

thermique. Il faut ensuite penser que le montage travaille sous une tension d'alimentation assez élevée (± 50 V) ce qui réduit d'autant l'éventail du choix, surtout si l'on est à la recherche de transistors à effet de champ à très faible bruit capable de travailler sous des courants et tension assez importants. Il ne faut pas oublier non plus que l'amplificateur doit pouvoir supporter à son entrée un signal audio de l'ordre de 0,7 à 1 V sans risque de saturation et qu'il faut rechercher un modèle dont la valeur du g_m n'est pas trop élevée. Pour le 2SK 30A GR comme pour le 2N 3954, un signal d'entrée d'amplitude 0,7 V peut être injecté sans problème, en raison du faible tassement des courbes du V_{GS} sur la caractéristique de I_D . La valeur moyenne du g_m pour ces deux transistors n'est pas trop élevée (2,5 Mho en moyenne) et une analyse méthodique du comportement thermique permet de déterminer le point O, point de travail optimum pour lequel l'influence des variations de température est infime ou nulle. La figure 2 illustre sommairement les effets de la température sur la valeur du g_m , un point de travail optimisé éliminant ce problème. Le circuit Kanéda, contrairement aux récents circuits, n'utilise pratiquement aucun artifice tel que les circuits de contre-réaction actifs destinés à annuler ces effets, les résultats étant principalement la dérive en courant continu, l'augmentation du taux de distorsion ou les risques de l'emballement thermique. Ces conditions obligent d'exclure les possibilités d'employer des transistors excellents du côté subjectif, tels que le fameux 2SK 243-2, pour lequel la gate travaillerait dans sa région positive dès que le signal d'entrée dépasserait 0,2 V et dont le V_{DS} ne pourrait guère dépasser -30 V.

Plus récemment, de nouveaux transistors doubles à effet de champ mieux adaptés à ces con-

ditions sont parus récemment au Japon et certains existent même en version complémentaire. Une étude à ce sujet sera faite ultérieurement.

Pour en revenir aux transistors de sortie 2SD 218 et 2SA 649, fabriqués autrefois par NEC au Japon, Kanéda les remplaça en 1974 par les 2SD 188 et 2SA 627 bien connus, puisqu'ils équipent la majorité des montages Kanéda ainsi que l'amplificateur Hiraga classe A de puissance 20 W + 20 W. Ils représentent un bon remplacement de la première version Kanéda. L'ancienne paire reste néanmoins encore recherchée par certains amateurs japonais qui ont pu connaître la première version de l'amplificateur. Noter que la paire complémentaire 2SD 218/2SA 649 avait un P_C de 80 W, celui de la paire actuelle 2SD 188/2SA 627 n'étant que de 60 W. L'ancienne paire était par ailleurs avantagée par un C_{ob} de 200 pF (contre 300 pF sur la nouvelle paire), la valeur du f_T restant à peu près identique. Par contre l'ancienne paire était avantagée par une valeur de $r_{bb'}$ deux fois plus faible, soit 30 Ω au lieu de 60 Ω .

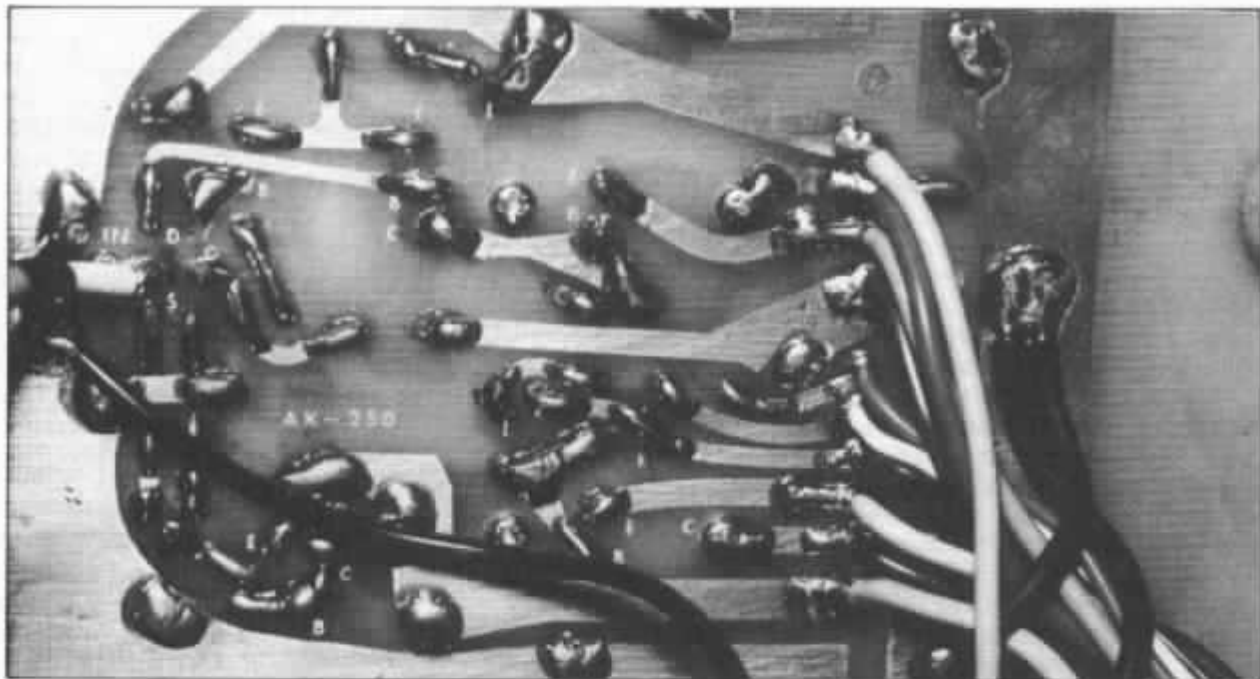
Actuellement, ni l'une ni l'autre paire n'est disponible, du moins fabriquée par la firme NEC.

