

## GESTABILISEERDE VOEDING 33 V - 6 A

58 | 1969

**mble** heeft een kit — de BED 003 — op de markt gebracht die toelaat een gestabiliseerde voeding van 0 tot 33 V met een maximum debiet van 6 A, te realiseren.

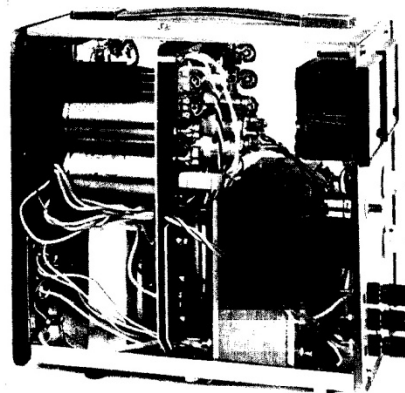
In dit toestel heeft men betracht alle factoren samen te brengen, die een maximum aan veiligheid bieden zowel voor de voeding zelf als voor de kringen die ze voedt.

Het is alzo mogelijk, door het draaien van een knop, het maximum debiet van de stroom te regelen.

Boven deze grens, wordt de stroom tot nul herleid.

Voor de regeling van de uitgangsspanning doet men, anderzijds, beroep op een origineel hoogfrequent afsnijstelsysteem.

Het rendement kan aldus 80 % bereiken.



**BED 003**

Met dit apparaat kunnen transistorschakelingen van klein, middelgroot en groot vermogen worden gevoed. (Maximum 200 W).

Wanneer de eisen van een beperkt volume en het ontbreken van koeling met behulp van blaaslucht een hoog rendement vooropstellen, is een spanningsregeling door een in serie geschakelde veranderlijke impedantie uitgesloten, zodat het principe van een « chopper »-spanningsregeling moet worden toegepast.

De voor dit soort normaal te noemen specificaties, en aan dewelke het gekozen voorbeeld trouwens beantwoordt, zijn de volgende :

- een zeer geringe rimpelspanning op de uitgangsspanning, kleiner of ten hoogste gelijk aan 2 mV piek-tot-piek.
- een geringe statische weerstand, ten hoogste 10 m $\Omega$ .
- een geringe dynamische weerstand, ten hoogste 150 m $\Omega$ .
- de uitgangsspanning moet onafhankelijk zijn van schommelingen van de netspanning, van de temperatuur en van de belasting.

Bovendien hebben wij schakelingen bestudeerd die bestemd zijn om de bediening van het apparaat zo eenvoudig mogelijk te maken :

- aanduiding van de juiste nulwaarde van de uitgangsspanning.
- continuë spanningsaanduiding in één enkel meetbereik.
- continuë aanduiding van de grensstroom, in één enkel meetbereik.

We zullen eerst het blokschema van de voeding beschrijven, waarbij duidelijk onderscheid zal worden gemaakt tussen het « sterkstroom »- gedeelte en het zuiver elektronisch gedeelte, alsmede de verschillende deelschakelingen waaruit het schema is opgebouwd.

Iedere blok- of deelschakeling wordt daarna meer uitvoerig behandeld.

De bedoeling van deze technische informatie bestaat niet enkel in het geven van een bondige schemabeschrijving en het verstrekken van een montagehandleiding van het apparaat. De handleiding van het voedingsapparaat BED 003 beantwoordt hieraan immers volkomen.

Wij willen echter vooral de werking ontleiden van een origineel principe dat in deze voeding is toegepast. Met behulp van enkele, weliswaar tot een minimum beperkte wiskundige afleidingen en berekeningen willen wij de lezer een duidelijk inzicht bijbrengen over de werking van dit apparaat.

## HOOFDSTUK I — BESCHRIJVING VAN HET BLOKSCHEMA VAN DE VOEDING

Het blokschema van de voeding is in fig. 1 afgebeeld. De « sterkstroomkring » is in dikke lijn getekend, zodat men hem duidelijk van het zuiver elektronisch gedeelte kan onderscheiden.

De voornaamste golfvormen van stromen en spanningen zijn eveneens in dit schema bijgetekend.

### 1. HET STERKSTROOMGEDEELTE

(zie fig. 1 en 3)

#### Blok n° 1 Gelijkrichting

De wisselspanning van het lichtnet 110, 130, 200, 220 of 240 V wordt omlaaggetransformeerd, gelijkgericht en afgevlakt tot een gelijkspanning  $V_0$  van 50 V.

#### Blok n° 2 Spanningshakker

Een vermogenstransistor hakt de spanning  $V_0$  met een frequentie  $f_0$  (3,3 kHz) en in een verhouding geleidingstijd/blokkeertijd die veranderlijk is van 0 tot oneindig.

De afgelezen spanningswaarde stemt overeen met de gemiddelde waarde van deze blokvolgspanning.

#### Blok n° 3 Terugwinnen van de gelijkspanning en afvlakking

Een spoel en een rekuperatiediode bewerken een eerste afvlakking. De metingen van de spanning  $V_a$  en van de stroom geschieden aan de uitgang van deze blok.

#### Blok n° 4 Tweede afvlakking

Een tweede afvlakking, met behulp van een spoel en condensatoren beperkt de rimpelspanning tot de toegelaten waarde.

### 2. HET ELEKTRONISCH GEDEELTE

Een referentiestroom van 20 mA, afkomstig van blok n° 6, werkt via de spanningsaanduiding (blok n° 7) op de verschilversterker van blok n° 10, dit in combinatie met de meting van de uitgangsspanning.

Deze blok n° 10 geeft aan zijn uitgang een tussen 1 en 9 V veranderlijk gelijkspanningsniveau dat evenredig is met de afgelezen spanning.

Een multivibrator (blok n° 9) die op de frequentie  $f_0$  (3,3 kHz) oscilleert levert een symmetrische blokspanning die eerst wordt geïntegreerd en daarna gedifferentieerd, zodat tenslotte de in fig. 1 getekende driehoeksgolf wordt verkregen. De uitgangssignalen van de blokken 9 en 10 worden vergeleken in de verschilbistabiele schakeling van blok n° 8. Deze schakeling levert een stroom van 8 mA wanneer de zaagtandspanning groter wordt dan het van de blokken 9 en 10 komende gelijkspanningsniveau.

De blokvolg met een amplitude van 8 mA, een frequentie  $f_0$  (3,3 kHz) en met veranderlijke verhouding doorlaattijd/blokkeertijd stuurt de basiskring van blok n° 11.

De grensstroom die door blok n° 12 wordt aangegeven, wordt in de verschilversterker van blok n° 13 vergeleken met de gemeten uitgangsstroom. Deze verschilversterker stuurt de verschilversterker van blok

