

ALIMENTATION STABILISÉE 33 V - 6 A

58 | 1969

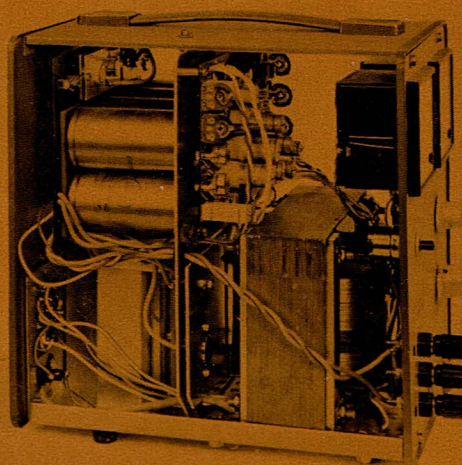
INTRODUCTION

La **mble** a mis sur le marché un kit — le BED 003 — qui permet de réaliser une alimentation stabilisée de 0 à 33 V avec un débit maximum de 6 A.

Dans cet appareil, on s'est attaché à réunir tous les éléments qui assurent un maximum de sécurité, tant pour l'alimentation elle-même que pour les circuits qu'elle alimente.

C'est ainsi qu'il est possible de régler par la manœuvre d'un bouton le débit maximum du courant. Au-delà de cette limite, la tension est automatiquement réduite à zéro.

D'autre part, pour la régulation de la tension de sortie, on fait appel à un système original de découpage à haute fréquence. Le rendement de l'appareil peut ainsi atteindre 80 %.



BED 003

Ce type d'appareil permet l'alimentation de circuits à transistors de faible, moyenne et forte puissance. (Maximum 200 W.)

Lorsque des exigences de volume restreint et l'absence de ventilation forcée requièrent un rendement élevé, la régulation par impédance variable en série est exclue, et il faut adopter le principe d'une régulation par découpage.

Les spécifications, normales pour des alimentations de ce genre, et auxquelles l'exemple satisfait, sont :

- une faible ondulation résiduelle de la tension de sortie, inférieure ou égale à 2 mV crête à crête.
- une faible résistance dynamique, inférieure ou égale à 10 m Ω .
- une faible résistance dynamique, inférieure ou égale à 150 m Ω .
- l'indépendance de la tension de sortie vis à vis des fluctuations du réseau, de la température et de la charge.

De plus, nous avons étudié des dispositifs destinés à rendre la manipulation de l'appareil plus aisée.

- affichage du zéro parfait de la tension de sortie.
- affichage continu de la tension en une seule plage.
- limitation du courant ne nécessitant pas de réenclenchement.
- affichage continu du courant limite en une seule plage.

Nous commencerons par décrire le schéma-bloc de l'alimentation, distinguant la partie « courant fort » de la partie électronique, ainsi que les différents circuits partiels.

Chacun des blocs ou sous-ensembles est ensuite traité plus en détail. Le but de cette information n'est pas uniquement de donner une description rapide du schéma et une procédure de montage de l'appareil. La notice de l'alimentation BED 003 répond mieux à cette exigence.

Nous analysons ici le fonctionnement d'un principe original d'alimentation en vue d'une compréhension réelle, au prix, il est vrai, de quelques développements mathématiques, limités cependant au strict minimum.

CHAPITRE I — DESCRIPTION DU SCHEMA-BLOC DE L'ALIMENTATION

La figure 1 montre le schéma-bloc de l'alimentation. Le circuit « courant fort » est dessiné en gros trait, permettant ainsi de le distinguer de la partie purement électronique.

Les principales formes d'ondes des courants et des tensions sont indiquées sur ce schéma.

1. SECTION « COURANT FORT » (voir figures 1 et 3)

Bloc n° 1 Redressement

Le réseau alternatif à 110, 130, 200, 220 ou 240 V est transformé, redressé et filtré en une tension continue V_0 de 50 V.

Bloc n° 2 Découpage

Un transistor de puissance découpe la tension V_0 , suivant une fréquence f_0 (3,3 kHz) avec un rapport conduction/non-conduction variable de 0 à l'infini.

La tension affichée correspond à la tension moyenne de cette onde découpée.

La commande de ce transistor est faite par le bloc 11.

Bloc n° 3 Récupération et filtrage

Une self et une diode de récupération effectuent un premier filtrage.

Les mesures de la tension V_a et du courant se font à la sortie de ce bloc.

Bloc n° 4 Second filtrage

Un second filtrage, au moyen d'un self et de condensateurs, réduit le taux d'ondulation à la valeur admise.

2. SECTION « ELECTRONIQUE » (figure 1)

Une référence de courant de 20 mA, provenant du bloc n° 6, agit à travers l'affichage de la tension (bloc n° 7) sur l'amplificateur différentiel du bloc n° 10, en conjonction avec la mesure de la tension de sortie.

Ce bloc n° 10 délivre un niveau continu, variable de 1 à 9 V, proportionnel à la tension affichée.

Un multivibrateur (bloc n° 9) oscillant à la fréquence f_0 (3,3 kHz) produit une onde rectangulaire symétrique qui est intégrée puis différenciée de façon à obtenir l'onde triangulaire représentée à la figure 1.

Les signaux de sortie des blocs 9 et 10 sont comparés dans le bistable différentiel du bloc n° 8. Ce circuit produit un courant de 8 mA lorsque la tension en dent de scie dépasse le niveau continu provenant des blocs 9 et 10.

L'onde rectangulaire d'une amplitude de 8 mA de récurrence f_0 (3,3 kHz) et de rapport conduction/non-conduction variable, alimente la commande de base du bloc n° 11.

Le courant limite affiché par le bloc n° 12 est comparé dans l'amplificateur différentiel du bloc n° 13 avec le

