

# L'AUDIOPHILE



10<sup>e</sup> ANNÉE. N°39. AUTOMNE 1998. 43 F

**Page non  
disponible**

## La correction de gravure RIAA de type Westrex

Les laboratoires américains de la Bell Systems, la Western Electric, et sa division Westrex figurent parmi les pionniers de l'enregistrement et de la reproduction phonographique. A la fin des années 50, c'est grâce au burin de gravure Westrex 45/45 que furent lancés les premiers disques microsillons stéréophoniques. On se souvient peut-être des disques américains Audio Fidelity, lancés en novembre 1957, par l'ingénieur et président de cette firme Sidney Frey. Grâce aux performances du burin graveur Westrex précédé des amplificateurs de gravure de la même marque, grâce aussi au soin apporté aux enregistrements et aux pressages, Audio Fidelity annonçait fièrement une bande passante de 30 Hz à 16 000 Hz, un pressage au bruit de surface négligeable. On se souvient peut-être du disque «Duke of Dixieland», pour lequel l'accroche de la pochette «you have to hear it to believe it», «il faut l'écouter



Fig. 1 : Pochette du disque américain Audio Fidelity, microsillon 33 tours stéréo de haute fidélité, mis en vente début 1958.

pour le croire» (figure 1), se justifiait aussi bien en février 1958, qu'aujourd'hui : avons-nous réellement fait mieux depuis, en enregistrement analogique sur



disque 33 tours stéréo ? Des performances qui avaient pu être obtenues grâce au burin graveur stéréo Westrex que la célèbre revue américaine publiait pour la première fois, sur sa couverture en 1958 (figure 2).

Pour la réalisation de ces disques, Westrex utilisait des amplificateurs de gravure à tubes précédés d'étages de correction aux normes RIAA (Record Industry Association of America). C'est en 1955 que les ingénieurs Davis,

Fig. 2 : Burin graveur stéréo Westrex 45/45, publié pour la première fois en 1958 sur la couverture de la revue américaine Audio.

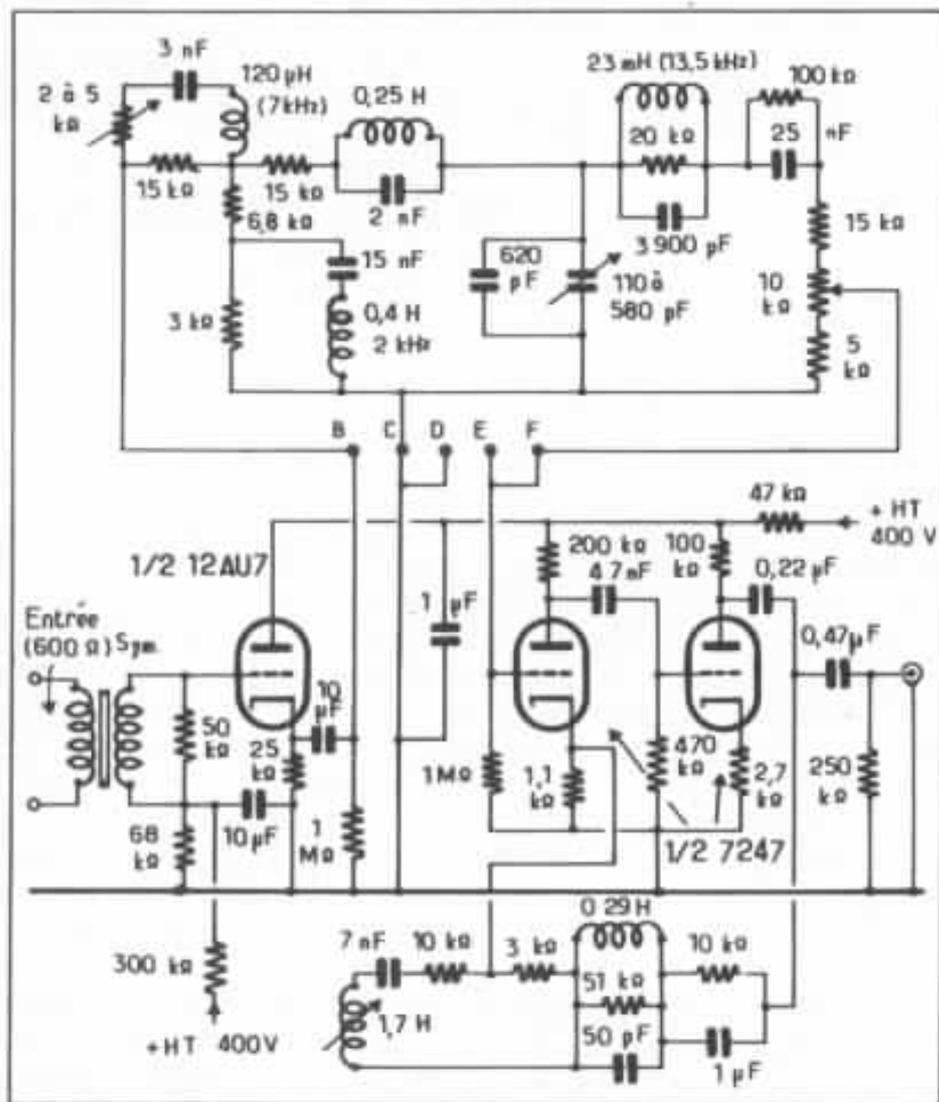


Fig. 3 : Préamplificateur de gravure de type Westrex assurant la correction RIAA et corrigeant plusieurs défauts du burin graveur. Ce circuit est suivi de l'amplificateur de gravure à asservissement du burin.

Frayne et Wyte, de la Westrex décidèrent après de longues discussions concernant la compatibilité mono-stéréo, l'avenir commercial, les problèmes de technique ou relatifs à la standardisation, d'adopter la gravure micro-sillon dite 45/45, ainsi qu'un standard de correction de gravure qui fut plus tard, standardisé sous la norme RIAA. Sur l'amplificateur de gravure, les étages de correction de gravure étaient de type actif et passif, à éléments LCR. Il fallait cependant, en plus de cette correction de gravure, insérer d'autres filtres destinés à supprimer les résonances du burin graveur et à élargir la bande passante. D'où une configuration de schéma semblable à celle de la figure 3, qui avait déjà été publiée dans le n°21 de l'Audiophile. En faisant abstraction des corrections secondaires, un réseau de correction de gravure RIAA passif s'assimile à celui de la figure 4. Pour un réseau de correction actif, on pourrait utiliser une configuration semblable à celle de la figure 5. En pratique et mis à part l'exception que représente le préamplificateur Western Electric, ce montage ne s'est pour ainsi dire jamais appliqué sur des réalisations commerciales. Aux selfs spéciales pour applications audio de ce genre, introuvables, s'ajoutent les problèmes de risques de ronflement par induction. Dans le cas d'une fabrication en série de ce type d'inductance, l'obligation d'avoir recours à des versions à tolérances serrées en aurait fait un composant passif du prix élevé, peu pratique (car volumineux en raison des blindages devant protéger ces selfs). Bien des raisons qui expliquent l'absence totale d'intérêt des constructeurs pour ce type de correction de gravure RIAA.

Aujourd'hui, et mis à part de rares exceptions, les préamplificateurs à tubes ou à transistors utilisent des corrections de type

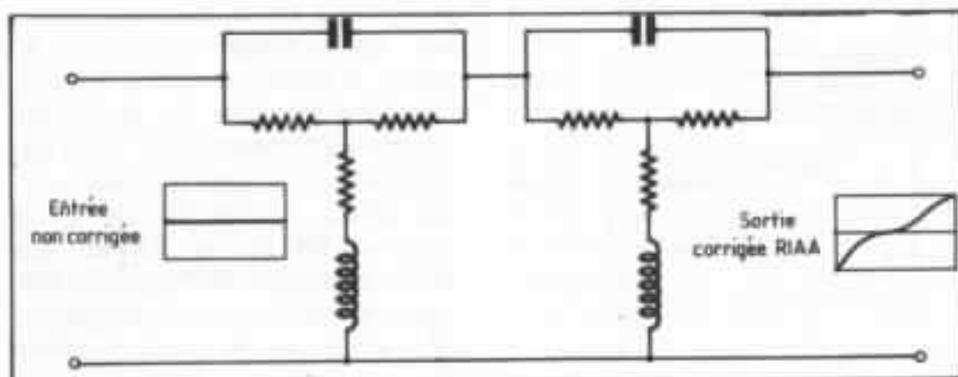


Fig. 4 : Correction de gravure RIAA passive à éléments LCR, à l'enregistrement. En pratique, le schéma se complique par l'addition de plusieurs autres circuits de correction des caractéristiques de linéarité et de largeur de bande passante du burin graveur.

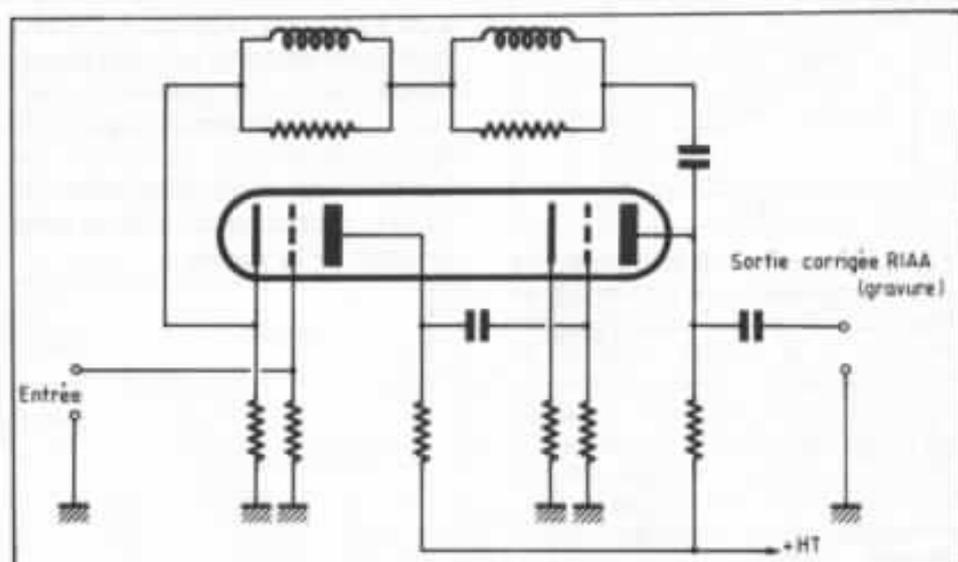


Fig. 5 : Réseau de correction RIAA actif à éléments LR, pouvant être réalisé lors de la gravure.

actif. La boucle de contre-réaction sélective utilisée produit dans ce cas un taux qui atteint, à 20 kHz, une valeur comprise entre 50 et plus de 60 dB. Ce qui est énorme, étant donné que ce taux est appliqué en une seule boucle. La figure 6 illustre ces deux exemples. On y remarque qu'en plus des 40 dB de CR à 20 kHz nécessaires pour obtenir en sortie la correction RIAA, il faut ajouter un supplément de 15 à 30 dB de CR générale, appliquée sur toute la bande audio, ce supplément étant destiné à élargir la bande passante et à diminuer le taux de distorsion harmonique. La simplicité du circuit, l'excellent rapport signal/bruit obtenu, le coût de revient intéressant en font le circuit le plus répandu.

Toutefois la recherche d'un montage très performant oblige à se poser différentes questions conduisant à douter des performances des circuits classiques. La première que l'on pourrait se poser est celle de la caractéristique de distorsion obtenue après application de la contre-réaction. En premier lieu, il serait souhaitable qu'avant application de la boucle de CR, le circuit préamplificateur puisse couvrir la bande audio au décibel près et que le taux de distorsion soit faible (0,5 % par exemple, entre 20 Hz et 20 000 Hz). En raison des circuits utilisés, nécessitant un gain élevé en boucle ouverte, la bande passante, avant application de la CR est limitée, ce principalement au-dessus de 8 à 10 kHz. De même,

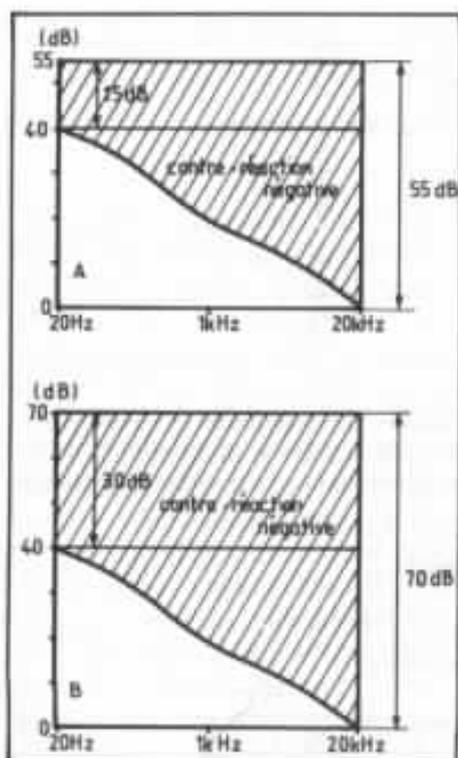


Fig. 6 : Correction de gravure RIAA active, appliquée à la lecture. A un taux de CR global, compris entre environ 5 et 30 dB, s'ajoute la contre-réaction à taux variable en fonction de la fréquence, taux qui est de 40 dB à 20 Hz, par rapport à 20 Hz. A 20 kHz, le taux de CR total atteint des valeurs très élevées, comprises entre 45 dB et près de 70 dB.

le taux de distorsion harmonique est élevé et tend à croître encore plus rapidement lorsque la fréquence augmente. Ainsi, en admettant qu'en boucle ouverte le circuit préamplificateur offre un taux de distorsion constant, de valeur 1 % sur toute la bande audio, celui-ci devrait, en toute logique et une fois le réseau RIAA actif appliqué, rester de 1 % à 20 Hz, passer au 1/10<sup>e</sup> de sa valeur (soit -20 dB) à 1 kHz et au 1/100<sup>e</sup> de sa valeur (soit -40 dB) à 20 kHz. Ce qui donnerait respectivement 1 %, 0,1 % et 0,01 %. Si de tels résultats pouvaient être obtenus en pratique, l'oreille plus sensible à la distorsion aux fréquences élevées qu'aux fréquences basses, pourrait pleinement bénéficier de cette caractéristique de distorsion diminuant avec l'aug-

mentation de la fréquence. Or, sur les préamplificateurs courants, à tubes comme à transistors, les résultats de distorsion harmonique obtenus ne sont pas du tout conformes à la logique. En effet, si l'on obtient entre environ 500 Hz et 8 kHz, une nette réduction du taux de distorsion, celui-ci reste néanmoins plus élevé que la valeur escomptée. Au-dessus de 8 kHz, le taux de distorsion croît en général avec l'augmentation de la fréquence, pour atteindre une valeur 3, 5 ou 10 fois supérieure à 20 kHz, par rapport à 1 kHz. Ainsi, en sortie d'un correcteur RIAA actif, on rencontre souvent une caractéristique de distorsion/niveau de sortie, en fonction des trois fréquences de 20 Hz, 1 kHz, et 20 kHz proche de celle de la figure 7.

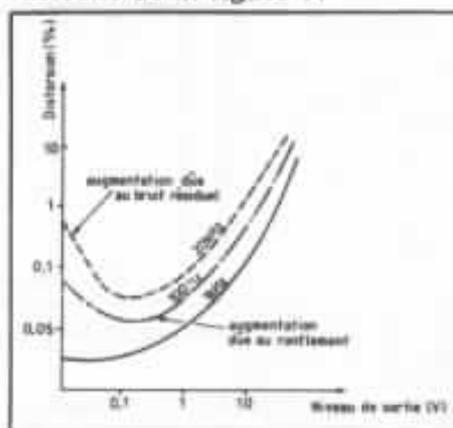


Fig. 7 : Caractéristique de distorsion en fonction du niveau de sortie, pour des fréquences de 100 Hz, 1 kHz et 20 kHz, généralement obtenues à la sortie d'un correcteur RIAA actif.

A 20 Hz, le bruit résiduel, le ronflement font augmenter plus ou moins sensiblement le taux de distorsion, ce qui peut fausser les estimations théoriques. A 20 kHz, également, compte tenu de la nette augmentation du bruit résiduel. Ce qui peut devenir un excellent prétexte pour expliquer cette augmentation du taux de distorsion. En réalité, si le bruit de fond contribue à une petite augmentation du taux de distorsion à 20 kHz, il reste difficile d'expliquer pourquoi, à

20 Hz, on trouve autant de distorsions qu'à 20 kHz, ceci malgré quelques 40 dB de taux de C.R. en plus !

C'est donc un point sur lequel il faut insister, celui-ci étant soit sous-estimé, soit oublié. Du moins sur la majorité des préamplificateurs, car il existe fort heureusement des exceptions.

Les préamplificateurs «Sunsey Minimum», «Le Tube» figurent parmi ces exceptions, de même que celui décrit dans le n°21 de cette revue. Sur le Sunsey Minimum, il était mis à profit un gain très élevé en boucle ouverte et une courbe de réponse chutant naturellement aux fréquences élevées, permettant ainsi d'obtenir une correction RIAA sans avoir pour autant à appliquer un taux élevé de CR au-dessus de 1 kHz. C'est un circuit qui paradoxalement offrait un taux de distorsion légèrement plus faible à 10 kHz qu'à 1 kHz.

Avec le circuit préamplificateur Le Tube, on avait recours à un circuit de correction actif/passif à réseau passif imbriqué dans le réseau actif, limitant également la valeur du taux de contre-réaction aux fréquences élevées. Pour ce montage, le choix de ce circuit éliminait en partie les désavantages, liés au circuit de correction passif à éléments RC. Si le circuit de correction passif avait été placé en tête, avant le premier tube, un signal de 1 mV à 20 kHz, provenant de la cellule aurait pris, après le filtre RIAA passif une valeur 100 fois plus basse (-40 dB), soit 0,01 mV. Ce qui aurait été beaucoup trop bas pour assurer une amplification correcte, sous un bon rapport signal/bruit.

Un mauvais rapport signal/bruit n'aurait d'ailleurs pas été le seul inconvénient, les autres étant une perte de sensibilité aux fréquences élevées avec, en conséquence, une influence des plus marquées des instabili-

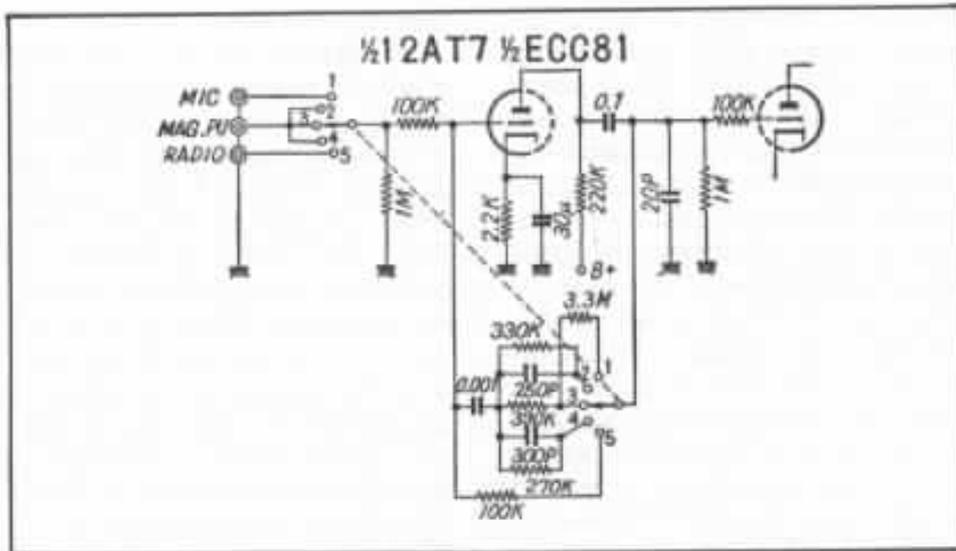


Fig. 8 : Etage phono avec correcteur de gravure RIAA, 78 tours et AES utilisé sur le préamplificateur anglais Leak TL-12. Remarquer la résistance de 100 kΩ insérée entre l'entrée phono et la grille du premier tube.

tés de la haute tension et des circuits d'alimentation. Un autre gros inconvénient aurait été l'insertion, entre la cellule phonoelectrique et le premier tube, d'une résistance série de forte valeur. Sur les circuits conçus au cours des années 50-60 par Mc Proud, Altec, sur les montages bien connus Leak TL-10 ou TL-12 (figure 8) il était fait usage d'une résistance de valeur 100 kΩ. Pour un signal d'entrée phono de 5 mV à 1 kHz, 0 dB le même niveau à 20 Hz n'est plus que de 0,5 mV. Toujours à 20 Hz, un bon rapport signal/bruit, une bonne dynamique exigent l'amplification de signaux aussi faibles que

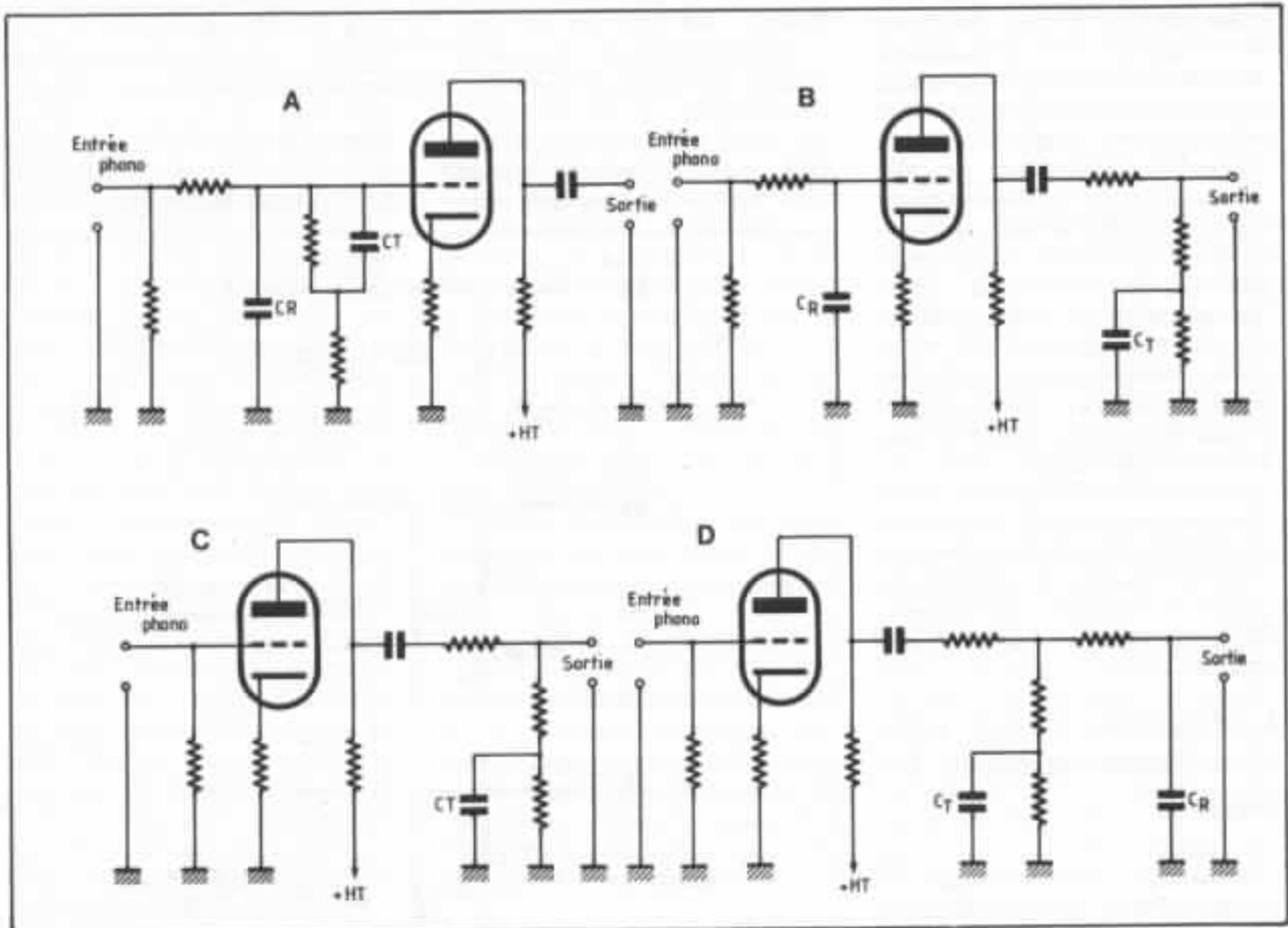


Fig. 8(bis) : Correction de gravure RIAA, à la lecture. Placée en tête, comme en A, le niveau d'entrée trop faible rend impossible l'application de ce circuit. En B, les réseaux de correction passive sont divisés en deux et placés avant et après le 1<sup>er</sup> tube, comme sur le célèbre Quad II. En C et en D, deux solutions classiques de la correction passive placée après le 1<sup>er</sup> tube. Noter que toutes ces versions introduisent une résistance série élevée, comprise entre 30 kΩ et 220 kΩ en général.

-60 dB, soit toujours à 20 Hz, et dans les mêmes conditions (pour 1 kHz/0 dB, 5 mV) 1000 fois moins ou 0,5  $\mu$ V ! Une valeur vraiment très faible si l'on pense que les instabilités des circuits de haute tension peuvent atteindre des amplitudes transitoires de plusieurs volts. Pour le tube d'entrée, le bruit thermique, le souffle, les instabilités d'émissions électroniques de la cathode, les instabilités provenant de l'effet microphonique s'ajoutent au bruit propre introduit par les résistances, lesquelles ne sont d'ailleurs jamais purement résistives. Sur les étages phono comportant une résistance série en tête, ce composant aussi bon soit-il, aura pour conséquence et à l'écoute, des pertes d'information avec l'incapacité de pouvoir transcrire fidèlement des nuances, des signaux variant lentement en amplitude ou en fréquence. N'oublions pas que sur ce genre de circuits, les sélecteurs d'entrée couplés aux circuits de correction de gravure peuvent introduire des effets électrochimiques (effet Peltier) de plusieurs dizaines de millivolts en raison du contact de différents métaux entre eux : bronze-beryllium, argent-cuivre, bronze, étain, fer, etc...

Que de conditions de fonctionnement vraiment peu rassurantes qui ont incité les constructeurs attirés par le principe du circuit de correction RIAA passif à placer celui-ci après le 1<sup>er</sup> étage.

### Correction RIAA passive placée après le 1<sup>er</sup> étage

Résumons tout d'abord les avantages et les inconvénients du circuit de correction RIAA actif. Ceci afin de mieux comprendre les raisons pour lesquelles il a été choisi cette fois un correcteur passif à éléments LCR. Afin également que l'on ne fasse

pas de confusion avec l'article paru dans le n°21 (préamplificateur à tube à circuit RIAA actif). Dans ce dernier, il était recherché avant tout un très bon rapport signal/bruit, un signal de sortie maximum très élevé ainsi qu'un très faible taux de distorsion harmonique. C'est une solution qui reste tout à fait valable, à même de procurer de très bons résultats d'écoute et de très bonnes performances aux mesures. C'est en effet, en y ajoutant de très bons composants et des alimentations régulées rapides et à faible bruit résiduel, que l'on peut aboutir à des réalisations classées parmi les meilleures au monde. C'est le cas des préamplificateurs américains Audio Research SP-10 et SP-11.

Sur les circuits à tubes SRPP, décrits dans les n°2 et 7 de l'Audiophile, il était fait usage de trois types de correcteurs RIAA passifs (figure 9) introduisant une résistance série com-

prise en 100 k $\Omega$  et 30 k $\Omega$ . En prenant le cas d'un étage d'entrée procurant un gain de 40 dB, le filtre RIAA passif introduira donc une perte de gain de 20 dB à 1 kHz, le gain total passant à 20 dB. Pour 5 mV (à 1 kHz) en entrée, on obtiendra donc 500 mV, en sortie du premier étage, puis 50 mV après la correction RIAA passive. Le disque gravé selon la norme RIAA permettant d'obtenir 5 mV à 1 kHz aux bornes de la cellule on obtiendra 50 mV à 20 kHz et seulement 0,5 mV à 20 Hz et donc un niveau constant de 50 mV après le correcteur passif, ceci entre 20 Hz et 20 kHz. Comme énoncé plus haut, retenons cependant le fait qu'à 20 kHz, un niveau de gravure de -60 dB correspond à un signal appliqué à l'entrée du premier tube de l'ordre de 50  $\mu$ V seulement, soit 5 mV à la sortie du premier tube et 0,5 mV après la correction RIAA passive.

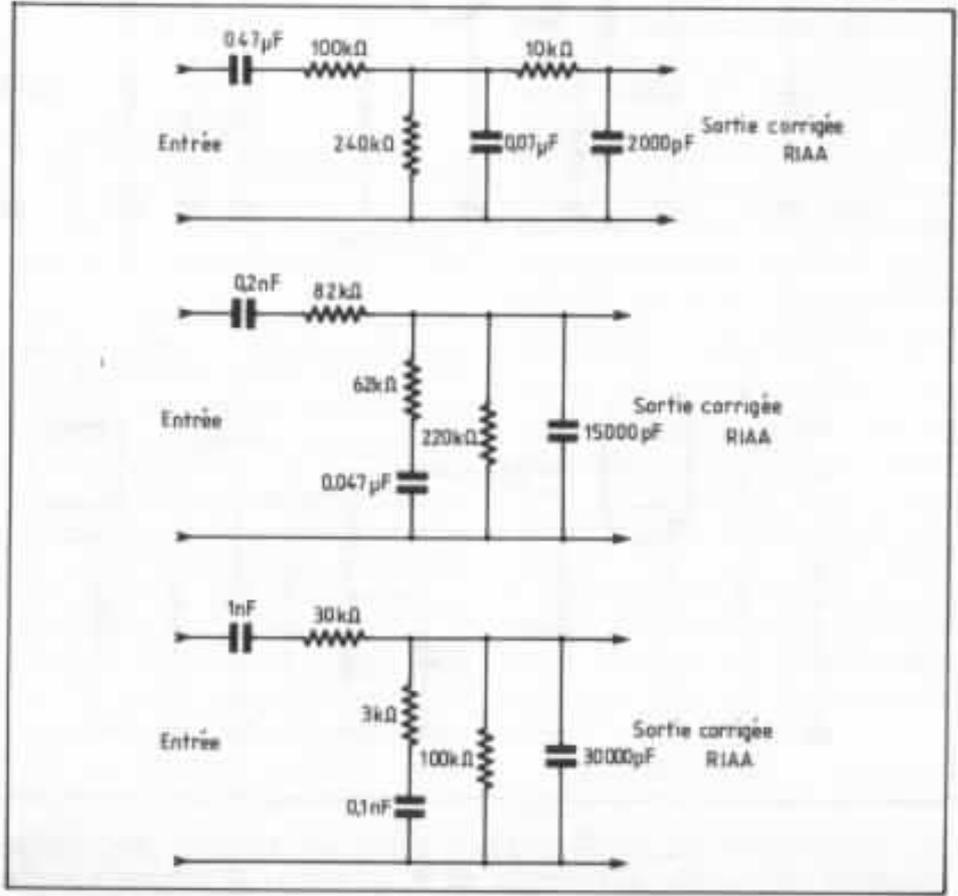


Fig. 9 : Filtres correcteurs RIAA passifs. Trois exemples utilisés sur différents montages SRPP proposés dans l'Audiophile. Remarquer la présence de la résistance série qui varie entre 110 k $\Omega$  et 30 k $\Omega$ .

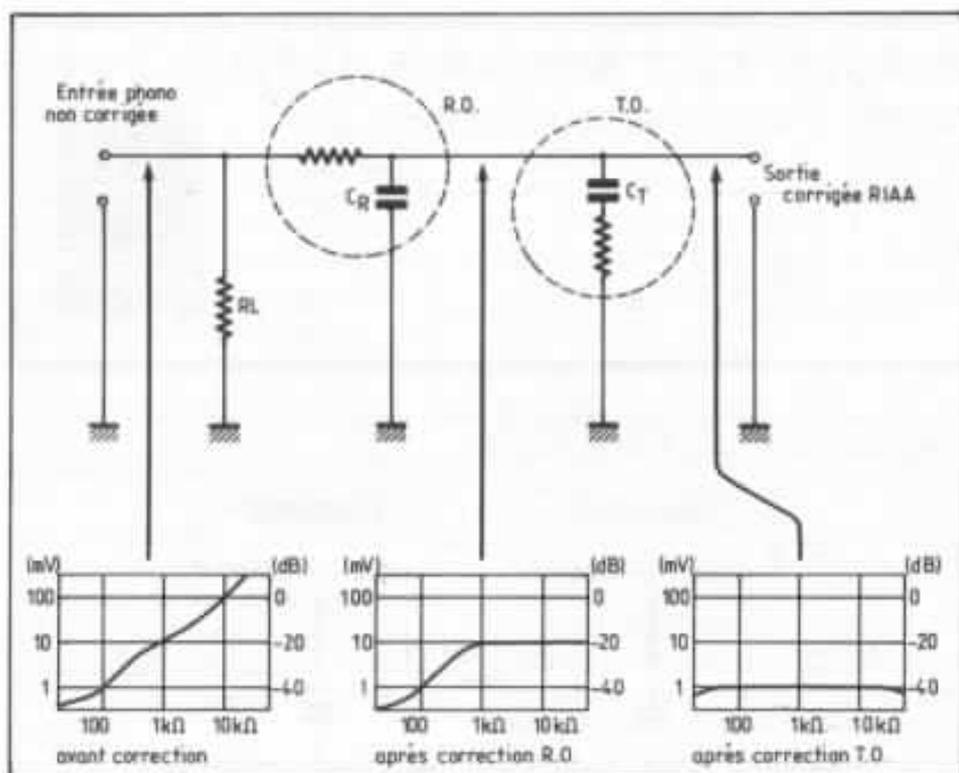


Fig. 9(suite) : Actions des éléments R et C constituant un filtre RIAA passif.

Quant au correcteur passif placé après un étage d'entrée linéaire, l'avantage consistant à pouvoir élaborer un très bon circuit a aussi pour inconvénient le fait que la recherche d'un étage d'entrée à gain trop élevé est limité par une plage de travail du signal d'entrée qui s'établit dans un rapport de 100 entre 20 Hz et 20 kHz, sans oublier le recul de bruit que l'on souhaiterait de -60 dB dans cette bande. Sans oublier encore la marge de surmodulation maximale souhaitable, c'est-à-dire environ +30 dB à toutes les fréquences ! Du rêve à la réalité, l'écart est vraiment très grand et il ne serait donc pas question de choisir un étage d'entrée présentant un gain de 1000 (60 dB) : par rapport à la référence de tension d'entrée de 5 mV/1 kHz, une surmodulation de +30 dB à 20 kHz en ferait un signal d'entrée de 1,5 V et un signal de sortie de 1500 V ! Pour être réaliste, le meilleur compromis concernant le gain de l'étage d'entrée reste une valeur comprise entre 60 et 200 soit une valeur maximale proche de 45 dB.

