15 watt versterker getekend. De versterker is zodanig geconstrueerd dat hij kan worden aangesloten op een batterijspanning van 14 volt.

#### *Ingangstransformator van de eindtrap*

Wikkerverhouding 2 : 1 + 1 (secundaire bifilair gewikkeld).

De primaire zelfinductie is > 150 mH bij 250 mA gelijkstroom.

De gelijkstroomweerstand van de primaire wikkeling is < 2  $\Omega$ , terwijl

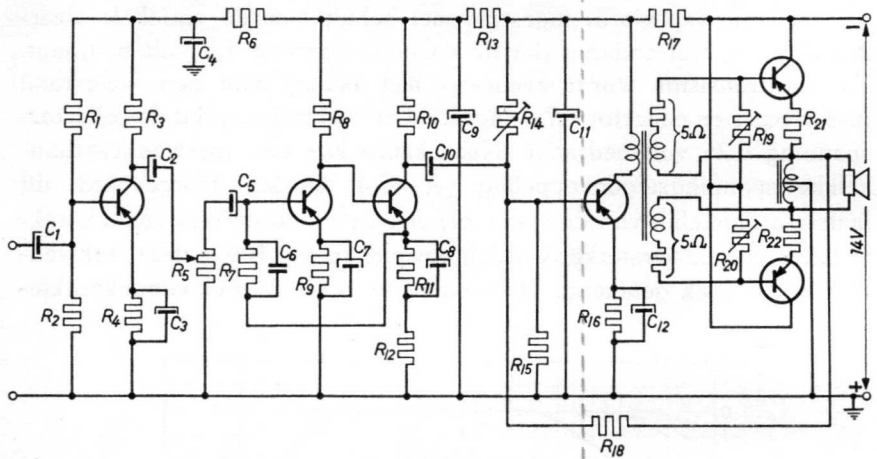


Fig. 110

$R_1$ : 18 k $\Omega$	$R_{13}$ : 68 $\Omega$	$C_3$ : 100 $\mu\text{F}$ ( 6 V)
$R_2$ : 10 k $\Omega$	$R_{14}$ : 1 k $\Omega$ (var.)	$C_4$ : 100 $\mu\text{F}$ (12 V)
$R_3$ : 3,9 k $\Omega$	$R_{15}$ : 220 $\Omega$	$C_5$ : 20 $\mu\text{F}$ (12 V)
$R_4$ : 3,9 k $\Omega$	$R_{16}$ : 10 $\Omega$ ( $\frac{1}{2}$ W)	$C_6$ : 0,01 $\mu\text{F}$
$R_5$ : 10 k $\Omega$ (log.)	$R_{17}$ : 3,9 $\Omega$ ( $\frac{3}{4}$ W)	$C_7$ : 100 $\mu\text{F}$ ( 6 V)
$R_6$ : 1 k $\Omega$	$R_{18}$ : 1,8 k $\Omega$	$C_8$ : 500 $\mu\text{F}$ ( 6 V)
$R_7$ : 2,2 k $\Omega$	$R_{19}$ : 500 $\Omega$ (var.)	$C_9$ : 100 $\mu\text{F}$ (12 V)
$R_8$ : 1,8 k $\Omega$	$R_{20}$ : 500 $\Omega$ (var.)	$C_{10}$ : 10 $\mu\text{F}$ (12 V)
$R_9$ : 1 k $\Omega$	$R_{21}$ : 0,5 $\Omega$ ( $1\frac{1}{2}$ W)	$C_{11}$ : 1000 $\mu\text{F}$ (12 V)
$R_{10}$ : 120 $\Omega$	$R_{22}$ : 0,5 $\Omega$ ( $1\frac{1}{2}$ W)	$C_{12}$ : 1000 $\mu\text{F}$ ( 6 V)
$R_{11}$ : 120 $\Omega$	$C_1$ : 10 $\mu\text{F}$ ( 6 V)	$TS_{1-3}$ : OC72
$R_{12}$ : 3,3 $\Omega$	$C_2$ : 20 $\mu\text{F}$ (12 V)	$TS_{4-6}$ : OC16

de gelijkstroomweerstand van de secundaire wikkeling 5  $\Omega$  + 5  $\Omega$  bedraagt.

De weerstand van elke helft van de secundaire wikkeling moet 5  $\Omega$   $\pm$  10 % bedragen.

Indien de weerstand van de wikkelingen kleiner is, moeten extra weerstanden in het ingangscircuit worden opgenomen om de bovengenoemde waarde te bereiken.

Voor de eerste drie versterkertrappen zijn transistors van het type OC72, voor de driver en balansuitgang transistors van het type OC16 gebruikt.

### Schemabeschrijving

Voor aansluiting van een luidspreker met een weerstand van  $15 \Omega$  is een smoorspoel met middenaftakking gebruikt, waarvan de totale gelijkstroomweerstand  $< 0,2 \Omega$  en de zelfinductie  $> 100 \text{ mH}$  bedraagt.