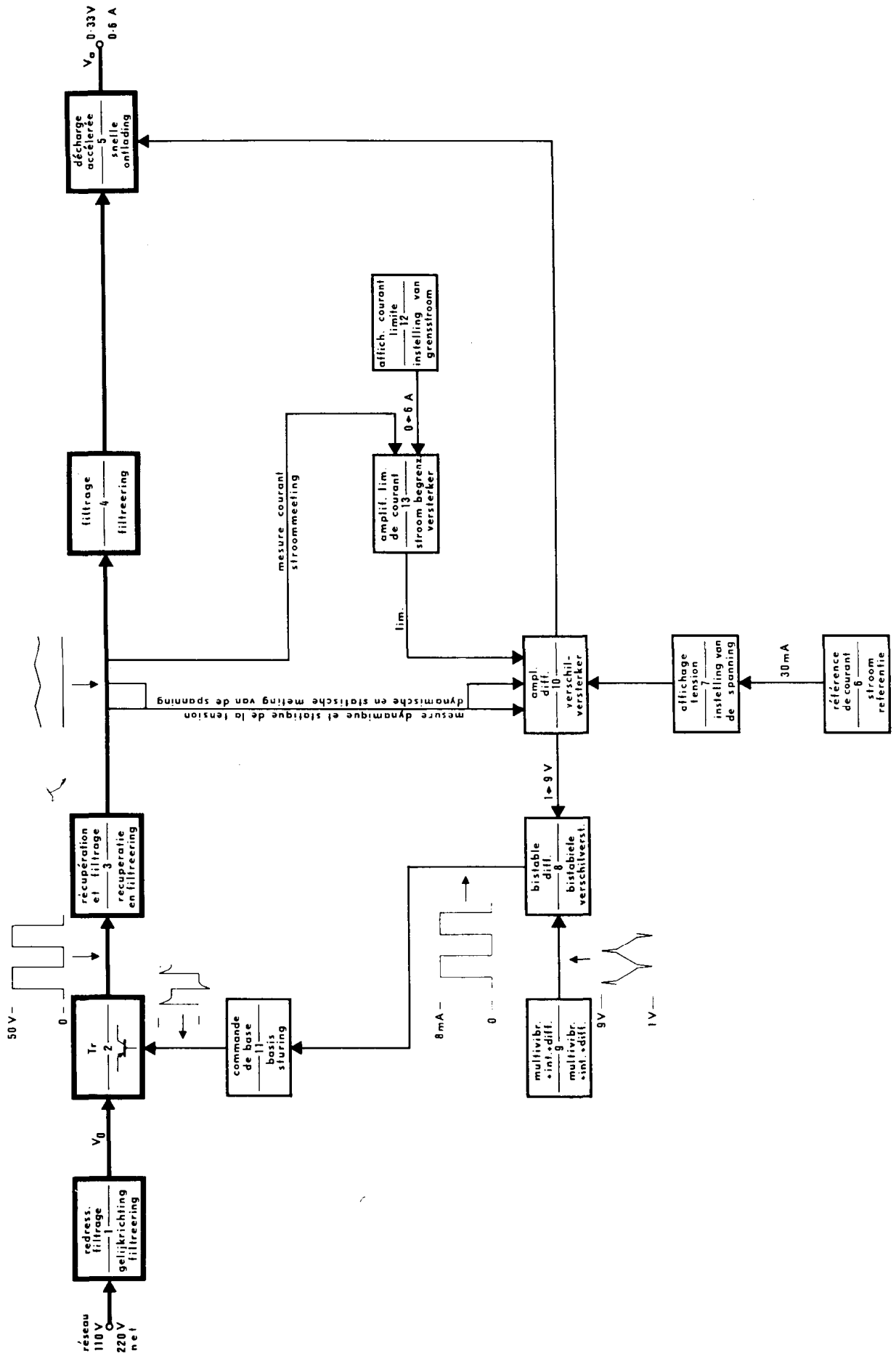


Fig. 1 — Blokschema



n° 10 wanneer de gemeten stroom de aangeduide grenswaarde bereikt. In dit geval krijgt de stroomregeling de bovenhand op de spanningsregeling.

### Blok n° 5 Schakeling voor versnelde ontlading

Wanneer, bij nullast of bij kleine belasting, de spanningsaanduiding plots vermindert, volgt de uitgangsspanning slechts langzaam. Dit is inhaerent aan de toegepaste schakeling. Bij het gebruik kunnen hieraan wel enkele nadelen verbonden zijn. De schakeling voor versnelde ontlading treedt in werking wanneer de uitgangsspanning groter is dan de afgelezen spanning. De hiertoe vereiste informatie wordt door blok n° 10 geleverd.

## HOOFDSTUK II — ONTLEDING EN STUDIE VAN DE KRINGEN

### 1. STERKSTROOM-GEDEELTE

#### 1. Keuze van de choppertransistor

De choppertransistor moet aan volgende voorwaarden voldoen :

- $I_{CAV}$  maximale gemiddelde kollektorstroom : 6,5 A
- $I_{CM}$  maximale piekwaarde van de kollektorstroom : 8 A
- $V_{CEO}$  maximale emitterspanning bij geblokkeerde basis : 50 V

Deze voorwaarden, alsmede beschouwingen in verband met de stroomversterking, hebben de keuze doen vallen op een transistor van de reeks ASZ, namelijk, de ASZ 18, waarvan twee exemplaren in parallel worden geschakeld.

#### 2. Keuze van de hakfrequentie $f_0$

Eenzijds moet de chopperfrequentie hoog zijn, rekening houdend met het feit dat :

- de dynamische weerstand minimaal moet zijn in het frequentiegebied dat gewoonlijk in de gevoede schakelingen voorkomt
- het in de afvlakspoelen opgestapeld vermogen gering moet zijn
- de capaciteit van de afvlakkondensator klein moet zijn
- het trillen van de afvlakspoel onhoorbaar moet zijn (dus, zo mogelijk  $f_0 > 17$  kHz).

De frequentie  $f_0$  moet alleszins voldoende hoog liggen opdat de regelkring zou kunnen meewerken om de op de uitgang van blok n° 1 (fig. 1) aanwezige 100 Hz-rimpelspanning te onderdrukken. Anderzijds, moet de hakfrequentie laag liggen, wanneer men bedenkt dat de vermogensdissipatie in de choppertransistor vooral tijdens het omschakelen plaats heeft.

A priori, en zonder in alle bijzonderheden te treden, mogen we zeggen dat de overgang van transistor Tr van de geblokkeerde naar de verzadigde toestand, ongeveer  $5 \mu s$  duurt; anderzijds bedraagt de tijd om uit verzadiging te komen  $20 \mu s$ .

De spanning  $V_{CE}$  van de transistor Tr is  $V_0$ , de stroom neemt lineair toe en neemt exponentieel af tijdens de overgangstijden. Voor de vermogensdissipa-

tie in de transistor T gedurende één seconde kan men volgende betrekking vinden

$$V_0 \frac{ic}{2} (20 \cdot 10^{-6} + 5 \cdot 10^{-6}) f_0 = 4,1 f_0 \cdot 10^{-3} \text{ watt}$$

De voor de ASZ 18 toelaatbare dissipatie bij een maximale omhulseltemperatuur T van  $55^\circ C$  is

$$P_{CM} = \frac{T_j - T_m}{K_{jm}} = \frac{90 - 55}{1,5} = 23 \text{ W}$$

Wanneer we het gelijkstroomvermogen dat in de verzadigde transistor in warmte wordt omgezet op 9,5 W ramen en aftrekken, kiest men

$$f_0 \leq \frac{13,5}{4,1} \cdot 10^3 = 3,3 \text{ kHz}$$

### 3. Ontleding van de chopperschakeling en van de terugwinning van de gelijkspanning

In de vorige paragrafen hebben we bepaald welk transistortype moest worden gebruikt, en met welke chopperfrequentie moest worden gewerkt. In functie van deze gegevens zullen we nu de chopperschakeling en de terugwinning van de gelijkspanning meer uitvoerig onderzoeken.

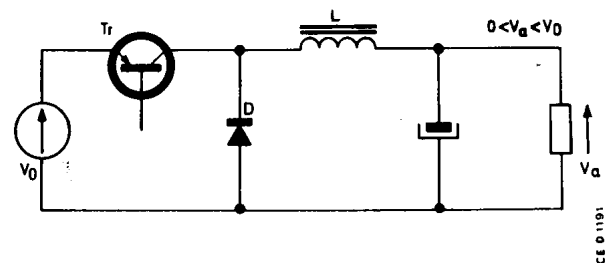


Fig. 3 — Principeschema van het « Sterkstroom » gedeelte

#### a) Schema-ontleding

Het principeschema is in fig. 3 afgebeeld. Het bevat een gelijkspanningsbron  $V_0$  (50 V), de transistor Tr, de terugwinningsdiode D, en de spoel L.

