

**SCHAKELEN
MET TRANSISTORS**

PHILIPS TECHNISCHE BIBLIOTHEEK

SCHAKELLEN MET TRANSISTORS

D. J. W. SJOBBEMA

ACHTSTE HERZIENE DRUK

PHILIPS TECHNISCHE BIBLIOTHEEK

In de Philips Technische Bibliotheek zijn ook uitgaven van dit boek verschenen in het
Duits, Engels, Fins, Frans en Spaans
142 pagina's en 145 figuren
U.D.C. nr. 621.318.57 : 621.382.3

N.V. Philips' Gloeilampenfabrieken, Eindhoven, 1969



PHILIPS

Merken van N.V. Philips' Gloeilampenfabrieken

Eerste druk 1960
Tweede uitgebreide druk 1961
Derde gewijzigde druk 1962
Vierde druk 1963
Vijfde uitgebreide druk 1964
Zesde druk 1966
Zevende druk 1967
Achtste herziene druk 1969

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

VOORWOORD

Ruim 10 jaren na het wereldkundig maken van de uitvinding van de transistor heeft bovengenoemd schakelement zich reeds van een uiterst belangrijke plaats in de elektronica verzekerd. Dit laatste is in niet onbelangrijke mate te danken aan de bijzondere eigenschappen van de transistor, waardoor het gebruik van dit schakelement in vele gevallen is te prefereren boven dat van de elektronenbuis. Er zijn zelfs toepassingen te vermelden waarbij de transistor de elektronenbuis reeds gedeeltelijk of geheel heeft verdrongen, zoals dat bijv. 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 schakelement wordt geconfronteerd.

Dit boekje is dan ook in eerste instantie bedoeld om technici en studenten 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 enz. zal aantreffen, doch geen uitvoerige wiskundige verhandelingen.

D. J. W. SJOBBEMA

VOORWOORD BIJ DE ZESDE DRUK

In het licht van de snelle ontwikkeling van de transistortechniek wordt in deze zesde druk een hoofdstuk gewijd aan een beschrijving van enkele momenteel toegepaste fabricagetechnieken.

Februari 1966

D. J. W. SJOBBEMA

VOORWOORD BIJ DE ACHTSTE DRUK

Mede door de ontwikkeling van de technologie is het mogelijk om transistors voor nagenoeg elk doel te produceren. Dit betekent dat het toepassingsgebied zich nog steeds uitbreidt, iets wat ten koste gaat van de elektronenbuis. Moderne radio- en televisie-ontvangers bevatten dan ook nagenoeg geen elektronenbuizen meer. Een en ander had tot gevolg dat enkele hoofdstukken van dit boek zijn bijgewerkt, terwijl ook de uitgewerkte voorbeelden door meer actuele zijn vervangen.

Augustus 1969

D. J. W. SJOBBEMA

INHOUDSOPGAVE

	Pag.
Hoofdstuk I.	
INLEIDING	1
De constructie van een vermogenstransistor	1
Elektronenbuis-transistor	3
Hoofdstuk II.	
FYSISCHE GRONDSLAGEN	4
Het begrip halfgeleider	4
De binding van de atomen	6
N- en P-materiaal	12
De PN-overgang	16
De werking van de transistor	18
Hoofdstuk III.	
EIGENSCHAPPEN VAN TRANSISTORS	22
De drie basisschakelingen	22
De I_c - V_{ce} -karakteristiek	25
De I_b - V_{be} -karakteristiek	27
De stroomversterking	29
De spanningsversterking	31
De energieversterking	33
De ingangsweerstand	34
De uitgangsweerstand	36
Hoofdstuk IV.	
TEMPERATUURINVLOEDEN OP HET GEDRAG VAN DE TRANSISTOR	38

Hoofdstuk V.

SCHAKELTECHNIEK	42
I. Versterkerschakelingen voor signalen met een lage frequentie	42
<i>De volumeregeling</i>	52
<i>De eindversterking</i>	55
<i>De eindversterker ingesteld in klasse A</i>	55
<i>De balansschakeling met twee transistors in klasse B</i>	58
<i>De single-ended push-pull-schakeling</i>	63
<i>De toonregeling</i>	65
<i>De tegenkoppeling</i>	67
II. Versterkerschakelingen voor hoogfrequente signalen	69
<i>De MF-versterker</i>	71
III. Oscillatorschakelingen	74
IV. De mengschakeling	76
V. Detectieschakelingen	78
VI. De automatische sterkteregeling	80
VII. De Darlington-schakeling	81

Hoofdstuk VI.

IMPULSTECHNIEK	83
Stroomketen met batterij en weerstand	83
Stroomketen met batterij, weerstand en condensator	84
Het differentiatornetwerk	90
De transistor fungerend als schakelaar	92
De a-stabiele multivibrator	93
De bi-stabiele multivibrator	96
De blokkeeroscillator	97

Hoofdstuk VII.

METINGEN	100
1) Het bepalen van de I_C - V_{CE} -karakteristiek	100
2) Het bepalen van α'	101
3) De I_B - V_{BE} -karakteristiek	102
4) De ingangsweerstand	102
5) De uitgangsweerstand	103

6) Bepaling I_{co}'	104
7) De afsnijfrequentie $f_{c\alpha}'$	104

Hoofdstuk VIII.

ENKELE PRAKTISCHE WENKEN VOOR MONTAGE EN REPARATIE	106
--	-----

Hoofdstuk IX.

OVERZICHT VAN VEELVULDIG TOEGEPASTE HALFGELEIDERS	112
---	-----

Hoofdstuk X

VOORBEELDEN VAN SCHAKELINGEN	113
1) Een signaalvervolger (signal tracer)	116
2) Een lichtdimmer	116
3) Een intercom-systeem via het lichtnet	119
4) Een hoorapparaat met 3 transistors	120
5) Een elektronische thermometer	121
6) Een 2,5 watt versterker	123
7) Temperatuurregeling van een oliebad	124
8) Een gestabiliseerd voedingsapparaat	125
9) Een gelijkspanningsomvormer	127
10) Stuurrelais met fototransistor	129
11) Toerenteller voor benzinemotoren	131
12) Voedingsapparaat voor 6 tot 16 V en 0,7 A	133
13) Een gevoelige gelijkspanningsvoltmeter	134

TREFWOORDENREGISTER	136
---------------------------	-----

HOOFDSTUK I

INLEIDING

In het jaar 1947 werd door de Amerikaanse natuurkundigen Bardeen en Brattain een nieuwe methode aangegeven om een elektrisch signaal te versterken. Ze maakten hierbij gebruik van een schakelement met drie aansluitingen dat door hen „transistor” werd genoemd. Het woord transistor is ontstaan door samenvoeging van de cursief gedrukte delen van de woorden *transformer* (transformator) en *resistor* (weerstand).

De achtergrond hiervan zal de lezer duidelijk worden in de volgende hoofdstukken.

De werking van genoemde transistors berust op bepaalde eigenschappen van een speciaal soort stoffen, die worden aangeduid met de verzamelnaam halfgeleiders. De halfgeleiders die het meest voor dit doel worden gebruikt, zijn de elementen germanium (Ge) en silicium (Si).

Sedert de eerste uitvoering van de transistor in 1947 hebben deze elektronische onderdelen een stormachtige ontwikkeling doorgemaakt die in eerste instantie is toe te schrijven aan de intensieve studies, gemaakt van de technologische problemen. Was het in het begin slechts mogelijk om transistors voor elektrische signalen met lage frequenties en geringe vermogens te fabriceren, thans ligt de situatie geheel anders. Het een en ander heeft tot gevolg dat momenteel transistors worden toegepast in de meest uiteenlopende soorten van elektronische apparatuur.

Uit de transistortechniek heeft zich op haar beurt de techniek van de geïntegreerde kristalchakelingen ontwikkeld. De moderne fabricagemethoden maken het tegenwoordig n.l. mogelijk om twee of meer transistors in hetzelfde kristal onder te brengen. De bijbehorende weerstanden kunnen in dat geval eveneens in het kristal worden aangebracht.

De constructie van een vermogenstransistor

In fig. 1 is een transistor afgebeeld zoals die wordt gebruikt voor het ver-

sterken van elektrische signalen in eindtrappen van laagfrequent versterkers. Het eigenlijke transistorelement, waarin de signaalversterking plaats vindt, is bij dit soort transistors ondergebracht in een metalen behuizing die direct

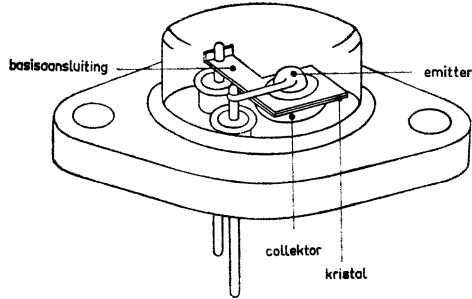


Fig. 1

tegen het chassis wordt gemonteerd om zodoende een goede warmtegeleiding te verkrijgen (afvoer van de warmte die in de transistor wordt ontwikkeld). Opgemerkt zij nog dat er ook transistors in de handel worden gebracht (geschikt voor kleinere vermogens) die zijn uitgerust met een behuizing van kunststof dan wel glas.

In fig. 2 is een dwarsdoorsnede afgebeeld van het eigenlijke transistorelement waarin de signaalversterking plaats vindt; zij het dat deze dwarsdoorsnede sterk is vergroot.

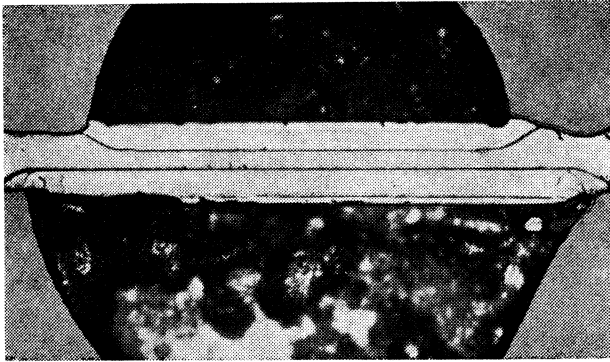


Fig. 2

Elektronenbuis-transistor

Wordt een transistor vergeleken met een elektronenbuis dan zijn de volgende verschillpunten te vermelden die in het voordeel van de transistor uitvallen.

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 bepaalde buistypen bijna 80% van het totaal opgenomen vermogen bedraagt.
2. Doordat bij een transistor geen gebruik wordt gemaakt van thermische emissie zal genoemde transistor direct na inschakeling werken (geen opwarmtijd zoals bij elektronenbuizen het geval is).
3. Een transistor is door zijn compacte bouw veel meer bestand tegen schokken en trillingen dan een elektronenbuis (denk hierbij o.a. aan het vacuüm, dat in een elektronenbuis heerst, waardoor genoemde buis zeer kwetsbaar is).
4. Een transistor werkt met relatief lage bedrijfsspanningen, wat betekent dat geen hoogspanningsbron nodig is.

Tegenover deze punten, die alle in het voordeel van de transistor uitvallen, staat ook een punt waarbij de transistor in het nadeel is t.o.v. de klassieke elektronenbuis nl. :

De grote temperatuurgevoeligheid van de transistor. Dit laatste geldt zowel voor wat betreft temperatuurschommelingen als de maximum toelaatbare temperatuur. Bij de germaniumtransistor bedraagt laatstgenoemde temperatuur ± 75 °C; bij de siliciumtransistor ± 150 °C.

Uit bovenstaande punten blijkt dat een transistor zich bij uitstek leent voor apparatuur die wordt blootgesteld aan schokken en trillingen (denk bijv. aan de luchtvaart en autoradio) en zuinig moet zijn in verbruik (hoorapparaten, draagbare radio- en TV-apparaten, enz.).

Na bovenstaande opsomming van slechts enkele toepassingsmogelijkheden (in bovengenoemde voorbeelden heeft de transistor de elektronenbuis nagenoeg geheel verdrongen) zullen thans de verschillende soorten halfgeleidermateriaal nader worden bestudeerd.

HOOFDSTUK II

FYSISCHE GRONDSLAGEN

Het begrip halfgeleider

In het voorafgaande is reeds enkele malen gesproken over een bepaalde groep materialen die wordt aangeduid met de verzamelnaam „halfgeleider”. Als voorbeeld hiervan werden silicium en germanium genoemd.

In het nu volgende zal worden nagegaan, wat eigenlijk onder een halfgeleider wordt verstaan en wat de specifieke eigenschappen van dit soort materialen 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 afgebeeld in fig. 3. In deze gra-

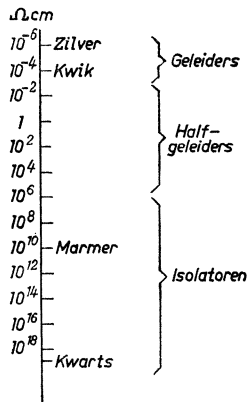


Fig. 3

fiek is tevens een 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 gemeten, echter met dit verschil dat de temperatuur van het te onderzoeken materiaal tijdens de meting wordt opgevoerd. Het blijkt nu dat alle geleiders 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.

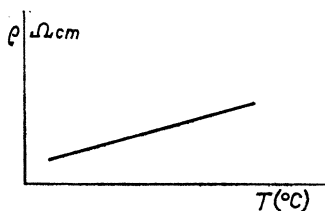


Fig. 4

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

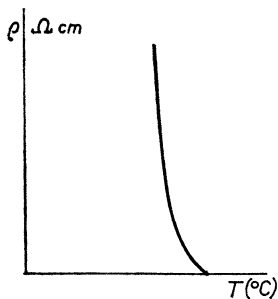


Fig. 5

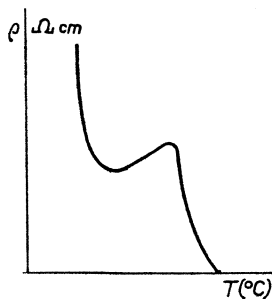


Fig. 6

deze temperatuur bijgevolg aanmerkelijk lager dan voor kwarts (ca. 1000 à 2000 °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 krijgt om daarna bij een nog hoger worden van de temperatuur 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. Voorbeelden van dergelijke halfgeleiders, ook wel intrinsieke halfgeleiders genaamd, zijn zeer zuiver germanium en silicium.

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. De genoemde watermolecule is bijv. opgebouwd uit twee waterstofatomen en één zuurstofatoom, in totaal dus drie atomen.

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

Alle atoomsoorten hebben echter één eigenschap gemeen, nl. dat ze bestaan uit een positief geladen kern waar zich één of meer elektronen met zeer grote snelheid in gesloten banen omheenbewegen.

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 elektron in een cirkelvormige baan beweegt. Elektrisch gesproken is het waterstofatoom neutraal. Dit betekent dat de positieve lading van de atoomkern even groot moet zijn als de negatieve lading van het elektron, dat er zich omheen beweegt.

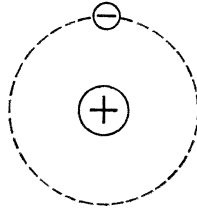


Fig. 7

De bouw van het siliciumatoom blijkt veel gecompliceerder te zijn. Om de kern van dit atoom bewegen zich 14 elektronen. De atoomkern bezit bij gevolg een positieve lading waarvan de grootte gelijk is aan die van 14 elektronen, want ook het siliciumatoom is evenals trouwens elk ander onbeschadigd atoom elektrisch gesproken neutraal.

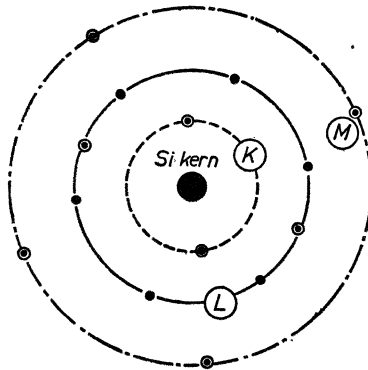


Fig. 8

In het nu volgende zal echter alleen aandacht worden geschonken aan de elektronen, die zich rond de atoomkern bewegen, aangezien deze elek-

tronen in belangrijke mate verantwoordelijk blijken te zijn voor de eigenschappen die in de vorige paragraaf zijn geconstateerd.

Genoemde elektronen kunnen worden gegroepeerd naar de energie die ze bezitten. Bij het siliciumatoom kunnen de 14 elektronen aldoende in 3 groepen, meestal aangeduid als schillen, worden verdeeld.

De eerste groep (de zgn. K-schil), bevat de elektronen met de minste energie en wordt gevormd door 2 elektronen. De tweede groep (L-schil) bevat 8 elektronen en de derde (M-schil) 4 elektronen. In fig. 8 is één en ander in tekening gebracht.

Het reeds eerder beschouwde waterstofatoom bezit één elektron, dat voor wat betreft de hoeveelheid 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 elektronen en verder dat een schil, waarin één of meerdere elektronen ontbreken (een zgn. incomplete schil), zal trachten deze elektronen van buitenaf aan te vullen. Er bestaan verschillende mogelijkheden waarop dit kan plaats vinden, doch ons interesseert slechts één mogelijkheid nl. die van de covalente binding. In het geval van het waterstofatoom ontbreekt volgens het bovenstaande slechts één elektron 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 waterstofatomen zich met elkaar dan ontstaat een

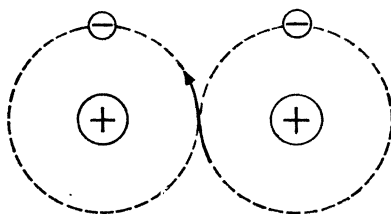


Fig. 9

situatie als getekend in fig. 9. Rond elke waterstofkern bewegen zich nu twee elektronen, het eigen elektron en het elektron 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.

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 elektronen bezit;

neon, dat er 10 bezit ($2 + 8$), (complete K- en L-schil); en

argon met 18 elektronen ($2 + 8 + 8$) (complete K-, L- en M-schil).

Silicium bezit 14 elektronen en komt bijgevolg 4 elektronen in de M-schil te kort om een edelgasschil te verkrijgen. Dit betekent dat het siliciumatoom zich met 4 naburige atomen zal verbinden waardoor de stabiele toestand met 18 elektronen wordt bereikt.

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

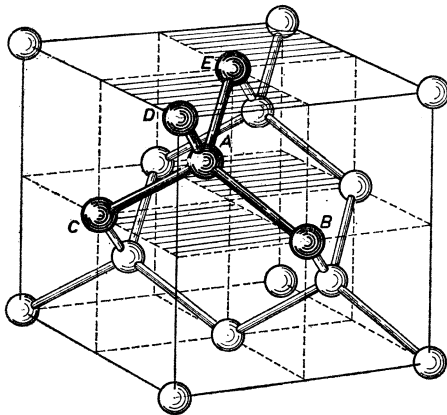


Fig. 10

De atomen zijn in deze figuur aangegeven door kleine ballen, terwijl de onderlinge binding tussen de atomen, hier voorgesteld door staafjes, wordt gevormd door twee elektronen nl. van elk siliciumatoom één. Het Si-atoom A is zodoende gebonden met de Si-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 Si-atomen wordt aangeduid als de kristalstructuur van het silicium.

Bij het absolute nulpunt ($-273\text{ }^{\circ}\text{C}$) zijn al de valentie-elektronen, dat zijn de elektronen, die de binding tussen de atomen onderling tot stand brengen (bij het Si-atoom dus de vier elektronen in de buitenste of M-schil) aan de betreffende atomen gebonden. Dit betekent dat er geen vrije elektronen in het kristal aanwezig zijn m.a.w. dat de betreffende stof een prima isolator is. Ook silicium 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 siliciumkristal toegevoerd dan zullen de atomen in trilling geraten, waardoor de binding tussen de atomen onderling kan worden verzwakt.

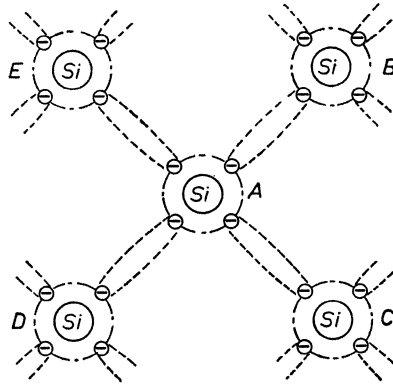


Fig. 11

In fig. 11 is een Si-atoom getekend, dat is gebonden met 4 andere Si-atomen. Deze figuur is dus gelijk aan fig. 10 met dit verschil dat het geheel nu niet ruimtelijk doch in een plat vlak is getekend. De binding tussen het Si-atoom A en de vier omliggende Si-atomen wordt stuk voor stuk door 2 valentie-elektronen, 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 elektronen (dit zijn dan elektronen uit de buitenste schil, die de binding tussen de atomen onderling tot stand brengen) zich uit het verband losmaken en zich als vrij elektron in het kristal rondbewegen. Er ontstaat dan een situatie als getekend in fig. 12. Dit laatste betekent dat de geleidbaarheid van het silicium zal toenemen naarmate

meerdere elektronen worden losgemaakt, iets wat gebeurt naargelang meer energie, dus bijv. meer warmte aan het kristal wordt toegevoerd.

In fig. 12 heeft een elektron de binding tussen de atomen A en B verlaten met als gevolg dat deze binding dus nog door slechts één valentie-elektron wordt onderhouden. Gesteld dat het losgemaakte elektron behoort tot de M-schil van atoom A. Dit betekent dan dat in deze M-schil een elektronenhiat, meestal „gat” genaamd, optreedt. Het Si-atoom is nu niet meer elektrisch neutraal, doch vertegenwoordigt een positieve lading, die voor wat betreft de grootte gelijk is aan die van één elektron. Dit betekent dat aan

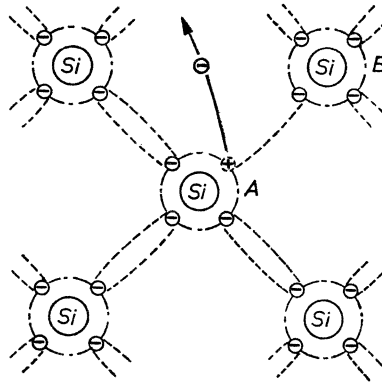


Fig. 12

het gat een positieve lading moet worden toegeschreven, waardoor het een aantrekkende kracht uitoefent op vrije elektronen. Vult een vrij elektron, 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 elektronen worden vrijgemaakt als er recombinaties optreden, bestaat er bij een bepaalde temperatuur een evenwichtstoestand. Dit betekent dat voor een bepaalde temperatuur het aantal vrije elektronen constant is. Wordt de temperatuur opgevoerd dan zal ook het aantal vrije elektronen toenemen. Daar de geleidbaarheid van het betreffende materiaal afhankelijk is van het aantal vrije elektronen, zal genoemde geleidbaarheid dus ook afhankelijk zijn van de temperatuur. Wordt de tempera-

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

N- en P-materiaal

Fosfor is een element waarvan de atomen 5 elektronen in de buitenste schil hebben. Wordt silicium verontreinigd met een element als fosfor, dan ontstaat een situatie als getekend in fig. 13.

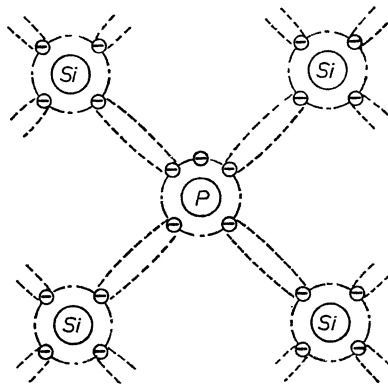


Fig. 13

De fosforatomen, die verre in de minderheid zijn t.o.v. de siliciumatomen (veelal één fosforatoom op 100.000.000 siliciumatomen), zullen

bijgevolg in de kristalstructuur van het silicium worden opgenomen. Dit betekent dat 4 van de 5 elektronen uit de buitenste schil van het fosforatoom een binding zullen aangaan ~~aan~~ met een elektron uit de buitenste schil van de omliggende siliciumatomen, het 5e elektron daarentegen blijft vrij.

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

Het bovenstaande verklaart dus het reeds eerder vastgestelde gedrag van bepaalde soorten halfgeleiders.

Het gedrag van de halfgeleiders, zoals afgebeeld in fig. 6, geldt zodoende voor verontreinigd halfgeleidermateriaal.

Silicium, dat is verontreinigd met 5-waardig materiaal als fosfor, wordt aangeduid als N-silicium. De letter N heeft betrekking op negatief, want er is in deze siliciumsoort reeds bij kamertemperatuur een zeer groot aantal vrije elektronen. Op dezelfde manier wordt ook gesproken van N-germanium.

N-Si

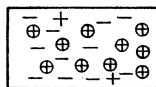


Fig. 14

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

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

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

Deze gaten zijn ontstaan doordat een aantal elektronen die de binding tussen de siliciumatomen onderling verzorgen, door bepaalde omstandigheden (toegevoerde energie in de vorm van bijv. warmte) zijn vrijgekomen.

Het bovenstaande kan als volgt schematisch worden voorgesteld:

N-silicium	{	ontstaan door	{	donors ($+$ lading)
		verontreiniging met fosfor		vrije elektronen ($-$)
		ontstaan als gevolg van de toegevoerde energie	{	vrije elektronen ($-$)
				gaten ($+$)

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

Borium is een element waarvan de atomen 3 elektronen in de buitenste schil hebben. Wordt silicium verontreinigd met een element als borium dan ontstaat een situatie als getekend in fig. 15. De boriumatomen zullen, daar ze sterk in de minderheid zijn t.o.v. de siliciumatomen, in het kristalrooster van het silicium worden opgenomen. Dit betekent dat het boriumatoom op de reeds bekende wijze met 3 siliciumatomen wordt gebonden, terwijl het vierde siliciumatoom slechts door één elektron met het boriumatoom is gebonden, want het boriumatoom bezit slechts 3 valentie-elektronen. In deze binding ontbreekt dus één elektron, m.a.w. er is als gevolg van de verontreiniging een gat ontstaan. Dit gat wordt weer opgevuld met een valentie-elektron van een naburig siliciumatoom, zodat het gat zich verplaatst. Het boriumatoom, meestal „acceptor” genoemd, bezit nu 4 elektronen in de buitenste schil en zal bijgevolg een negatieve lading vertegen-

woordigen, want het is neutraal met 3 elektronen in de buitenste schil. Silicium, dat verontreinigd is met atomen die 3 elektronen in de buitenste schil bezitten, wordt P-silicium genoemd. De letter P duidt op positief en wil zeggen dat in deze siliciumsoort een groot aantal gaten aanwezig is.

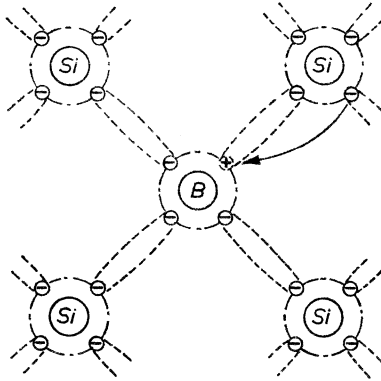


Fig. 15

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

P-Si

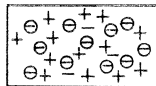
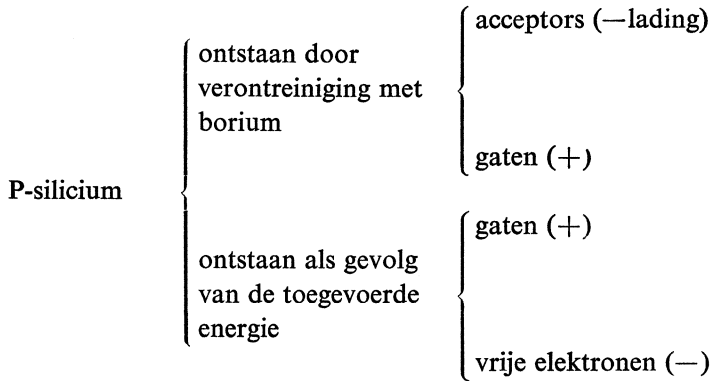


Fig. 16

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

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

Het P-silicium kan als volgt schematisch worden voorgesteld:



Opgemerkt zij nog dat zowel N- als P-silicium elektrisch gesproken neutraal zijn, want de som van de elektrische ladingen van de verschillende ladingdragers zowel mobiel als niet-mobiel is gelijk nul.