Pour le correcteur 100 % passif, ces considérations nous font mieux comprendre l'importance de la qualité des composants passifs servant à réaliser ce filtre. Sur la correction RIAA, active, le problème se complique par le fait qu'entre 10 et 20 kHz, le taux de contre-réaction global peut dépasser 50 dB, et rendre le circuit instable ou proche de l'instabilité, sans parler des plus gros inconvénients :

- l'effet d'effacement des harmoniques de rang élevé et des micros-informations contenues dans le signal audio,
- la création de distorsion harmonique de rang élevé (expliquant en partie le phénomène d'accroissement du taux de distorsion aux fréquences élevées),
- la création du phénomène de distorsion d'intermodulation transitoire (TIM) dans une zone où l'oreille est très sensible.

## Le correcteur RIAA passif à éléments LCR

Les inconvénients liés au cor-

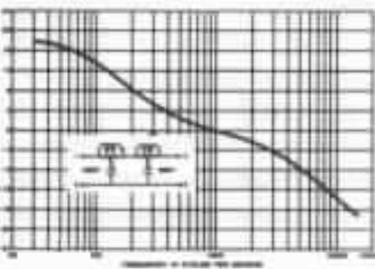
recteur passif classique à éléments RC sont :

- impédance élevée (capacités parasites, influence des charges statiques et dynamiques)
- résistance série élevée (perte de détails, de transparence, de fermeté dans le registre grave, effets de sons arrondis ou anormalement doux.
- non linéarité de la qualité subjective en fonction de la fréquence (le registre aigu et extrême aigu paraissent en général supérieurs au registre grave et extrême-grave.

Dans le cadre d'un montage à correcteur RIAA passif, l'idéal serait donc l'insertion d'un circuit travaillant à basse impédance et à très faible résistance série (en courant continu), d'un circuit LCR de structure identique mais de fonction symétriquement opposée à celui utilisé lors de la gravure du disque. C'est la firme Western Electric qui semble être à l'origine de ce montage qui avait été proposé aux alentours de 1950, pour la lecture des disques 78 tours. Le montage utilisait en entrée un tube 12AT7 suivi de 13D3 (de caractéristiques proches de la ECC32, mais en brochage noval) entre lesquels était placé le filtre correcteur passif à éléments LCR. L'étage de sortie était de type push-pull avec transformateur de sortie symétrique à secondaire d'impédance 600 Ω.

C'est en 1974 qu'une petite firme japonaise spécialisée dans l'importation confidentielle «d'antiquités audio», dont faisaient partie les matériels Western Electric, réalisa un filtre de même type, à l'aide de composants de très haute qualité. Les selfs étaient d'origine Marik, un petit constructeur japonais de transformateurs pour applications audio. Ces selfs, soigneusement blindées étaient placées, avec les autres composants passifs, à l'intérieur d'un boîtier blindé semblable à un capot de transformateur, avec au dessous

**エルタスオリジナルRIAA(L.C.R)ユニット**  
 最高級機、プロ用のプリアンプが製作できます。  
 ¥35,000  
 (例) BTS 2BH-1



input → Amp → 600Ω → RIAA Curve Filter → 600Ω → Attenuator → Amp → 600Ω → output

BTS 2BH-1 or 2MH-1



Fig. 10 : Publicité parue au Japon en 1974, sur un filtre passif : éléments LCR basse impédance de marque Eltus. Ce correcteur était une réplique d'un circuit américain étudié par Western Electric.

des sorties sur perles de verre. Ce filtre, d'impédance  $600\Omega$  en entrée comme en sortie, devenait ainsi conforme aux normes japonaises BTS, appliquées sur les matériels professionnels de radiodiffusion. La publicité parue à l'époque est reproduite sur la figure 10.

Toujours sous les impédances d'entrée et de sortie au standard  $600\Omega$ , la petite firme japonaise, Eltus Corporation, avait proposé à la même époque un filtre passif trois voies à pentes d'atténuation  $12\text{ dB/octave}$  conçu non pas pour des enceintes mais pour la triamplification. Pour celui-ci, comme pour le filtre RIAA passif, les selfs à valeurs d'inductance relativement élevée devaient bien entendu être de haute qualité. Les selfs à air introduisant une résistance série élevée et posant des problèmes de blindage en raison de fuites magnétiques élevées, la version Eltus avait recours à des selfs montées sur noyaux magnétiques, constitués de fines tôles en nickel. Ce qui explique le prix élevé proposé à l'époque au Japon, soit près de 1500 F pièce. C'est une idée qui, sans avoir été oubliée, n'a pu être mise en application par la suite pour une question de non disponibilité de selfs de ce genre, de valeur précise et de tolérance serrée.

C'est seulement en octobre 1985, qu'un amateur japonais M. Yoshio Nasu suivi de plusieurs autres proposèrent des préamplificateurs utilisant le

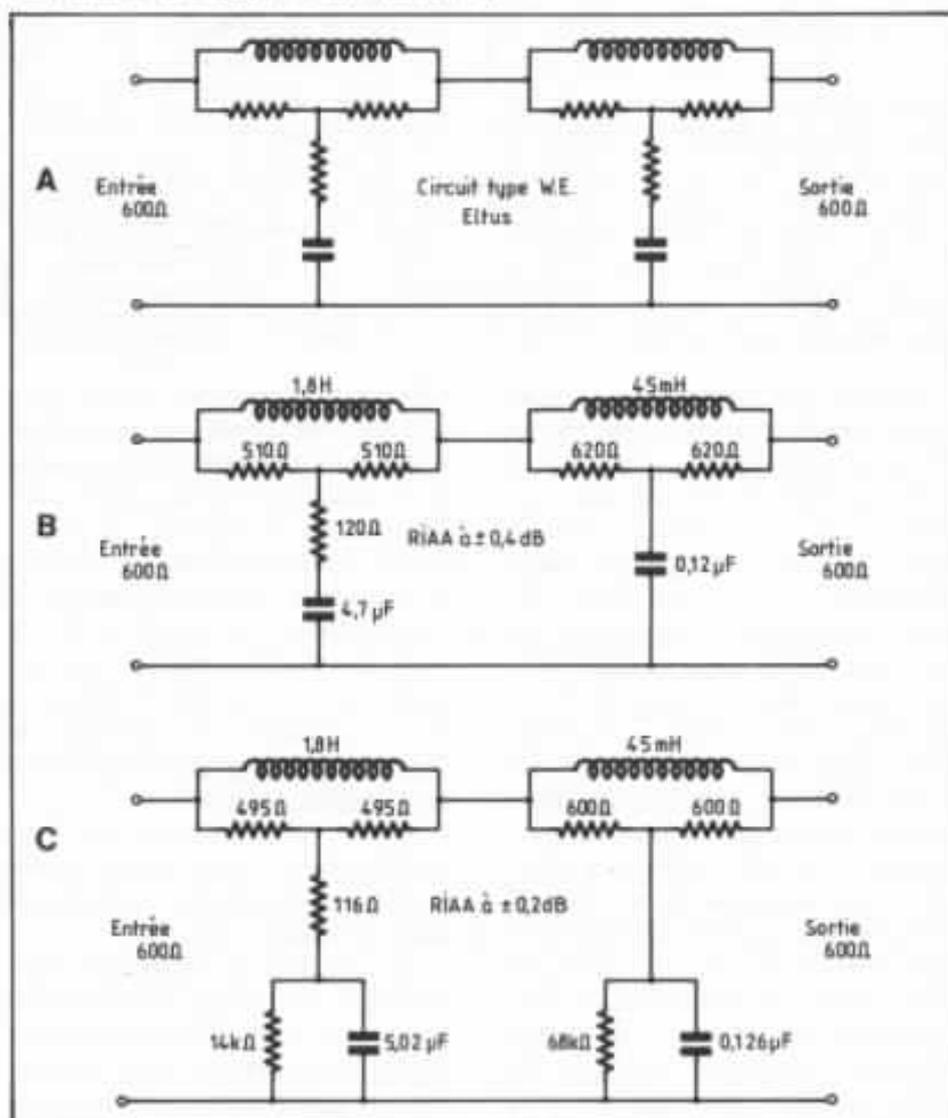


Fig. 11 : Trois variantes du correcteur passif à éléments LCR. En A, correction à  $\pm 1\text{ dB}$  près. En B, correction à  $\pm 0,4\text{ dB}$  près. En C, correction à  $\pm 0,2\text{ dB}$  près de la norme RIAA, utilisée sur l'unité de correction Tango EQ-600P.

même type de circuit. Entre la première version proposée en 1975 et la version dont il est question dans cet article, des exigences vis-à-vis de tolérances de plus en plus serrées en faisaient

trois variantes, les tolérances par rapport à la norme RIAA passant de  $1\text{ dB}$  à  $0,4\text{ dB}$ , puis à moins de  $0,2\text{ dB}$ . On trouvera ces trois variantes détaillées sur la figure 11.

Réalisées tout d'abord sur commande spéciale par le constructeur japonais Tango, ce filtre passif a été par la suite commercialisé sous la référence EQ-600P. La firme Tango a également proposé par la suite la version EQ-2L (selfs seules), permettant ainsi aux intéressés de choisir eux-mêmes d'autres types de résistances et de condensateurs. On remarquera que sur la version C, choisie par Tango, il est fait appel à des condensateurs et à des résistances aux valeurs non normalisées : 116  $\Omega$ , 495  $\Omega$ , 0,126  $\mu\text{F}$  et 5,02  $\mu\text{F}$ .

Rappelons les avantages que présente ce filtre par rapport aux réalisations précédentes à circuit LCR et par rapport au circuit RC passif :

- Impédance d'entrée quasi-linéaire en fonction de la fréquence
- Degré de précision poussé de la courbe de correction RIAA
- Filtre à basse impédance (600  $\Omega$ )
- Surmodulation très importante possible sans saturation (plus de 30 V eff.)
- Excellente réponse en phase
- Linéarité de la correction RIAA au-dessous de 30 Hz
- Très faible valeur de la résistance série du filtre

Pour cette dernière caractéristique, on passe des valeurs habituelles de 220 k $\Omega$ , 100 k $\Omega$  parfois 47 k $\Omega$  utilisées sur les filtres RC passifs classiques à des valeurs plus basses (c'est le cas du montage utilisé pour «Le Tube») de l'ordre de 15 k $\Omega$  sur des montages plus originaux. Pour ce montage LCR, utilisant le filtre Tango EQ-600P, on atteint la valeur extrêmement basse de 31  $\Omega$  seulement. Pour la première self série, de valeur 1,8 H (qui est pourtant d'une valeur élevée), la résistance série en courant continu n'est que de 26  $\Omega$ . Pour la seconde self, celle-ci n'est que de 5  $\Omega$ , soit donc un total de 31  $\Omega$ . C'est sur le plan du pouvoir de transmission des

informations sonores de très faible amplitude le circuit passif qui est de très loin le plus intéressant. D'autre part, les résistances montées en parallèle sur chacune des selfs conduisent à une valeur de résistance série dont le total n'est que de l'ordre de 2,2 k $\Omega$ , soit une valeur de 50 à 100 fois plus basses que celle d'un filtre RC passif classique.

Comme énoncé plus haut, dans cet article, cette configuration 100 % passive évite les phénomènes de constante du temps sur les boucles de contre-réaction active à taux très élevé, sur lesquelles on constate les effets bien connus de distorsion d'intermodulation transitoire et «d'effet buvard» des harmoniques de rang élevé et de très faible amplitude, contenus dans l'information musicale.

Le filtre LCR passif agit également en tant que filtre passe-bas, vis-à-vis des distorsions harmoniques et d'intermodulations produites par l'étage précédent ce filtre. Ce qui n'est pas le cas sur un circuit actif dont la sortie est reliée directement à l'étage ligne.

Comme on devait s'y attendre, la caractéristique de distorsion/niveau de sortie à diverses fréquences fait apparaître un taux de distorsion plus faible à 10 kHz par rapport à 1 kHz ou à 100 kHz, ce qui était prévisible, et qui est extrêmement avantageux sur le plan subjectif. Toutefois, ces écarts de distorsion pourront être atténués par les caractéristiques de distorsions du premier étage sur lequel une augmentation du taux de distorsion à 100 Hz ou à 10 kHz par rapport à 1 kHz est probable.

Sur ce montage, le degré de précision de la correction RIAA dépend de la linéarité du premier étage. Sur un montage à correction RC passive classique, l'impédance élevée du filtre et la variation de celle-ci, vue de son entrée, en fonction de la fréquence produit des déviations

aux extrémités du spectre audio, en particulier au-dessous de 50 Hz.

## RIAA ou IEC ?

C'est justement à ce propos qu'il ne faut pas manquer d'aborder un petit problème relatif aux normes. La correction de gravure au standard RIAA produit un relevé progressif des fréquences graves conformément au tableau de la figure 12. A la lecture, la mesure du degré de précision de la correction est d'ailleurs assez difficile. Sur un correcteur de type actif, la charge

Hz	dB
20	+19.27
30	+18.59
40	+17.79
50	+16.95
60	+16.10
70	+15.28
80	+14.51
100	+13.09
125	+11.56
150	+10.27
200	+ 8.22
250	+ 6.66
300	+ 5.48
400	+ 3.78
500	+ 2.65
600	+ 1.84
700	+ 1.23
800	+ 0.75
900	+ 0.35
1K	0.00
1.5K	- 1.40
2K	- 2.59
3K	- 4.74
4K	- 6.61
5K	- 8.21
6K	- 9.60
7K	-10.82
8K	-11.89
9K	-12.86
10K	-13.73
11K	-14.53
12K	-15.26
13K	-15.94
14K	-16.57
15K	-17.16
16K	-17.71
17K	-18.23
18K	-18.72
19K	-19.18
20K	-19.62

Fig. 12 : Correction de gravure, selon la norme RIAA, entre 20 Hz et 20 kHz.

complexe et l'effet «réversible» de la cellule faussent les mesures, une précompensation de gravure RIAA de type passif ou actif placée entre le générateur B.F. et l'entrée du premier étage étant très difficile à réaliser avec précision (c'est-à-dire avec une précision supérieure à 0,1 dB). Les disques de mesure eux-mêmes sont sujets à des tolérances plus ou moins serrées, des écarts pouvant même exister entre la cire gravée et le pressage final. Les cellules, qui ne présentent jamais une parfaite linéarité (à  $\pm 0,1$  dB) entre 20 Hz et 20 kHz lisent ainsi un signal dont on ne connaît pas le vrai degré de précision. D'où la difficulté de faire une mesure précise par rapport à une référence vraiment précise.

Lors du congrès international de l'IEC en 1976, une décision avait été prise concernant la modification de la norme RIAA. Or, une décision prise par un jury essentiellement composé de professionnels peut avoir pour origine un aspect plus commercial et plus «pratique» qu'une amélioration réelle d'une norme par rapport aux exigences nouvelles imposées par des gravures de très haute qualité.

Ce qui a été effectivement le cas pour la nouvelle norme IEC pour laquelle la chute de niveau à 20 Hz, par rapport à la norme RIAA est de l'ordre de 3 dB.

Rapportée à l'amplificateur, ceci se traduit par une atténuation en puissance de 6 dB, ce qui est à l'avantage des fabricants d'amplificateurs, enceintes acoustiques et de disques. Subjectivement parlant, cette nouvelle norme produit des écarts très nets par rapport à la vraie norme RIAA avec la sensation d'un extrême grave tronqué, dû à l'atténuation du niveau des sous-harmoniques. Un effet identique à celui du filtre «subsonique», qui tout en agissant dans un registre estimé comme inférieur à la fréquence audible la plus basse (16 Hz environ).

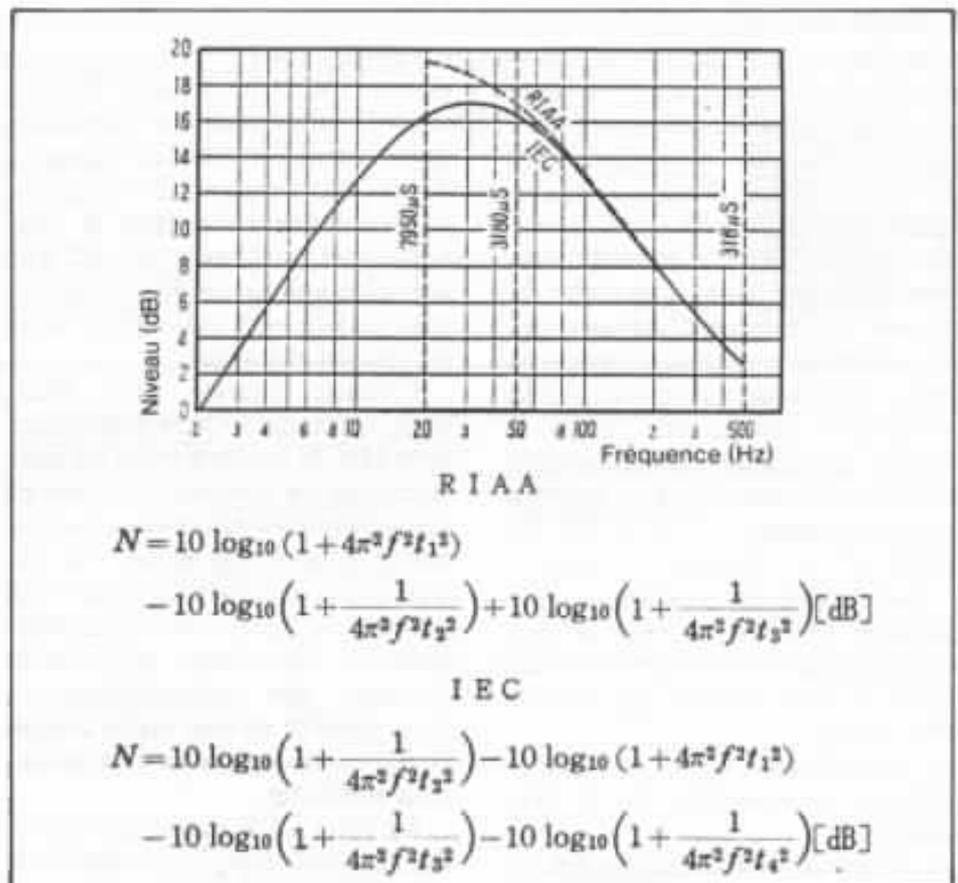


Fig. 13 : Ecart de correction de lecture entre la norme RIAA et la nouvelle norme RIAA/IEC établie en 1976. A 20 kHz, la nouvelle correction introduit une atténuation proche de 3 dB. Formules de calcul de l'atténuation en dB, avec la 4<sup>e</sup> constante de temps de la norme RIAA/IEC.

«s'entend» dès qu'il entre en service, ceci même sur une paire d'enceintes dont la fréquence de coupure basse est nettement plus élevée.

Jusqu'ici la norme de gravure RIAA ne faisait apparaître que trois constantes de temps principales :

- la zone aiguë, assimilable à un réseau RC parallèle, avec une constante de temps de 75  $\mu\text{s}$  ( $T_1$ ) à 2122 Hz ;
- la zone médium, assimilable à un réseau RC série, avec une constante de temps de 318  $\mu\text{s}$  à 500 Hz ;
- la zone grave, assimilable à un réseau LR parallèle, avec une constante de temps de 3180  $\mu\text{s}$  à 50 Hz.

La quatrième et nouvelle constante de temps, introduite par la nouvelle norme RIAA/IEC se situe à 20 Hz, avec une constante de temps de 7950  $\mu\text{s}$ . La figure

13 montre sous forme graphique l'écart entre l'ancienne et la nouvelle norme.

Autant dire que, vu ses désavantages sur le plan de la fidélité subjective (et non sur le plan pratique), les préamplificateurs de haut de gamme, même de conception récente, conservent l'ancienne norme, qu'il s'agisse du SP-11 Audio Research ou de l'Accuphase C280. N'oublions pas que dans la plupart des cas, le phonolecteur, le préamplificateur, le transformateur pour cellule à bobine mobile présentent eux-mêmes des déficiences de transmission des fréquences inférieures à 30 Hz, ceci dans la majorité des cas. N'oublions pas non plus le fait que la majorité des disques disponibles dans le commerce, y compris ceux pressés après 1976, ont conservé la norme RIAA. Les nombreuses raisons expliquent pourquoi le

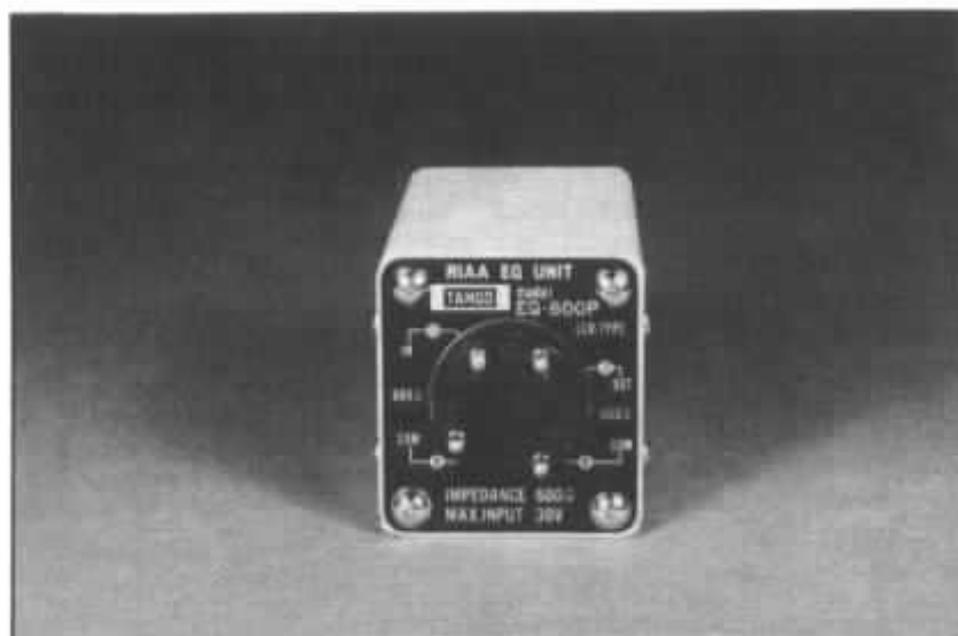


Fig. 14 : Figure passif à éléments LCR de marque Tango et de référence EQ-600P. Une autre version, de référence EQ-22, de même présentation, ne contient que les deux selfs de valeurs respectives 1,8 Hz et 45 mH, les autres composants du filtre devant être placés à l'extérieur du boîtier.

circuit passif LCR, présenté ici, conserve la norme RIAA, ce qui a également été le cas des autres préamplificateurs décrits précédemment dans l'Audiophile. Quant à la norme RIAA/IEC, celle-ci ne pourrait présenter un intérêt d'utilisation que pour les mini-chaînes ou pour les mini-enceintes.

Le filtre passif RIAA Tango à éléments LCR est représenté sur la figure 14. Il se présente comme un petit transformateur monté dans un boîtier blindé. Ses dimensions sont de 50 x 50 mm avec une hauteur de 8 cm. Les sorties s'effectuent sur des bornes montées sur un support de forme ronde, de diamètre 29 mm. Celui-ci est donc prévu pour un montage sur un châssis sous lequel on pourra placer soit un montage à tube, soit un montage à transistors, soit un montage hybride transistors + tubes, cette dernière solution réunissant les avantages du très bon rapport signal/bruit, du faible taux de distorsion et du niveau de sortie maximal très élevé. Le montage de M. Yoshio Nasu, dont le premier prototype a été publié en juin 1984, dans la

revue japonaise Radio Gijutsu est représenté sur la figure 15. Il utilise les tubes EF86, 6463 (double triode disponible au Japon) 6072 (ou 12AY7) et ECC82. On remarque qu'il utilise deux transformateurs adaptateurs d'impédance, permettant d'obtenir une impédance de sortie de 150 Ω, après mise en place de la boucle de CR générale. Le taux de distorsion harmonique obtenu est de l'ordre de 0,15 % (étage phono, après le filtre LCR passif), ceci avec un taux légèrement inférieur à 10 kHz par rapport aux fréquences plus basses. La correction RIAA est obtenue à 0,5dB près.

Pour ce qui concerne les performances du filtre Tango EQ-600P, le constructeur annonce de son côté les performances suivantes :

- Tolérance de correction RIAA :  $\pm 0,2$  dB, 20 Hz à 20 kHz, pour un niveau de sortie de 1 V.
- Niveau de sortie maximum : 10 V/1 kHz
- Niveau d'entrée maximum : 100 V (régime musical).

Un autre montage, transistorisé et très performant nous

montre que l'unité de correction RIAA EQ-600P est en fait extrêmement performante sur les critères de tolérance et de distorsion harmonique. Sur ce montage, qui avait été décrit en novembre 1985, dans Stereo Technic, et que l'on trouvera représenté sur la figure 16, le taux de distorsion harmonique obtenu en sortie égalisée RIAA est, pour un niveau de sortie de 10 V, c'est-à-dire 10 fois supérieur à celui de la réalisation précédente, de l'ordre de 0,002 %, ceci en incluant la distorsion introduite par l'étage ligne.

Quant au taux de distorsion obtenu sur l'étage phono, après la correction RIAA passive, celui-ci n'est que de 0,00085 %, pour 6 V en sortie. L'essentiel de cette distorsion étant produit par l'étage préamplificateur phono, il est à prévoir que, sous un niveau de sortie de 0,5 V ou de 1 V, le taux de distorsion introduit par le filtre passif LCR seul est extrêmement faible et sans doute non mesurable. C'est à ce propos que l'on pourrait reprocher à M. Hirata, ingénieur-concepteur et directeur de la firme japonaise Tango, d'utiliser des appareils de mesure un peu trop anciens, dont un générateur B.F. au taux de distorsion résiduel voisin de 0,05 %.

Sur les deux montages décrits, le gain total varie entre 40 et 46 dB, étage ligne compris. Pour l'étage phono, les gains respectifs choisis étaient de 33 et de 46 dB. Si l'on souhaite conserver un gain total de 50 dB, le minimum souhaitable en vue d'une application vraiment universelle implique le choix d'un gain de 45 dB pour l'étage phono et de 25 dB pour l'étage ligne, soit 50 dB après insertion du filtre RIAA passif.

Le montage Kanéda peut se transformer facilement en préamplificateur à circuit RIAA passif. Il suffit de remplacer sur l'étage phono la boucle de CR de correction RIAA par une boucle

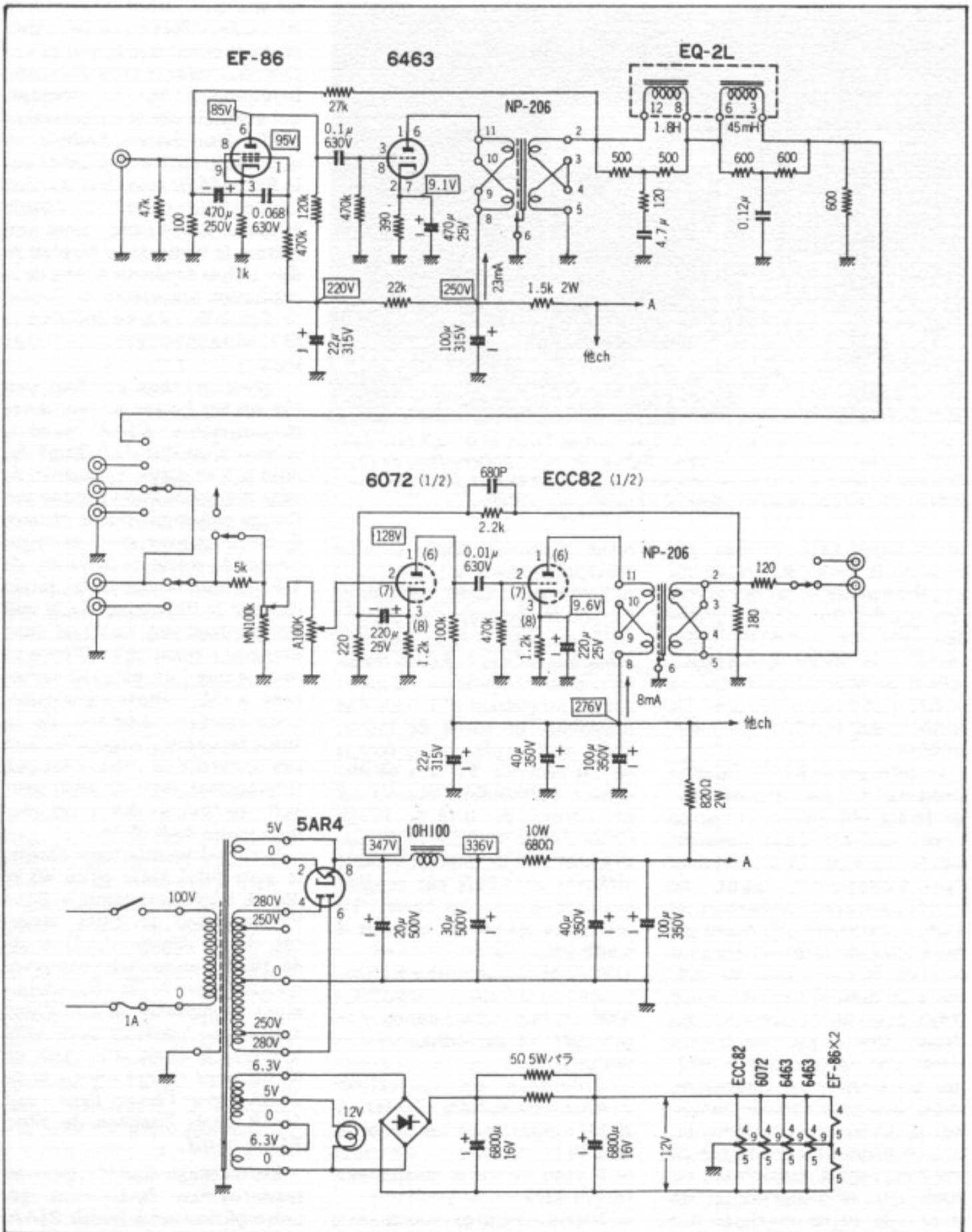


Fig. 15 : Préamplificateur à tube décrit par un amateur japonais, M. Yoshio Nasu, en juin 84, dans la revue Radio Gijutsu. Il utilise un correcteur RIAA passif à éléments LCR.

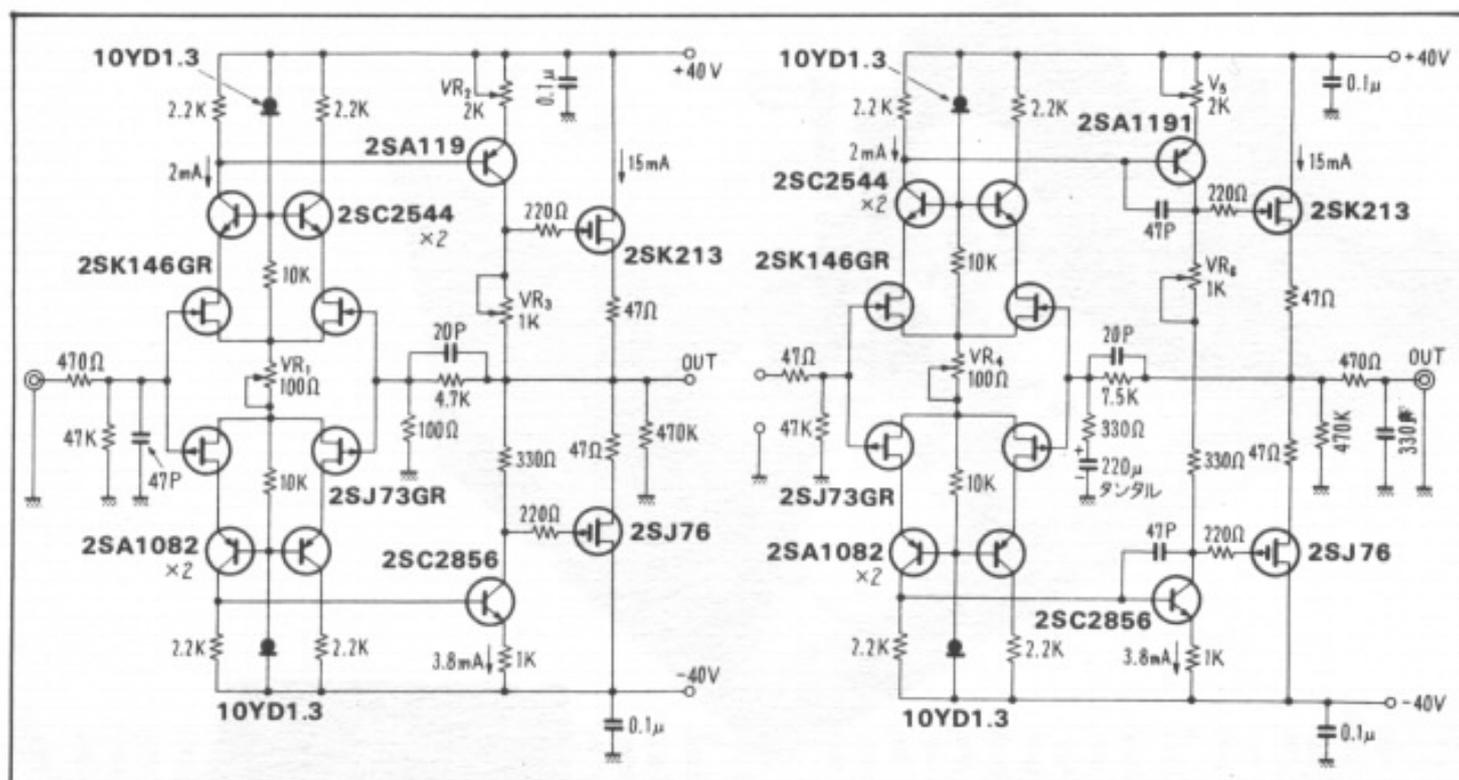
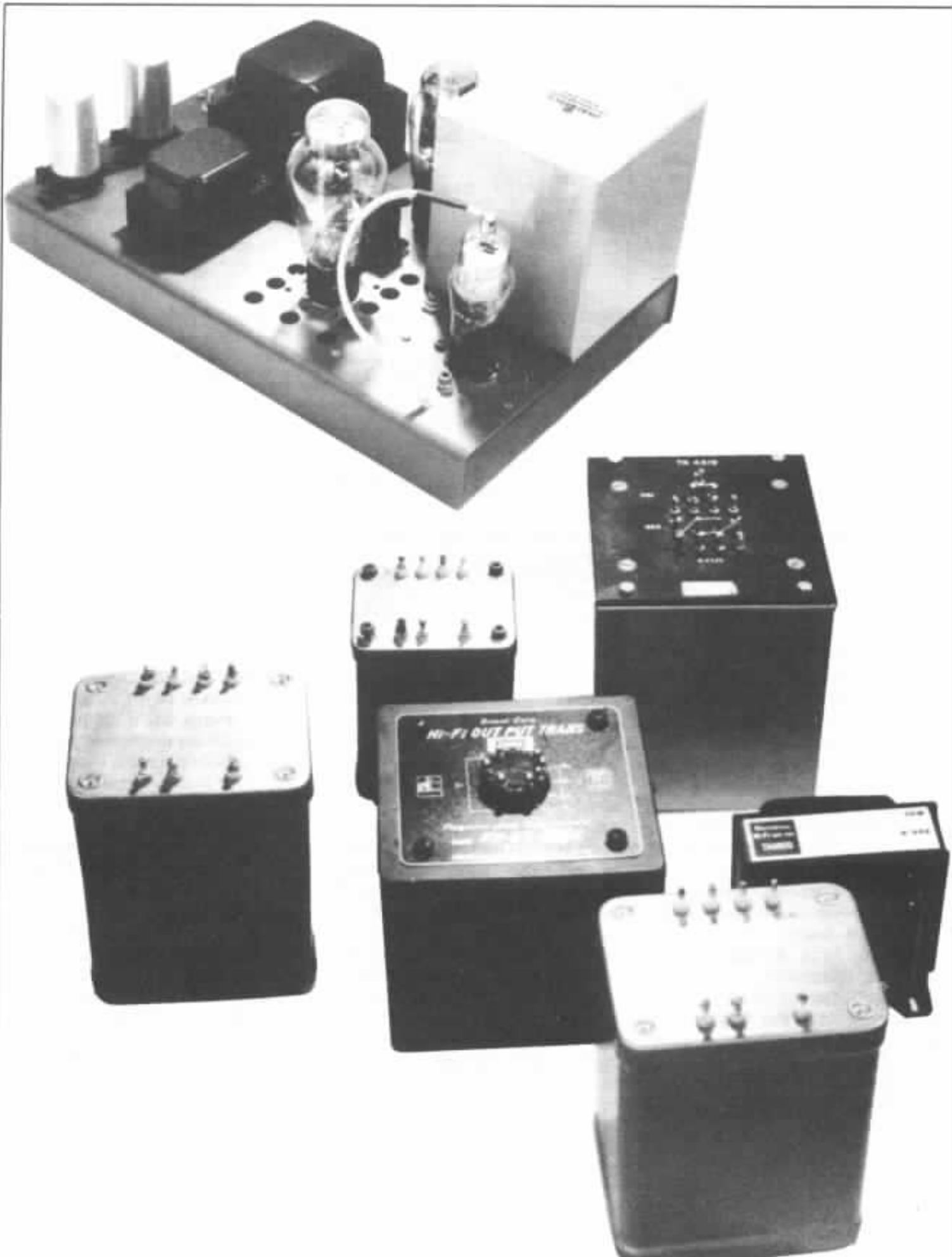


Fig. 16 : Préamplificateur transistorisé à couplage direct décrit en novembre 85 dans la revue japonaise *Stéréo Technic*. Les étages d'entrées sont de type cascode symétrique et différentiel et sont suivis d'étages drivers et de sorties push-pull à transistors MOS-FET. Entre les deux étages linéaires dont les gains respectifs sont de 33,6 dB et de 27,2 dB prend place le correcteur RIAA passif à éléments LCR Tango EQ-600P. Le gain total résultant est de l'ordre de 41 dB, le taux de distorsion moyen étant de 0,002 %. Sur ce montage et en sortie RIAA, avant le second étage ligne, la correction de gravure est respectée à  $\pm 0,08$  dB près, entre 10 Hz et plus de 40 kHz. Le taux de distorsion harmonique global ne dépasse pas 0,002 %.

de CR linéaire, le taux de celle-ci pouvant être ajusté pour obtenir un gain compris entre 35 et 45 dB. On peut d'autre part augmenter légèrement le gain de l'étage ligne de façon à conserver un gain total compris entre 40 et 46 dB environ. L'étude d'un circuit en vue de l'obtention d'un gain total plus important (60 à 65 dB par exemple), reste assez difficile pour des questions de largeur de bande passante, de niveau de bruit de fond et de taux de distorsion. C'est une étude qu'il faudra donc aborder en commençant par la mise au point d'un étage phono à gain assez élevé, avec peu de C.R. mais néanmoins performant en largeur de bande et en distor-

sion. A priori, seule la solution hybride transistors + tubes serait en mesure de donner satisfaction sur tous les plans ou presque. Une question qui ne pourra être tranchée qu'après de nombreux essais, des mesures et surtout qu'après de longues écoutes comparatives. N'oublions pas non plus l'importance de l'alimentation ou des alimentations lorsqu'il s'agit d'un montage hybride. Le seul vrai problème serait en fait celui du prix de revient du montage final qui pourrait conduire à une réalisation commerciale. On peut risquer d'aboutir à un montage assez complexe équipé de plusieurs alimentations réglées entièrement séparées.

