

LES ALIMENTATIONS STABILISEES

Il n'est que fort peu de montages électroniques, qui puissent se dispenser d'une alimentation, source d'une ou de plusieurs tensions continues. Beaucoup de circuits exigent que cette alimentation soit stabilisée, c'est-à-dire que sa tension de sortie ne varie pas, ou du moins très peu, avec le courant débité.

Si, pour bien des applications, la multiplication des circuits intégrés fait perdre un peu de son intérêt aux alimentations conçues et réalisées à partir de composants discrets, il reste tout de même des cas où ces dernières se révèlent encore utiles. Au reste, leur étude ne peut que faciliter la compréhension des schémas d'alimentations intégrées, dont le fonctionnement repose sur les mêmes principes.

I - Les alimentations non stabilisées

Toute alimentation, qu'elle délivre une tension continue ou des signaux variables avec le temps (il s'agit alors des générateurs), qu'elle mette en œuvre un phénomène chimique (piles et accumulateurs) ou purement électrique (ensemble redresseur et filtre), etc., peut toujours être représentée comme l'indique le schéma de la figure 1.

Celui-ci comporte une source de tension supposée parfaite, c'est-à-dire ne dépendant pas de l'intensité débitée,

et qui délivre la force électromotrice e ; elle comporte également une résistance interne R_i , qui traduit justement la perte de tension de sortie, quand l'alimentation débite. Physiquement, cette résistance interne est, par exemple, celle des enroulements du transformateur, augmentée de la résistance directe des diodes de redressement.

A vide, c'est-à-dire lorsque l'alimentation ne débite aucun courant, il n'y a pas de chute de tension dans R_i : V égale donc la force électro-motrice e . Par contre, si la présence d'une charge, ici symbolisée par la résistance R_c , fait sortir un courant d'intensité I , l'ensem-

ble R_i et R_c se comporte comme un diviseur de tension. On a alors :

$$V = \frac{R_c}{R_c + R_i} e$$

La tension de sortie décroît alors, en même temps que la résistance de la charge R_c .

II - La stabilisation par diode zéner

Il existe deux grandes classes d'alimentations stabilisées : les alimentations à régulation série, et les alimentations à régulation parallèle. Ces dernières offrent un rendement inférieur (le rendement se définit comme le rapport de la puissance fournie à la charge, à la puissance totale consommée), et ne sont que rarement utilisées : nous les passerons sous silence.

Cependant, il reste un cas d'alimentations à régulation parallèle, couramment exploité : il met en jeu les diodes zéner, soit de façon directe