Wat hier gezegd is van silicium geldt ook voor germanium en andere halfgeleiders, zodat in het vervolg wordt gesproken van N- en P-materiaal.

De PN-overgang

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

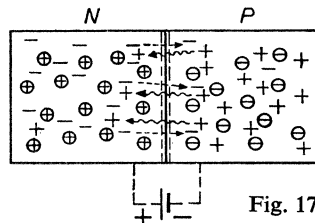


Fig. 17

In fig. 17 is een dergelijke PN-overgang getekend. De donors, vrije elektronen en gaten in het N-materiaal zijn hierin voorgesteld door resp. de

symbolen \oplus , $-$ en $+$. De acceptors, gaten en vrije elektronen in het P-materiaal door de symbolen \ominus , $+$ en $-$. Op het eerste gezicht lijkt de situatie vrij eenvoudig. De gaten uit het P-materiaal zullen zich naar de vrije elektronen in het N-materiaal begeven en omgekeerd, waarna het grootste gedeelte van de gaten en vrije elektronen in beide soorten halfgeleidermateriaal zich zal recombineren. Een nadere beschouwing leert echter dat deze redenering niet opgaat, want de aanwezigheid van de donors en acceptors, die ook ladingdragers zijn, is hier verwaarloosd. Op het ogenblik dat een dergelijke PN-overgang tot stand komt, zal zich inderdaad een aantal elektronen van het N-materiaal naar het P-materiaal begeven, alwaar een tekort aan vrije elektronen heerst. In het P-materiaal 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-materiaal een positieve lading opgebouwd (de donors van het N-materiaal en gaten afkomstig van het P-materiaal).

Aan de PN-overgang ontstaat als gevolg van deze ladingverschuiving een spanningssprong (contact-potentiaal), waarbij het P-materiaal negatief wordt t.o.v. het N-materiaal. Deze contact-potentiaal verhindert nu een verder doorstromen van elektronen en gaten. Bijvoorbeeld ondervinden de vrije elektronen in het N-materiaal in het overgangsgebied een afstotende werking van de negatieve lading geconcentreerd aan de overgang van het P-materiaal. Dit heeft tot gevolg dat alleen elektronen en gaten die een grotere energie vertegenwoordigen, dus een grotere snelheid hebben, deze barrière nog kunnen doorbreken. Tussen beide soorten halfgeleidermateriaal bevindt zich bijgevolg een uiterst dunne zone, waarin geen mobiele ladingdragers aanwezig zijn. Genoemde zone gedraagt zich zodoende als een isolator. Ter oriëntatie zij vermeld dat de breedte van dit gebied $\pm 1 \mu\text{m}$ bedraagt.

Om gemakkelijker met de potentiaalsprong aan de PN-overgang te kunnen werken zal genoemd potentiaalverschil 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 een batterij. De potentiaalsprong aan de PN-overgang is nu gelijk aan de som van de batterijspanning en het oorspron-

kelijk heersende contact-potentiaal. Dit betekent dat nog minder elektronen en gaten in staat zijn om deze overgang te passeren. De zone aan de PN-overgang waarin zich geen mobiele ladingdragers bevinden zal dus in dit

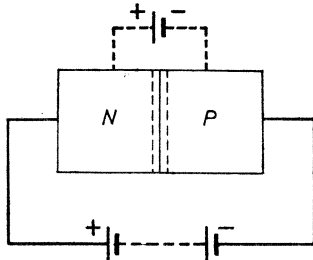


Fig. 18

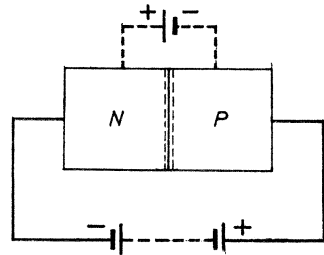


Fig. 19

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 elektronen en gaten de overgang kunnen passeren en wel meer naarmate de aangelegde spanning groter wordt. Zie fig. 19. De zone waarin geen mobiele ladingdragers voorkomen, is in dit geval kleiner dan $1 \mu\text{m}$ en 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 blokkeert. Van deze eigenschap wordt o.a. gebruik gemaakt bij germanium- en siliciumdiodes.

De werking van de transistor

Uit het vorige hoofdstuk is reeds bekend dat een transistor bestaat uit drie lagen halfgeleidermateriaal 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-materiaal, die van elkaar zijn gescheiden door een laag N-materiaal. Er ontstaan zodoende twee PN-overgangen. De linker overgang is aangesloten op een batterij en wel zodanig dat de polari-

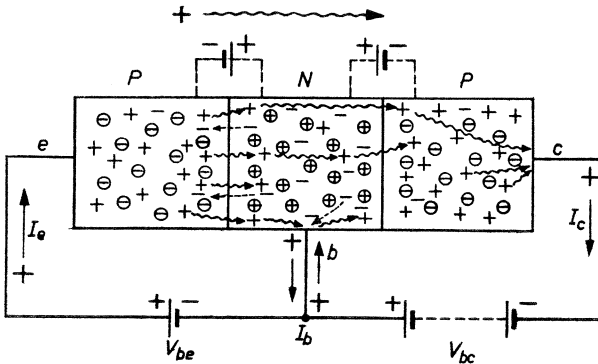


Fig. 20

teit van de batterijspanning V_{be} tegengesteld is aan die van de potentiaal-sprong over genoemde overgang.

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

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

Anders is het echter gesteld met de gaten in het N-materiaal en de vrije elektronen in het P-materiaal, ook wel minderheidsdragers genoemd, daar de gaten in het N-materiaal verre in de minderheid zijn t.o.v. het aantal vrije elektronen en het aantal vrije elektronen in het P-materiaal verre in de minderheid is t.o.v. het aantal gaten.

De gaten in het N-materiaal, die voor het grootste deel afkomstig zijn van het linker P-materiaal en slechts voor een klein deel zijn ontstaan als gevolg

van toegevoerde energie in de vorm van warmte, althans bij niet te hoge temperaturen, ondervinden een aantrekkende kracht afkomstig van het rechter P-materiaal. Aan de rechter PN-overgang heerst nl. een spanning die gelijk is aan de som van het contact-potentiaal (afkomstig van de opgebouwde ladingen in P- en N-materiaal) en de aangelegde batterijspanning V_{bc} en waarvan de polariteit zodanig is dat het P-materiaal negatief is t.o.v. het N-materiaal. Als gevolg van deze krachtwerking zal er een gatenstroom naar het rechter P-materiaal vloeien. De grootte van deze gatenstroom wordt bepaald door twee factoren nl.:

- a. De hoeveelheid aanwezige gaten in het N-materiaal.
- b. De grootte van de aangelegde batterijspanning V_{bc} (aangenomen is hierbij dat de temperatuur constant blijft).

De invloed van punt b is slechts klein vergeleken met die van punt a.

Om dezelfde redenen als hierboven beschreven, zullen de vrije elektronen in het rechter P-materiaal zich naar het N-materiaal begeven.

In de linker stroomketen (+ V_{be} , e, P-materiaal, PN-overgang, N-materiaal, b, $-V_{be}$) vloeit een stroom I_e (emitterstroom) als aangegeven in fig. 20. De PN-overgang in deze keten fungeert als een diode in geleidende toestand. Bij punt e wordt door de batterij als het ware een + stroom in het P-materiaal gepompt, vandaar dat dit punt de „emitter” wordt genoemd.

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

Opgemerkt zij nog dat hier met de +-stroom is gewerkt en niet de elektronenstroom om het geheel niet te gecompliceerd te maken.

Uit het bovenstaande blijkt dat de stroom I_c kleiner is dan de stroom I_e .

Een verandering in grootte van de gatenstroom I_e heeft dus een evenredige variatie van I_c tot gevolg, want de stroom I_c is afhankelijk van het aantal gaten dat de linker PN-overgang passeert.

In fig. 21 is een NPN-transistor getekend.

Na het voorafgaande zal de werking van deze transistor duidelijk zijn.

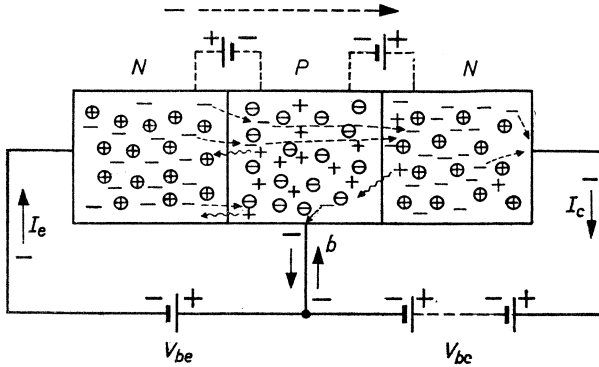


Fig. 21

Alleen zij nog opgemerkt dat de transistorwerking nu plaats vindt door middel van een elektronenstroom, 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 V_{bc} en V_{be} leveren, omgekeerd moet zijn.

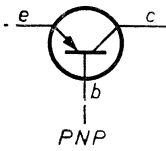


Fig. 22

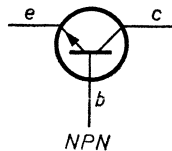


Fig. 23

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-materiaal) 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 dit hoofdstuk zullen de elektrische eigenschappen van de transistor aan een nader onderzoek worden onderworpen. Om nl. 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 nl. drie elektroden. Bij de transistor zijn dit achtereenvolgens de emitter, de basis en de collector. Bij de triode resp. de katode, 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 katode 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 katode.

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

In fig. 24 zijn naast elkaar getekend een triode in roosterbasisschakeling en de daarmee overeenkomende transistorschakeling, de basisschakeling. In beide schakelingen is de middelste elektrode resp. het rooster en de basis geaard. Bij de buisschakeling heeft de batterij tussen katode en rooster tot taak om het rooster een bepaalde negatieve voorspanning (V_g) te geven t.o.v.

de katode, terwijl de batterij tussen rooster en anode zorg draagt voor het juiste spanningsverschil tussen katode 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 nl. met behulp van de batterijen tussen basis en emitter en basis en collector.

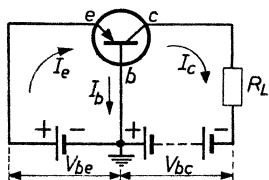


Fig. 24a

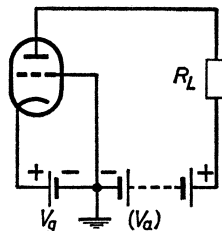


Fig. 24b

Uit fig. 24a 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 de ingangs- of emitterketen vloeit de stroom I_e , terwijl in de uitgangs- of collectorketen de stroom I_c vloeit. De pijlen geven de richting van de gatensroom in beide stroomketens aan. Het blijkt nu dat een kleine toename van de emitterstroom, voorgesteld door ΔI_e , een kleine toename van de collectorstroom (ΔI_c) tot gevolg heeft. Aangenomen wordt hierbij dat spanning V_{bc} constant blijft.

Onder de stroomversterkingsfactor α wordt verstaan het quotiënt van ΔI_c en ΔI_e .

$$\alpha = \frac{\Delta I_c}{\Delta I_e} \quad (V_{bc} = \text{constant})$$

Deze stroomversterkingsfactor heeft een waarde kleiner dan 1, daar de collectorstroom kleiner is dan de emitterstroom.

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

In de ingangs- of basisketen vloeit de basisstroom I_b , terwijl in de uitgangs- of collectorketen de collectorstroom I_c vloeit. In fig. 25a geven de pijlen weer de richting van de gatenstroom aan. Een kleine toename van de basisstroom (voorgesteld door ΔI_b) heeft bij deze schakeling (bij constante V_{ce})

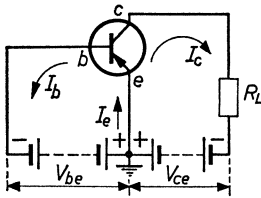


Fig. 25a

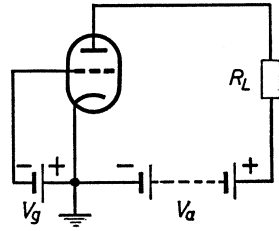


Fig. 25b

een toename van de collectorstroom (ΔI_c) tot gevolg. Bij de emitterschakeling wordt onder de stroomversterkingsfactor α' het quotiënt van ΔI_c en ΔI_b verstaan.

$$\alpha' = \frac{\Delta I_c}{\Delta I_b} \quad (V_{ce} = \text{constant})$$

Het accent bij α' geeft aan dat dit de stroomversterkingsfactor is van een transistor in emitterschakeling.

Er bestaat een bepaald verband tussen de versterkingsfactor α (basisschakeling) en de versterkingsfactor α' (emitterschakeling) nl.:

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

Voor de afleiding van deze formule wordt de eerste wet van Kirchhoff op de stroomketen van fig. 25a toegepast nl.:

$$I_e = I_b + I_c.$$

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:

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

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

Wordt bij een bepaalde instelling van een transistor voor α een waarde van 0,98 gepubliceerd, dan bedraagt:

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

Tot slot is in fig. 26 de derde basisschakeling afgebeeld. Bij deze schakeling is de derde elektrode zijnde resp. de anode en de collector geaard. De schakeling staat bekend als anode-basisschakeling (katodevolger), de equivalente transistorschakeling als collectorschakeling. De schakeling komt slechts zelden voor en wordt praktisch alleen als aanpassingselement toegepast.

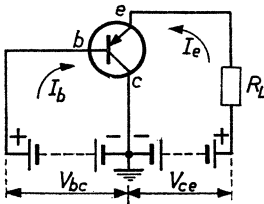


Fig. 26a

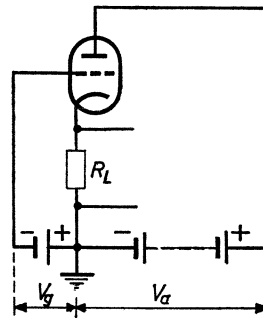


Fig. 26b

In het nu volgende zullen alleen de basisschakeling en de emitterschakeling nader worden bestudeerd, waarbij echter bijzondere aandacht zal worden geschonken aan de 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 transistor-schakeling, die op eenvoudige wijze kunnen worden gemeten, nl. de spanning tussen emitter en basis (V_{be}), de spanning tussen emitter en collector (V_{ce}) en de stromen I_b en I_c , die resp. in de basisketen en de collectorketen vloeien. (De transistor is geschakeld met gemeenschappelijke emitter.)

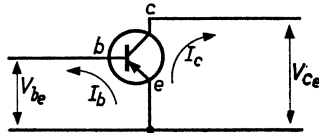


Fig. 27

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

De twee belangrijkste grafieken 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 . Bovengenoemd verband, dat in de vorm van een schaar karakteristieken kan worden vastgelegd, staat bekend als de I_c - V_{ce} -karakteristiek.

In fig. 28 is een schakeling afgebeeld om bovengenoemde karakteristiek te kunnen opmeten. Allereerst wordt de stroom I_b met behulp van de potentiometer R_{pb} op een bepaalde waarde ingesteld, bijv. $10 \mu A$. (De keuze

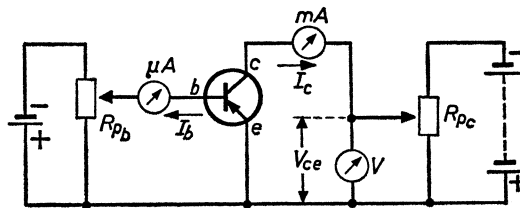


Fig. 28

van deze waarde is 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

bijv. $20 \mu\text{A}$, 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 pentode, zijn drie belangrijke gedeelten te onderscheiden en wel achtereenvolgens:

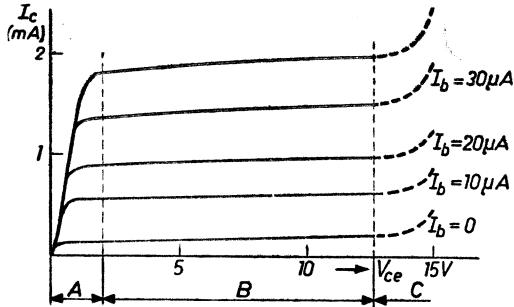


Fig. 29

- A) Het afbuiggebied 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.
- B) Het gebied waarin een groter worden van de spanning V_{ce} praktisch geen toename van I_c teweegbrengt. Dit gebied wordt veelal aangeduid als het lineaire gebied.
- C) Het afbuiggebied 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 veel transistors bedraagt de maximaal toelaatbare waarde van V_{ce} 20 V.

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} vast ingesteld en tijdens het meten eventueel bijgesteld. Bevindt de looper van

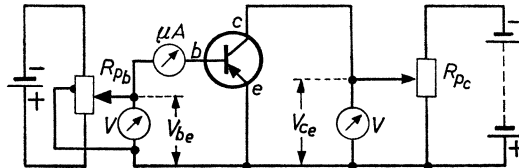


Fig. 30

de potentiometer R_{pb} zich tegenover de aftakking op de weerstand dan is de spanning $V_{be} = 0$ volt. Wordt de looper van genoemde potentiometer naar beneden geschoven dan wordt de basis positief t.o.v. de emitter. Dit betekent dat de ingangsketen 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 looper 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.

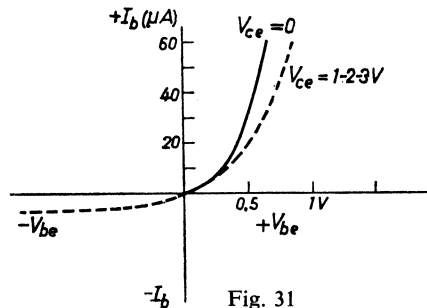


Fig. 31

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

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.

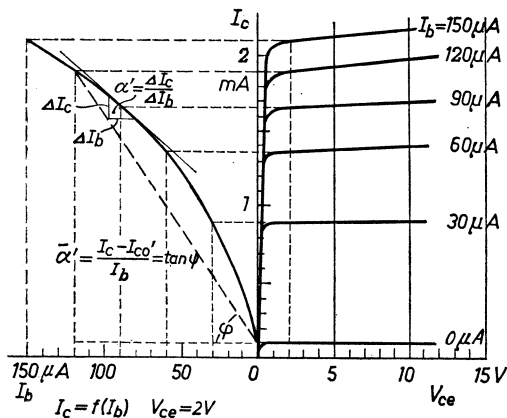


Fig. 32

In fig. 32 is daartoe een schaar I_c - V_{ce} -karakteristieken afgebeeld. Links hiervan is het verband tussen I_b en I_c getekend, zoals dat aanwezig is 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, zoals dat aanwezig is tussen de gelijkstroom I_b en de gelijkstroom I_c , terwijl de reeds eerder genoemde stroomversterkingsfactor α' het verband aangeeft tussen een wisselstroom met kleine amplitude I_b en de daarvan afhankelijke wisselstroom I_c (die eveneens een kleine amplitude heeft).

Achtereenvolgens zal eerst de factor $\bar{\alpha}'$ en daarna de factor α' eens nader onder de loep 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 en bedraagt:

$$I_C = I_{co}' + \bar{\alpha}' I_B$$

In deze formule stelt I_{co}' de stroom voor die in de collectorketen vloeit indien $I_B = 0$. Het accent geeft weer aan dat gewerkt wordt met een transistor geschakeld met gemeenschappelijke emitter. De grootheid $\bar{\alpha}'$ is zo-

doende gelijk aan $\frac{I_C - I_{co}'}{I_B}$

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

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

Nu is:

$$I_C = I_{co}' + \bar{\alpha}' I_B$$

of

$$\bar{\alpha}' = \frac{I_C - I_{co}'}{I_B} = \frac{1900 - 100}{120} = 15$$

Bij de factor α' ligt de situatie anders. Nu wordt gewerkt met een wisselstroom I_b met kleine amplitude. Dit laatste betekent dat slechts een klein gedeelte van de I_b/I_C -karakteristiek een rol speelt bij de stroomversterking. Bij benadering kan worden aangenomen, dat het kleine stukje karakteristiek dat in dit geval bij de stroomversterking een rol speelt, recht is, zodat tussen I_C en I_b een lineair verband bestaat is, m.a.w. dat $\Delta I_C = \alpha' \Delta I_b$.

De factor α' 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 bijv. bij een eindtrap het geval is).

Bij wijze van voorbeeld zal α' voor een bepaalde instelling worden bepaald. Als werkpunt wordt gekozen het punt waarbij $V_{ce} = 2 \text{ V}$, $I_C = 1,65 \text{ mA}$, $I_b = 90 \mu A$. Er wordt vervolgens een lijn getrokken, die de $I_C = f I_b$ -karakteristiek in genoemd werkpunt raakt. Onder α' 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 α' . Onder de factor α , dus zonder toevoeging van het accent, wordt verstaan de stroomversterkingsfactor voor het geval dat de transistor met gemeenschappelijke basis is geschakeld.

Bij veel transistors variëert de waarde van α' tussen 30 en 80.

De spanningsversterking

In fig. 33 is het schema getekend van een versterkerschakeling met een transistor, geschakeld met gemeenschappelijke emitter. De batterijen, die de spanningen V_{be} en V_{ce} leveren, nodig voor de instelling van de transis-

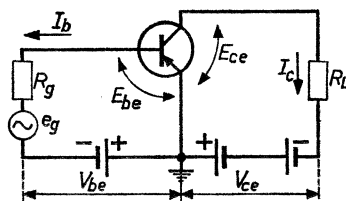


Fig. 33

tor, worden geacht een kortsluiting voor wisselstroom te zijn. In de collectorketen is de belastingweerstand R_L opgenomen, terwijl op de ingangsketen een spanningsbron is aangesloten die een *EMK* van e_g volt afgeeft en een inwendige weerstand van $R_g \Omega$ bezit. Onder de spanningsversterking (afgekort *SV*) wordt verstaan de verhouding tussen de wisselspanning 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 ingangweerstand van de transistor) of $(e_g - I_{b\sim} R_g)$.

De spanningsversterking is bijgevolg gelijk aan:

$$SV = \frac{I_{c\sim} R_L}{I_{b\sim} R_i} = \frac{I_{c\sim} R_L}{e_g - I_{b\sim} R_g}$$

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

$$SV = \alpha' \frac{R_L}{R_i}$$

Bij deze beschouwing is aangenomen dat de frequentie van de wisselspanning waarmede 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 nl. gelijk aan (V_{be} — de momentele waarde van e_g) en dit wordt kleiner als de momentele waarde van e_g toeneemt zodat eveneens 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 emitterschakeling de spanning over de belastingsweerstand (de door de transistor afgegeven spanning) 180° in fase verschoven is t.o.v. de aan de transistor toegevoerde spanning.

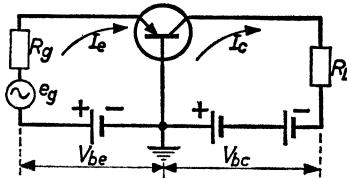


Fig. 34

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

$$SV = \frac{I_{c\sim} R_L}{I_{e\sim} R_i} = \alpha \frac{R_L}{R_i}$$

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 emitterschakeling een faseverschil van 180° tussen de toegevoerde en afgegeven spanning aanwezig is, terwijl bij de basisschakeling beide spanningen met elkaar in fase zijn.

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 spanningsversterkingen de belastingsweerstand voor een bepaalde instelling van een transistor aangegeven. Uit deze karakteristiek blijkt dat de spanningsversterking bij kleine en zeer grote waarden

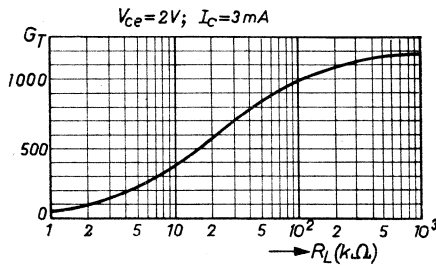


Fig. 35

van R_L slechts weinig in grootte verandert. Dit vindt o.a. zijn oorzaak in het feit dat de factoren α' en R_i ook afhankelijk zijn van R_L . De factor α' neemt bijv. af als R_L groter wordt. De getekende karakteristiek geldt voor zowel de emitter- als de basisschakeling, echter is hierbij aangenomen dat de spanningsbron, opgenomen in de ingangsketen 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. Bij 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 PG) is bijgevolg:

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

hieruit volgt direct $PG = SV \times \alpha'$.

Voor de basisschakeling geldt het verband $PG = SV \times \alpha$. Deze formule kan

op dezelfde wijze worden opgesteld als dat reeds gedaan is bij de emitter-schakeling.

In fig. 36 is de energieversterking getekend als functie van de belastingsweerstand R_L . De getrokken kromme geeft het verband aan bij de emitter-schakeling, terwijl de streepjeslijn het verband voor dezelfde transistor geschakeld met gemeenschappelijke basis aangeeft.

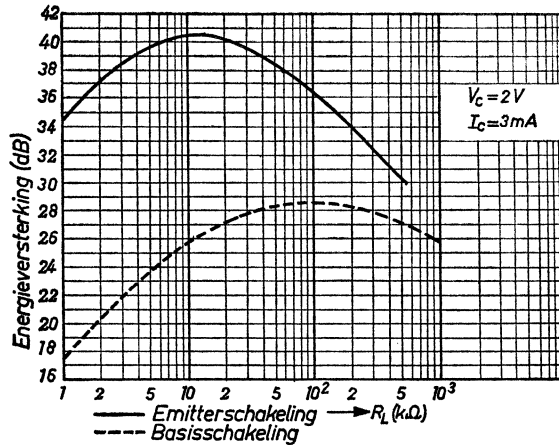


Fig. 36

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

De ingangsweerstand

Onder de ingangsweerstand van een transistor wordt verstaan het quotiënt

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 α' uit de I_C - I_b -karakteristiek).

Voor de ingangsketen kan de formule $e_g = \hat{I}_{b\sim} (R_i + R_g)$ 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. De getrokken krom-

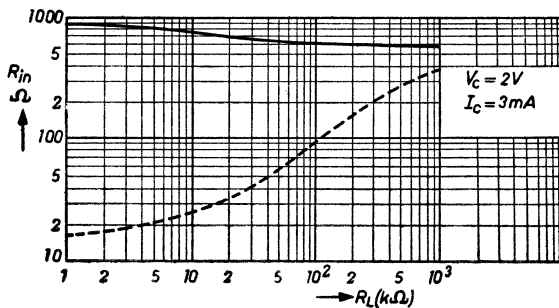


Fig. 37

me heeft weer betrekking op een transistor geschakeld met gemeenschappelijke emitter, terwijl de streepjeslijn betrekking heeft op dezelfde transistor in de basisschakeling.