De eindtrap wordt gevormd door een balansschakeling van twee transistors van het type OC16, ingesteld in klasse B. De weerstanden  $R_{21}$  en  $R_{22}$  ( $0,5 \Omega$ ) dienen voor de temperatuurstabilisatie bij een omgevingstemperatuur hoger dan  $\pm 25^\circ \text{ C}$ . De collectorstroom wordt voor elke transistor apart ingesteld op  $30 \text{ mA}$  bij een omgevingstemperatuur van  $25^\circ \text{ C}$ . De piekstroom bedraagt bij een temperatuur van  $55^\circ \text{ C}$  bij volle uitsturing  $3 \text{ A}$ , wat overeenkomt met een dissipatie van  $5 \text{ Watt}$  per transistor. Dit betekent dat bij de opstelling en montage van deze transistors rekening dient te worden gehouden met voldoende warmte-afgifte (monteren op metalen chassis van voldoende grootte).

Om de vervorming tot een minimum terug te brengen is tegenkoppeling van de luidspreker op het ingangscircuit van de stuurtrap toegepast.

In de stuurtrap is eveneens een transistor van het type OC16 opgenomen, die ingesteld is in klasse A. De collectorstroom van deze transistor wordt ingesteld op  $250 \text{ mA}$ .

De voorversterker is op de gebruikelijke manier geschakeld, alleen met dit verschil dat de transistors  $TS_2$  en  $TS_3$  direct zijn gekoppeld, d.w.z. zonder tussenschakeling van een RC-netwerk.

### 9) Een eenvoudige zakradio

Deze zakradio, waarvan het principe-schema is afgebeeld in fig. 111, bestaat uit een afgestemde kring ( $L_{1-2} - C_1$ ), een detector (de germaniumdiode  $X_1$ ) en een L.F.-versterker.

De L.F.-versterker, die gevoed wordt vanuit een 4-volt batterij, is in hoofdstuk V reeds uitvoerig behandeld.

De hoogfrequentiespanning aanwezig over de afgestemde kring wordt gedetecteerd teruggevonden over de detectieweerstand  $R_1$ , die als volumeregelaar is uitgevoerd.

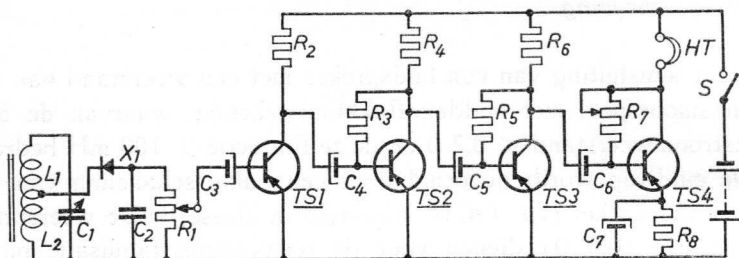


Fig. 111

$R_1$ :	47 k $\Omega$	$C_1$ :	100 pF (var.)	$X_1$ :	OA79
$R_2$ :	5,6 k $\Omega$	$C_2$ :	820 pF	$TS_1$ :	OC71
$R_3$ :	220 k $\Omega$	$C_3$ :	5 $\mu$ F	$TS_2$ :	OC71
$R_4$ :	3,9 k $\Omega$	$C_4$ :	5 $\mu$ F	$TS_3$ :	OC71
$R_5$ :	120 k $\Omega$	$C_5$ :	5 $\mu$ F	$TS_4$ :	OC71
$R_6$ :	2,2 k $\Omega$	$C_6$ :	5 $\mu$ F	$HT$ :	hoofdtelefoon (2000 $\Omega$ )
$R_7$ :	100 k $\Omega$ (var.)	$C_7$ :	8 $\mu$ F		
$R_8$ :	470 $\Omega$				

De spoel  $L_{1-2}$  is op een ferriet staaf gewikkeld, het aantal benodigde wikkelingen is afhankelijk van de afmetingen van deze staaf. De aftakking voor de diode X 1 is op ongeveer  $\frac{1}{10}$  van het aantal wikkelingen aangebracht.

## 10) Draagbare batterijontvanger

### Schemabeschrijving

In fig. 112 is het schema getekend van een draagbare batterijontvanger, die door een 6-volt batterij wordt gevoed. In het H.F.- en M.F.-gedeelte zijn batterijbuizen opgenomen, terwijl het L.F.-gedeelte is voorzien van transistors. De voor de buizen benodigde anodespanning ( $\pm 45$  volt) wordt geleverd door een omvormer, die de 6-volt batterijspanning omtransformeert in 45-volt gelijkspanning. Het H.F.- en M.F.-gedeelte van deze ontvanger komt overeen met dat van de conventionele batterij-ontvangers.

Het signaal afkomstig van de staafantenne wordt toegevoerd aan  $g_3$  van de mengbuis DK96. Genoemd rooster bezit een kleine positieve voorspanning ( $\pm 0,7$  volt) t.o.v. de gloeidraad doordat de positieve zijde van de gloeidraad geaard is. Het oscillatorsignaal wordt verkregen door terugkoppeling van  $g_2$  op  $g_1$  (via de H.F.-transformator  $L_2-L_3$ ). Het M.F.-signaal wordt na te zijn versterkt door de DF96 aan de germaniumdiode OA79, die als detector fungeert, toegevoerd. Deze detector levert in de eerste plaats het L.F.-signaal, dat wordt toegevoerd aan de L.F.-versterker, die in het voorgaande reeds uitvoerig is beschreven en in de tweede plaats de regelspanning voor de buizen DK96 en DF96, waardoor de automatische sterkteregeling tot stand komt.