Dans le montage publié sur la figure 1, les transistors Tr 8 et Tr 9, les bipolaires complémentaires 2SC 1161 et 2SA 653, d'origine NEC (structure silicium épitaxiale Mesa) sont devenus quasi-introuvables depuis quelques années déjà, la fabrication ayant été arrêtée en vue du remplacement de tous les petits et moyens boîtiers métalliques par les nouvelles séries moulées. Le remplacement de cette paire par un équivalent valable, non seulement sur le plan des caractéristiques mais aussi sur celle des qualités subjectives est celle qui pose le plus de problèmes. Il faut ensuite savoir que les transistors

Tr 3, Tr 4 et Tr 7, les 2SC 1400, d'origine NEC (NPN, structure silicium épitaxiale passivée) ont également disparu. Ceux-ci sont encore très recherchés au Japon car ils sont utilisés sur de nombreux montages Kanéda, filtres actifs comme amplificateurs. Dans l'ensemble, on s'aperçoit que tous les transistors, mis à part le 2N 3954 doivent être remplacés en vue d'une réalisation future. En effet, Tr 5 et Tr 6 ne sont également plus disponibles depuis environ 1 an. Imaginons ce que l'on risque d'obtenir, sans même avoir écouté la version d'origine, en remplaçant sans tests poussés les transistors d'origine par des soit-disant « équivalents » et si, de plus, pour des raisons pratiques et économiques, les circuits d'alimentation sont modifiés ou simplifiés.

Pour le premier étage, de type différentiel, il est essentiel de savoir si le choix doit se porter sur des transistors bipolaires ou à effet de champ.

Cette paire doit en premier lieu posséder de très faibles dérives thermiques afin que la sortie de l'amplificateur ne génère pas un signal continu positif ou négatif superposé au signal. Ces transistors doivent donc être couplés thermiquement ou encore être montés dans un boîtier métallique unique. De savoir si ces transistors doubles doivent être réalisés à partir du même substrat ou de deux substrats séparés est un autre petit problème. Sur le plan des dérives thermiques le monosubstrat est préférable. Pour d'autres raisons, les substrats séparés sont souvent préférables à l'écoute. Les transistors doivent ensuite posséder de bonnes caractéristiques de bruit. Il n'est pas rare de rencontrer, même parmi des appareils de haut de gamme, des amplificateurs dont le bruit de fond résiduel n'est pas négligeable, car devenant facilement audible sur un système de haut-



Etage d'entrée et pré-driver de l'amplificateur Kanéda classe A 50 W + 50 W.

parleurs à haut rendement. Le montage, à couplage direct, doit s'effectuer sans condensateur de liaison et sans risque de dérive due par exemple au vieillissement des composants. Le circuit d'entrée doit posséder un CMRR (taux de réjection en mode commun) aussi élevé que possible. L'étage d'entrée doit être également très performant en « Slew rate ». Un calcul rapide peut démontrer qu'un transistor à effet de champ possède un Slew rate au moins 20 fois plus rapide que celui d'un transistor bipolaire. Pour un couplage direct, la suppression du condensateur d'entrée sur un transistor bipolaire pose des difficultés de réglages (trimmers, diodes zener etc). Dans un montage différentiel, si, dans le but d'améliorer la réponse transitoire on augmente le courant émetteur, les performances en bruit résiduel diminuent d'autant. Le travail du montage différentiel est également influencé par le réglage du zéro en entrée, de même que l'insertion en série d'une résistance de base risque de diminuer