Uit de grafiek volgt direct dat de ingangsweerstand voor dezelfde waarden van R_L bij de emitterschakeling aanmerkelijk groter is dan bij de basis-

schakeling. Vooral bij betrekkelijk kleine waarden van R_L is de R_i bij de basisschakeling zeer laag, 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 de uitgangsketen. Ook hier wordt weer een onderscheid gemaakt tussen de gelijkstroom- en de wisselstroomweerstand. In het nu volgende zal echter alleen de wisselstroomweerstand worden bestudeerd. Voor een transistor in emitterschakeling 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 in de basisschakeling is opgenomen. De uitgangsweerstand is een bepaald punt van de I_c - V_{ce} -karakteristiek (de I_c - V_{bc} -karakteristiek bij de basisschakeling) kan worden bepaald door in dat punt een raaklijn aan de kromme te trekken (geheel op dezelfde manier als reeds is beschreven bij de bepaling van α' uit de I_c - I_b -karakteristiek).

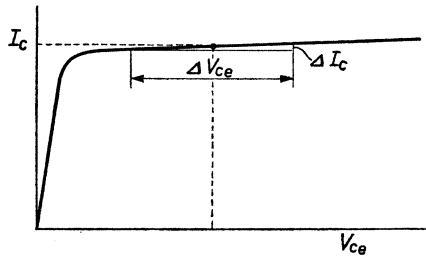


Fig. 38

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 de ingangsketen van de transistor is aangesloten.

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 gemeenschappelijke basis, terwijl de onderste het verband voor de emitterschakeling aangeeft. Uit deze grafieken is te zien dat de uitgangsweerstand bij de geaarde basisschakeling aanmerkelijk groter is dan die bij de emitterschakeling. Zodat bij de eerstgenoemde schakeling weer speciale maatregelen zullen moeten worden genomen om een goede aanpassing op de volgende versterkertrap te verkrijgen.

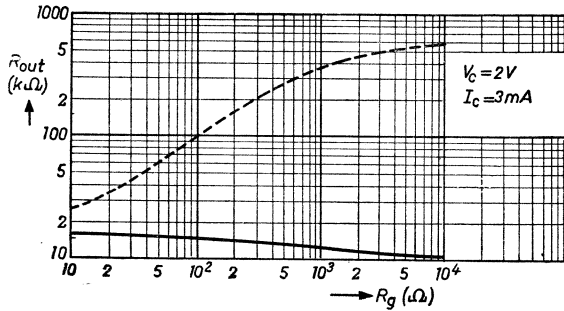


Fig. 39

HOOFDSTUK IV

TEMPERATUURINVLOEDEN OP HET GEDRAG VAN DE TRANSISTOR

In hoofdstuk II is reeds vastgesteld dat halfgeleiders en germanium in het bijzonder, zeer gevoelig zijn voor temperatuurveranderingen. Wordt de temperatuur opgevoerd dan heeft dit tot gevolg dat meer elektronen uit de buitenste schil van de halfgeleideratomen hun binding met de betreffende atomen zullen verbreken.

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

Wordt de ingangs- of emitterketen (basisschakeling) onderbroken, dus $I_e = 0$ (zie fig. 40), dan vloeit door de collectorketen 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 temperatuurverhoging van $\pm 10^\circ\text{C}$ gemiddeld tweemaal in waarde toeneemt (bij germanium).

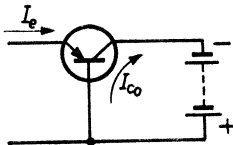


Fig. 40

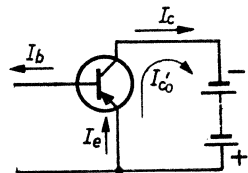


Fig. 41

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 transistor geschakeld in basisschakeling in het alge-

meen 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

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

Verder is uit het voorafgaande reeds bekend dat

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

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

$$\begin{aligned} I_c &= \bar{\alpha} (I_b + I_c) + I_{co} \\ \text{of} \\ I_c &= \bar{\alpha} I_b + \bar{\alpha} I_c + I_{co} \\ I_c - \bar{\alpha} I_c &= \bar{\alpha} I_b + I_{co} \\ I_c (1 - \bar{\alpha}) &= \bar{\alpha} I_b + I_{co} \\ I_c &= \frac{\bar{\alpha}}{1 - \bar{\alpha}} I_b + \frac{1}{1 - \bar{\alpha}} I_{co} \end{aligned} \quad (3)$$

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:

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

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) en (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}' .

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 scha-

kelingen ontwikkeld om I_c constant te houden. In het volgende hoofdstuk zullen enkele van deze schakelingen worden behandeld.

N.B. Ook de grootheden α 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 de transistor wordt bepaald door het verschil van de 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 halfgeleidermateriaal θ_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 behuizing (metalen of plastic omhulsel) bedraagt daarbij θ_{omg} °C.

Dit betekent dat er een warmtestroom van het halfgeleidermateriaal naar de buitenzijde van de behuizing 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 siliconet en bijgevolg een transistorgrootheid die door de fabrikant wordt opgegeven.

De warmtestroom die door de transistor vloeit is bijgevolg gelijk aan

$$\text{warmtestroom} = \frac{\theta_j - \theta_{omg}}{k} \quad (6)$$

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:

$$P_c = \frac{\theta_j - \theta_{omg}}{k} \quad (7)$$

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 bepaalde transistor is $k = 0,6$ °C/mW. De maximaal

toelaatbare temperatuur van het halfgeleidermateriaal bedraagt bij deze transistor $\theta_j = 75^\circ\text{C}$. Gevraagd wordt het maximaal toelaatbare vermogen $P_{c\max}$ dat in de transistor in warmte mag worden omgezet als de omgevings-temperatuur $\theta_{\text{omg}} = 25^\circ\text{C}$ bedraagt.

Uit formule (7) volgt

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

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. Dit zijn bijv. de grootheden k_m tussen transistor en behuizing, k_i tussen behuizing en chassis en k_h tussen chassis en omgeving. Zodat $k = k_m + k_i + k_h$. Bedragen de genoemde waarden resp. $1,8^\circ\text{C/W}$, $0,7^\circ\text{C/W}$ en $3,75^\circ\text{C/W}$, dan is $k_t = k_m + k_i + k_h = 6,25^\circ\text{C/W}$. (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 transistor waarvan de collectordissipatie 4 W en de omgevingstemperatuur 50°C bedraagt. Gevraagd de temperatuur van het halfgeleidermateriaal.

$$\text{Nu is } \theta_j = \theta_{\text{omg}} + (k_h + k_i + k_m) P_c$$

of

$$\text{omgevingstemperatuur} \dots\dots\dots 50^\circ\text{C}$$

$$\text{chassistemperatuur } 50 + 3,75 \times 4 = \dots\dots\dots 65^\circ\text{C}$$

$$\text{temperatuur van de behuizing } 65 + 0,7 \times 4 = \dots\dots\dots 67,8^\circ\text{C}$$

$$\text{temperatuur van het halfgeleidermateriaal } 67,8 + 1,8 \times 4 = 75^\circ\text{C}$$

HOOFDSTUK V

SCHAKELTECHNIEK

Evenals bij schakelingen, waarin een elektronenbuis als versterkerelement fungeert, kan ook bij schakelingen, waarin transistors zijn opgenomen, de volgende onderverdeling worden gemaakt:

- 1) Versterkerschakelingen voor laagfrequente signalen.
- 2) Versterkerschakelingen voor hoogfrequente signalen.
- 3) Oscillatorschakelingen.
- 4) Mengschakelingen.
- 5) Detektorschakelingen.

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

I. Versterkerschakelingen voor signalen met een lage frequentie

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

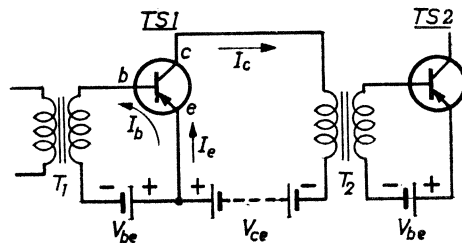


Fig. 42

door middel van twee batterijen die resp. de spanningen V_{be} voor de ingangsketen en V_{ce} voor de uitgangsketen leveren. Wordt aan de transfor-

mator T_1 geen wisselspanning toegevoerd dan zullen als gevolg van de batterijspanningen in de ingangs- en de uitgangsketen 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 de basisketen 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 α' maal versterkt (de grootte van α' is afhankelijk van de soort transistor en 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 elektronenbuis die een spanningsversterker is. Bij een elektronenbuis vloeit nl. in de ingangsketen (stuurroosterketen) geen stroom (oscilleren buiten beschouwing gelaten), dit in tegenstelling tot een transistor waarbij wel degelijk een stroom door de ingangsketen 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. $100\text{ k}\Omega$ en is de ingangsweerstand van de transistor TS_2 gelijk aan $1\text{ k}\Omega$, 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 elektronenbuizen 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 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 de ingangsketen van TS_1 een spanningsbron opgenomen, die een wisselspanning van e_g volt afgeeft, dan is over de belastingsweerstand van TS_1 eveneens een wissel-

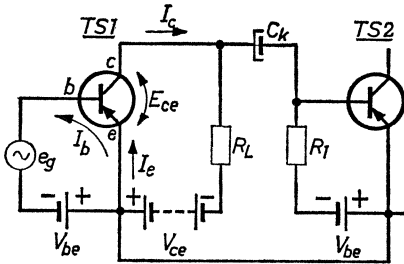


Fig. 43

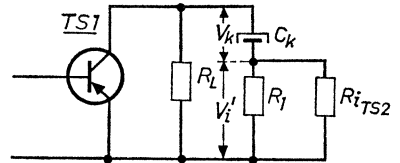


Fig. 44

spanning werkzaam, die echter 180° in fase is verschoven t.o.v. de spanning e_g . (Zie ook hoofdstuk III, blz. 32.) De wisselspanning die aan TS_2 wordt toegevoerd is een gedeelte hiervan en wordt verkregen door de serieschakeling van de koppelcondensator C_k en de weerstanden R_1 en R_i die parallel aan elkaar zijn geschakeld (laatstgenoemde weerstand is de ingangswaerstand van TS_2). In fig. 44 is deze serieschakeling nogmaals in tekening gebracht. De grootte van de condensator en weerstanden, opgenomen in de ingangsketen van TS_2 zijn afhankelijk van twee eisen. De eerste heeft betrekking op de vervorming van de stroom in de ingangsketen en de tweede op de zgn. kantelfrequentie. Wat betreft de eerste eis zal het duidelijk zijn dat de dimensionering van de weerstanden en condensator in de ingangschakeling van TS_2 zodanig moet worden gekozen dat de vervorming van de stroom in deze keten minimaal is, want deze vervorming wordt tesamen met $I_{b\sim}$ door de transistor met een factor α' versterkt.

Onder de kantelfrequentie wordt verstaan de frequentie 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 frequentie waarbij $V_k = V_i'$, m.a.w. als

$$\frac{1}{\omega C_k} = R_i'$$

R_i' is de vervangingsweerstand van de parallelschakeling van R_1 en R_i .

De kantelfrequentie is bijgevolg gelijk aan:

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

De keuze van de kantelfrequentie is afhankelijk van de vereiste frequentie-karakteristiek 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 elektronenbuizen.

Voorbeeld: Veronderstel dat de ingangswestand van de versterkertrap R_i' gelijk is aan 1000Ω en dat een kantelfrequentie van $f_k = 50 \text{ Hz}$ 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 voorafgaande 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 emitter-

schakeling getekend. De maximaal toelaatbare collectordissipatie wordt door de transistorfabrikant gepubliceerd en bedraagt bij de gekozen transistor bijv. 100 mW bij 25 °C (omgevingstemperatuur). Dit betekent dat $P_C = I_C \times V_{ce} = 100 \text{ mW}$ en dat voor geen enkele instelling deze waarde bij 25 °C

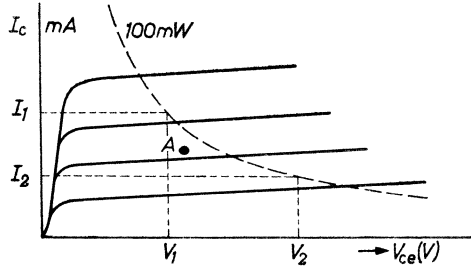


Fig. 45

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.

In fig. 46 is de schaar I_C - V_{ce} -karakteristieken nogmaals getekend. Gesteld nu

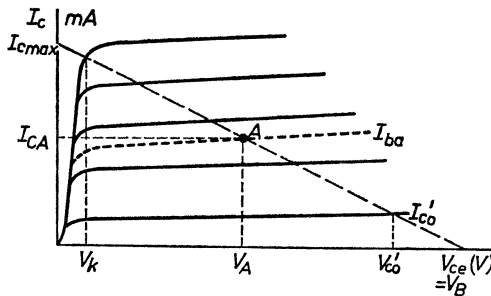


Fig. 46

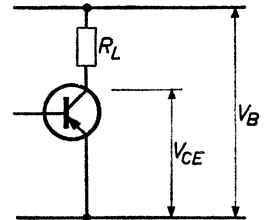


Fig. 47

dat de batterijspanning V_B volt bedraagt. Indien de collectorstroom $I_c = 0$ dan is $V_B = V_{ce}$. I_c wordt maximaal V_B/R_L . Deze toestand treedt op als $V_{ce} = 0$. Voor elk punt gelegen op de belastingslijn, dit is de rechte die de bovenvermelde twee uitersten (dus $V_{ce} = V_B$ en $I_c = \frac{V_B}{R_L}$) met elkaar verbindt, geldt dan het verband:

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

De helling van deze belastingslijn is zodoende afhankelijk van de grootte van R_L .

Het instelpunt, dat gelegen is op de belastingslijn, is afhankelijk van de keuze van de grootte 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 $(V_{co}' - V_B)$ kunnen 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 $(V_{co}' - V_B)$ niet kan worden benut omdat bij $I_b = 0$, $I_c = I_{co}'$ en $V_{co}' = I_{co}' \times R_L$.

De gelijkspanning waarop de uitgangsketen 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.

Omdat het gebruik van één batterij is te prefereren boven dat van twee batterijen, wordt 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 Ω en 1 M Ω .

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

In het voorafgaande is reeds uiteengezet dat de instelling van een transistor, geschakeld met gemeenschappelijke emitter, sterk afhankelijk is van de temperatuurvariaties van het halfgeleidermateriaal.

Een dergelijke transistorschakeling (emitterschakeling) is in het algemeen gesproken dan ook alleen te gebruiken als de veranderingen van I_c , als

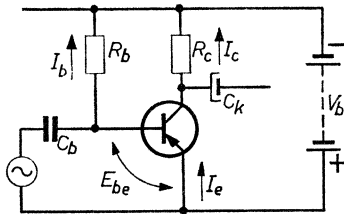


Fig.48

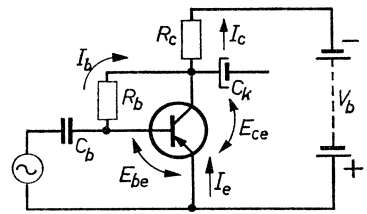


Fig. 49

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.

De weerstand R_b is 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 quotiënt 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 consequentie van het kleiner worden van I_b is een afnemen van I_c , denk hierbij aan het verband $I_c = \bar{\alpha}' I_b + I_{co}'$.

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,

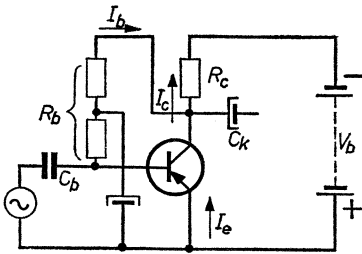


Fig. 50

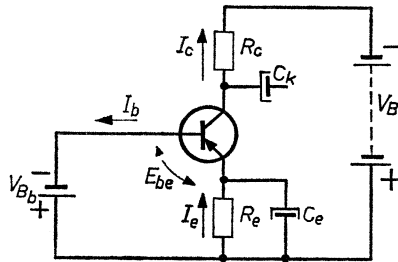


Fig. 51

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.

Een beschouwing van de ingangs- of de basisketen leert dat

$$V_{Bb} = E_{be} + I_e R_e \quad (\text{tweede wet van Kirchhoff}) \quad (1)$$

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

$$V_{Bb} = E_{be} + (I_b + I_c) R_e \quad (2)$$

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

$$V_{Bb} = E_{be} + I_c R_e$$

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

Wordt I_c groter, bijv. als gevolg van een toename van de temperatuur van het halfgeleidermateriaal, 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_{Bb} 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

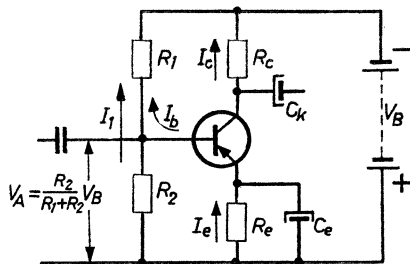


Fig. 52

van 10Ω tot $2 \text{ k}\Omega$ en die van C_e van 25 tot $100 \mu\text{F}$. 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_{Bb} , in de schakeling van fig. 51 geleverd door een batterij, wordt hier verkregen met behulp van een

serieschakeling van de weerstanden R_1 en R_2 . Wanneer I_b buiten beschouwing wordt gelaten, is

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

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 serieschakeling 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.

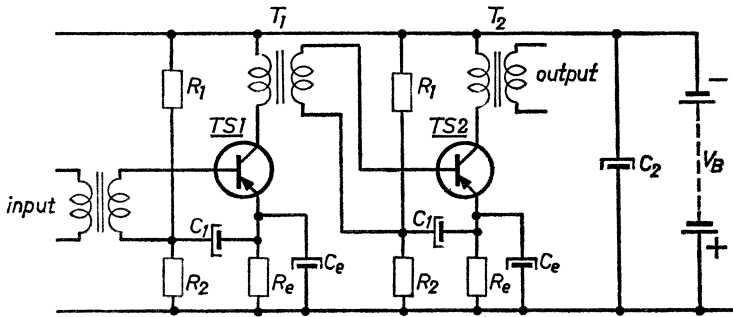


Fig. 53

Uit fig. 52 is af te leiden dat

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

Een groter worden van I_c moet worden gecompenseerd door een afname van I_b m.a.w. door een kleiner worden van de spanning tussen basis en

emitter. Dit laatste kan ook worden gecompenseerd door een kleiner worden van de spanning over de weerstand R_2 .

$$V_A = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_B = \frac{1}{\frac{R_1}{R_2} + 1} V_B$$

(I_b is hierbij verwaarloosd t.o.v. I_1)

Een kleiner worden van R_2 heeft eveneens tot gevolg, dat V_A in waarde daalt. Dit betekent, dat voor R_2 een weerstand met negatieve temperatuurscoëfficiënt (NTC-weerstand) dient te worden gekozen. Bij het bespreken van de balansschakeling wordt hierop nog nader teruggekomen (blz. 59).

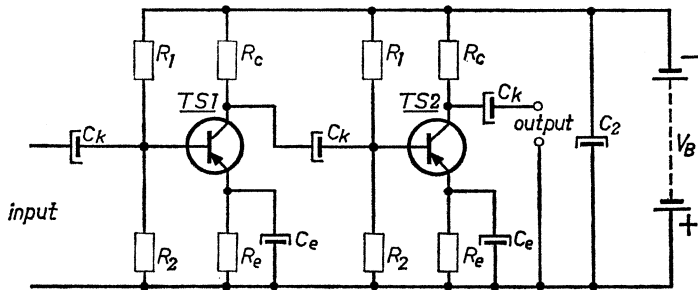


Fig. 54

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

De volumeregeling

De plaatskeuze van de volumeregelaar in een LF-versterker is gewoonlijk van twee factoren afhankelijk, nl. de ruis en de versterking.

Indien de volumeregelaar in de ingangsketen van een versterker is opgenomen, wat bijv. 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 voorafgaande versterkertrappen te voorkomen.

In het voorafgaande is reeds vastgesteld dat de ingangsweerstand van een transistor laag is. Dit brengt al direct een probleem met zich indien op de

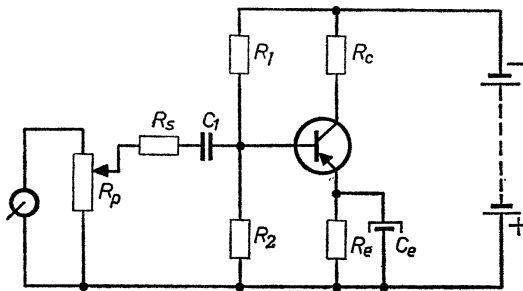
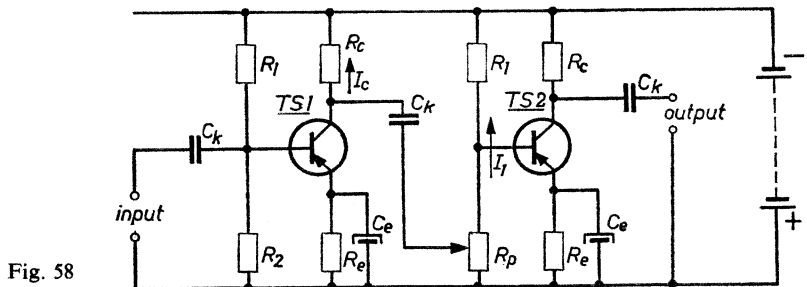
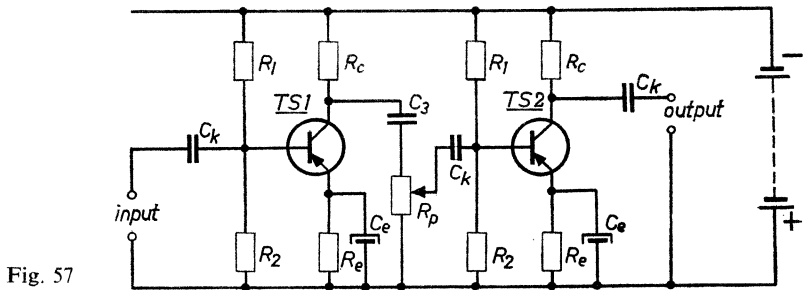
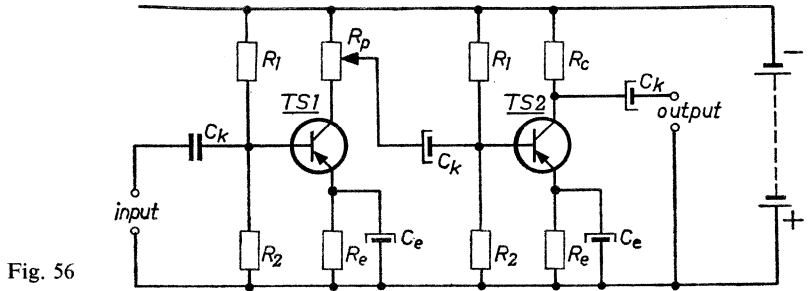


Fig. 55

versterker een microfoon of een kristal-pick-up moet worden aangesloten. Genoemde schakelementen gedragen zich nl. 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 schakelementen noodzakelijk is daar met een kleine signaalsterkte wordt gewerkt en de kans op beïnvloeding door een storingssignaal, bijv. brom, van ongeveer dezelfde sterkte tot de mogelijkheden behoort (denk o.a. aan het magnetisch veld van de grammofoonmotor).

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 loper 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 ge-

lijkstroom 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 de gelijkstroomketen, die dient voor de instelling van de transistor TS_2 , opgenomen. Dit betekent dat de potentiometer weer gelijkstroom voert, wat zo mogelijk dient te worden vermeden.

De 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

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 LF-versterker (vergelijk daartoe fig. 59 met fig. 53), iets wat logisch is daar in het voorafgaande reeds is vast-

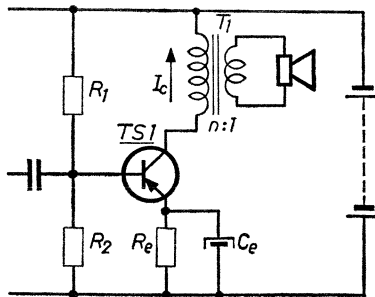


Fig. 59

gesteld dat de transistor *geen spanningsversterker*, doch *een energieversterker* is. Het belangrijkste verschil tussen een normale LF-versterker en een eindversterker is dan ook gelegen in het feit dat de LF-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 elektronenbuizen eveneens het geval is. Er wordt dan ook wel in de literatuur van kleinsignaal-versterkers en groot-signaal-versterkers gesproken.

Vooraf bij eindversterkers is het van het grootste belang dat met een zo groot mogelijk rendement wordt gewerkt. Dit mede in verband met de toelaatbare warmtedissipatie. Het instelpunt wordt bijgevolg zodanig gekozen dat dit op de dissipatie-hyperbool komt te liggen.

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

- a) De maximaal tussen emitter en collector toelaatbare spanning, die door de fabrikant wordt opgegeven.
- b) De aard van de belasting.

Is in de collectorketen een zuiver ohmse weerstand opgenomen dan kan de voedingsspanning, zonder enig risico, gelijk worden gemaakt aan de gepubliceerde spanningswaarde.

Indien in de collectorketen een zelfinductie is opgenomen, verandert de situatie echter, en wel met dien verstande dat rekening dient te worden gehouden met de spanning die over de zelfinductie ontstaat bij een plotselinge afname van de stroom door deze zelfinductie

$$(E = -L \frac{di}{dt})$$

Over de transistor komt in dat geval een spanning te staan die gelijk is aan de som van de voedingsspanning en de spanning over de zelfinductie, waarbij laatstgenoemde spanning vele malen groter kan worden dan de voedingsspanning.

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' gekozen. 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 $(E_c' - E_{cw}) = (E_{cw} - V_k)$.

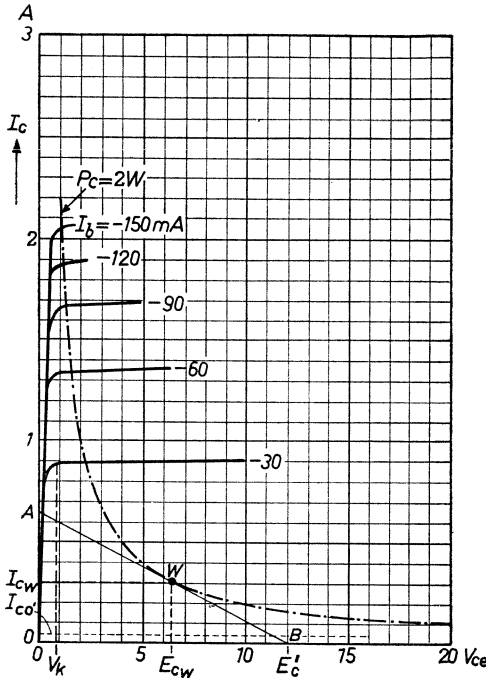


Fig. 60

Met 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

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

Het door de transistor afgegeven wisselstroomvermogen bedraagt

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

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 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

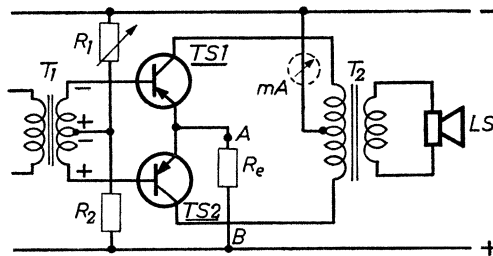


Fig. 61

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. De schakeling is direct te splitsen in de eigen-

lijke balansschakeling en de gelijkstroomschakeling nodig voor de juiste instelling van de transistors en de temperatuurstabilisatie. De gelijkstroomschakeling zal nu eerst eens onder de loep genomen worden.