N'oublions pas que grâce au circuit RIAA passif à éléments LCR présenté ici, il est possible d'atteindre un degré de transparence sonore poussé à l'extrême, avec pour inconvénient l'apparition de défauts, la mise en évidence de manque de qualités subjectives jusqu'ici masquées par la structure des étages phono classiques. Toujours est-il que les premiers essais réalisés en plaçant de part et d'autre de l'unité EQ-600P des étages linéaires de type Kanéda modifiés en gain (33 dB environ) ont apporté des résultats très prometteurs, un petit inconvénient étant l'augmentation de la dérive en continu en sortie.



# Amplificateurs monotriodes de puissance

## Les transformateurs de sortie

*William Walther   Gérard Chrétien*

*Dans le numéro 38, nous avons traité de l'aspect pratique de la réalisation d'amplificateurs simple étage, sur la base du montage VT 52. Si le choix de la triode de puissance reste fondamental pour l'obtention de performances de haut niveau, il ne faut pas pour autant négliger le transformateur de sortie. Le résultat final dépendra toujours du couple tube de puissance-transformateur de sortie. La réalisation d'un tel transformateur par l'amateur nous semble des plus hasardeuses. Aussi est-ce à travers un échantillon de réalisations commerciales que nous avons entrepris toute une série d'expérimentations que nous vous proposons dans cet article. Comme le lecteur pourra s'en rendre compte, les différences sont plus que significatives. La réalisation d'un transformateur de sortie de haute qualité reste, et c'est dommage, l'apanage de quelques constructeurs. A ce sujet, il est d'ailleurs navrant de constater qu'au niveau français il n'existe pratiquement plus aucune firme ayant perpétué une tradition dans ce domaine et qui soit à même de proposer de nouveaux développements.*

### **Bref rappel théorique**

Pour transmettre un maximum d'énergie électrique entre deux appareils X et Y, l'un étant le générateur, l'autre le récepteur, il est nécessaire que leurs

impédances respectives soient égales. En d'autres termes qu'il y ait adaptation d'impédance. Dans la plupart des cas, cette condition n'est pas réalisée. Il convient donc d'avoir recours à un système d'adaptation. Dans le

cas qui nous intéresse, on utilise pour ce faire un transformateur, le générateur étant le tube final et le récepteur le haut-parleur.

La figure 1 représente une telle adaptation. Sans système d'adaptation de ce type il serait

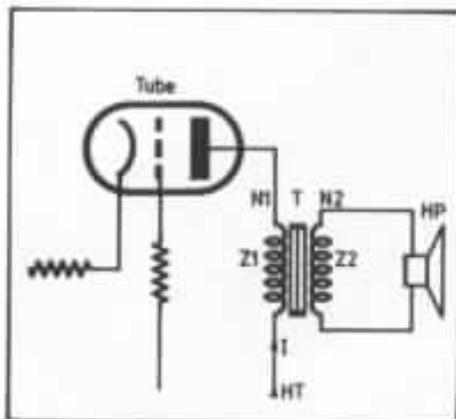


Fig. 1 : Adaptation d'impédance par transformateur de sortie entre le tube de puissance et le haut-parleur.

absolument impossible de faire fonctionner ce montage pour la raison bien simple que l'impédance de charge  $Z_1$  d'un tube de puissance est généralement comprise entre 600 ohms et 14 kohms et que l'impédance de charge constituée par le haut-parleur se situe entre 4 et 16 ohms.

Le transformateur T est constitué de deux enroulements.  $N_1$  est le nombre de spires du primaire et  $N_2$  celui du secondaire. Ces deux bobinages sont réalisés sur un support magnétique.

L'adaptation d'impédance est réalisée lorsque la condition suivante est remplie :

$$\frac{N_1}{N_2} = \sqrt{\frac{Z_1}{Z_2}}$$

Cela signifie, dans cette condition précise, que le tube «voit» à travers le transformateur l'impédance  $Z_2$  comme étant identique à  $Z_1$ . Réciproquement le haut-parleur «voit»  $Z_1$  comme étant égale à  $Z_2$ .

Ce que le lecteur doit bien comprendre c'est que la valeur d'impédance primaire indiquée par le constructeur, par exemple 2,3 kohms, ne représente en rien une valeur absolue : l'impédance primaire sera de 2,3 kohms seulement si l'impédance reliée au secondaire a une valeur de 8 ohms. Pour toute charge différente branchée au secondaire, on ne retrouvera pas la valeur spécifiée de 2,3 kohms au primaire qui offrira les meilleures condi-

tions de fonctionnement du tube de puissance.

A la différence d'un transformateur d'alimentation dont le rôle est de délivrer des tensions au secondaire de valeurs déterminées à partir de la tension secteur excitant le primaire, c'est-à-dire une tension de fréquence fixe (50 Hz), le transformateur de sortie devra fournir des tensions variables à des fréquences variables. La gamme des fréquences à transmettre allant de quelques hertz à plusieurs dizaines de milliers d'hertz.

La figure 2 représente le schéma théorique simplifié d'un

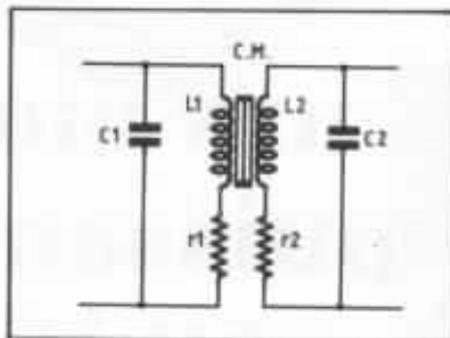


Fig. 2 : Schéma théorique simplifié d'un transformateur de sortie (voir texte).

transformateur.  $L_1$  est l'inductance primaire,  $C_1$  la capacité de fuites primaire,  $r_1$  la résistance du bobinage primaire. De même,  $L_2$  est l'inductance secondaire,  $C_2$  la capacité de fuites secondaire et  $r_2$  la résistance du bobinage secondaire. C.M. constitue le circuit magnétique. Comme on peut le voir, la chute de niveau aux fréquences les plus basses sera d'autant plus faible que la self primaire sera grande. Pour augmenter cette valeur, il est possible d'ajouter des spires au primaire avec pour conséquences une augmentation du nombre de tours au secondaire — le rapport de transformation  $N_1/N_2$  devant rester constant. Toutefois, plus le nombre de spires sera important et plus les fuites dues aux capacités parasites des bobinages limiteront la bande aux fréquences élevées. En outre, la résistance des hobi-

nages augmentera et le rendement du transformateur diminuera.

De plus, dans le cas des amplificateurs simple étage qui nous intéresse ici, le primaire est traversé par un courant continu qui, suivant les cas, peut être important. Il est donc nécessaire, pour ne pas trop faire chuter  $L_1$ , de prévoir dans le circuit magnétique un entrefer dont le réglage et la mise au point sont des plus délicats. Aux fréquences ultrasonores, les rotations de phase doivent être minimisées pour garantir une bonne stabilité à l'amplificateur.

Toutes les exigences souvent contradictoires, que nous venons d'évoquer, montrent à quel point il est difficile de bien «fabriquer» un très bon transformateur. Chaque constructeur garde jalousement son savoir-faire en la matière. Les astuces acquises au cours des nombreuses années ne sont jamais divulguées et, si sur le papier les caractéristiques sont souvent très alléchantes, nous verrons que dans bien des cas malheureusement certains paramètres importants n'ont pu être parfaitement maîtrisés.

## Les transformateurs de sortie disponibles

Pour cette confrontation, nous avons retenu tous les modèles disponibles en France pour la réalisation de kits d'amplificateurs monotriodes des groupes 1 et 2 (voir L'Audiophile n° 38, p. 48-49). Il s'agit de trois réalisations de la société Millerieux dont nous avons souvent parlé dans les premiers numéros de L'Audiophile, deux modèles japonais de marque Tango et une fabrication anglaise réalisée par Partridge, constructeur de renommée mondiale.

Soit un total de six transformateurs actuellement disponibles en France. Ce choix peut être considéré comme limité si on

Fabricant	Réf.	Puiss. à 40 Hz	Rép. en fréq. à -2 dB	Impédance primaire	Courant primaire	à 16 Ω perte d'insert.	Impéd. second.	Poids
Millerioux	HH25B	15 W	30Hz à 30kHz	2kΩ-2,5 kΩ	100 mA	0,4 dB	4-8-16	1,9 kg
	AH50B	40 W	25Hz à 60kHz	2,3 kΩ-3,5 kΩ	120 mA	0,3 dB	4-8-16	4,1 kg
	AH52B	40 W	25 à 60 kHz	2,5kΩ p 40 %	120 mA	0,3 dB	4-8-16	4 kg
Tango	U808	20 W	35Hz à 65kHz	2kΩ 2,5kΩ 3,5kΩ 5kΩ	190 mA	0,95à0,5dB	4-8-16	1,8 kg
	FX50-3,5	30 W	25Hz à 80 kHz	3,5kΩ	200 mA	0,23 dB	4-8-16	5 kg
Partridge	TK4519	30 W	20Hzà100kHz	2,3kΩ 3,5kΩ	130 mA	0,26 dB	4-8-16	4,8 kg

Tableau 1 : Principales caractéristiques constructeur des transformateurs de sortie pour montage simple étage disponibles en France.

le compare à la trentaine de réalisations mises à la disposition des audiophiles japonais. Cependant, il faut noter que la situation s'est bien améliorée depuis ces six derniers mois, la société Millerioux n'est plus la seule alternative pour les amateurs français. Nous en profitons pour signaler à MM. les importateurs des marques Luxman et Sansui qu'il existe chez ces constructeurs nippons une gamme importante de transformateurs audio qu'il serait bien agréable de trouver en France. Cela augmentera les possibilités de choix ainsi que l'intérêt de la confrontation.

Sur le tableau 1 sont regroupées les principales caractéristiques électriques données par les constructeurs. Comme le lecteur peut le constater, tous ces transformateurs sont, sur le papier, «bons», certains sont même «très bons». Nous vous proposons d'appréhender plus à fond les caractéristiques. Cela par des mesures classiques, néanmoins suffisamment parlantes pour parfaitement différencier tous les modèles.

En corrélation avec ces mesures, nous avons également effectuées des écoutes comparatives. Le but du présent article étant de dégager les meilleurs couplages sans pour autant négliger le rapport qualité-prix de chacun des modèles testés.

## Les mesures

### 1. Perte d'insertion

La notion de perte d'insertion est liée au rendement du transformateur. En d'autres termes, plus la perte d'insertion sera faible, meilleure sera la transmission. La perte d'insertion s'exprime en décibels, elle est donnée par la formule :

$$d = 10 \log \frac{1}{R}$$

R étant le rendement du transformateur :

$$R = \frac{n^2 Z_2}{n^2(Z_2 + r_2) + r_1}$$

$$\text{avec } n = \frac{V_1}{V_2}$$

$Z_1$  : impédance primaire

$Z_2$  : impédance secondaire, 8 ohms

$r_1$  : résistance en continu du primaire

$r_2$  : résistance en continu du secondaire

$V_1$  : tension injectée au primaire

$V_2$  : tension mesurée au secondaire.

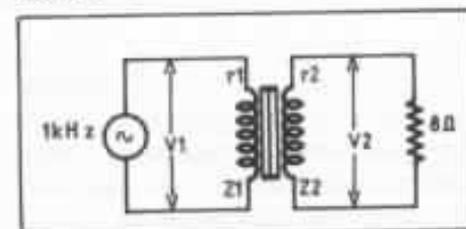


Fig. 3 : Principe de la mesure de la perte d'insertion.

Le schéma de la mesure est indiqué en fig. 3.

Pour cette mesure, nous avons chargé le secondaire par une résistance de 8 ohms. Généralement, les constructeurs utilisent une valeur de 16 ohms, ce qui a pour avantage d'augmenter le rendement. A titre d'exemple, nous avons effectué une mesure avec le transformateur AH 50 B chargé par 16 ohms au secondaire, la perte d'insertion qui est de 0,34 dB pour 8 ohms passe à 0,23 dB sur 16 ohms ce qui constitue une excellente valeur. En outre, les transformateurs ayant au primaire des impédances multiples se trouvent pénaliser en matière de perte d'insertion, lorsque l'impédance diminue du fait de la complexité des bobinages (montage série-parallèle des enroulements). A la fréquence où sont effectuées les mesures (1 kHz), les pertes sont essentiellement dues aux résistances séries des bobinages primaires et secondaires. De ce fait, les «petits» transformateurs sont désavantagés. L'ensemble des résultats de mesure est regroupé dans le tableau n° 2. Les écarts entre transformateurs de puissance similaire sont relativement peu importants. Les résultats obtenus sont, dans l'ensemble, conformes aux caractéristiques de fabricants.

Référence	$r_1$	$r_2$	$n$	$R$	$d$	$Z_1$
U 808	203 $\Omega$	0,75 $\Omega$	19,5	0,86	0,64dB	2,5k $\Omega$
HH25B	98,2 $\Omega$	0,68 $\Omega$	19	0,89	0,49dB	2,5k $\Omega$
AH50B	51 $\Omega$	0,54 $\Omega$	17,3	0,928	0,34dB	2,3k $\Omega$
AH52B	55,8 $\Omega$	0,56 $\Omega$	18,6	0,915	0,4dB	2,5k $\Omega$
FX50-3,5S	90,8 $\Omega$	0,32 $\Omega$	16,5	0,925	0,33dB	3,5k $\Omega$
TK4519	76,7 $\Omega$	0,37 $\Omega$	17,4	0,925	0,33dB	2,3k $\Omega$

Tableau 2 : Résultats de mesure de la perte d'insertion pour chacun des six transformateurs.

## 2. Réponse en fréquence

Pour effectuer une mesure de réponse en fréquence significative il convient de placer le transformateur dans les conditions réelles d'utilisation : on doit faire traverser le primaire par un courant continu d'une valeur similaire à celui rencontré dans la réalité (30 à 100 mA). L'incidence d'un tel courant se manifestera bien évidemment dans le bas du spectre et mettra en évidence la qualité de fabrication du circuit magnétique. Le schéma de la mesure est donné en fig. 4. Un banc de mesure Bruel et Kjaer 2010 + 2307 a été

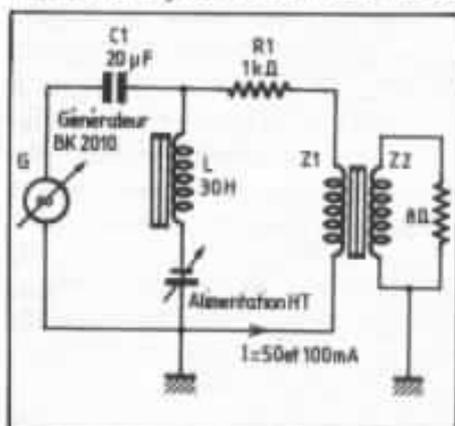


Fig. 4 : Principe de la mesure de la réponse amplitude-fréquence.

utilisé pour ces essais. Les mesures ont été faites en deux temps : de 2 à 2 000 Hz d'une part et de 200 à 200 000 Hz d'autre part. Il est nécessaire d'avoir une largeur de bande d'analyse aussi importante de manière à bien observer les différences.

Outre la réponse à -3 dB ou bande passante, il convient d'être attentif à la forme de la courbe. Un très bon transformateur verra sa réponse chuter de manière douce et régulière sans

dents sur la courbe d'amplitude sont étroitement liés à des problèmes de phase. Les résultats sont regroupés en fig. 6, pour chaque transformateur, la courbe de gauche couvre la bande 2 à 2 000 Hz et la courbe de droite de 200 à 200 000 Hz.

Sur la courbe de gauche, la tracé supérieur correspond à un courant primaire de 50 mA et la tracé inférieur à 100 mA.

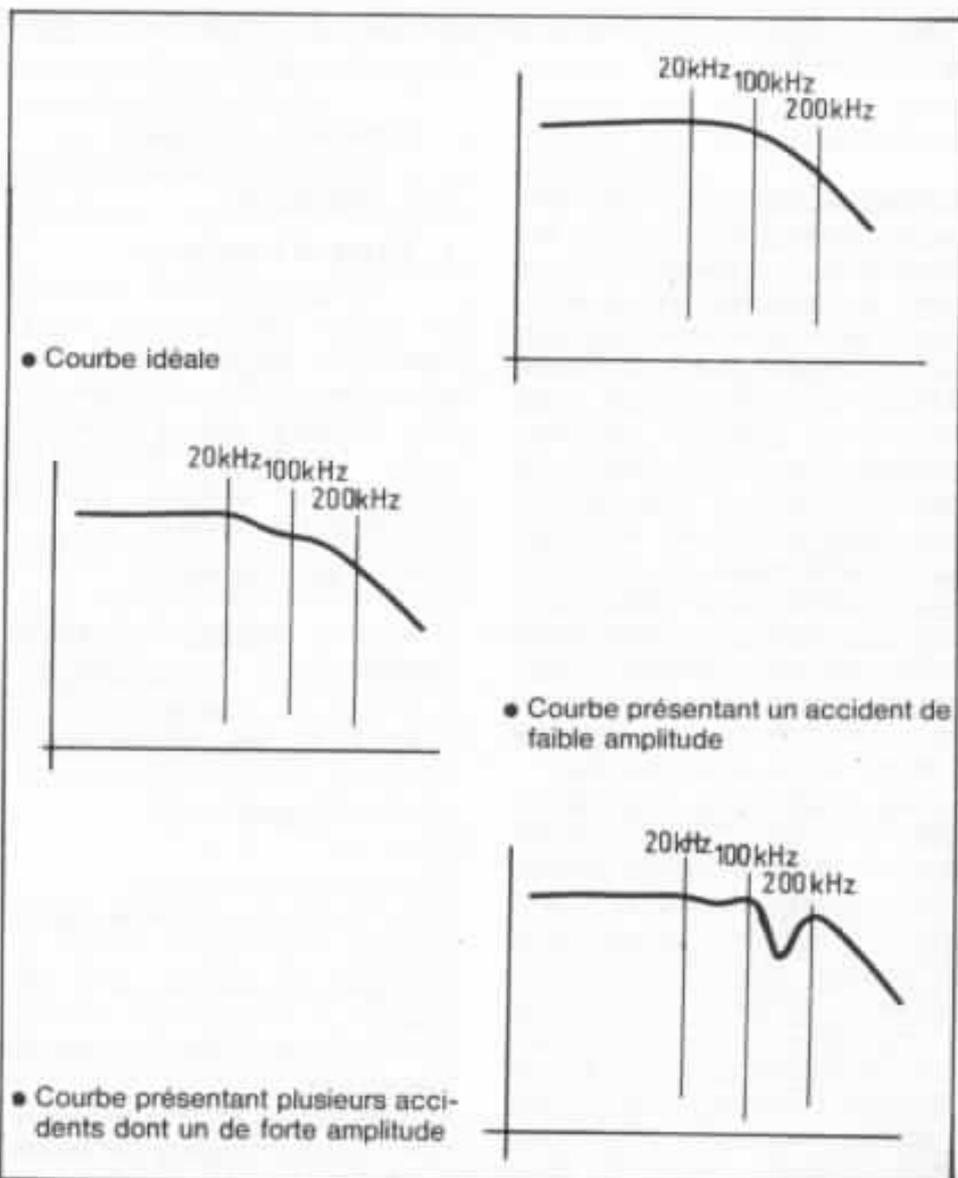
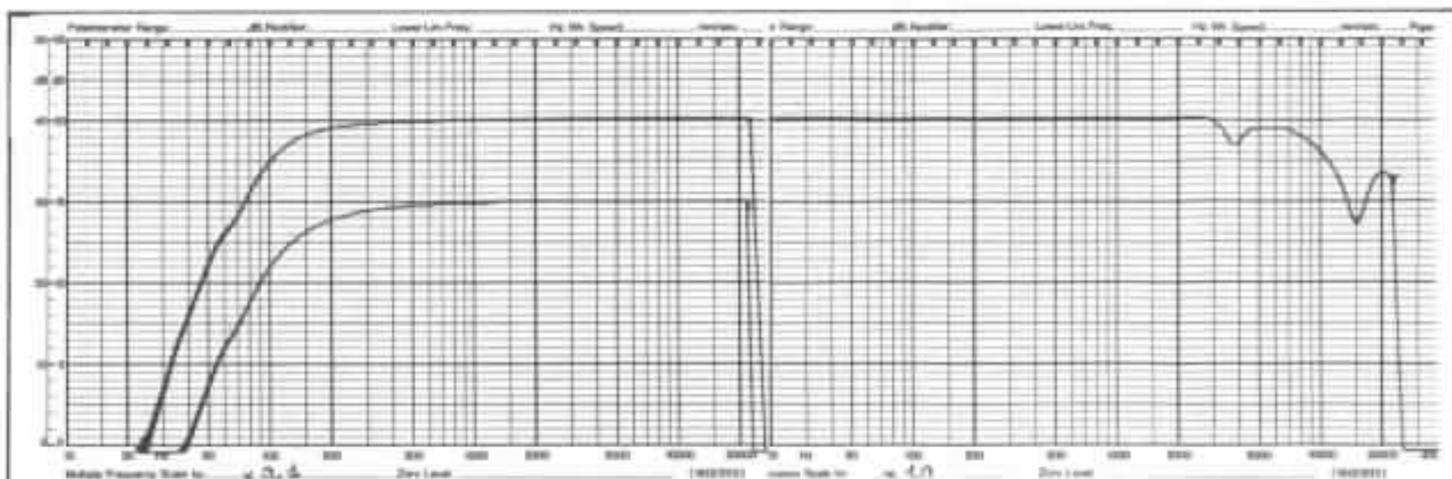


Fig. 5 : Trois formes de courbes de réponse en haute fréquence.

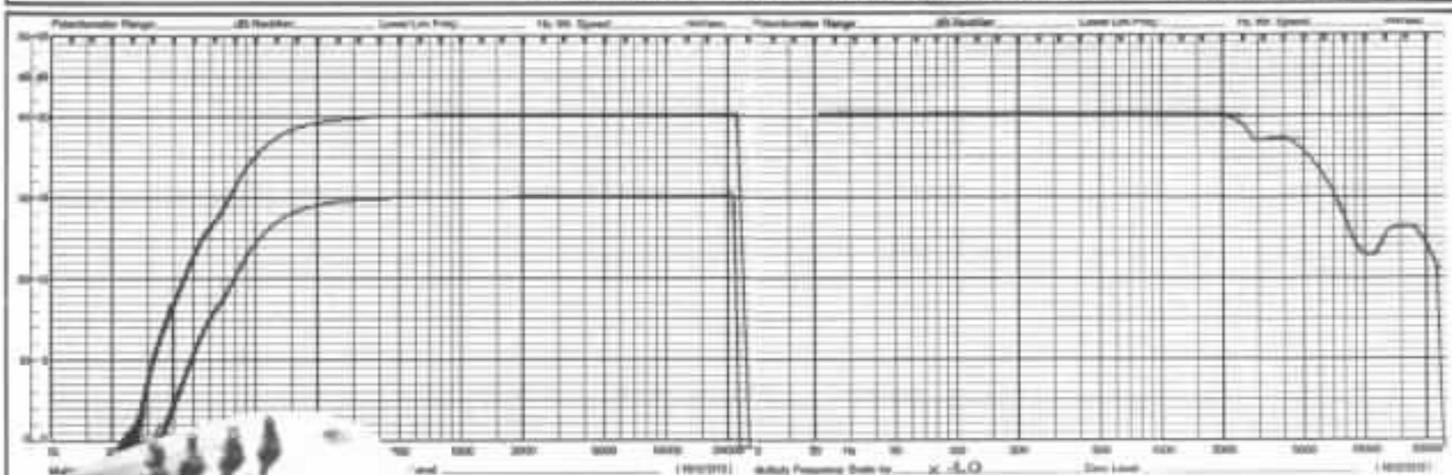
aucun accident. En fig. 5 sont représentées différentes courbes de réponse en haute fréquence. Les accidents rencontrés sont dus essentiellement aux capacités parasites et aux selfs de fuite, conséquentes à un mauvais couplage primaire-secondaire. On observe également que ces acci-

Fig. 6 : Réponse amplitude-fréquence pour chacun des six transformateurs de la confrontation. Courbes de gauche, réponse de 2 Hz à 2 kHz, tracé supérieur courant primaire 50 mA, tracé inférieur courant primaire 100 mA. Courbes de droite, réponse de 200 Hz à 200 kHz.



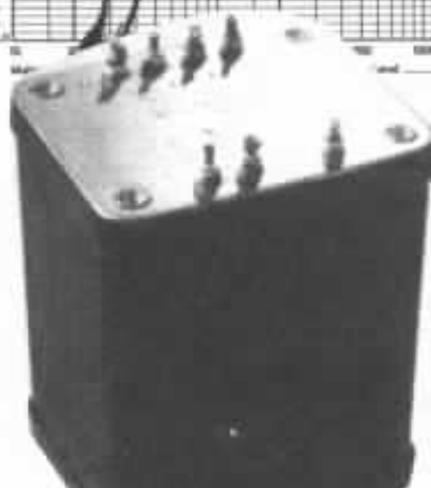
### HH 25 B Millerioux

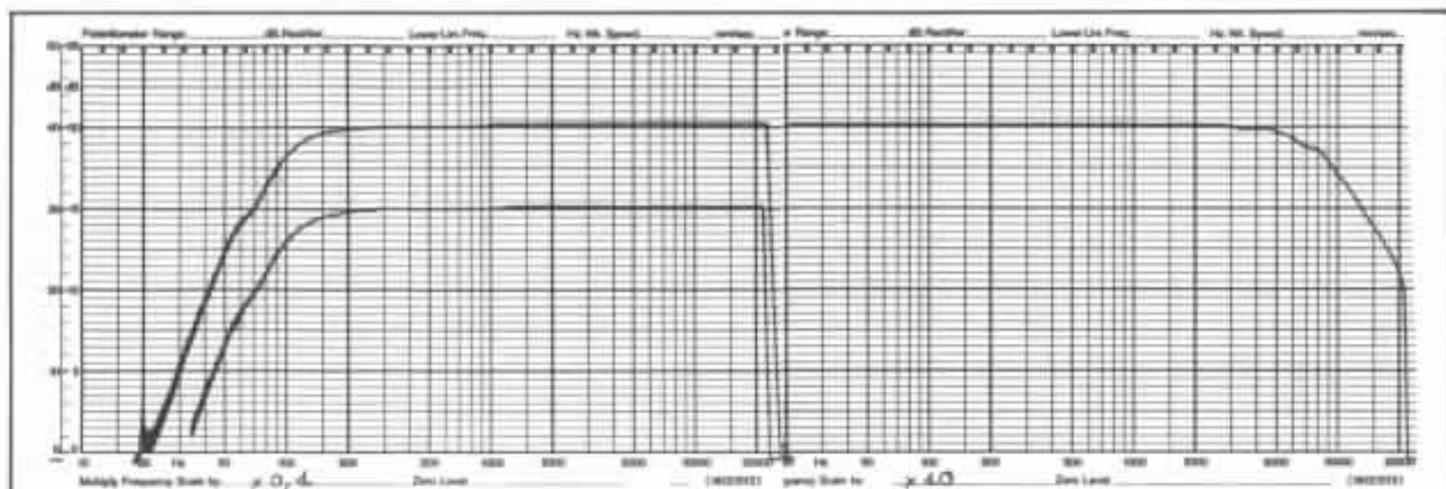
Comme tous les transformateurs de la gamme Millerioux, l'HH 25 B a une finition irréprochable avec sorties de connexion sur perles stéatite et capot aux normes professionnelles. Sur ce petit transformateur, l'augmentation du courant primaire a une influence sur la réponse, avec 50 mA l'atténuation commence dès 35 Hz, pour 100 mA, le niveau chute dès 65 Hz. La réponse à  $-3$  dB est de 13 Hz pour 50 mA et de 18 Hz pour 100 mA. Dans le haut du spectre, il n'y a pas d'influence du courant primaire. Néanmoins pour rester dans les configurations proches de la réalité, l'ensemble des mesures a été effectuées pour un courant de 50 mA. La réponse dans le haut du spectre est beaucoup plus significative, c'est elle qui révèle la vraie personnalité du transformateur. Une courbe accidentée aura toujours subjectivement des effets néfastes, faisant apparaître à l'écoute des phénomènes de coloration, des distorsions, des non-linéarités plus ou moins prononcées. Sur ce modèle, on note clairement l'intérêt d'étendre la mesure à des fréquences aussi élevées. Si nous avons fait une mesure se limitant à 30 kHz par exemple, il aurait été impossible de déceler les deux accidents, l'un vers 39 kHz de faible amplitude, l'autre à 150 kHz de forte amplitude. La réponse à  $-3$  dB est de 36 kHz.



### AH 50 B Millerioux

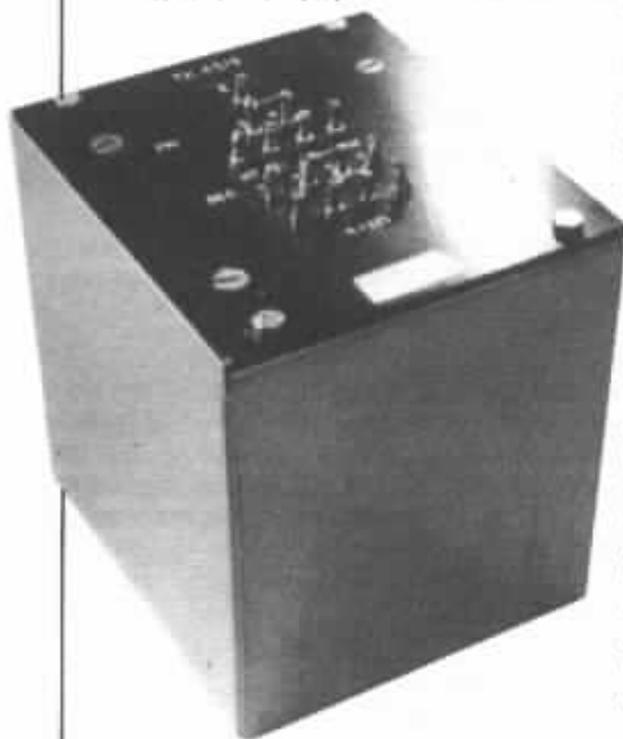
Ce transformateur a été mis au point par la Société Millerioux suite à la publication de la description de l'amplificateur 300 B dans les n° 9 et 10 par Jean Hiraga. Ce modèle était jusqu'à une date récente le seul mis à la disposition des audiophiles désireux de réaliser des amplificateurs monotriodes de qualité. La réponse dans le grave est très bonne et n'appelle aucun commentaire particulier. Pour un courant primaire de 50 mA, l'atténuation à  $-3$  dB est de 12 Hz. Pour 100 mA, elle est de 13 Hz. Dans le haut du spectre, on retrouve comme pour son petit frère HH 25 B deux accidents. Le premier à 30 kHz de forme assez douce et donc relativement peut gênant, le second à 100 kHz avec une remontée significative à 150 kHz. La réponse à  $-3$  dB est limitée à 29 kHz.



