

# LE HAUT-PARLEUR

NUMÉRO  
SPÉCIAL  
132 PAGES

N° 1201 ★ 6 MARS 1969

Algérie : 5,75 dinars  
Maroc : 5,75 dirhams  
Belgique : 66 F.B.  
Italie : 1250 lires  
Suisse : 7 F.S.

5<sup>F.</sup>

SAISON  
69

# Hi-Fi stéréo

TOURNE-DISQUES  
ÉLECTROPHONES  
CHAINES Hi-Fi  
MAGNÉTOPHONES



f

TOUS LES NOUVEAUX MODÈLES AVEC LEURS CARACTÉRISTIQUES ET LEURS PRIX

# Protection des transistors de sortie dans les amplificateurs BF de puissance

La sensibilité des transistors aux surcharges a été l'un des facteurs majeurs qui ont restreint leur utilisation dans les amplificateurs de puissance. En fait, de nombreux appareils de ce genre ont été sérieusement endommagés à la suite d'un simple court-circuit accidentel des connexions de sortie. Mais, en réalité, la défaillance éventuelle des transistors de sortie peut être due à diverses causes qu'il est important de bien distinguer.

La cause de défaillance la plus évidente est certainement l'échauffement anormal des transistors provoqué par une dissipation excessive des collecteurs. Cela se présente souvent dans un étage de sortie classe B lorsque la dissipation des collecteurs peut atteindre des valeurs anormalement grandes si la charge (utilisation) est accidentellement court-circuitée.

En classe A, la dissipation du ou des collecteurs des transistors de sortie est sensiblement la même avec ou sans signal, et que la charge soit ou non court-circuitée. D'autre part, si une surcharge sérieuse d'attaque est appliquée (signal excessif issu de l'étage driver), il y a généralement correction automatique de la polarisation, ce qui limite le courant de sortie et le maintient approximativement à la même valeur.

Par contre, les conditions de fonctionnement en classe A nécessitent l'emploi de radiateurs très étudiés et assez importants pour absorber correctement la puissance dissipée permanente, relativement importante tout en restant normale, des transistors de sortie.

Rappelons au passage, que l'on a conçu des montages permettant d'augmenter le rendement d'un étage classe A tout en diminuant l'énergie dissipée. On réalise en quelque sorte un système de réglage automatique de la polarisation qui adapte cette dernière à la valeur instantanée du signal à amplifier. Pour cela, on prélève une fraction du signal de sortie, fraction qui reste donc toujours proportionnelle à l'amplitude de ce signal. La tension prélevée

est redressée par une diode, puis filtrée et ajoutée à la polarisation normale de l'étage. Ainsi, le point de fonctionnement s'ajuste automatiquement de telle sorte que la plage d'admission de l'étage soit toujours légèrement supérieure à l'amplitude du signal appliqué. Avec ce procédé, il résulte une réduction de consommation de l'ordre de 30 %.

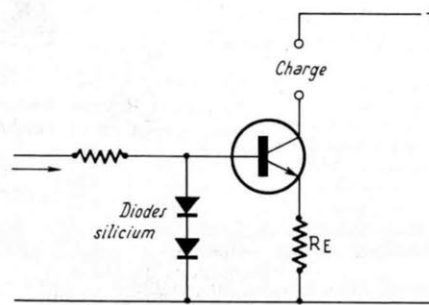


FIG. 2

En définitive, en classe A, la destruction des transistors de sortie ne peut être due qu'à un emballement thermique, suite à une utilisation prolongée, excessive, avec de mauvais radiateurs, ou suite à un mauvais choix du point de fonctionnement des transistors. En classe B, l'emballement thermique *automatique* (si l'on peut dire) n'est pas tellement à craindre ; ce sont les courants de crête — notamment en cas de court-circuit dans l'utilisation — qui deviennent dangereux.

## PROTECTION CONTRE LES SURCHARGES MOYENNES CONTINUES

Le procédé le plus communément employé est un circuit, un dispositif, provoquant une disjonction lorsque le courant moyen excède une valeur déterminée comme étant dangereuse. La disjonction peut intervenir sur l'alimentation générale, ou sur le circuit d'alimentation des transistors de sortie, ou sur le circuit de charge (utilisation), ou encore sur le circuit de commande de ces mêmes transistors.

