

La structure cascode conduit entre autres à une bande passante très étendue par suite de la réduction de l'effet Miller.

Il pourrait sembler avantageux de supprimer la branche T5-R9 qui, a priori « ne sert à rien », soit en supprimant T5 seulement, soit en raccordant directement à la masse le collecteur de T3.

On constate dans ces conditions que le montage fonctionne, mais avec un taux de distorsion bien supérieur (près de dix fois), surtout pour des niveaux de sortie importants. On peut faire ici les mêmes remarques que celles formulées par Jean Hiraga à propos du 50 W Kanéda ; il apparaît que les amplificateurs de type différentiel ne fonctionnent correctement que si leur conception respecte une structure rigoureusement symétrique.

Dans cet esprit, la charge de type miroir de courant n'a pas été envisagée car aboutissant à un taux de distorsion défavorable et conduisant facilement à des instabilités.

Dans un premier temps, nous avons choisi le transistor 2 SA 872 E, transistor PNP apprécié pour ses caractéristiques et sa musicalité. Sa bande passante étendue (200 MHz) le rend utilisable dans la partie cascode (T5 et T6) à la place de transistors HF utilisés habituellement en pareil cas.

Dans une deuxième étape, nous essaierons d'autres types de transistors, comme par exemple les 2 SA 606 (identique au 2 SA 607 mais avec un P_c de 0,7 W au lieu de 1 W), les 2 SA 1316, 2 SB 716, 2 SB 737, références bien connues et toujours disponibles sur le marché japonais.

Le gain global de ce deuxième étage est de 39 dB, il assure la majeure partie du gain de l'amplificateur. En accord avec M. Héphaïstos nous pensons également que c'est l'étage le plus important dans les amplificateurs de type Kanéda.

c. Etage prédriver-driver

La tension recueillie sur R8 est transmise à la base de T7 monté

alors s'affranchir du classique multiplicateur de V_{BE} dont l'usage n'est pas sans inconvénients (inductions, capacités

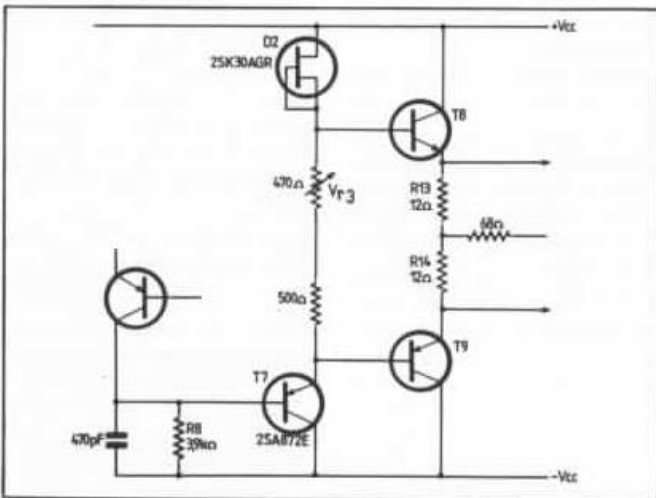


Fig. 4 : L'étage prédriver-driver.

en collecteur commun (fig. 4). Cette disposition présente l'avantage de ne pas charger le deuxième étage ni modifier son régime en introduisant une source de tension montée en multiplicateur de V_{BE} en série avec R8. On respecte ainsi parfaitement la symétrie du deuxième étage et son équilibre.

La polarisation des drivers et le réglage du courant de repos des transistors de sortie sont effectués par V_{c3} alimenté en courant constant par D2, source de courant constituée d'un FET 2 SK 30 avec gate à la source.

Pour des courants de polarisation importants, compris entre 0,4 A (classe AB / classe A → 2,7 W) et 1,77 A (50 W classe A), les phénomènes d'emballement thermique ne sont pas à redouter, le coefficient de température du gain devenant positif ; ceci à condition d'avoir fait un réglage soigneux du courant de repos en régime permanent à échauffement stabilisé. On peut

parasites, etc.) dont on rappelle en figure 5 le schéma choisi par Kanéda pour le 50 W classe A. Remarque sur la stabilité thermique :

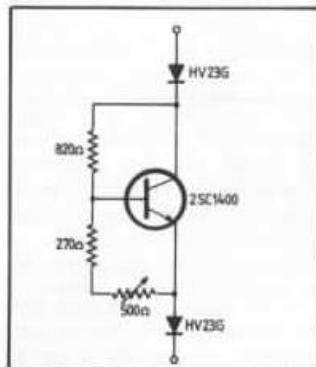


Fig. 5 : Le très classique multiplicateur de V_{BE} .