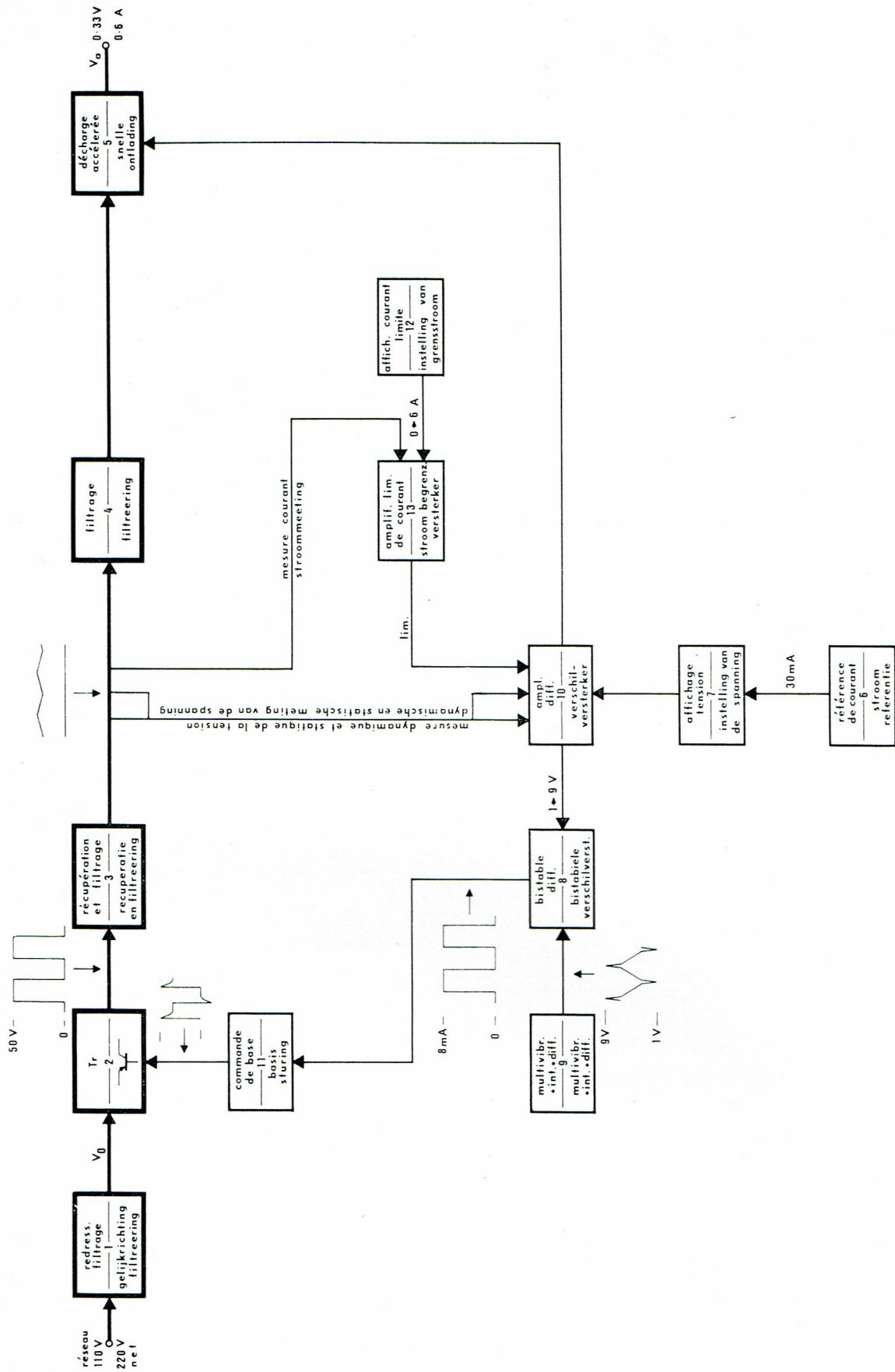


Fig. 1 — Schéma bloc.

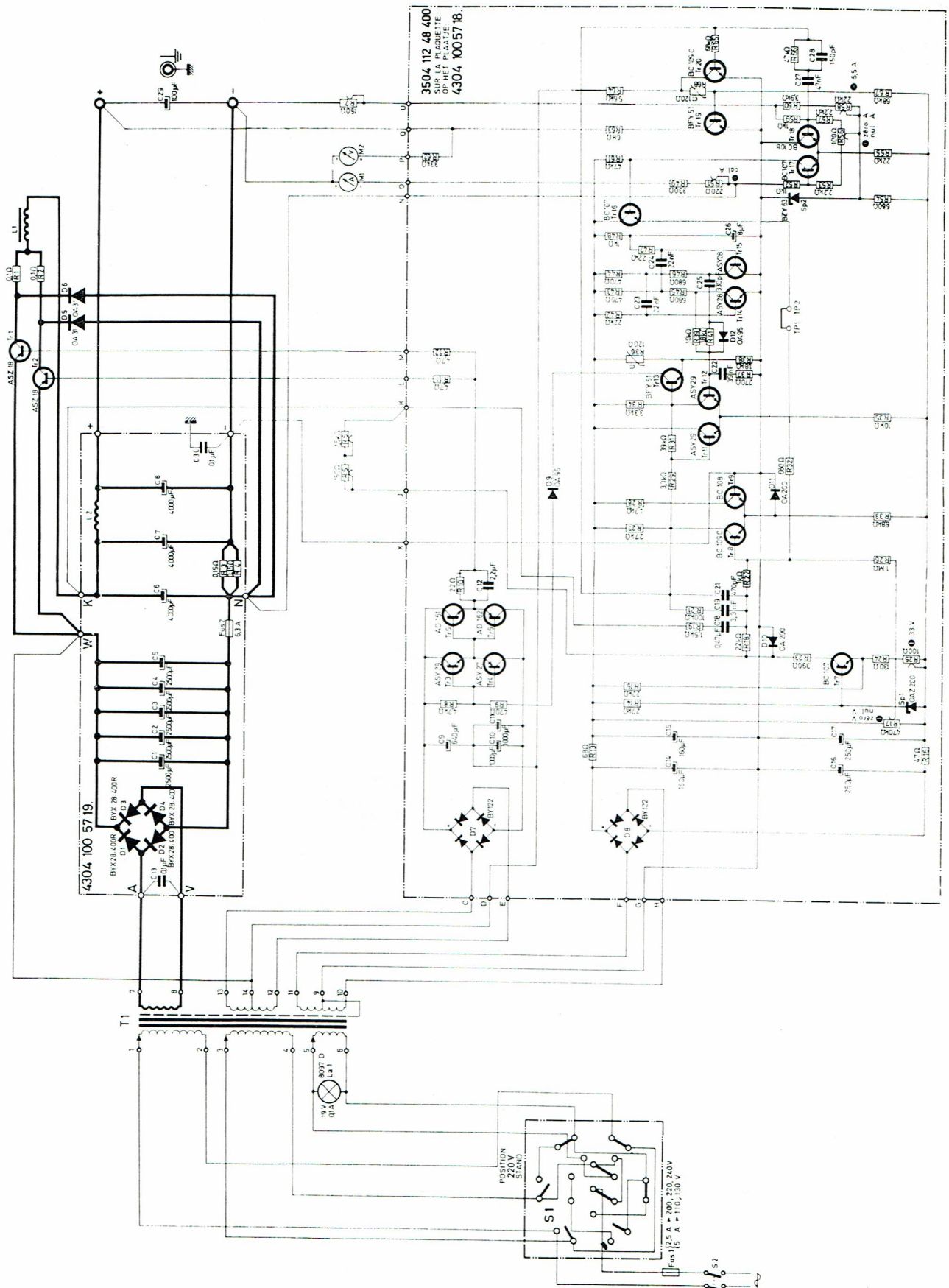


Fig. 2 — Schéma électrique.

courant de sortie mesuré. Ce bloc n° 13 agit sur l'amplificateur différentiel du bloc n° 10 lorsque le courant mesuré atteint le courant limite affiché.

