



HAL
open science

Alimentation stabilisée haute tension pour photomultiplicateurs

P. Caroussos

► **To cite this version:**

P. Caroussos. Alimentation stabilisée haute tension pour photomultiplicateurs. Revue de Physique Appliquée, 1966, 1 (4), pp.300-302. 10.1051/rphysap:0196600104030000 . jpa-00242752

HAL Id: jpa-00242752

<https://hal.science/jpa-00242752>

Submitted on 4 Feb 2008

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

ALIMENTATION STABILISÉE HAUTE TENSION POUR PHOTOMULTIPLICATEURS

Par P. CAROUSSOS,
Institut d'Optique, Paris.

Résumé. — On présente une alimentation stabilisée haute tension spécialement conçue pour l'alimentation de photomultiplicateurs. On décrit successivement, en insistant sur leurs caractéristiques, les trois éléments qui la composent, à savoir une alimentation basse tension avec dispositif électronique de protection, un convertisseur haute tension et un régulateur. Le débit maximum est de 2 mA et la régulation obtenue de 0,3 ‰ pour la tension de sortie maximum.

Abstract. — A high voltage power supply, especially suited for photomultipliers, is described. The three principal units are described in detail: a low voltage supply with electronic protection, a high voltage converter and a regulator.

The maximum current is 2 mA and the regulation is 3×10^{-4} for the maximum output voltage.

Le nombre des montages optiques qui utilisent des photomultiplicateurs étant de plus en plus important dans nos laboratoires, nous avons été conduit à étudier des alimentations H. T. stabilisées pour l'alimentation de ces photomultiplicateurs.

Nous allons décrire ici une alimentation dont le débit maximum est de 2 mA, par conséquent largement suffisant dans tous les montages avec des photomultiplicateurs dont la consommation continue n'est guère supérieure à 1 mA.

Cette alimentation H. T. stabilisée, dont le schéma est donné dans la figure 1, est constituée d'une

alimentation B. T. avec dispositif électronique de protection, d'un convertisseur H. T. et d'un régulateur.

1. Alimentation B. T. — Cette alimentation, dont la tension de sortie de $-17,5$ volts est stabilisée à 1 ‰ pour un débit de 800 mA, alimente à travers le régulateur le convertisseur H. T.

Afin que la tension de sortie de l'alimentation B. T. soit indépendante des variations de température éventuelles, le coefficient thermique $\Delta V_R / \Delta T$ de la tension de référence V_R (tension aux bornes

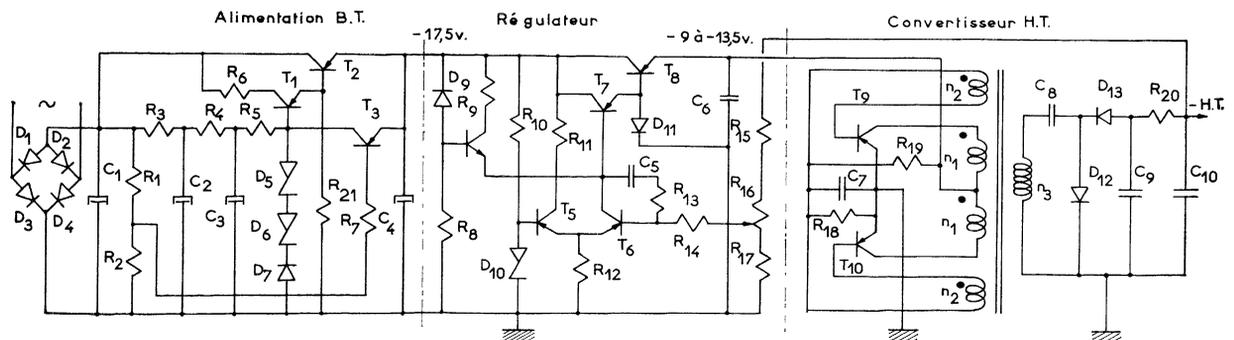


FIG. 1. — Alimentation haute tension stabilisée.