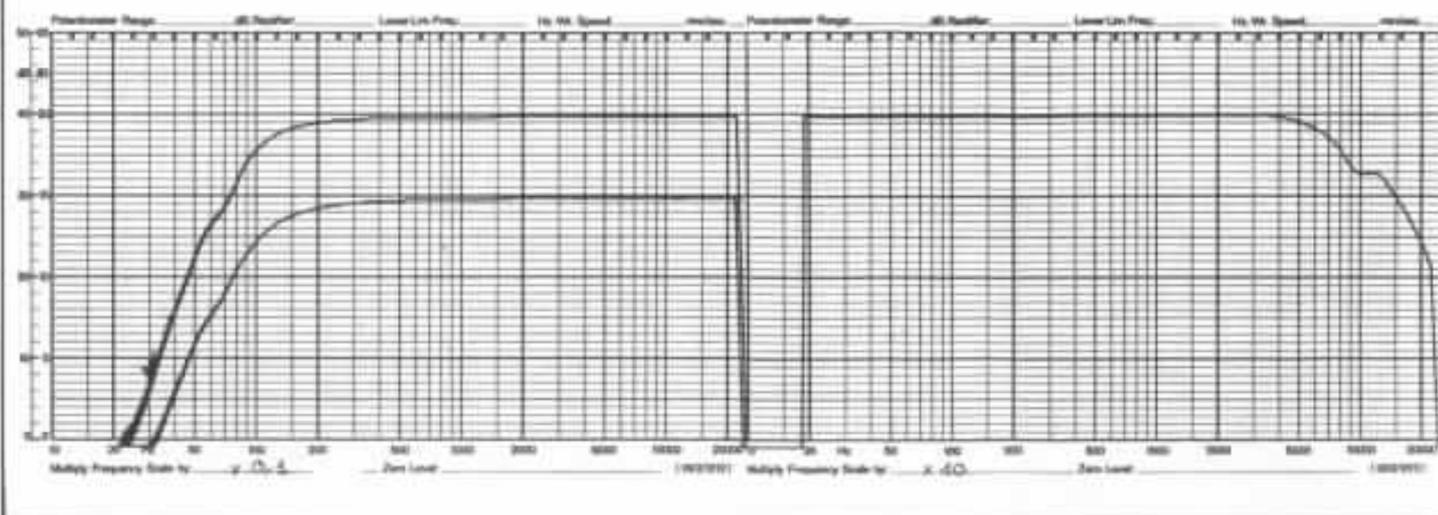


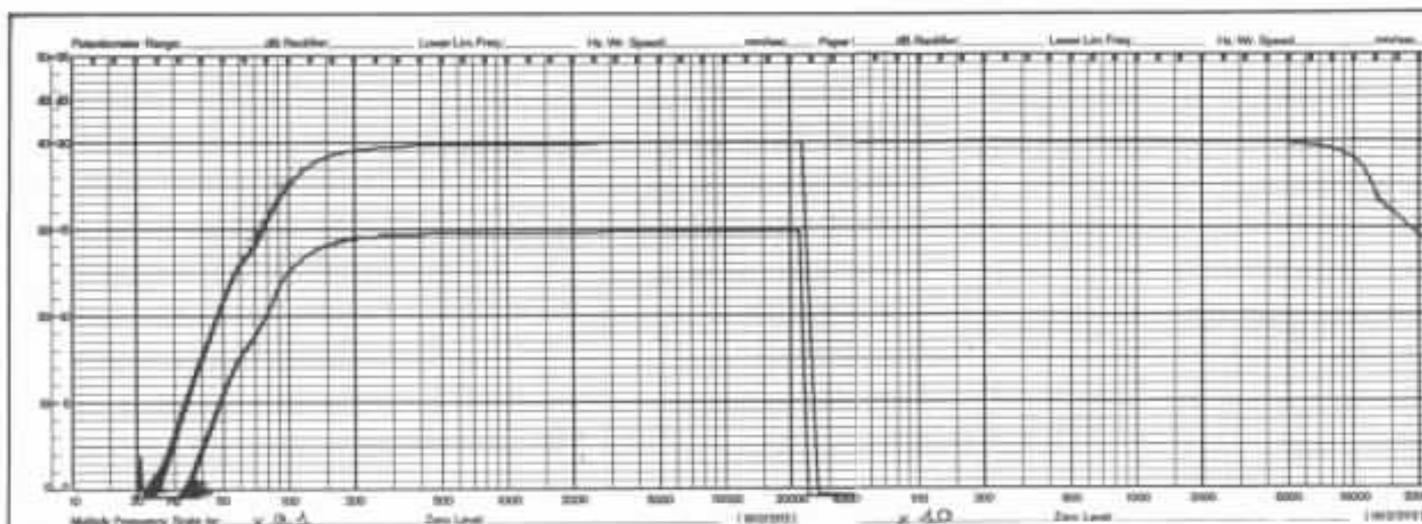
### TK 4519 Partridge

Ce transformateur n'est disponible en France que depuis début septembre 86. Cette fabrication a pu être lancée grâce à une souscription mise en place par la Maison de l'Audiophile. Il est identique à la version TH 4663 utilisée au Japon par M. Tanaka. Les références différentes indiquant le mode de finition du transformateur : TH, transformateur livré avec capot, TK, transformateur livré nu. Il n'était plus possible pour le fabricant anglais de livrer le modèle dans son capot pour des problèmes de sous-traitance semble-t-il, aussi c'est la version nue TK qui a été importée, le capot et l'enrobage ont été réalisés en France. Cet enrobage a été effectué avec un matériau très proche de la «cire HF» employée autrefois dans les bobinages radio. Le gros avantage de cette cire par rapport à la plupart des résines industrielles est de ne jamais durcir vraiment, elle reste toujours un peu molle, ce qui constitue un sérieux avantage quant à l'absorption des vibrations. La réponse en fréquence montre d'emblée que l'on est possession d'un transformateur excellent. Dans le grave, l'atténuation à  $-3$  dB est respectivement de 10 Hz et de 11 Hz pour un courant primaire de 50 mA et de 100 mA. Élément remarquable : à 20 Hz, la réponse est à 0 dB. Dans le haut du spectre, les résultats sont encore plus remarquables. En effet, c'est le seul transformateur de la confrontation dont la réponse en amplitude chute de manière aussi douce et régulière sans absolument aucun accident (à mettre en relation avec la phase...). A  $-3$  dB la réponse s'étend jusqu'à 80 kHz.



### U 808





### FX 50-3,5 S Tango

Ce sont les Japonais qui, dans les années 60, ont redécouvert les grandes qualités des montages amplificateurs utilisant les tubes triodes. Il est donc normal que le fabricant de transformateurs audio ait acquis dans ce pays une très solide expérience en la matière. Tango est sans conteste un des constructeurs majeurs de ce type de composants. Ce fabricant possède un catalogue incroyablement riche, à titre indicatif il ne propose pas moins de 15 références pour les montage simple étage... Le FX 50-3,5 S testé ici est, lui aussi, un best-seller. Il remplace les anciennes versions FW qui ne sont plus fabriquées. Sa présentation est remarquablement soignée. Il est importé sur commande par la Maison de l'Audiophile. La réponse dans le grave est très proche de celle du AH 50 B Millerioux, -1 dB à 20 Hz. On note l'accentuation de la chute lorsque le courant augmente, somme toute très légère. A -3 dB, on note 12 Hz pour 50 mA de courant primaire et 13 Hz pour 100 mA..

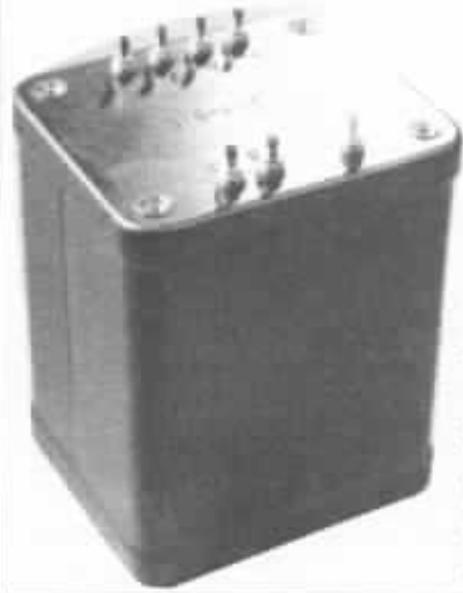
Dans le haut du spectre, les résultats sont tout à fait remarquables. C'est la réponse la plus étendue de tous les modèles testés puisque la bande passante s'étend jusqu'à 110 kHz ! La forme de l'atténuation ne présente aucun accident marqué, cependant la pente n'a pas la régularité de celle du Partridge par exemple.



### U 808 Tango

Comme le HH 25 B, le U 808 peut être considéré comme un petit transformateur. Aussi les remarques qui ont été faites précédemment pour le secteur grave se retrouvent sur le modèle présent. L'atténuation -3 dB est de 12 Hz pour un courant primaire de 50 mA et de 14 Hz pour un courant primaire de 100 mA (courbe inférieure). Sur la courbe de droite donnant la réponse dans le haut du spectre, on notera l'excellent comportement de ce «petit» transformateur. La réponse à -3 dB s'étend jusqu'à 70 kHz. Hormis un palier très «doux» à 100 kHz, l'atténuation est très régulière sans accident marqué. Comparativement à d'autres modèles beaucoup plus puissant et beaucoup plus cher, le U 808 s'en tire très bien. Il n'est pas étonnant que ce transformateur soit un véritable best-seller au Japon.





### AH 52 B Millerioux

Fabriquée lui aussi suite à une publication de notre revue, article sur l'amplificateur de 10 W KT 88 de Jean Hiraga dans le n  14, ce transformateur a été testé dans les mêmes conditions que les autres références. La courbe de droite donne la réponse dans le grave, pour 50 mA (tracé supérieur) et 100 mA (tracé inférieur) de courant primaire. Force est de constater que pour un transformateur de cette puissance, les résultats sont médiocres, la chute de niveau se manifestant d s 100 Hz ! A -3 dB, pour 50 mA, la bande passante est limitée à 21 Hz (idem pour 100 mA). Sur la courbe de droite, donnant la réponse aux fréquences élevées, on notera que la courbe est plus étendue que sur les deux autres références Millerioux. La coupure à -3 dB est de 68 kHz. Toutefois on ne peut se limiter à cette seule constatation. Les deux accidents présents sur les deux autres modèles Millerioux de forme relativement douce, sont remplacés ici par une réponse extrêmement tourmentée vers 120 kHz suivie d'une remontée très importante qu'il n'est pas possible de parfaitement évaluer ici compte tenu de la limite d'analyse à 200 kHz. Cette réponse tourmentée n'est pas étrangère au comportement en signal carré à 10 kHz que nous donnons plus loin.

### 3. Signaux carrés

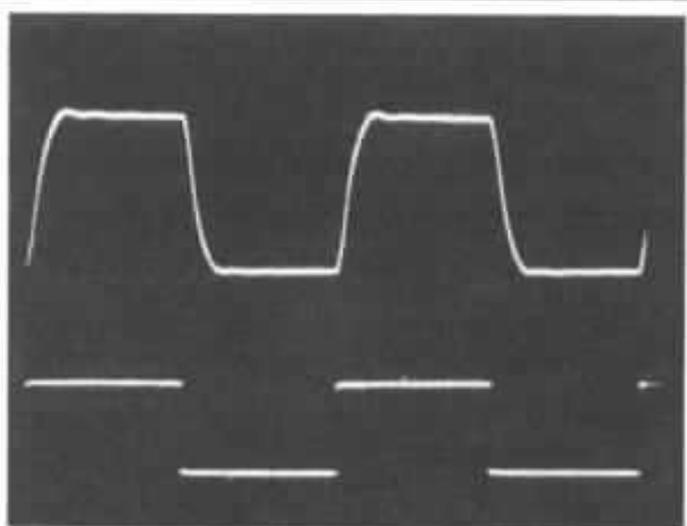
Pour cette mesure, nous avons testé les transformateurs dans des conditions réelles d'utilisation. Nous avons retenu pour ce test le montage VT 52 dont le

schéma est donné dans le n  38 p. 47. Comme on peut le constater, cet amplificateur est totalement dépourvu de toute contre-réaction. Malgré cela, il possède une bande passante très étendue,

supérieure à 50 kHz. C'est une condition bien évidemment nécessaire pour obtenir des réponses significatives entre transformateurs. Le test a consisté à changer sur le même mon-

### U 808 Tango

Le petit Tango U 808 se comporte remarquablement bien sur ce test. Quelles différences par rapport à son concurrent français ! Le front de montée est légèrement arrondi avec un petit dépassement très vite amorti. Ce transformateur peut naturellement être utilisé sans qu'il ne soit nécessaire d'avoir recours à une contre-réaction.



tage le transformateur de sortie et à visualiser à l'oscilloscope la réponse. Pour cette expérience, un générateur Hewlett-Packard 3312 A et un oscilloscope Tektronic 2236 ont été utilisés, les mesures ont été effectuées à la fréquence de 10 kHz ce qui cons-

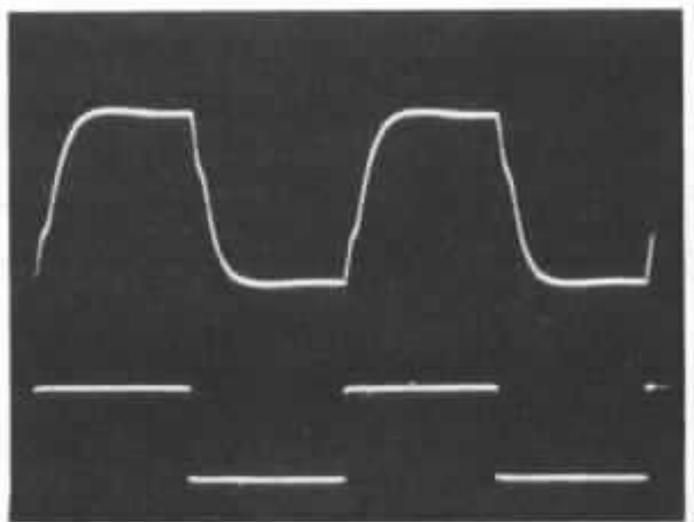
titue une condition sévère et révélatrice de la qualité du transformateur. Des mesures en signal carré avec des fréquences inférieures ne présentent que peu d'intérêt. Tous les oscillogrammes ont été effectués pour un niveau de sortie de 2 V. La trace

inférieure représente le signal délivré par le générateur excitant l'entrée de l'amplificateur VT 52.

L'ensemble des résultats pour les six transformateurs est regroupé en fig. 7.

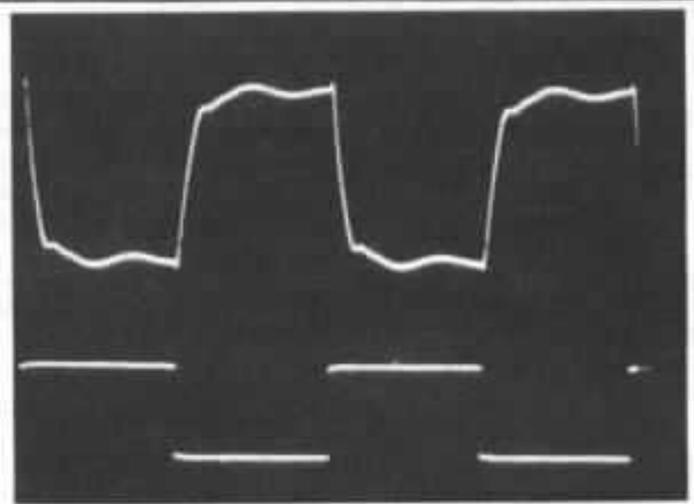
### AH 52 B Millerioux

*Certes, ce transformateur «monte» plus vite que le AH 50 B du fait d'une réponse plus étendue. Malheureusement, les accidents apparaissant sur les fronts montant et descendant sont extrêmement critiques car ils seront impossibles à supprimer même en appliquant une contre-réaction importante ou en limitant la bande passante. C'est dommage car les plateaux supérieur et inférieur sont correctement reproduits.*



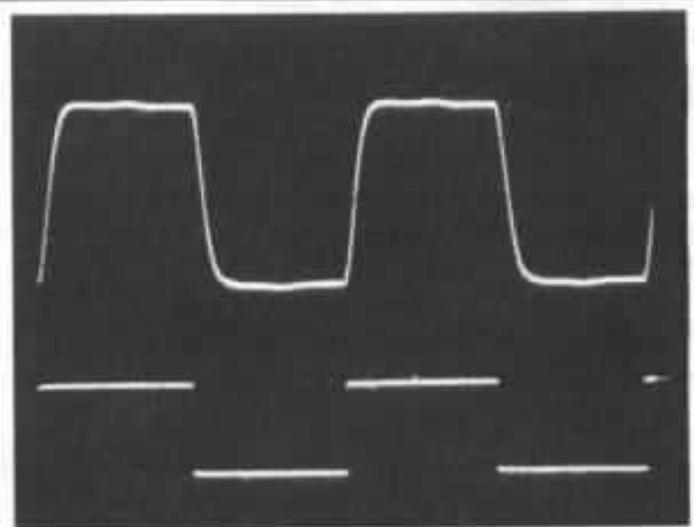
### HH 25 B Millerioux

*Les performances de ce transformateur sur ce test difficile ne sont pas bonnes. Elles sont liées aux accidents rencontrés sur la courbe de réponse en amplitude aux fréquences élevées. Avec un tel transformateur, il est impossible de se passer de contre-réaction de sorte à «arranger» un peu les choses. De plus, le taux devra être relativement important si l'on veut parvenir à bien lisser les plateaux horizontaux. C'est bien dommage car le grand intérêt de ce genre de montage est de justement pouvoir se passer de contre-réaction.*



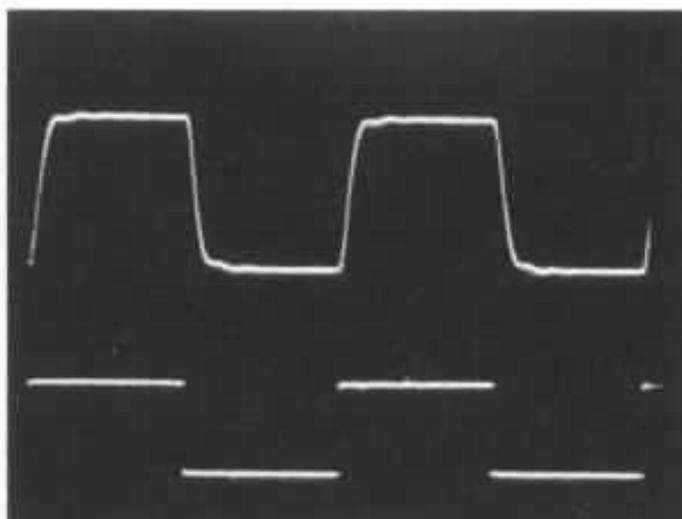
### TK 4519 Partridge

*L'oscillogramme se passe de commentaires. Ce transformateur est de loin le meilleur sur ce test : absolument aucun défaut, on est très proche de la perfection. Bien naturellement, ce transformateur sera utilisé sans contre-réaction.*



### FX 50-3,5 S Tango

*Là aussi, les résultats sont à la hauteur de la réputation des transformateurs Tango. Un très léger dépassement très vite amorti tempère un peu notre enthousiasme. Pour la contre-réaction même remarque que pour les références U 808 et TK 4519.*



### AH 50 B Millerioux

*Sur ce test, ce transformateur s'en sort assez bien. Bien sûr, la réponse est arrondie du fait d'une bande passante plus limitée dans le haut, cependant la forme est douce sans irrégularité trop marquée. Un taux de contre-réaction modéré de 8 à 10 dB permettrait d'améliorer le signal.*

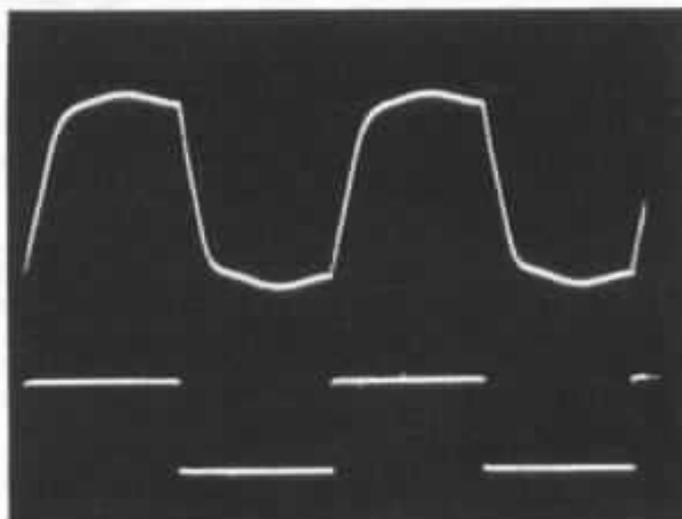


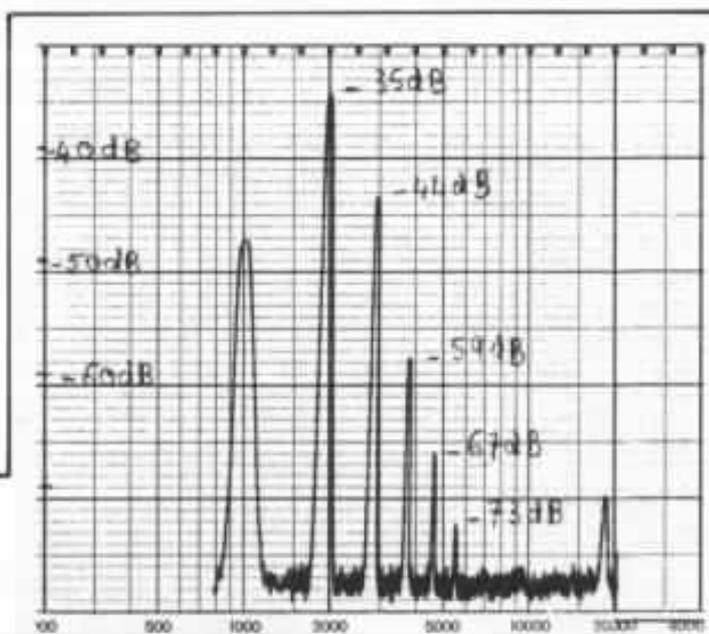
Fig. 7 : Réponse en signal carré. Chacun des transformateurs est attaqué par un montage VT52 à une fréquence de 10 kHz. Niveau de sortie sur charge de  $8 \Omega$  2 V.

## 4. Spectre de distorsion

Pour ce test, nous avons utilisé le même amplificateur que pour les mesures précédentes en signaux carrés, VT 52 sans contre-réaction. Les mesures ont été effectuées à 1 W pour une fréquence de 1 kHz. Le matériel utilisé était un distorsiomètre Sound Technology 1700 B associé à un banc Bruel & Kjaer 2010 + 2307. Nous rappellerons pour les lecteurs peu familiers avec ce

### U 808 Tango

*Dégradé harmonique très correct avec une légère remontée de H3 dans l'idéal il devrait se situer à -49 dB, H6 et H7 ont disparus.*



type de mesure que le spectre de distorsion doit avoir un dégradé très régulier et que le nombre des harmoniques visibles doit être important (H7, H8, H9 doivent être décelables). Pour plus de détails sur cet aspect de la distorsion, le lecteur pourra se reporter au très important article de Jean

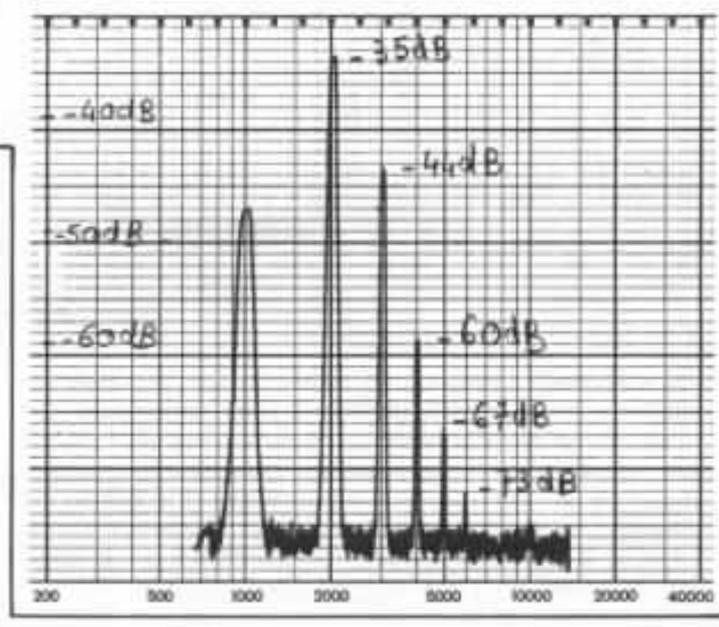
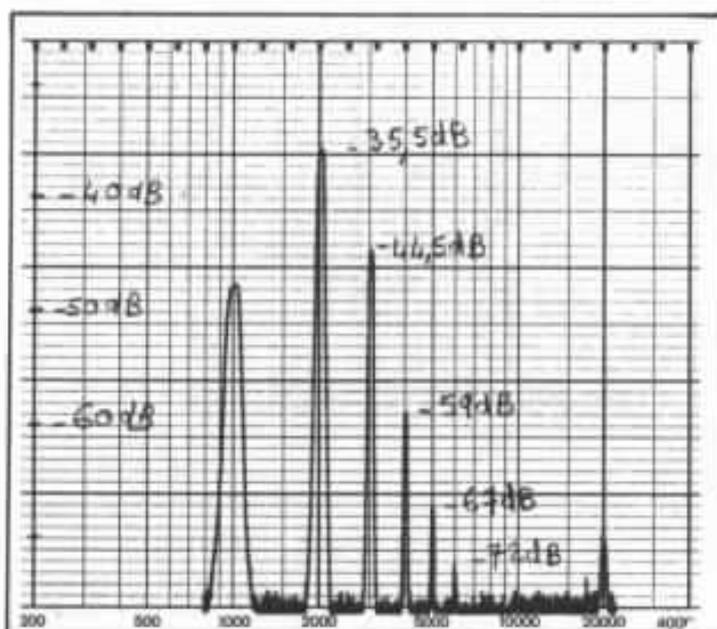
Hiraga «Harmonie et distorsion» dans le n° 22 p. 41.

Certes, en faisant une mesure telle que nous l'avons effectuée, il est certain que nous ne mesurons pas uniquement la distorsion du transformateur mais également les distorsions dues aux différents composants de

l'amplificateur (ECC 83, VT 52). Cependant, comme le montre les résultats de la fig. 8, il est intéressant de noter que le spectre se trouve modifié de manière tout à fait significative dans sa forme et sa répartition suivant le modèle de transformateur de sortie utilisé.

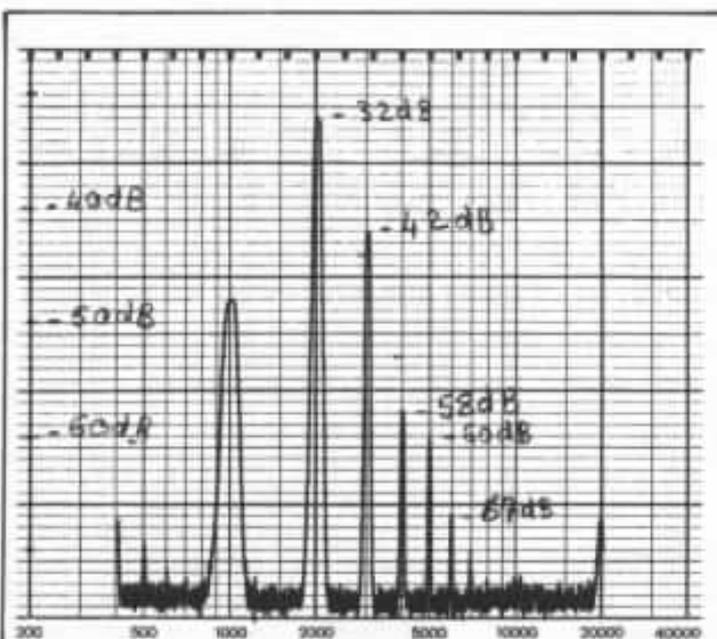
### AH 50 B Millerieux

Résultat extrêmement proche du spectre de distorsion du modèle U 808 Tango.



### AH 52 B Millerieux

Même remarque que pour le U 808 et le AH 50 B.



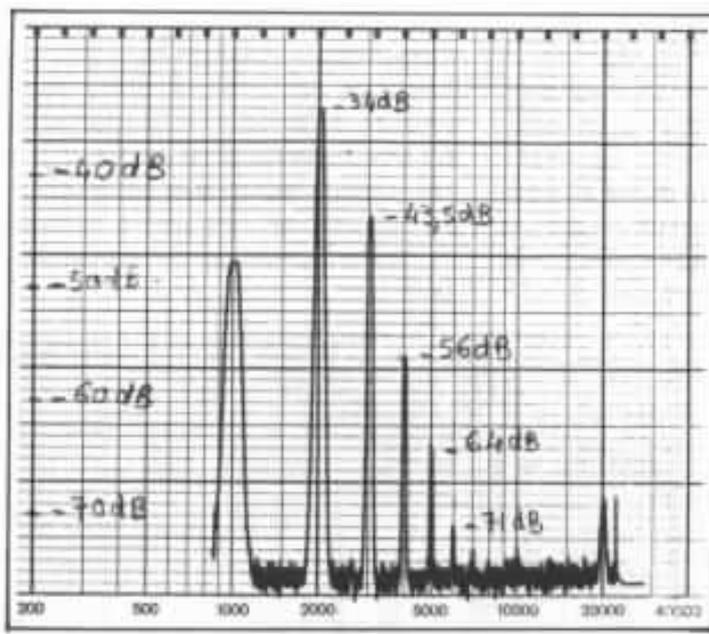
### Utilisation recommandée

Cette série de tests effectués dans des conditions réelles d'utilisation met très clairement en évidence les caractéristiques propres à chacun des transformateurs.

Le réseau de présomptions que fournissent ces trois tests se retrouve toujours à l'écoute. Une courbe accidentée aux fréquences ultrasonores, des signaux carrés déformés, un spectre de distorsion irrégulier ou limité ne donneront jamais de très bons résultats subjectifs.

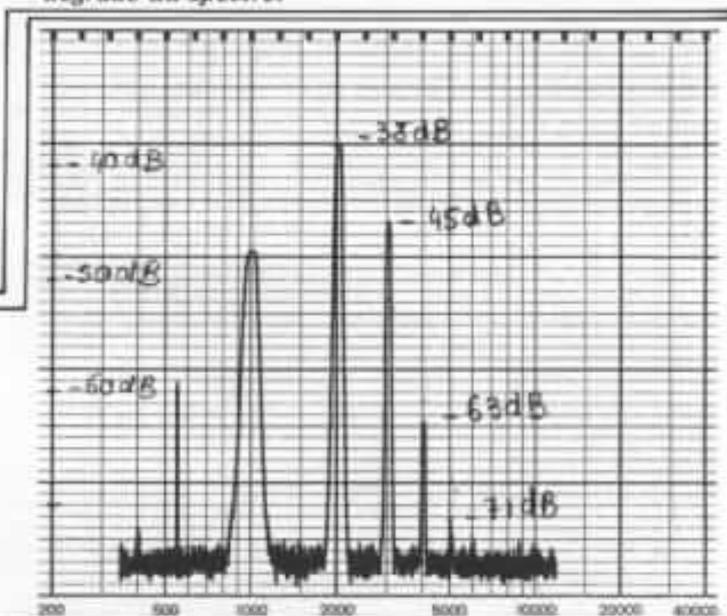
### HH 25 B Millerieux

Spectre très étendu, H7 et H8 sont présents. Par contre, H4 est anormalement bas par rapport à H5.



### TK 4519 Partridge

Le spectre est très large, H7 et H8 sont visibles. Très légère remontée de H3 qui, dans l'idéal, devrait être à -47 dB. La valeur de distorsion harmonique totale est inférieure à celle des modèles précédents, toutefois légèrement plus élevée qu'avec le Tango FX 50 ce qui est dû au fait que l'impédance du FX50 est de 3 500 Ω. Là encore sur ce test, le Partridge sort en tête. C'est lui qui concilie le mieux niveau de distorsion, étendue et dégradé du spectre.



### FX 50-3,5 S Tango

En distorsion harmonique totale lue sur le distorsiomètre, c'est le modèle de loin le plus performant. La cause en est que l'harmonique 2 est atténué de 3 à 6 dB par rapport aux autres modèles. De même pour l'harmonique 4. Par contre, l'harmonique 3 conserve un niveau proche des autres modèles. Globalement, le dégradé s'en trouve perturbé, les harmoniques de rangs élevés supérieurs à H6 n'apparaissent pas.

Fig. 8 : Spectre de distorsion du montage VT 52 sans contre-réaction associé à chacun des six transformateurs de sortie. Niveau de sortie 1 W sur 8 Ohms, fréquence d'attaque 1 kHz. Le résidu du fondamental délivré par le distorsiomètre Sound Technology 1700 B se situe à -48 dB.

Tous les artifices et «arrangements» liés à l'application d'une boucle de contre-réaction améliorent les performances sur le papier, cependant à l'écoute, les choses sont loin d'être aussi évidentes. Nous avons regroupé dans le tableau 3 les diverses appréciations subjectives de chacun des transformateurs testés ainsi que l'utilisation que l'on peut recommander.

	U808	HH25	AH52B	AH50	TK 4519	FX 50-3,5S
R120		*				
2A3	*					
VT52	*			*	*	
AD1					*	
PX25					*	*
WE 300 B					*	*
RE 604	*				*	
PX 4					*	*

Référence	Mesures	Equilibre tonal	Dynamique	Coloration	Définition	Utilisation grave	Utilisation médium	Utilisation aigue	Utilisation large bande	Prix
HH25B	*	**	**	**	**		□			1
U 808	***	***	***	***	****		□	△0	△+	2
AH50B	**	***	***	***	***	○	□		○	3
AH52B	**	**	**	***	***				+	3
TK4519	*****	*****	*****	*****	*****	△0	△0	△0	△0	3
FW50-3,5S	****	***	****	***	****		○	○	○	4

- \* médiocre
- \*\* moyen
- \*\*\* bon
- \*\*\*\* très bon
- \*\*\*\*\* exceptionnel

- à utiliser pour le prix
- △ à utiliser pour son rapport qualité-prix
- à utiliser pour ses qualités
- + utilisation spéciale (genre réalisation n° 14 de l'Audiophile)

- Classe de prix**
- 1 : inférieure à 1 000 F
  - 2 : 1 000 à 1 200 F
  - 3 : 1 200 à 1 500 F
  - 4 : supérieure à 1 500 F

Tableau 3 : Appréciation subjective et recommandations d'utilisation.

# Le pré-pré A.T.S.

Serge Rabeyrolles

Les problèmes liés aux pré-amplificateurs, ont déjà été abordés dans cette revue (*Audiophile* n°5, 16 et 17). Je les supposerai connus du lecteur. Pour ma part, je n'ai abordé cette question que récemment.

La solution du transformateur m'a paru difficile pour un amateur (le blindage surtout). Quant au montage électronique, même en poussant loin le pessimisme, le circuit Hiraga qui a fait l'objet d'une réalisation de l'*Audiophile* (voir n°31) ne peut être taxé de mauvaises performances en bruit ! Ce fut donc le point de départ et comme ce schéma se limite à un seul étage, il m'a également servi à évaluer le bruit d'un certain nombre de transistors.

De fil en aiguille, j'en suis arrivé à concevoir ce pré-pré dont le sigle n'est pas mystérieux : ampli de tension modèle S en suivant les lettres de l'alphabet. Un nom est toujours commode ne serait-ce que pour s'y retrouver dans ses dossiers !