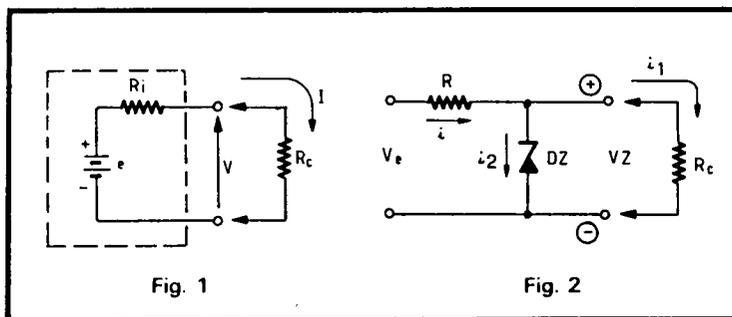


Fig. 1

Fig. 2

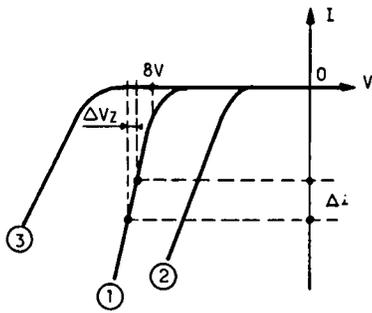


Fig. 3

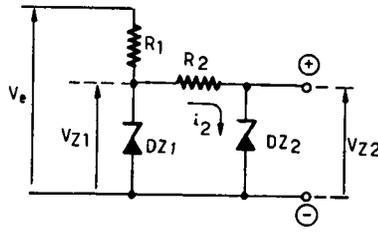


Fig. 4

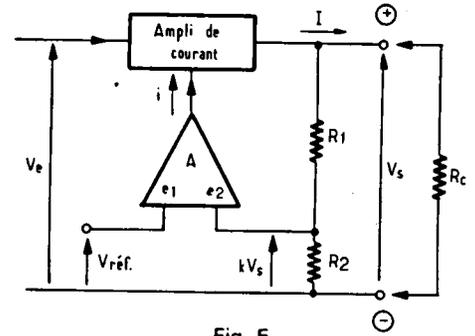


Fig. 5

pour la stabilisation de tensions fixes avec des très faibles débits, soit indirectement, pour l'élaboration de la tension de référence, que comporte toute alimentation stabilisée.

Le montage le plus simple, à diode zéner, est celui de la figure 2. Supposons d'abord la diode parfaite, donc sa tension d'avalanche, V_z , indépendante du courant inverse qui la traverse. Dans le circuit de la figure 2, nous appellerons V_e la tension appliquée en aval, et non stabilisée. Si aucune charge n'est connectée à la sortie, le même courant i traverse la résistance R , et la diode. Celle-ci impose la tension de sortie V_z .

Branchons maintenant une charge R_c qui, sous la différence de potentiel V_z , consomme le courant i_1 . En supposant que V_e n'ait pas, ou très peu, changé, l'intensité i qui traverse R , a toujours la même valeur :

$$i = \frac{V_e - V_z}{R}$$

Le courant i se partage donc entre la charge (intensité i_1) et la diode (intensité i_2), avec évidemment :

$$i = i_1 + i_2$$

La tension de sortie reste toujours V_z , puisque nous avons supposé la diode parfaite. Cette situation se maintient tant que i_1 n'atteint pas la valeur i ; au contraire, si i_1 égale ou dépasse la valeur initiale de i , aucun courant ne traverse plus DZ , et il n'y a pas régulation.

Ce type de régulation est dit « parallèle », parce que les variations de courant à travers la charge, sont compensées

par des variations égales, mais de sens opposé, du courant dans le régulateur, branché en parallèle sur cette charge.

L'analyse que nous venons de faire, s'applique au cas idéal, donc inexistant, d'une diode parfaite. Dans la pratique, la caractéristique inverse d'une diode zéner (courbe 1, figure 3), ne présente ni un coude franc, ni une branche régulatrice verticale. A cause de la pente non infinie, on voit qu'à une variation Δi du courant inverse traversant la diode, correspond une variation ΔV_z de la tension anode-cathode. On peut définir la résistance dynamique, comme le rapport :

$$r_d = \frac{\Delta V_z}{\Delta i}$$

C'est pour les tensions voisines de 8 volts, que la résistance dynamique est la plus faible. A des tensions d'avalanche plus basses (courbe 2 de la figure 3), ou plus élevées (courbe 3, même figure), correspondent des résistances dynamiques plus grandes, donc des régulations moins bonnes. Par ailleurs, on montre que les plus faibles coefficients de température, sont obtenus pour des tensions de 6 à 7 volts. Dans la pratique, et chaque fois que cela est possible, on choisira donc des diodes régulatrices dont la tension zéner se situe entre 6 et 8 volts.

Pour minimiser l'influence des variations d'intensité dans la diode, on a intérêt à ne consommer, en sortie, qu'un courant négligeable devant le courant cathode-anode : nous en trouverons des applications plus loin. D'autre part, il peut

être intéressant de recourir à une stabilisation à deux étages (fig. 4). Ainsi, la tension V_{z1} ne variant déjà que très peu, le courant i_2 est presque constant, et la tension V_{z2} très très stable.

III - Principe de la régulation série de tension

Nous ferons référence à la figure 5, synoptique universellement applicable à toutes les alimentations à régulation série, quelles que soient leur structure interne, et leur complexité.

V_e désigne la tension amont, non stabilisée, et V_s la tension de sortie, après stabilisation. Nous désignerons d'autre part par V_{ref} la tension de référence, supposée parfaitement constante.