De negatieve voorspanning van de basis t.o.v. de emitter wordt voor beide transistors verkregen door de serieschakeling 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 de emitterketen 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 nl. opladen met als gevolg, dat sterke vervorming optreedt. Dit laatste is als volgt te verklaren:

Gesteld dat op een bepaald moment de polariteit van de wisselspanning, geïnduceerd in de secundaire wikkeling van de ingangstransformator is als aangegeven in fig. 61. Van de transistor TS_1 is dan de basis negatief t.o.v. de emitter, zodat de ingangsketen 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 de ingangsketen van de bovenste transistor (TS_1) gesperd, terwijl die van de onderste transistor (TS_2) stroom voert. Er treedt bijgevolg in de ingangsketen van beide transistors dubbelfasige gelijkrichting op als gevolg waarvan punt A negatief zou worden ten opzichte van punt B. Het aldus bewerkstelligde spanningverschil tussen de

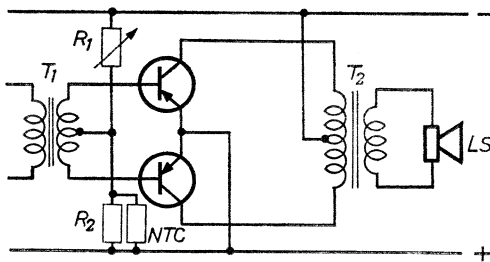


Fig. 62

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 10Ω) of geheel weggelaten. In het laatste geval,

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

Na het gelijkstroomgedeelte, dat hoofdzakelijk betrekking heeft op de instelling en temperatuurstabilisatie, thans de wisselstroomketen waarvan

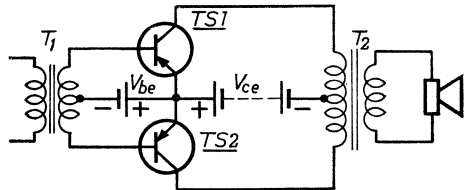


Fig. 63

in fig. 63 het principe is aangegeven. De ingangsketen van deze balansschakeling wordt gevormd door de secundaire wikkeling van de transformator T_1 en de basis-emitterovergangen (diodes) van 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

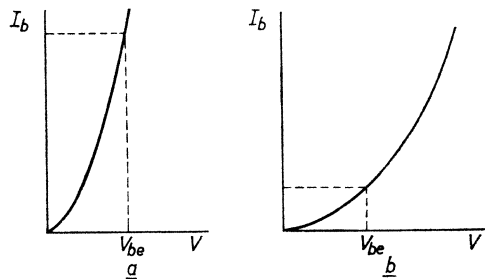


Fig. 64

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

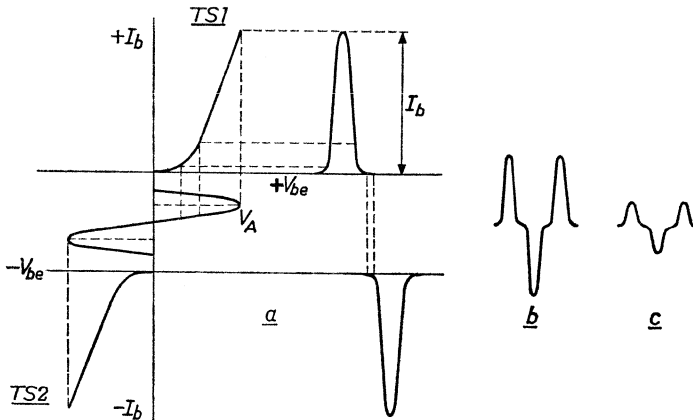


Fig. 65

transistors worden dan opnieuw ingesteld met behulp van de regelweerstand 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 elektronenbuizen gebruikelijk is. Bedraagt de amplitude van de wisselspanning, geïnduceerd in de secundaire van de ingangstransformator T_1 , V_A volt, dan zal in de ingangsketen van beide transistors een stroom I_b vloeien die in fig. 65b is afgebeeld. Bij een spanning met kleinere amplitude vloeit in deze keten 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 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

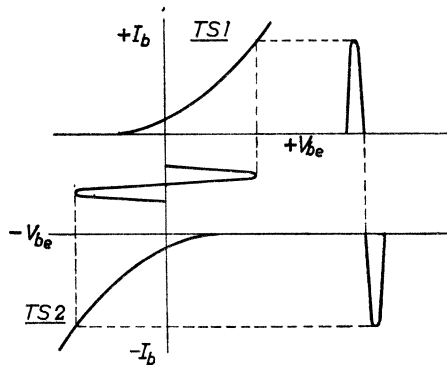


Fig. 66

toelaatbare collectordissipatie. Bedenk dat de collectorstroom, die dezelfde vorm heeft als I_b , α' 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 gestippeld aangegeven in fig. 61 en de instelling met behulp van de potentiometer R_1 zodanig bijgesteld 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

$$P_o = \frac{1}{2} \frac{V_{cm}}{\sqrt{2}} \times \frac{I_{cm}}{\sqrt{2}} = \frac{1}{4} V_{cm} I_{cm}$$

Hierin zijn V_{cm} en I_{cm} respectievelijk de amplituden van de collectorspanning en de collectorstroom.

De factor $1/2$ 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 bijv. 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

$$P_i = \frac{1}{\pi} V_{cm} \times I_{cm} = V_g \times I_g$$

$$\text{Zodat } \eta = \frac{P_o}{P_i} = \frac{\frac{1}{4} V_{cm} I_{cm}}{\frac{1}{\pi} V_{cm} I_{cm}} = \frac{\pi}{4} = 0,78 \text{ of } 78 \%$$

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 voedingspanning (bijv. public address, autoradio enz.) 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.

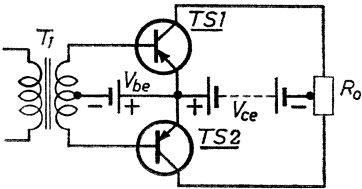


Fig. 67

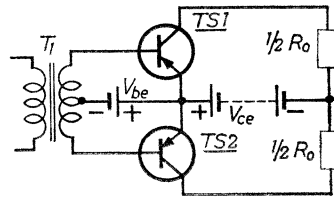


Fig. 68

In fig. 67 is daartoe het principe van de balansschakeling getekend, 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 de onderste stroomketen een halve slag gedraaid is.

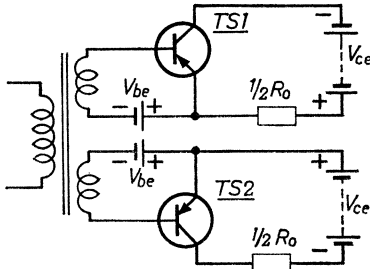


Fig. 69

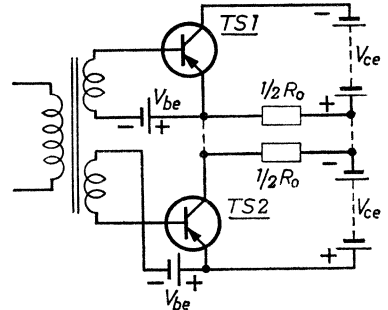


Fig. 70

Worden de uitgangsketens 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

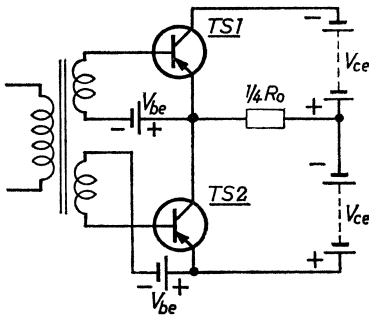


Fig. 71

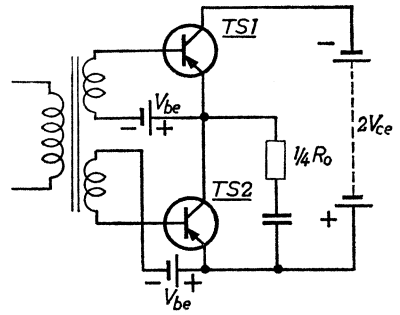


Fig. 72

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 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 en als gevolg van de betrekkelijk lage spanningen, stromen van 2 à 3 A benodigd zouden zijn (denk aan de gelijkrichter of batterijen die deze grote stromen moeten leveren).

Zoals uit fig. 71 blijkt, vloeit door de belastingsweerstand ($\frac{1}{4} R_0$) 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 de schakeling geen verandering ondergaan daar de batterij praktisch een kortsluiting voor wisselstroom betekent. Voor gelijkstroom ligt de situatie echter anders, de weerstand ($\frac{1}{4} R_0$) 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 .

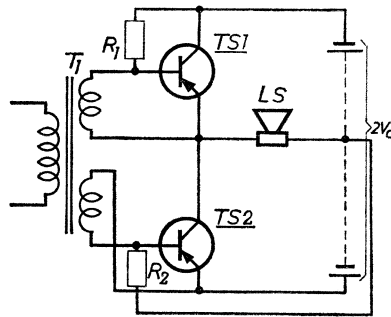


Fig. 73

De toonregeling

Een correctie van de frequentie karakteristiek zal bij een versterker met transistors eerder noodzakelijk zijn dan bij een overeenkomstige versterker met elektronenbuizen. De faseverschuiving tussen collector- en basisspanning (deze faseverschuiving is niet precies 180° , doch verandert met de frequentie) kan nl. bij een transistor geschakeld met gemeenschappelijke

emitter soms reeds vanaf 5000 Hz niet meer worden verwaarloosd. Bij de bespreking van de HF-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 frequenties extra te kunnen regelen. Van de vele mogelijkheden waarop dit is te bereiken zijn in fig. 74 enkele voorbeelden aangegeven.

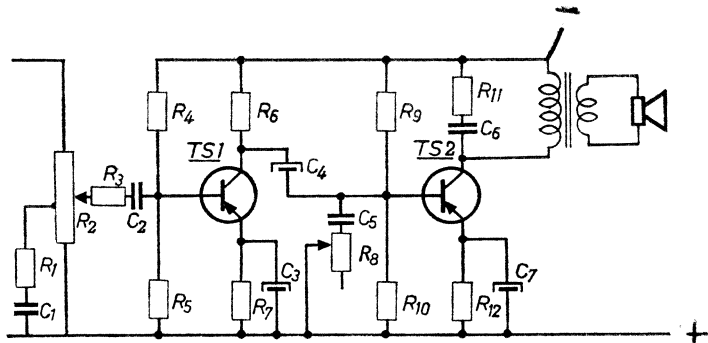


Fig. 74

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 frequentie-beïnvloeding die hierdoor ontstaat is afhankelijk van de stand van de volumeregelaar en staat bekend onder de naam fysiologische 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 frequentiekaracteristiek van de versterker kan echter ook worden verkregen door een zogenaamde frequentieafhankelijke 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 signaalamplitudes wordt gewerkt. Dit betekent dat bij een transistorversterker veelal kan worden volstaan met tegen-

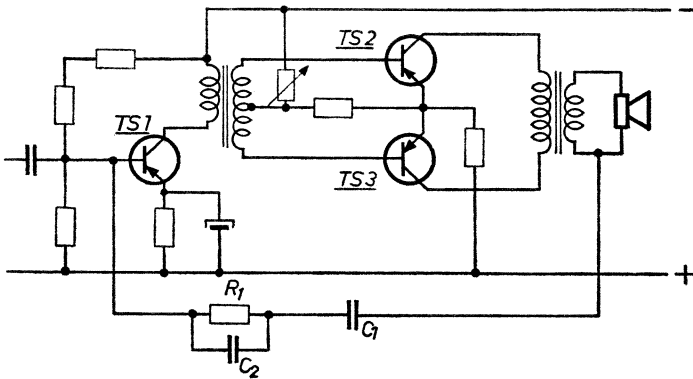


Fig. 75

koppeling 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 faseverschuiving veroorzaakt door de transformator tot instabiliteit van de schakeling kan leiden. De tegenkoppelspanning afkomstig van de uitgang van de eindtrap wordt nu in de juiste fase teruggevoerd aan de ingangsschakeling 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 frequenties de faseverschuiving van de tegenkoppelspanning te groot wordt,

waardoor instabiliteit zou kunnen optreden, wordt in het tegenkoppelpcircuit 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 frequentiekaracteristiek van de versterker in belangrijke mate worden beïnvloed. Wordt bijv. bij de schakeling van fig. 75 de waarde van de scheidingscondensator laag gehouden dan zullen de lage tonen minder zwaar worden tegengekoppeld dan dat met de hoge tonen het geval is.

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

- a) de frequentiekaracteristiek van de versterker te beïnvloeden;
- b) de variaties in α' te verminderen.

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

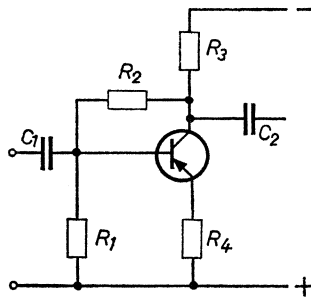


Fig. 76

Een eenvoudige en veel toegepaste schakeling ter vermindering van de spreiding in versterking als gevolg van variaties van α' is getekend in fig. 76. Deze schakeling heeft tevens het voordeel dat de stabiliteit van de instelling van de transistor wordt vergroot (gelijkstroomstabilisatie). Tot slot is in fig. 77 het schema getekend van een frequentieafhankelijke tegenkoppeling,

waardoor de lage frequenties extra kunnen worden opgehaald. Dit laatste is afhankelijk van de keuze van de condensator C_2 .

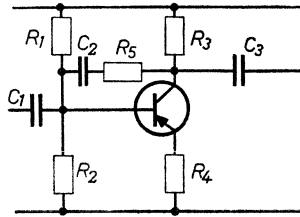


Fig. 77

II. Versterkerschakelingen voor hoogfrequente signalen

Tot nu toe werden alleen schakelingen besproken waarin de transistor dienst deed als versterker van laagfrequente signalen. Hierbij werd stilzwijgend aangenomen dat genoemde transistor zich zuiver ohms gedroeg, m.a.w. dat eventueel aanwezige capaciteiten en zelfinducties 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 HF-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. De ingangsketen van de transistorschakeling wordt gevormd door een spanningsbron, die een wisselspanning e_g levert, de weerstand die de wisselstroom in het N-materiaal 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 soorten halfgeleidermateriaal, die door een isolator van elkaar worden gescheiden (zie ook hoofdstuk II).

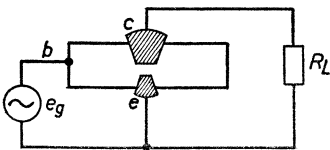


Fig. 78

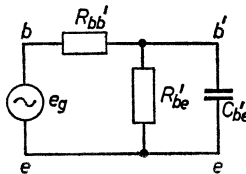


Fig. 79

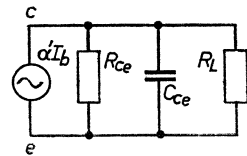


Fig. 80

De ingangsketen kan worden vervangen door de gelijkwaardige schakeling getekend in fig. 79.

Eenzelfde vervangingsschema kan voor de uitgangs- of collectorschakeling worden opgesteld. In deze schakeling die is getekend in fig. 80, is een stroombron die een wisselstroom $\alpha' I_b$ levert opgenomen, verder de weerstand van de PN-overgangen aan collector- en emitterzijde met de daaraan parallel

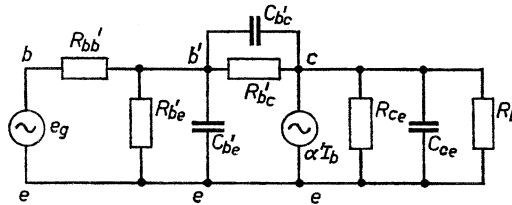


Fig. 81

geschakelde capaciteiten en de belastingsweerstand R_L . De beide circuits zijn nu door de PN-overgang tussen basis en collector met elkaar gekoppeld, zodat de gehele transistorschakeling van fig. 78 kan worden vervangen door de gelijkwaardige schakeling van fig. 81.

Een andere transistorgrootte die speciaal in het HF-bedrijf een rol speelt is de zgn. afsnijfrequentie f_α . Het blijkt dat bij hogere frequenties de stroomversterkingsfactor α in waarde afneemt.

Onder de afsnijfrequentie wordt verstaan die frequentie waarbij α 3 dB in waarde is gedaald (zie fig. 82). Verder blijkt dat de afsnijfrequentie voor

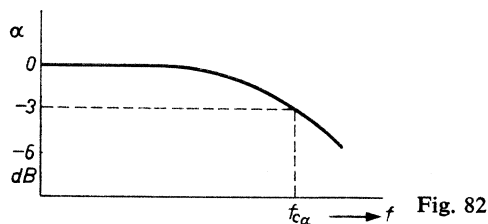


Fig. 82

een transistor in emitterschakeling een factor α' lager ligt dan dat bij de gelijkwaardige basisschakeling het geval is.

Dus

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

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

De MF-versterker

De MF-versterker heeft een tweeledig doel nl.:

- 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 voorafgaande is reeds

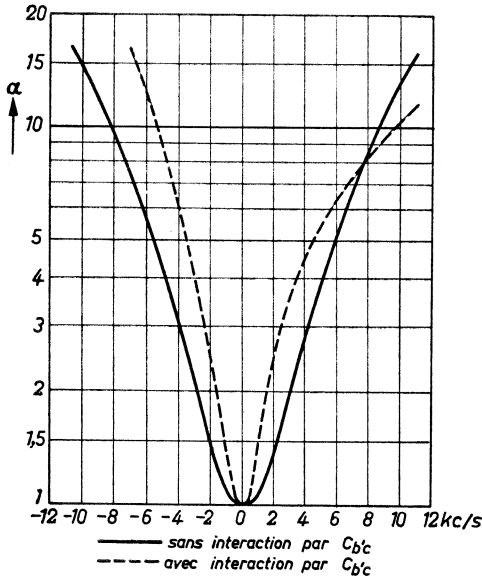


Fig. 83

vastgesteld dat bij een transistor de uit- en ingangsschakeling inwendig met elkaar zijn gekoppeld door middel van een weerstand ($R_{b'c}$) en een capaciteit ($C_{b'c}$). Dit betekent dat er een zekere terugwerking van de collectorschakeling op de basisschakeling aanwezig is.

Deze terugwerking vindt deels plaats via de weerstand $R_{b'c}$ en deels via de condensator $C_{b'c}$. 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 $C_{b'c}$ is echter niet ohms, dit betekent dat een gedeelte van de collectorspanning fasegedraaid aan de ingangsschakeling wordt toegevoerd. Als gevolg hiervan zal de doorlaat-kromme van de MF-versterker haar symmetrische karakter verliezen (zie fig. 83), terwijl in bepaalde gevallen zelfs instabiliteit kan optreden. Het is dus 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 de basisschakeling toegevoerd en wel zodanig

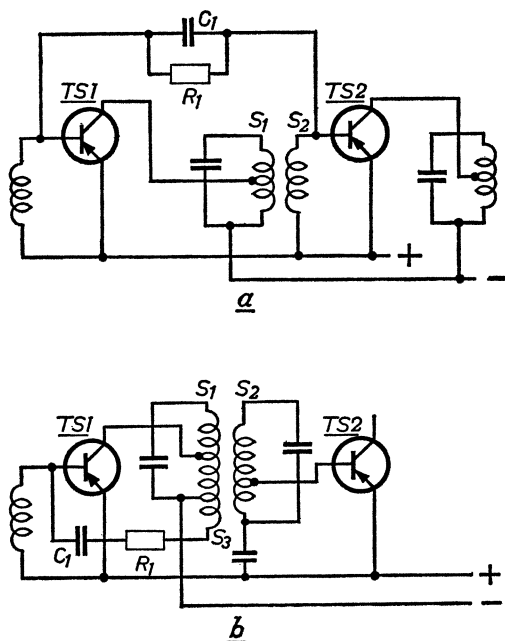


Fig. 84

dat de inwendig teruggevoerde spanning hierdoor wordt gecompenseerd. Soms wordt volstaan met uitsluitend de terugwerking via de capaciteit

$C_{b'c}$ te compenseren, de terugwerking via $R_{b'c}$, die een verlies aan versterking betekent, wordt in dat geval geaccepteerd.

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 koppelspoel 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° , doch 90° 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 HF-transformator) met enkele windingen door te wikkelen. De spanning geïnduceerd in deze wikkeling (S_2) is nu 180° 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 deingangsschakeling 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

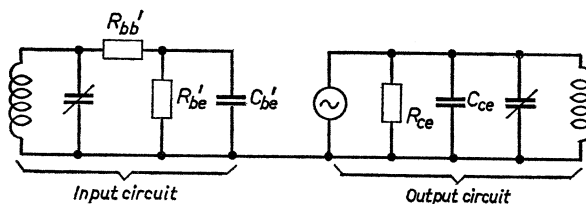


Fig. 85

door het overeenkomstige netwerk van condensatoren en weerstanden. De weerstand $R_{b'c}$ en de condensator $C_{b'c}$ zijn weggelaten, want hun invloed is door de neutrodynisatieschakeling teniet gedaan.

In fig. 85 is duidelijk te zien dat de condensatoren $C_{b'e}$ 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. $R_{b'e}$ 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 HF-transformator noodzakelijk zal zijn. In fig. 86 is het schema van een complete middenfrequentversterker afgebeeld.

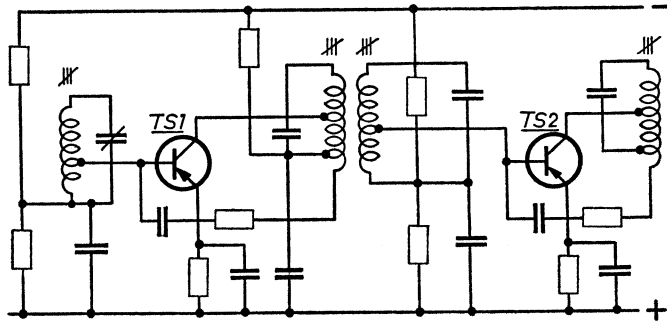


Fig. 86

III. Oscillatorschakelingen

In principe is elke oscillatorschakeling terug te brengen tot een energie-versterkend element, een voedingsbron en een terugkoppelschakeling. De taak van laatstgenoemde schakeling is om een gedeelte van de uitgangsenergie in de juiste fase en grootte terug te voeren aan de ingangsketen. Dit betekent dat er weinig verschil in schakeltechniek is te verwachten tussen oscillatorschakelingen waarbij het energieversterkend element wordt verzorgd door elektronenbuizen dan wel door transistors.

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

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

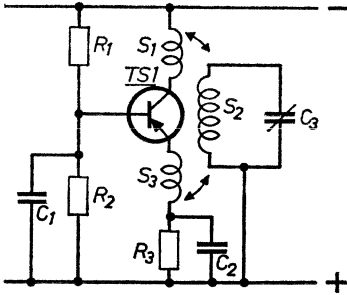


Fig. 87

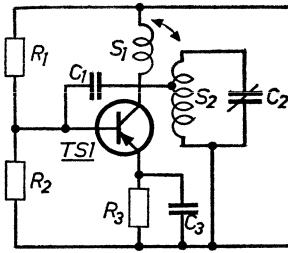


Fig. 88

De ingangsketen (momenteel wordt alleen de wisselstroomketen bestudeerd) wordt gevormd door de serieschakeling: basis-emitter-overgang, spoel S_3 , C_2 en C_1 ; de uitgangsketen door de basis-collectorovergang, S_1 en R_1 . In- en uitgangsschakeling hebben de basis gemeen en zijn inductief met elkaar gekoppeld. Dit betekent dat een deel van de collector-wisselspanning langs inductieve weg in de emitterketen wordt geïnjecteerd. De juiste verhouding van de wisselspanning in beide circuits wordt verkregen door de onderlinge wikkelverhouding van de spoelen S_1 , S_2 en S_3 . De gelijkstroomketen die 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 gezien vanuit wisselstroomstandpunt geschakeld met gemeenschappelijke basis, doch de gelijkstroomschakeling is daarentegen met gemeenschappelijke 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 collectorwisselspanning wordt hier via de koppelcondensator C_1 in de basisketen geïnjecteerd. Een en ander behoeft na het voorafgaande 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 betere warmtestabiliteit).

IV. De mengschakeling

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

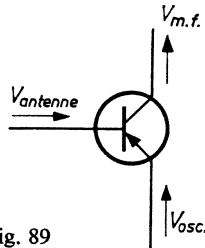


Fig. 89

In de ingangsketen van de transistor zal nu een stroom gaan vloeien die afhankelijk is van zowel antenne- als oscillatorsignaal en de kromming van de ingangskarakteristiek. De stroom bevat o.a. de som- en verschilfrequentie van antenne- en oscillatorsignaal (additieve menging). De collectorstroom, die α' maal zo groot is, bevat dus ook de componenten met de som- en verschilfrequentie van antenne- en oscillatorsignaal. Op één van deze frequenties, praktisch altijd de verschilfrequentie, worden de kringen van de MF-bandfilters afgestemd, zodat alleen deze verschilfrequentie een spanning over genoemde bandfilters teweegbrengt. Evenals bij de MF-versterkers het geval is, vindt ook hier een zekere terugwerking van collectorketen op basisketen plaats via $C_{b'c}$ en $R_{b'c}$ (zie fig. 81).

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

Bij genoemde terugwerking wordt het MF-signaal via $C_{b'c}$ 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.

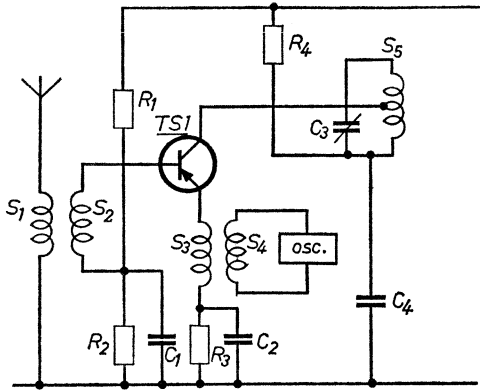


Fig. 90

In fig. 90 is het schema van een zuivere mengschakeling getekend. Het oscillatorsignaal afkomstig van een aparte oscillator wordt via de HF-transformator S_3 - S_4 in de ingangsschakeling 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 serieschakeling R_1 - R_2 in de bocht van de ingangskarakteristiek ingesteld, waardoor additieve menging van beide signalen tot stand komt. Het MF-signaal wordt dan van de afgestemde kring C_3 - S_5 in de collectorketen van TS_1 afgenomen. Aan deze schakeling kleef, evenals dat het geval is met elke mengschakeling volgens het additieve principe, het bezwaar dat het oscillatorsignaal de antenne kan bereiken 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 HF-transistor wordt uitgespaard, nl. die van de separate oscillator.

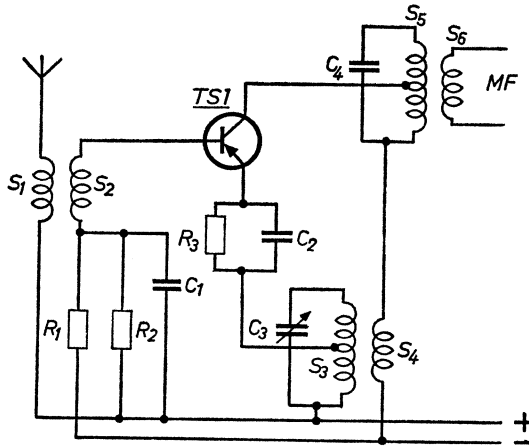


Fig. 91

V. Detectieschakelingen

In het algemeen wordt in apparaten, waarin transistors als versterkelement worden toegepast de detectie van het MF-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 elektronenbuizen.