Dans ce cas l'asservissement en courant prend le pas sur l'asservissement en tension.

Bloc n° 5 Circuit de décharge accélérée

Lorsque, pour une charge nulle ou faible, l'affichage de la tension est brusquement diminué, la tension de sortie ne suit que lentement.

Ceci est inhérent au circuit et peut présenter, à l'usage, certains inconvénients. Le dispositif de décharge accélérée intervient lorsque la tension de sortie est supérieure à la tension affichée.

Cette information provient du bloc n° 10.

CHAPITRE II — ETUDE DES CIRCUITS

1. SECTION « COURANT FORT »

1. Choix du transistor de découpage

Le transistor de découpage doit satisfaire aux conditions suivantes :

I_{CAV} courant moyen collecteur maximal : 6,5 A
 I_{CM} courant pointe collecteur maximal : 8 A
 V_{CEO} tension émetteur-collecteur maximal, 50 V
 la base étant bloquée :

Ces conditions, ajoutées à des considérations de gain, ont fixé le choix sur un transistor de la classe ASZ, et notamment l'ASZ 18, dont deux sont mis en parallèle.

2. Choix de la fréquence de découpage f_0

D'une part, la fréquence de découpage doit être élevée, si l'on considère que :

- la résistance dynamique doit être minimale dans la plage des fréquences normalement utilisées dans les montages à alimenter
- la puissance installée des selfs de filtrage doit être faible
- la capacité des condensateurs de filtrage doit être faible
- le sifflement de la self de filtrage doit être inaudible (donc, si possible, $f_0 > 17$ kHz).

Il faut en tout cas que f_0 soit suffisamment élevée pour que la boucle d'asservissement intervienne pour éliminer l'ondulation résiduelle à 100 Hz, présente à la sortie du bloc n° 1 (fig. 1).

D'autre part la fréquence doit être basse si on considère que la dissipation dans le transistor de découpage intervient surtout lors de la commutation.

A priori, sans entrer dans le détail du circuit, le temps de passage de l'état bloqué à l'état saturé de Tr s'effectue en 5 μ s environ ; d'autre part, le temps de désaturation est de 20 μ s.

La tension V_{CE} du transistor Tr est V_0 et le courant croît linéairement et décroît exponentiellement pendant les transitions.

On établit, pour la dissipation en 1 seconde dans le transistor Tr, l'expression :

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

La dissipation admise par l'ASZ 18, pour une température maximale du boîtier T de 55° C est :

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

En soustrayant 9,5 W pour la puissance continue dissipée dans le transistor saturé, on choisit

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

3. Analyse du circuit de découpage et de récupération

Dans les paragraphes précédents, nous avons décidé du type de transistor à utiliser ainsi que de la fréquence de récurrence.

Etudions à présent le circuit de découpage et de récupération en fonction de ces données.

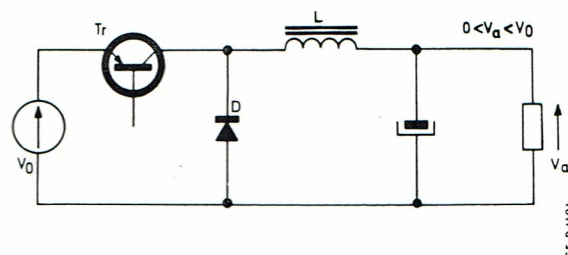


Fig. 3 — Schéma équivalent, partie « courant fort »

a) Analyse du circuit

Le schéma de principe est donné à la figure 3. Il se compose d'une source de tension continue V_0 (50 V), du transistor Tr, de la diode de récupération D, de la self L.

La tension aux bornes de la sortie est la tension affichée V_a ($0 < V_a < V_0$).

La charge, ainsi que les condensateurs de filtrage, peut être assimilée à un accumulateur (force contre-électromotrice).

Le fonctionnement peut se décrire en 3 étapes.

1°) Tr est saturé ; D est bloquée ; $0 < t < t_c$
 (figure 4a)

Nous admettons que la résistance série du circuit est nulle et que, au moment ($t = 0$) où Tr se sature, le courant i_m parcourt la self L_1 .

La relation entre le courant et les tensions peut s'écrire :

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

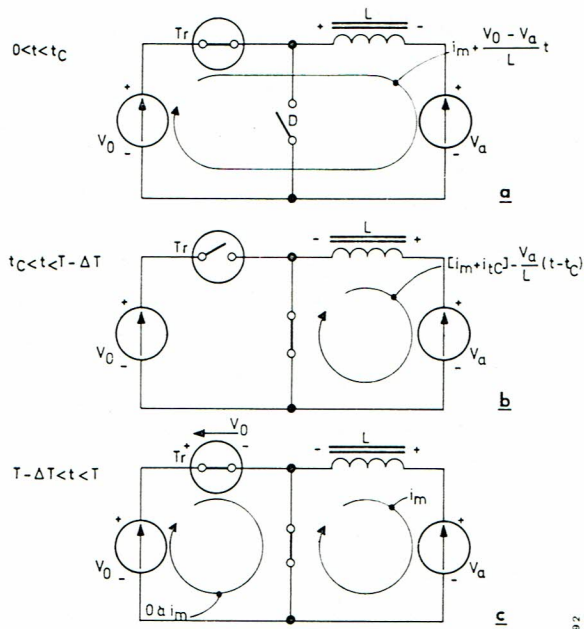


Fig. 4 — Fonctionnement du découpage

Une transformation de Laplace donne :

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

ou :

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

La transformation inverse donne :

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

Le courant au collecteur de Tr et dans la self L atteint à la fin du temps de conduction ($t = t_c$) la valeur :

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

Voir les figures 5a et 5e.

2°) Tr est bloqué, D conduit, $t_c < t < T - \Delta T$
figure 4b

Le courant dans la self au début de cette période est identique à celui de la période précédente, c'est-à-dire :
 $i_m + i_{tc}$

La tension aux bornes de la self, d'autre part, change de signe et a comme valeur V_a .

La décroissance du courant est exprimée par l'équation :

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

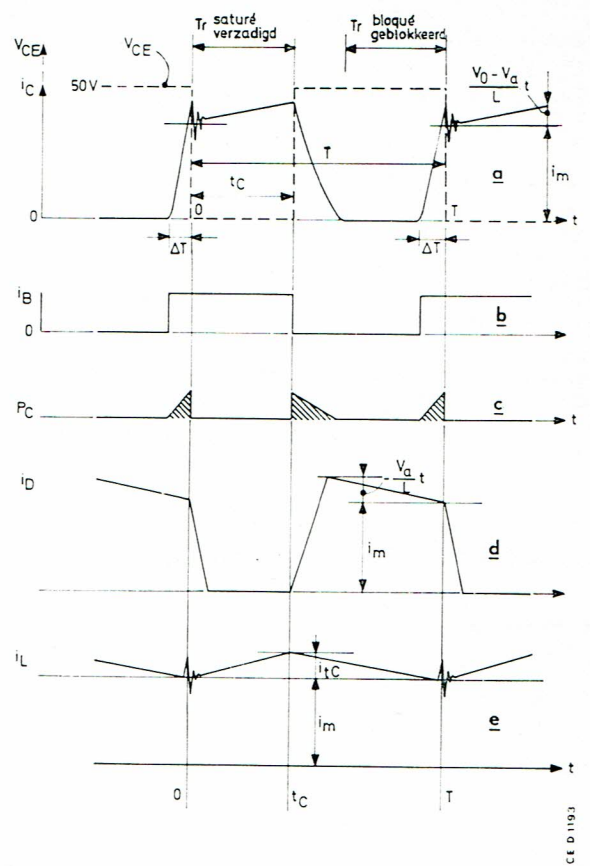


Fig. 5 — Variations des signaux.