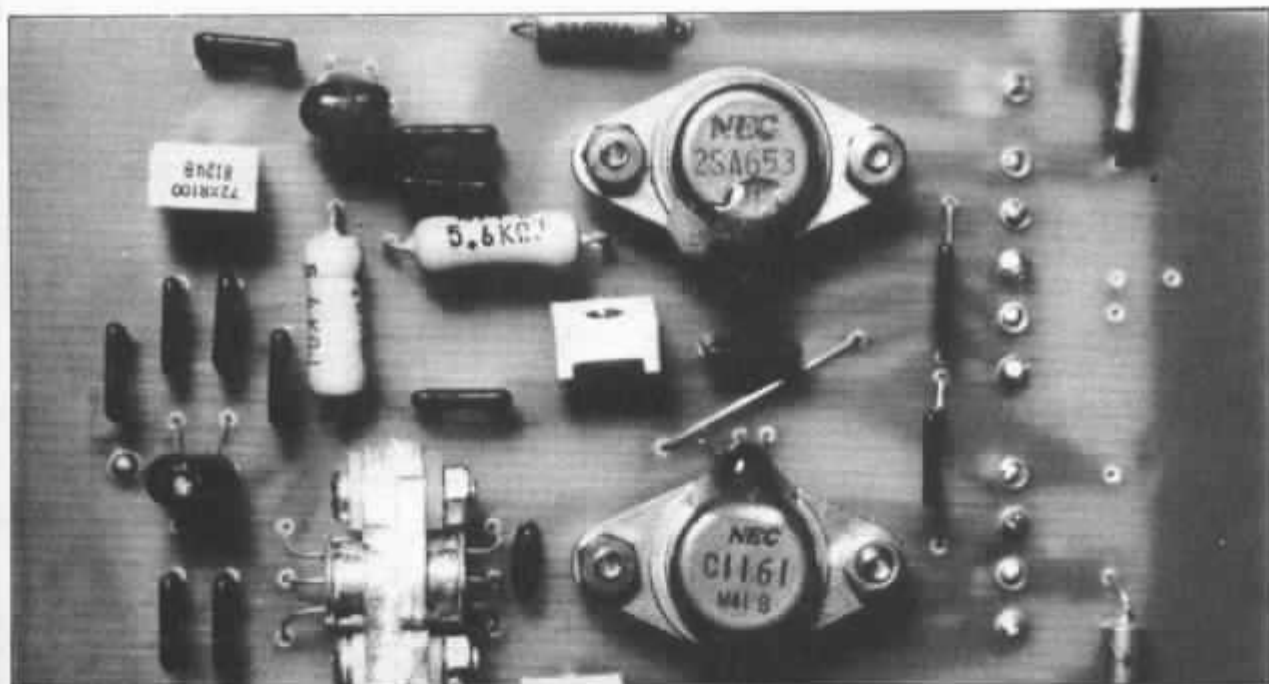
la qualité subjective (influence du comportement dynamique de la résistance). L'emploi d'un transistor à effet de champ double devient alors d'une nécessité absolue, du moins pour ce type de montage. Les réglages de zéro en entrée sont inexistant. Un boîtier double permet d'obtenir un appairage rigoureux et un bon comportement lors de variations de température. Les problèmes de bruit de fond cités plus haut ne se posent pas ou pratiquement pas. Ensuite, le transistor à effet de champ possède le gros avantage d'avoir une impédance d'entrée élevée, ce qui est loin d'être négligeable.

Dans le cas d'un montage différentiel, la paire de transistors à effet de champ, pour le même pourcentage d'appairage que celui d'une paire différentielle à effet de champ, procure une valeur de dérive en température 10 fois inférieure en moyenne. Inversement, pour un appairage identique, la paire bipolaire produira une dérive en température plus importante.

A titre documentaire, le

tableau de la figure 3 présente trois méthodes d'utilisation du transistor bipolaire que l'on rencontre couramment. Ce sont le montage en émetteur commun, en émetteur follower et le montage différentiel avec miroir de courant. Cette figure donne une représentation schématique des circuits, les valeurs que prennent, en basse fréquence, les impédances d'entrée et de sortie.

Sur la figure 4 figurent les variantes de possibilité d'emploi des transistors à effet de champ : montage FET différentiel, FET complémentaire, FET complémentaire avec régulateur à miroir de courant. Ces transistors ayant une fréquence de transition f_T élevée, il est intéressant de connaître les valeurs exactes que prennent l'impédance d'entrée et de sortie aux fréquences élevées. Notons que ces montages sont très utilisés sur les amplificateurs récemment conçus, ceci surtout depuis la mise sur le marché de transistors parfaitement appairés, montés en boîtier unique et vendus à des prix un peu plus abordables qu'autrefois. Plus récem-



Circuit imprimé de l'étage d'entrée et pré-driver.

ment encore, on peut même trouver, notamment au Japon, des paires complémentaires FET en canal N et P, de sorte qu'il devient possible de réaliser des montages tels que le double différentiel à effet de champ d'entrée. Certains amplificateurs japonais très récents mettent en oeuvre ce genre de circuit qui, en montage cascade muni de double régulation, le tout dans une configuration complémentaire complique sérieusement le premier étage mais permet d'améliorer considérablement plusieurs paramètres (linéarité, bande passante, stabilité).