Un phénomène de début d'instabilité avait été signalé sur le Kanéda 50 W classe A sur faible charge capacitive (gamme 1 000 à 10 000 pF). Ce phénomène a été facilement reproduit sur les premiers prototypes de l'ampli

toire de la référence japonaise. Il faut préciser que seule une écoute prolongée révèle pleinement ce naturel ; en première impression la référence américaine paraît plus spectaculaire et plus définie mais ne tient pas ses promesses lors d'une analyse plus fouillée.

b- L'étage intermédiaire

Le second étage n'a pas subi non plus de modifications marquées. Outre la résistance reliant le + 40 V aux émetteurs T3-T4 qui est passée de 100 Ω à 68 Ω (légère réduction de la distorsion) l'utilisation de l'alimentation régulée pour les étages d'entrée nous a conduit pour des raisons de stabilité à limiter la valeur du condensateur C2 à 68 pF (au lieu de 470 pF) et à adjoindre une petite capacité de 27 pF entre la base de T4 et le collecteur de T6.

Le travail principal sur cet étage a consisté à trouver la meilleure référence de transistor. Le 2SA 872 choisi dans la version de départ a été retiré de la confrontation (son moyen) ainsi que le 2SB 737 pour un V_{ceo} et un P_c trop faible. Le 2SA606, excellent à l'écoute a du être finalement écarté, il vient d'être arrêté de fabrication. Il restait à tester le 2SB716, que l'on rencontre dans nombreux schémas d'origine japonaise et le 2SA 1316. Ce dernier a retenu notre choix pour un niveau de bruit remarquablement bas allié à l'écoute d'une meilleure définition et surtout d'une répartition étonnante homogène de la dynamique sur l'ensemble du spectre.

c- L'étage de sortie

Sur le premier prototype une résistance de contre réaction locale de 68 Ω était utilisée. Cette résistance dont le rôle affecte directement l'impédance de sortie en boucle ouverte de l'amplificateur et donc son coefficient d'amortissement pouvait être réglé entre 0 et 100 Ω afin de

s'adapter au mieux au type de charge du haut-parleur grave utilisé. Après de nombreux essais sur nos systèmes de référence, caisson W, Onken 360 litres, Altec Voix du Théâtre, nous avons finalement retenu une valeur nulle ! (un strapp) afin d'obtenir un son très tendu dans le registre grave malgré des performances moins bonnes en amortissement sur charge capacitive. Il faut toutefois noter que ce réglage peut être intéressant dans certains cas particuliers d'autant que sa mise en œuvre est extrêmement simple.

Comme indiqué dans notre n° 43, les valeurs de résistances de polarisation des drivers et des transistors de sortie, à l'origine 12 Ω et 0,68 Ω, ont été comparées aux valeurs rencontrées dans les montages Kanéda 150 Ω et 0,47 Ω. Ces dernières ont été nettement préférées : meilleure attaque, effet de profondeur plus réaliste, nuance et légèreté du grave.

d- L'alimentation

Comme nous l'indiquions en préambule, le premier prototype a été réalisé avec une alimentation passive pour des raisons de point de vue aussi pour mieux sérier les problèmes. Cependant il faut être bien conscient que si ce type d'alimentations a fait ses preuves sur des amplis de modeste puissance,

il ne constitue pas pour autant une panacée, surtout lorsqu'un gain élevé est souhaité pour obtenir une puissance conséquente. L'intermodulation inévitable dans ce cas entre l'étage de puissance et l'étage d'entrée, via l'alimentation, se traduit par une perte de définition, un son « caoutchouteux » dans le haut grave. Une alimentation régulée s'avère donc indispensable aux étages d'entrée pour leur assurer la stabilité de leur point de fonctionnement et ainsi leur garantie des performances d'une excellente linéarité en fonction de l'amplitude du signal à traiter.

Une régulation pour les étages de sortie a fait l'objet d'essais. Toutefois la complexité de la réalisation, du câblage et de la mise au point nous ont fait abandonner ce projet, qui ne l'oublions pas, a été élaboré dans « l'esprit kit ».

Nous avons finalement retenu la solution mixte : passive pour l'étage de puissance, régulée pour les étages de gain en tension.

La figure 2 représente l'alimentation de puissance ± 32 V. Outre le filtrage très énergique avec self et condensateurs de forte valeur on notera la puissance très élevée du transformateur d'alimentation (1 000 VA), nécessaire à une excellente assise du secteur grave.

Si la technologie classique tôle empilée est pénalisée en terme de

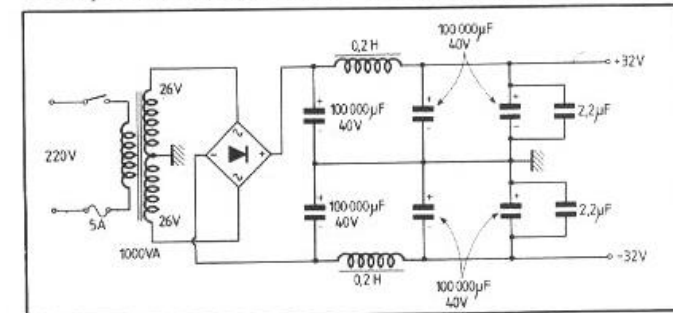


Fig. 2 : Schéma de l'alimentation des étages de puissance. On notera l'utilisation de selfs pour améliorer le filtrage.