De spanning over de uitgangsklemmen is de aangeduide spanning  $V_a$  ( $0 < V_a < V_0$ ). De belasting, alsmede de afvlakkondensatoren, kunnen we ons als een akkumulator voorstellen (tegen-elektromotorische kracht). De werking kan in drie stadia worden beschreven :

1°)  $Tr$  is in verzadiging ;  $D$  is stroomloos ;  $0 < t < t_c$  (fig. 4a)

We nemen aan dat de serieweerstand van de kring nul is en dat, op het ogenblik  $t = 0$  waarop Tr in verzadiging komt, de stroom  $i_m$  door de spoel  $L_1$  vloeit.

Tussen de stroom en de spanningen bestaat volgende betrekking

$$L \frac{di}{dt} + V_a = V_0$$

Door toepassing van de Laplace-transformatie vinden we

$$s L I(s) - L i_m = \frac{V_0 - V_a}{s}$$

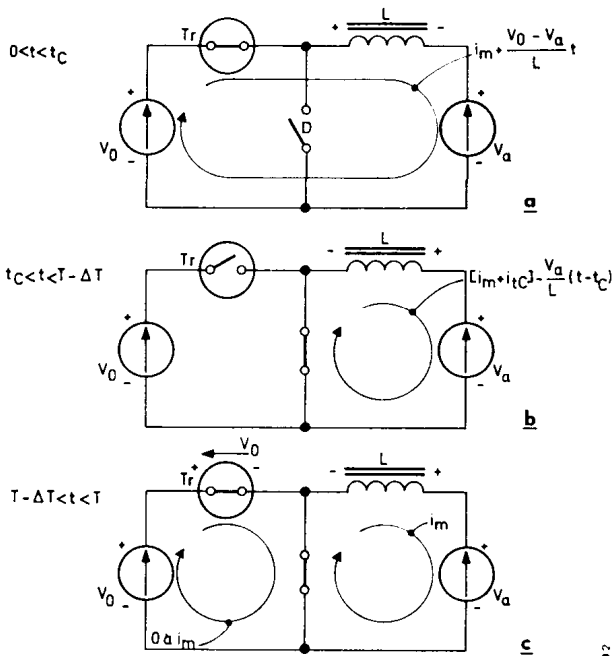


Fig. 4 — Werking van de stroomhakker

ofwel

$$I(s) = \frac{i_m}{s} + \frac{V_0 - V_a}{s^2 L}$$

De omgekeerde transformatie levert

$$i(t) = i_m + \frac{V_0 - V_a}{L} t$$

De kollektorstroom van  $Tr$  en dus ook de stroom in de spoel  $L$  bereikt op het einde van de geleidingstijd ( $t = t_c$ ) de waarde

$$i(t_c) = i_m + \frac{V_0 - V_a}{L} \cdot t_c = i_m + i_{tc}$$

(Zie fig. 5a en 5e).

2°)  $Tr$  is stroomloos;  $D$  geleidt;  $t_c < t < T - \Delta T$  (fig. 4b)

Bij het begin van deze periode is de stroom in de spoel dezelfde als op het einde van de vorige periode, namelijk

$$i_m + i_{tc}$$

Anderzijds verandert het teken van de spanning over de spoel, en haar waarde wordt  $V_a$ . De stroomafname beantwoordt aan volgende vergelijking:

$$L \frac{di}{dt} + V_a = 0$$

Door Laplace-transformatie

$$s L I(s) - L(i_m + i_{tc}) + \frac{V_a}{s} = 0$$

met

$$I(s) = \frac{i_m + i_{tc}}{s} = \frac{V_a}{s^2 L}$$

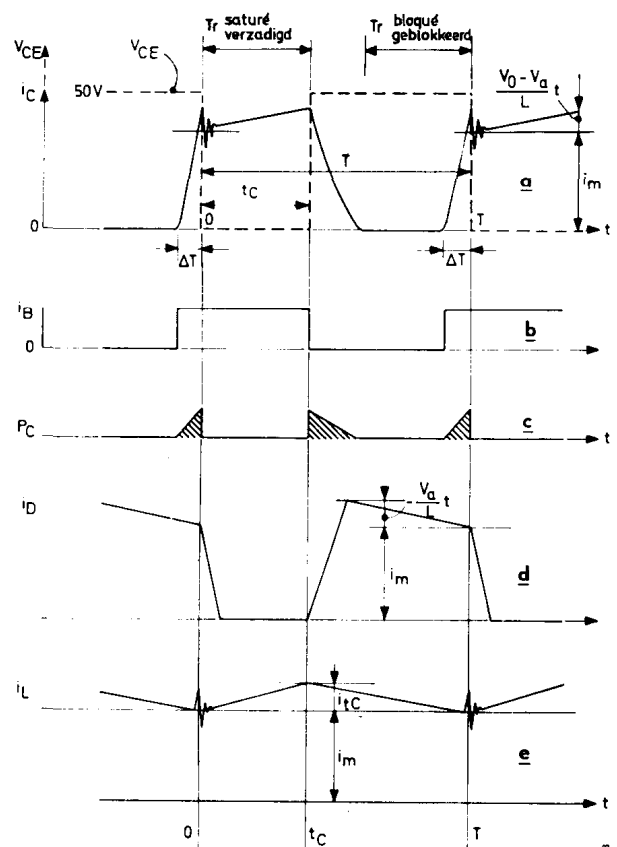


Fig. 5 — Signaalvariaties

en wanneer we opnieuw transformeren is

$$i(t) = (i_m + i_{tc}) - \frac{V_a}{L} (t - t_c)$$

Op het einde van de periode ( $t = T$ ) vinden we

$$i(T) = i_m + \frac{V_0 - V_a}{L} t_c - \frac{V_a}{L} (T - t_c)$$

$$\text{Daar } \frac{t_c}{T} = \frac{V_a}{V_0}$$

is

$$i(T) = i_m$$

(Zie fig. 5a en 5e).

3°) De transistor  $Tr$  komt in verzadiging;  $T - \Delta T < t < T$  (fig. 4c)

Zoals blijkt uit fig. 4b vloeit door de diode  $D$  en de spoel de stroom  $i_m$  (5 à 6 A) op het ogenblik  $t = T - \Delta T$ .

Wanneer  $Tr$  geleidend wordt, staat de spanning  $V_0$  geheel tussen kollektor en emitter, vermits de diode  $D$  geleidend is. De stroom  $i_c$  moet eerst de waarde  $i_m$  hebben bereikt (en zelfs een iets hogere waarde om de diode  $D$  uit verzadiging te brengen), vooraleer de diode  $D$  stroomloos wordt; op dit ogenblik wordt  $V_{CE}$  nul.

Gedurende de ganse stijgtijd  $\Delta T$  van de stroom  $i_c$  van 0 tot  $i_m$  dissipeert de transistor  $Tr$  energie. Het komt er dus op aan  $Tr$  zodanig uit te sturen dat deze stijgtijd zo kort mogelijk weze.

(Zie fig. 5a, b, c).

b) Berekenen van de spoel  $L$

Aan de hand van de zo pas gevonden gegevens kunnen we nu de zelfinductiecoëfficiënt van de spoel  $L$  berekenen.

Waar het op aan komt is dat de stroom ( $i_m + i_{tc}$ ) steeds kleiner blijft dan de maximale gemiddelde kollektorstroom van  $Tr$ , te berekenen uit de betrekking

$$V = L \frac{di}{dT}$$

met  $V = (V_o - V_a)_{\max} = (50 - 33)$  Volt

Stelt men

$$dT = T = 0,3 \text{ ms}$$

$$di = i_{c \max} - i_{\max} = (8 - 6) \text{ A}$$

waarbij  $i_{\max}$  de maximale gemiddelde stroom is die door de voeding kan geleverd worden.