#### Spoel- en transformatorgegevens

$L_1$ : 43 windingen van litsedraad op ferroxcube, spoelhouder  $40 \times 12 \times 10$  mm, kern no. 56 681 62/4B.

$L_2/L_3$ : respectievelijk 109,5 windingen geëmailleerd koperdraad  $\varnothing 0,07$  mm en 70,5 windingen geëmailleerd koperdraad  $\varnothing 0,07$  mm; spoellengte 2 mm; spoeldiameter 7 mm; kern poederijzer.

$L_4/L_5$  en  $L_6/L_7$ : M.F.-transformatoren type AP 1001/52.

De transformatoren  $TR_1$  en  $TR_2$  zijn dezelfde als die van de reeds eerder beschreven 200 mW versterker.

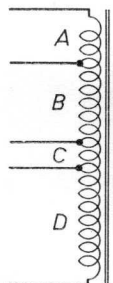
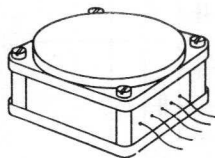


Fig. 113a



$TR_3$ :

Wikkeling A met zijde omwonden koperdraad 0,25 mm; 31 windingen.

Wikkeling B met zijde omwonden koperdraad 0,25 mm; 84 windingen.

Wikkeling C met zijde omwonden koperdraad 0,25 mm; 15 windingen.

Wikkeling D met zijde omwonden koperdraad 0,25 mm; 131 windingen.

De transformator is als auto-transformator gewikkeld, zonder isolatie tussen de wikkelingen. De lichtspleet bedraagt 60  $\mu$ .

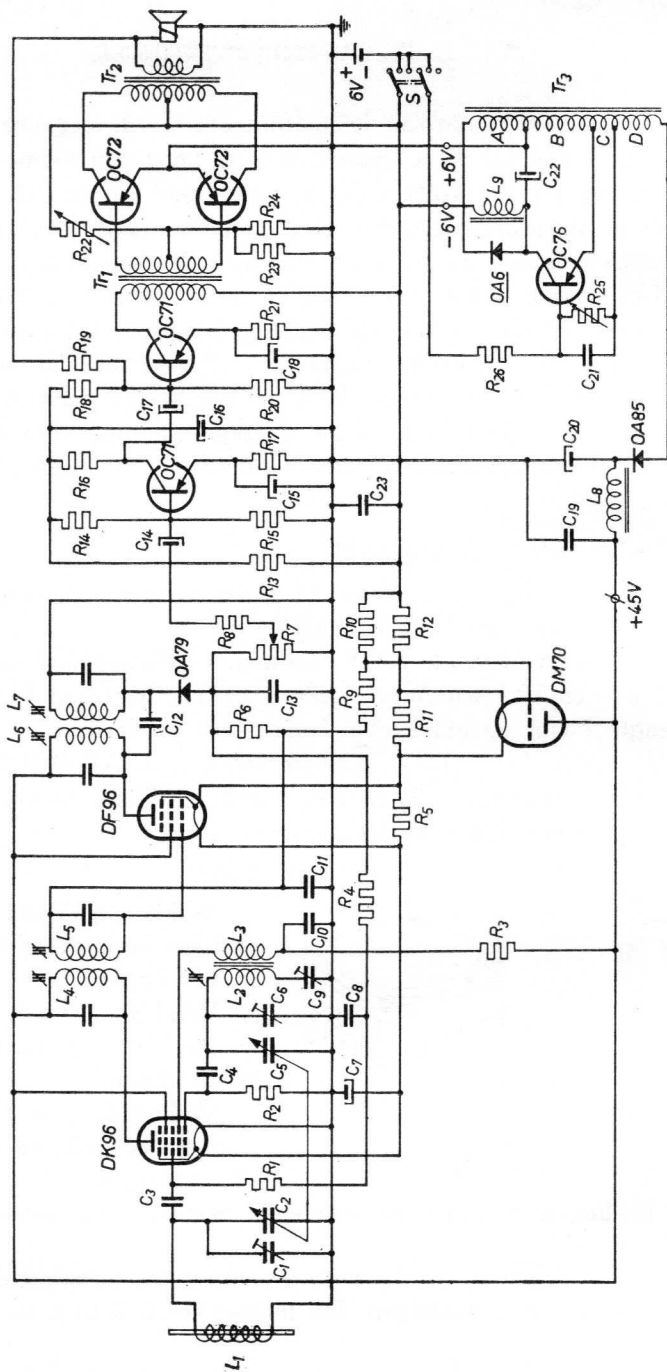
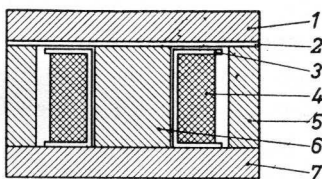