Le montage comporte deux amplificateurs. Le premier, amplificateur de courant parfois appelé ballast, reçoit une intensité i , et débite une intensité I . Naturellement, celle-ci provient, finalement, de l'alimentation non régulée (redresseur et filtre, le plus souvent). Si nous appelons G le gain en courant du ballast, on a :

$$I = G i$$

L'amplificateur A comporte deux entrées différentielles. L'une, e_1 , reçoit la tension de référence V_{ref} . L'autre entrée, e_2 , reçoit une fraction kV_s (k est inférieur à 1) de la tension de sortie V_s de l'alimentation. Le rapport k est déterminé par le choix des résistances R_1 et R_2 :

$$R = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

Cet amplificateur a pour, propriété de délivrer, à sa sortie, un courant dont l'intensité i est proportionnelle à la différence des tensions appliquées sur les entrées e_1 et e_2 . En appelant s le coefficient de proportionnalité, on a donc :

$$i = s (V_{ref} - R V_s)$$

La stabilisation serait parfaite si la tension de sortie V_s de l'alimentation, ne dépendait absolument pas du courant débité : ceci reviendrait à dire que l'alimentation stabilisée, présente une résistance interne nulle.

En pratique, on ne parvient évidemment pas à ce résultat, dont on cherche seulement à se rapprocher, en diminuant autant que possible la résistance interne. Il est donc intéressant de calculer cette dernière, qui n'est autre que le rapport

$$R_i = \frac{\Delta V_s}{\Delta I}$$

ou en considérant des accroissements infiniment petits, la dérivée de V_s par rapport à I :

$$R_i = \frac{dV_s}{dI}$$

Or, V_{ref} , k et s étant des constantes, en différenciant l'expression de i , on trouve, au signe près :

$$di = sk dV_s$$

D'autre part, comme $I = G i$, on trouve

$$dI = G di$$

Finalement, la résistance interne R_i a pour expression :

$$R_i = \frac{dV_s}{dI} = \frac{1}{s k G}$$

Les coefficients k et G ont été définis précédemment.

D'après l'expression donnant i , on voit que s n'est autre que la pente de l'amplificateur A. Pour obtenir une bonne stabilisation, donc une faible valeur de R_1 , il faut donc :

- un amplificateur A à pente élevée
- un amplificateur de courant de grand gain G
- choisir un rapport k aussi proche que possible de 1.

IV - Vers le schéma d'une alimentation stabilisée

Il existe, évidemment, de nombreux moyens pratiques de réaliser l'alimentation représentée synoptiquement à la figure 5. Le schéma que nous proposons à la figure 6 est le plus simple, ce qui ne nuit pas d'ailleurs à son efficacité, au prix de quelques aménagement sur lesquels nous reviendrons.

L'amplificateur A est ici le transistor T_1 . Il reçoit sur sa base (entrée e_1), la tension de référence prise aux bornes de la diode zéner DZ. L'entrée e_2 est constituée par l'émetteur, relié au point milieu du pont R_1, R_2 .

L'amplificateur de courant, ou ballast, est le transistor PNP T_2 : le choix de la polarité de T_2 est imposé par le sens du courant i qui, pénétrant dans le collecteur du NPN T_1 , doit sortir par la base de T_2 . Le gain G est évidemment le gain en courant β_2 du transistor T_2 . Par ailleurs, le coefficient s n'est autre que la pente du transistor T_1 . Cette pente étant, comme on le sait, proportionnelle au courant de collecteur i de T_1 , donc finalement à I , la régulation sera meilleure pour les for-

tes que pour les faibles intensités.

Une faiblesse du montage, réside dans le passage, à travers R_2 , du courant collecteur émetteur de T_1 , ce qui crée une chute de tension s'ajoutant à kV_s . Pour minimiser cette influence, on devra choisir de faibles valeurs pour R_1 et R_2 : ainsi, l'intensité traversant l'ensemble des deux résistances est supérieure à i .