R_1	: 3,3 k Ω 1/2 W	R_{13}	: 82 Ω 1/2 W	C_6	: 5 μ F	D_8, D_9, D_{11}	: OA90
R_2	: 2,2 k Ω 1/2 W	R_{14}	: 180 Ω 1/2 W	C_7	: 0,22 μ F	D_{10}	: OAZ203
R_3, R_4, R_5	: 680 Ω 1/2 W	R_{15}	: 3,3 M 8 W	C_8, C_9	: 0,1 μ F	D_{12}, D_{13}	: BAY25
R_6, R_{18}	: 68 Ω 1/2 W	R_{16}	: 4,7 k Ω 1/2 W	C_{10}	: 0,2 μ F		
R_7	: 56 k Ω 1/2 W	R_{17}, R_{20}	: 12 k Ω 1/2 W			R_{19}	: OC80
R_8	: 1,5 k Ω 1 W	R_{19}	: 900 Ω 2 W	D_1, D_2	: BYY20	T_2, T_8	: ADY26
R_9	: 560 k Ω 1/2 W	R_{21}	: 560 Ω 1 W	D_3, D_4	: BYY21	T_3	: OC77
R_{10}	: 1,2 k Ω 1 W	C_1, C_4	: 1 600 μ F	D_5	: OAZ205	T_4	: OC140
R_{11}	: 1,8 k Ω 1/2 W	C_2, C_3	: 100 μ F	D_6	: OAZ 206	T_5, T_6, T_7	: AF118
R_{12}	: 1,2 k Ω 1/2 W	C_5	: 0,047 μ F	D_7	: BA100	T_9, T_{10}	: ASZ18

des D_5 , D_6 et D_7) doit compenser le coefficient thermique négatif $\Delta V_{BE}/\Delta T$ de la tension V_{BE} entre la base du transistor T_1 et l'émetteur du transistor T_2 . Par conséquent, le coefficient $\Delta V_R/\Delta T$ doit être positif et égal en valeur absolue au coefficient $\Delta V_{BE}/\Delta T$. Le coefficient thermique des deux diodes Zener D_5 et D_6 choisies est positif mais de valeur absolue plus élevée qu'il n'est nécessaire. La compensation exacte est obtenue grâce au coefficient thermique négatif de la diode au silicium D_7 .

Les courants de fuite des transistors T_1 et T_2 sont éliminés par la résistance R_{21} , qui permet également un bon fonctionnement pour de faibles courants de charge.

La protection contre les surcharges est obtenue par le transistor T_3 qui agit comme un interrupteur électronique. En fonctionnement normal le transistor T_3 est coupé : la tension de la base est plus positive que la tension à l'émetteur (la tension entre les résistances R_1 et R_2 est de l'ordre de -13 volts par rapport à la masse, tandis que la tension de sortie est de $-17,5$ volts). Si, par suite d'une surcharge, le courant à débiter est supérieur à 1 ampère, la tension de sortie tend vers zéro et le transistor T_3 commence à conduire. Le courant I_B à travers la résistance R_7 est suffisamment important pour que le transistor T_3 se sature. La tension V_{CE} de saturation étant pratiquement nulle, il en est de même pour la tension entre la base du transistor T_1 et l'émetteur du transistor T_2 ; par conséquent, celui-ci ne débite plus. Les essais effectués ont démontré l'efficacité de ce système de protection.

2. Le convertisseur H. T. — Le convertisseur transforme la tension continue fournie par le régulateur en une tension alternative rectangulaire aux bornes des enroulements n_1 . La tension induite aux bornes de l'enroulement n_3 est proportionnelle au rapport de transformation n_3/n_1 . Le transformateur du convertisseur possède un cycle d'hystérésis rectangulaire.

Le couple de transistors T_9 et T_{10} agit comme un double inverseur. Quand le transistor T_9 conduit, le transistor T_{10} est bloqué et inversement. Supposons que le transistor T_9 commence à conduire : la borne de l'enroulement n_1 connectée au collecteur du transistor T_9 devient de plus en plus positive. Cette tension positive croissante induit aux bornes des autres enroulements des tensions dont les amplitudes sont proportionnelles au rapport du nombre de spires, et dont les signes sont indiqués par les points. Par conséquent, la borne de l'enroulement n_2 connectée à la base du transistor T_9 devient négative et renforce le courant du collecteur du même transistor ; par contre, la base du transistor T_{10} devient plus positive et bloque davantage le transistor T_{10} . A un certain moment, le circuit magnétique du transformateur se sature et de ce fait les

tensions induites s'annulent. La tension aux bornes de l'enroulement n_1 connecté à T_9 s'inverse, ce qui entraîne la conduction du transistor T_{10} et le blocage complet du transistor T_9 , et ainsi de suite.