Par transformation de Laplace :

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

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

ou en retransformant :

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

A la fin du temps de récurrence $t = T$, on trouve :

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

du fait que $\frac{t_c}{T} = \frac{V_a}{V_0}$

on a :

$$i(T) = i_m$$

Voir les fig. 5a et 5e.

3°) Le transistor Tr entre en saturation $T - \Delta T < t < T$
(Fig. 4c)

Comme le montre la fig. 4b, la diode D et la self sont parcourues par le courant i_m (5 à 6 A) au moment $t = T - \Delta T$.

Lorsque Tr devient conducteur, il trouve toute la tension V_o entre collecteur et émetteur du fait de la conduction de la diode D. Il faut que le courant i_c ait atteint la valeur i_m (et même une valeur supérieure pour la désaturation de D) pour que la diode D se bloque ; à ce moment, V_{CE} devient nul.

Pendant tout le temps ΔT de la montée du courant i_c de 0 à i_m , Tr dissipe de l'énergie. Il importe donc de commander Tr de façon à minimiser ce temps de montée.

Voir les fig. 5a, b, c.

b) Calcul de la self L_I

Les données qui viennent d'être trouvées permettent de calculer la valeur de la self L.

Il importe que le courant $(i_m + i_{tc})_{\max}$ soit toujours inférieur au courant collecteur moyen maximal de Tr, avec l'expression :

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

$$\text{ou } V = (V_o - V_a)_{\max} = (50 - 33) V$$

Si l'on fait :

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

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

où $i_{\max}$ est le courant moyen max. que l'alimentation peut fournir, on trouve que :

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

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

La valeur de la self, en prenant une marge de sécurité, a été fixée à 4 mH.

c) Choix de la diode de récupération D

Les spécifications de courant et tension pour la diode sont les mêmes que pour le transistor de découpage.

$$I_{o \max} = 8 A$$

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

Il importe, d'autre part, que la diode soit rapide, pour diminuer le temps de passage de l'état bloqué à l'état saturé de Tr. On choisit une OA 31 (ou AYY 10 - 120).

Examinons à présent comment l'ondulation résiduelle à la sortie varie avec la tension affichée.

Nous avons vu plus haut que l'ondulation de courant dans la self a comme valeur crête à crête

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

Comme le rapport conduction/non-conduction de Tr est défini uniquement par la tension de sortie, on a :

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

Ce qui donne, dans la dernière équation :

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

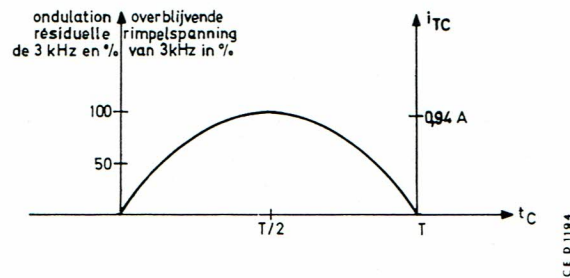


Fig. 6 — Ondulation résiduelle

La valeur maximale de i_{tc} se calcule par :

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

ou

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

i_{tc} a comme valeur maximale, de ce fait :

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

$$\begin{aligned} \text{pour } V_o &= 50 V \\ T &= 0,3 \cdot 10^{-3} s \\ L_I &= 4 \text{ mH} \end{aligned}$$

et a, en fonction de t_c une allure parabolique comme à la Fig. 6.

4. Le second mode de fonctionnement du découpage

Nous aimerions décrire ici le mode de commutation différent qui intervient lorsque le courant dans la charge est inférieur à la valeur

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

Ce mode n'influençant en rien les caractéristiques de l'alimentation, ce paragraphe n'est écrit que par souci d'une analyse complète.

Nous venons de voir que le courant moyen à la sortie a comme expression :

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

Lorsque i descend à des valeurs inférieures à

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

un mode de découpage différent intervient.

La zone dans laquelle ce mode intervient est la zone hachurée de la Fig. 7.

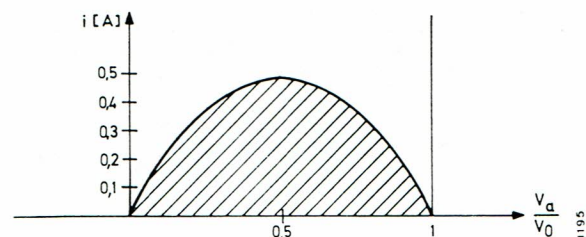


Fig. 7 — Zone où apparaît le second mode de découpage.

1° *Tr* conduit, *D* est bloquée, $0 < t < t_1$
(Fig. 8 a)

Le courant collecteur de *Tr* part de zéro ($i_m = 0$) et croît linéairement pendant un temps t_1 inférieur à t_c (correspondant à la tension affichée). A cet instant, *Tr* est polarisé inversement et arrête de conduire.

2° *Tr* est bloqué, *D* conduit $t_1 < t < t_2$
(Fig. 8 b)

La diode entre en conduction et est traversée par le courant de la self qui décroît linéairement jusqu'à 0 de t_1 à t_2 .

La tension aux bornes de la self est inversée.

3° *Tr* est bloqué, *D* est bloquée, $t_2 < t < T$
(Fig. 8 c)

La self étant vidée de son énergie, plus aucun courant ne la parcourt. La diode se bloque au temps t_2 . Une borne de la self est « en l'air ».

Les principales formes des tensions et courants sont montrées à la Fig. 9.

En résumé, la compréhension et l'analyse du circuit de découpage nous ont permis de définir la corrélation entre l'ondulation résiduelle et la tension de sortie, ainsi que de calculer la valeur optimale de la self *L*, si l'on connaît le transistor et la fréquence de découpage.

5. Le circuit de filtrage de sortie

Nous avons admis plus haut que le circuit de filtrage de sortie et la charge pouvaient être assimilés à un accumulateur.

Calculons le condensateur unique (théorique) de filtrage permettant cette substitution.