## 1 - Le circuit Hiraga à miroir de courant

### 1 - 1 Le circuit

Ce circuit est rappelé en fig. 1. On peut considérer que le transistor Q1 est monté en contre-réaction totale (base - collecteur) réalisant ainsi une «superdiode» permettant de polariser la base du transistor Q2. Pour un fonctionnement correct, les deux transistors doivent être identiques. La stabilité en température qui en résulte, n'est acquise que si les deux éléments sont en étroit contact thermique. Ces deux conditions ne sont pleinement

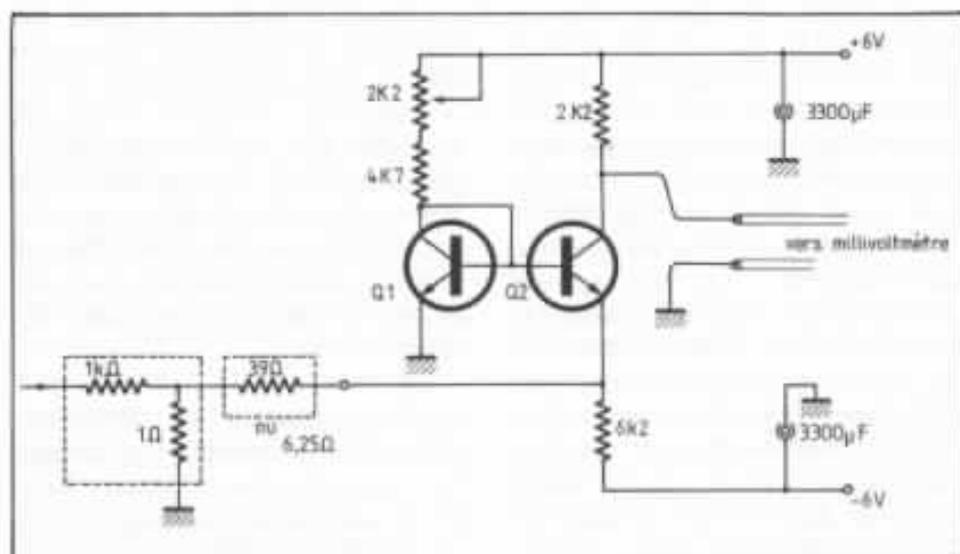


Fig. 1 : Circuit de mesure de bruit utilisant le schéma Hiraga.

réalisées qu'en faisant appel à des transistors doubles. Les deux puces appairées par le constructeur sont alors, dans le même boîtier. Ces produits sont coûteux, en partie parce qu'ils sont implantés dans des boîtiers métalliques (genre T05 ou T071).

## 1-2 L'appareillage -

Les mesures de bruit ne sont pas faciles. Sans accorder une grande confiance dans les chiffres, on peut tout de même effectuer des comparaisons valables. J'ai pu utiliser le tiroir TM 503 de TEKTRONIX groupant le générateur SG 505 et le millivoltmètre-distorsiomètre AA 501. Ce dernier comporte un choix de filtres à coupure raide. Soit un passe-haut 400 Hz, soit un passe-bas 30 kHz ou 80 kHz. Un filtre de pondération correspondant au sonomètre de classe 1 (norme DIN ou IEC 179) peut également être mis en service. Dans la plupart des cas, j'ai noté le bruit dans les sept configurations possibles. Résumons deux performances de cet ensemble :

- le taux de distorsion vers 3 kHz du générateur lu par le distorsiomètre avec filtre 400 Hz et 30 kHz, s'établit à 0,0016 %.
- d'autre part, le distorsiomètre fonctionne encore très correctement avec un signal de 10 mV.

Le circuit imprimé portant le schéma de la fig.1 est placé dans un boîtier métallique fermé incorporant les piles nécessaires et bien suffisantes pour un test. Le signal de sortie et le 0 électrique sont branchés séparément aux entrées différentielles du millivoltmètre. Le blindage de ces câbles est relié à la masse de l'appareil. Le coaxial d'entrée est branché au générateur par l'intermédiaire d'une résistance  $Z_g$  et d'un atténuateur dont le pied a pour valeur 1  $\Omega$ . Ces deux éléments sont blindés à l'aide de l'attirail classique BNC, la tension avant et après la résistance  $Z_g$  peut être lue au millivoltmètre.

La connaissance de ces tensions et de la tension de sortie du montage permet de connaître gain et impédance d'entrée du circuit.

## 1-3 Les mesures -

Le tableau de fig. 2 résume les mesures de bruit effectuées (en  $\mu V$  efficace). La première ligne est propre au millivoltmètre dont les entrées sont court-circuitées.

Bruit $\mu V_{eff}$								
	30 K	A	80 K	400	30 K	80 K	—	
Millivoltmètre CC	1,3	0,9	2,2	4,1	1,8	2,6	4,4	
Circuit NON alim <sup>t</sup>	1,7	1,1	2,9	5,5	4,8	5,2	7,3	
Avec 2N 2918	21,4	14,5	34,5	59,6	22,7	35,6	60,2	
Avec MAT-02	7	4,7	11,3	19,9	9,6	13,1	21	
Paire 2SB 737 R	6,2	4,2	10,1	18	8	11,3	18,7	
Paire BC 651 DS	14	9,4	22,8	40,1	15,9	24	40,8	
Paire BC 560 C	20,1	13,5	32,7	57,1	21,3	33,5	57,6	
2N 3807 -	$Z_g = 40 \Omega$	13	8,8	21,3	37,8	14	22	38,1
	$Z_g = 7,2 \Omega$	23,7	16	38,4	67,1	24,4	39	67,5
	$Z_g = \infty$	1,9	1,2	3	5,8	5,6	6,2	8

Fig. 2 : Tableau de mesures de la tension de bruit. Le circuit de la fig. 1 est utilisé. Les mesures sont effectuées sur différentes largeurs de bande de fréquences (filtres : 400 Hz, pondération A, 30 kHz et 80 kHz).

La seconde indique le bruit du dispositif expérimental lorsque le circuit n'est pas alimenté. C'est le minimal possible avec ce système. Les autres lignes indiquent le bruit mesuré en sortie avec quelques transistors que je présenterai par la suite. J'en ai profité pour effectuer un tri parmi plusieurs exemplaires de chaque type.

La résistance  $Z_g$ , simulant une résistance interne de phonocapteur, est un élément important. Les mesures sont effectuées avec 39  $\Omega$  sauf en dernières lignes (7  $\Omega$  et entrée en l'air).

Hormis le bruit, le gain, l'impédance d'entrée, le taux de

distorsion sont identiques d'un transistor à l'autre. Il est vrai que tous les éléments testés sont des modèles à gain en courant élevé.

L'impédance d'entrée se situe à 27  $\Omega$  (très proche du «re» à 1 mA) et le gain entre collecteur de sortie et émetteur d'entrée à 77. Le gain réel obtenu avec un phonocapteur donné dépend de la résistance interne de celui-ci qui

fait pont diviseur avec l'impédance d'entrée du montage et qui, par effet de contre-réaction, joue à la fois sur le bruit et sur le taux de distorsion.

Les chiffres de distorsion sont exposés en fig. 3 pour deux résistances de source. Le résidu de distorsion visualisé sur oscilloscope permet de s'assurer que la mesure n'est pas trop entachée de bruit et que l'harmonique 2 est prépondérante.

## 1-4 Commentaires -

La linéarité de ce circuit n'est pas exceptionnelle et il y a lieu d'être prudent selon le phonocapteur utilisé.

Niveau efficace en sortie	Distorsion à 3,25 kHz avec filtres 400 Hz/30 kHz	
	Zg = 40 Ω	Zg = 7,25 Ω
100 mV	0,62 %	1,16 %
75 mV	0,46 %	0,87 %
50 mV	0,31 %	0,58 %
30 mV	0,11 %	0,21 %
15 mV	0,032 %	0,071 %
10 mV	0,019 %	

Fig. 3 : Distorsion du montage de la figure 1.

On pourrait penser que les phonolecteurs les plus sensibles sont ceux qui présentent la plus forte résistance interne. Ce n'est pas toujours le cas.

Le rapport signal sur bruit sera mauvais avec n'importe quel pré-pré associé à des phonolecteurs très peu sensibles. Le transformateur y est peut-être plus à l'aise.

Le circuit Hiraga convient à des phonolecteurs de sensibilité moyenne à résistance interne élevée. Il convient beaucoup moins si la résistance interne de ces phonolecteurs est faible (exemple = PM X 10 de AR ou Zg = 7,5 Ω. Il y a, en effet, risque de distorsions voire d'écrêtage de l'électronique qui suit le pré-pré jusqu'au potentiomètre de volume.

Enfin le fonctionnement d'un phonolecteur sur charge faible (en générateur de courant) n'est peut-être pas recommandé. Il faudrait s'assurer que le transfert en fréquence n'en est pas affecté.

A ce manque de versatilité du circuit, s'ajoute les deux inconvénients connus :

- liaison capacitive vers le pré-ampli R I A A,
- alimentation de course (Voir l'Autographe n°27 et 31).

## 2 - L'ossature du circuit A T S -

Pour combattre l'harmonique 2, il suffit d'adjoindre un autre miroir de courant complémentaire. Les signaux sur les deux

charges de sortie sont en phase et il faut trouver, alors, le moyen d'en effectuer la sommation sur une charge unique référencée à la masse et ainsi le niveau continu moyen de sortie sera nul par symétrie du montage. Le schéma de la fig. 4 en fait état.

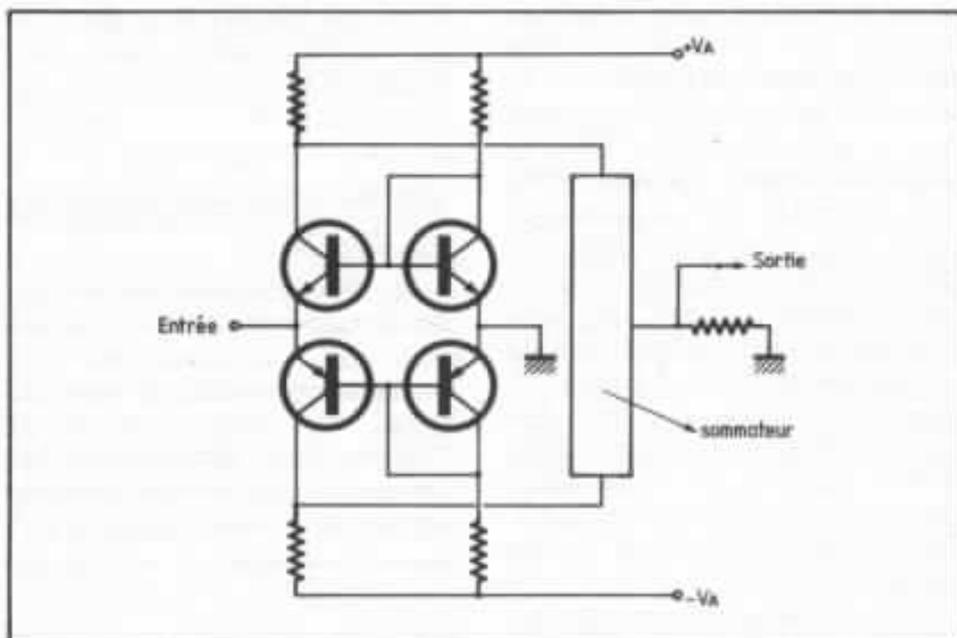


Fig. 4 : Schéma de principe du circuit ATS.

C'est ainsi que travaille le schéma américain MARSHALL LEACH (Audiophile n°5) mais la sommation est peu élégante. Il y faut des condensateurs électrochimiques et une alimentation non massée.

Très gênant !

L'astuce est de faire appel au cascode parallèle. De quoi s'agit-il ?

### 2-1 Le cascode -

Le cascode classique, donc série, schématisé en fig. 5 semble

très apprécié en audiofréquence mais j'ai souvent remarqué qu'il était mal compris. Il s'agit d'un premier transistor (ou tube/FET) Q1 dont les variations du courant collecteur se développent dans l'impédance d'entrée d'un montage base à la masse réalisé par le second élément Q2. Cette impédance est faible, c'est l'inverse de la pente (26 Ω au courant de 1mA). L'élément Q2, à condition que sa base soit correctement polarisée mais à la masse au point de vue alternatif, ne fait que transférer la variation de courant reçu dans son émetteur à la charge du collecteur qu'il alimente sous forte impédance. Les non-linéarités du montage et son gain sont sensi-

blement les mêmes que ce que réaliserait Q1, seul, travaillant sur la même charge. Les deux seuls avantages bien connus du cascode sont :

- la possibilité de faire fonctionner le 1<sup>er</sup> transistor Q1 sous des tensions collecteur-émetteur faibles sans préjudice pour la tension de sortie du montage. Ceci permet, entre autre, de minimiser les courants de fuite de Q1.
- la réduction de l'effet Miller au niveau de Q1. La tension

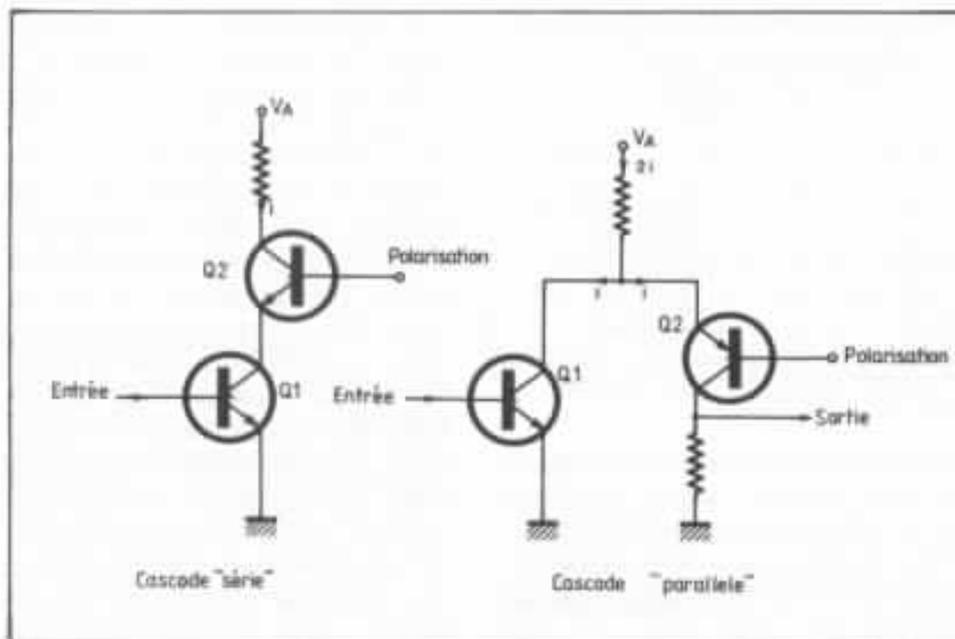


Fig. 5 : Montages cascode «série» et cascode «parallèle».

alternative de son collecteur étant quasiment nulle, le gain en tension l'est également. L'effet Miller est la multiplication de la capacité parasite collecteur-base par le gain en tension. Bref, la capacité parasite vue de l'entrée est minimisée par ce montage. D'où son emploi privilégié en H.F. En audiofréquence, ceci est de moindre intérêt. Ne pas oublier, en effet, qu'une capacité ne porte pas en son sein une fréquence de cassure. Cette fréquence résulte de l'association d'une capacité et d'une résistance (ou d'une inductance). Ici, comme ailleurs, tout est affaire de compromis.

Par contre le cascode apporte, avec ce second élément Q2, une liberté de manœuvre pour le «concepteur» malin.

Le cascode que j'ai baptisé parallèle, schématisé à la droite de la Fig.5, fait appel à des semi-conducteurs de polarité opposée. Le circuit présente les mêmes performances, encore faut-il l'alimenter. Compte-tenu de la valeur choisie pour polariser la base de Q2, il suffit d'installer une résistance comme indiqué. Cette résistance, si elle est nettement plus élevée que l'impédance d'entrée de Q2, n'intervient pas dans le fonctionnement

dynamique du circuit. Avez-vous remarqué que la charge de sortie est massée ? Oui ? Alors votre imagination va galoper plus vite que ma plume !

## 2-2 Premier aménagement du circuit -

Il suffit d'associer les miroirs de courant à des montages base à la masse pour constituer deux cascades parallèles complémentaires. La figure 6 en donne l'ossature avec quelques résistances permettant le bon fonctionnement de l'ensemble. Bien sûr,

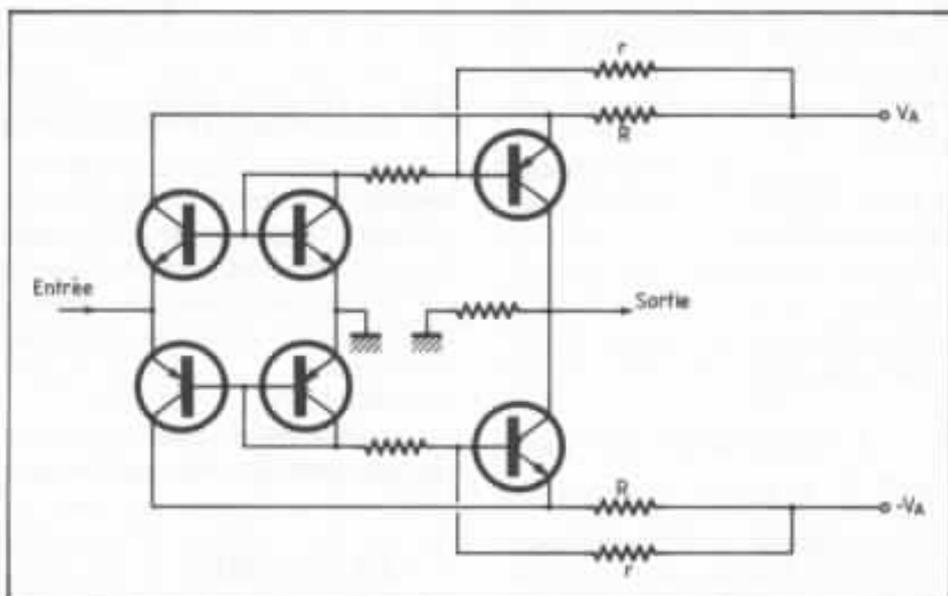


Fig. 6 : Structure cascades parallèles complémentaires.

la polarisation des seconds étages est prise sur le pont de polarisation des premiers.

Il est visible que le but est atteint. La charge est référencée à la masse et la tension de sortie se développe autour de zéro, à condition que le circuit soit bien «balancé». On pourra se passer de condensateur de liaison. Mais on peut encore aller plus loin !

## 2-3 Deuxième aménagement du circuit -

Les résistances R et r du schéma de la fig. 6 sont les seuls points d'entrée des tensions d'alimentation. Il s'agit d'ailleurs de servitudes. On peut les remplacer par des générateurs de courant judicieusement choisis.

On sait qu'un générateur de courant peut se réaliser facilement à l'aide d'un FET à jonction (JFET) et d'une résistance. Le JFET présente des inconvénients :

- la stabilité en température n'est pas fameuse, chaque JFET possède un courant pour lequel le coefficient de température est nul mais celui-ci ne dépasse pas 0,5 mA, valeur bien faible.

- la dispersion des caractéristiques, que ce soit le courant maximal (à polarisation nulle) ou la pente, est tellement grande qu'il n'est guère possible d'utiliser ces

composants sans les tester auparavant.

Par contre, le générateur de courant JFET présente l'énorme avantage d'être un dipôle. Dès que la tension à ses deux bornes dépasse quelques volts, le dispositif ignore la valeur de cette tension et laisse passer un courant quasi-constant.

En remplaçant les deux résistances R de la fig. 6 par deux générateurs de courant réalisés à partir de deux JFET appairés et montés dans le même boîtier, on assure du même coup la similitude des deux générateurs et la similitude de leur variation en température ce qui est essentiel pour garder la symétrie du montage et donc le zéro de sortie. Un autre double FET est nécessaire pour remplacer les résistances r. Ces doubles FET ne sont pas rares sur le marché, par contre ils sont coûteux. Le 2N3954 est bien connu. J'ai préféré les 2N5515.

On aura compris qu'avec ces générateurs de courant, le circuit A.T.S. est totalement isolé de ses tensions d'alimentation qui peuvent alors être très banales aussi bien au niveau de la stabilité, des caractéristiques dynamiques, du bruit etc...

J'indiquerai plus loin les performances de ce circuit que l'on peut considérer comme l'élément de base. On peut s'attendre, par rapport au circuit HIRAGA, à un gain double si la même valeur de charge est utilisée soit 150 et à une impédance d'entrée de moitié plus faible (soit  $14 \Omega$ ). Ces deux valeurs sont embarrassantes mais heureusement on peut encore aller plus loin !

## 2-4 Troisième aménagement du circuit -

La tension alternative de sortie est en phase avec le signal d'entrée car les divers étages sont non-inverseurs. Les bases des transistors d'entrée sont passives. Il est donc possible de leur appliquer un signal en contre-

réaction ce qui va avoir pour effet :

- de diminuer le gain à la valeur convenant le mieux au projet que l'on s'est fixé,

- d'augmenter l'impédance d'entrée du montage qui en a tout de même besoin même si certains aiment bien faire fonctionner leur phonocateur «en courant».

Le schéma définitif apparaît en fig. 7. La résistance de charge est constituée de  $R + r$  dont on peut varier les valeurs sans conséquence sur l'équilibre continu du montage. Au repos, en effet, le courant qui les traverse est quasi nul.

Le schéma montre deux réglages P1 et P2 qui permettent respectivement d'effectuer le zéro d'entrée et le zéro de sortie. Ces deux réglages ne sont pas indépendants en présence de contre-réaction.

Les JFETS doivent être préalablement testés pour déterminer la valeur normalisée de la résistance associée. Les générateurs de courant des circuits de polarisation seront tarés vers 1,3 mA. Les autres vers 2mA. Le réglage P2 doit être très «démultiplié».

## 2-5 Choix des semi-conducteurs -

Le tableau de la fig. 2 fait apparaître la remarquable performance en bruit du double transistor MAT-02 d'origine PMI introduit récemment sur le marché. L'équivalent PNP, hélas, n'existe pas.

Le PNP japonais 2SB 737R se révèle encore meilleur mais n'existe pas sous forme de deux puces dans le même boîtier. Toutefois, sous réserve d'un bon appairage, la stabilité du circuit reste assurée.

Les autres transistors sont d'origine MOTOROLA et sont anciens. Le double PNP 2N3807 est une version grand gain mais sans garantie d'appairage. Son homologue mieux appairé est le 2N3811.

Le double NPN 2N2918 est à rejeter. Il aurait été intéressant de tester un LM194 (Voir l'article de M. FAUGERAS dans les n°21 et 22).

Les BC651 et 560 sont des transistors simples. Le BC651 DS se présente assez bien mais n'a pas d'équivalent PNP. Il faut se rabattre sur le PNP BC560 C. Ces deux transistors trouvent leur place en seconde position de montage, où l'on peut préférer la paire japonaises 2SC 1775-2SA 872 et où les JFETS sont également envisageables.

Je n'ai trouvé aucune différence significatives entre les bipolaires et les FETS, aussi faut-il préférer les bipolaires (pas d'appairage de complémentarité, très difficile avec les JFETS).

## 3 - Performances du circuit A.T.S. -

### 3-1 Circuit sans contre-réaction -

La tension d'alimentation doit être supérieure à  $\pm 8$  V environ en fonction des JFETS utilisés de façon que ceux-ci remplissent correctement leur rôle de générateur de courant. Le circuit actif proprement dit, fonctionne sous 4 V.

Par le jeu d'un inverseur, le circuit était alimenté soit par des piles 9 V situées dans le boîtier de test, soit à partir d'une alimentation extérieure tirée du réseau, stabilisée à  $\pm 24$  V et fort banale. Comme indiqué en fig. 7, deux résistances ramènent ces tensions vers  $\pm 12$  V. Les condensateurs, de valeur quelconque, assurent éventuellement la réjection de signaux parasites H.F. qui pourraient pénétrer le circuit par la capacité parasite des générateurs de courant. Le circuit consomme 3,2 mA environ.

Les chiffres de bruit restent identiques quelle que soit l'alimentation choisie. Ils apparaissent en fig. 8 pour les trois confi-

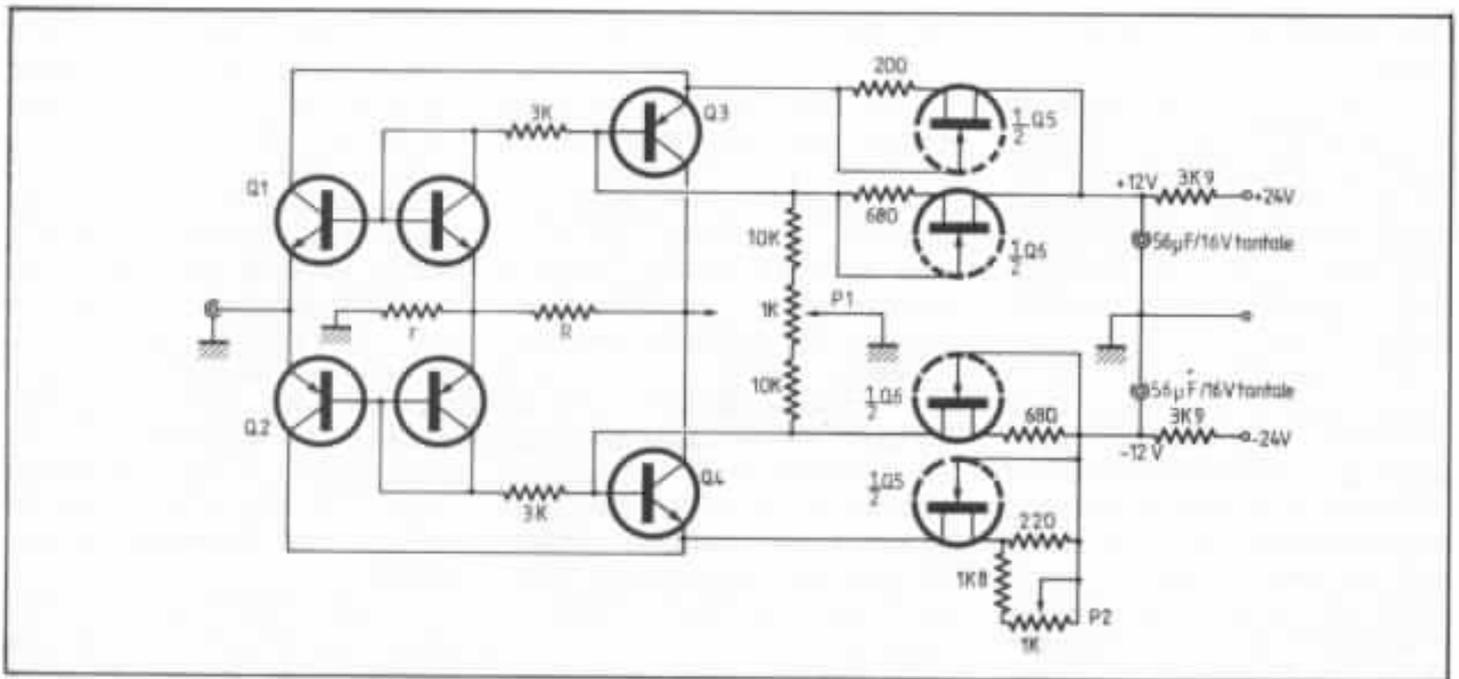


Fig. 7 : Le circuit ATS.

Bruit en $\mu\text{V}$	Source							
	30 K	A	80 K	400	30 K	80 K		
ATS sans contre-réaction (avec PNP/2N3807)	20,6	13,9	33,5	57,7	21,7	34,2	58,2	$Z_g = 7,5 \Omega$
	10,2	6,8	16,6	29,1	11,4	17,4	29,6	$Z_g = 40 \Omega$
	2,9	1,9	4,7	8,8	5,2	6,3	9,8	$Z_g = \infty$
Avec contre-réaction	5,1	3,4	8,4	17	5,4	8,7	17,1	$Z_g = 7,5 \Omega$
Avec 2SB737R	4,4	3	7,3	15,1	4,9	7,6	15,2	

Fig. 8 : Mesure de la tension de bruit du circuit ATS.

gurations d'entrée testées. La comparaison n'est pas immédiate avec le circuit HIRAGA puisque l'A.T.S. comporte deux étages d'entrée dont les chiffres de bruit sont différents. Les gains réels sont également différents quoique proches avec la résistance de source de  $39 \Omega$  (A.T.S. à 39,8 et Hiraga à 32,3). Bref, on peut en déduire que les deux montages ne sont pas significativement différents à cet égard.

Par contre les chiffres de distorsion sont nettement améliorés comme en témoigne la fig. 9. A 75 mV de sortie et au-dessous, la mesure est faussée par le bruit. Les distorsiomètres à élimination

de la fondamentale, mesurent le bruit et lorsque le contenu harmonique est noyé dans celui-ci, ils indiquent le rapport signal/bruit.

Niveau	150 mV	100 mV
$Z_g = 7,5 \Omega$	0,032 %	0,027 %
$Z_g = 40 \Omega$	0,014 %	0,013 %

Fig. 9 : Distorsion à 3,25 kHz avec filtres 400 Hz/30 kHz du circuit ATS sans contre-réaction.

### 3-2 Eléments de calcul -

Le circuit A.T.S. sans contre-réaction affiche :

- Un gain en tension de l'ordre

de 140 sur charge de  $2k2$ ,  
 - Une impédance d'entre  $Z_o$  de  $15 \Omega$  environ,  
 - Un gain en courant sensiblement égal à 1 (comme le circuit HIRAGA).

Le transfert utile est la pente S qui se situe donc vers  $64 \text{ mA/V}$ . L'application de contre-réaction par la résistance  $r$  se traduit par un taux égal à  $1 + rS$ .

Le gain résultant est  $g = \frac{(R+r)S}{1+rS}$

L'impédance d'entre  $Z_o$  augmente et prend la valeur :

$$Z = Z_o (1 + Sr)$$

Le gain global avec phonolecteur doit tenir compte de la résistance interne de celui-ci ( $Z_g$ ). Il s'écrit :

$$g \times \frac{Z}{Z + Z_g}$$

### 3-3 Circuit avec contre-réaction -

Le choix de  $R$  et  $r$ , présentés ici, est un cas concret parmi d'autres possibles dépendant à la fois du phonolecteur, et des caractéristiques de l'électronique suivant le pré-pré. Je me suis fixé un gain de 15 environ et adopté  $R = 2k \Omega$  et  $r = 120 \Omega$ . La résistance du phonolecteur est de  $7,5 \Omega$ .

Les chiffres de bruit, dans ces

conditions, sont portés dans le tableau inférieur de la fig. 8. La première ligne intéresse le montage équipé du PNP 2N 3807, la seconde du montage équipé d'une paire de 2SB 737. On constatera, et c'est heureux, qu'il y a peu de bruit en-dessous de 400 Hz (comparaison 1<sup>re</sup> et 5<sup>e</sup> colonne). La bande passante étant très large, le bruit au-delà de 30 kHz n'est pas négligeable. On peut le diminuer en shuntant la résistance de 2 k par un condensateur (1,5 nF pour coupure vers 50 kHz).

Il est également possible d'effectuer de cette manière la correction aiguë RIAA (75  $\mu$ S).

Le gain d'un tel montage s'établit à 15,8 et l'impédance d'entrée à 133  $\Omega$ . Les chiffres de distorsion sont éloquentes ! Au-dessous de 100 mV, les mesures sont faussées par le bruit (Fig.10). Ce test est évidemment conduit avec une résistance de générateur égale à 7,5  $\Omega$  (atténuateur 750/7,5  $\Omega$ ).

Niveau	500 mV	300 mV	200 mV	150 mV
	0,024 %	0,012 %	0,008 %	0,006 %

Fig. 10 : Distorsion à 3,25 kHz avec filtres 400 Hz/30 kHz du circuit ATS contre-réactionné ( $R = 2 \text{ k}\Omega$ ,  $r = 120 \Omega$ ,  $Z_g = 7,5 \Omega$ ).

### 3-4 Stabilité du circuit -

Le circuit avec contre-réaction est évidemment plus stable. Le zéro d'entrée varie très peu ( $\pm 10 \mu\text{V}$ ). Le zéro de sortie reste en général dans une plage de  $\pm 300 \mu\text{V}$ . Cette valeur est faible et permet le couplage direct avec un pré-ampli RIAA. Il est, en effet, illusoire d'escompter de pareilles valeurs dans l'appariement de l'étage d'entrée de ce dernier (sauf sur certains circuits intégrés).

### 3-5 Exemple d'implantation sur circuit imprimé

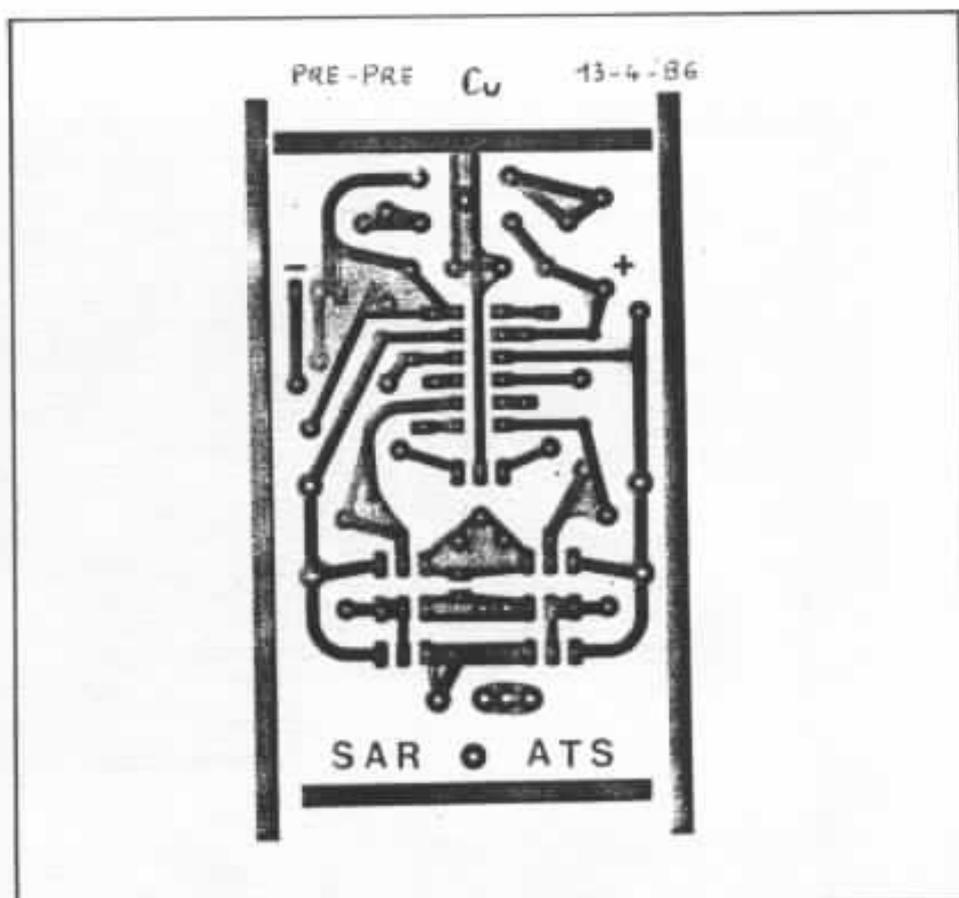


Fig. 11 : Exemple de circuit imprimé pour montage des transistors MAT02, 2N 3807, BC et 2N 5515.