We vinden dan dat

$$L \geq \frac{(V_o - V_a)_{\max} \cdot T}{i_{c \max} - i_{\max}}$$

en bijgevolg

$$L \geq \frac{(50 - 33) \cdot 0,3 \cdot 10^{-3}}{8 - 6} = 2,55 \text{ mH}$$

Met een behoorlijke veiligheidsmarge kiezen we bijgevolg een spoel van 4 mH.

c) Keuze van de terugwinningsdiode  $D$

De stroom- en spanningsspecificaties voor de diode zijn dezelfde als voor de choppertransistor:

$$I_{D \max} = 8 \text{ A}$$

$$V_{D \text{ inv}} = 50 \text{ V}$$

Bovendien is het van belang dat de diode snel schakelt, dit om de overgangstijd van de geblokkeerde naar de verzadigde toestand van  $Tr$  zo kort mogelijk te houden. We kiezen een OA 31 per transistor.

We zullen nu nagaan hoe de resterende rimpelspanning op de uitgang verandert met de afgelezen waarde. Wij zagen reeds dat de piek-tot-piekwaarde van de stroomgolf in de spoel voldoet aan de betrekking

$$i_{tc} = \frac{V_o - V}{L} \cdot t_c$$

Daar de cyclusverhouding stroom/geen stroom van  $Tr$  enkel door de uitgangsspanning wordt bepaald hebben we

$$\frac{V_a}{V_o} = \frac{t_c}{T} \text{ en } \frac{V_o - V_a}{V_o} = \frac{T - t_c}{T}$$

Dit geeft, in de laatste vergelijking

$$i_{tc} = \frac{V_o}{L_1} \left(1 - \frac{t_c}{T}\right) t_c$$

De maximale waarde van  $i_{tc}$  berekenen we door

$$\frac{di_{tc}}{dt} = 0 = \frac{V_o}{L} \left(1 - 2 \frac{t_c}{T}\right)$$

of nog

$$t = \frac{T}{2}$$

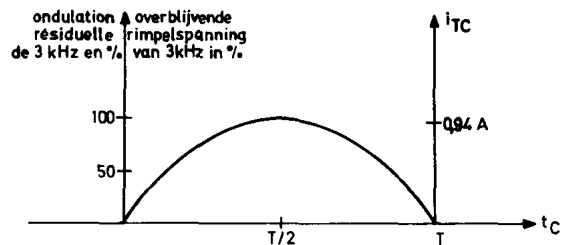


Fig. 6 — Resterende rimpelspanning

Hierdoor vinden we voor de maximale waarde van  $i_{tc}$

$$i_{tc \max} = \frac{V_o T}{4 L} = 0,94 \text{ A}$$

met  $V_o = 50 \text{ V}$

$$T = 0,3 \cdot 10^{-3} \text{ s}$$

$$L = 4 \text{ mH}$$

In functie van  $t_c$  verloopt  $i_{tc}$  volgens een parabool (fig. 6).

4. De tweede werkingsmodus van de stroomhakker

We houden er aan hier de andere schakelmodus te beschrijven die optreedt wanneer de stroom door de belasting kleiner is dan de waarde

$$\left(1 - \frac{V_a}{V_o}\right) \frac{V_a T}{2 L_1} \text{ (Ampère)}$$

Daar deze modus in geen enkel opzicht de karakteristieken van de voeding beïnvloedt, behandelen we dit aspect enkel volledigheidshalve.

We hebben gezien dat voor de gemiddelde uitgangsstroom volgende vergelijking geldt:

$$i = i_m + \frac{i_{tc}}{2} = i_m + \frac{V_o}{2 L_1} \left(1 - \frac{t_c}{T}\right) t_c$$

Wanneer  $i$  kleiner wordt dan

$$\frac{V_o}{2 L} \left(1 - \frac{t_c}{T}\right) t_c$$

treedt een andere schakelmodus op.

Het gebied waarin deze modus zich voordoet is in fig. 7 gearceerd.

1°  $Tr$  voert stroom;  $D$  is geblokkeerd;  $0 < t < t_1$  fig. 8a

De kollektorstroom van  $Tr$  vertrekt van nul ( $i_m = 0$ ) en neemt lineair toe gedurende een tijdspanne  $t_1$ , kleiner dan  $t_c$  (overeenstemmend met de afgelezen waarden).

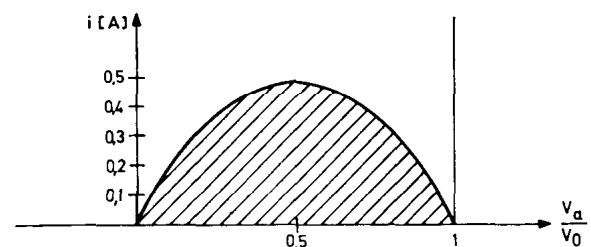


Fig. 7 — Gebied van de tweede werkingsmodus van de stroomhakker

Op dit ogenblik is  $T_r$  in de sperrichting gepolariseerd en houdt bijgevolg op stroom te trekken.

2°  $T_r$  is stroomloos ;  $D$  is geleidend ;  $t_1 < t < t_2$  (fig. 8b)

De diode komt in geleiding : de stroom door de spoel die van  $t_1$  tot  $t_2$  lineair afneemt tot nul, vloeit door de diode.

3°  $T_r$  is stroomloos ;  $D$  is eveneens geblokkeerd ( $t_2 < t < T$ ) (fig. 8c)

Door dat al de energie uit de spoel is verdwenen vloeit er geen stroom meer. De diode blokkeert op het tijdstip  $t_2$ . Eén klem van de spoel « hangt in de lucht ». De voornaamste golfvormen van spanningen en stromen zijn in fig. 9 afgebeeld.

Uit de ontleding van de chopperschakeling en het inzicht dat we aldus hebben verworven, hebben we de samenhang kunnen bepalen die bestaat tussen de resterende rimpelspanning en de uitgangsspanning, en tevens zijn we er in geslaagd de optimale waarde van de spoel  $L$  te berekenen, uitgaande van de transistorkarakteristieken en van de hakfrequentie.

### 5. Het uitgangsfILTER

Van bij de aanvang hebben we aangenomen dat de afvlakking met de belasting als een accumulator mocht beschouwd worden.

We zullen nu de (teoretische) waarde van de éne condensator berekenen waarbij deze substitutie nog geldig is.

Het meest ongunstige geval doet zich voor bij de halve spanningswaarde en bij de maximale stroomwaarde, dit wil zeggen, bij

$$V_a = \frac{V_0}{2} = 25 \text{ V}$$

$$i = 6 \text{ A}$$

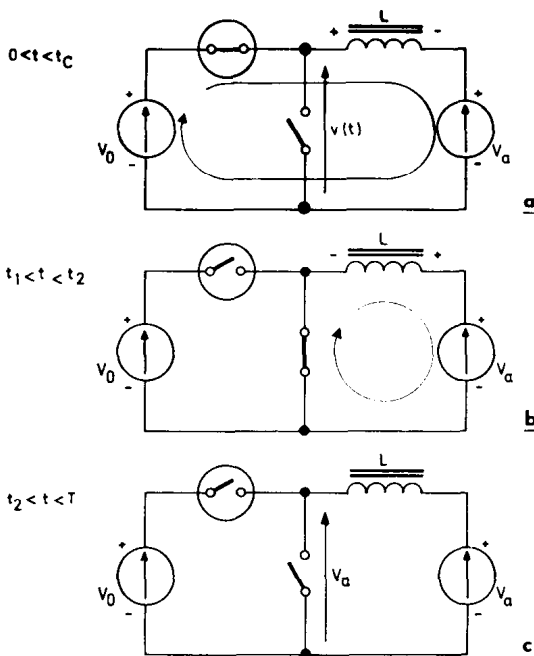


Fig. 8 — Tweede werkingsmodus

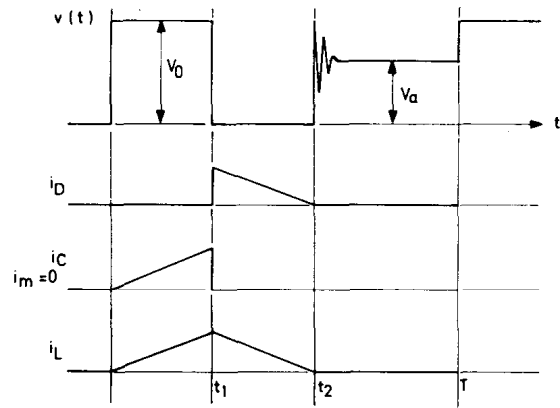


Fig. 9 — Golfvormen

De op de uitgang maximaal toelaatbare rimpelspanning hebben we op 1 mV vastgelegd.