Fig. 112

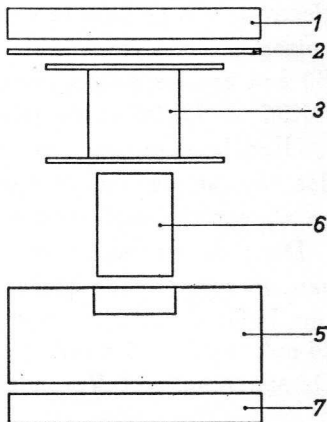
$R_1$ : 1 M $\Omega$	$R_{10}$ : 1,8 M $\Omega$	$R_{19}$ : 100 k $\Omega$
$R_2$ : 27 k $\Omega$	$R_{11}$ : 420 $\Omega$	$R_{20}$ : 18 k $\Omega$
$R_3$ : 12 k $\Omega$	$R_{12}$ : 68 $\Omega$	$R_{21}$ : 470 $\Omega$
$R_4$ : 1 M $\Omega$	$R_{13}$ : 150 $\Omega$	$R_{22}$ : 1— 3 k $\Omega$ (var.)
$R_5$ : 820 $\Omega$	$R_{14}$ : 82 k $\Omega$	$R_{23}$ : 82 $\Omega$
$R_6$ : 3,9 M $\Omega$	$R_{15}$ : 15 k $\Omega$	$R_{24}$ : 130 $\Omega$ (NTC)
$R_7$ : 50 k $\Omega$ (var.)	$R_{16}$ : 5,6 k $\Omega$	$R_{25}$ : 1 k $\Omega$ (var.)
$R_8$ : 8,2 k $\Omega$	$R_{17}$ : 1,8 k $\Omega$	$R_{26}$ : 2,2 k $\Omega$
$R_9$ : 2,7 M $\Omega$	$R_{18}$ : 39 k $\Omega$	
$C_1$ : 6—30 pF (trimmer)	$C_{14}$ : 10 $\mu$ F ( 6 V)	
$C_2/C_5$ : 2 x 500 pF (var.)	$C_{15}$ : 32 $\mu$ F ( 6 V)	
$C_3$ : 120 pF (keramisch)	$C_{16}$ : 100 $\mu$ F (12,5 V)	
$C_4$ : 47 pF (keramisch)	$C_{17}$ : 32 $\mu$ F ( 3 V)	
$C_6$ : 6—30 pF (trimmer)	$C_{18}$ : 100 $\mu$ F (12,5 V)	
$C_7$ : 8 $\mu$ F (6 V)	$C_{19}$ : 0,1 $\mu$ F (papier)	
$C_8$ : 0,047 $\mu$ F (papier)	$C_{20}$ : 3,2 $\mu$ F (70 V)	
$C_9$ : 470 pF (trimmer)	$C_{21}$ : 0,05 $\mu$ F	
$C_{10}$ : 0,047 $\mu$ F (papier)	$C_{22}$ : 100 $\mu$ F (12,5 V)	
$C_{11}$ : 0,047 $\mu$ F (papier)	$C_{23}$ : 0,068 $\mu$ F	
$C_{12}$ : 1,8 pF (keramisch)	$L_8$ : 1 mH	
$C_{13}$ : 0,001 $\mu$ F (keramisch)	$L_9$ : 1 mH	

Fig. 113b



- 1—7 schijven ferroxcube,  
 2 papier, dikte 60  $\mu$ ,  
 3 spouhouder 88 488,  
 4 spoel,  
 5 ring ferroxcube,  
 6 kern ferroxcube.

De kern is verkrijgbaar onder type-  
 nummer D 25/16 - 10.00 - 3B2.





### Het gloeistroomcircuit

De in serie geschakelde gloeidraden van de buizen worden rechtstreeks vanuit de batterij gevoed.

In fig. 114 is het gloeistroomcircuit apart getekend.

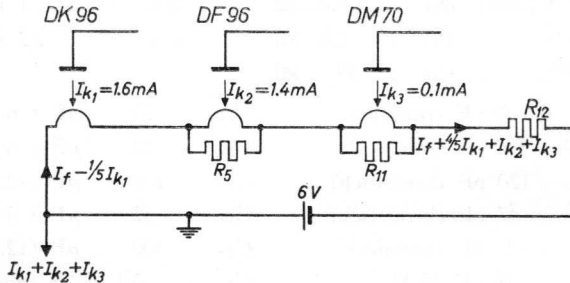


Fig. 114

De anodestroom van de buizen DK96, DF96 en DM70, die eveneens door het gloeistroomcircuit vloeit, wordt gecompenseerd door parallel aan de gloeidraden van de DF96 en de DM70 weerstanden te schakelen. Voor de DK96 is dit niet nodig, want van deze buis is de positieve aansluiting van de gloeidraad direct met de positieve electrode van de batterij verbonden. De gloeistroom bedraagt voor deze buizen 25 mA, terwijl de gloeispanning voor elke buis 1,4 volt is. Bij een anodespanning van 45 volt bedraagt de anodestroom van de DK96, de DF96 en de DM70 resp. 1,6 mA, 1,4 mA en 0,1 mA.