Les procédés généralement employés sont : le fusible calibré à rupture rapide, le disjoncteur thermique ou le disjoncteur électronique. De telles protections ne peuvent toutefois donner satisfaction que si les transistors de sortie présentent tout de même une assez large réserve de dissipation ; en fait, pour des transistors n'offrant pas une caractéristique de dissipation très élevée, l'action de ces protections est trop lente, et ils sont détruits avant que la disjonction ne se produise.

## PROTECTION CONTRE LES CRETES DE SURCHARGE

Ce genre de protection est moins répandu que le précédent. Dans ce procédé, des diodes sont utilisées à l'entrée pour prévenir les crêtes du courant-driver, et par voie de conséquence, les crêtes du courant de sortie excédant une certaine valeur pré-déterminée, correspondant au début de l'intensité dangereuse. Si les crêtes même très importantes sont incontestablement supprimées, il n'en reste pas moins que l'étage de sortie peut fonctionner, du point de vue des valeurs moyennes, très près de la dissipation maximale et, de ce fait, être endommagé si cette surcharge latente est prolongée. En définitive, il est donc intéressant de prévoir les deux formes de protection pour l'obtention d'une sécurité presque totale.

Les circuits-types de protection les plus usuels sont représentés sur la figure 1 pour les surcharges moyennes continues, et sur la figure 2 pour les surcharges de crêtes. A propos du premier type de protection, il convient de remarquer qu'il existe deux modes opératoires agissant, l'un d'après le courant moyen d'alimentation, l'autre d'après le courant efficace (ou assimilé) BF.

## CLAQUAGE SECONDAIRE DANS LES TRANSISTORS DE PUISSANCE

Il est un autre phénomène connu sous le nom de claquage secondaire, dont il faut également tenir compte notamment avec les tran-

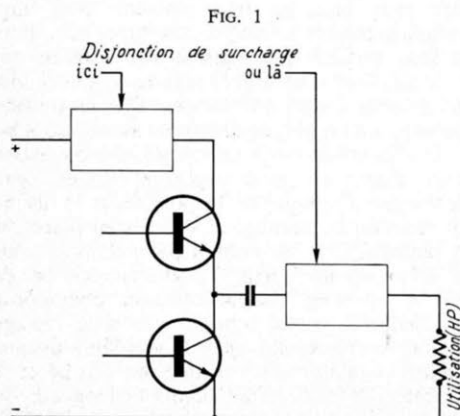


FIG. 1

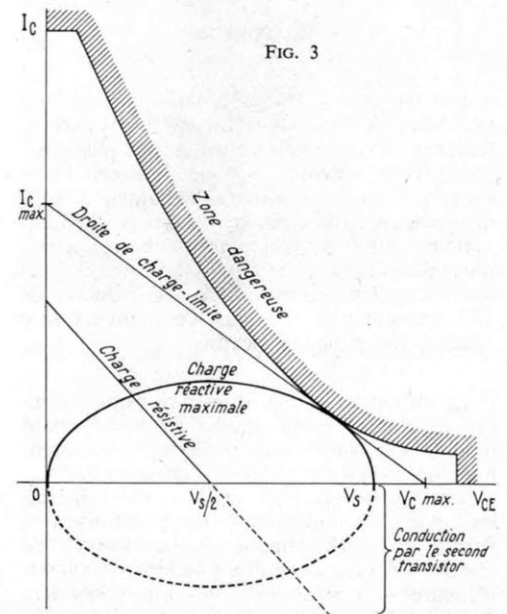


FIG. 3

sistors de grande puissance. Dans ces types de transistors, la jonction du collecteur présente une surface relativement importante, et il arrive fréquemment que l'élévation normale de température ne soit pas uniforme pour toute cette surface. Il en résulte la formation de points localisés extrêmement et anormalement chauds, avec l'inévitable tendance à l'emballement (ou avalanche) thermique en ces points, avec tous les risques que cela comporte.