On peut d'ailleurs diminuer l'intensité i , en remplaçant l'unique transistor T_2 , par un groupement de deux transistors T_2 et T_3 , dont le gain en courant devient :

$$G = \beta_2 \beta_3$$

Selon qu'on utilise des transistors de même polarité, ou de polarités différentes, on retiendra les groupements de la figure 7 (Darlington de deux PNP), ou de la figure 8. Ce dernier cas nous semble plus intéressant, car le transistor de puissance T_2 est un NPN, plus facile à trouver et moins coûteux qu'un PNP.

Lorsqu'on désire une tension de sortie variable, on peut compléter le circuit, par le dispositif de la figure 9 : la tension de référence, variable, est maintenant prise sur le curseur du potentiomètre P. Naturellement, pour maintenir la qualité de la régulation des tensions de référence, il faut que le courant traversant P, reste faible devant celui qui passe dans la diode DZ.

V - Un exemple pratique de réalisation

Les considérations que nous venons de développer, nous conduisent tout naturellement

au schéma de la figure 10. Pour fixer les idées, nous admettrons qu'il s'agit d'une alimentation dont la tension de sortie doit être réglable entre 0 et 20 volts, avec un débit maximal de 0,5 A.

Nous n'examinerons pas, dans ses détails, le problème du choix du transformateur, des diodes de redressement, et du condensateur de filtrage C_1 . On pourrait aussi adopter un filtrage électronique : ces questions ont été traitées dans un autre article, que nous avons publié dans ces colonnes.

Avant stabilisation, on trouvera une tension qui peut varier entre 25 volts et 35 volts, selon le débit, les caractéristiques exactes du transformateur, et la tension du secteur. Pour une bonne stabilisation, et une faible composante de bruit, il est conseillé de faire passer au moins 2 à 3 mA dans la diode zéner, choisie de 6,2 volts pour des raisons déjà expliquées. Nous adopterons 5 mA, ce qui conduit à une résistance R_3 de 4,7 k Ω ou 5,6 k Ω .

Le potentiomètre P, de 10 k Ω , ne prélève qu'une intensité de 0,6 mA, ce qui satisfait aux conditions énoncées plus haut. On notera la présence de C_2 , qui élimine les résidus d'ondulation, et la tension de bruit.

Le choix de T_2 est essentiellement conditionné par la puissance maximale dissipée. On obtient cette dissipation maximale lorsque l'intensité atteint 0,5 A, et que la tension de sortie est nulle : la tension collecteur-émetteur de T_2 est alors maximum, et voisine de

30 volts, ce qui donne une puissance :

$$P = 30 \cdot 0,5 = 15 \text{ watts}$$

Un 2N 3055, équipé d'un radiateur convenable, donnera toute satisfaction.

En admettant, pour ce transistor, un gain en courant β_2 de 50, le courant collecteur-émetteur maximal de T_3 , aura pour intensité :

$$i_{T_3} = \frac{500}{50} = 10 \text{ mA}$$

La puissance dissipée par T_3 , ne dépassera donc jamais :

$$P = V \cdot i = 30 \cdot 10^{-2} = 0,3 \text{ watt}$$

Un PNP de type 2N 2905 convient parfaitement.

Enfin, pour ce qui concerne T_2 , n'importe quel NPN de petite puissance, capable de supporter 35 volts, peut être choisi : par exemple, BC 317, BC 318, etc.

Il reste à déterminer les valeurs des résistances R_1 et R_2 . On sait que le courant traversant l'ensemble du pont, doit être très supérieur (par exemple 100 fois), au courant maximal d'émetteur (donc de collecteur) de T_1 . Or, si T_3 a un gain de 100 (il sera généralement supérieur), le courant de sortie de 500 mA, sera obtenu pour un courant d'émetteur de 0,1 mA, dans T_1 . On fera donc passer, dans R_1, R_2 , une intensité de 10 mA pour une tension de sortie moyenne, soit 10 volts. Cette condition donne :

$$R_1 + R_2 = 1 \text{ k}\Omega$$

La tension de sortie maximale, donc 20 volts, est obtenue quand le curseur de P est porté à 6,2 volts, donc l'émetteur de T_1 , à 5,6 volts environ. On choisira donc :

$$R_1 = 220 \Omega$$

$$R_2 = 680 \Omega$$

pour tomber sur des valeurs normalisées.