De impedantie van de condensator is verwaarloosbaar klein ten opzichte van de belastingsweerstand. Een eenvoudige berekening toont aan dat voor de spanning over de uitgangsklemmen in dit geval volgende betrekking geldt :

$$V_C = \frac{2}{\pi} V_0 \frac{1}{\omega^2 L C - 1}$$

met  $V = 1 \text{ mV}$

en  $\omega = 2 \pi f = 2 \pi \cdot 3,3 \cdot 10^3$

$L = 4 \cdot 10^{-3} \text{ H}$

We vinden aldus  $C_{\text{theor.}} = 18.000 \mu\text{F}$  (zie fig. 10)

Daar deze waarde ontoelaatbaar groot is, moeten we de éne condensator vervangen door een filter bestaande uit twee LC-kringen, en hierin het volgende voorzien :

- 1) het meten van de stroom
- 2) de eventuele dynamische spanningsmeting, waarbij een grotere rimpelspanning toelaatbaar is, doch waarbij geen fazeverschuiving mag optreden ;
- 3) de statische spanningsmeting, waarbij de rimpelspanning minimaal moet zijn.

Wanneer we geen rekening houden met de verzwakking tengevolge van de meetweerstand voor de stroom, vinden we de waarden aangeduid in fig. 11a.

Gegevens betreffende het gedrag van elektrolytische condensatoren van grote capaciteit bij hoge frequenties zijn meestal niet voorhanden, daar ze vooral het

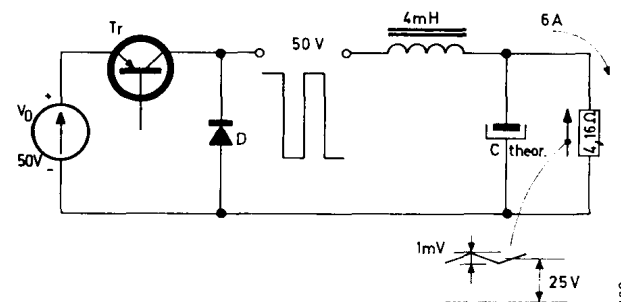


Fig. 10 — Theoretisch afvlakfilter



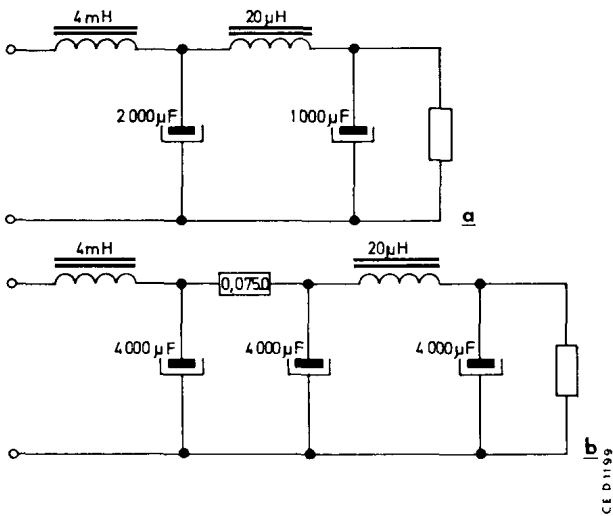


Fig. 11 — Typische waarden voor het uitgangsfILTER

resultaat zijn van metingen en testproeven. In voorliggend geval is gebleken dat hun waarde ongeveer verviervoudigd moet worden.

(Zie het definitief schema in fig. 11b).

## II. ELEKTRONISCH GEDEELTE

Het elektronisch gedeelte is met dunne lijnen in fig. 1 getekend. Voor de voeding worden zes spanninglijnen toegepast, namelijk:

— 18 V, 0 V, + 18 V en  $V_0 - 8,5$  V,  $V_0$ , en  $V_0 + 8,5$  V.

### 1. Meten van de ogenblikkelijke spanningswaarde $V_a$ aan de uitgang

zie fig. 12

De dynamische en statische metingen kunnen worden uitgevoerd op het verbindingspunt van  $L_1$  en  $L_2$ . Voor de dynamische meting moet de fazedraaiing zo klein mogelijk zijn. De voorrijling door  $R_{19}$ ,  $C_{18}$  is bestemd om de najling tegenvolge van  $L_1$  en  $C_6 + C_7$  op te heffen.

Voor de statische meting moet de resterende rimpelspanning minimaal zijn.

In de definitieve uitvoering van fig. 2 heeft men nochtans besloten van geen dynamische meting uit te voeren. Inderdaad, de statische meting, rechtstreeks vanaf  $R_5$  en  $R_6$  laat alleen toe voldoende reguleringsvoorzieningen, zoals het praktisch geproefd werd.

### 2. Spanningsreferentie en aflezing van de spanning - blokken 6 en 7

Zie het schema van fig. 13

De basis en de emitter van  $T_7$  bevinden zich in de meetdiagonaal van de brugschakeling gevormd door  $R_{14}$ ,  $R_{15}$ ,  $SP_4$ ,  $R_{24} + R_{25}$ . Deze brugschakeling heeft tot doel de dynamische weerstand van de referentiediode  $SP_1$  te compenseren.

Nu is het juist de dynamische weerstand van de OAZ 200 die met de grootste nauwkeurigheid bekend is (320 à 400  $\Omega$ ) - fig. 14).

$R_{25}$  wordt bijgeregeld om een kollektorstroom van 20 mA te bekomen. Door hun weerstandswaarde (0 tot 1650  $\Omega$ ) geven de weerstanden  $R_6$  en  $R_5$  de aanduiding van de uitgangsspanning  $V_a$ .