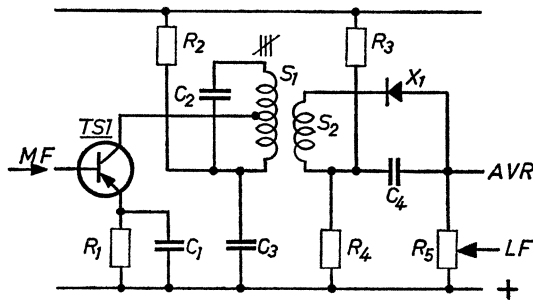


Fig. 92

In fig. 92 is het schema getekend van een detectieschakeling waarbij het te detecteren MF-signaal van de secundaire van de MF-transformator S_1 - S_2 wordt afgenomen. Om te voorkomen dat de eigenlijke detectorketen te veel demping uitoefent op de voorafgaande MF-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 MF-draaggolf en wordt, evenals dat bij apparaten met elektronenbuizen het geval is, gebruikt om de instelling van één of meer voorafgaande versterkertrappen te regelen (automatische volumeregeling). Deze a.v.r. betekent echter een extra demping van de laatste MF-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 .

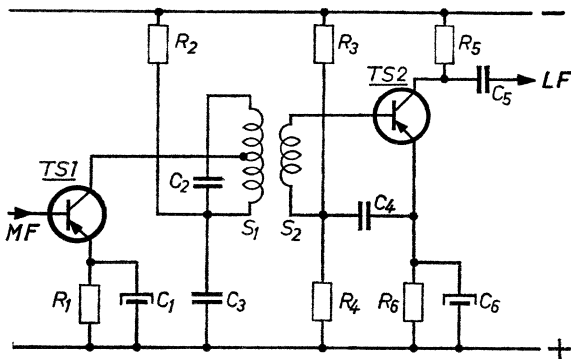


Fig. 93

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 elektronenbuizen, aangezien de transistor TS_2 het MF-signaal detecteert en tegelijkertijd het LF-signaal versterkt. Het nadeel van deze schakeling is dat de versterking van het ge-

detecteerde MF-sigitaal 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 HF-transistor gekozen, dit om reden dat een dergelijke transistor in de praktijk het beste rendement geeft.

VI. De automatische sterkteregeling

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

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

In principe komt de regeling van de versterking, zowel bij transistors als bij elektronenbuizen, tot stand door een verschuiving van het werkpunt.

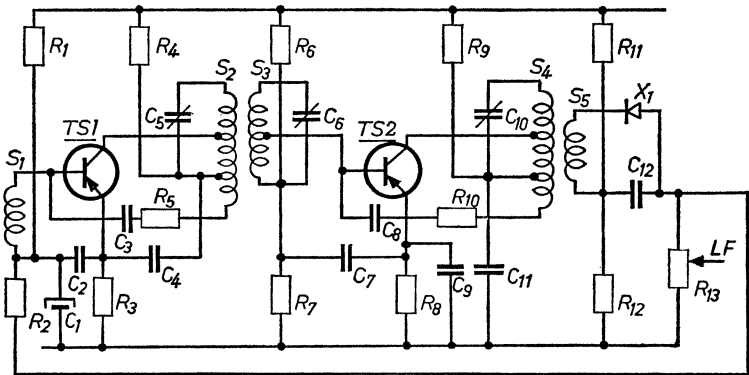


Fig. 94

Een verschuiving van het werkpunt betekent een verandering in waarde van de verschillende transistorgrootheden zoals α' , 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 over de potentiometer R_{13} , die als volumeregelaar dienst doet. Het filter R_2C_1 heeft tot taak om te voorkomen dat het LF-signaal, gesuperponeerd op de regelspanning, aan de te regelen MF-transistor wordt toegevoerd. Aangezien een gevoelige a.v.r. in het algemeen gesproken ten koste gaat van de stabiliteit zal in de praktijk 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 spreading in de transistorgrootheden.

VII. De Darlington-schakeling

In fig. 95a is deze schakeling, die vooral in de techniek van de geïntegreerde schakelingen wordt toegepast, afgebeeld. Zoals uit de figuur blijkt, is de basis van transistor I direct met de emitter van transistor II verbonden; verder zijn de collectoraansluitingen van beide transistors met elkaar verbonden.

Voor de eerste transistor geldt:

$$\begin{aligned} i_{c1} &= \alpha_1 \cdot i_e \\ i_{b1} &= i_e - i_{c1} \\ &= i_e - \alpha_1 \cdot i_e \\ &= (1 - \alpha_1) i_e \\ i_{b1} &= \frac{1 - \alpha_1}{\alpha_1} i_{c1} \\ i_{c1} &= \frac{\alpha_1}{1 - \alpha_1} i_{b1} \end{aligned}$$

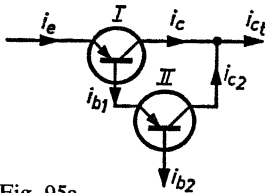


Fig. 95a

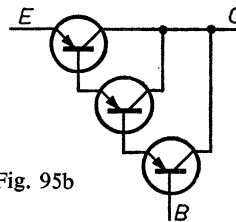


Fig. 95b

Voor de tweede transistor geldt:

$$\begin{aligned}
 i_{c_2} &= \alpha_2 \times i_{b_1} \\
 \text{Nu is } i_{c_t} &= i_{c_1} + i_{c_2} \\
 &= \left(\frac{\alpha_1}{1 - \alpha_1} + \alpha_2 \right) i_{b_1} \\
 &= \left(\frac{\alpha_1}{1 - \alpha_1} + \alpha_2 \right) (1 - \alpha_1) i_e \\
 &= (\alpha_1 + \alpha_2 - \alpha_1 \times \alpha_2) i_e
 \end{aligned}$$

Is bij wijze van voorbeeld de stroomversterkingsfactor $\alpha = \alpha_1 = \alpha_2 = 0,90$, dan bedraagt de stroomversterking van de schakeling

$$\begin{aligned}
 i_{c_t} &= (0,9 + 0,9 - 0,81) i_e \\
 &= 0,99 i_e
 \end{aligned}$$

Hieruit blijkt dat de stroomversterking van het geheel sterk is toegenomen. Zeer vaak wordt de schakeling van fig. 95b uitgebreid tot drie transistors, waardoor de stroomversterking wederom sterk toeneemt.

$$\text{Is nu } \alpha = \alpha_1 = \alpha_2 = \alpha_3 = 0,9$$

$$\begin{aligned}
 \text{Dan is } i_{c_t} &= 0,999 i_e \\
 i_{c_t} &= \frac{1}{1 - 0,999} i_b \\
 &= 1000 i_b
 \end{aligned}$$

(i_c ; i_e en i_b zijn hier wisselstromen met kleine amplitudes.)

HOOFDSTUK VI

IMPULSTECHNIEK

Stroom- en spanningsimpulsen worden meestal tot stand gebracht door het plotseling openen en sluiten van schakelaars. Deze schakelaars zijn praktisch altijd als elektronische schakelaar uitgevoerd, daar het sluiten resp. openen van de betreffende stroomketen gewoonlijk in een zeer kort tijdsbestek moet plaats vinden (mechanische schakelaars zijn dan te traag). Als elektronische schakelaar kan o.a. een elektronenbuis of een transistor dienst doen. In het bestek van dit boek zullen echter alleen die schakelingen worden behandeld, waarin een transistor als schakelaar fungeert. Alvorens echter te beginnen met de bestudering van de verschillende schakelmogelijkheden dient eerst te worden nagegaan op welke wijze een stroom resp. spanningsimpuls tot stand komt.

Stroomketen met batterij en weerstand

In fig. 96 is het schema getekend van een stroomkring bestaande uit een batterij, een schakelaar (S) en een weerstand (R). Indien de schakelaar ge-

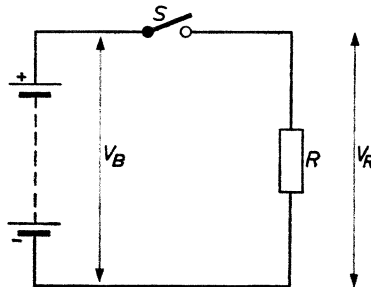


Fig. 96

opend is, vloeit er geen stroom door de keten en bedraagt de spanning over de weerstand (V_R) nul volt.

Wordt de schakelaar gesloten dan is, op hetzelfde ogenblik dat de schake-

laar de stroomketen sluit, over de weerstand een spanning V_R aanwezig die gelijk is aan de batterijspanning V_B , terwijl door de keten een stroom van $\frac{V_B}{R}$ ampère vloeit (aangenomen is hierbij dat de batterij geen inwendige weerstand bezit).

De spanning over de weerstand is op het ogenblik waarop de stroomketen wordt gesloten, als het ware van nul volt op V_B volt gesprongen. Dit is dan ook de reden dat in dit geval van het optreden van een spanningsprong wordt gesproken. Wordt de schakelaar na een bepaalde tijd weer geopend dan wordt de stroomketen opnieuw verbroken en springt de spanning over de weerstand van V_B volt op 0 volt. Het verloop van de spanning over de weerstand als functie van de tijd is in fig. 97a aangegeven. Op het tijdstip t_1 wordt de schakelaar S dus gesloten en op het moment t_2 geopend. Het stroomverloop in de keten is in fig. 97b aangegeven en behoeft na het bovenstaande geen nadere toelichting meer.

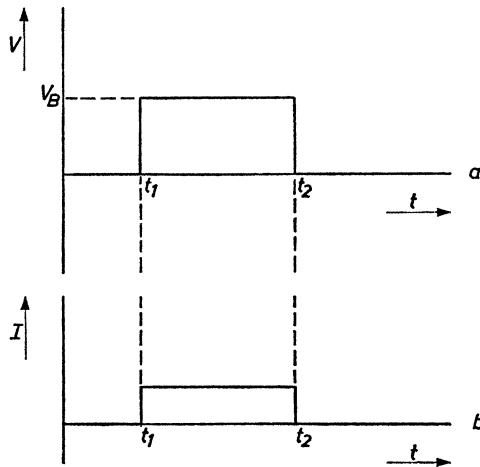


Fig. 97

Stroomketen met batterij, weerstand en condensator

In fig. 98 is het schema getekend van een stroomketen bestaande uit een batterij, een weerstand en een condensator. Is de schakelaar S geopend, dan

is zowel de spanning over de weerstand (V_R) als de spanning over de condensator (V_C) gelijk aan nul volt (aangenomen is hierbij dat de condensator geen lading bezit). Op het ogenblik dat de schakelaar S wordt gesloten, is over de serieschakeling van weerstand en condensator een spanning V_B (de

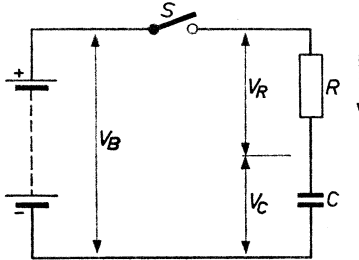


Fig. 98

batterijspanning) aanwezig. Het verloop van deze spanning is afgebeeld in fig. 99a. De spanning is dus op het ogenblik waarop de schakelaar werd gesloten (t_1) van 0 op V_B volt gesprongen. In de keten zal als gevolg van deze spanning V_B een stroom gaan vloeien die de condensator C oplaadt. Deze stroom is direct na het sluiten van de schakelaar maximaal, want de condensator bezit dan nog geen lading en gedraagt zich bijgevolg als een kortsluiting. Op het moment van inschakelen is dus $V_C = 0$, zodat $V_B = V_R$ terwijl de stroom die door de keten vloeit gelijk is aan $\frac{V_R}{R} = \frac{V_B}{R}$

Een kort ogenblik later (t seconden) bedraagt de lading van de condensator Q_t coulomb (want de stroom die gedurende deze tijd in de keten vloeide heeft de condensator opgeladen ($Q_t = i \cdot t$)). Dit betekent dat de spanning over de condensator van 0 volt is gestegen tot V_{Ct} volt ($V_{Ct} = \frac{Q_t}{C}$).

Als gevolg hiervan is de stroom in de keten kleiner geworden, want deze stroom is van twee factoren afhankelijk nl.:

- Het verschil tussen batterijspanning V_B en spanning over de condensator V_C .
- De grootte van de weerstand R .

Of in formule vorm

$$i = \frac{V_B - V_C}{R} = \frac{V_R}{R}$$

De spanning over de weerstand R is dus eveneens kleiner geworden, iets dat vanzelfsprekend is, want $V_R = V_B - V_C$.

Na een bepaalde tijdsduur treedt er een zekere rusttoestand in. De condensator is dan geheel opgeladen, zodat $V_C = V_B$ en $V_R = 0$ met als gevolg

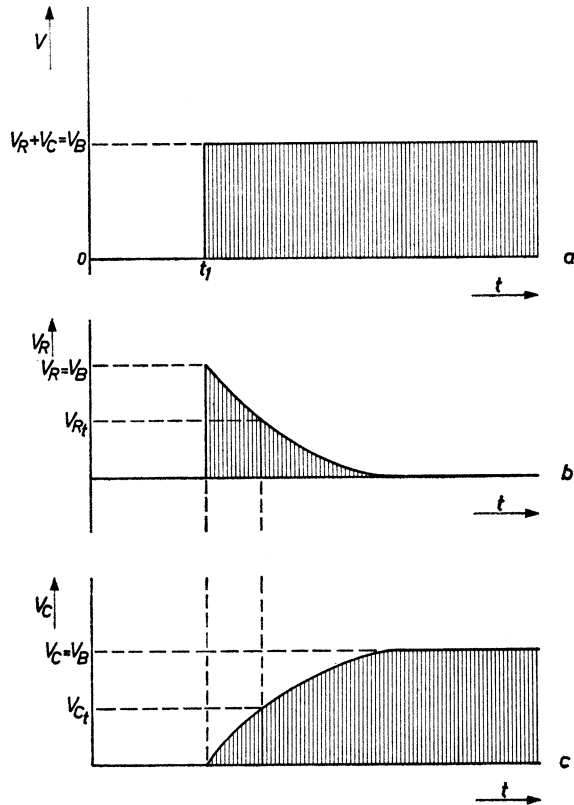


Fig. 99

dat in de keten geen stroom meer vloeit. In fig. 99b en fig. 99c is het spanningsverloop over resp. de weerstand en de condensator aangegeven.

Uit het voorafgaande volgt dat er een bepaalde tijdsduur voor nodig is om de condensator op te laden. Deze tijdsduur is afhankelijk van twee factoren nl. de grootte van de condensator en de grootte van de weerstand. Wordt de weerstand en/of de capaciteit van de condensator vergroot dan

zal het langer duren alvorens de condensator volledig is opgeladen. Uit een wiskundige beschouwing, die buiten het kader van dit boekje valt, blijkt dat er een bepaald verband aanwezig is tussen enerzijds de grootte van de stroom die t seconden na het sluiten van de schakelaar S door de keten vloeit en anderzijds de grootte van de weerstand en de condensator. In de vorm van een formule uitgedrukt is dit verband:

$$i_t = i_{\max} e^{-\frac{t}{RC}} = \frac{V_B}{R} e^{-\frac{t}{RC}} \quad (1)$$

Hierin is V_B = de batterijspanning in volt

R = de weerstand in ohm

C = de capaciteit in farad

t = de tijd in seconden

i = de stroom die door de keten vloeit in ampère

e = het grondtal van de natuurlijke logaritmen ($e = 2,72$)

Alvorens verder te gaan moet eerst worden uiteengezet wat onder de RC -tijd van een schakeling wordt verstaan. De formule (1) geeft aan dat de stroom die t seconden na het sluiten van de schakelaar door de keten vloeit, gelijk is aan de maximale waarde van de stroom gedeeld door e tot de macht $\frac{t}{RC}$. Nu leert de wiskunde dat een exponent altijd een onbenoemd

getal is (a^4 is bijv. $a \cdot a \cdot a \cdot a$), zodat $\frac{t}{RC}$ eveneens een onbenoemd getal moet zijn. Dit betekent dat het produkt van R en C de dimensie van tijd moet hebben, aangezien t deze dimensie ook heeft. De grootte RC wordt dus evenals t uitgedrukt in seconden. Indien gesproken wordt over de RC -tijd van een schakeling dan wordt daarmee aangegeven de tijd waarbij $t = RC$ of m.a.w. als $\frac{t}{RC} = 1$.

Voorbeeld:

a) Gesteld dat R een weerstand van $1 \text{ M}\Omega$ en C een capaciteit van $0,1 \text{ }\mu\text{F}$ heeft.

De RC -tijd van de schakeling bedraagt dan:

$$R \text{ (in ohm)} \times C \text{ (in farad)} = t \text{ (in seconden)} = 10^6 \times 0,1 \times 10^{-6} = 0,1 \text{ seconde.}$$

- b) Verder is gegeven dat de batterijspanning $V_B = 100$ volt. De maximale stroom die door de keten vloeit (op het ogenblik waarop de schakelaar wordt gesloten), is gelijk aan

$$i_m = \frac{V_B}{R} = \frac{100}{10^6} = 100 \times 10^{-6} \text{ A} = 100 \mu\text{A}.$$

- c) Na 0,1 seconde is de stroomsterkte volgens (1) gelijk aan

$$i = i_m e^{\frac{-t}{RC}} = 100 \times 10^{-6} e^{\frac{-0,1}{0,1}} = 100 \times 10^{-6} e^{-1}$$

Uit fig. 100 is af te lezen dat voor $t/RC = 1$ de waarde van $e^{-t/RC} = 0,37$. Zodat de stroom, die 0,1 s na het sluiten van de schakelaar door de keten vloeit, gelijk is aan

$$0,37 \times 100 \times 10^{-6} \text{ A} = 37 \mu\text{A}$$

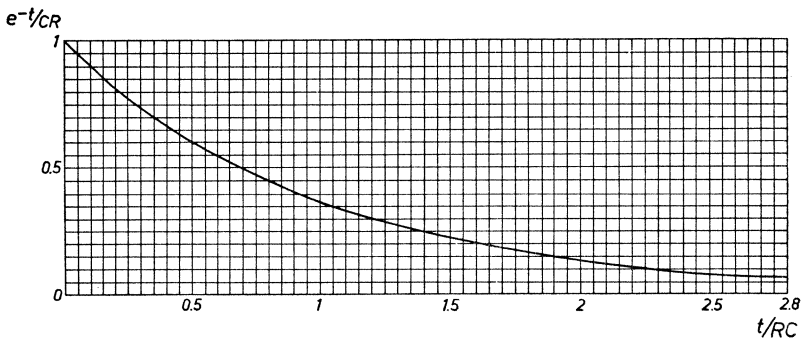


Fig. 100

- d) De spanning over de weerstand bedraagt op dat ogenblik

$$V_R = i \times R = 37 \times 10^{-6} \times 10^6 = 37 \text{ V} \text{ en de spanning over de condensator } 100 - 37 = 63 \text{ V}.$$

In fig. 101 is het verloop van de spanning als functie van de tijd over de serieschakeling van R en C door A aangegeven. Op het tijdstip t_1 wordt de schakelaar S gesloten en op het tijdstip t_2 geopend. Op het tijdstip t_2 springt deze spanning dus van V_B op V_{Ct2} volt (dit is logisch want de stroomkring wordt op dat ogenblik onderbroken). De kromme B geeft in deze figuur het verloop van de spanning over de weerstand als functie van de tijd weer,

terwijl de kromme C het verloop van de spanning over de condensator als functie van de tijd weergeeft. Op het tijdstip t_2 is de spanning over de condensator V_{Ct_2} en de spanning over de weerstand V_{Rt_2} ; echter is $V_{Ct_2} + V_{Rt_2} = V_B$, want voor elk tussengelegen tijdstip geldt steeds $V_R + V_C = V_B$.

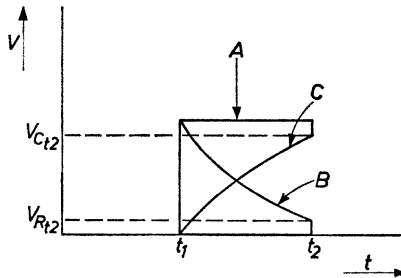


Fig. 101

Tot nu toe zijn alleen de verschijnselen behandeld die zich voordoen bij het opladen van een condensator. Wanneer een condensator over een weerstand wordt ontladen, is de situatie echter anders. In fig. 102 is een stroomkring getekend bestaande uit een condensator C, een schakelaar S en een weerstand R. Indien de schakelaar geopend is, vloeit er geen stroom door de keten en zal de spanning tussen de punten A en B gelijk zijn aan de

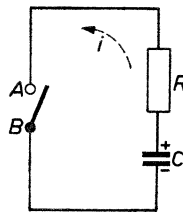


Fig. 102

spanning over de condensator dus V_C . Wordt de schakelaar gesloten dan ontstaat op het ogenblik van het sluiten een spanningsprong van V_C tot 0 volt tussen de punten A en B. In de keten gaat nu een stroom vloeien waardoor de condensator wordt ontladen. De stroom die door de keten

vloeit, is maximaal op het ogenblik waarop de schakelaar wordt gesloten en neemt af naarmate de condensator zich ontlaaft.

Dit ontladen is weer in de vorm van een formule uit te drukken als functie van de tijd. De stroom die door de keten vloeit, is dan gelijk aan:

$$i = i_m e^{\frac{-t}{RC}} = \frac{V_C}{R} e^{\frac{-t}{RC}} \quad (2)$$

Resumerend kan dus worden vastgesteld dat het stroomverloop zowel bij het opladen als het ontladen van de condensator in een RC-netwerk als een exponentiële functie van de tijd verloopt, echter met dit verschil dat de stroomrichting bij het ontladen tegenovergesteld is aan die bij het opladen. In fig. 103 is het verloop van de spanning over de weerstand (V_R) als functie van de tijd aangegeven voor het geval de condensator zich ontlaaft. Worden fig. 99 en fig. 103 met elkaar vergeleken dan valt het direct op dat het spanningsverloop over de weerstand R in fig. 99 boven de tijd-as is getekend, terwijl dit verloop bij het ontladen onder deze as is getekend. De reden hiervan is het verschil in polariteit van V_R bij het laden en ontladen. Vergelijk daartoe ook fig. 98 en 102 waarin deze polariteit eveneens is aangegeven.

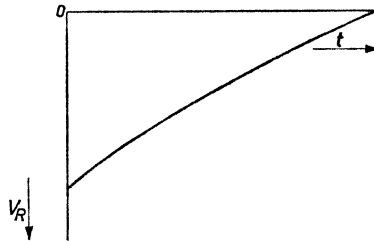


Fig. 103

Het differentiatornetwerk

In fig. 104 is de RC-schakeling van fig. 102 iets anders getekend. Een dergelijke schakeling die in de impulstechniek veelvuldig wordt toegepast, wordt aangeduid als differentiatornetwerk. Thans zal worden nagegaan hoe het spanningsverloop over de weerstand R is, indien aan het differen-

tiatornetwerk een impulsspanning als afgebeeld in fig. 105 wordt toegevoerd en wel voor het geval $RC > t$ en $RC \ll t$.

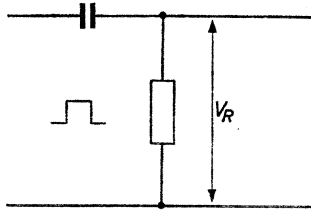


Fig. 104

$RC > t$

Op het ogenblik van de eerste spanningsprong (op het ogenblik t_1) zal de spanning over de weerstand van 0 op V volt springen. Deze spanning neemt vervolgens in waarde af doordat de condensator C wordt opgeladen. Aangezien $RC > t$ zal de condensator nog maar weinig zijn opgeladen m.a.w. V_R nog maar weinig in waarde zijn gedaald, als de tweede spanningsprong (op het ogenblik t_2) optreedt. Op dat ogenblik gaat de condensator zich over de weerstand R ontladen zodat de polariteit van de spanning over deze weerstand verandert. Het verloop van de spanning over de weerstand is weergegeven in fig. 105.

$RC \ll t$

Op het moment waarop de eerste spanningsprong (op het ogenblik t_1) optreedt, zal de spanning over de weerstand van 0 op V volt springen. Deze spanning neemt vervolgens snel in waarde af, omdat de condensator zeer snel wordt opgeladen, zodat V_C snel in waarde stijgt. Op het ogenblik t_2 , waarop de tweede spanningsprong optreedt, is de condensator reeds volledig opgeladen, zodat V_R op dat ogenblik gelijk 0 volt is. Na de nieuwe spanningsprong zal de condensator, waarvan de spanning $V_C = V$ volt is, zich wederom snel ontladen. Het verloop van de spanning over de weerstand is voor dit geval weergegeven in fig. 105.

Bij de hierboven gehouden beschouwingen is stilzwijgend aangenomen dat de schakelaar de stroomketen opent en sluit zonder dat hiervoor tijd nodig is, m.a.w. het openen en sluiten vindt in een oneindig klein tijdsbestek

plaats. Het zal duidelijk zijn dat dit met mechanische schakelaars niet bereikt kan worden, zodat elektronische schakelaars moeten worden toegepast. Deze elektronische schakelaars berusten meestal op bepaalde eigenschappen van elektronenbuizen of transistors. In het nu volgende zullen speciaal die schakelaars worden besproken, waarbij het schakelend element een transistor is.

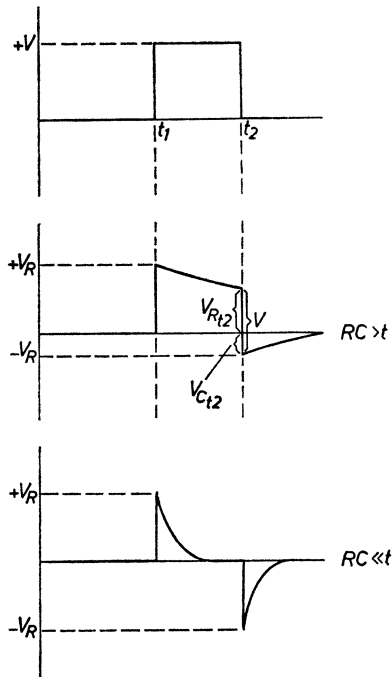


Fig. 105

De transistor fungerend als schakelaar

In fig. 106 is een schakeling afgebeeld waarbij een transistor dienst doet als schakelaar. De transistor is zodanig in de schakeling opgenomen dat de collector een negatieve potentiaal bezit t.o.v. de emitter. In de basisketen van deze transistor (de transistor is geschakeld met gemeenschappelijke emitter) heeft de basis een kleine positieve voorspanning t.o.v. de emitter, zodat in deze keten, evenals trouwens in de collectorketen, geen stroom

vloeit. De transistor is dus geblokkeerd en gedraagt zich bijgevolg als een schakelaar die geopend is. De situatie wordt echter anders wanneer bijv. op een bepaald tijdstip een spanningsprong in de basisketen optreedt, waardoor de basis plotseling negatief wordt t.o.v. de emitter. Op dat moment zal nl. in de basisketen een stroom gaan vloeien. Als direct gevolg hiervan zal in de collectorketen eveneens een stroom gaan vloeien. De transistor

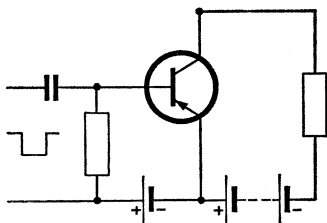


Fig. 106

gedraagt zich nu als een schakelaar die gesloten is. In het bovenstaande is het principe van een transistor fungerend als elektronische schakelaar aangegeven.