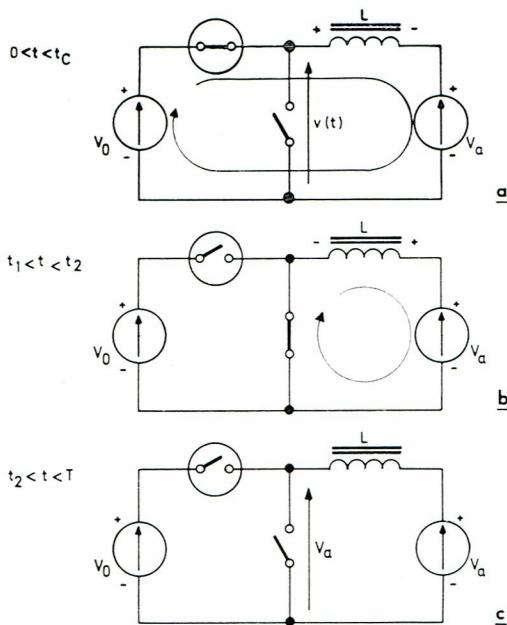


Fig. 8 — Second mode de découpage.

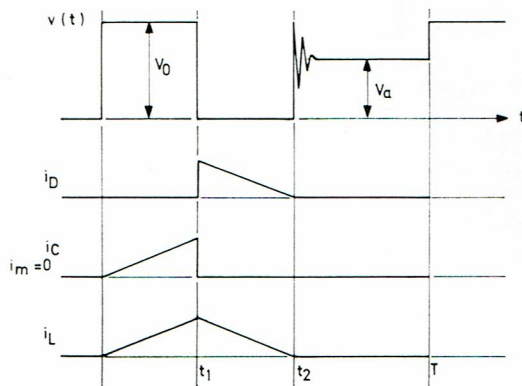


Fig. 9 — Formes d'ondes.

Le cas le plus défavorable se présente à la mi-tension et au courant maximal, c'est-à-dire :

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

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

L'ondulation résiduelle admise à la sortie est fixée à 1 mV.

L'impédance que représente le condensateur est négligeable comparée à celle de la charge.

Un développement simple montre que la tension aux bornes de la sortie a comme expression dans ce cas :

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

avec $V_C = 1 \text{ mV}$

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

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

on trouve $C_{\text{théorique}} = 18.000 \mu\text{F}$ (voir Fig. 10).

Cette valeur étant prohibitive, il faut remplacer le condensateur unique par un circuit de filtrage, qui se compose de deux cellules LC, et prévoir dans celui-ci :

- 1° la mesure du courant,
- 2° éventuellement la mesure dynamique de la tension, qui admet une plus grande ondulation mais exige un déphasage nul,
- 3° la mesure statique de la tension, avec une ondulation résiduelle minimale.

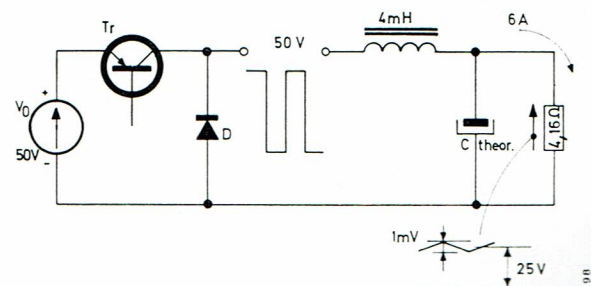


Fig. 10 — Circuit théorique de filtrage

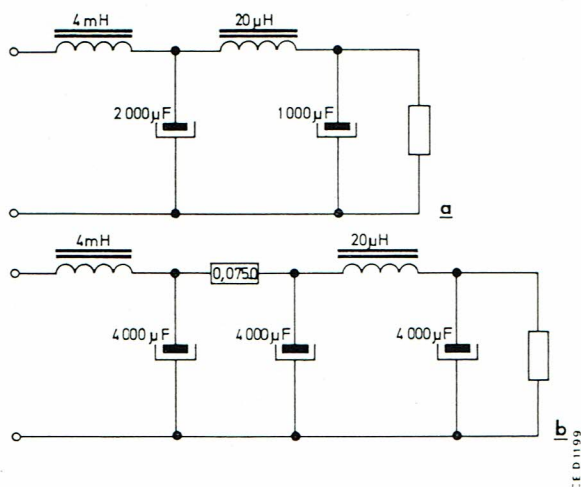


Fig. 11 — Valeurs typiques pour le filtre

Si l'on ne tient pas compte de l'atténuation due à la résistance de mesure du courant, on trouve les valeurs de la Fig. 11 a.

Des données sur le comportement des condensateurs électrolytiques de forte valeur aux hautes fréquences ne sont pas courantes, elles sont surtout le résultat de mesures et d'essais.

On a trouvé, dans ce cas-ci, que la valeur de la capacité devait être environ quadruplée.

Voir à la Fig. 11 b le schéma définitif.

II. SECTION ELECTRONIQUE

La partie électronique se trouve schématisée en trait fin à la Fig. 1. Elle est alimentée par 6 rails de tension c'est-à-dire -18 V , 0 , $+18\text{ V}$ et $V_0 - 8,5\text{ V}$, V_0 , $V_0 + 8,5\text{ V}$.

1. Mesure de la tension instantanée V_a à la sortie

Voir à la Fig. 12.

Les mesures dynamique et statique peuvent se faire à la jonction de L_1 et L_2 . Pour la mesure dynamique, la rotation de phase doit être aussi faible que possible. L'avance de phase R_{19} , C_{18} est destinée à compenser le retard de phase dû à L_1 et $C_6 + C_7$.

Pour la mesure statique, l'ondulation résiduelle doit être minimale.

Dans la réalisation définitive de la figure 2, on a toutefois décidé de ne pas faire intervenir de mesure dynamique. En effet, la mesure statique, ou directe via R_5 et R_8 , permet seule des performances satisfaisantes de la régulation, comme des essais l'ont démontré.

2. Référence de tension et affichage de la tension - blocs 6 et 7

Voir le schéma de la Fig. 13.

La base et l'émetteur de T_7 sont montés dans la diagonale du pont de mesure R_{14} , R_{15} , SP_1 , $R_{24} + R_{25}$. Ce pont a pour but de compenser la résistance dynamique de la diode de référence SP_1 .

C'est la résistance dynamique de l'OAZ 200 qui est connue avec le plus de précision (320 à 400 Ω) - Fig. 14.