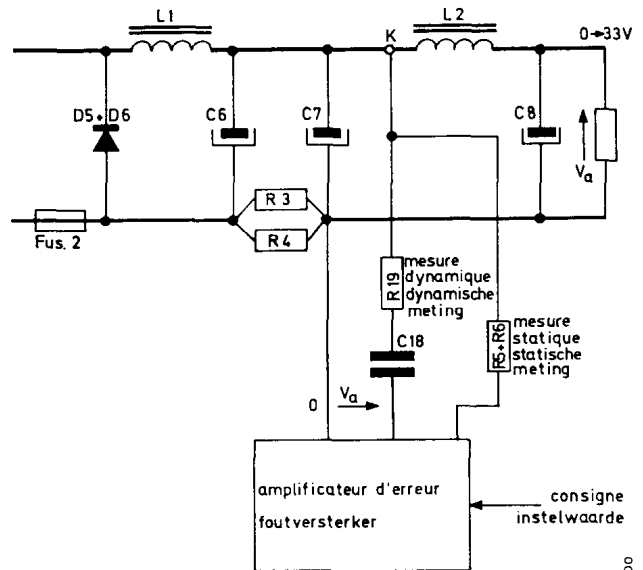


Fig. 12 — Meten van  $V_a$

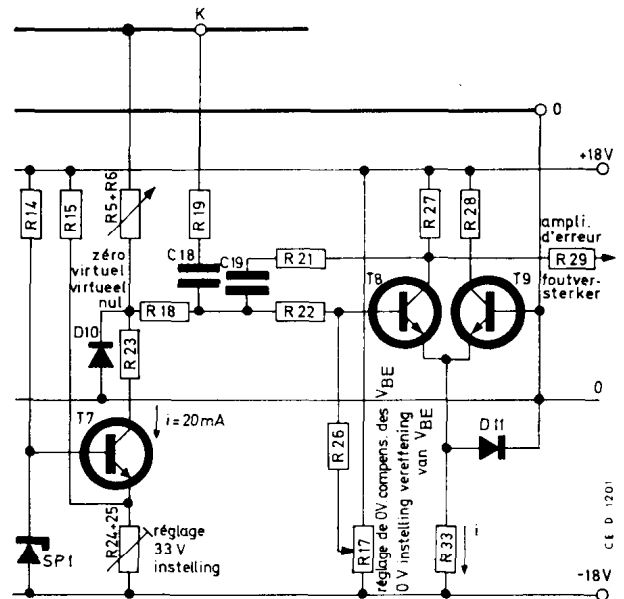


Fig. 13 — Blokken 6 en 7; Spanningsreferentie en aflezing

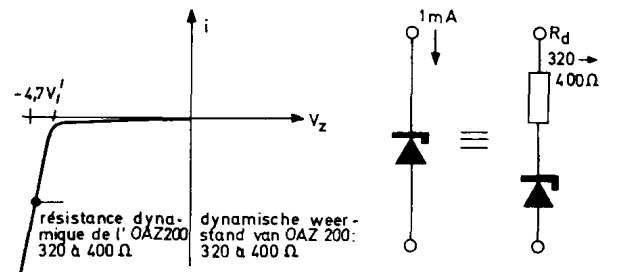


Fig. 14 — Dynamische weerstand van de OAZ 200

De regelkring is zodanig opgevat dat de basis van  $T_8$  zich op de fout na, op nulpotentialaal bevindt.

$R_{17}$  compenseert een gebeurlijk verschil in de  $V_{BE}$ -waarden van  $T_8$  en  $T_9$ , zodat bijgevolg de nulwaarde van de uitgangsspanning op perfecte wijze kan worden aangeduid.

$R_{18}$  is groot t.o.v.  $R_6$  en  $R_5$ , en verzekert een nagevoegte constante bronweerstand voor de basis van  $T_8$ ; hierdoor wordt dus een constante en van de aangeduide spanning onafhankelijke lusversterking gegarandeerd.

### 3. De fout-verschilversterker - blok 10

De verschilversterker wordt gevormd door de transistoren  $T_8$  en  $T_9$ . De gemeenschappelijke emitters worden via  $R_{33}$  met een konstante stroom gevoed (2,5 mA).

De regelwerking is zodanig dat de basissen van  $T_8$  en  $T_9$  zich steeds op nulpotentialaal bevinden, zodat de kollektorspanning van  $T_9$  maximale zwaai kan hebben. De kollektorweerstand  $R_{27}$  werd groter genomen dan  $R_{28}$ , om zodoende de emitterimpedantie van  $T_9$  te verminderen en aldus de versterking van transistor  $T_8$  groter te maken.

Een spanningsverandering van 10 mV op de basis van  $T_8$  veroorzaakt een kollektorspanningsverandering die 200 maal groter is.

De condensatoren  $C_{19}$  en  $C_{21}$  vormen met  $R_{21}$  een laagdoorlaatfilter waardoor de kantelfrekventie van de versterker bij 10 kHz komt te liggen. Tot ongeveer 4 kHz is de faseverschuiving onbeduidend.

De rol van  $R_{32}$  en  $D_{11}$  wordt in de paragraaf « stroombegrenzing » uiteengezet.

### 4. Multivibrator - blok 9 (fig. 15)

De transistoren  $T_{14}$  en  $T_{15}$  vormen een astabiele multivibrator met gemeenschappelijke emitters, die op 3,3 kHz oscilleert. De door  $C_{23}$  en  $C_{24}$  ingevoerde terugkoppeling komt respectievelijk tot stand via de spanningsdelers  $R_{44}$ ,  $R_{46}$  en  $R_{45}$ ,  $R_{43}$ .

Hierdoor kan de kollektorspanning sneller stijgen. De waarden van  $R_{45}$  en  $R_{46}$  zijn beperkt door de stroomversterking van de transistoren.

De kring  $R_{48}$ - $C_{26}$  verzekert bij het inschakelen een onevenwicht op de basis van  $T_{15}$  t.o.v.  $T_{14}$ , en garandeert aldus het op gang komen van oscillatie.

$R_{48}$  is klein ten opzichte van  $R_{47}$  en brengt bijgevolg de symmetrie van de bloksgolf niet in het gedrang.

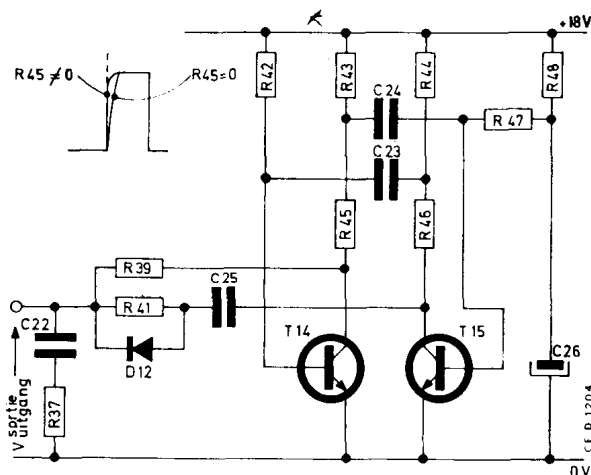


Fig. 15 — Blok 9. Multivibrator

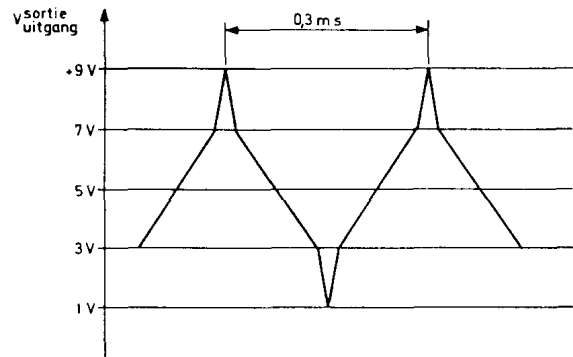


Fig. 16 — Golfvormen uit het blok 9

De condensator  $C_{22}$  integreert deze bloksgolf en geeft een driehoeksgolf waarvan de top-tot-top amplitude 4 V bedraagt (fig. 16).

De differentieerkring  $R_{41}$ - $C_{25}$ , aangesloten op de kollektor van  $T_{15}$  differentieert de bloksgolf en vormt spanningspieken van 2 V, die bij de driehoekspanning worden gevoegd. Wanneer  $T_{15}$  in verzadiging verkeert, is  $R_{41}$  de ohmse bronweerstand tijdens het differentiëren.

Wanneer  $T_{15}$  geblokkeerd is, wordt de bronweerstand  $R_{44} + R_{46}$ ;  $R_{41}$  wordt dan door de diode  $D_{12}$  kortgesloten. Men kiest  $R_{44} + R_{46} = R_{41}$  om de symmetrie van de spanningspieken te behouden.

### 5. Bistabiele verschilschakeling - blok 8

(zie fig. 17)

De bistabiele verschilschakeling wordt gevormd door  $T_{11}$  en  $T_{12}$ . De positieve terugkoppeling wordt door  $R_{31}$  tot stand gebracht. De bloksgolfspanning die op de kollektor van  $T_{12}$  ontstaat oscilleert tussen 3 à 9 V en 18 V. De transistor  $T_{13}$  verzekert een konstante en maximale aftasting van de spanning met behulp van de drempelwaarde die door  $R_{36}$ - $R_{38}$  is bepaald.  $T_{13}$  werkt als stroom-generator. De bloksgolfstroom op de kollektor heeft een amplitude van 8 mA.