Tot nu toe is echter alleen de eigenlijke schakelaar besproken en niet het mechanisme dat de schakelaar bedient, dus dat de schakelaar opent en sluit. Dit mechanisme, dat eveneens elektronisch is uitgevoerd, bestaat uit een schakeling die de desbetreffende spannings- of stroomsprongen levert, nodig om de transistor te doen geleiden resp. te sperren. Er zijn in de loop van de tijd verschillende van deze schakelingen ontwikkeld, waarvan er hier enkele zullen worden besproken.

De a-stabiele multivibrator

In fig. 107 is het principeschema getekend van een tweetraps-weerstandgekoppelde versterker waarvan de collectorwisselspanning van de transistor TS2 via een condensator wordt toegevoerd aan het basiscircuit van de transistor TS1. In fig. 108 is het principeschema van fig. 107 nogmaals en wel op een meer gebruikelijke manier getekend. Aangenomen wordt dat beide transistors volkomen aan elkaar gelijk zijn en verder dat $R_1 = R_2$; $C_1 = C_2$ en $R_3 = R_4$.

Uitgegaan wordt van de toestand dat beide transistors geleiden. Als gevolg van de symmetrie van de schakeling zal dus I_C TS1 gelijk zijn aan I_C TS2 en V_B TS1 gelijk aan V_B TS2.

Een kleine verstoring in deze symmetrie, bijv. een toename van I_C TS1,

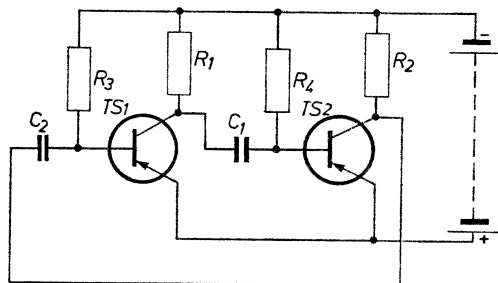


Fig. 107

heeft tot gevolg dat de spanning over R_1 (I_C TS1 R_1) groter wordt en de collectorspanning van TS1 kleiner. Deze spanningsverandering wordt meegedeeld aan de basis van TS2, want

$$V_C \text{ TS1} = V_{c1} + V_B \text{ TS2}$$

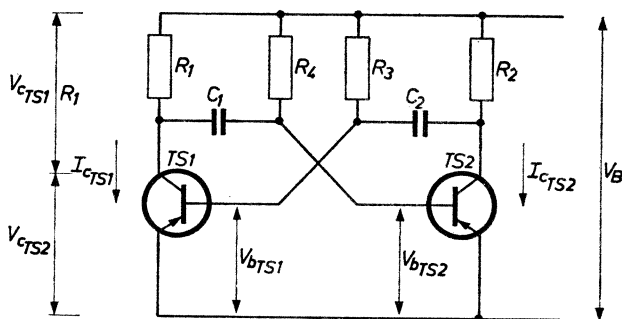


Fig. 108

Het gevolg hiervan is dat de basis minder negatief wordt zodat I_C TS2 in waarde daalt. Dit laatste heeft weer tot gevolg dat V_C TS2 toeneemt. Deze verandering van V_C TS2 wordt op zijn beurt weer meegedeeld aan de basis van TS1, want V_C TS2 = V_B TS1 + V_{c2} . Het directe gevolg van het groter worden van V_C TS2 is dus dat de basis van TS1 meer negatief wordt, iets dat

op zijn beurt weer een toename van I_C TS1 tot gevolg heeft enz. Dit proces, dat cumulatief is, eindigt met de toestand waarbij de basis van TS2 positief wordt met als direct gevolg dat deze transistor spert terwijl de collectorstroom van de transistor TS1 zijn maximale waarde bereikt. Er treedt dan een zekere rusttoestand in waarbij TS1 geleidt en TS2 blokkeert.

Gedurende dit proces, dat zich in een uiterst kort tijdsbestek afspeelt, verandert de lading van de condensatoren C_1 en C_2 nagenoeg niet. Wanneer de hierboven beschreven rusttoestand intreedt, wordt de condensator C_1 echter opgeladen omdat deze condensator is opgenomen in de serie-schakeling van $R_4 - C_1 - R_1$ TS1. Dit betekent dat de basisspanning van TS2 na een bepaalde tijd (afhankelijk van de waarden van R_4 en C_1) negatief wordt. Dit heeft als direct gevolg dat de transistor TS2 weer gaat geleiden, zodat V_C TS2 afneemt. Deze verandering van V_C TS2 wordt meegedeeld aan de basis van de transistor TS1, want V_C TS2 = $V_{C2} + V_B$ TS1 zodat de basis van de TS1 minder negatief wordt. Dit laatste betekent dat het hierboven beschreven proces opnieuw inzet en eindigt met de toestand waarbij TS2 geleidt en TS1 geblokkeerd is.

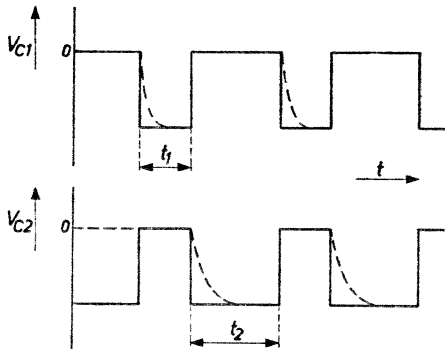


Fig. 109

De tijd waarin deze rusttoestand blijft bestaan, is dan weer afhankelijk van de grootte van R_3 en C_2 . In fig. 109 is het verloop van de collectorspanning als functie van de tijd aangegeven. Dit verloop zal na het bovenstaande duidelijk zijn, echter zij nog vermeld dat de spannings sprongen in het algemeen niet zo steil zijn als aangegeven in de figuur.

De bi-stabiele multivibrator

Een ander soort multivibratorschakeling is de bi-stabiele multivibrator, ook wel flip-flop-schakeling genoemd. Een dergelijke multivibrator kent zgn. rust- of stabiele toestanden nl.: a) de transistor TS1 geleidt en TS2 is geblokkeerd; b) TS1 is geblokkeerd en TS2 geleidt; c) beide transistors geleiden; d) beide transistors zijn geblokkeerd. Om een geblokkeerde transistor te doen geleiden en omgekeerd is in dit geval een spanningsimpuls van buitenaf nodig.

In fig. 110 is het prinsipeschema van een dergelijke schakeling getekend.

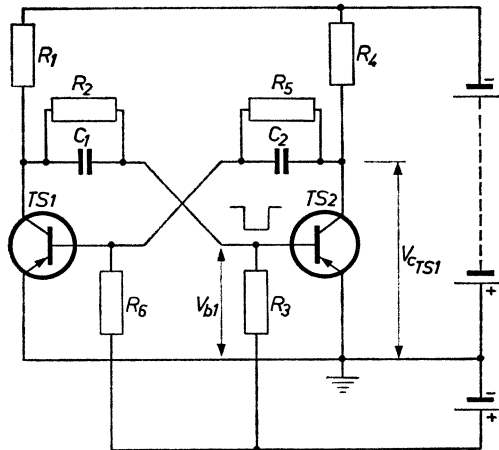


Fig. 110

Wordt de schakeling op de batterijen aangesloten dan kunnen zich verschillende toestanden voordoen, al naar gelang de dimensionering van de weerstanden $R_1 - R_2 - R_3$ en $R_4 - R_5 - R_6$, dus de instelling van beide transistors. Wordt als voorbeeld genomen dat beide transistors geleiden en dat op een gegeven ogenblik een positieve spanningsimpuls aan de basis van TS1 wordt toegevoerd, dan zal de transistor TS1 als gevolg hiervan blokkeren m.a.w. I_C TS1 wordt nul. Dit laatste betekent dat V_C TS1 met een sprong groter wordt. Deze toename van V_C TS1 wordt via C_2 aan de basis van TS2 meegegeed die daardoor met de sprong meer negatief wordt waardoor I_C TS2

groter en V_C TS2 kleiner wordt. Deze toestand blijft zolang bestaan totdat de condensator C_2 zich heeft ontladen waarna V_B TS2 weer minder negatief wordt; I_C TS2 in waarde daalt en V_C TS2 toeneemt. Deze laatste verandering wordt via C_1 weer aan de basis van TS1 meegedeeld waarna de oorspronkelijke rusttoestand weer terugkeert. Aangezien dit veranderen van de spanningen weer cumulatief is, zullen deze in een uiterst snel tempo plaats vinden, evenals dat met de a-stabiele multivibrator het geval is.

De blokkeeroscillator

Een geheel ander soort relaxatie-oscillator is de blokkeeroscillator waarvan in fig. 111 het principe-schema is afgebeeld. Van de transformator T, die de koppeling tussen basis- en collectorkring tot stand brengt, is de primaire wikkeling opgenomen in de collectorketen, terwijl de secundaire wikkeling deel uitmaakt van de basiskring.

Uitgegaan wordt van de toestand waarbij de condensator is opgeladen en verder dat de spanning, die als gevolg van deze lading over de condensator aanwezig is, een polariteit heeft als aangegeven in het schema van fig. 111. De spanning tussen de basis en emitter (E_{be}) bedraagt dan $E_{be} = (-V_{be} + V_C)$ volt. In deze formule is V_{be} de batterijspanning en V_C de spanning, aanwezig over de condensator.

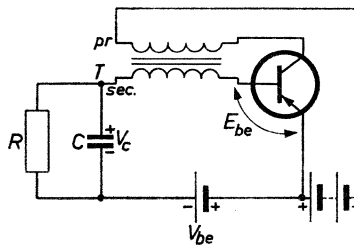


Fig. 111

Voorlopig wordt aangenomen dat V_C groter is dan V_{be} , dit betekent dat E_{be} positief is, d.w.z. dat de basis positief is t.o.v. de emitter. Het gevolg hiervan is dat de transistor is gesperd. De condensator C ontlad zich vervolgens over de weerstand R met als gevolg dat de condensatorspanning V_C daalt. Dit laatste betekent dat ook E_{be} kleiner wordt. Op het ogenblik

waarop E_{be} negatief wordt, dus $V_C < V_{be}$, is de transistor niet langer gesperd en zal in de collectorketen een stroom I_C gaan vloeien die in waarde toeneemt. Als gevolg van de zelfinductie van de primaire en secundaire wikkeling van de transformator wordt in de secundaire wikkeling (opgenomen in de basiskring) een spanning V_L geïnduceerd ($V_L = -L \frac{di_C}{dt}$). De spanning over deze wikkeling springt op het ogenblik waarop I_C gaat vloeien van 0 op V_L volt en blijft constant want de verhouding $\frac{di_C}{dt}$ blijft constant.

De secundaire wikkeling is zodanig in de basisketen opgenomen dat de polariteit van de spanning over deze wikkeling is als aangegeven in fig. 112.

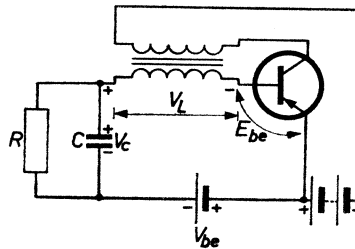


Fig. 112

Dit betekent dat de spanning tussen basis en emitter constant is nl. $E_{be} = (-V_{be} + V_C - V_L)$. Dit constant blijven van de spanning E_{be} vindt zijn oorzaak in het feit dat het beschreven proces zich in een uiterst kort tijdsbestek afspeelt, dit in tegenstelling tot het ontladproces van de condensator. In de basiskring vloeit als gevolg van de constante spanning E_{be} een constante stroom I_b .

Alvorens verder te gaan, dient eerst de I_C - V_{ce} -karakteristiek van een transistor nader te worden bestudeerd. Aan deze karakteristiek, die getekend is in fig. 113, zijn twee belangrijke gedeelten te onderscheiden nl. het gedeelte waarbij een kleine verandering van V_{ce} reeds een grote verandering van I_b teweegbrengt en het gedeelte waarbij het verloop van de karakteristiek

praktisch horizontaal is. In het bovenstaande, waarbij I_b constant blijft, is bijv. het punt A (de kniespanning) een kritiek punt dat het verder verloop van het proces bepaalt.

Bij het bovenomschreven proces zal de stroom in de collectorketen lineair met de tijd toenemen ($\frac{di_c}{dt} = \text{constant}$) totdat het punt A in fig. 113 is bereikt.

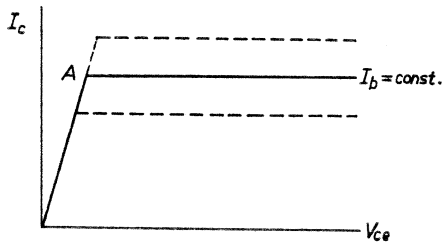


Fig. 113

Op dat ogenblik wordt de stroomtoename in de collectorketen ineens aanzienlijk kleiner, want de I_c - V_{ce} -karakteristiek verloopt bij een constant blijven van I_b na het punt A praktisch horizontaal. Dit betekent dat de spanning, die in de secundaire van de transformator wordt geïnduceerd, ineens van polariteit verandert, dus van $-V_L$ op $+V_L$ springt. De spanning tussen basis en emitter springt bijgevolg van $E_{be} = (-V_B + V_C - V_L)$ op $E_{be} = (-V_B + V_C + V_L)$ zodat de transistor met één sprong geblokkeerd is. Opgemerkt zij nog dat de stroom I_b , die in het ingangscircuit heeft gevloeid de condensator C heeft opgeladen zodat V_C ook in waarde is toegenomen.

De spanning V_L verdwijnt zeer snel aangezien de energie die is opgehoopt in de transformator T zich uitslingert in een afgestemde kring die wordt gevormd door de zelfinductie van de wikkelingen en de parasitaire capaciteit tussen de windingen onderling. Is V_L verdwenen dan is de situatie van uitgang weer teruggekeerd en begint het hierboven beschreven proces opnieuw.

HOOFDSTUK VII

METINGEN

Evenals bij elektronenbuizen 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 gemeenschappelijke emitter geschakeld. Het zal zonder meer duidelijk zijn dat de desbetreffende 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 α' .
- 3) De I_b - V_{be} -karakteristiek.
- 4) De ingangsweerstand.
- 5) De uitgangsweerstand.
- 6) De I_{co}' .
- 7) De waarde van de afsnijfrequentie $f_c\alpha'$.

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. 114. De desbetreffende 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 μ 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.

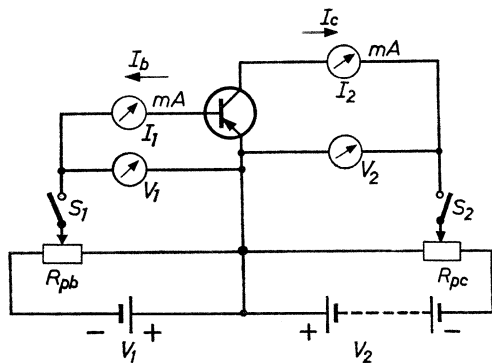


Fig. 114

2) Het bepalen van α'

Voor deze meting wordt dezelfde meetschakeling gebruikt als bij de hierboven beschreven meting. De waarde van α' wordt door de transistorfabrikant meestal opgegeven voor een bepaalde waarde van V_{ce} en I_b . Om de stroomversterking α' te controleren wordt de transistor eerst zodanig ingesteld (met behulp van de potentiometers R_{pb} en R_{pc}) dat de stroom I_b bijv. $100 \mu\text{A}$ hoger is dan de gepubliceerde waarde, terwijl de collectorspanning op de gepubliceerde waarde wordt ingesteld. De stroom die in dit geval in de collectorketen 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 de collectorketen zal in dit geval I_{c2} bedragen en de bijbehorende basisstroom I_{b2} . De stroomversterking α' 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 transistortypen noodzakelijk zijn deze variatie aanmerkelijk kleiner te maken, bijv. $20 \mu\text{A}$.

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. 114, 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 stroomsterkte I_b , bij een constante waarde van V_{ce} .

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

en kan bijgevolg zonder meer met de schakeling van fig. 114 worden bepaald.

Het bepalen van de wisselstroomweerstand daarentegen is iets gecompliceerder. Met de schakeling van fig. 114 kan deze weerstand worden be-

paald als het quotiënt van het verschil van twee spanningen met de bijbehorende stroomsterkten of in formulevorm

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

Moet bijv. 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 stroomsterkte is, die bij een spanning $(100 \text{ mV} + 1 \text{ mV})$ en I_{b2} de stroomsterkte die bij een spanning $(100 \text{ mV} - 1 \text{ mV})$, door de ingangsketen 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

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

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 berekend met

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

en kan zonder moeilijkheden volgens de reeds eerder beschreven meetprocedure (zie bepaling van α') met de meetopstelling afgebeeld in fig. 114 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 uitvoerig besproken, zodat hierop niet nader behoeft te worden ingegaan. De waarde van I_{co}' wordt door de transistorfabrikant meestal voor een bepaalde waarde van V_{ce} bij een bepaalde temperatuur opgegeven, bijv. bij 25 °C.

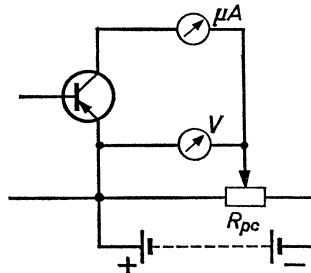


Fig. 115

In fig. 115 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 μA -meter wordt afgelezen.

7) De afsnijfrequentie $f_{c\alpha}'$

Onder de afsnijfrequentie wordt verstaan de frequentie waarbij de stroomversterking α' 3 dB in waarde is gedaald. In hoofdstuk V is deze afsnijfrequentie reeds ter sprake gebracht bij de behandeling van schakelingen met HF-transistors. In fig. 116 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 de ingangsketen van de transistor een signaal van 1000 Hz, afkomstig van de toongenerator met hoog-ohmige uitgang, toegevoerd. De stroomversterking α' is nu gelijk aan de verhouding $\frac{I_{c\sim}}{I_{b\sim}}$ en is

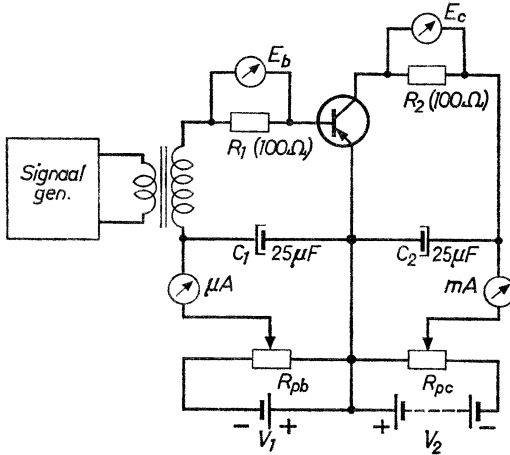


Fig. 116

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 α' 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.

HOOFDSTUK VIII

ENKELE PRAKTISCHE WENKEN VOOR DE MONTAGE EN REPARATIE

Een transistor kan, wat betreft afmetingen en robuustheid, eerder tot onderdelen als weerstanden en condensatoren worden gerekend dan tot de klassieke elektronenbuis. Dit verschil komt al direct naar voren bij de wijze van monteren. Een elektronenbuis wordt praktisch altijd via een buisvoet in de schakeling opgenomen, terwijl een transistor, enkele uitzonderingen daargelaten, direct in de schakeling wordt opgenomen door middel van soldeer-verbindingen. Hiermede is dan meteen één van de montageproblemen aangeboord, nl. dat van de warmte-gevoeligheid.

In het voorafgaande is reeds op verschillende plaatsen gewezen op het feit dat een transistor zeer gevoelig is voor temperatuurschommelingen, terwijl een maximale 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.

Wordt de maximaal toelaatbare temperatuur aan de PN-overgangen overschreden dan treedt beschadiging van de transistor op.

Om voorbeelden te noemen:

- a) De soldeerplaatsen van emitter- en collectoraansluiting kunnen loslaten.
- b) Het verder doordiffunderen in het N-materiaal, waardoor de versterking zal veranderen en tevens de ruis en de lekstroom sterk kunnen toenemen.

De eerstvermelde storing is direct te constateren, want het apparaat werkt niet meer; de tweede is in de meeste gevallen veel moeilijker te lokaliseren.

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

Bij de HF-transistors is dit veelal convectie, daar het vermogen, waarmee wordt gewerkt, relatief gering is, terwijl het belangrijke voordelen biedt om

de transistor in de bedrading op te nemen (denk aan de montage met behulp van gedrukte bedradingspanelen).

Bij transistors voor LF-versterking en speciaal de transistors voor eindtrappen 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 wordt in dat geval veelal in een metalen blok (heat sink) gemonteerd; terwijl bij geringere vermogens de transistor op het metalen chassis wordt vastgeschroefd, mits dit voldoende groot is.

Let wel dat metalen de beste warmtegeleiders zijn zodat het gewenst is de transistor op metalen delen, die onderling door middel van schroef- of lasverbindingen met elkaar zijn verbonden, te monteren. Dus bijv. geen vermogenstransistor 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, bijv. reeds worden verwarmd door voedingsweerstand, schaalverlichtingslampjes enz.

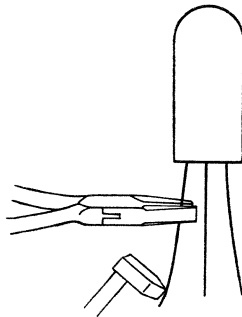


Fig. 117

Indien de transistor is gemonteerd moet deze door middel van soldeerverbindingen in de schakeling 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.

Het bovenstaande geeft aanleiding tot de volgende twee punten:

- a) Het solderen moet in een korte tijdsduur plaats vinden.
- b) Als soldeer dient harskernsoldeer met een laag smeltpunt te worden gekozen.

Een transistor is gevoelig voor zowel warmte als licht. Dit laatste is de reden dat speciaal de transistors, die in glazen en plastic omhulsels zijn ondergebracht, veelal 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 nl. in een radio-ontvanger, 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 frequentie 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 LF- 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. Het is daarom een eerste vereiste om te voorkomen dat een kortsluiting wordt gemaakt tijdens het meten of solderen. Als gesoldeerd moet worden, dient het desbetreffende apparaat dan ook te worden uitgeschakeld, terwijl bij het meten met een blanke meetstift, bijv. 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 ($\pm 30\ 000\ \Omega/V$ 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 desbetreffende instelling maximaal toe-

laatbare stroomwaarde overschrijdt, zodat beschadiging van de transistor kan optreden.

In het algemeen mag de luidspreker niet zonder meer van de secundaire van de uitgangstransformator worden losgenomen. Wordt dit nl. 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 volumeregelaar van de ontvanger geheel worden teruggedraaid*.

Het verkleinen van de belastingsweerstand, en in nog sterkere mate kortsluiting van deze weerstand, heeft overbelasting van de eindtransistor(s) tot gevolg en leidt 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 nodig is voor een goed functioneren van de instelling. Zo zonder meer mogen dus geen extra luidsprekers op de uitgang worden aangesloten. Het verdient dan ook aanbeveling om voor het geval dat aansluiting van een extra luidspreker wordt gevraagd, deze zodanig uit te voeren, dat bij het insteken van de contactstop de ingebouwde luidspreker automatisch wordt uitgeschakeld.

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

- 1) Bij het verrichten van reparaties 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 schakelement in acht nemen.
- 4) Nooit 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 bijv. de ontkoppelcondensator van de emitterweerstand, enz.

Coderingsystemen

Door de transistorfabrikanten zijn enkele codes¹⁾ ontwikkeld om een bepaald type transistor aan te duiden. In het volgende worden de sleutels vermeld van:

- a. De oude Europese code.
- b. De nieuwe Europese code.

De oude Europese code

OCP 70

Eerste letter	Tweede letter	Derde letter (alleen voor specifieke eigenschappen)	Cijfers
De eerste letter is altijd een O	A diode C transistor R diode met eigen- schappen van een weerstand	P fotogevoelig Z zenerdiode	Een of meer cijfers die op het ontwerp betrekking hebben

¹⁾ Th. Kroes, Tube and semiconductor selection guide 1960/61, Philips Technische Bibliotheek, N.V. Uitgeversmaatschappij Centrex, Eindhoven, 1960.

De nieuwe Europese code

AF 139

Eerste letter		Tweede letter		Serienummer	
A	germanium	A	diode	Voor toepassingen in de toonbank sector be- dragen deze 100 tot 999.	Voor andere doeleinden dan hier- naast ver- meld, bestaat het serie- nummer uit een letter en twee cijfers. Dus bijv. Z 10 Y 12 enz.
B	silicium	B	varicap		
C	gallium-arsenide	C	transistor voor LF- versterking		
D	indium antimonide	D	transistor voor groot vermogen (voor LF-ver- sterking)		
R	fotogevoe- lige cellen	E	tunneldiode		
		F	transistor voor HF-ver- sterking		
		K	hall-generator		
		L	transistor voor groot vermogen (voor HF-ver- sterking)		
		M	hall-generator		
		P	foto-halfgeleider		
		S	schakeltransistor		
		T	thyristor, shockley- diode, gestuurde gelijk- richter		
		U	schakeltransistor voor groot vermogen		
		Y	diode voor groot vermo- gen		
		Z	zenerdiode		

BYZ 27

HOOFDSTUK IX

OVERZICHT VAN VEELVULDIG TOEGEPASTE HALFGELEIDERS

Bipolaire transistors

Dit zijn transistors waarbij de stroomgeleiding door meerderheids- en minderheidsladingdragers plaats vindt. Hiertoe behoren de normale PNP- en NPN-transistors. Dit in tegenstelling tot de unipolaire transistors, waartoe o.a. de veldeffect-transistor (FET) wordt gerekend.

Capaciteitsdiode

Dit soort diodes, ook wel varycaps genoemd, wordt toegepast vanwege het feit dat de capaciteit over de PN-overgang verandert naarmate het aangelegde spanningsverschil (in de sperrichting) verandert. Neemt de aangelegde spanning toe, dan wordt de capaciteit kleiner.

Diac

Een schakeldiode voor wisselstroom.

Fotodiode

Bij deze diode, die in de sperrichting wordt geschakeld, ontstaan bij lichtinval zoveel mobiele ladingdragers dat de diode in meer of mindere mate weer geleidend wordt.

Geïntegreerde schakelingen

Bij dit soort schakelingen, gewoonlijk aangeduid als I.C., wordt een aantal actieve en passieve onderdelen (resp. transistors, weerstanden en soms condensatoren benevens hun verbindingen) door technologische bewerkingen op een stukje silicium aangebracht.

Thyristor

Deze halfgeleider, ook wel gestuurde gelijkrichter genoemd, bestaat uit vier lagen halfgeleidermateriaal op siliciumbasis (PNPN). In fig. 118 is de schematische opbouw van een thyristor afgebeeld.

Een dergelijke bouwsteen kent twee stabiele bestanden: een hoogohmige en een laagohmige. Een belangrijk toepassingsgebied is het schakelen van grote vermogens.