Een beschouwing die buiten het kader van dit werkje valt leert dat  $\frac{1}{5}$  van de anodestroom naar de positieve gloeidraadaansluiting en  $\frac{4}{5}$  van de anodestroom naar de negatieve aansluiting vloeit.

Door de weerstand  $R_{12}$  vloeit bijgevolg een stroom, die gelijk is aan de som van de gloeistroom  $I_f$ ,  $\frac{4}{5}$  van de anodestroom  $I_{k1}$  (zie fig. 114), de anodestroom  $I_{k2}$  en de anodestroom  $I_{k3}$  of in getallen  $25 \text{ mA} + \frac{4}{5} \times 1,6 \text{ mA} + 1,4 \text{ mA} + 0,1 \text{ mA} = 27,8 \text{ mA} = 0,0278 \text{ A}$ . De spanning over  $R_{12}$  moet  $6 - 3 \times 1,4 = 1,8$  volt bedragen, zodat

de weerstandswaarde van  $R_{12} = \frac{1,8}{0,0278} = 64,8 \Omega$  is.

Gekozen is een standaardweerstand met een waarde die hier het dichtst bij ligt ( $68 \Omega$ ).

De gelijkspanningsomvormer van de versterker wordt in het volgende voorbeeld apart besproken.

### 11) Een gelijkspanningsomvormer

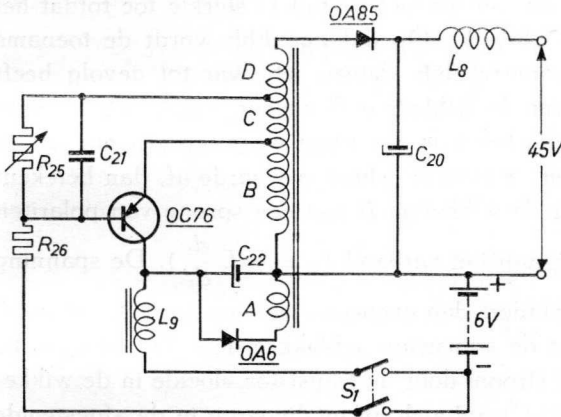


Fig. 115

In fig. 115 is het principeschema van een gelijkspanningsomvormer getekend. Een dergelijke omvormer wordt veelvuldig in ontvangers, waarin de hoog- en middenfrequentversterking door elektronenbuizen en de laagfrequentversterking door transistors wordt bewerkstelligd, toegepast. Een dergelijke omvormer die de batterijspanning van 6 volt omtransformeert tot een gelijkspanning van 45 volt, levert dan de spanning benodigd voor de voeding van de anode en het schermrooster van de electronenbuizen.

Wordt de schakelaar  $S_1$  gesloten, dan zal er een gelijkstroom in het circuit, batterij-wikkeling  $B$ , transistor-smooispoel  $L_9$ -batterij, gaan vloeien. Uit de  $I_c$ - $V_{ce}$  karakteristiek van de transistor (zie fig. 116) blijkt, dat de inwendige weerstand van de transistor klein is voor waarden van  $V_{ce}$ , die beneden de kniespanning liggen. Dit betekent dat, nadat de schakelaar  $S_1$  is gesloten, over de wikkeling  $B$  een constante spanning aanwezig is. In boven-

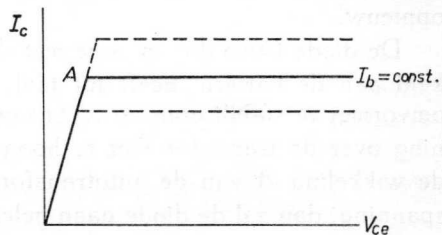


Fig. 116

genoemd circuit zal dus een gelijkstroom vloeien die lineair met de tijd in waarde toeneemt. Over de wikkeling  $C$  ontstaat eveneens een spanning waarvan de polariteit zodanig is, dat de basis van de transistor negatief is t.o.v. de emitter (kwestie van wikkelen). Aangezien tussen basis en emitter van de transistor een constante spanning aanwezig is, zal de basisstroom  $I_b$  eveneens constant blijven.

De stroom  $I_c$  neemt dus lineair met de tijd in sterkte toe totdat het punt  $A$  (zie fig. 116) is bereikt. Op dat ogenblik wordt de toename van de stroom ineens aanmerkelijk kleiner, iets wat tot gevolg heeft dat ook de spanning over de wikkeling  $B$  kleiner wordt. Een kleiner worden van deze spanning heeft op zijn beurt weer een afname van de stroom tot gevolg. Neemt de stroom echter in waarde af, dan betekent dit dat de spanning over de wikkeling  $B$  met een sprong van polariteit verandert. (Denk hierbij aan het verband  $I_B = -L \frac{d_i}{dt}$ ).

De spanning over de wikkeling  $C$  verandert dan eveneens met een sprong van polariteit met als gevolg dat de transistor geblokkeerd is. De energie die gedurende de tijd dat er stroom door de transistor vloeide in de wikkeling  $B$  is opgehoopt ( $\frac{1}{2} L_B I^2$ ) zal zich nu uitslingeren in de afgestemde kring, die wordt gevormd door de zelfinductie  $B$  en de parasitaire capaciteit van deze wikkeling, zodat over genoemde wikkeling een wisselspanning ontstaat.