### 6. Basissturing - blok 11

De bloksgolfstroom met een amplitude van 8 mA, komende van de bistabiele verschilschakeling, wordt met behulp van de transistoren  $T_3$  tot  $T_6$  versterkt (zie schema van fig. 18).

Deze transistoren worden gevoed door twee nieuwe spanningen; namelijk  $V = +8,5$  V en  $V = -8,5$  V.

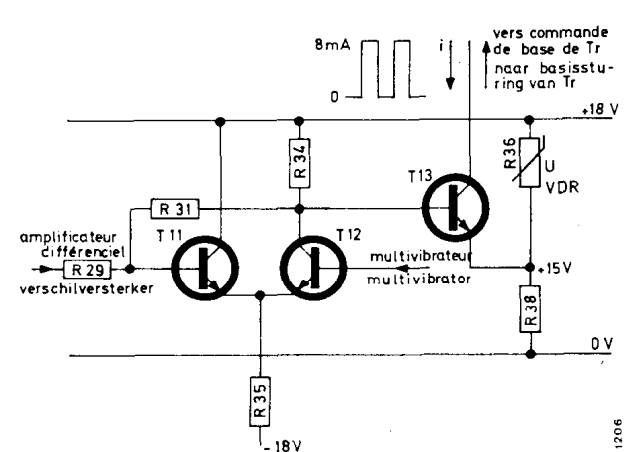


Fig. 17 — Blok 8. Bistabiele verschilschakeling

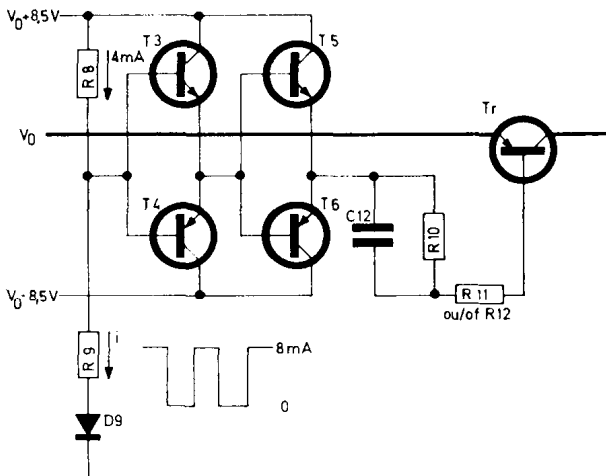


Fig. 18 — Blok 11. Basissturing

De transistoren zijn opgenomen in twee complementaire trappen die elk een minimale stroomversterking van 50 hebben, wat dus een minimale globale versterking van 2500 geeft. Door  $R_9$  wordt de basisstroom van  $T_4$  beperkt ingeval  $T_{13}$  in kortsluiting mocht komen.

De diode  $D_9$  beperkt de sperspanning tussen basis en kollektor van  $T_{13}$  ingeval de smeltveiligheid  $Fus 2$  mocht doorbranden.

Het versterkergedeelte kan worden voorgesteld door een tweestandenschakelaar zoa's in fig. 19 is afgebeeld. Het komt er op aan dat de transistor  $Tr$  in de kortst mogelijke tijd van de geleidende naar de geblokkeerde toestand omschakelt en andersom.

Het zijn immers deze schakeltijden die hoofdzakelijk verantwoordelijk zijn voor de dissipatie van  $Tr$ .

De basis van de transistor  $Tr$  wordt gestuurd met de opgegeven stroomgrenswaarden, d.w.z., 2 A piek en 400 mA gemiddelde stroomwaarde. De golfvorm van de stroom  $i_B$  wordt verkregen met behulp van de kring  $R_{10}$ ,  $R_{11}$ ,  $C_{12}$  (zie fig. 20).

De aldus bekomen schakeltijden zijn 5  $\mu s$  en 20  $\mu s$ , respectievelijk om in verzadiging en uit verzadiging te geraken.

### 7. Stroombegrenzing - blokken 12 en 13

De stroom door de belasting wordt gemeten met behulp van de kleine weerstand gevormd door  $R_3$  en  $R_4$  (0,075  $\Omega$ ), die in serie in de sterkstroomketen is opgenomen.

De spanning over deze weerstand varieert van 0 tot 0,45 V wanneer de stroomwaarde van 0 tot 6 A

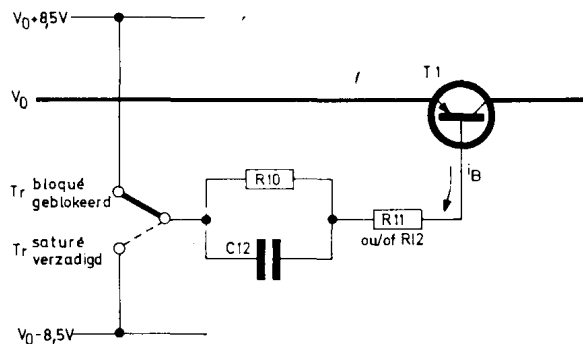


Fig. 19 — Principeschema van de basissturing

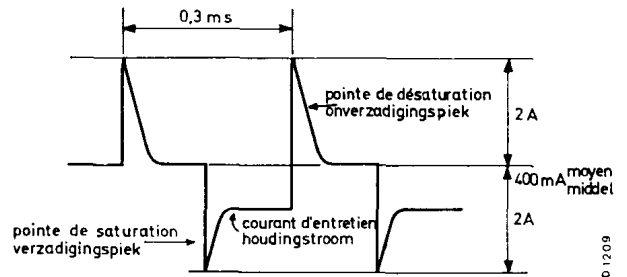


Fig. 20 — Vorm van stroom  $i_B$

gaat. Dank zij zijn zeer kleine waarde mogen we de meetweerstand en de hierover optredende spanningsval als een spanningsbron beschouwen. Deze is in fig. 21 door  $V_i$  voorgesteld.

De transistoren  $T_{17}$  en  $T_{18}$  vormen een verschilversterker. De aanduiding van de grensstroomwaarde van 0 tot 6 A geschiedt door de basis van  $T_{18}$  aan te sluiten op een veranderlijke spanningsbron gaande van 0 tot 0,45 V ( $R_7 \ll R_{59}$ ), betrokken uit de referentiediode  $SP_2$ . De instelling van de volle wijzeruitslag (6 A) geschiedt met behulp van  $R_{58}$ . Een gebeurlijke  $V_{BE}$ -verschil van  $T_{17}$  en  $T_{18}$ , wordt opgeheven met behulp van  $R_{56}$ ; hierdoor komt bijgevolg de juiste nulinstelling van de grensstroom tot stand.

Het netwerk gevormd door  $C_{28}$ ,  $C_{27}$  en  $R_{66}$  bewerkstelt een tegenkoppeling naar de kollektor van  $T_{18}$  en vormt tevens een laagdoorlaatfilter wanneer de voeding naar stroomregeling overgaat. De kantelfrequentie ligt om en nabij 30 kHz.

De transistor  $T_{16}$  is als emittervolger geschakeld en stuurt laagohmig de basis van  $T_8$  van de verschilversterker. Wanneer  $V_i$  (die een maat is voor de stroom door de belasting) kleiner is dan  $V(R_7)$ , wordt  $T_{17}$  geleidend en  $T_{16}$  blokkeert; de voeding werkt alsdan op spanningsregeling.