R_{25} est ajustée de façon à donner un courant collecteur de 20 mA. R_6 et R_5 affichent par leur valeur ohmique

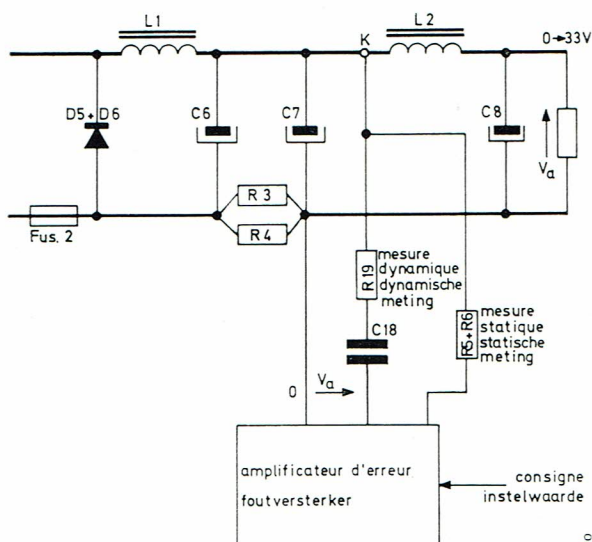


Fig. 12 — Mesure de V_a .

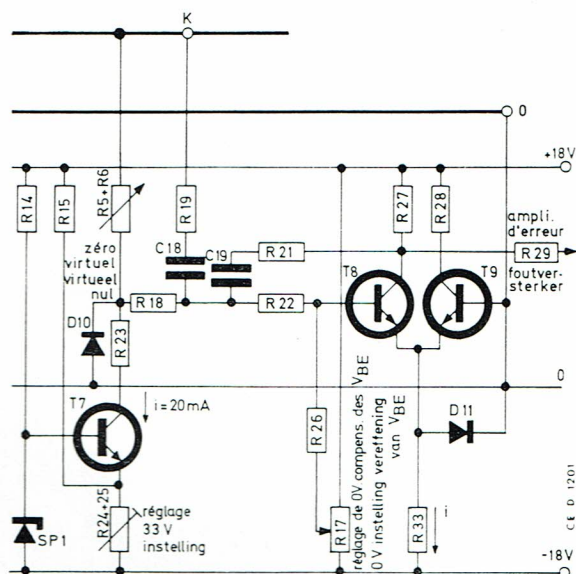


Fig. 13 — Blocs 6 et 7. Références de tension et affichage

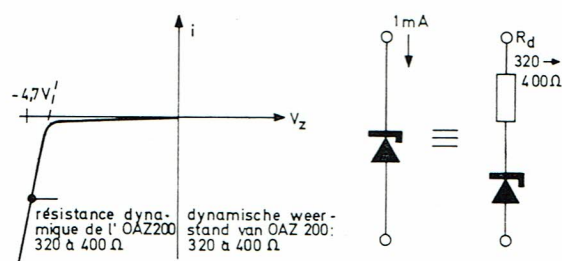


Fig. 14 — Résistance dynamique de l'OAZ 200.

(0 à 1650 Ω) la tension de sortie V_a . L'asservissement de boucle est tel que la base de T_8 est, à l'erreur près, à un potentiel nul.

R_{17} neutralise une différence éventuelle des V_{BE} de T_8 et T_9 , permettant ainsi l'affichage du zéro parfait de la tension de sortie.

R_{18} , de grande valeur par rapport à R_6 et R_5 , assure une impédance de source quasi constante à la base de T_8 et, de ce fait, assure un gain en boucle constant et indépendant de la tension affichée.

3. Amplificateur différentiel d'erreur - bloc 10

L'amplificateur différentiel est constitué des transistors T_8 et T_9 .

Les émetteurs sont communs et alimentés en courant par R_{33} (2,5 mA).

L'asservissement est tel que les bases de T_8 et T_9 sont toujours à un potentiel nul, de façon à permettre une excursion maximale de la tension au collecteur de T_8 . La résistance de collecteur R_{27} est choisie de plus grande valeur que R_{28} , de façon à diminuer l'impédance d'émetteur de T_9 et ainsi augmenter l'amplification du transistor T_8 .

Une variation de 10 mV à la base de T_8 provoque une variation 200 fois plus importante environ au collecteur.

Les condensateurs C_{19} et C_{21} forment avec R_{21} un filtre passe-bas qui donne à l'amplificateur une fréquence de coupure de 10 kHz. Le déphasage est faible jusqu'à 4 kHz environ.

Le rôle de R_{32} et D_{11} est exposé à la section : limitation de courant.

4. Multivibrateur - bloc 9 (Fig. 15)

Les transistors T_{14} et T_{15} forment un multivibrateur astable, à émetteurs communs, oscillant à la fréquence de 3,3 kHz. La réaction base-collecteur introduite par C_{23} et C_{24} se fait par le diviseur composé de R_{44} , R_{46} et R_{45} , R_{43} respectivement. Ceci permet une montée plus rapide de la tension collecteur (voir forme d'onde en médaillon).

Les valeurs de R_{45} et R_{46} sont limitées par le gain des transistors. La cellule R_{48} C_{26} assure un déséquilibre à la base de T_{15} par rapport à T_{14} , à la mise sous tension, et assure le démarrage de l'oscillation.

R_{48} a une valeur faible par rapport à R_{47} et n'altère pas, de ce fait, la symétrie de l'onde rectangulaire.

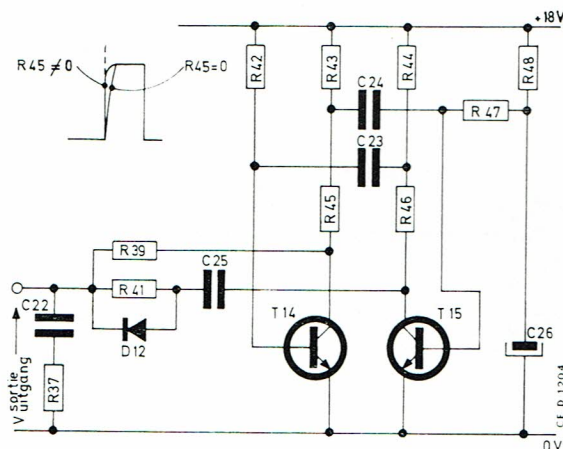


Fig. 15 — Bloc 9. Multivibrateur.

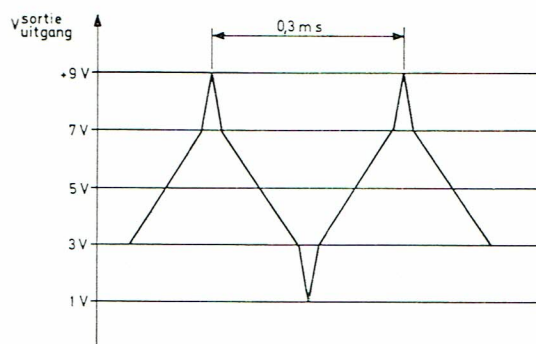


Fig. 16 — Formes d'onde à la sortie du bloc 9.

Le condensateur C_{22} intègre cette onde rectangulaire et donne une onde triangulaire dont l'amplitude crête à crête est de 4 Volts (voir Fig. 16).

Le circuit différentiateur R_{41} C_{25} partant du collecteur de T_{15} différencie l'onde rectangulaire et forme des pointes de tension de 2 V qui sont ajoutées à la tension triangulaire.

