Après avoir étudié dans notre précédent numéro, la théorie des diodes et leur utilisation en redressement, nous allons maintenant nous intéresser aux circuits de stabilisation, suite logique du redressement, puis à l'emploi de diode en commutation et enfin quelques exemples d'utilisations conclueront cet article sans pouvoir épuiser le sujet.

Diodes et diodes zener

Circuits de stabilisation

Les ensembles à semi-conducteurs fonctionnent avec une alimentation en courant continu. Bien que l'idéal soit l'utilisation de piles ou d'accumulateurs, cette solution ne peut être envisagée que pour du matériel portable ou du matériel de secours. Par contre, pour des montages nécessitant des courants importants ou des tensions particulières (48 V par exemple), il devient plus simple et plus économique d'utiliser le courant secteur.

Après la transformation de tension et le redressement on dispose d'une composante continue intéressante, mais imparfaite car sujette aux variations de tension du secteur. De plus, une telle source d'alimentation se particularise par une résistance interne relativement élevée. Il s'ensuit que lors d'un appel de courant, la tension s'effondre, ce qui peut provoquer distorsions, blocages, erreurs, etc. La stabilisation permet de réduire l'influence des variations « secteur » et de diminuer la résistance interne dynamique ($\Delta U/\Delta I$) de l'alimentation.

1. Caractéristiques d'un circuit stabilisateur

Appelons V_e la tension d'entrée du stabilisateur et V_s la tension de sortie, stabilisée ; R_{ch} désigne la résistance de charge, T la température en °C, I_{ch} le courant circulant dans la charge.

La tension de sortie V_s peut varier de ΔV_s pour trois raisons :

a) en raison d'un ΔV_e dû à une variation de tension secteur ;

b) en raison d'un ΔV_e dû à une variation de courant I_{ch} ;

c) en raison d'une variation de la température.

Cela nous permet de définir :

- Le facteur de stabilisation amont f_1

f_1 est défini comme le rapport $\Delta V_e/\Delta V_s$, ΔV_s étant dû aux variations secteur.

f_1 est donné pour un courant I_{ch} et une température T constants.

Plus f_1 augmente pour un ΔV_e donné, meilleure est la stabilisation.

- Le facteur de stabilisation aval f_2

f_2 est défini comme le rapport $V_s/\Delta V_s$, ΔV_s étant dû aux variations de ΔV_e, celles-ci étant dues aux variations du courant I_{ch}. f_2 est donné pour une température constante. Plus f_2 croît, meilleure est la stabilisation.

- La résistance de sortie R_s

R_s est le rapport de ΔV_s (dû aux variations de I_{ch} comme ci-dessus) à ΔI_{ch}.

$$R_s = \frac{\Delta V_s}{\Delta I_{ch}}$$

- Le coefficient de température α

On définit $\alpha = \Delta V_s/\Delta T$, avec ΔV_s dû uniquement à une variation de la température (donc pour V_e et E_{ch} constants). Ce coefficient peut être positif ou négatif.

De toutes ces définitions, on peut immédiatement poser :

$$\Delta V_{SG} = \Delta V_s \text{ (var. secteur)} + \Delta V_s (\Delta I_{ch}) + \Delta V_s (\Delta T)$$