Quelques constructeurs publient parfois, pour certains types de transistors, le tracé des

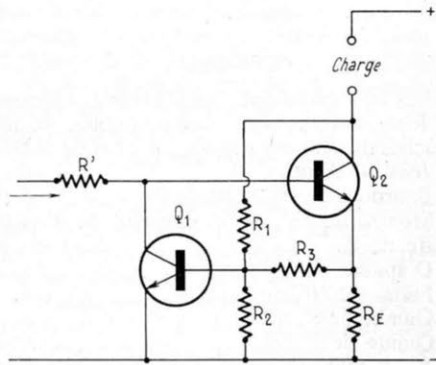


FIG. 4

caractéristiques  $I_c/V_{ce}$  avec indication de la « zone dangereuse » (disons, dangereuse à tous points de vue) dont il convient de tenir compte lors de l'établissement des conditions de fonctionnement du ou des transistors. De tels documents sont extrêmement intéressants pour le technicien d'études et leur publication devrait être généralisée.

### DROITE DE CHARGE

Si l'on considère le fonctionnement d'un étage classe B chargé par un organe purement résistif, la droite de charge est précisément une... droite qui doit se situer normalement assez loin de la zone dangereuse. Mais cela est strictement théorique, car la charge (en général, un haut-parleur) est toujours réactive. De ce fait, le point figuratif de la charge ne se déplace plus selon une droite, mais suivant une courbe qui risque bien, si l'on n'y prend garde, de faire une incursion dans la zone dangereuse (Fig. 3).

Un procédé simple proposé par la SGS-Fairchild et qui permet d'obtenir une bonne protection, consiste à utiliser un transistor comme shunt (ou clamp) entre l'étage driver et l'étage final. Si la base de ce transistor est alimentée par un signal dont le potentiel est proportionnel à la fois au courant et à la tension du signal de sortie, il devient conducteur à partir de telle condition pré-déterminée, de façon que le point de fonctionnement dynamique de l'étage de sortie ne se situe jamais dans la zone dangereuse et que le déplacement de ce point figuratif s'effectue au maximum vers la droite de charge limite.

Un dispositif de ce genre est représenté sur le schéma de principe de la figure 4. La tension de conduction émetteur-base est approximativement de 0,6 V (pour un transistor au silicium) et elle détermine le point où la protection entre en action. La base du transistor de protection  $Q_1$  est alimentée de façon telle que ledit transistor soit placé proche de la conduction ; cette base est également soumise à toute augmentation de courant ou de tension du collecteur de transistor de sortie  $Q_2$ . La sensibilité aux augmentations de courant est obtenue par l'utilisation de l'augmentation de tension

correspondante aux bornes de la résistance d'émetteur du transistor de sortie  $Q_2$ , augmentation de tension qui est évidemment proportionnelle. Cette disposition est très valable puisque l'intensité de l'émetteur est sensiblement égale à celle du collecteur. Par un choix judicieux des valeurs des quatre résistances, on peut obtenir la pente désirée de la droite de charge et s'approcher ainsi de la droite de charge limite... sans pénétration dans la zone dangereuse.

Enfin, pour éviter une surcharge de l'étage driver qui précède et pour un meilleur fonctionnement de l'ensemble, il est recommandé d'intercaler une résistance  $R'$  limitatrice de courant dans la liaison à la base du transistor de sortie, avant le transistor de protection.

### CIRCUITS PRATIQUES DE PROTECTION

Il faut bien comprendre qu'il n'y a pas de valeurs universelles de composants qui puissent être données pour la protection de n'importe quel amplificateur, les courants et les tensions n'étant pas les mêmes d'un montage à l'autre.

Néanmoins, disons que les extrémités  $I_c$  maximum et  $V_c$  maximum de la droite de charge limite satisfont aux relations suivantes :

$$I_c \text{ max} = \frac{0,6 (R_2 + R_3)}{R_2 \times R_e}$$

$$V_c \text{ max} = \frac{0,6 (R_2 + R_3) R_1}{R_2 \times R_3}$$

Or, nous connaissons  $R_e$  qui est donnée d'après le type des transistors utilisés ; d'autre part, nous pouvons prendre pour  $R_3$  une valeur de 47 à 100 ohms ; enfin, la valeur de  $R_2$  peut être évaluée connaissant le courant continu de collecteur maximum admis. Ensuite et en conséquence, connaissant  $V_c$  maximum, il est possible de calculer  $R_1$ .