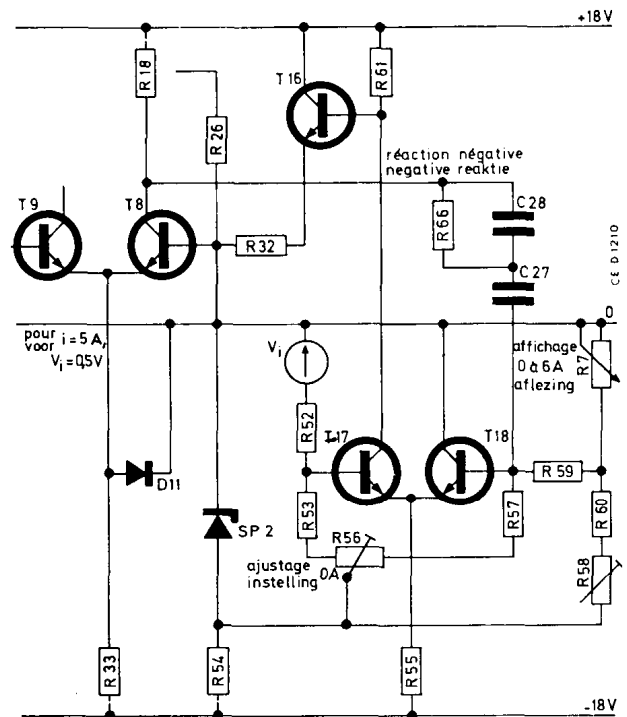


Fig. 21 — Blokken 12 en 13 Stroombegrenzing

Wanneer  $V_i \geq V_{R7}$  gaat  $T_{16}$  stroom voeren en doet in de basisemitterovergang van  $T_8$  een grensstroom vloeien ter waarde

$$i_{b \max} = \frac{18 + V_{BE} T_8}{2,7 \cdot 10^3} = 7 \text{ mA}$$

Bij grote overstroom, wanneer de belasting bijvoorbeeld in kortsluiting staat, komt  $T_{16}$  in verzadiging en de basis van  $T_8$  vertoont dan een neiging om uitgesproken positief te worden. Dit zou tot gevolg hebben dat de tijd gedurende dewelke stroom door  $Tr$  vloeit, groter wordt, wat bijgevolg de stroom in de belasting nog zou doen toenemen.

Dit verschijnsel wordt door de aanwezigheid van de diode  $D_{11}$  ongedaan gemaakt; deze diode wordt immers geleidend wanneer door de belasting een overstroom vloeit, en handhaaft hierdoor een maximaal potentiaal van 0,3 V op de emitters van  $T_8$  en  $T_9$ .

De weerstand  $R_{32}$  beperkt de stroom door  $T_{16}$  wanneer deze laatste in verzadiging staat.

De uitgangskurve aan de voeding wordt in fig. 22 afgebeeld.

### 8. De schakeling voor versnelde ontleding - blok 5

Het kan gebeuren dat de gewenste spanningswaarde plots kleiner wordt gemaakt. Dan is de transistor  $Tr$  geblokkeerd zolang de uitgangsspanning groter is dan de afgelezen spanningswaarde.

Bij nullast over de uitgangsklemmen is de situatie deze die in het schema van fig. 23 is aangeduid; de condensatoren  $C_6, C_7, C_8$  ontladen zich met een konstante stroom (van 20 mA); dit duurt een zekere tijd  $t$  die, wanneer  $V_a$  van  $V_0$  naar 0 gaat, gegeven wordt door de betrekking

$$t = \frac{C \Delta V}{i} = \frac{12 \cdot 10^{-3} \cdot 33}{20 \cdot 10^{-3}} = 20 \text{ s}$$

Deze trage ontleding kan wel eens nadelig zijn. Door de schakeling van fig. 24 wordt aan dit euvel verholpen.

Wanneer de gewenste afleesspanning plots kleiner wordt gemaakt wordt de spanning op de kollektor van

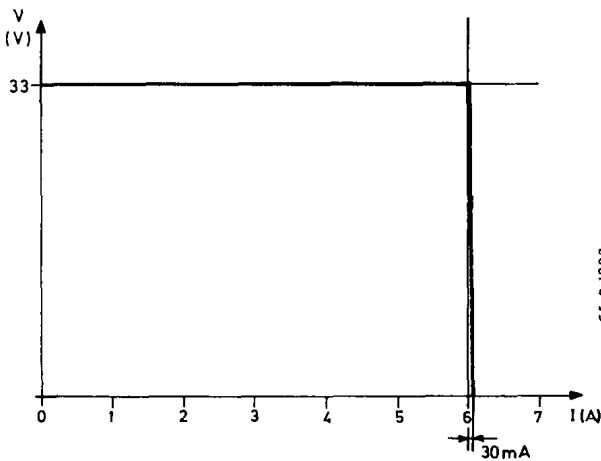


Fig. 22 — Uitgangskurve van de voeding.  $V_0$  geregeld op 33 V,  $I$  begrensd op 6 A

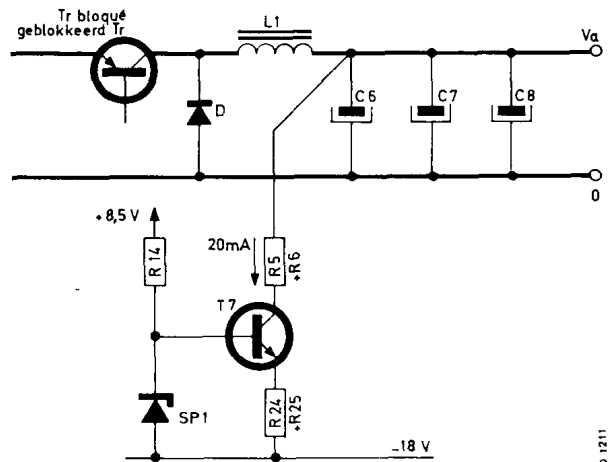


Fig. 23 — Uitgangsschakeling

$T_8$  negatief zodat  $T_{20}$  blokkeert. De spanning op de basis van  $T_{19}$  wordt dan bepaald door de spanningsdeler  $R_{64}, R_{67}, R_{68}$  aangesloten op de 36 V-spanning; deze basis-spanning is positief en  $T_{19}$  bevindt zich bijgevolg in verzadiging.

De condensatoren  $C_6, C_7, C_8$  ontladen zich nu exponentieel via  $R_{63}$  ( $68 \Omega$ ) zodat in de hierboven geschetste situatie, volgende ontledingsduur  $t$  wordt bekomen:

$$t \approx 5 \cdot R_{63} (C_6 + C_7 + C_8) = 5 \cdot 68 \cdot 12 \cdot 10^{-3} = 4 \text{ s}$$

De spanning op de kollektor van  $T_8$  varieert onder normale bedrijfsomstandigheden, tussen 2,5 V en 14 V; hierdoor is  $T_{20}$  in verzadiging terwijl  $T_{19}$  stroomloos is.

De VDR-weerstand  $R_{68}$  levert een bijkomende drempelwaarde om  $T_{19}$  met zekerheid te blokkeren.

Wanneer de hoofdschakelaar van die voeding wordt uitgeschakeld verlangt men eveneens dat de spanning over de uitgangsklemmen zo vlug mogelijk nul zou worden. Hiertoe volstaat het op de basis van  $T_{19}$  een positieve spanning te behouden. Dit wordt verkregen door  $R_{64}$  op de 50 V-spanning aan te sluiten (vóór de stabilisatieschakeling).

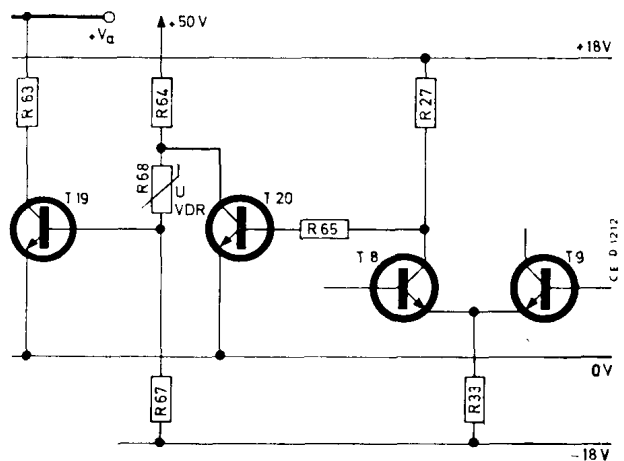


Fig. 24 — Blok 5. Versnelde ontleding