et si l'on écrit : $f_G = V_s/\Delta V_{SG}$, il devient

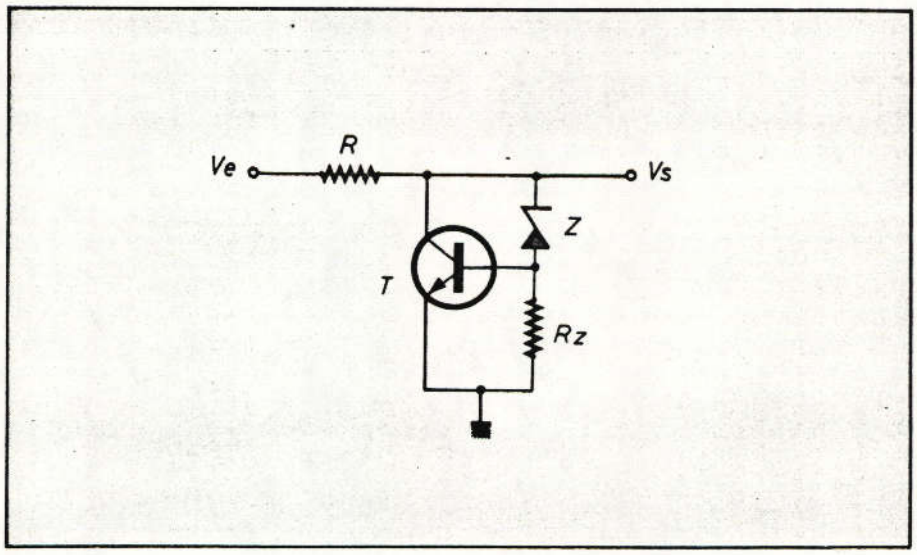

Fig. 4

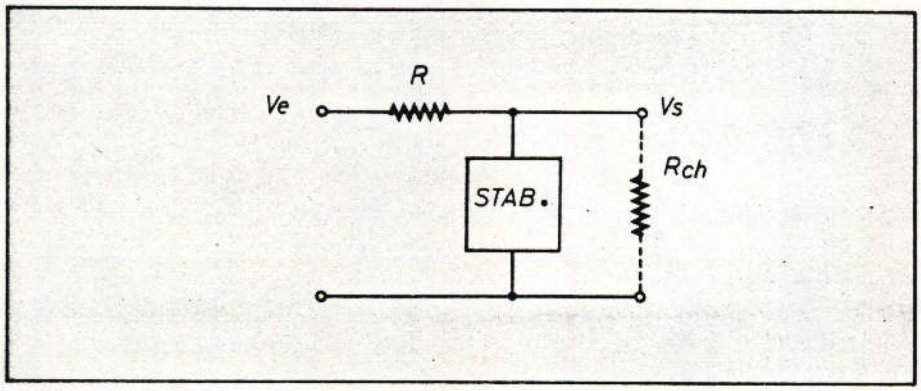

Fig. 1

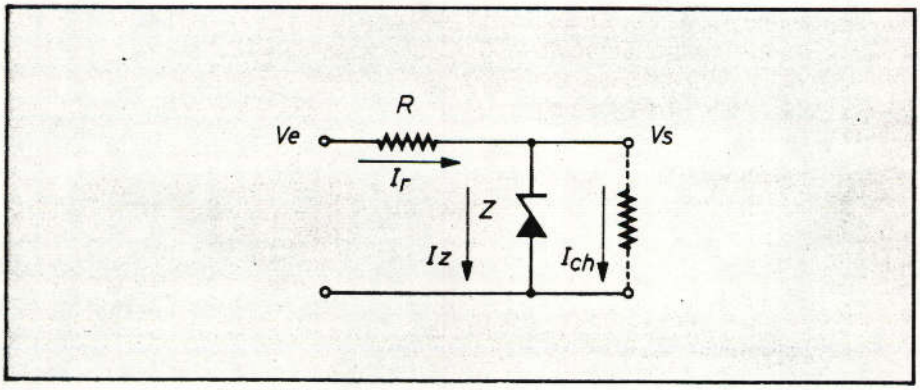

Fig. 2

alors facile d'exprimer la stabilisation résultant de plusieurs systèmes mis en série :

$$f_G = f_{G1} \cdot f_{G2} \cdot ... f_{Gn}$$

- Le taux de ronflement en sortie

A la tension continue présente à l'entrée du stabilisateur se superpose une tension de ronflement U_e due à l'imperfection du filtrage par condensateurs. A la sortie du stabilisateur, on retrouve une tension de ronflement V_s et l'on définit le taux de ronflement en sortie comme le rapport U_s / V_s.