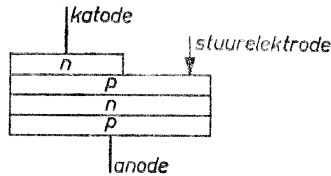


Fig. 118

Triac

Dit is een thyristor die in twee richtingen geleidend kan worden gemaakt. De naam is ontstaan door samenvoeging van de woorden TRI = 3 elektroden en AC = wisselstroom.

Tunneldiode

De tunneldiode, ook wel Esaki-diode genoemd, is een diode waarvan de stroom-spanning-karakteristiek in de doorlaatrichting een vorm heeft als aangegeven in fig. 119. Bij een dergelijke diode is het halfgeleidermateriaal relatief sterk verontreinigd. De tunneldiode leent zich dan ook bij uitstek voor oscillatorschakelingen.

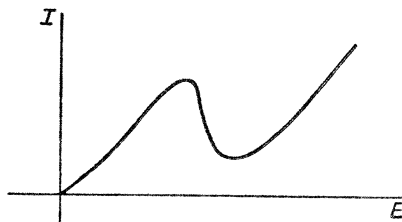


Fig. 119

Veldeffecttransistor

Bij deze transistors (meestal FET's genoemd) wordt de weerstand van een laag halfgeleidermateriaal beïnvloed door een uitwendig aangelegde spanning. Door het P-materiaal (zie fig. 120) vloeit een gatensroom van de bron naar de afvoer (in de Engelse literatuur meestal aangeduid als resp. de

source en de drain). Deze stroom wordt hier beïnvloed door aan de poort (gate) een spanning toe te voeren die positief is t.o.v. de bron. Aangezien gelijknamige ladingen elkaar afstoten (hier beide positief), zal de stroomdoorgang in meer of mindere mate worden belemmerd als naar gelang de grootte van de spanning aan de poort.

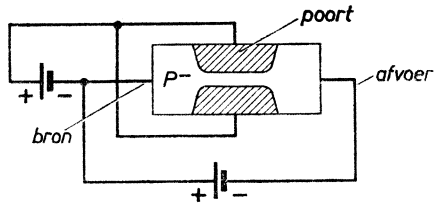


Fig. 120

HOOFDSTUK X

VOORBEELDEN VAN SCHAKELINGEN

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

Achtereenvolgens worden besproken:

- 1) Een signaalvervolger (signal tracer).
- 2) Een lichtdimmer.
- 3) Een intercom-systeem via het lichtnet.
- 4) Een hoorapparaat.
- 5) Een elektronische thermometer.
- 6) Een 2,5 W grammofoonversterker.
- 7) Temperatuurregeling van een oliebad.
- 8) Een gestabiliseerd voedingsapparaat.
- 9) Een gelijkspanningsomvormer.
- 10) Stuurrelais met fototransistor.
- 11) Toerenteller voor benzinemotoren.
- 12) Voedingsapparaat voor 6 tot 16 V en 0,7 A.
- 13) Een gevoelige gelijkspanningsvoltmeter.

1) Een signaalvervolger (signal tracer)

Deze signaalvervolger is bedoeld om het al dan niet aanwezig zijn van HF- en LF-signalen in radio-ontvangers enz. te kunnen vaststellen en is bijgevolg een handig instrument om een storing snel te kunnen lokaliseren.

De eigenlijke signaalvervolger bestaat uit een tweetraps LF-versterker. De LF-signalen worden rechtstreeks aan de versterker toegevoerd, terwijl de HF-signalen eerst door de germaniumdiode X_1 moeten worden gedetecteerd (schakelaar SK_1 omzetten). Als signaalindicator is in de collectorketen van TS_2 een hoofdtelefoon met een weerstand van 2000Ω opgenomen. De collectorstroom van TS_2 wordt met behulp van de variabele weerstand R_4 ingesteld op 1 mA.

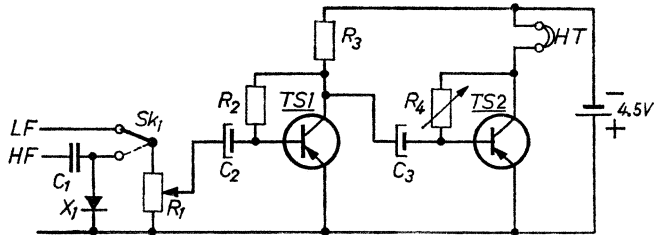


Fig. 121

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

2) Een lichtdimmer (fig. 122)

De thyristor dient te worden gemonteerd op een heat-sink van minstens 40×40 mm.

Opmerking:

Bij de montage dient er rekening mee te worden gehouden dat het geheel goed geïsoleerd is, aangezien het apparaat zonder tussenschakeling van een transformator op het lichtnet wordt aangesloten.

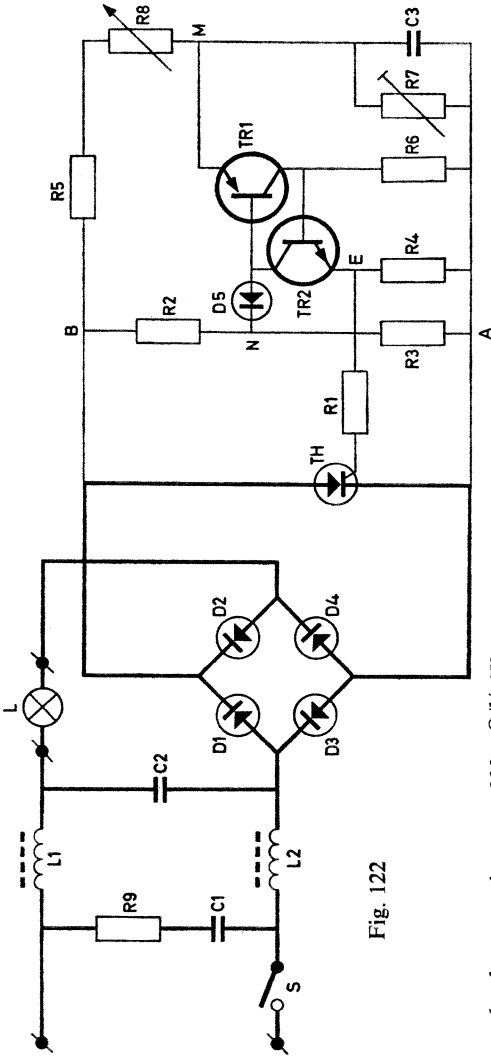


Fig. 122

R_1 :	330	$\Omega^{1/4}$ W	thyristor	BT 101/500 R
R_2 :	150	$k\Omega^{1/2}$ W	N-P-N-transistor	BC 107
R_3 :	12	$k\Omega^{1/4}$ W	P-N-P-transistor	BC 177
R_4 :	560	$\Omega^{1/4}$ W	spoel	1,5 m
R_5 :	100	$k\Omega^{1/4}$ W	spoel	1,5 m
R_6 :	2,2	$k\Omega^{1/4}$ W		zie fig. 123
R_7 :	0,1	$M\Omega/0,1$ W		
R_8 :	1	$m\Omega$		
R_9 :	10	$\Omega^{1/4}$ W		
D_1, D_2, D_3 en D_4 :			TH:	
D_5 :			TR_1 :	
C_1 :			TR_2 :	
C_2 :			L_1 :	
C_3 :			L_2 :	

koolweerstand	330	$\Omega^{1/4}$ W
koolweerstand	150	$k\Omega^{1/2}$ W
koolweerstand	12	$k\Omega^{1/4}$ W
koolweerstand	560	$\Omega^{1/4}$ W
koolweerstand	100	$k\Omega^{1/4}$ W
koolweerstand	2,2	$k\Omega^{1/4}$ W
Instelpotentiometer	0,1	$M\Omega/0,1$ W
lineaire potentiometer	1	$m\Omega$
koolweerstand	10	$\Omega^{1/4}$ W
siliciumdiodes	BY126	
siliciumdiode	BA145	
polyester condensator	220 nF/630 V	
polyester condensator	220 nF/630 V	
polyester condensator	100 nF/250 V	

140wdg
0,7mm geëmailleerd.
3 lagen
ferroxcube staaf
10 μ
40

Fig. 123

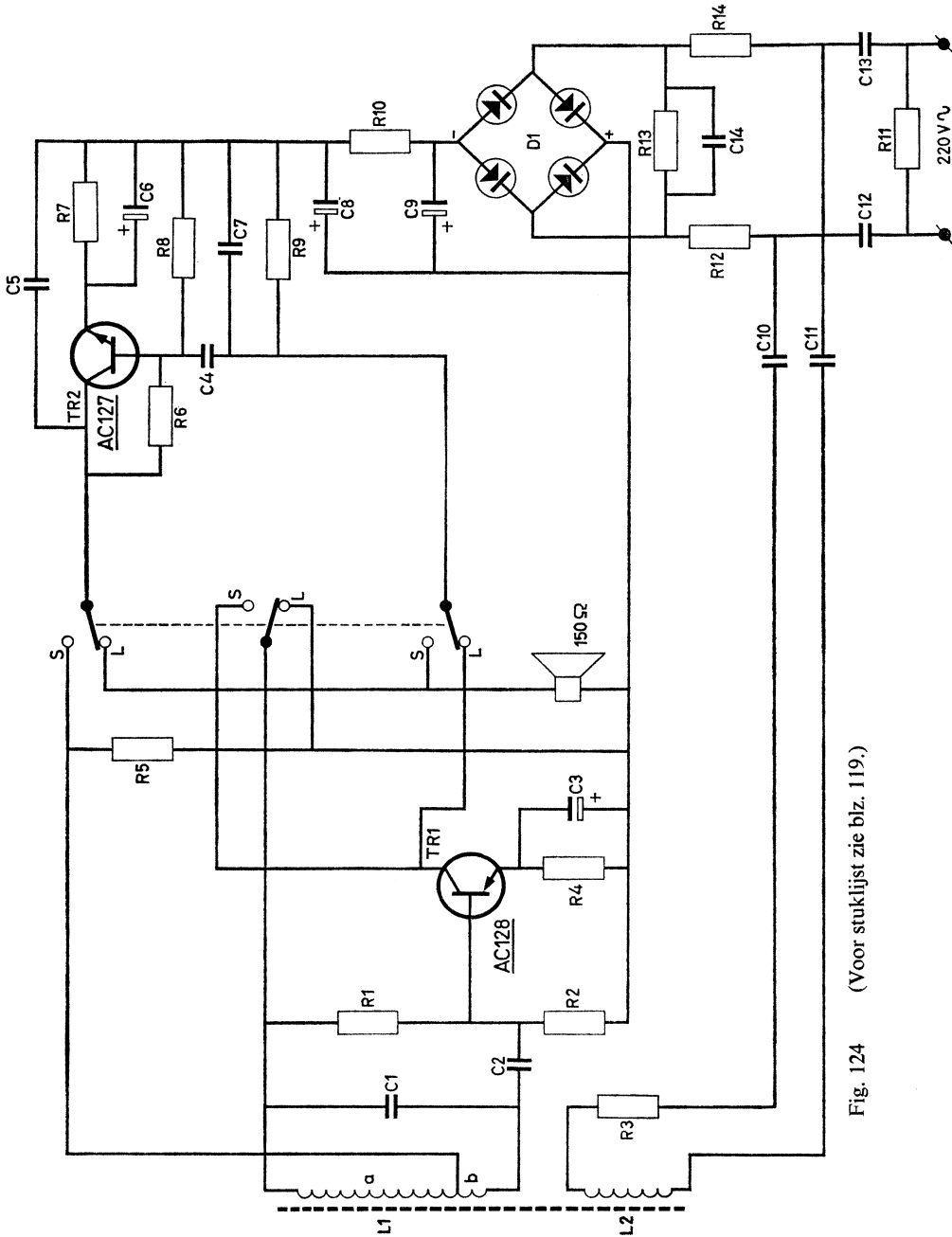


Fig. 124 (Voor stukjst zie blz. 119.)

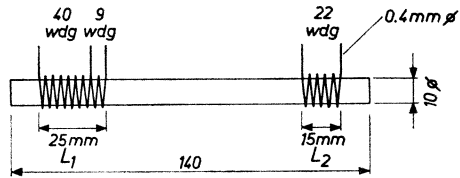
3) Een intercom-systeem via het lichtnet

In fig. 124 is het principe-schema van de desbetreffende intercom afgebeeld. De „spreek/luister“-schakelaar bevindt zich hierbij in de stand „luisteren“.

Het gemoduleerde signaal, afkomstig uit het lichtnet wordt via de keten $C_{10} - R_3 - L_2 - C_{11}$ inductief overgedragen aan de transistor TR1, die als detector is geschakeld. (detectie door basis/emitterovergang). Het aldus verkregen LF-signaal wordt vervolgens na te zijn versterkt door de LF-versterker, waarin de transistor TR2 is opgenomen, toegevoerd aan de luidspreker. Wordt de „spreek/luister“ schakelaar in de stand „spreken“ geplaatst, dan doet de luidspreker dienst als microfoon terwijl de versterkertrap, waarin TR2 is opgenomen, als microfoonversterker fungeert. De transistor TR1 is in een oscillatorschakeling opgenomen, die is afgestemd op 80 kHz. Aangezien TR1 en TR2 voor wisselstroom in serie zijn geschakeld, wordt de HF-draag golf teweggebracht in de oscillator met TR1 gemoduleerd met het versterkte LF-signaal afkomstig van de als microfoon werkende luidspreker.

Stuklijst bij fig. 124

TR1: AC128
 TR2: AC127 (met koelvin 56200)
 D₁: BY122
 Luidspreker: AD33/Y 150
 Ferroxcube- (lengte 140 mm; 10 mm \varnothing)
 staaf: (bestelcode 3122 104 91242)



(Spoelen te wikkelen op papieren kokertjes.)

C_1 : 1500 pF (keramisch)	R_1 : 47 k Ω	} koolweerstanden $\frac{1}{8}$ W
C_2 : 3900 pF (keramisch)	R_2 : 10 k Ω	
C_3 : 10 μ F/16 V (elektrolytisch)	R_3 : 10 Ω	
C_4 : 0,47 μ F/100 V (polyester)	R_4 : 470 Ω	
C_5 : 0,1 μ F/100 V (polyester)	R_5 : 1 k Ω	
C_6 : 10 μ F/ 16 V (elektrolytisch)	R_6 : 33 k Ω	
C_7 : 0,1 μ F/100 V (polyester)	R_7 : 39 Ω	
C_8 : 250 μ F/ 40 V (elektrolytisch)	R_8 : 4,7 k Ω	
C_9 : 250 μ F/ 40 V (elektrolytisch)	R_9 : 2,2 k Ω	
C_{10} : 0,1 μ F/400 V (polyester)	R_{10} : 100 Ω	
C_{11} : 0,1 μ F/400 V (polyester)	R_{11} : 0,1 M Ω	} koolweerstanden 1 W
C_{12} : 1 μ F/400 V (polyester)	R_{12} : 220 Ω	
C_{13} : 1 μ F/400 V (polyester)	R_{13} : 1 k Ω	
C_{14} : 0,1 μ F/100 V (polyester)	R_{14} : 220 Ω	

Het geheel wordt gevoed door een wisselspanning van 15 V die wordt verkregen door de spanningsdeler $C_{12} - R_{12} - R_{13} - R_{14} - C_{13}$. De weerstand R_{11} heeft tot taak de condensatoren C_{12} en C_{13} te ontladen wanneer de steker uit de wandcontactdoos wordt getrokken. De condensator C_{14} heeft tot taak modulatie-brom te onderdrukken. De weerstand R_3 dient om te voorkomen dat in de keten $C_{10} - L_2 - C_{11}$ ongewenste oscillaties optreden. De condensatoren C_5 en C_7 ontkoppelen de LF-versterker voor het HF-signaal van 80 kHz.

4) Hoorapparaat met drie transistors

In fig. 125 is het principeschema afgebeeld van een gehoorapparaat met drie miniatuurtransistors. Het geheel bestaat uit een magnetische microfoon, een versterker, een telefoon en een Malory-cel van het type RM 625 voor de voeding. De versterker bestaat uit drie trappen nl. een voorversterker waarin een OC 59 is opgenomen, een stuurtrap met OC 57 en een eindversterker met OC 60. De collectorstroom van de eindtrap bedraagt ongeveer 2 mA; die van voorversterker en stuurtrap elk 0,25 mA. Dit betekent, dat de stroom die door de Malory-cel wordt geleverd, gelijk is aan 2,7 mA (de som van collector- en basisstromen). De levensduur van een dergelijke cel bedraagt bij deze belasting 110 uren.

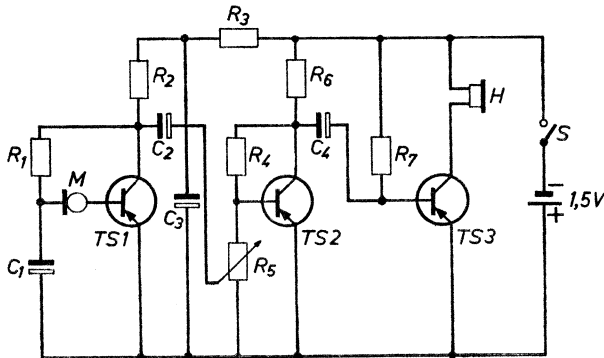


Fig. 125

TS₁: OC 59 M: microfoon ($Z = 2 \text{ k}\Omega$)
 TS₂: OC 57 T: telefoon ($Z = 650 \Omega$; $R = 200 \Omega$)
 TS₃: OC 60

R_1 : 100 k Ω
 R_2 : 3,3 k Ω
 R_3 : 270 k Ω
 R_4 : 100 k Ω
 R_5 : 50 k Ω ; linear
 R_6 : 3,3 k Ω
 R_7 : 47 k Ω
 C_1 : 2,5 μF (6,4 V)
 C_2 : 2,5 μF (6,4 V)
 C_3 : 10 μF (4 V)
 C_4 : 2,5 μF (6 V)

5) Een elektronische thermometer

Dit instrument is bedoeld om een waarschuwing te geven indien een bepaalde temperatuur, die van te voren wordt ingesteld, wordt overschreden. Het geheel kan dus betrekking hebben op een maximale temperatuur die niet mag worden overschreden (koelruimten, badwater, enz.) dan wel een niet te overschrijden minimum temperatuur (garage, broeikas, centrale verwarming, enz.).

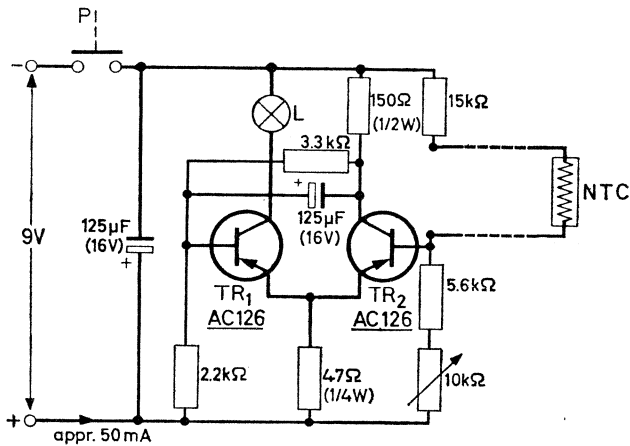


Fig. 126

NTC-thermistor:	4,7 kΩ	2322 627 11472
Potentiometer:	22 kΩ	2322 411 02208
Condensatoren (2 ×):	125 μF/16 V	2222 001 15131
Transistors (2 ×):	AC 126	
Signaallamp:	6 V/50 mA	type 7121 D

In deze schakeling worden de variaties in temperatuur door de NTC-thermistor omgezet in weerstandsveranderingen. Met de potentiometer van 22 kΩ kan het geheel zodanig worden ingesteld dat de weerstandsvariaties van de NTC het gewenste effect hebben in de schakeling. Wordt het geheel als vorstindicator gebruikt, dan wordt de pot.-meter zodanig ingesteld dat de schakeling als een flip-flop werkt wanneer de temperatuur daalt van de kamertemperatuur tot het vriespunt (TR1 en TR2 geleiden beurtelings). De

gloeilamp knippert. Daalt de temperatuur nog meer, dan neemt de weerstandswaarde van de NTC steeds toe met als gevolg dat TR2 spert (de basisspanning verkrijgt een te positieve spanning t.o.v. de emitter) en TR1 blijvend geleidt. Dit laatste betekent dat L continu blijft branden.

Het instellen van de kritische temperatuur, dus die waarbij het knipperlicht overgaat in blijvend branden, geschiedt met behulp van de pot.-meter van 22 k Ω .

Wordt de schakeling als vorstindicator gebruikt dan vindt dit afregelen als volgt plaats:

Plaats de NTC-thermistor in een bak met smeltend ijs en ga na of de temperatuur van de thermistor inderdaad 0 °C bedraagt. Stel de pot.-meter van de 22 k Ω nu zodanig in dat de lamp net blijft branden. Stijgt de temperatuur van de NTC dan gaat de lamp knipperen.

Het instellen van andere temperaturen vindt op soortgelijke manier plaats en wel door de thermistor in een bak water met de vereiste temperatuur te plaatsen.

6) Een 2,5 watt versterker

De versterker bestaat uit drie trappen nl. 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 desbetreffende 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 collectorspanning 6,25 volt bedraagt. Naar keuze kan een frequentie-afhankelijke spanningstegenkoppeling (R_7 - C_5) worden doorgevoerd, dit laatste afhankelijk van de eventuele eisen die aan de frequentie karakteristiek van de versterker worden gesteld. In fig. 128 is deze frequentie karakteristiek getekend. De kromme A geeft de frequentie karakteristiek weer voor het

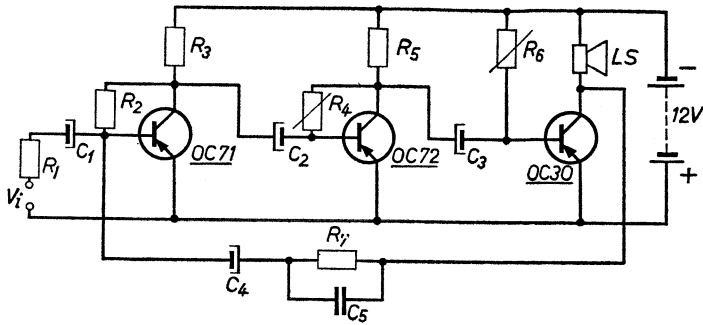


Fig. 127

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

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 Ω en 30 pF bedragen, terwijl voor de kromme C deze waarden resp. 82 k Ω en 100 pF zijn.

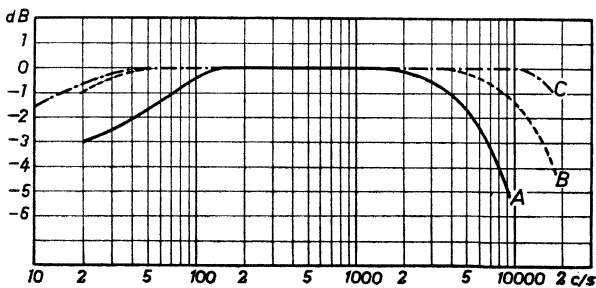


Fig. 128

7) Temperatuurregeling van een oliebad

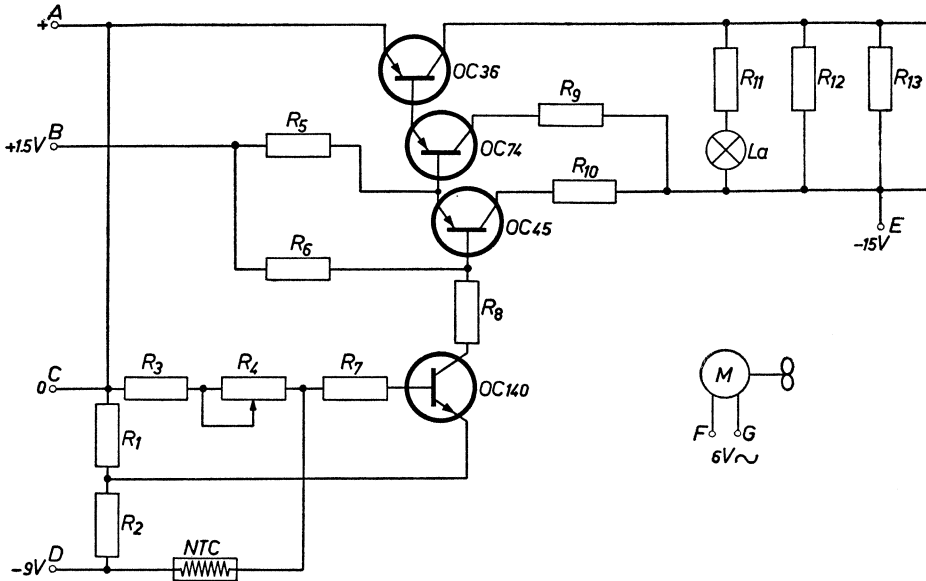


Fig. 129

R_1 : 220 Ω	R_7 : 3300 Ω	R_{11} : 120 Ω
R_2 : 220 Ω	R_8 : 4700 Ω	R_{12} : 12 Ω (5,5 W)
R_5 : 10 k Ω	R_9 : 220 Ω	R_{13} : 12 Ω (5,5 W)
R_6 : 68 k Ω	R_{10} : 8200 Ω	

De temperatuur van de olie wordt met behulp van een NTC-weerstand geregeld die zich in het bad bevindt. Verder bevinden zich nog de verwarmingselementen R_{12} en R_{13} in de olie, benevens de transistor OC 36. Laatstgenoemde transistor wordt daardoor zeer effectief gekoeld, terwijl de warmte-dissipatie in de transistor nog wordt benut om het bad in temperatuur te doen stijgen.

In de nu volgende tabel zijn de temperaturen van het bad met bijbehorende waarden van R_3 , R_4 en NTC-weerstand weergegeven.

T	R_3	R_4 (instelbaar)	NTC
25 °C	2,7 k Ω	5 k Ω	5 k Ω
35 °C	47 k Ω	50 k Ω	100 k Ω
45 °C	33 k Ω	50 k Ω	100 k Ω
55 °C	33 k Ω	50 k Ω	100 k Ω
65 °C	33 k Ω	35 k Ω	100 k Ω
75 °C	4,7 k Ω	20 k Ω	100 k Ω

Voor het stabiliseren van een temperatuur van 25 °C moet het bad extra worden gekoeld met behulp van een ventilator.

8) Een gestabiliseerd voedingsapparaat

Van dit apparaat is de uitgangsspanning continu regelbaar tussen 0 en 15 volt. De maximaal af te geven gelijkstroom is met behulp van de potentiometer R8 instelbaar tussen 0,1 en 1 ampère. De inwendige weerstand bedraagt ongeveer 0,3 Ω , terwijl de bromspanning kleiner is dan 20 mV. Het geheel is kortsluitvast.

Het voedingsapparaat bestaat uit een enkelfasige gelijkrichter; een kortsluitbeveiliging en een schakeling om de uitgangsspanning te stabiliseren.