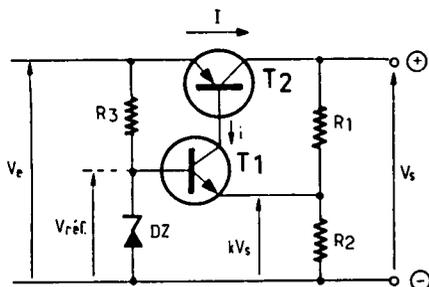


Fig. 6

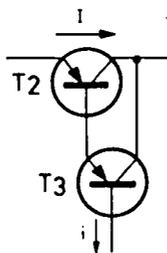


Fig. 7

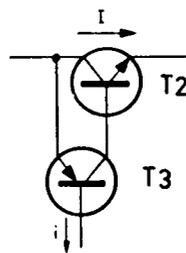


Fig. 8

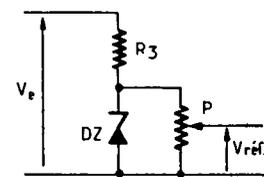


Fig. 9

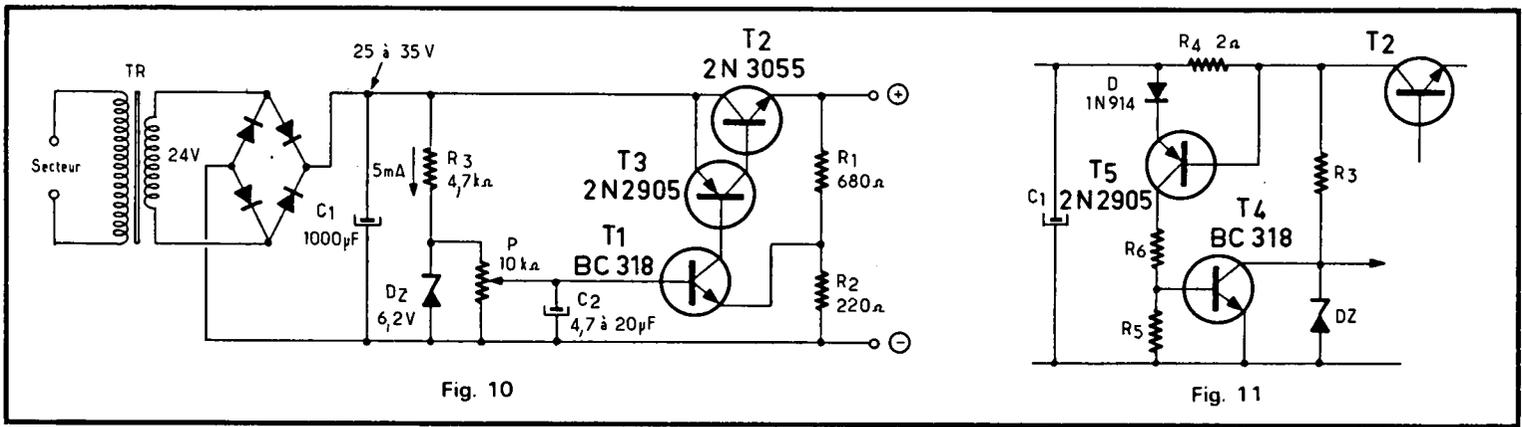


Fig. 10

Fig. 11

VI - Protection contre les surintensités

Une telle protection, sans grand intérêt dans le cas d'une alimentation fixe destinée à un montage particulier, se révèle indispensable pour une alimentation de laboratoire. Diverses solutions sont possibles, et nous n'en retiendrons qu'un exemple, illustré par la figure 11.

Nous n'avons repris, sur cette figure, que la partie du montage de la figure 10, qui doit être modifiée. Normale-

ment, l'intensité I qui traverse R_4 , n'y produit qu'une chute de tension inférieure au volt. Dans ces conditions, le transistor PNP T_5 , dont le seuil de conduction est élevé au-dessus du volt grâce à la diode au silicium D , reste bloqué. Il ne passe aucun courant dans R_5 et R_6 , et T_4 , lui aussi bloqué, se comporte comme un interrupteur ouvert : la diode DZ fonctionne normalement.