Genoemde wisselspanning wordt vervolgens omhoog getransformeerd en daarna gelijkgericht met behulp van de germaniumdiode OA85, waardoor de condensator  $C_{20}$  wordt opgeladen. De energie die gedurende de tijd dat de transistor stroom geleidde in de wikkeling  $B$  was opgehoopt, wordt dus nu overgedragen op de condensator  $C_{20}$ . Nadat dit heeft plaats gevonden begint het hierboven beschreven proces opnieuw.

De diode OA6 die, in serie met de wikkeling  $A$ , parallel is geschakeld aan de batterij, heeft tot taak om de uitgangsspanning van de omvormer te stabiliseren en tevens ervoor zorg te dragen dat de spanning over de transistor niet te hoog wordt. Wordt de spanning over de wikkeling  $A$  van de autotransformator n.l. groter dan de batterijspanning, dan zal de diode gaan geleiden, zodat de spanning over deze wikkeling en bijgevolg ook de spanning over de wikkelingen  $B + C + D$

niet groter kan worden.

Om de schakeling te laten aanlopen heeft de basis een kleine voorspanning die wordt verkregen door de spanningsdeler  $R_{26}-R_{25}$ .

## 12) Een transistor radio-ontvanger

In fig. 117 is het schema afgebeeld van een complete ontvanger waarbij de versterking wordt verkregen door transistors. In het H.F.- en M.F.-gedeelte zijn daartoe transistors van het type OC44 en OC45 opgenomen, terwijl de L.F.-versterker is uitgerust met transistors van het type OC71 en OC72. De ontvanger wordt gevoed vanuit een batterij met een spanning van 9 volt. De gevoeligheid van de ontvanger bedraagt 150—200  $\mu\text{V}$ , terwijl de maximaal bruikbare veldsterkte groter is dan 1 volt/meter.

Deze ontvanger is samengesteld uit een zelf-oscillerende mengtrap, twee M.F.-versterkertrappen, een detector, twee L.F.-versterkers en een uitgangsschakeling. De mengtrap is uitgevoerd als beschreven in hoofdstuk V, zodat de werking van deze trap zonder meer duidelijk zal zijn. De M.F.-versterkertrappen zijn onderling door bandfilters met elkaar gekoppeld. Deze Philips-bandfilters zijn als complete eenheden onder 925/452 en AP1001/52 in de handel verkrijgbaar. De instelling van de beide transistors die de M.F.-versterking verzorgen geschiedt door resp. de weerstanden  $R_5$  en  $R_7$ , die tussen basis en collector van deze transistors zijn aangebracht. Het M.F.-signaal wordt gedetecteerd door de germaniumdiode OA79. De detectieweerstand wordt gevormd door de serieschakeling van de weerstand  $R_9$  en de ingangsweerstand van de eerste L.F.-versterkertrap. De volumeregelaar  $R_{12}$  is opgenomen in de collectorketen van de eerste L.F.-versterkertrap en niet zoals gebruikelijk is in het detectorcircuit. De automatische volumeregeling wordt verkregen door over de ferriet antenne een diode OA90 te schakelen.

De antennekring wordt bijgevolg in meer of mindere mate gedempt, dit laatste afhankelijk van de grootte van de gelijkspanning aanwezig over  $R_{11}$ . De basisspanning van de mengtransistor OC44 (ingesteld met behulp van de spanningsdeler  $R_1-R_2$ ) bedraagt 1 volt. De span-