## 4 - Conclusion -

Ce circuit A.T.S. est digne d'intérêt car il rassemble des performances souvent contradictoires.

Résumons ces caractéristiques :

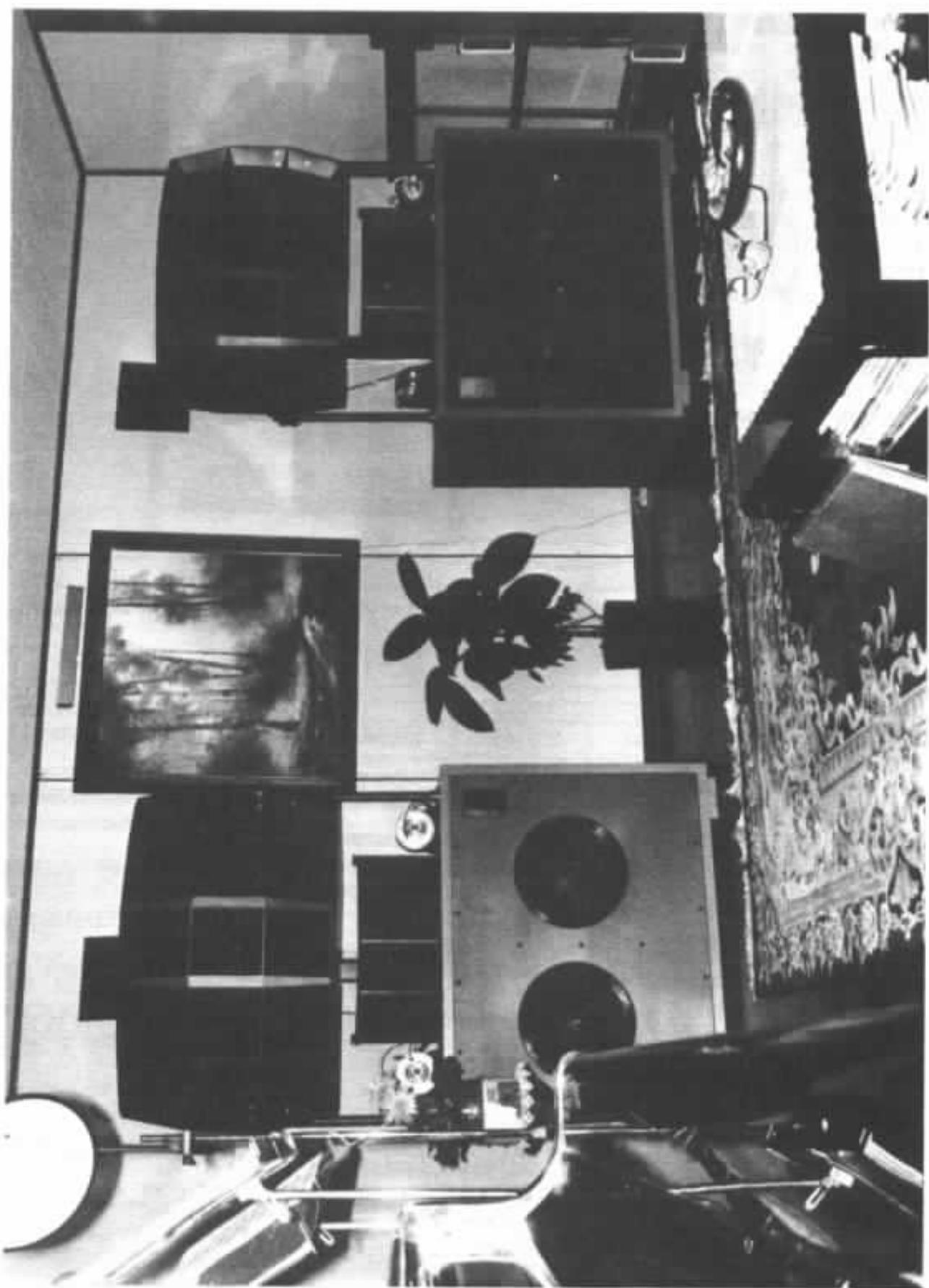
- Absence de liaisons capacitives,
- Gain et impédance d'entrée modulables à loisir,
- Excellente linéarité et bande passante associées à un faible bruit,
- Insensibilité vis-à-vis des alimentations,
- Montage peu encombrant (circuit imprimé 43 x 60 mm environ pour 1 A.T.S. et hors alimentation).

Par contre les composants paraîtront coûteux mais au prix où sont vendus les meilleurs préparé et transformateurs de course !...

La fig. 11 montre un circuit imprimé permettant le montage des semi-conducteurs MAT-02, 2N 3807, BC et 2N 5515. Les résistances doivent être au format NK4 (SOVCOR).

Les résistances de 3K9 qui tamponnent les alimentations (voir fig. 7) peuvent y être montées de deux façons. Ceci permet d'inverser entre les deux circuits nécessaires en stéréo les entrées d'alimentation.

Les transistors japonais ne peuvent pas être utilisés sur ce circuit car leur brochage est du type ECB et non EBC ou CBE.



# Le système de M. Mochida

Guy Marec

*J'ai choisi de présenter d'abord ce système parce que, au niveau des transducteurs, il est identique à celui présenté par l'Audiophile lors du dernier Festival du Son à l'hôtel SOFITEL. La seule différence réside dans la réalisation des enceintes de grave qui ici sont de facture japonaise et équipées de haut-parleurs japonais.*

*Il était important de donner des informations sur les résultats que l'on peut attendre d'un tel système à quatre voies, lorsque, installé en appartement pour une écoute domestique, il a été réglé et optimisé comme doit l'être tout système équipé de maillons terminaux aussi performants. Les lecteurs et les auditeurs du dernier salon doivent prendre conscience du choix difficile qu'a dû faire l'équipe de l'Audiophile : présenter un système de référence au grand public dans des conditions qui ne peuvent être que défavorables et sans disposer du temps nécessaire à la mise au point, ou bien continuer à en parler et risquer de créer le mythe de l'inaccessibilité.*

*La première solution a été choisie conformément à l'éthique de la revue et à son orientation délibérée vers les systèmes à haut rendement qui constituent à l'heure actuelle une tendance extrêmement importante de la reproduction sonore dans les pays occidentaux.*

Mais revenons à M. Mochida. Directeur d'une industrie de pointe au Japon, c'est à la fois un technicien et un mélomane, mais je ne saurais dire qui, du

musicien ou de l'ingénieur, transparait le plus dans cet hôte si aimable qui m'a, avec tant de gentillesse, fait l'honneur de sa maison et sa folie.

Audiophile depuis plus de trente ans, il a d'abord utilisé des moteurs et des pavillons GOTO, autre fabrication artisanale japonaise de très haut niveau. Il a dû

par la suite abandonner les éléments GOTO, qu'il juge trop difficiles à régler, au profit des éléments ONKEN. Les problèmes rencontrés concernaient principalement la mise en phase des différents transducteurs.

Cette opération déjà très délicate avec les éléments ONKEN lui a paru pratiquement irréalisable avec les transducteurs GOTO.

M. Mochida réalise lui-même la plupart de ses circuits électroniques ; son expérience est donc grande, tant en réalisation qu'en mise au point et ses connaissances musicales très étendues.

Présenter un tel système est bien difficile. Je voudrais que le lecteur prenne bien conscience que, si par moment, cette présentation peut paraître un peu « critique », il convient de donner à ce mot son sens étymologique le plus élevé. Je ne me permettrais pas de critiquer, au sens où on l'entend habituellement, le résultat d'un travail aussi long et délicat qui demande, pour être mené à bien, beaucoup d'expérience technique, d'expérience de l'écoute ainsi que beaucoup de connaissances musicales.

## 1. La salle d'écoute

Ses dimensions sont grandes pour un intérieur japonais et ses proportions me paraissent assez bonnes :

- longueur : 6,6 mètres
- largeur : 4,7 mètres
- hauteur : 2,8 mètres

Cette salle a fait l'objet d'un traitement acoustique partiel. Le plafond est constitué de dalles absorbantes et la partie arrière de la salle est recouverte aussi de panneaux absorbants genre isol-mou plâtré et percé. Ce mur arrière est d'ailleurs en majeure partie masqué par une bibliothèque.

Construite au rez de chaussée, donc pratiquement au niveau du sol, une précaution extrêmement importante a pu être prise : un bloc de béton a été réalisé désoli-

darisé de l'édifice pour recevoir la table de lecture.

L'ameublement est celui d'un salon utilisé en salle de musique, piano et violon, auxquels se rajoutent tous les accessoires nécessaires à un grand système de reproduction. Il faut noter la présence d'une bibliothèque et d'une très importante « magnétothèque » qui constitue la source sonore principale de M. Mochida.

Le sol, un plancher collé très stable, est recouvert en majeure partie par un tapis très épais. Les

deux fenêtres, de dimensions relativement modestes et placées, symétriquement par rapport à l'axe d'écoute, sont recouvertes de voilages et rideaux légers. L'atmosphère acoustique est naturelle, peu réverbérante ; il est agréable et reposant d'y parler, ce qui me paraît très important pour jouer d'un instrument ou écouter la musique restituée par un grand système de reproduction.

La disposition des meubles et du matériel électro-acoustique est précisée figure n°1. Les

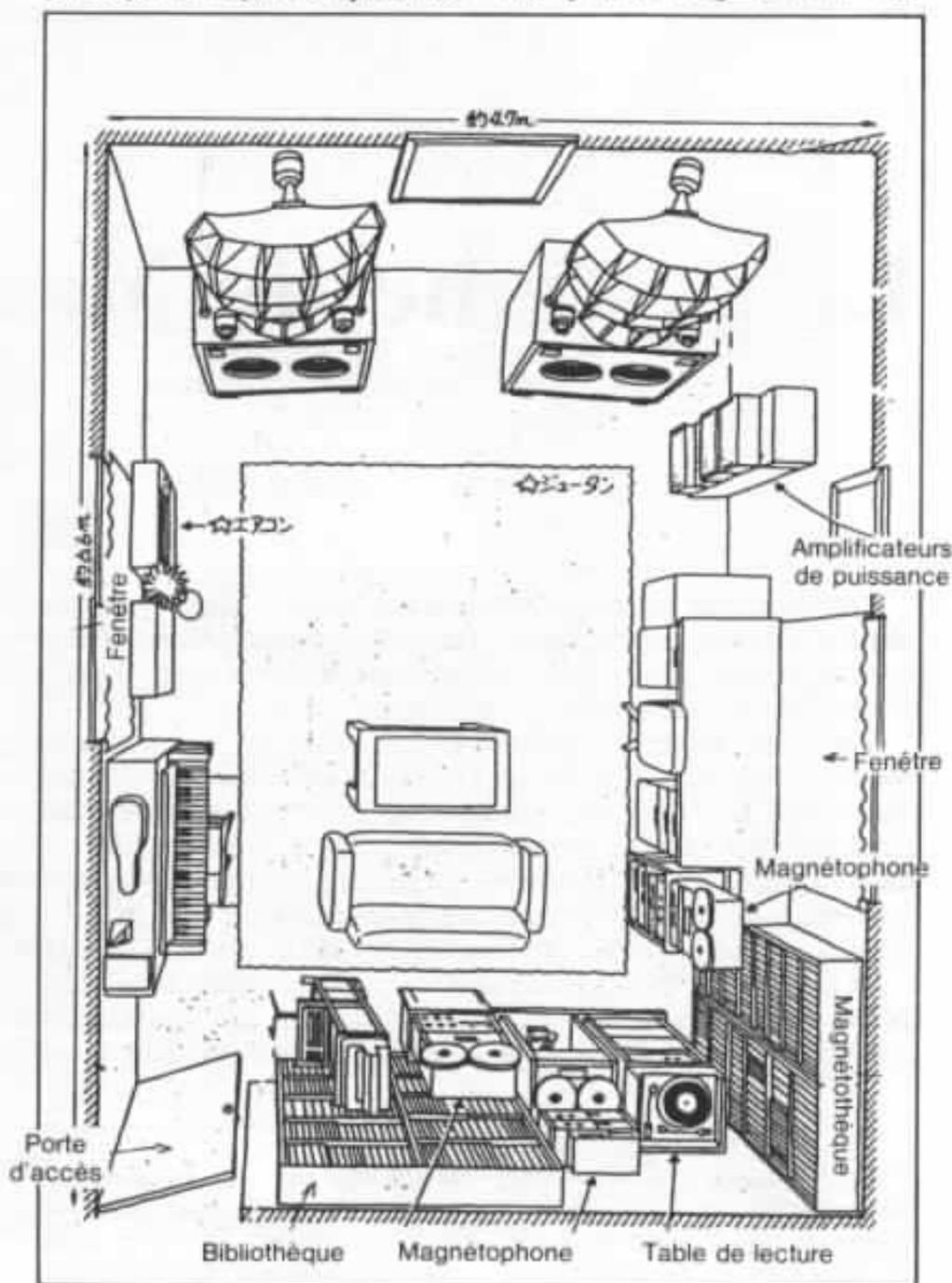


Fig. 1 - La salle d'écoute de M. Mochida.

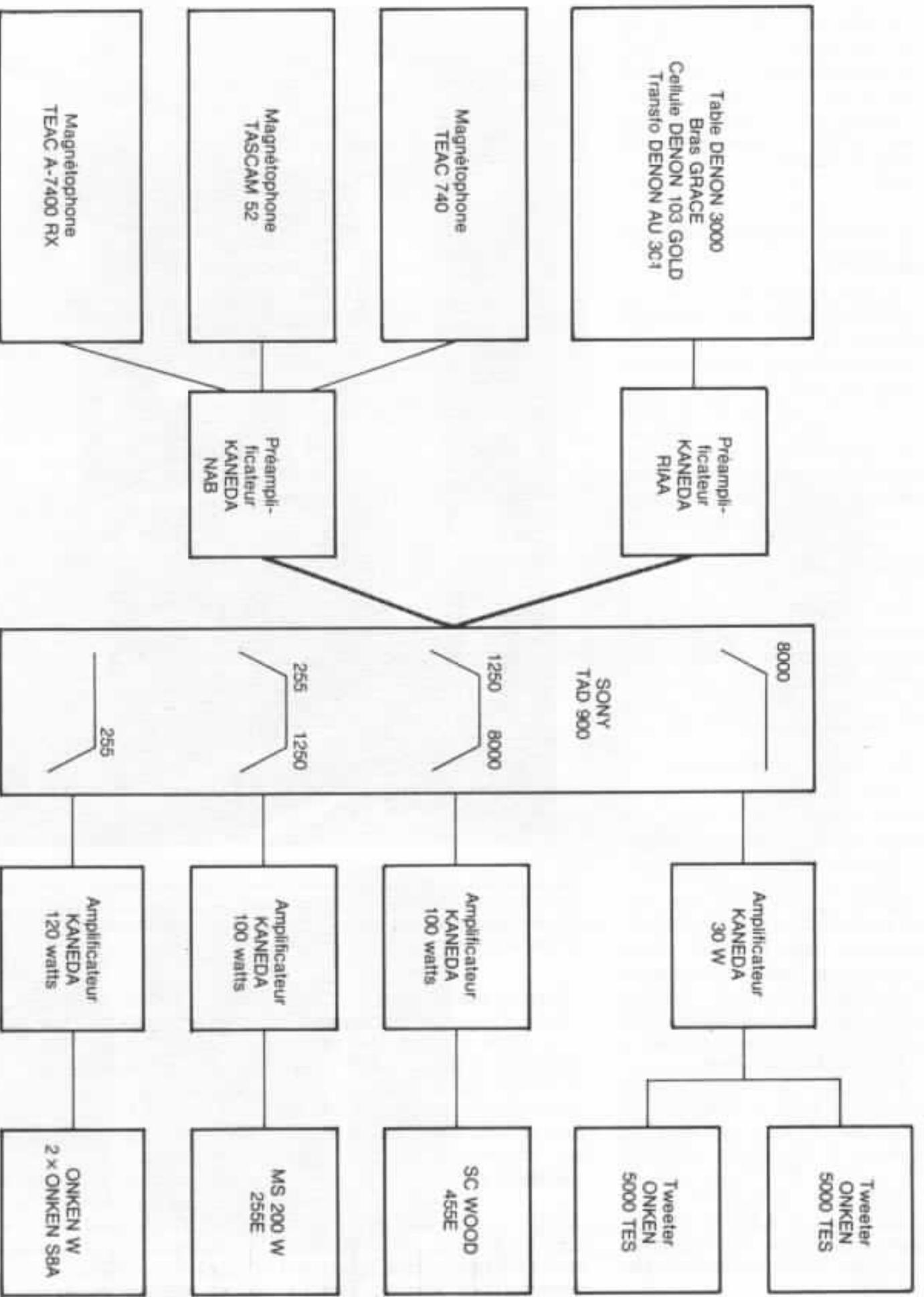


Fig. 2 : Organigramme du «Système Mochidas» en avril 1986.

enceintes sont placées symétriquement par rapport au grand axe de la pièce. Un petit espace libre apparaît derrière les enceintes, il est dû à la longueur des transducteurs de bas médium, et a été limité à l'espace nécessaire pour les placer.

## 2. Le système de reproduction

L'organigramme de ce système à quatre voies est donné figure 2. C'est le nouveau système ONKEN doté de la nouvelle enceinte de grave à deux haut-parleurs. La présence de trois enregistreurs magnétiques est suffisamment rare dans une installation pour être notée. Monsieur Mochida utilise beaucoup la bande magnétique comme support et source d'informations sonores. Il réalise lui-même des prises de son dans sa salle d'écoute, en particulier du piano et du violon, ce qui est extrêmement intéressant pour la mise au point d'un grand système. Il réalise aussi des prises de son en concert à l'extérieur.

### 2.1. Les transducteurs

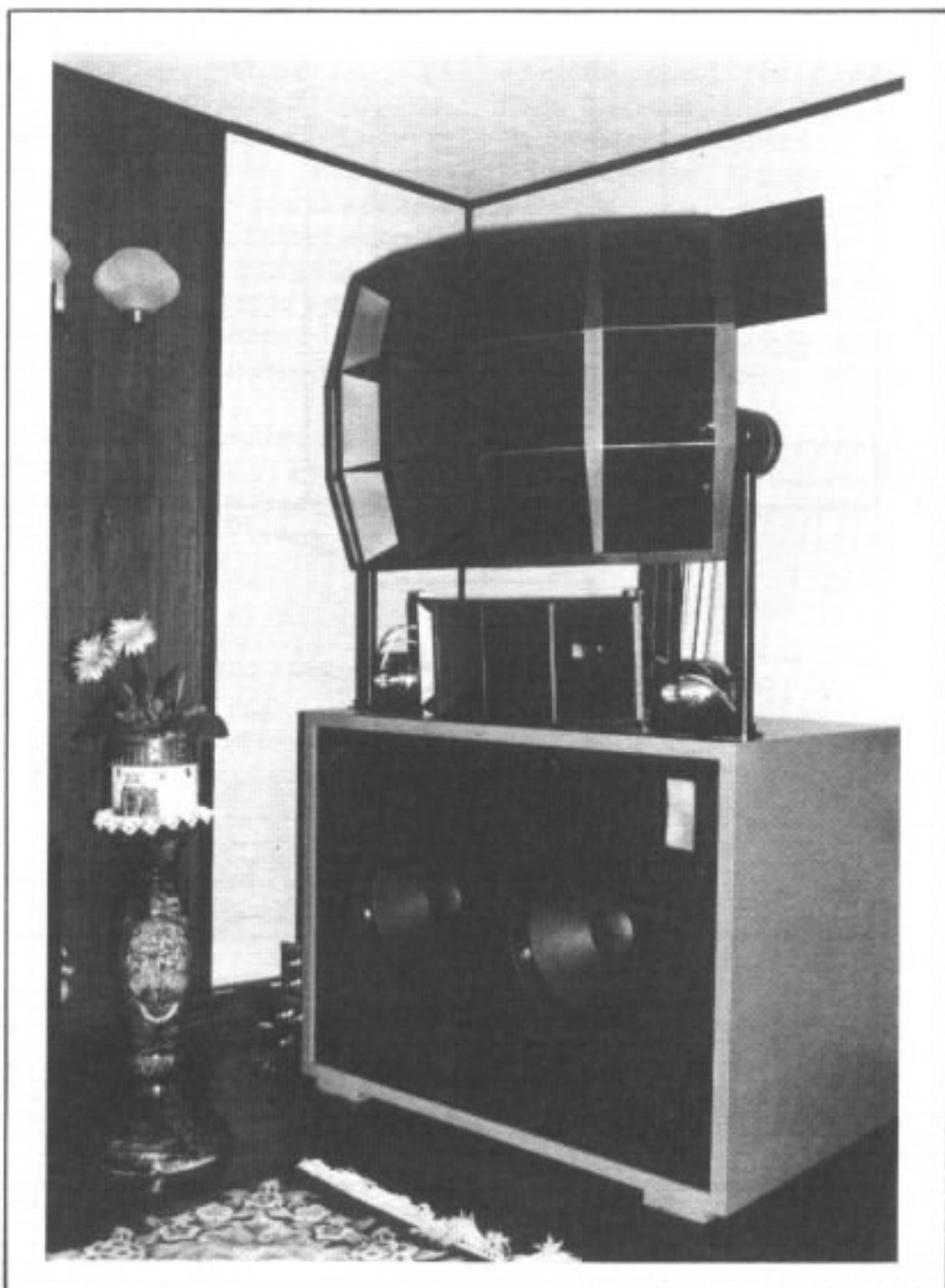
Les éléments ONKEN constituant la base de ce système sont déjà connus de nos lecteurs :

#### - Registre aigu

Pour la reproduction des fréquences supérieures à 8 000 Hz, chaque voie est dotée de deux tweeters 5000 T Esprit. Nous verrons plus loin que l'utilisation simultanée des deux tweeters n'est pas systématique mais dépend de la musique écoutée.

#### - Registre haut-médium

Ce registre de fréquence compris entre 1 250 et 8 000 Hz est reproduit par le pavillon à quatre cellules SC 500 Wood excité par le moteur 455 Esprit d'impédance 16  $\Omega$ . Je rappelle que ce moteur est très supérieur à la version 8  $\Omega$  et que l'amélioration porte sur la restitution du registre aigu.



*Les transducteurs de la voie gauche. Pour la reproduction des messages musicaux nécessitant une focalisation très précise, seul le tweeter extérieur est utilisé. A l'époque de cette réalisation, les événements étaient encore égaux et l'accord fait sur les événements situés côté extérieur.*

#### - Registre bas-médium

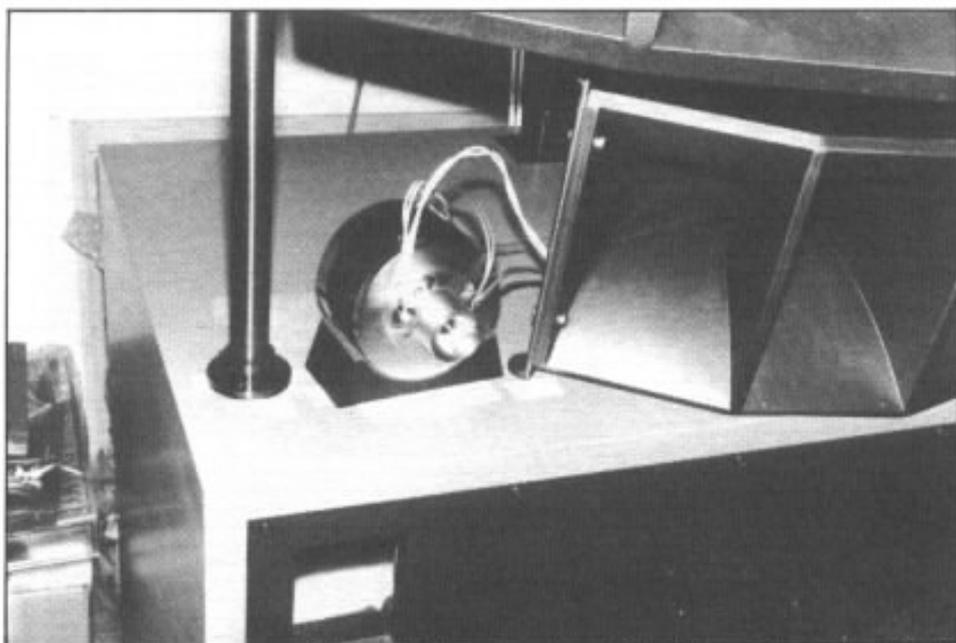
Les fréquences comprises entre 255 et 1 250 Hz sont reproduites par le pavillon à 15 cellules amorti par du sable qui a été présenté pour la première fois en France cette année. Il est excité par l'énorme moteur 255 E.

#### - Registre grave

Le bas du spectre jusqu'à 255 Hz est reproduit par la nouvelle enceinte de grave à deux haut-parleurs. Cette enceinte présentée aussi pour la première

fois en France, cette année, est appelée «ONKEN W» dans le numéro précédent de l'Audiophile. Les haut-parleurs équipant ces enceintes sont les ONKEN S-8A que j'ai présentés dans le même numéro 38 de l'Audiophile.

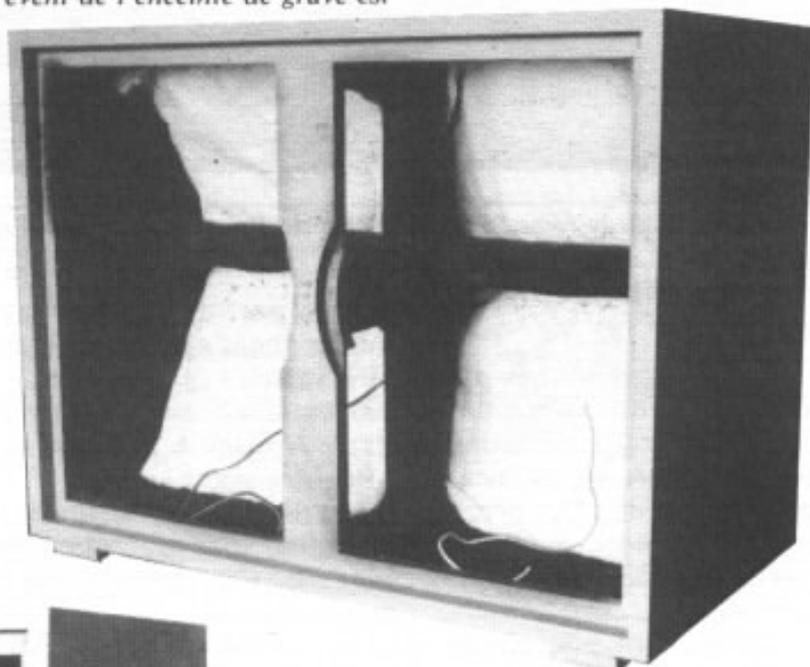
Ce caisson de grave fonctionne en bass-réflex. Les deux haut-parleurs sont séparés par un écran de feutre. L'accord de l'enceinte est fait par les deux événements ménagés de chaque côté à



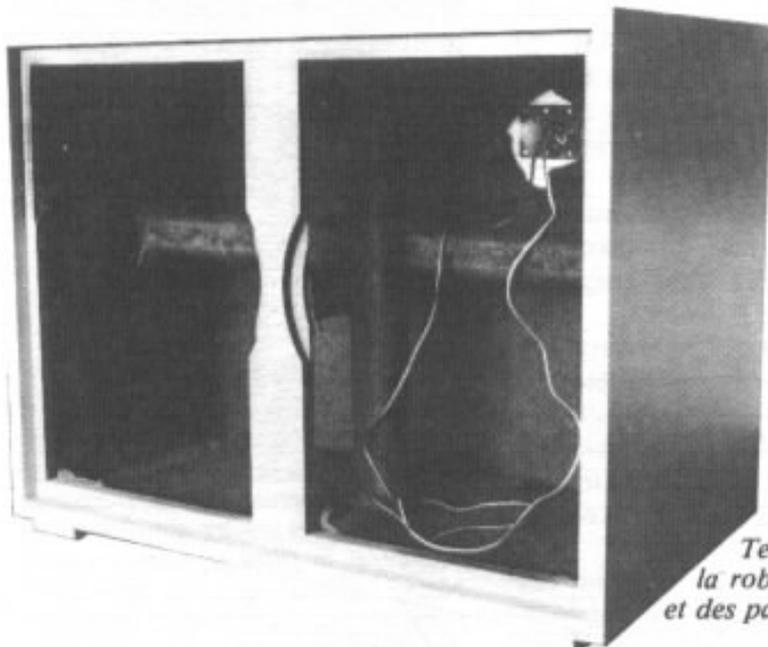
*Connexion des tweeters. Noter l'utilisation d'un câble à 4 conducteurs utilisés deux par deux. Le réglage de la surface de l'évent de l'enceinte de grave est très visible.*

la partie supérieure. Noter que ce système ne comporte aucun tunnel prolongeant les événements à l'intérieur.

Les deux événements sont de dimensions différentes, 9×11,5 centimètres pour le plus petit et 9×13 centimètres pour le plus grand. L'accord de l'enceinte est réglé en obturant partiellement la surface du plus grand des événements, par une petite planche de bois. La position des événements d'un système stéréophonique n'est pas



*L'enceinte Onken W en cours de remplissage.*



*Technique de construction des enceintes Onken W. Noter la robustesse de l'ensemble et l'habillage des tasseaux renforts et des parois.*

indifférente. Vue de face, les deux petits événements doivent être côté extérieur des enceintes et donc les deux grands événements, sur lesquels se font les accords, doivent être placés côté intérieur. Les photos jointes permettront d'apprécier la construction particulièrement robuste de ce nouveau caisson de grave.

Lors de cette dernière visite à Tokyo, j'ai demandé à M<sup>r</sup> E. Koizumi, président-fondateur de la firme ONKEN, quelles étaient, à son avis, les différences entre ce nouveau caisson de grave et une version précédente à deux haut-parleurs elle aussi, mais dotée d'une amorce de

pavillon et d'un espace très limité derrière les haut-parleurs. Il m'a dit qu'il trouvait le caisson à amorce de pavillon plus «Boomy» et plutôt destiné à la reproduction de la musique de jazz. Pour la reproduction de musique classique, sa préférence va au nouveau caisson ONKEN W.



Les réalisateurs du système, M. Mochida à droite et M. Koizumi à gauche.

## 2.2. Les amplificateurs de puissance

Les amplificateurs utilisés par M. Mochida sont tous des amplificateurs à courant continu du type KANEDA entièrement réalisés par lui-même. Des précisions seront données plus loin sur la réalisation de ces circuits.

### - Registre aigu

Les tweeters sont pilotés par des amplificateurs de 30 watts efficaces fonctionnant en pure classe A.

### - Registre haut-médium

Les moteurs 455E sont pilotés par des amplificateurs fonctionnant en classe AB et capables de donner une puissance maximum de 100 watts efficaces. Ces amplificateurs fonctionnent en pure classe A jusqu'à 15 watts efficaces environ. Il est évident, étant donné le rendement de ces transducteurs que cette puissance ne peut jamais être atteinte en écoute normale.

### - Registre bas-médium

Les moteurs 255E sont aussi

pilotés par des amplificateurs fonctionnant en classe AB d'une puissance maximum de 100 watts efficaces et en pure classe A jusqu'à 15 watts.

### - Registre grave

Les deux haut-parleurs de chaque canal sont montés en parallèle. Ils sont pilotés par des amplificateurs de 120 watts fonctionnant en classe AB. Je n'ai pas noté la puissance limite en fonctionnement en pure classe A mais elle doit être inférieure à 15 watts efficaces.

Le surdimensionnement des amplificateurs de bas-médium, haut-médium et aigu surprend un peu.

Il est certain que la «puissance subjective» d'un amplificateur à transistors assez fortement contre-réactionné est inférieure à celle d'un bon amplificateur à tube généralement moins contre-réactionné.

Malgré cela, ce surcroît de puissance me laisse un peu perplexe. M. Mochida, interrogé



Le rack électronique de puissance supportant les quatre amplificateurs double et le filtre séparateur Sony. Noter l'assemblage très aéré indispensable pour une bonne ventilation des amplificateurs.

sur ce point, m'a dit que c'est ainsi qu'il a obtenu les meilleurs résultats subjectifs.

Le surdimensionnement des amplificateurs agit vraisemblablement indirectement en augmentant la plage de puissance où ils fonctionnent avec une distorsion d'intermodulation transitoire minimum, mais cela n'explique pas tout. Il y a encore beaucoup de recherche à faire sur ce sujet.

M. Mochida a apporté beaucoup de soin à la réalisation de ses amplificateurs de puissance.

Il s'est inspiré des deux schémas d'origine Kanéda présentés figures 3 et 4 dont il a fait la synthèse en prenant l'étage d'entrée cascode du circuit de la figure 4 et en le montant sur le circuit de la figure 3. Pour les amplificateurs d'une puissance de 100 watts efficaces et plus, les alimentations utilisées sont de  $\pm 60$  volts pour les parties «amplificateur de tension» des circuits et de  $\pm 45$  volts pour les parties amplificateur de puissance». La qualité de réalisation a beaucoup d'importance. M. Mochida a doublé toutes les pistes imprimées des circuits par du fil de câblage OFC (réseau cristallin débarrassé d'oxygène) de forte section.

Les circuits d'alimentation de ces amplificateurs de puissance ont été particulièrement soignés. J'ai souligné dans plusieurs études parues dans cette revue l'influence capitale de ces circuits et des condensateurs utilisés en filtrage. M. Mochida utilise des condensateurs ULTRA FOCUS spécialement fabriqués par HITACHI pour la reproduction sonore de haute qualité. L'influence de ces condensateurs sur la qualité de la restitution est très importante.