Quand l'intensité I atteint 0,5 A, la chute de tension aux bornes de R_4 rend T_5 conducteur, et le sature rapidement. On choisit le diviseur $R_5 R_6$

pour qu'il y ait alors environ deux volts sur la base de T_4 qui, saturé, court-circuite DZ et annule la tension de référence, ainsi que la tension de sortie.

Le choix des transistors n'est absolument pas critique, pourvu que T_5 « tienne » au moins 35 volts. A la saturation, on fera passer quelques milliampères dans le collecteur de T_5 . Par exemple, choisissons 2 mA : on prendra alors :

$$R_5 = 1 \text{ k}\Omega$$

$$R_6 = 10 \text{ k}\Omega \text{ ou } 15 \text{ k}\Omega$$

D est une diode au silicium de faible puissance.

Pour nous résumer

Malgré le développement rapide des alimentations en circuits intégrés, il reste encore parfois utile de concevoir, et de réaliser, un montage à éléments discrets. Compte tenu d'un certain arbitraire inévitable, et pour lequel l'expérience reste le meilleur des guides, les indications données dans notre étude devraient permettre à chacun de concevoir son montage.

BIGLIOGRAPHIES

Développement et tirage couleur par Gérard Betton

Les procédés de traitement des surfaces sensibles couleur, négatives ou positives, ont été simplifiés à l'extrême, et aujourd'hui le développement et le tirage couleur ne présentent pas plus de difficulté qu'en noir et blanc. Ainsi, comme pour le noir et blanc, il suffit de deux bains (un révélateur et un blanchiment/fixage) et moins de dix minutes pour le traitement de films ou papiers négatifs couleurs. Il est très facile d'obtenir des agrandissements en couleurs d'une excellente qualité, surtout à partir de dispositifs, procédé positif-positif, pour lequel la détermination du filtrage correct pour éliminer les dominantes ne pose aucun problème.

Désormais, tout amateur soigneux est capable d'obtenir des images souvent plus belles - quant à la finesse et au rendu des couleurs - que celles fournies par les grands laboratoires industriels effectuant des tirages en série. De plus, les effets spéciaux, interventions diverses à l'agrandissement ou au cours du traitement, ne sont en général possibles que si l'amateur effectue lui-même ses tirages.

« Développement et tirage couleur » est un livre solidement documenté, écrit dans un langage simple, clair et précis. C'est un guide pratique, une synthèse des progrès les plus récents, indispensable à tous les photographes amateurs qui désirent réaliser eux-mêmes leurs travaux couleur.

Un volume 11,5 x 17,6 cm de 128 pages. Collection Que Sais-Je ? N° 1716. Prix : 9 F.

Les gadgets électroniques et leur réalisation par B. Fighiera (6^e édition)

Sommaire : Les courants faibles - Les autres composants passifs - Les diodes - Les transistors - Les thyristors et les triacs - La représentation schématique - Le matériel nécessaire - L'art de la soudure - Les supports de montage - Conseils pratiques pour le montage des plaquettes - précautions pour l'implantation des éléments - l'habillage et la finition - les idées et la réalisation, les astérisques - Dispositif pour tester la nervosité - La boîte à gadgets - Les récepteurs simplifiés - Récepteur fonctionnant avec de l'eau salée - Récepteur 4 transistors - Dispositif anti-moustique électronique - Roulette électronique - Convertisseur pour bande aviation - Métrologue à deux transistors.

Un volume broché, 160 pages, format 15 x 21, 138 schémas, couverture couleur. Prix : 28 F - E.T.S.F.

Diffusion exclusive : Editions Techniques et Scientifiques Françaises, 2 à 12, rue de Bellevue, 75019 Paris.

En vente chez votre libraire habituel ou à la Librairie Parisienne de la Radio, 43, rue de Dunkerque, 75010 Paris.