Lorsque T_{15} est saturé, l'impédance ohmique de source lors de la différenciation est R_{41} .

Lorsque T_{15} est bloqué, l'impédance de source devient $R_{44} + R_{46}$; R_{41} est alors mise en court-circuit par la diode D_{12} . On choisit $R_{44} + R_{46} = R_{41}$ pour respecter la symétrie des pointes de tension.

5. Bistable différentiel - bloc 8 (Voir Fig. 17)

Le bistable différentiel est formé de T_{11} et T_{12} . La réaction positive est donnée par R_{31} . L'onde rectangulaire de tension qui apparaît au collecteur de T_{12} oscille entre 3 à 9 V et 18 V.

Le transistor T_{19} assure un balayage constant et maximal de la tension à l'aide du seuil formé par R_{36} R_{38} . T_{13} fonctionne en générateur de courant. L'onde rectangulaire de courant au collecteur a une amplitude de 8 mA.

6. Commande de base - bloc 11

L'onde carrée de courant, de 8 mA d'amplitude, provenant du bistable différentiel, est amplifiée à l'aide des transistors T_3 à T_6 . Voir le schéma de la Fig. 18.

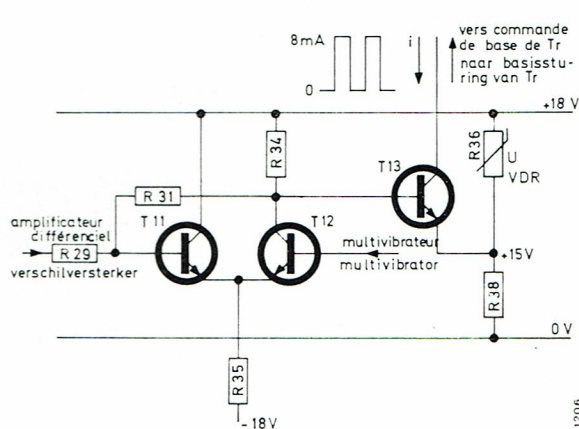


Fig. 17 — Bloc 8 bistable différentiel

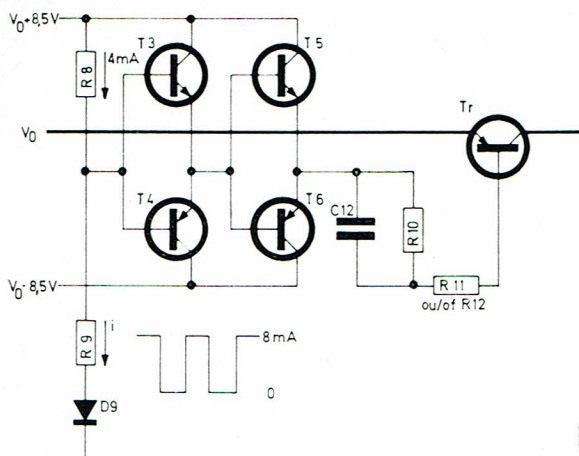


Fig. 18 — Bloc 11 commande de base

Ces-ci sont alimentés par deux nouveaux rails de tensions c'est-à-dire $V = +8,5\text{ V}$ et $V = -8,5\text{ V}$.

Les transistors sont montés en deux étages complémentaires, ayant chacun un gain en courant minimal de 50, ce qui donne un gain global minimal de 2500.

La présence de R_9 assure la limite du courant de base de T_4 au cas où T_{13} se mettrait en court-circuit.

La diode D_9 limite la tension inverse base-collecteur de T_{13} , lors de la fusion du fusible de protection Fus 2.

La partie amplificatrice peut être représentée par un interrupteur à deux positions, comme à la Fig. 19.

Il importe que le transistor Tr commute de l'état de conduction à l'état de non-conduction et vice-versa, en des temps aussi courts que possible.

Ce sont en effet, ces temps de commutation qui sont en majeure partie responsables de la dissipation de Tr .

On excite la base du transistor Tr avec les courants spécifiés, c'est-à-dire 2 A pointe et 400 mA moyen. La forme de courant i_B est réalisée à l'aide du circuit R_{10} R_{11} C_{12} (voir la Fig. 20).

Les temps de commutation obtenus sont de 5 et 20 μs respectivement pour la saturation et la désaturation.

7. La limitation de courant - blocs 12 et 13

Le courant dans la charge est mesuré à l'aide de la faible résistance formée de R_3 et R_4 (0,075 Ω), disposée en série dans le circuit courant fort.

La tension aux bornes de cette résistance varie de 0 à -0,45 V pour un courant variant de 0 à 6 A. La

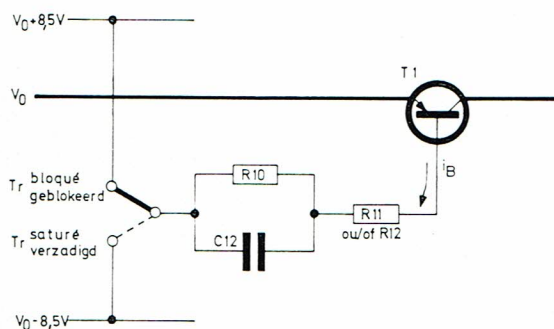


Fig. 19 — Circuit équivalent de la commande de base.

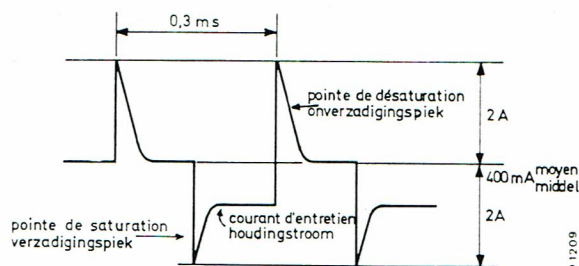


Fig. 20 — Forme du courant i_B

basse impédance permet d'assimiler la résistance de mesure et la tension apparaissant à ses bornes, à une source de tension. Elle est représentée par V_i dans le schéma de la Fig. 21.

Les transistors T_{17} et T_{18} forment un amplificateur différentiel. L'affichage du courant limite 0 à 6 A s'effectue en amenant à la base de T_{18} une source de tension variable de 0 à -0,45 V ($R_7 \ll R_{59}$) à partir de la diode de référence SP_2 . L'ajustage du fond d'échelle (6 A) se fait au moyen de R_{58} .

La compensation d'une différence des V_{BE} de T_{17} et T_{18} et, par là, du zéro de courant limite, se fait au moyen de R_{56} .

Le circuit C_{28} , C_{27} , R_{66} donne une réaction négative qui agit sur le collecteur de T_{18} et forme un filtre passe-bas quand l'alimentation passe en asservissement de courant. La fréquence de coupure se situe à 30 kHz environ.

Le transistor T_{16} est monté en émetteur-suiveur et commande la base de T_8 de l'amplificateur différentiel en basse impédance. Lorsque V_i (traduisant le courant dans la charge) est inférieur à $V(R_7)$, T_{17} se met à conduire et T_{16} se bloque; l'alimentation fonctionne alors en asservissement de tension.