Les circuits de régulation utilisés par M. Mochida sont les nouveaux circuits étudiés par M. Kanéda. Ils ne font pas appel à des circuits intégrés. Ils sont beaucoup plus rapides et perfor-

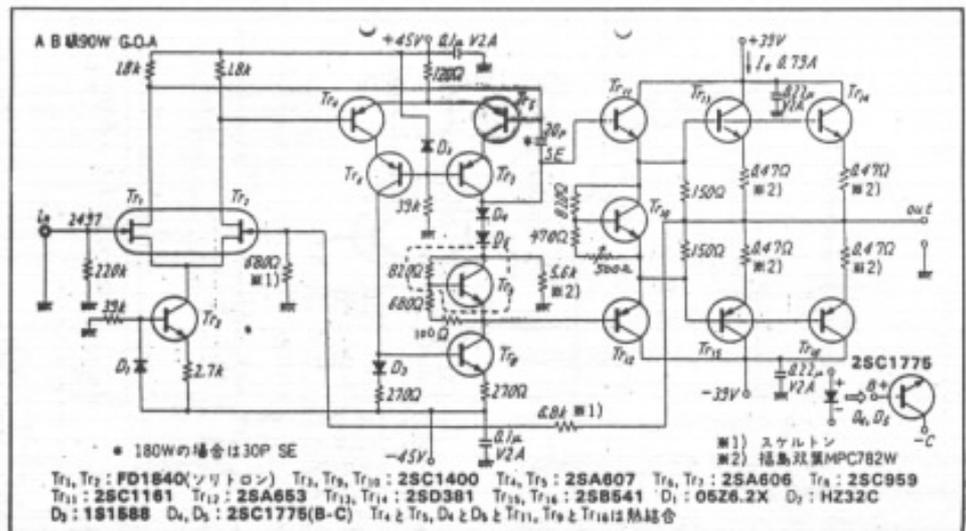


Fig. 3 : Schéma de base d'amplificateur Kanéda utilisé par M. Mochida. *Noter la structure cascode de l'étage intermédiaire. Contrairement aux valeurs indiquées, les alimentations sont de  $\pm 60$  volts et  $\pm 45$  volts. Dans la réalisation, D4 et D5 doivent être montées en contact thermique avec TR11. Le transistor TR9 doit être monté en contact thermique avec TR16.*

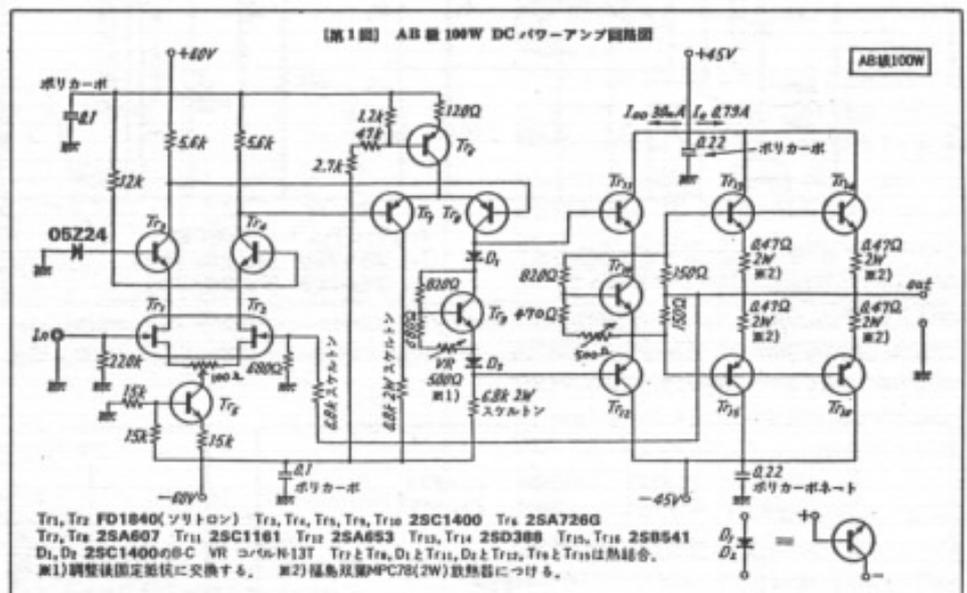


Fig. 4 : Deuxième schéma d'un amplificateur Kanéda dont s'est inspiré M. Mochida. *Noter l'étage d'entrée différentiel cascode qu'il a utilisé.*

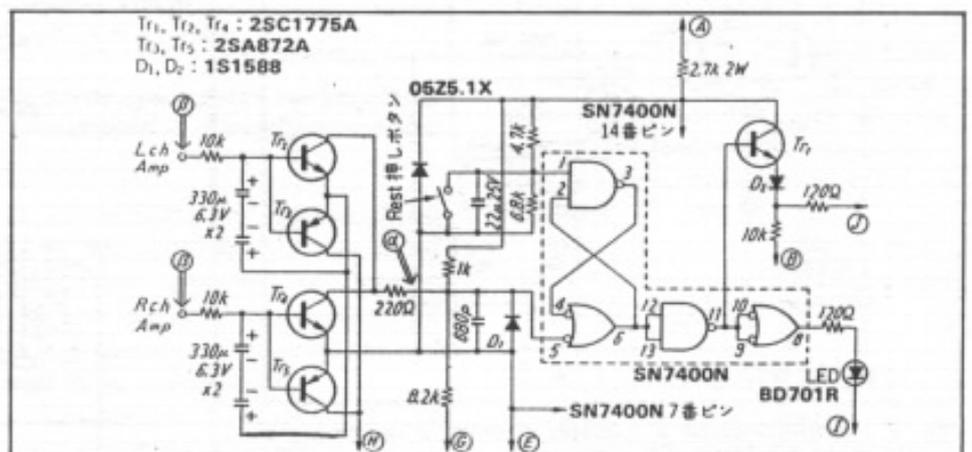


Fig. 7 : Circuit de sécurité utilisé sur les amplificateurs Kanéda. *Il est très efficace et protège le driver contre toutes surcharges accidentelles.*

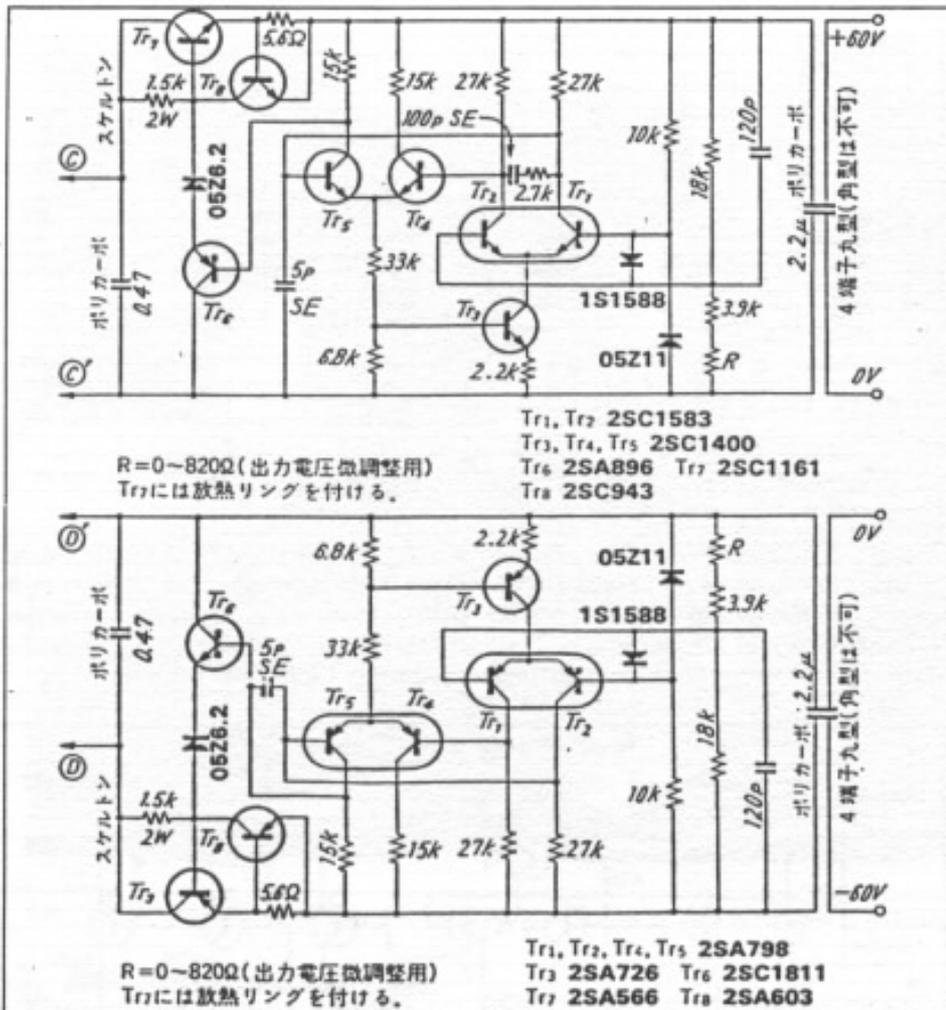


Fig. 5 : Nouveau circuit d'alimentation de la partie «tension» des amplificateurs, étudié par M. Kanéda. Circuits de comparaison et d'amplification sont réalisés avec des éléments discrets.

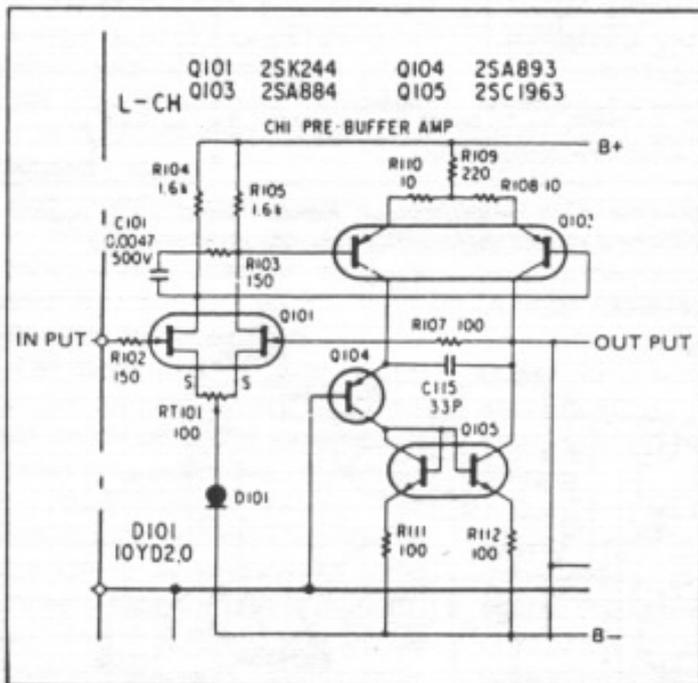
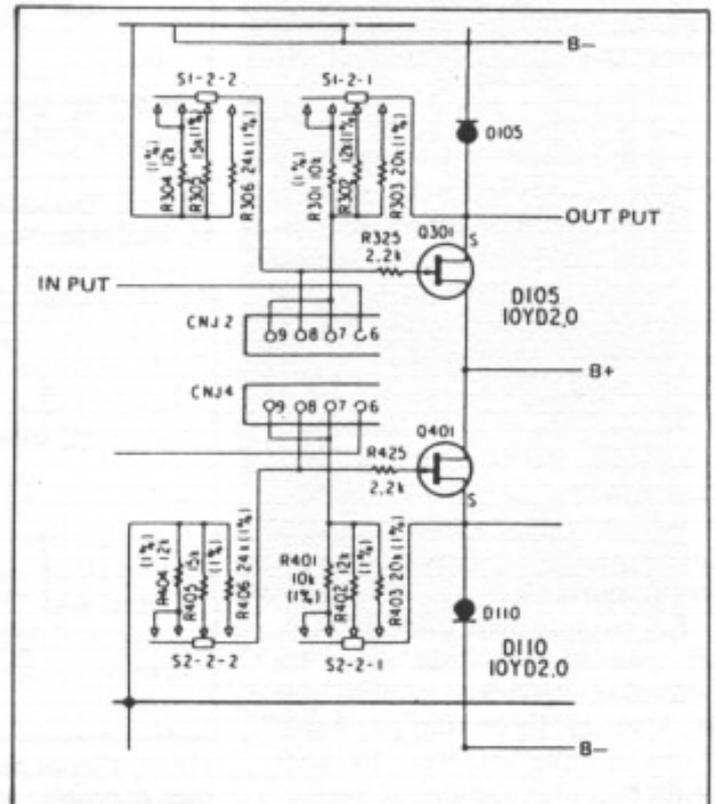


Fig. 8 : Amplificateur à courant continu à haute impédance d'entrée, faible impédance de sortie et gain unité utilisé en séparateur d'entrée et pour chaque cellule des sections passe-bas du registre grave.



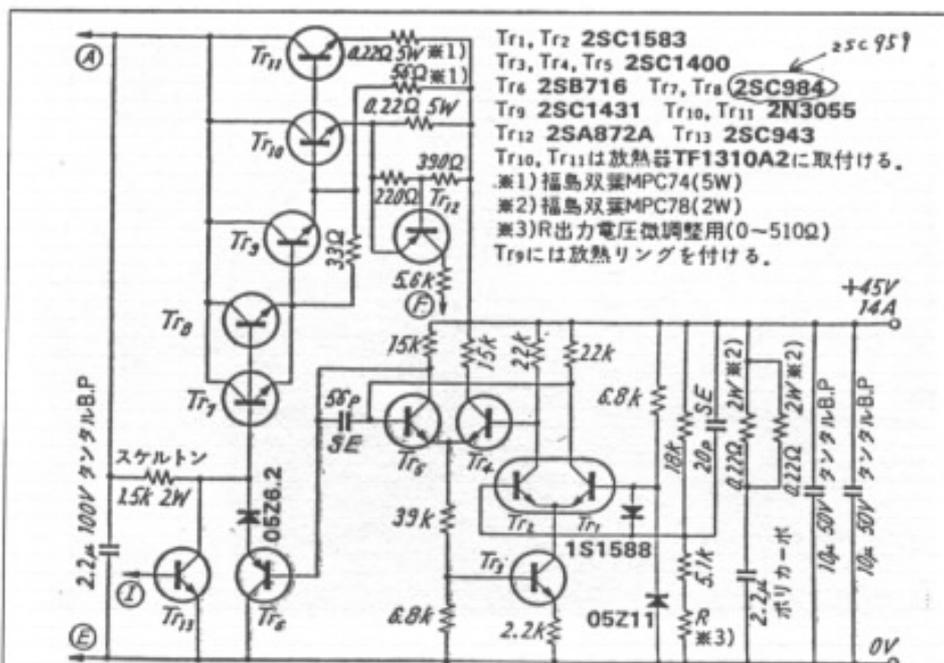
mants que les versions précédentes. Les quatre alimentations de chaque amplificateur sont réalisées de façon extrêmement indépendante pour limiter les interactions qui peuvent nuire à la qualité.

M. Mochida est très conscient de la fragilité des moteurs des chambres de compression de haute qualité. Il a monté les circuits de sécurité étudiés par M. Kanéda sur tous ses amplificateurs. Ces circuits de sécurité, dont le schéma est rappelé figure 7, sont d'une très grande efficacité et sont indispensables avec des amplificateurs d'une telle puissance en regard de la puissance admissible des moteurs.

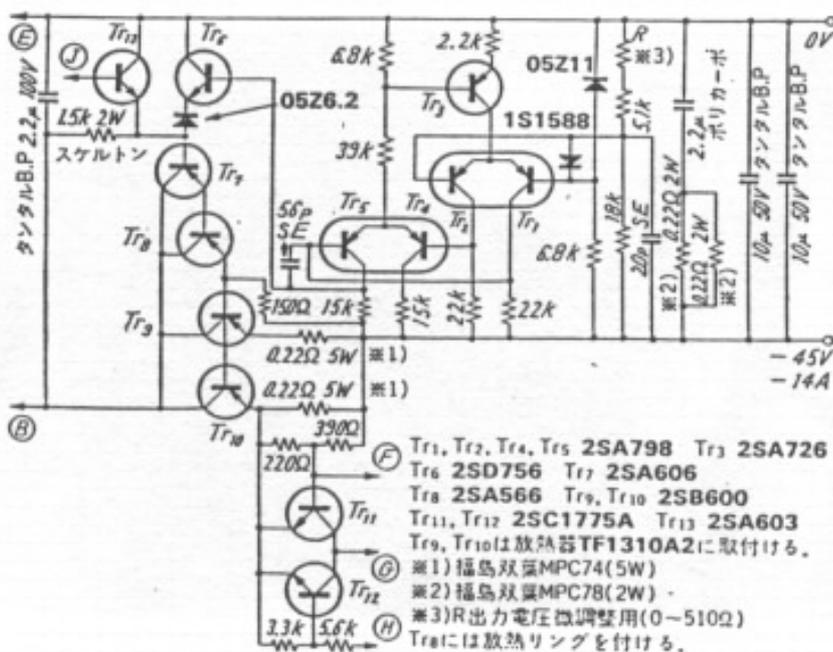
### 2.3. Le filtre séparateur de canaux

M. Mochida utilise le filtre SONY TA-D900 choisi pour sa

Fig. 9 : Principe des sections passe-haut des filtres passe-bande de médium et d'aigu. Les condensateurs sont enfilés dans les connecteurs CNJ2 et CNJ4. Il y a deux canaux de filtrage sur ce schéma partiel. Les amplificateurs des sections passe-bas sont les mêmes.



【第5図】 +45V, +14A シリーズ・レギュレーター



【第6図】 -45V, -45A シリーズ・レギュレーター

Fig. 6 : Nouveau circuit d'alimentation de la partie «puissance» des amplificateurs étudié par M. Kanéda. Circuits de comparaison et d'amplification sont réalisés avec des éléments discrets.

très grande qualité et sa compatibilité avec les éléments ONKEN. Je rappelle qu'avec ces éléments, il est important d'utiliser une pente d'atténuation et donc une courbe de phase qui n'oblige pas à inverser la phase d'un transducteur par rapport à un autre. Ceci exclut l'utilisation de filtres à 12 dB/octaves et limite le choix, en pratique, aux pentes de 6,18

et 24 décibels par octave. Monsieur Mochida insiste sur le fait qu'il faut prendre la dernière version de ce filtre qui est de très haute qualité ce qui n'était pas le cas de la précédente.

Les caractéristiques de ce filtre sont résumées ci-dessous :

- quatre canaux
- pente d'atténuation 24 dB/octave

- bande passante 0 à 100 kHz à  $\pm 1$  dB
- filtres de type Bessel en passe-haut et passe-bas
- distorsion harmonique inférieure à 0,05 % à 1 V en sortie
- rapport signal/bruit 110 dB par rapport à 1 V de signal

Les filtres d'une structure de Bessel optimisent la variation du temps de propagation de groupe, c'est une caractéristique intéressante en technique audio.

Les cellules de filtrage élémentaires à 12 dB/oct fonctionnent sur le principe des filtres à réaction bien connus du type Sallen-Key ou Yamané. Les changements de fréquence se font par commutation de résistances et insertion de condensateurs par un système de «plugs» enfichables.

Une particularité intéressante est à noter. Pour obtenir un fonctionnement stable jusqu'à la fréquence zéro dans la section passe-bas du séparateur de grave et donc sortir à un niveau «zéro volt» stable, sans condensateur de liaison, il a été fait appel à des amplificateurs à courant continu déjà assez complexes. Un amplificateur de ce type est aussi utilisé en séparateur d'entrée pour piloter tous les filtres.

Des circuits beaucoup plus simples ont été utilisés dans les sections passe-haut et passe-bas des filtres passe-bandes des voies médium et aigu.

Les amplificateurs sont constitués d'un transistor à effet de champ, monté en source suivie et chargé par une source à courant constant. Ces sources sont généralement réalisées à partir de transistor à effet de champ.

Les schémas de principe de ces deux types d'amplificateurs sont présentés figures 8 et 9.

## 2.4. Les amplificateurs

Il est rare d'utiliser le pluriel lorsque l'on parle de préamplification dans un système Audio. Monsieur Mochida utilise en effet deux préamplificateurs, l'un

pour la préamplification et la correction RIAA des signaux issus de disques gravés et l'autre pour la préamplification et la correction NAB des signaux enregistrés sur bande magnétique.

Ces deux préamplificateurs ont été réalisés par Monsieur Mochida à partir de schémas Kanéda. Il utilise les étages correcteurs et les étages linéaires. Il s'est rendu compte de la très grande importance subjective des condensateurs de liaison, phénomène bien mis en évidence en France aussi. Il utilise actuellement des condensateurs au polycarbonate de  $0,65 \mu\text{F}$  enrobés de résine époxy de façon à accentuer la rigidité des armatures. Il est bien connu que cette rigidité est un des points clé du bon fonctionnement des condensateurs en utilisation Audio.

## 2.5. Le système de lecture

La table de lecture, posée sur un socle de béton dissocié de la salle d'écoute, est une DENON 3000 équipée d'un bras GRACE. La tête de lecture est une DENON 103 GOLD. M. Mochida n'a pas jugé utile de la modifier comme le préconise M. E. Koizumi ; c'est un peu surprenant quand on connaît l'échange permanent d'informations et de matériels entre ces deux personnes, mais cela prouve que ces modifications apportent une amélioration à un très haut niveau de qualité. L'adaptation d'impédance de la cellule est réalisée par le fameux transformateur AU301.

M. Mochida a essayé toutes les possibilités offertes par le marché japonais pourtant très fourni : c'est avec ce vieux transformateur qu'il a obtenu les meilleurs résultats.

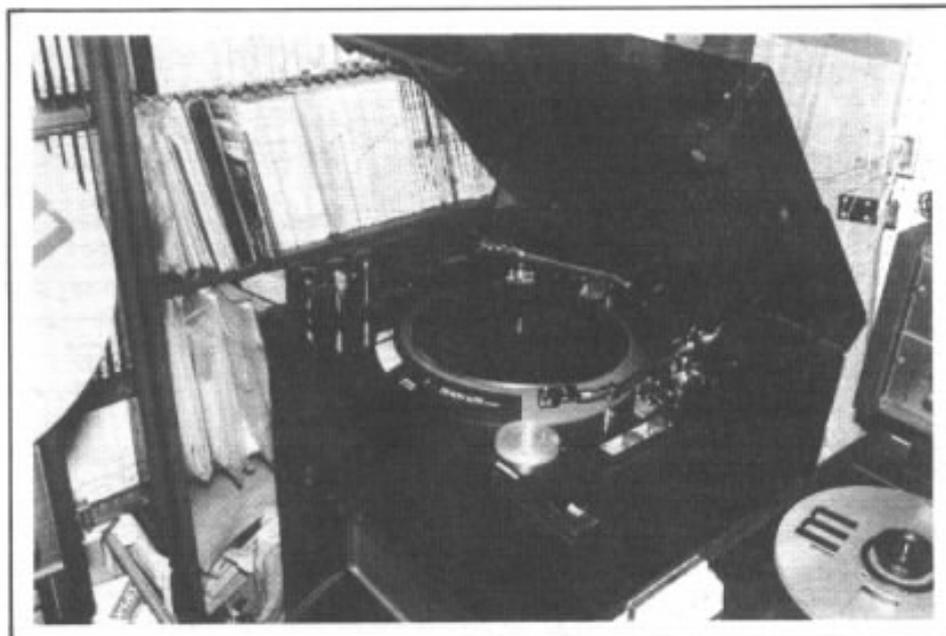
## 2.6. Les magnétophones

M. Mochida utilise trois magnétophones :

- le TEAC A 7400RX en usage courant
- le TASCAM 52 en usage professionnel



Les sources sonores de M. Mochida : une table de lecture et trois magnétophones de très haute qualité. Noter l'importante magnétothèque à l'arrière-plan et le préamplificateur Kanéda sous le magnétophone Teac à gauche.



La table de lecture Denon.

- le TEAC 740 en usage professionnel

Il dispose de 200 enregistrements magnétiques. Cette source sonore est très importante pour lui, contrairement à beaucoup d'Audiophiles qui utilisent principalement les disques gravés. La mise au point de ce système a été faite, principalement à partir d'enregistrements magnétiques, certains exécutés dans la pièce même, ce que me paraît être la meilleure solution.

## 2.7. Les interconnexions

M. Mochida utilise systématiquement du câble OFC (Oxygen Free Cable) d'origine Hitachi. Je rappelle que le réseau cristallin du cuivre constituant ce câble est débarrassé de toutes traces d'oxygène, ce qui a une très grande importance subjective.

Entre préamplificateurs et filtre séparateur ainsi qu'entre filtres et amplificateurs il utilise du câbler de référence SA102. Les moteurs des chambres de com-



Le découplage de la table de lecture. Noter, sous la table de lecture et le magnétophone qui est à droite, la dalle plus claire qui est désolidarisée du sol de la pièce.



M. Mochida debout à droite en compagnie de l'auteur.

pression et les haut-parleurs sont connectés avec du câble SA104. C'est un câble quadruple dont les brins opposés sont utilisés en parallèles. Du câble OFC a aussi été utilisé dans les connexions du bras.

J'ai demandé à MM. Koizumi et Mochida ce qu'ils pensaient du fil de Litz. Ils m'ont unanimement dit que ce câble améliorerait les petits systèmes de reproduction mais avait tendance à déformer l'image sonore des

grands systèmes en la grossissant.

### 3. Impressions d'écoute

J'ai eu la chance, en compagnie de MM. Mochida et Koizumi, de pouvoir consacrer plusieurs heures à l'écoute de cette splendide réalisation. Des disques gravés et des enregistrements magnétiques ont été essayés. Les principales impressions ressenties au cours de cette longue séance d'écoute sont

résumées ci-dessous ; elles sont extraites des notes que j'ai l'habitude de prendre chaque fois que j'écoute un ensemble exceptionnel et non pas rédigées de mémoire. Je demande, à nouveau, au lecteur, de bien situer les «critiques» au niveau où elles doivent être.

- Vivaldi - L'oiseau lyre L28C 1716 Accademy of Ancient Music. Christopher Hogwood.

- Espace sonore situé en arrière des enceintes
- Restitution très aérée et très ouverte
- Sons pleins, doux, homogènes, le timbre des instruments anciens est très juste.
- Très détaillé, très vrai, illusion du concert
- Grave naturel du concert mais curieuse impression d'imprécision dans la partie finale : problème de bras ? Table ? Tête ?

- Berlioz - La fantastique Philharmonique de Berlin - Daniel Barenboïm - CBS/Sony Digital Recording

- Profondeur importante, scène large et précise
- Nette perception de sons se propageant de l'arrière vers l'avant. Extinctions «palpables» dans l'espace
- Surprenante possibilité de distinction des petites informations superposées à des sons de très fort niveau.
- Le son de la cloche se déplace de l'arrière vers l'avant, je sens l'intensité augmenter puis s'éteindre... Cette présence simultanée de sons générés à l'arrière et de sons se propageant vers l'avant donne beaucoup de naturel et de réalisme à la restitution.
- Extrême grave très naturel mais quelque chose me gêne encore dans le grave
- Il est possible de localiser loin en arrière l'espace où est engendré un son grave
- A très fort niveau, la limite de linéarité de l'enceinte de grave est nettement supérieure à celle de l'enceinte à un haut-parleur.

- Mozart - Arion ARN 38739 - Sonates violon-clavecin. P. Fontanarosa et B. Handlboung

• Vrai, juste, précis, clavecin étincelant de naturel

• Dans le jeu à l'unisson, on distingue nettement les attaques simultanées de cordes pincées et frottées

- Bach - Telefunken K20C 8423 - Instruments originaux. Cembalo Konzerte

• Mécanique du clavecin très sensible et précise,

• Beaucoup de naturel dans la présence de l'instrument,

• Toujours cette prolongation de sons en extinction perceptibles vers l'avant pendant d'autres attaques.

- The Newest Playback - K 20 P9437 - Jacques Loussier

• Illusion du niveau d'écoute de concert, piano remarquable de naturel

• Une écoute aveugle laisserait croire à la présence d'un vrai piano

• A fort niveau on reçoit «dans les tripes» les impacts du piano dans le bas du spectre.

• Réalisme et vérité des «chuintements» superposés dans les attaques de cymbales, de contrebasse et de «drums»

• Mise en évidence d'une erreur de prise de son de la contrebasse (micro trop près ?)

• Superposition des extinctions des cordes de piano et toujours l'impression de sons s'éteignant en se déplaçant dans la pièce et vers l'auditeur

• Le bas du spectre a moins de précision et d'espace que le haut.

- The Dialogue - Audiolab Record

• Percussions absolument remarquables... Rien à dire, écouter seulement...

• Perception du «filé» des sons en extinction dans les «drums»

• Tension des cordes de la guitare, extinction des sons dans la caisse, puissance des attaques...

• Aigu extraordinaire, va très loin, subtilité des frottements de balais.

• Perception de la tension des cordes de la contrebasse en pizzicati

- The King's Swingers Favorite - Collection II. Victor Vic 28011 -(6 chanteurs sont enregistrés)

• Remarquable étalement latéral

• Enregistrement curieux qui fait venir la voix du soliste basse d'assez bas et qui place la voix d'un ténor au niveau des tweeters ou haut-médium

• Effet de salle donnant des extinctions de sons loin en arrière, douceur et précision

- Ecoute de bandes magnétiques

• Il est évident que le système a été réglé sur des écoutes de bandes magnétique.

• Impression immédiate que l'écoute de disque accentuait un peu le haut du spectre et donnait une petite imprécision dans le bas.

• La prise de son à deux micros donne un surcroît de naturel dans la disposition des plans sonores.

• Ce qui me gênait un peu dans le registre grave a disparu

• Un violon enregistré à une distance de trois mètres donne l'illusion exacte de sa présence. Le naturel de cette restitution est encore accentué par le bruit très léger et subtil d'une climatisation en marche dans le local d'enregistrement : bruit lointain et très bas dans le spectre

• Il me semble difficile de faire mieux !

Au cours de cette séance d'écoute, un seul tweeter a été utilisé sur chacune des voies. J'ai demandé à M. Mochida quelle en était la raison ; il m'a répondu, et M. Koizumi est du même avis, que l'utilisation d'un seul tweeter donne une meilleure focalisation des sources sonores, et plus de précision dans la restitution de l'espace. Le branchement d'un seul tweeter est donc préférable pour l'écoute de solistes ou de petites formations musicales. L'avantage du deuxième tweeter n'apparaît que lors de la reproduction d'enregist-

rement de masses orchestrales importantes où le niveau sonore devient prépondérant et la localisation un peu illusoire au niveau de l'instrument.

## 4. En conclusion

Que conclure d'une séance d'écoute à ce niveau de qualité ? Que quelque chose dans le système de lecture n'est pas tout à fait à la hauteur du reste ? Défaut minime... le plaisir et l'émotion musicale effacent la technique. Les «défauts» d'une écoute de concert sont souvent beaucoup plus importants... Cela va faire hurler mais c'est pourtant vrai ! Pour essayer de localiser ce petit problème, si problème il y a, il ne faut pas perdre de vue que la résolution et la précision de ces grands systèmes sont telles qu'elles mettent évidence des différences et des détails qui passeraient totalement inaperçus sur des ensembles de qualité moindre.

Il est possible que la table DENON et le bras GRACE aient des performances un peu inférieures à celles de la table ONKEN équipée d'un ancien bras SME ; il est possible aussi que les magnétophones restituent un grave plus neutre, plus estompé ? Il est possible aussi que ce système de reproduction mette tout simplement en évidence le besoin de modifier la cellule DENON 103 comme le préconise M. E. Koizumi. Il ne faut pas perdre de vue, qu'à ce niveau de précision et de résolution, d'infimes mises au point de détails peuvent avoir, toutes proportions gardées, une importance «considérable».

Il doit être bien difficile de rendre en moyenne identiques les équilibres de la chaîne pour les deux sources sonores utilisées.

Le système de M. Mochida est le deuxième grand ensemble à quatre voies que j'ai pu écouter au Japon : transducteurs

identiques au registre grave près, circuits électroniques totalement différents, même perfection et souci du détail dans la mise en œuvre, même implication de l'individu dans sa réalisation. Je serai bien gêné s'il me fallait faire un choix !

Le choc émotionnel immédiat étant passé, après quelques temps, des impressions d'écoute restent, d'autres sont inscrites... rien qui ne puisse faire décidément pencher la balance. Il serait infiniment prétentieux de vouloir choisir et classer ! A

ce niveau de qualité, la personnalité, les goûts musicaux, les sources de référence de celui qui réalise le système transparaissent finalement plus que les techniques employées. C'est quand même infiniment rassurant !



*MM. Mochida et Koizumi.*

# L'étage d'entrée de l'amplificateur

## 2<sup>e</sup> partie : expérimentation du différentiel classique

*Héphaïstos*

*Dans le n°36 de l'Audiophile, nous avons poursuivi notre étude d'un amplificateur de puissance expérimental à transistors au-dessus de tout reproche, par l'examen théorique des problèmes de l'étage d'entrée et la présentation de différentes solutions à ces problèmes. Avant de confronter nos considérations théoriques au jugement de nos oreilles, nous allons tenter de chiffrer les performances de ces différentes solutions par l'expérimentation objective.*

*L'exposé des résultats de celles-ci est divisé en deux parties : nous verrons dans les pages qui suivent les résultats des expérimentations très poussées que nous avons faites sur le très classique montage différentiel à deux transistors ; dans un exposé prochain, nous aurons les résultats des mesures faites sur des montages plus insolites (et plus complexes aussi).*

Si nous avons si longuement mesuré, dans un maximum de configurations, les performances du montage différentiel, c'est parce que ce montage est une référence : c'est une référence puisqu'il représente la quasi totalité des circuits d'entrée (voire des circuits intermédiaires) des montages différentiels (amplificateurs opérationnels,

amplificateurs d'instrumentation, amplificateurs d'asservissement, amplificateurs de puissance audio, préamplificateurs audio, etc...) ; La seconde raison pour laquelle ce montage est une référence (et c'est vraisemblablement la cause de la première) est son très bon rapport qualité/complexité ou (ce qui revient au même) son très bon

rapport qualité/prix. La troisième raison (qui nous est plus personnelle) est que, même si notre étude théorique a mis en lumière certaines limitations théoriques à ses performances et que nous avons recensé un certain nombre de montages susceptibles d'avoir de meilleures performances, nous n'avons pas exclu a priori d'utiliser finale-

ment ce montage, à condition bien entendu que ces performances soient suffisantes (je rappellerai que nos objectifs dans cette étude concernent les performances, indépendamment de toute considération de complexité ou de prix et non pas le rapport performances/prix).

Une raison supplémentaire de décortiquer finement le comportement de ce montage est l'usage qui en est fait par certains de nos lecteurs. Peut-être nos mesures pourront-elles les orienter dans leurs choix et les aider dans leurs réalisations.

Nous commencerons notre exposé par la définition de nos mesures, leurs conditions et la justification de celles-ci. Nos expérimentations débuteront ensuite par le montage différentiel à deux transistors bipolaires sans contre-réaction locale, dont nous ferons varier le courant de polarisation, puis nous ferons intervenir différentes valeurs de contre-réaction locale. Ensuite nous procéderons de la même façon pour le montage différentiel à deux transistors à effet de champ. Puis nous verrons l'influence du choix des transistors et de leur degré de similitude, et l'influence de l'environnement du montage (générateur de courant, résistance de charge et tension d'alimentation), nous verrons alors ce que peut apporter un montage cascode. Enfin, nous illustrerons notre propos par des mesures faites sur des circuits d'entrée connus des audiophiles.

## Les mesures

Nos mesures concernent le gain du montage différentiel, sa bande passante, sa linéarité (distorsion classique et distorsion thermique), son bruit et son impédance d'entrée.

### • Les conditions de mesure

Les conditions de mesures sont très importantes et leur choix est loin d'être innocent,

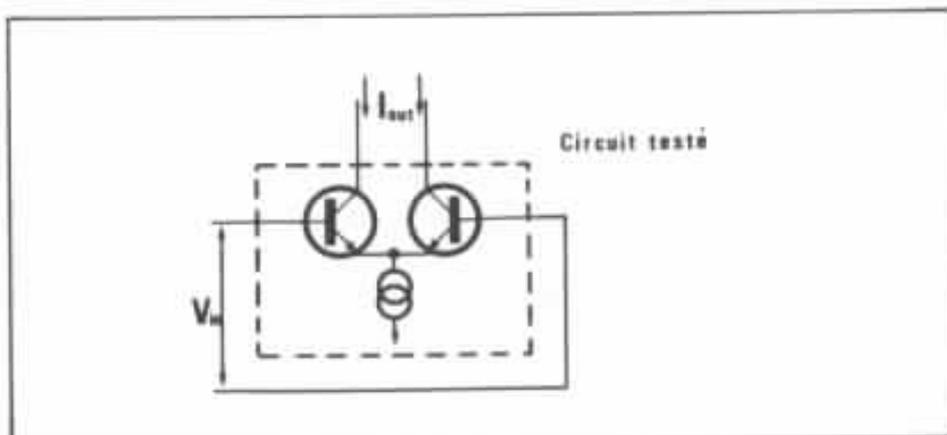


Fig. 1 : Le convertisseur tension-courant.

car des conditions de mesure mal choisies peuvent influencer les résultats de celle-ci. Nous avons vu dans notre étude théorique que les montages que nous avons analysés se présentaient comme des convertisseurs tension-courant (voir fig. n°1).