De uitgangsspanning wordt ingesteld met de potentiometer R10. Hiertoe wordt een gedeelte van de referentiespanning, die constant wordt gehouden door de zenerdiodes D5 en D6, toegevoerd aan de basis van TR2. De uitgangsspanning is ook aanwezig over de weerstand R12. Wanneer de basis van TR2 negatief is t.o.v. de emitter, zal deze transistor blokkeren m.a.w. er vloeit geen collectorstroom. Dit laatste houdt in dat de transistor TR3 eveneens blokkeert waardoor de uitgangsspanning daalt. Wordt het punt C positief t.o.v. B dan zullen TR2 en TR3 geleidend worden waardoor de uitgangsspanning weer stijgt. Er ontstaat zodoende een bepaalde evenwichtstoestand tussen uitgangsspanning en referentiespanning.

De stroombegrenzing wordt teweeggebracht door de weerstand R5 en de transistor TR1. Een gedeelte van de spanning over R5 (instelbaar met R8) wordt daartoe toegevoerd aan de basis van TR1. Neemt de stroomsterkte toe dan zal de basis van TR1 positief worden. Overschrijdt het spanningsverschil tussen basis en emitter een waarde van ongeveer 0,5 volt dan wordt TR1 geleidend. Het directe gevolg hiervan is dat de spanning bij D daalt.

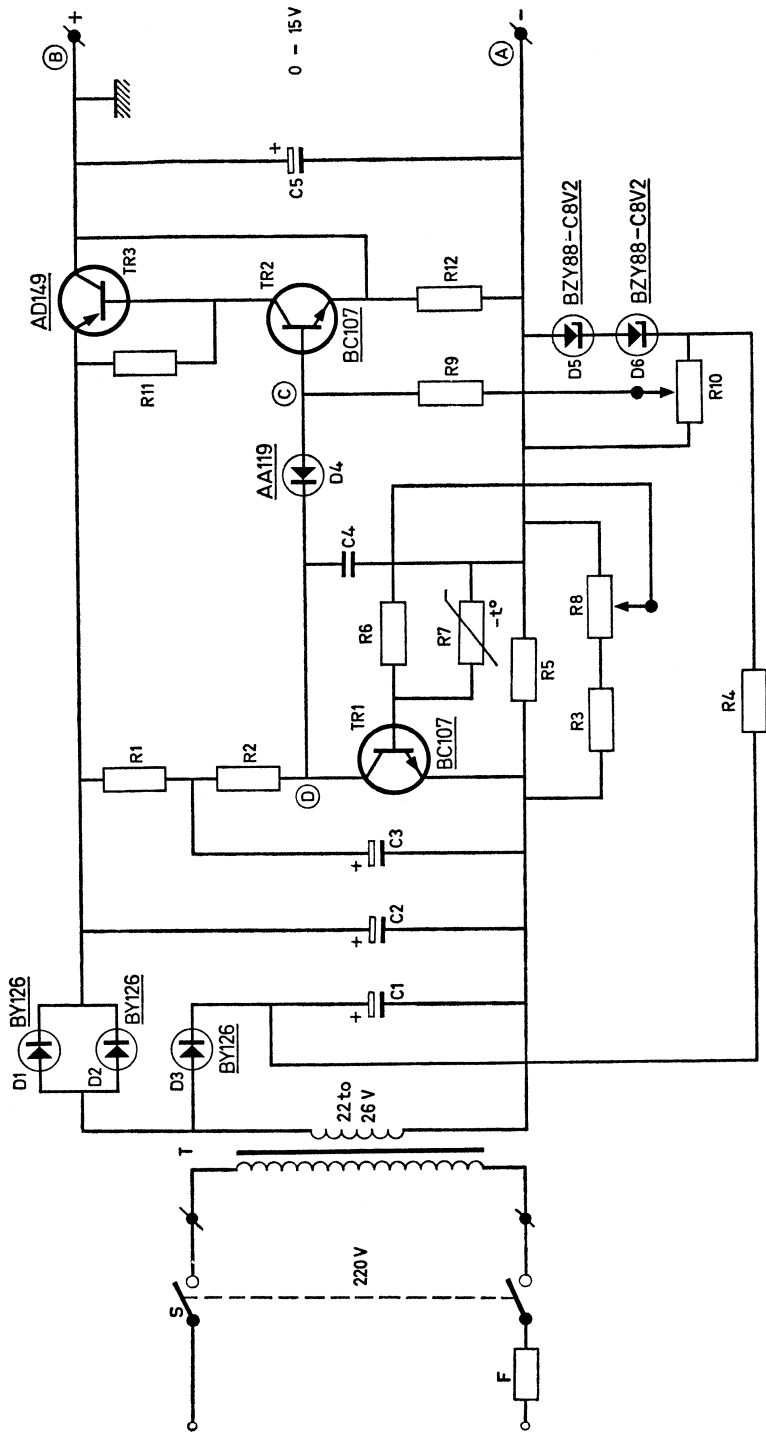


Fig. 130 (Voor stuklijst zie blz. 127.)

Wordt de spanning bij D kleiner dan bij C, dan zal een stroom gaan vloeien door R10, R9, D4 en TR1. Dit betekent dat de basisspanning van TR2 daalt, waardoor TR3 blokkeert. Om te voorkomen dat de transistor TR3 te warm wordt, is een NTC-thermistor R7 op de heat-sink waarin TR3 is gemonteerd, aangebracht.

9) Een gelijkspanningsomvormer

In fig. 131 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 elektronenbuizen.

Stuklijst bij fig. 130.

F:	zekering (0,5 A/250 V)
S:	netschakelaar
T:	transformator (220 V/22-26 V-40 W)
D ₁ , D ₂ , D ₃ :	siliciumdiode (BY126)
D ₄ :	germaniumdiode (AA119)
D ₅ , D ₆ :	zenerdiode (BZY88-C8V2)
TR1, TR2:	NPN-transistor (BC 107)
TR3:	PNP-transistor (AD149)
R ₁ :	koolweerstand (1 kΩ/0,5 W)
R ₂ :	koolweerstand (2,2 kΩ/0,5 W)
R ₃ :	koolweerstand (15 Ω/0,5 W)
R ₄ :	koolweerstand (1,5 kΩ/1 W)
R ₅ :	twee parallelgeschakelde draadgewonden weerstanden van (10 Ω/5,5 W)
R ₆ :	koolweerstand (270 Ω/0,5 W)
R ₇ :	NTC-thermistor 4,7 kΩ (code 2322 642 21472)
R ₈ :	lineaire pot.-meter 300 Ω (code 2322 350 70719)
R ₉ :	koolweerstand (1 kΩ/0,5 W)
R ₁₀ :	lineaire pot.-meter (4,7 kΩ/code 2322 350 70706)
R ₁₁ :	koolweerstand (150 Ω/0,5 W)
R ₁₂ :	koolweerstand (110 Ω/2 W)
C ₁ :	elco (680 μF/40 V)
C ₂ :	elco (4000 μF/40 V)
C ₃ :	elco (220 μF/40 V)
C ₄ :	keramische cond. (1000 pF/500 V)
C ₅ :	elco (680 μF/40 V)

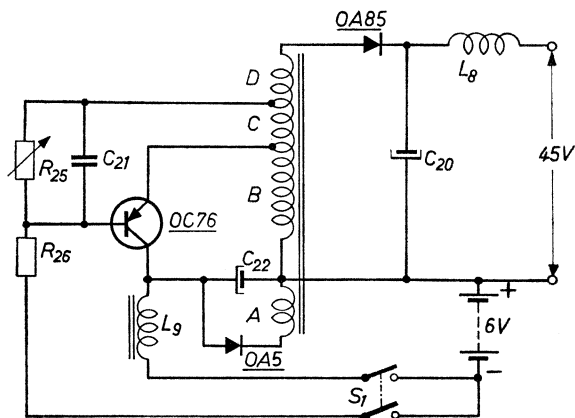


Fig. 131

Wordt de schakelaar S_1 gesloten, dan zal er een gelijkstroom in het circuit, batterij-wikkeling B, transistor-smoorspoel L_8 -batterij, gaan vloeien. Uit de I_c - V_{ce} karakteristiek van de transistor (zie fig. 132) 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 bovengenoemd circuit zal dus een stroom vloeien die lineair met de tijd in waarde toeneemt.

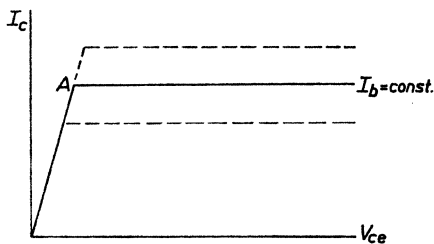


Fig. 132

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. 132) 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 C 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 $E_B = -L \frac{d_i}{d_t}$). 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 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 nl. 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} .

10) Stuurrelais met fototransistor

Tussen de collectorstroom van een transistor en het opvallende licht bestaat een lineair verband. Dit wordt bij de fototransistor benut. De twee gegeven schakelingen stellen eenvoudige toepassingen voor, waarbij de

fototransistor OCP 70 in combinatie met een Schmitt-trigger een relais in werking stelt. Allereerst wordt de schakeling van fig. 133a toegelicht. In de ruststand, d.w.z. als op fototransistor TR_1 geen licht valt, is de transistor TR_2 wel en TR_3 niet geleidend. Door TR_1 te belichten stijgt de potentiaal aan de collector. Daardoor daalt de stroom door TR_2 terwijl TR_3 niet langer is geblokkeerd.

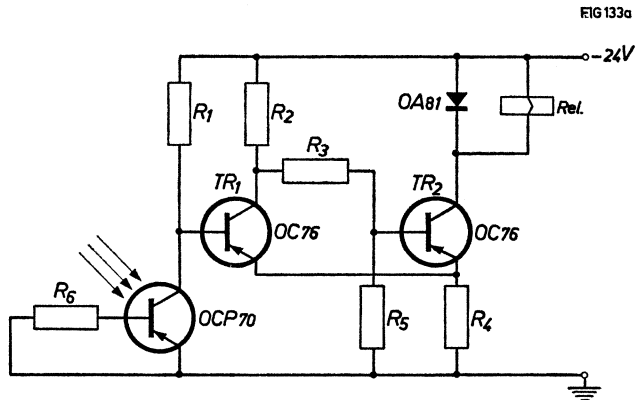


Fig. 133a

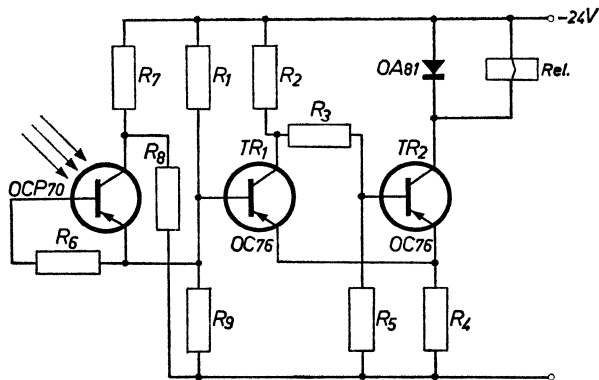


Fig. 133b

Bij het berekenen van een bepaalde drempelspanning aan de basis van TR_2 wordt ten gevolge van de terugkoppeling van de gemeenschappelijke emitterweerstand R_4 een schakeling met zeer grote steilheid tot stand gebracht.

TR_2 blokkeert nu, terwijl TR_3 gaat geleiden met als gevolg dat het relais wordt bekrachtigd. Het omgekeerde, d.w.z. het teruggaan naar de rusttoestand gaat eveneens met een sprong, zodra de verlichtingssterkte aan de fototransistor tot een bepaalde waarde is gedaald.

De diode OA 81 beschermt de transistor TR_3 tegen ontoelaatbare hoge inductieve spanningspieken ten gevolge van het uitschakelen van het relais. Het relais treedt bij een stroom van 34 mA in werking. De schakeling is betrouwbaar tot een omgevingstemperatuur van 50 °C.

In de iets gewijzigde schakeling van fig. 133b treedt het relais in werking wanneer er geen licht meer op TR_1 valt. Wordt de fototransistor verlicht, dan is TR_2 geleidend, TR_3 geblokkeerd en het relais in rusttoestand.

11) 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

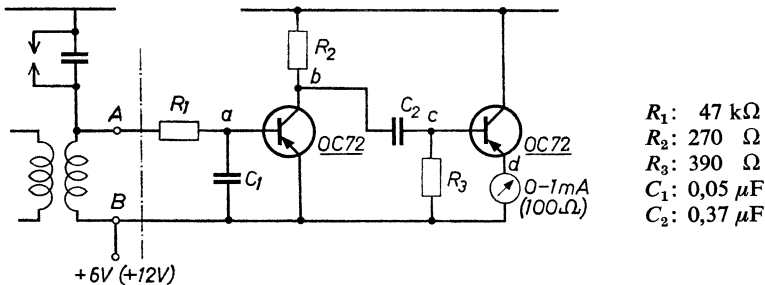


Fig. 134

principe is het ook mogelijk 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 zelfinductie moet worden opgenomen.

Links van de streep-stijlijn in fig. 134 is de onderbreker met bobine getekend, terwijl rechts het principeschema van de toerenteller is afgebeeld. De spanning over de primaire van de ontstekingstransformator (spanning

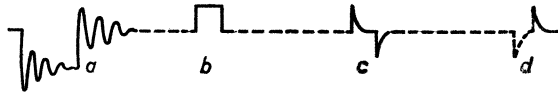


Fig. 135

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 135). Deze kanteelspanning 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 d.) 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 nl. 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 frequentie en dus met het aantal omwentelingen per minuut.

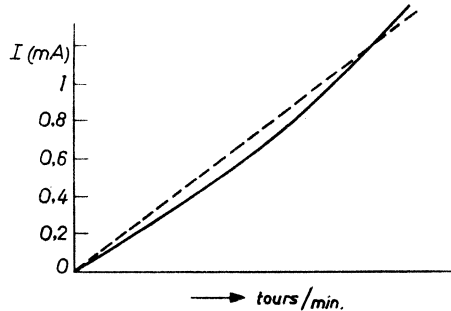


Fig. 136

Het verband tussen de aanwijzing van de mA-meter en het aantal omwentelingen per minuut is weergegeven in fig. 136. Deze kromme wordt voor elk apparaat experimenteel vastgelegd.

12) Voedingsapparaat voor 6 tot 16 V en 0,7 A

In deze eenvoudige stabilisatieschakeling wordt een deel van de uitgangsspanning met de spanning over de zenerdiode OAZ 203 vergeleken en het verschil in spanning toegevoerd aan de transistor T_1 . T_1 stuurt een regelcascade, die uit de transistors T_2 en T_3 bestaat. Men regelt de uitgangsspanning grof of fijn door middel van de weerstanden R_1 resp. R_2 . De condensatoren C_1 en C_3 reduceren de bromspanning, C_2 voorkomt oscilleernejingen van de schakeling.

Blijft de uitgangsbromspanning kleiner dan 0,5 mV, dan moet de belastingsstroom bij lage voedingspanning en hoge uitgangsspanning worden gereduceerd.

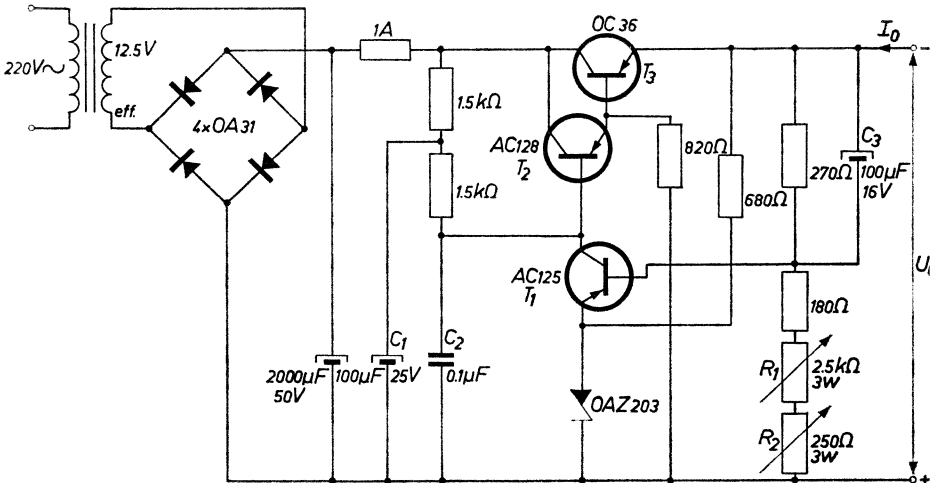


Fig. 137

Technische gegevens:

Uitgangsspanning (instelbaar)	6,5 tot 15,7 V
Max. belastingsstroom	0,7 A
Uitgangsspanningsverandering	bij $\pm 10\%$ schommeling van de voedingspanning
Bromspanning aan de uitgang (tot max. belastingsstroom)	< 0,5 mV
Inwendige weerstand	ca. 0,1 Ω

13) Een gevoelige gelijkspanningsvoltmeter

Om het $100 \mu\text{A}$ -draaispoelinstrument te kunnen uitsturen, zijn twee versterkertrappen nodig. De ingangstrap, bestaande uit de transistors TS_1 en TS_2 is in een blok koper ingebouwd, teneinde de afgegeven spanning zo goed mogelijk temperatuur-onafhankelijk te maken. De collectorstroom per transistor wordt daarbij zeer laag gehouden ($50 \mu\text{A}$).

Door de transistors TS_3 en TS_4 met gemeenschappelijke collector te schakelen wordt een betere lineariteit van de spanningsversterker verkregen, dan in het geval van gemeenschappelijke emitterschakeling. Het apparaat wordt als volgt afgeregeld. Omdat de spanningsversterking van een transistor afhangt van zijn ruststroom, moet allereerst een voedingsspanning van $-7,2 \text{ V}$ worden ingesteld met R_6 . Stand 1 van de schakelaars betekent volledige uitslag van het meetinstrument.

De spanningsdeler aan de ingang van het instrument wordt vervolgens op het bereik 10 mV geschakeld waarna bij kortgesloten resp. open ingang het nulpunt wordt ingesteld met R_3 resp. R_1 (S in stand 4 of 5). De spanningsversterking moet met R_5 eenmalig op de goede waarde worden ingesteld. Het instrument geeft in dat geval een volledige uitslag wanneer de ingangsspanning precies 10 mV bedraagt (de inwendige weerstand van de spanningsbron $< 100 \Omega$).

Tenslotte moet de ingangsweerstand van de eerste trap zo worden geregeld, dat de spanningsdeler een goede verhouding heeft. Dat gebeurt, wanneer men R_4 zodanig instelt, dat het instrument in stand 2 (wanneer het over $22 \text{ k}\Omega$ aan de $1,5 \text{ V}$ batterij is aangesloten) en in stand 3 dezelfde uitslag vertoont. Het parallelschakelen van $\text{R}_2 + \text{R}_4$ met de basiscontracten van de ingangstrap brengt bovendien veranderingen van de ingangsweerstand terug, welke laatste door de temperatuurafhankelijkheid van de transistorversterker worden veroorzaakt. Bij verwarming van het apparaat met ongeveer $20 \text{ }^\circ\text{C}$ blijft de fout van het nulpunt kleiner dan 5% van de volledige uitslag en het verlies aan gevoeligheid, c.q. de ijkfout is max. 1% .

Technische gegevens:

Batterijspanning 9 V

Gevoeligheid (volledige uitslag) 10 mV

Ingangsweerstand $1 \text{ M } \Omega/\text{V}$

Relatieve fout in het bereik 20 tot $40 \text{ }^\circ\text{C} < 1\%$

Opgenomen gelijkstroom $0,7 \text{ mA}$.

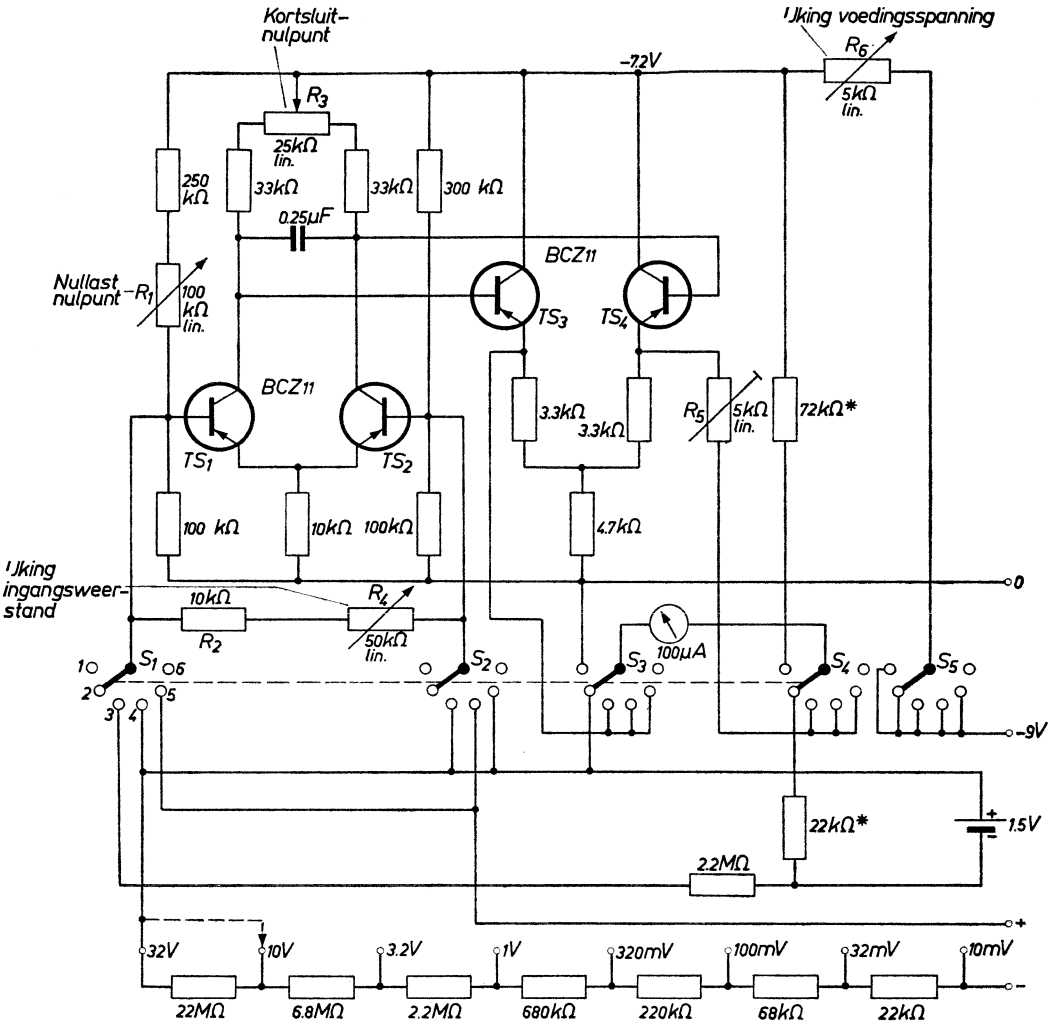


Fig. 138

* Inclusief weerstand van het meetinstrument.

- | | | |
|------------------------|-----------------------------|-------------|
| 1. Voedingsspanning; | 3. IJking ingangsweerstand; | 5. — Meting |
| 2. Referentiespanning; | 4. + Meting; | 6. Uit. |

Aanpassing	43	Eindversterker, klasse A	55
Absolute nulpunt	10	- , klasse B	58
Acceptor	14	FET-transistor	112, 113
Afsnijfrequentie	70, 104	Flip-flop-schakeling	96
Anode-basisschakeling	25	Fosfor	12
A-stabiele multivibrator	93	Fotodiode	112
Automatische volumeregeling	79, 80	Fysische grondslagen	4
A.v.r.	79, 80		
Balansschakeling, klasse B	58	Gat	11, 12, 14
Bandfilter	73	Geïntegreerde schakeling	112
Basisschakelingen	22	Geleiden	4
Belastingslijn	47	Gelijkspanningsomvormer	127
Belastingsweerstand	58	Gelijkspanningsvoltmeter	134
Binding van de atomen	6	Gelijkstroomstabilisatie	68
Bipolaire transistor	112	Halfgeleider	4
Bi-stabiele multivibrator	96	Heat sink	107
Blokkeeroscillator	97	Hoorapparaat	120
Borium	14		
Capaciteitsdiode	112	I_b - V_{be} -karakteristiek	27, 102
Coderingssystemen	110	I_c - V_{ce} -karakteristiek	25, 100
Collectordissipatie	46	Impulstechniek	83
Collectorschakeling	25	Ingangskarakteristiek	27
Compensatieschakeling	39, 51	Ingangsweerstand	31, 34, 102
Condensator, ontladen	89	Instelpunt	45
-, opladen	84-89	Intercom-systeem	119
Contact-potentiaal	17	Intrinsieke halfgeleider	6
Covalente binding	8	Isolator	4, 10
Darlington-schakeling	81, 82	Kantelfrequentie	44
Detectieschakelingen	78-80	Katode-basisschakeling	23
Diac	112	Katodevolger	25
Differentiatornetwerk	90	Kniespanning	47
Dissipatie-hyperbool	46, 56	Koppeltransformator	44
Donor	13	Kristalstructuur	9
		K-schil	8
Edelgasschil	8	Ladingdragers	38
Edelgassen	9	Lichtdimmer	116
Elektronenbuis - transistor	3	L-schil	8
Energieversterking	33	Maximaal toelaatbare collectordissi- patie	46
Eindtransistor voor balansschake- lingen	60		

- Maximale energie-overdracht 43
 Meerderheidsdragers 38
 Mengschakeling 76
 Meng-oscillatorschakeling 77
 Metingen 100
 Middenfrequentversterker 74
 Minderheidsdragers 19, 38
 MF-versterker 71
 Montagewenken 106
 M-schil 8
 Multivibrator 93, 96

 Neutrodynisatie 72
 N-germanium 13
 NPN-transistor 21
 N-silicium 13
 NTC-weerstand 52, 60

 Oscillatorschakelingen 74-77

 PN-overgang 16, 38
 PNP-transistor 18
 P-silicium 15

 RC-netwerk 43, 90
 Recombinatie 11
 Relaxatie-oscillator 97
 Rendement 57, 62
 Reparatiwenken 106
 Roosterbasisschakeling 22

 Schakeltechniek 42
 Schillen 8
 Signaal-ruis verhouding 52
 Signaalvervolger 116
 Silicium 9
 Siliciumatoom 7
 Single-ended push-pull schakeling 63
 Spanningsversterker 31, 32

 Specifieke weerstand 4
 Stroomversterkingsfactor 23, 24, 29, 101
 Stuurrelais 129

 Tegenkoppeling 49, 67
 Temperatuurgevoeligheid 3
 Temperatuurinvloeden 38
 Temperatuurregelaar 124
 Temperatuurstabilisatie 59
 Terugwerking 72
 Thermische emissie 3
 Thyristor 112
 Toerenteller 131
 Toonregelaar 65
 Transistor 1, 18
 - als schakelaar 83, 92
 -, eigenschappen 22
 Triac 113
 Tunneldiode 113

 Uitgangskarakteristiek 25
 Uitgangswaarde 37, 103
 Unipolaire transistor 112

 Valentie-elektronen 10
 Veldeffecttransistor 112, 113
 Vermogenstransistor 1
 Versterkerschakelingen, hoogfrequentie signalen 69-74
 -, laagfrequente signalen 42-69
 -, 2,5 W 123
 Versterkingsfactor 24
 Vervorming 67
 Voedingsapparaat 121, 125
 Volumeregeling 52
 Vrije elektronen 11

 Warmtestroom 40
 Waterstofatoom 7
 Weerstandsgekoppelde versterker 68, 93