Le circuit magnétique du transformateur du convertisseur est un ferroxcube H de la R. T. C. Afin de déterminer le nombre d'ampère-tours nécessaires pour le saturer, nous avons utilisé le montage suivant : Nous avons bobiné autour du circuit magnétique trois enroulements comportant chacun un nombre égal de spires $n = 30$. On applique un courant continu variable aux bornes du premier enroulement, une tension sinusoïdale de 1 volt c. à c. au deuxième enroulement et on connecte le troisième à un oscilloscope. Si, dans le premier enroulement, on augmente le courant continu à partir de zéro, l'amplitude du signal (d'un volt c. à c. sur l'écran de l'oscilloscope) reste d'abord constante. Si l'on continue à augmenter le courant, l'amplitude du signal diminue, car le circuit magnétique du transformateur commence à se saturer. Dans notre cas, le ferroxcube se sature pour un courant de 270 mA. Par conséquent, le nombre d'ampère-tours de saturation est : $nI = 8,1$ At. Ainsi, si on adopte pour chaque transistor un courant I_C de saturation de 900 mA, les deux enroulements n_1 doivent comporter chacun neuf spires. Si, d'autre part, on considère que la tension continue fournie par le régulateur au convertisseur est de 12 volts (ce qui donne entre les deux collecteurs des transistors T_9 et T_{10} un signal rectangulaire d'une amplitude minimum de 24 volts), et que la tension à vide du secondaire H. T. doit être de 1 000 volts, le nombre de spires n_3 de ce dernier enroulement doit être $18 \times 1\,000/24 = 750$ spires. Étant donné que le secondaire doit fournir un certain débit, nous avons adopté pour $n_3 = 850$ spires. Enfin, chaque enroulement n_2 est constitué d'une spire.

L'ensemble C_8 , C_9 , D_{12} et D_{13} forme un doubleur de tension. L'ensemble R_{20} et C_{10} est un filtre passe-bas. Les résistances R_{18} et R_{19} fournissent une polarisation négative aux bases des transistors T_9 et T_{10} pour assurer l'autodémarrage de l'oscillateur lors de la mise sous tension. Le condensateur C_7 supprime les oscillations transitoires qui risqueraient de détériorer les transistors.

3. Le régulateur. — La tension de sortie du convertisseur étant proportionnelle à la tension continue fournie à l'oscillateur par le régulateur, la stabilisation du convertisseur est obtenue par la régulation de cette tension continue. Suivant la tension de sortie du convertisseur, et pour un débit de 0 à 2 mA, la tension continue varie de -9 à -13 V.

Une partie de la haute tension, obtenue par le diviseur R_{15} , R_{16} , R_{17} , est appliquée à l'une des entrées de l'amplificateur de différence (transistors T_5 et T_6), et elle est comparée à la tension de référence appliquée à la deuxième entrée de cet

amplificateur. La tension de référence est obtenue par la diode Zener D_{10} , qui doit posséder un coefficient thermique aussi faible que possible.

Pour avoir une bonne régulation, l'amplificateur de différence doit avoir un gain en tension élevé. Pour cela, la résistance de charge du collecteur du transistor T_6 doit être grande, ce qui nécessite la connection de cette résistance à une source de tension auxiliaire plus négative que la tension existante à l'entrée du régulateur, afin que le courant du collecteur ne soit pas trop faible. Pour éviter l'emploi de cette source de tension auxiliaire, nous avons remplacé la charge du collecteur par l'ensemble D_9, R_8, R_9, T_4 , qui n'est autre qu'une source de courant ($I_{CA} \simeq 1,4$ mA) et qui présente une résistance dynamique élevée (de l'ordre de 60 k Ω).

La diode D_{11} permet l'évacuation des porteurs minoritaires du collecteur du transistor T_8 qui émigrent vers sa base (courant I_{CBO}), et compense le courant I_{CBO} du transistor T_7 . Par conséquent, la diode D_{11} choisie doit avoir un courant inverse, supérieur ou égal à la somme des courants $I_{CBO(T_8)} + I_{CBO(T_7)}$ ($I_{inv} \simeq 660$ μ A à 25 °C). Étant donné que les courants I_{CBO} et I_{CEO} augmentent

avec la température, la diode D_{11} est fixée sur le radiateur du transistor T_8 , pour que le courant I_{inv} de la diode augmente de la même façon. L'ensemble C_5, R_{13} diminue les oscillations transitoires par rétroaction négative.

4. **Performances.** — L'alimentation stabilisée H. T. décrite présente les caractéristiques suivantes : Si la valeur de la résistance R_{17} est de 12 k Ω , la tension de sortie de l'alimentation H. T. varie, pour les deux positions extrêmes du potentiomètre R_{16} , de 1 250 V à 1 780 V avec un débit de 2 mA. L'ondulation résiduelle est inférieure à 10 mV c. à c. A 1 780 volts, pour une variation du débit de 1,07 mA, la variation de la H. T. est de 0,468 V. Par conséquent, la régulation est de $0,468/1\,780 \simeq 0,263$ ‰ et la résistance dynamique est de $0,468\text{ V}/1,07\text{ mA} = 437$ ohms. Il est possible d'obtenir une régulation encore meilleure en utilisant deux amplificateurs de différence en cascade.

Sans que la miniaturisation ait été poussée à l'extrême, l'ensemble électronique décrit est contenu dans une boîte de dimensions $13 \times 17,5 \times 15$ cm³.

Manuscrit reçu le 12 juillet 1966.