- Le facteur de filtrage

Avec les mêmes notations que ci-dessus, on définit le facteur de filtrage comme étant le rapport U_e / U_s. Plus ce rapport augmente, meilleur est le stabilisateur.

2. Stabilisation parallèle

Dans cette configuration, le stabilisateur est en parallèle sur la charge (fig. 1).

Le principe est de faire passer dans R un courant presque constant, ce qui oblige d'avoir I_{ch} petit devant I_z, la diode Z et la résistance R formant un pont diviseur.

En pratique, on donne à R la valeur $V_e - V_z / I_R$, soit $V_e - V_s / I_R$ avec V_z, tension de zener et I_R le courant passant dans R, à vide (sans charge).

Puis, on suppose que V_e varie de ± 10 %. On en déduit les valeurs limites de R. On considère ensuite la plus faible valeur trouvée de R et la plus grande tension V_e ($V_{e\,nom}$ + 10 %). On en déduit le courant maximum, à vide, c'est-à-dire le courant maximum qui passera dans la diode Z. Cela permet de calculer la puissance maximale $P_{z\,max} = V_z \cdot I_{R\,max}$ que devra dissiper la diode.

Si l'on considère V_z constant, on peut écrire :

$$\Delta IR = \frac{\Delta VR}{R} = \frac{\Delta Ve}{R}$$

Or la résistance dynamique de la diode zener s'écrit $r_d = \Delta V_z / \Delta I_z$ dont $\Delta V_z \doteq r_o (\Delta V_e / R)$ (la sortie n'est pas chargée).

D'où le rapport de stabilisation :

$$f_1 = \frac{\Delta V_e}{\Delta V_s} = \frac{\Delta V_e}{\Delta V_z}$$

Ce rapport peut dépasser 100 facilement.

Pour obtenir la meilleure stabilisation, il faut V_e grande devant V_s et r_d la plus faible possible.

Supposons maintenant la sortie chargée. Un courant I_{ch} existe donc et on écrit :

$$R = \frac{V_e - V_s}{I_R} = \frac{V_e - V_s}{I_z + I_{ch}}$$

On calcule comme précédemment Pz max pour savoir si la diode zener peut supporter cette puissance. Et enfin, on constate que moins la charge consomme (en moyenne), meilleure est la régulation ; (il faut donc $I_{ch} << I_z$) et une modification de V_e ne modifie pas beaucoup la dissipation de la diode et la qualité de la régulation.

Cette stabilisation ne pouvant s'appliquer qu'à de faibles courants, il faut utiliser un transistor pour pouvoir