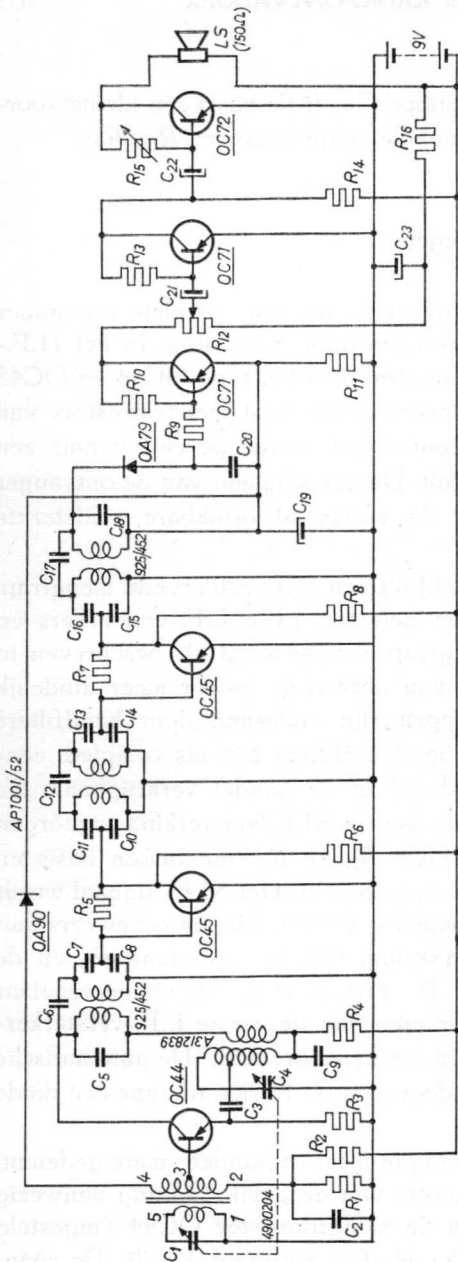


Fig. 117

R <sub>1</sub> :	1 kΩ	R <sub>11</sub> :	1 kΩ	C <sub>6</sub> :	2,2 pF	C <sub>15</sub> :	1800 pF
R <sub>2</sub> :	8,2 kΩ	R <sub>12</sub> :	1 kΩ (var.)	C <sub>7</sub> :	110 pF	C <sub>16</sub> :	110 pF
R <sub>3</sub> :	2,2 kΩ	R <sub>13</sub> :	120 kΩ	C <sub>8</sub> :	4700 pF	C <sub>17</sub> :	2,2 pF
R <sub>4</sub> :	6,8 kΩ	R <sub>14</sub> :	2,2 kΩ	C <sub>9</sub> :	47000 pF	C <sub>18</sub> :	195 pF
R <sub>5</sub> :	120 kΩ	R <sub>15</sub> :	50 kΩ (var.)	C <sub>10</sub> :	1800 pF	C <sub>19</sub> :	100 μF
R <sub>6</sub> :	6,8 kΩ	R <sub>16</sub> :	1 kΩ	C <sub>11</sub> :	110 pF	C <sub>20</sub> :	1500 pF
R <sub>7</sub> :	120 kΩ	C <sub>1/C<sub>4</sub></sub> :	49 002 04	C <sub>12</sub> :	0,8 pF	C <sub>21</sub> :	8 μF
R <sub>8</sub> :	6,8 kΩ	C <sub>2</sub> :	47000 pF	C <sub>13</sub> :	195 pF	C <sub>22</sub> :	8 μF
R <sub>9</sub> :	47 kΩ	C <sub>3</sub> :	10000 pF	C <sub>14</sub> :	3300 pF	C <sub>23</sub> :	100 μF
R <sub>10</sub> :	1 MΩ	C <sub>5</sub> :	195 pF				

ning aanwezig over  $R_{11}$  bedraagt, wanneer geen signaal aan de antenne wordt toegevoerd, 0,5 volt, veroorzaakt door de emitterstroom van de eerste L.F.-versterker die door deze weerstand vloeit. De diode OA90 is bijgevolg met een spanning van  $\frac{1}{2}$  volt gesperd.

Wordt nu een sterk signaal in de antenne geïnduceerd dan wordt de spanning over  $R_{11}$  groter dan 1 volt, dit betekent dat de diode OA90 gaat geleiden waardoor de antennekring wordt gedempt en de effectieve antennehoogte en dus ook de gevoeligheid van de ontvanger afneemt.

De L.F.-versterker behoeft na de reeds eerder besproken schakelingen geen nadere toelichting, alleen zij vermeld dat de dimensionering van de eindtrap zodanig is dat een hoogohmige luidspreker ( $Z = 150 \Omega$ ) direct kan worden aangesloten. Indien een laagohmige luidspreker wordt toegepast dient bijgevolg een aanpassingstransformator te worden tussengeschakeld.

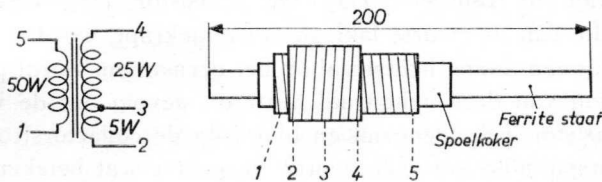


Fig. 117a

Tot slot is in fig. 117a de wikkelverhouding en wijze van wikkelen aangegeven van de ferrite antenne.

### 13) Lichtstraalrelais

Zoals bekend bezitten halfgeleiders de eigenschap om een elektrische stroom beter te geleiden wanneer energie in de vorm van warmte of licht aan genoemd materiaal wordt toegevoerd. Van deze eigenschap kan gebruik worden gemaakt bij zgn. verklikker- of beveiligingsinstallaties. Voorbeelden hiervan zijn brandbeveiligingsinstallaties, welke in werking treden als de temperatuur te hoog wordt, en installaties om een deur automatisch te laten opengaan, in dit laatste geval wordt een lichtstraal onderbroken.

In fig. 118 is het prinsipeschema van een lichtstraalrelais getekend.