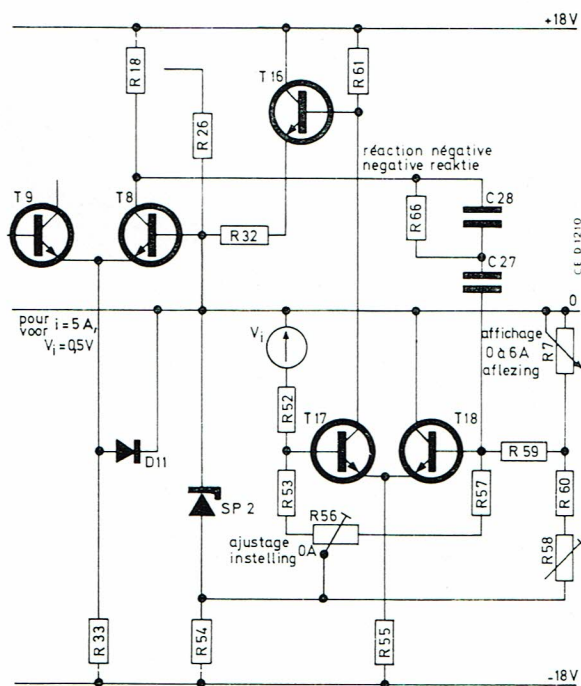


Fig. 21 — Blocs 12 et 13 limitation du courant.

Lorsque $V_i \geq V_{R7}$, T_{16} conduit et injecte dans la jonction basse-émetteur de T_8 un courant limite égal à :

$$i_{b \max} = \frac{18 + V_{BE T8}}{2,7 \cdot 10^3} = 7 \text{ mA}$$

Pour un fort surcourant, en cas de court-circuit de la charge, par exemple, T_{16} entre en saturation et la base de T_8 a tendance à devenir nettement positive. Ceci aurait pour effet d'augmenter le temps de passage de T_r et de ce fait, d'augmenter encore le courant dans la charge.

Ce phénomène est empêché par la présence de la diode D_{11} qui devient conductrice aux surcourants dans la charge et conserve un potentiel maximal de 0,3 V aux émetteurs de T_8 et T_9 .

La résistance R_{32} limite le courant dans T_{16} lorsqu'il est saturé.

La courbe de sortie de l'alimentation se présente donc comme à la Fig. 22.

8. Le circuit de décharge rapide - bloc 5

Il arrive que la tension de consigne soit brusquement diminuée. Le transistor T_r est alors bloqué, aussi longtemps que la tension à la sortie est supérieure à la tension affichée.

Quand la charge externe est nulle, on a la situation indiquée au schéma de la Fig. 23 ; c'est-à-dire que les condensateurs C_6 , C_7 , C_8 se déchargent à courant constant (20 mA) — ceci prend le temps t qui, au cas où V_a passe de V_0 à 0 est donné par :

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

Cette décharge lente peut présenter un certain inconvénient.

Il a été porté remède à cet état de choses par le circuit de la Fig. 24. Lorsque l'affichage est brusquement diminué, la tension au collecteur de T_8 devient

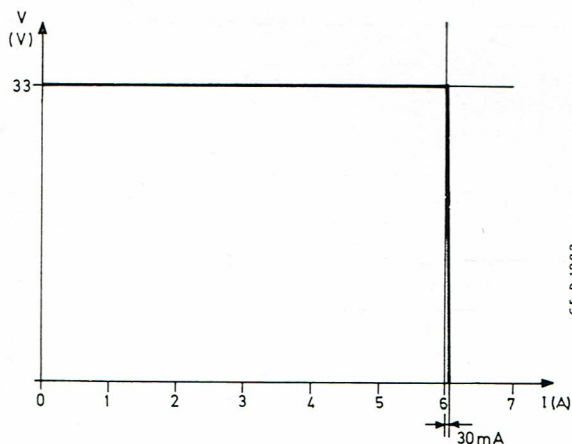


Fig. 22 — Caractéristique de sortie de l'alimentation, V_0 réglée 33 V, I limite réglée à 6 A.

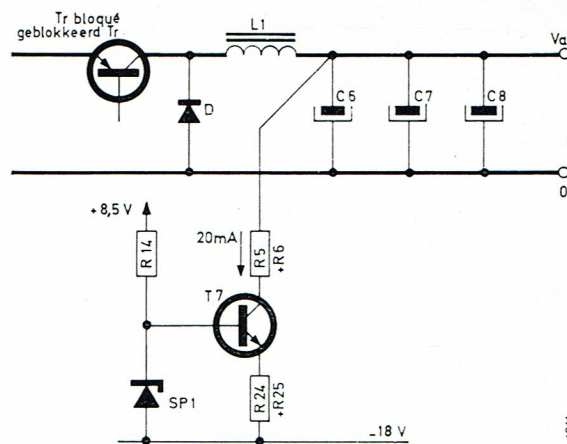


Fig. 23 — Circuit de sortie

négative, ce qui bloque T_{20} . La tension à la base de T_{19} est alors définie par le diviseur R_{64} , R_{67} , R_{68} sur la tension 36 V ; elle est positive ; T_{19} est donc en saturation.

Les condensateurs C_6 , C_7 , C_8 se déchargent exponentiellement à travers R_{63} (68 Ω) ce qui, dans la même situation que celle définie plus haut, donne un temps de décharge t :

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

La tension au collecteur de T_8 , en fonctionnement normal, varie entre 2,5 V et 14 V ; T_{20} est de ce fait saturé et T_{19} bloqué.

La VDR R_{68} donne un seuil supplémentaire pour assurer la coupe de T_{19} . Lorsque l'interrupteur général est coupé, on désire également une baisse rapide de la tension aux bornes de la sortie. Il suffit pour cela de garder une tension positive à la base de T_{19} .

Ceci est obtenu en ramenant R_{64} à + 50 V (avant stabilisation).

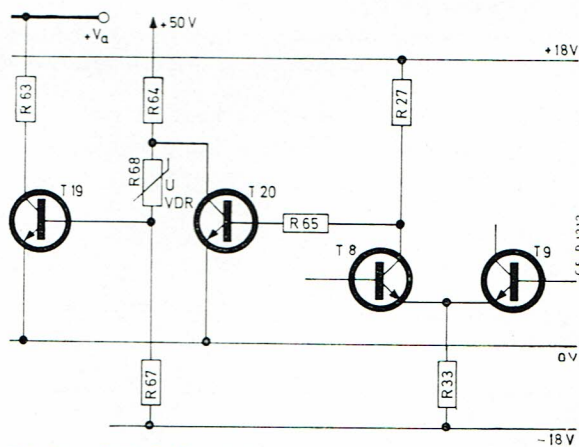


Fig. 24 — Bloc 5 Circuit de décharge rapide