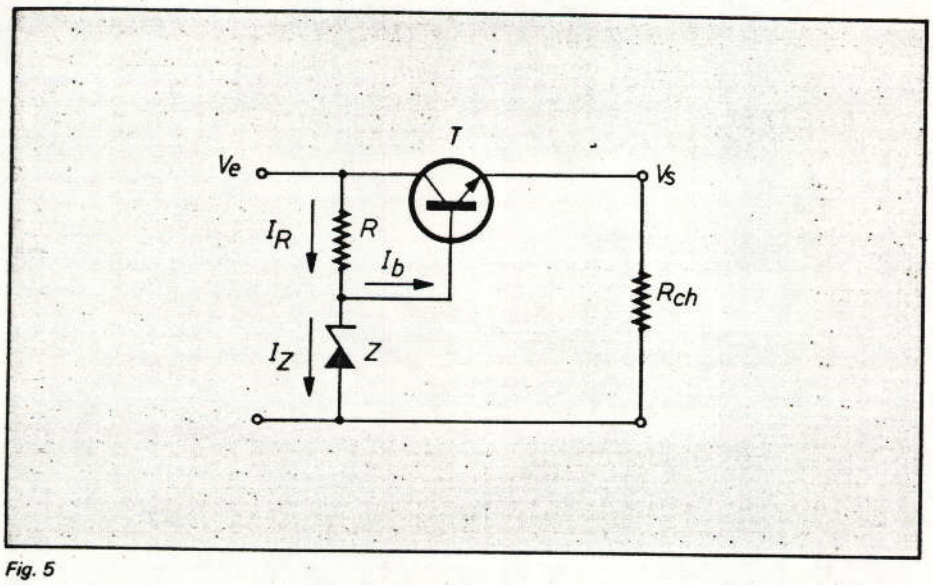

Fig. 5

augmenter les possibilités de dissipation **(fig. 3 et 4)**. L'efficacité est celle d'une diode zener de forte puissance avec l'avantage d'une stabilité de diode zener de faible puissance.

3. Stabilisation série

Si le fait de dissiper de la puissance au repos est une gêne, on envisage un stabilisateur série dans lequel le transistor est en série avec la charge **(fig. 5)**. La puissance dissipée est donc liée à la puissance demandée par la charge.

La diode zener Z alimente sous courant constant la base du transistor T monté en collecteur commun. Comme la résistance de charge du transistor est la charge elle-même, il faut une charge minimum en permanence afin de polariser convenablement T. Il ne faut donc pas réaliser des mesures « à vide ». D'autre part, on n'oubliera pas deux évidences : V_s est inférieure à V_z de 0,6 V à 0,8 V pour tenir compte de la jonction base émetteur du transistor ; et la tension zener doit être inférieure à V_e.

Lorsque le courant passant dans la charge veut augmenter, la tension de sortie tend à baisser. La tension base-émetteur décroît donc la tension collecteur-émetteur décroît, ce qui entraîne la remontée de la tension de sortie.

Le transistor dissipe une puissance P :

$$P \simeq \frac{Ve - Vs}{Ich}$$

et il doit avoir un gain en courant suffisamment élevé afin de ne pas « trop en demander » à la diode zener. D'où l'utilisation de darlingtons afin de faire travailler le plus possible la zener sous un courant constant, indépendant du courant passant dans la charge **(fig. 6)**.