Lors de l'utilisation d'un transistor à effet de champ, il est très intéressant de rassembler le maximum de renseignements techniques sur le transistor choisi, l'allure prise par le schéma équivalent en B.F. comme en H.F. On peut déterminer les valeurs exactes du gain, de la bande passante, déterminer les effets des capacités parasites sur la stabilité ou sur la largeur de la bande passante. Le tableau de la figure 5 donne ces précisions pour huit

sortes de montages souvent rencontrés, le cas (8) se rapportant à un différentiel bipolaire.

Gain, bande passante, distorsion des étages amplificateurs de tension

La configuration habituelle des amplificateurs à couplage direct s'assimile à ce que l'on peut voir sur la figure 6. Dans les montages simplifiés, on peut d'ailleurs faire suivre le transistor double à effet de champ d'un circuit intégré. Dans le cas de l'amplificateur Kanéda, le choix des différents paramètres de gain de bande passante, de distorsion, de stabilité et aussi (et surtout) de qualité subjective vont exiger des tests fastidieux et minutieux de chaque point du circuit, divers essais devant mener à la solution considérée comme étant la meilleure.

Dans un montage composé d'un double FET suivi d'un étage différentiel bipolaire monté en couplage direct, on charge généralement les collecteurs du troi-

sième étage de résistances de valeurs identiques. Certains ont pensé que, vu que la sortie était effectuée sur un seul des deux collecteurs, on pouvait relier à la masse le collecteur non utilisé. Ce montage fonctionne, mais comme le montre la figure 7 le taux de distorsion est élevé, bien que régulièrement montant. Sous cette condition, avec Tr 4 monté en collecteur commun, c'est-à-dire travaillant en émetteur follower, le signal de sortie provenant de Tr 2 (précédent étage différentiel) se retrouve sur l'émetteur de Tr 3. Cette tension étant en opposition de phase par rapport au signal appliqué à la base de Tr 3, le signal se retrouvant entre l'émetteur et le collecteur de Tr 3 va se trouver en quelque sorte amplifié, augmentant le niveau d'entrée et le gain de l'étage. D'emblée, ce montage paraît donc avantageux et on le trouve appliqué sur certains montages amplificateurs et préamplificateurs. Malheureusement la mesure du taux de distorsion le défavorise très nettement, ceci même par rapport à un montage

Circuit	Impédance d'entrée (en B.F.)	Impédance de sortie (en B.F.)
<p>Différentiel avec miroir de courant</p>	$Z_{in1} \approx R_{G1} \parallel 2h_{ie1}$ $= \frac{2h_{ie1} \cdot R_{G1}}{R_{G1} + 2h_{ie1}}$ $Z_{in2} \approx R_{G2} \parallel 2h_{ie2}$ $= \frac{2h_{ie2} \cdot R_{G2}}{R_{G2} + 2h_{ie2}}$	$Z_o \approx R_L$ quand $\frac{1}{h_{oe2}} + \frac{1}{h_{oe4}} \ll \frac{1}{R_L}$
<p>Emetteur commun</p>	$Z_{in} \approx R_1 \parallel R_2 \parallel [h_{ie} + (1 + h_{\beta}) R_E]$ $\approx \frac{R_1 R_2 (h_{ie} + h_{\beta} R_E)}{R_1 + R_2 + h_{ie} + h_{\beta} R_E}$	$Z_o \approx R_L$ quand $\frac{1}{h_{oe}} + R_E \gg R_L$
<p>Emetteur follower</p>	$Z_{in} \approx R_1 \parallel R_2 \parallel [h_{ie} + (1 + h_{\beta}) R_E]$ $\approx \frac{R_1 R_2 (h_{ie} + h_{\beta} R_E)}{R_1 + R_2 + h_{ie} + h_{\beta} R_E}$	$Z_o \approx \frac{R_E}{1 + \frac{h_{ie}}{h_{\beta} R_E}}$ quand $R_E \cdot h_{oe} \ll 1$

Fig. 3 : Détermination de la valeur d'impédance d'entrée et de sortie des transistors bipolaires montés en différentiel, en émetteur commun ou en émetteur follower.

Fig. 4 : (A droite) Détermination de l'impédance d'entrée et de sortie pour les montages à entrée sur transistors à effet de champ : FET différentiel, FET complémentaire et FET complémentaire avec miroir de courant.