$R_1$ :	6,8 k $\Omega$
$R_2$ :	4,7 k $\Omega$
$R_3$ :	1 k $\Omega$
$R_4$ :	1 k $\Omega$
$R_5$ :	2,2 k $\Omega$
$R_6$ :	47 $\Omega$
$R_7$ :	1 k $\Omega$
$C_1$ :	1000 $\mu$ F (12,5 V)
$C_2$ :	100. $\mu$ F (12,5 V)
$TS_1$ :	OC71
$TS_2$ :	OC71
$X_1$ :	OA85
$R_e$ :	relais (1500 $\Omega$ , 7 mA)

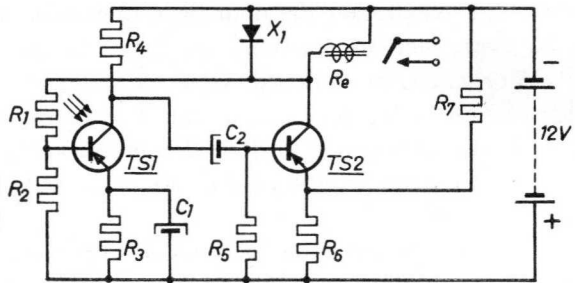


Fig. 118

De schakeling bestaat uit een zgn. flip-flop-schakeling van twee transistors, waarbij het mechanische relais is opgenomen in het collectorcircuit van de transistor  $TS_2$ . De transistor  $TS_1$ , waarvan een klein gedeelte van de zwarte laklaag is weggekrapt, wordt nu zodanig opgesteld dat een dunne lichtstraal op het germanium wordt geworpen. Onderbreking van deze lichtstraal heeft tot gevolg dat de weerstand van de transistor  $TS_1$  toeneemt en bijgevolg de collectorstroom daalt. De collectorspanning van  $TS_1$  wordt nu groter wat betekent, dat de basis van  $TS_2$  meer negatief wordt t.o.v. de emitter, waardoor de collectorstroom van  $TS_2$  op zijn beurt weer toeneemt en het relais  $R_e$  wordt bekrachtigd. Na een korte tijdsduur (afhankelijk van de grootte van  $C_2$  en  $R_5$ ) ontladde de condensator  $C_2$  zich echter, waardoor de collectorstroom van  $TS_2$  weer afneemt en het relais afvalt, zodat de stabiele uitgangstoestand is teruggekeerd.

#### 14) Toerenteller voor benzinemotoren

Deze elektrische toerenteller van verbrandingsmotoren berust op het feit dat in het ontstekingscircuit van een benzinemotor impulsvormige spanningen optreden. Telkens wanneer de vonkvorming plaats vindt worden deze impulsvormige spanningen in de primaire van de bobine opgewekt. Deze impulsen worden nu benut om het telwerk te

sturen. Volgens dit principe is het ook mogelijk om toerentellers voor andere industriële machines te construeren. Er dient dan aan het draaiende deel waarvan het aantal toeren moet worden bepaald een stroomonderbreker te worden bevestigd, terwijl in de stroomketen een zelf-inductie moet worden opgenomen.

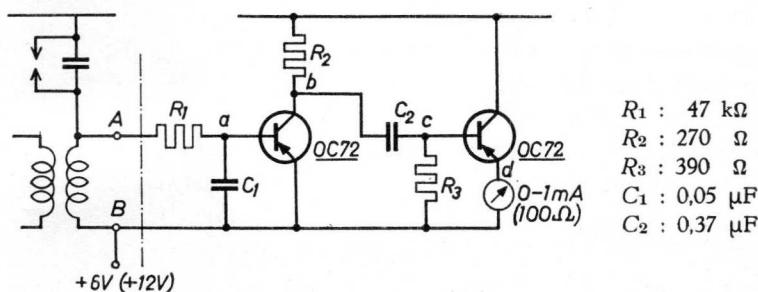


Fig. 119

Links van de streep-stiplijn in fig. 119 is de onderbreker met bobine getekend, terwijl rechts het prinsipeschema van de toerenteller is afgebeeld. De spanning over de primaire van de ontstekingstransformator (spanning tussen de punten A en B) wordt toegevoerd aan de ingang van de toerenteller. In het collectorcircuit van de eerste transistor wordt daardoor een kanteelspanning opgewekt *b* in figuur 120. Deze kanteel-



Fig. 120

spanning wordt na te zijn gedifferentieerd door het *RC*-filter, dat voor de koppeling tussen beide transistors zorgdraagt, toegevoerd aan de basis van de tweede transistor. (De vorm van de gedifferentieerde spanning is aangegeven onder *c*.) Deze tweede transistor werkt als een schakelaar en wel zodanig dat hij alleen op de negatieve impulsen reageert, bij de positieve impulsen wordt de transistor n.l. gesperd, want



dan wordt de basis positief t.o.v. de emitter. Wanneer de tijdconstante voldoende laag is gekozen zal dus de mA-meter in het emittercircuit van de tweede transistor een uitslag geven die evenredig is met de frekwentie en dus met het aantal omwenteling per minuut.

Het verband tussen de aanwijzing van de mA-meter en het aantal omwentelingen per min. is weergegeven in fig. 121. Deze kromme wordt voor elk apparaat experimenteel vastgelegd.

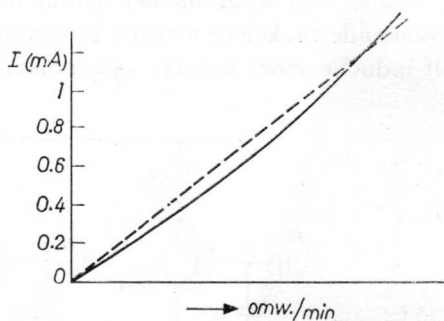


Fig. 121