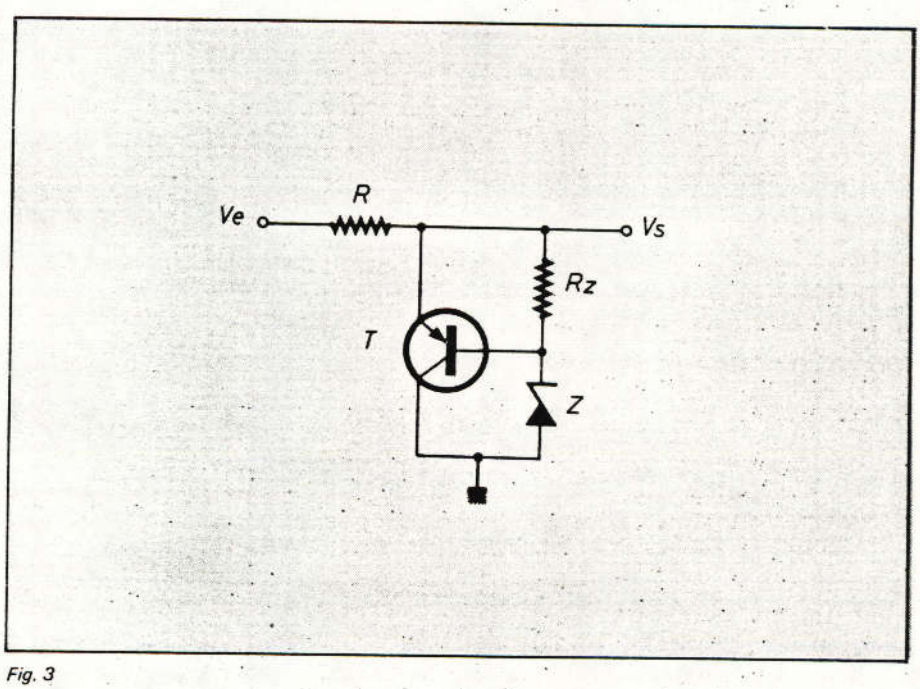

Fig. 3

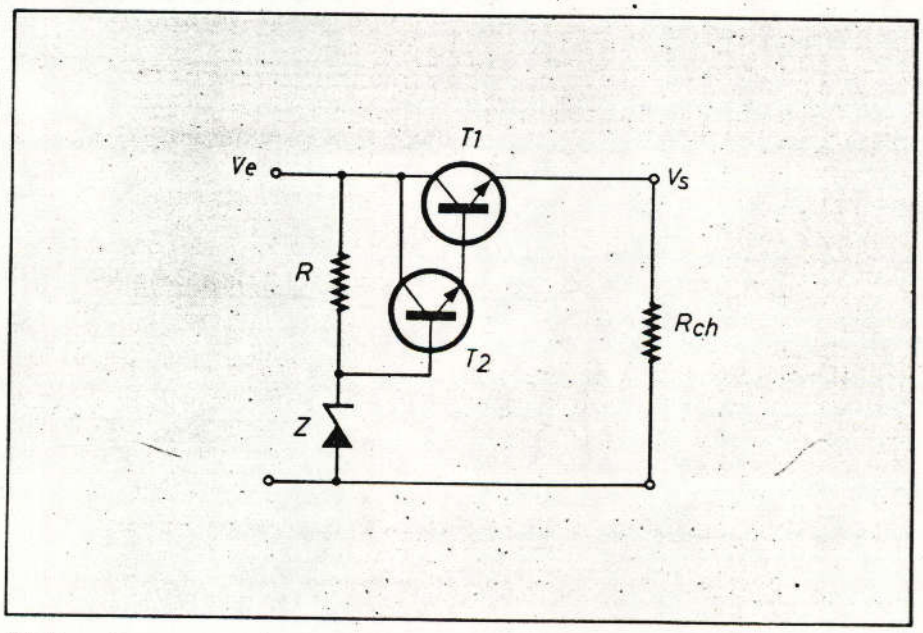

Fig. 6

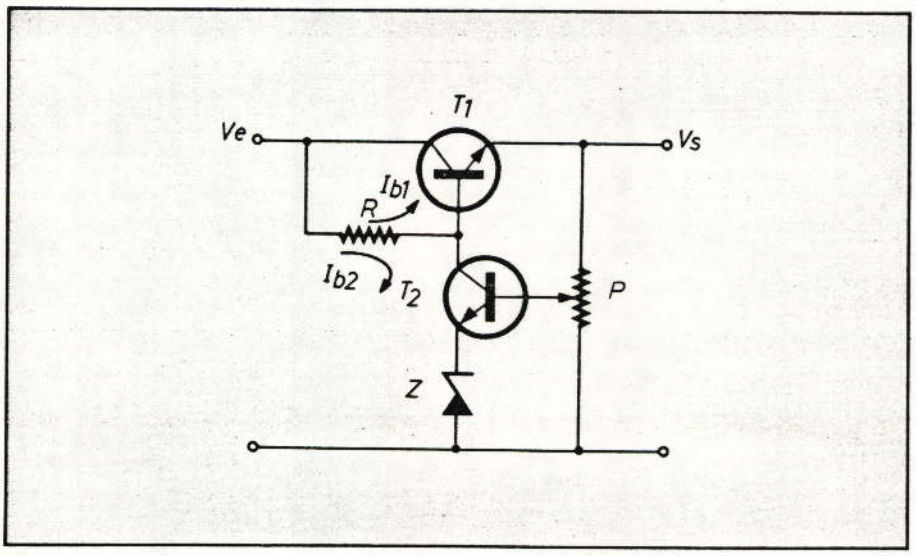

Fig. 7

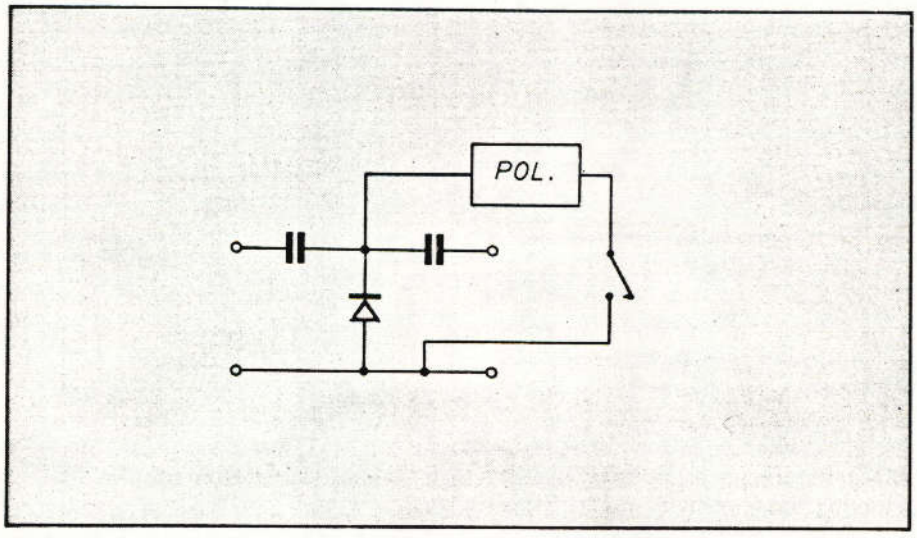

Fig. 8

La puissance dissipée dans T_2 devient :

$$P \simeq \frac{Ve - Vs}{Ich \cdot \beta}$$

T_2 pourra être un type de faible puissance.

4. Amplificateur d'erreur

On a vu précédemment que le ballast était commandé par la différence existant entre la tension de sortie et la tension de référence définie par la diode zener. On peut maintenant ajouter un amplificateur d'erreur pour améliorer la stabilisation, et son but est d'amplifier l'écart existant entre la tension de sortie et la tension de référence.

Le système le plus simple utilise un transistor ballast, un transistor faible puissance en amplificateur d'erreur et bien sûr, une zener, le tout câblé selon le schéma de la **figure 7**.

Contrairement aux apparences T_2 ne pilote pas directement T_1 (le sens des courants le montre immédiatement) mais modifie, par son courant collecteur Ic_2, la chute de tension aux bornes de R, ce qui modifie la polarisation de T_1. Supposons qu'il se produise une diminution de la tension de sortie V_s. Le potentiel sur la base de T_2 diminue, et se rapproche de la tension émetteur fixée par Z. Le courant collecteur de T_2 diminue et donc la chute de tension dans R diminue également. Ce qui augmente le potentiel de la base de T_1 par rapport à l'émetteur de T_1. Le ballast conduit donc davantage. La tension de sortie remonte.

Ce schéma simple peut être amélioré en plaçant un ensemble darlington à la place de T_1 **(fig. 8)**. Enfin, les puristes remarqueront que P est traversé par un courant suffisamment élevé pour imposer le choix d'un modèle bobiné à coefficient de température non nul. D'où une dérive de V_s en fonction de l'échauffement. On peut remédier à cet inconvénient en utilisant un darlington à la place de T_2.

De nombreuses améliorations seraient possibles ; ainsi l'utilisation d'amplificateurs opérationnels comme ampli d'erreur ; la polarisation de Z par une source de tension auxiliaire, négative par rapport à la masse, ce qui permet de régler la tension de sortie de O jusqu'à V_s et non plus seulement de V_z à V_s. Mais le lecteur intéressé se reportera à des ouvrages spécialisés traitant des nombreux problèmes d'alimentation, pour approfondir ces généralités.

La fin de cette étude sera publiée dans notre prochain numéro.

F. RUTKOWSKI