Naturellement, si la droite de charge limite est inconnue ou mal définie, il subsiste une certaine dose de détermination approximative. C'est ainsi que l'on peut évaluer grosso-modo  $I_c$  maximum (en ampères) par la relation approchée suivante :

$$I_c \text{ max} = 2,25 \sqrt{\frac{W}{Z}}$$

où  $W$  = puissance de sortie en watts.  
et  $Z$  = impédance de charge en ohms.

De même, le potentiel  $V_c$  maximum peut être considéré comme étant 20 % plus élevé que  $V_s$  (Fig. 3).

A titre d'exemple, un circuit de protection de ce genre appliqué sur un demi-étage push-pull, est représenté sur la figure 5 (transistors BC126 et 2N2147), l'autre demi-étage étant évidemment similaire.

Lorsqu'il s'agit d'un étage de sortie de type complémentaire ou de type quasi-complémentaire, il est nécessaire d'utiliser des transistors-shunts (ou transistors de clamping) de types complémentaires. C'est ce qui est montré sur la figure 6 où les transistors-shunts sont de type BC125 et BC126.

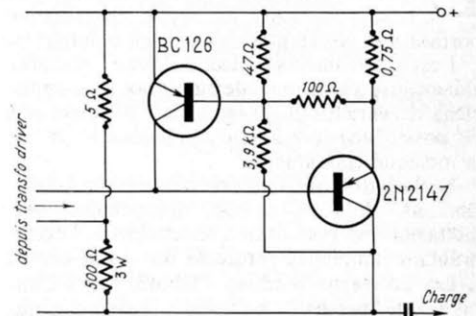


FIG. 5

Bien entendu, tout dispositif de sécurité ou de protection ne dispense pas de respecter les règles habituelles applicables aux étages de puissance. C'est ainsi qu'il faut néanmoins choisir des transistors présentant une marge normale de sécurité du point de vue dissipation. Par exemple, pour un amplificateur destiné à fournir une puissance nominale de 16 W, il convient de choisir deux transistors ayant une dissipation de l'ordre de 12 W chacun. Le choix des radiateurs est également très important, notamment si l'amplificateur doit assurer des services prolongés. Dans le cas des grandes puissances, il faut toujours employer les radiateurs spécialement conçus pour le genre de transistors utilisés, et ne pas se fier à la seule absorption thermique que pourrait apporter le châssis.

### Bibliographie :

Wireless World 6/68.

Roger A. RAFFIN.

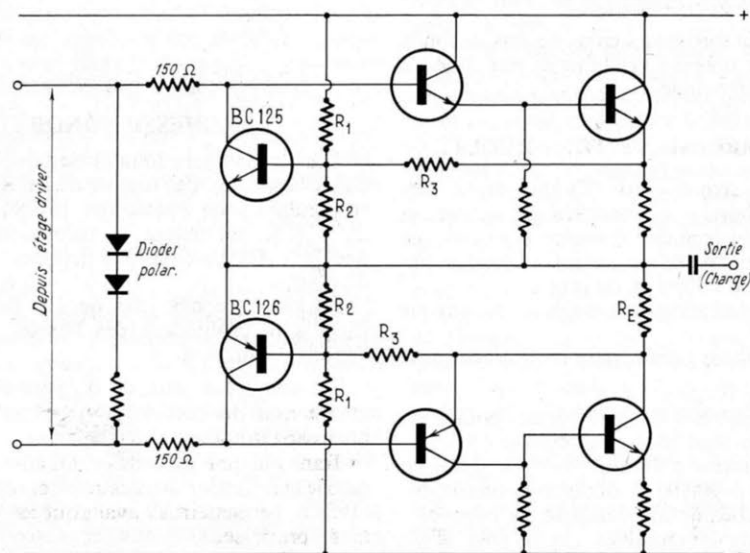


FIG. 6