Nous fournirons donc à notre montage des signaux sous forme de tensions ; un générateur de tension parfait présente une impédance de sortie nulle, cela n'est pas réalisable dans la pratique. Les générateurs utilisés couramment en métrologie présente des impédances de sortie de 600  $\Omega$  ou de 50  $\Omega$ . Un montage d'interface qui aurait permis d'abaisser de façon notable l'impédance vue par les circuits testés aurait été difficile à réaliser dans la mesure où il ne doit pas introduire d'erreurs. Nous n'en avons pas ressenti la nécessité et nous avons retenu de travailler avec des générateurs de 50  $\Omega$  d'impédance de sortie (pour ceux qui sortaient sous 600  $\Omega$ , nous avons intercalé un adaptateur d'impédance résistif). Avec la résistance d'adaptation qui charge le câble coaxial à l'entrée du montage de test, nos circuits testés sont attaqués par une impédance de 25  $\Omega$ , c'est assez bas pour nos mesures (voir fig. n°2). Pour certaines de nos mesures, nous avons intercalé des résistances pour voir l'influence de l'impédance vue par les circuits testés, nous en reparlerons quand nous verrons ces mesures.

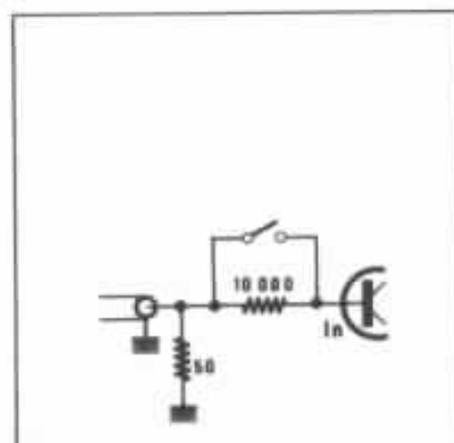


Fig. 2 : Attaque des circuits testés.

Les problèmes de la sortie sont plus compliqués : les circuits testés sortent en courant, alors que tous les appareils de mesure travaillent en tension, et ces circuits sont sensibles aux circuits de charge. Nous aurions pu utiliser un montage convertisseur courant-tension, soit simple (voir fig. n°3-a), soit différentiel (voir fig. n°3-b), mais il risquerait d'introduire des erreurs dans nos mesures. Nous avons préféré utiliser le plus classique des convertisseurs courant-tension : la résistance et travailler dans les conditions habituelles d'utilisation des circuits d'entrée (voir fig. n°4). Dans cette configuration, il y a deux sources d'erreurs pour nos mesures, ce sont les deux éléments utilisés : la résistance de charge et la source de tension.

La résistance n'est pas parfaite : elle n'est pas absolument linéaire et elle présente des éléments parasites (self série et capacité parallèle), et sa valeur

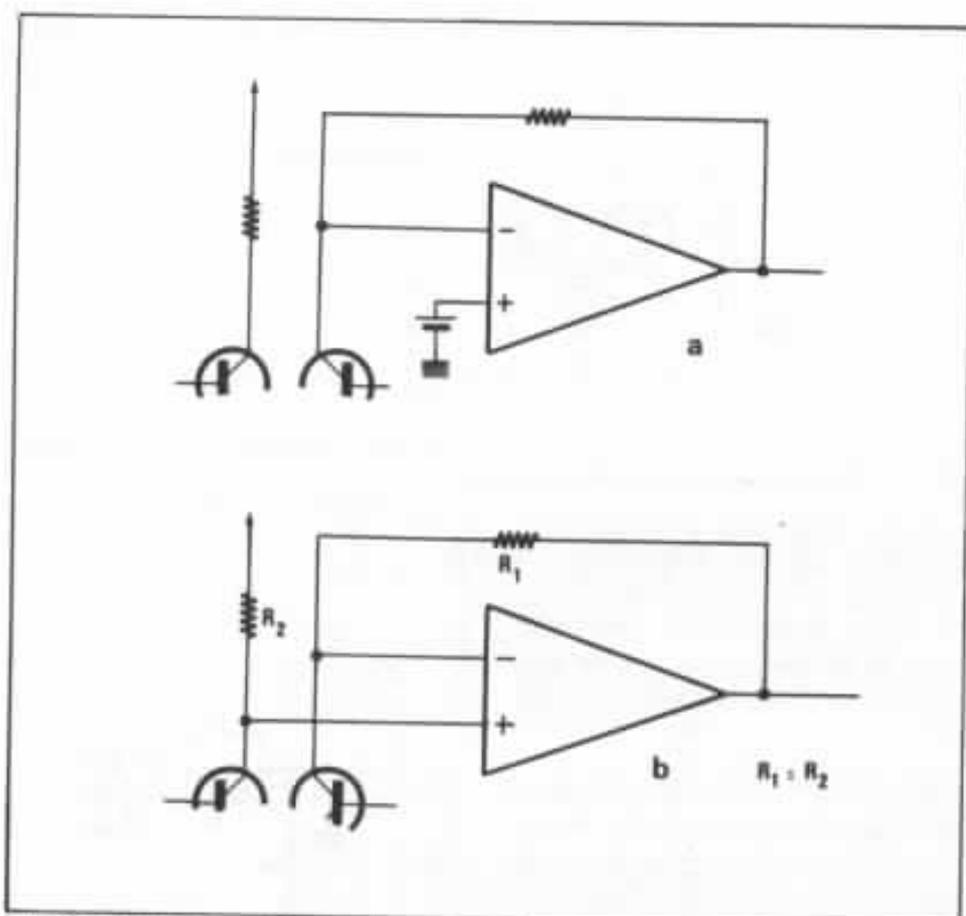


Fig. 3 : Deux convertisseurs courant-tension.

influence le comportement des circuits testés. Pour nos essais, nous avons retenu des résistances à couche métal de très bonne qualité ; pour nos mesures, leurs éléments parasites peuvent être négligés. Nous n'avons pas retenu le choix de résistances au tantale pour nos essais de linéarité, mais nous verrons en fin de nos essais l'influence de l'usage de celles-ci sur les performances de linéarité des circuits les plus performants. Le choix des valeurs des résistances de charge est un paramètre qui a été pris en compte dans nos mesures et nous verrons par la suite les raisons

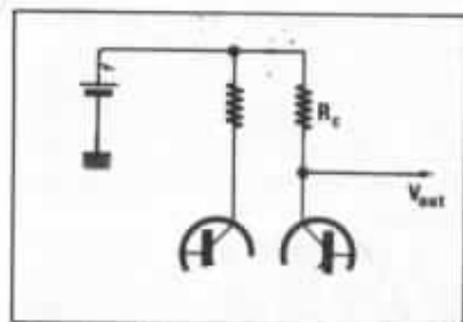


Fig. 4 : Un convertisseur courant-tension simple et de bon goût.

qui ont guidé chaque fois notre choix.

Une source de tension parfaite n'existe pas non plus ; son impédance interne s'ajoutera donc à la résistance de charge et les non-linéarités de cette impédance interne perturberont les mesures de linéarité ; enfin les modulations de la tension (bruit et ronflette) s'ajouteront aux signaux mesurés en sortie, sur la résistance de charge. Bien que les effets de l'impédance interne soient fortement atténués par la configuration de beaucoup de circuits d'entrée dont la somme des deux courants de sortie est commandée par un générateur de courant, nous avons voulu particulièrement soigner ce point et nous avons utilisé une alimentation de laboratoire conçue dans le cadre de nos études de circuits d'alimentation (ces études se poursuivent et devraient donner bientôt lieu à un exposé dans L'Audiophile). La valeur de cette tension a aussi fait l'objet de mesures.

Les appareils de mesure branchés en sortie des circuits testés présentent des impédances non-infinies et peuvent donc être source d'erreur dans le cas de résistances de charge de valeur élevée. C'est pourquoi nous avons utilisé un circuit d'interface (dont le schéma de principe est donné en figure n°5) et qui limite les perturbations dues aux appareils (surtout pour les mesures de linéarité) ; les mesures faites à l'oscilloscope l'ont été avec une sonde passive qui présente une impédance d'entrée de 10 MΩ en parallèle avec 3 pF ; pour nos mesures les perturbations apportées par une aussi grande impédance sont vraiment négligeables dans la plupart des valeurs de résistance de charge.

#### • Mesure de la fonction de transfert

La première mesure faite concerne la fonction de transfert ; en fait c'est plus un contrôle qu'une mesure. On l'obtient en visualisant la tension de sortie en fonction de la tension d'entrée pour une fréquence assez basse, sur un oscilloscope. Cela permet d'appréhender globalement la linéarité des circuits testés. Nous ne présenterons que celles qui sont intéressantes.

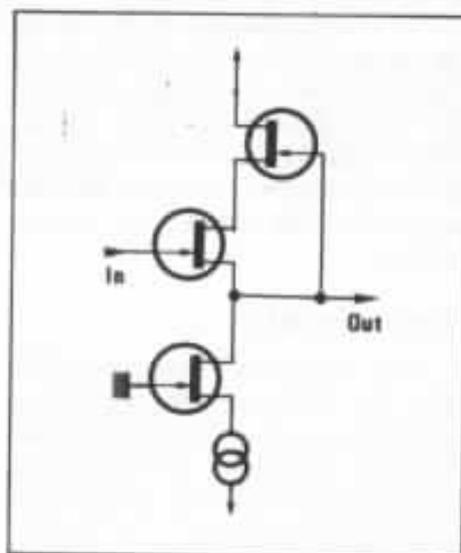


Fig. 5 : Circuit d'interface utilisé pour les mesures de gain et de distortion. Il introduit une très faible perte de gain, pas de distortion classique et peu de distortion thermique.

## • Mesure du gain

Le gain étant la caractéristique première d'un circuit amplificateur, il convient de le mesurer. Nous avons vu dans nos études théoriques qu'à cause des propriétés de la contre-réaction, c'est un paramètre important pour juger d'autres performances (linéarité et bande passante). C'est une mesure qui est faite à l'oscilloscope, pour un signal à 1 kHz à un niveau de sortie pour lequel la linéarité est encore bonne (distorsion inférieure à quelques %).

## • Mesure de la distorsion totale harmonique

C'est la mesure très classique au distorsiomètre. Dans «Mesures et Démesure» (L'Audiophile n°35), nous avons vu que si cette mesure ne permettait pas de prendre en compte la totalité des problèmes de distorsion, elle restait à ce jour incontournable. Mais cette performance ne se juge pas de façon ponctuelle, il faut regarder l'évolution de cette mesure en fonction du niveau et de la fréquence : toute irrégularité ou tout accident étant le symptôme probable d'un problème discret pour ces mesures. Nous présenterons ici les variations de la distorsion en fonction du niveau pour une ou quelques fréquences, ainsi que les variations de celles-ci en fonction de la fréquence.

Pour les comparaisons entre circuits différents ou réglés différemment, nous n'utiliserons pas directement les valeurs données par cette mesure, mais la distorsion divisée par le gain.

## • Mesure de distorsion thermique

Comme les circuits que nous avons à tester passent les signaux continus, nous avons pu reconduire les signaux de test que nous avons utilisés pour les mesures présentées dans le n°32 et 33 de L'Audiophile. Nous avons donc utilisé notre générateur de

signaux carrés sans dérive sur les plats et notre loupe verticale derrière le circuit d'isolation que nous avons vu plus haut.

## • Mesure de bande passante

Pourvu que la bande passante recouvre la bande audio, on n'est généralement guère sensibilisé aux problèmes de bande passante pour les circuits audio. Pourtant nos études théoriques ont clairement montré l'importance de la bande passante pour une application satisfaisante de la contre-réaction. Nous mesurons donc la fréquence pour laquelle le gain aura chuté de 3 dB. Le comportement des circuits au-delà de cette fréquence est intéressant, mais cette mesure ne se justifie pas à ce stade ; nous reviendrons sur ce point lors de la sélection finale (après les mesures objectives et subjectives) de nos circuits d'entrée et circuits intermédiaires.

## • Mesure de phase

Nous ne mesurerons la rotation de phase introduite par les circuits testés que si nous avons des doutes sur le comportement de celle-ci. Avec des circuits simples, le risque d'accident sur la phase est réduit, c'est pourquoi nous nous contenterons d'un contrôle en regardant le comportement de la sortie sur des signaux carrés. La mesure du temps de montée ne peut que confirmer la valeur de la bande passante, dans le cas d'une seule coupure de bande. Sinon, c'est que deux coupures interviennent à des fréquences très voisines ou que le slew-rate est limité ; il conviendrait alors d'être prudent pour faire intervenir un circuit avec deux coupures voisines dans une boucle de contre-réaction.

Pour des mesures du temps de montée, on vérifiera que ce temps de montée est indépendant de l'amplitude et que le circuit reste linéaire pour détecter d'éventuelles limitations du slew-

rate. Celles-ci sont improbables sur les circuits simples, mais sont possibles sur les circuits plus alambiqués que nous avons vus dans notre étude théorique, et qui utilisent des contre-réactions complexes.

## • Mesure de bruit

Le bruit n'est pas pour l'étage d'entrée d'un amplificateur de puissance un problème aigu, mais ce n'est pas un point à négliger, c'est pourquoi nous avons retenu une mesure globale et simple : nous avons mesuré la valeur efficace de bruit en sortie des circuits testés, dans la bande audio (20 Hz - 20 kHz). Pour faire la part entre le bruit en tension et le bruit en courant, nous avons fait cette mesure sur une impédance de 25  $\Omega$  et sur une impédance de 10 k $\Omega$ . Pour utiliser les circuits testés dans un préamplificateur, il faudrait faire des mesures plus complètes et qui se préoccuperaient du contenu spectral du bruit.

## • Mesure de l'impédance d'entrée

Ce n'est pas non plus un point très critique, mais il convient de le surveiller dans notre contexte : une impédance trop basse pour un circuit d'entrée peut poser des problèmes d'interface avec le préamplificateur, de même une impédance d'entrée trop basse pour un étage intermédiaire peut gravement perturber le fonctionnement de l'étage précédent.

Nous avons utilisé une méthode de mesure adaptée à notre contexte : nous avons mesuré la chute de gain qui résulte de l'insertion d'une impédance de 10 k $\Omega$  en série avec l'entrée (avec les entrées pour ne pas dégrader la symétrie de fonctionnement). Cette mesure (voir la fig. n°6) n'a qu'une dynamique réduite (de quelques dizaines d'ohms à quelques dizaines de kilohms) à cause de la précision et de la dynamique de nos mesu-

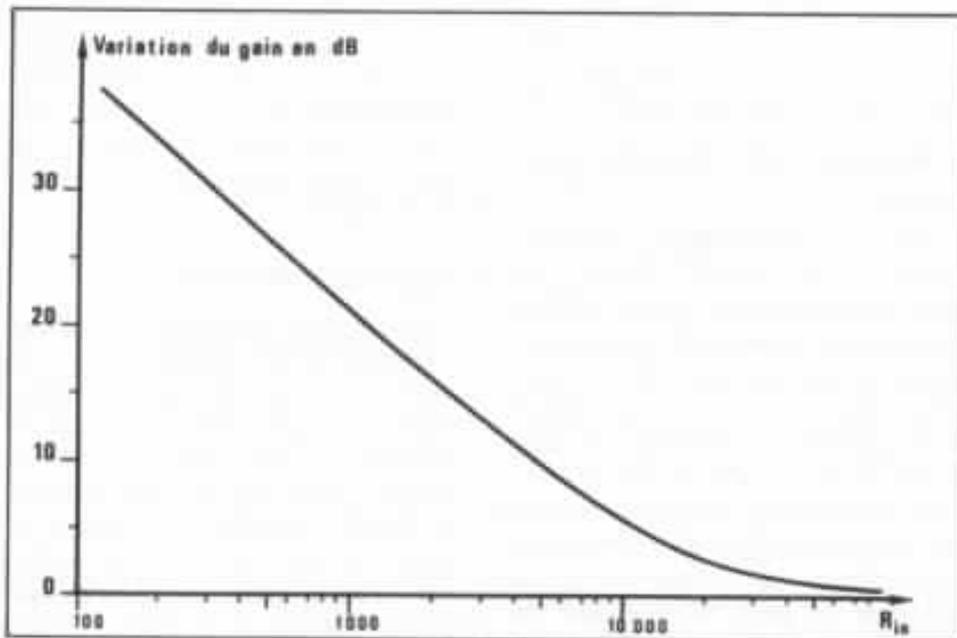


Fig. 6 : Variation de gain de nos circuits testés en fonction de l'impédance d'entrée.

res de gain, mais elle convient bien à notre besoin.

## Différentiel bipolaire simple

C'est par ce grand classique que nous avons débuté nos mesures. Son schéma (fig. n°7) laisse peu de choix ; il faut choisir les transistors et le générateur de courant.

Pour le transistor nous avons

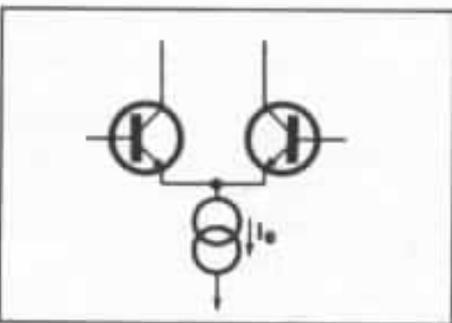


Fig. 7 : Le différentiel bipolaire simple.

retenu un transistor double très classique qui a eu son heure de gloire avant l'apparition des amplificateurs opérationnels en circuit intégré : le 2N 2920 ; les deux transistors élémentaires sont des transistors grand gain faible bruit du type 2N 2484, et choisir ce transistor pour un étage d'entrée est un choix fort

raisonnable qui s'est déjà vu. Dans notre esprit ce choix correspond à un cas moyen, nous verrons plus loin ce qu'il advient pour des transistors plus élaborés ou plus communs.

Pour le générateur de courant, nous n'avons pas voulu choisir une solution aux performances moyennes, car il ne faudrait pas que des limitations de ces performances limite nos mesures. Nous avons donc choisi une solution très élaborée (voir fig. n°8) susceptible d'avoir les meilleures performances possibles. Le transistor à effet de champ utilisé est un transistor MOS qui présente très peu de capacité parasite. L'amplificateur opérationnel est un circuit intégré récent à FET

d'entrée. Nous verrons plus loin l'influence du choix d'une solution ou d'une autre pour le générateur de courant.

En théorie, le principal paramètre qui régit le fonctionnement de ce circuit est la valeur du courant de polarisation  $I_0$ . Notre étude théorique a montré que le courant de sortie est directement proportionnel à  $I_0$ . Nous avons donc fait nos mesures pour  $I_0 = 10 \mu\text{A}$ ,  $30 \mu\text{A}$ ,  $100 \mu\text{A}$ ,  $300 \mu\text{A}$ ,  $1 \text{ mA}$ ,  $3 \text{ mA}$ ,  $10 \text{ mA}$  et  $30 \text{ mA}$ . Cela représente un échantillonnage qui recouvre avec une bonne résolution la gamme des courants de polarisation possibles.

Le gain de notre montage est aussi proportionnel à la résistance de charge, et on pourrait être tenté de croire qu'il est possible d'obtenir tous les gains imaginables ; en fait on se heurte aux limites du modèle simplifié de transistor que nous avons utilisé. L'effet Early ( $R_{CB}$ ) limite la résistance de charge et les capacités parasite de sortie viennent limiter la bande du gain recherché. Il faut aussi choisir la tension d'alimentation de ce circuit entre deux limites : trop élevée, les capacités à tenir la puissance ou la tension des transistors peuvent être dépassées, trop faible il y a saturation des transistors quand l'amplitude du signal est supérieure à une certaine valeur.

Nous avons retenu pour ces problèmes expérimentations une tension d'alimentation de 15 V ;

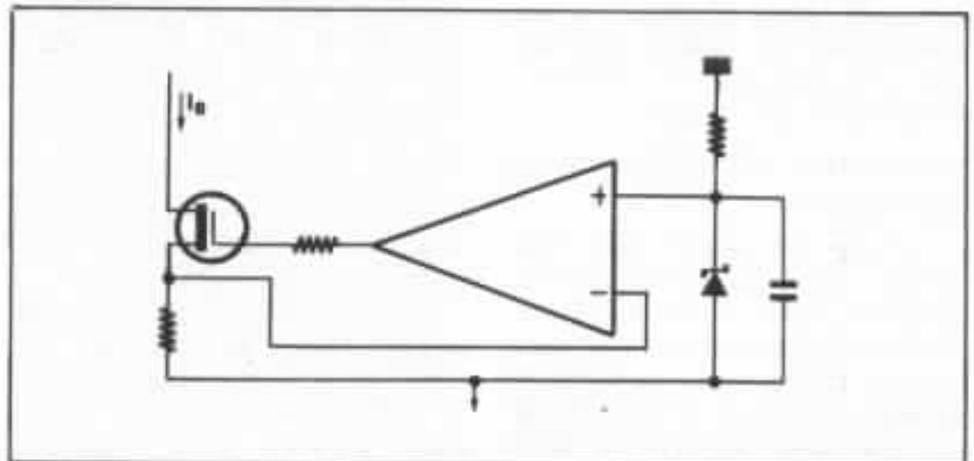


Fig. 8 : Le générateur de courant retenu.

c'est une valeur courante et qui représente une bonne moyenne. Nous avons donc aussi retenu une excursion de tension en sortie de 10 V : cela définit complètement la valeur de la résistance de charge :

$$R_C = \frac{10}{I_0}$$

Nous avons donc fait nos expériences avec des résistances de charge correspondant aux valeurs de  $I_0$  défini ci-dessus. 1 M $\Omega$ , 300 k $\Omega$ , 100 k $\Omega$ , 30 k $\Omega$ , 10 k $\Omega$ , 3 k $\Omega$ , 1 k $\Omega$  et 300  $\Omega$ . Comme dans ces expérimentations le produit  $R_C \cdot I_0$  est constant nous avons théoriquement un gain constant pour tous les circuits, cela simplifie les comparaisons entre les performances.

Il est très intéressant de comparer les performances de circuit ayant un comportement théorique au premier degré identique, car les effets de phénomènes pris en compte par des analyses théoriques plus fines ou non pris en compte par celles-ci peuvent être très importants d'un point de vue subjectif.

#### • Fonction de transfert

Elle sont très voisines. La figure n°9 montre celle de 1 mA et celle de 30 mA.

#### • Gain du montage

Comme le montre la figure n°10, celui-ci n'est pas constant,

$I_0$ mA	0,01	0,03	0,1	0,3	1	3	10	30
G dB	39,7	39,3	38,8	38,3	37,8	38	37,4	33,3

Fig. 10 : Gain en fonction de  $I_0$ .

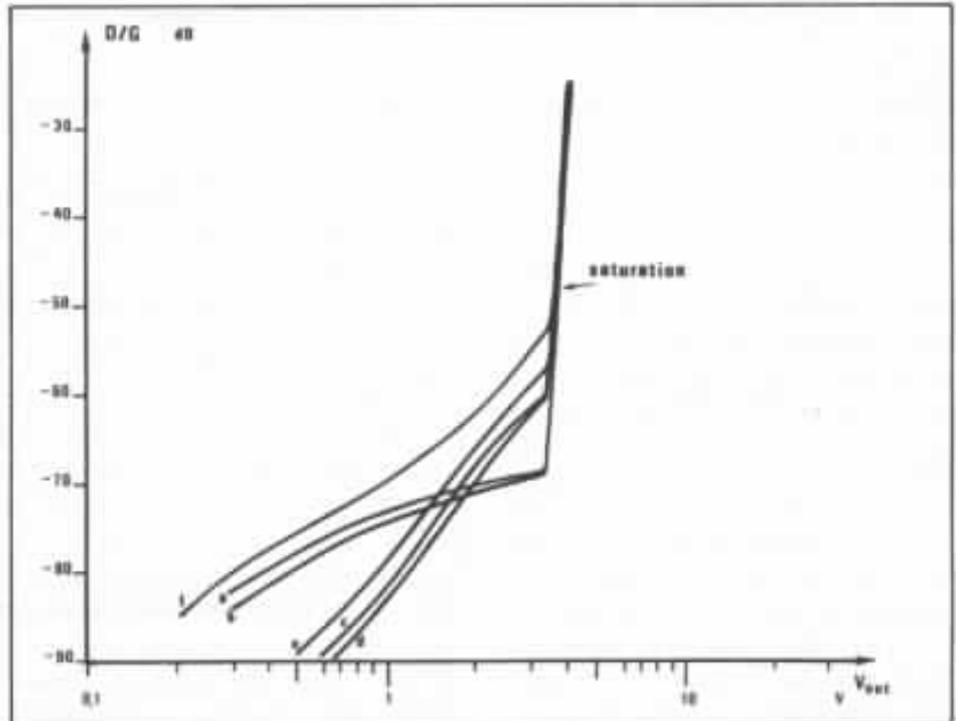


Fig. 11 : Courbes de distorsion en fonction du niveau pour 1 kHz (a : 10  $\mu$ A, b : 30  $\mu$ A, c : 100  $\mu$ A, d : 300  $\mu$ A, 1 mA et 3 mA, C : 10 mA, F : 30 mA).

comme le voudrait la théorie, il varie assez nettement et décroît avec  $I_0$ .

#### • Distorsion harmonique

Sur la figure 11, nous avons regroupé les variations de celle-ci

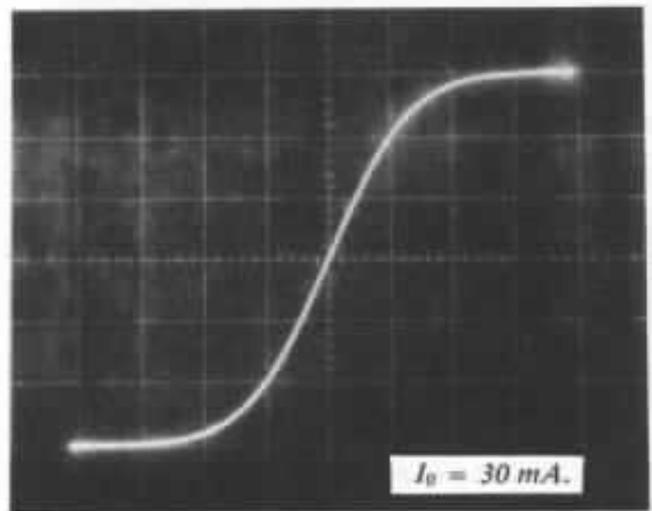
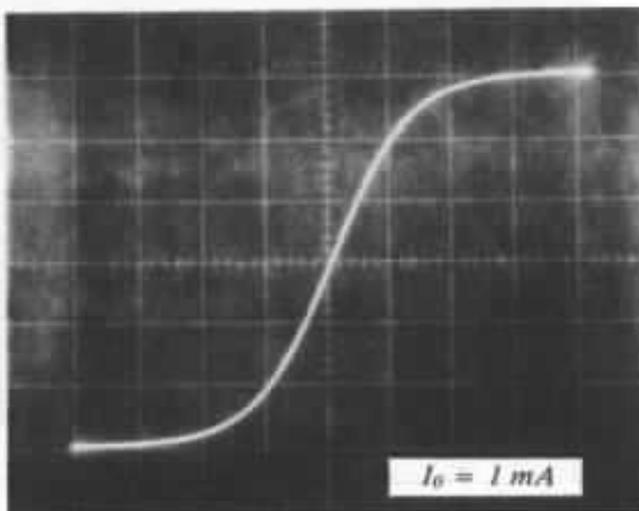


Fig. 9 : Fonctions de transfert du différentiel bipolaire simple

en fonction du niveau ; c'est pour des courants moyens que les performances sont les plus intéressantes. Pour ce qui est de la variation de la distorsion en fonction de la fréquence, on constate que pour les courants de polarisation faibles, celle-ci est constante en fonction de la fréquence. Par contre comme le montre la figure n°12, à partir de 3 mA, et de plus en plus à mesure que le courant de polarisation croît, la distorsion croît aux basses fréquences. Il a été intéressant de faire des rapprochements avec la distorsion thermique.

#### • Distorsion thermique

Nos mesures (voir fig. n°13) nous ont montré que cette distorsion intervient bien plus tôt, que les courbes de distorsion pourraient le laisser penser. Après mes articles sur la distorsion thermique, on m'avait dit que cette distorsion pouvait se voir sur les courbes de distorsion en fonction de la fréquence : les variations relativement lentes d'origine thermique des caractéristiques des transistors étant plus sensibles pour des signaux sinusoïdaux basse fréquence que pour des signaux haute fréquence. Ces expériences montrent que cette distorsion est trop

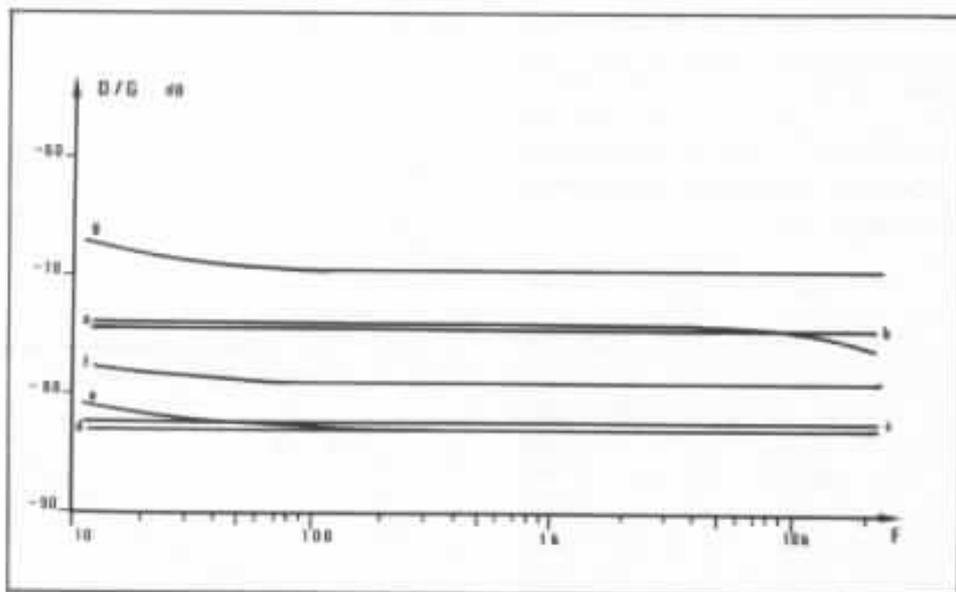


Fig 12 : Courbes de distorsion en fonction de la fréquence ( $V_{out} : 1 V \text{ eff.}$ ) (a :  $10 \mu A$ , b :  $30 \mu A$ , c :  $100 \mu A$ , d :  $300 \mu A$  et  $1 mA$ , e :  $3 mA$ , f :  $10 mA$ , g :  $30 mA$ ).

$I_0$ mA	0.01	0.03	0.1	0.3	1	3	10	30
B	27 K	122 K	370 K	850 K	1,5 M	1,7 M	2,5 M	1,14 M
G.B	2,8 M	11,3 M	36,2 M	61,4 M	141 M	151 M	165 M	64 M

Fig. 14 : Performances de bande passante en fonction de  $I_0$ .

discrète dans les mesures classiques pour y être décelée de façon fiable.

#### • Bande passante

La figure n°14 montre que la

bande passante croît avec  $I_0$ , puis décroît au-delà d'un courant trop élevé. Il y a plusieurs explications à ce phénomène : tout d'abord la coupure de sortie est due à la capacité parasite de sor-

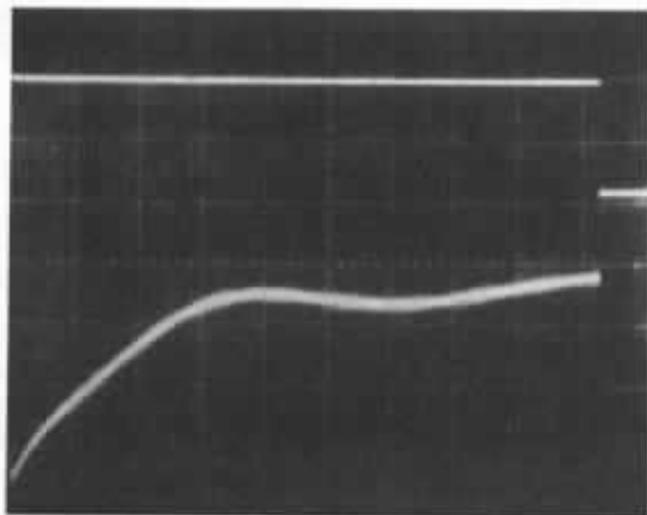


Fig. 13a :  $I_0 = 100 \mu A$ . En haut, signal de sortie ( $1 V/div.$ ). En bas, loupe ( $5 mV/div.$ ). Horizontalement :  $5 ms/div.$

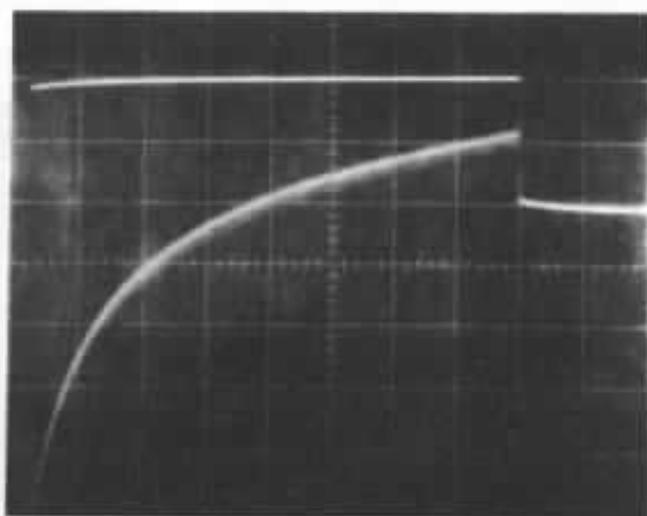


Fig. 13b :  $I_0 = 10 mA$ . En haut, signal de sortie ( $1 V/div.$ ). En bas, loupe ( $20 mV/div.$ ). Horizontalement  $5 ms/div.$

Fig. 13 : Distorsion thermique.

tie du transistor et à la résistance de charge donc quand cette dernière décroît, la coupure de sortie monte en fréquence. Ensuite la coupure d'entrée qui est liée à  $F_T$  monte avec le courant  $I_C$  (phénomène dû à un nombre plus important de porteurs mis en œuvre).

#### • Mesure de phase

Les mesures sur signaux carrés n'ont rien montré de remarquable.

#### • Mesure de bruit

Celles-ci sont regroupées sur le tableau de la figure n°15. Les résultats sont conformes avec la théorie qui veut que le bruit en tension décroisse quand le courant augmente.

#### • Impédance d'entrée

Le tableau de la figure 16 regroupe les résultats. On voit que si l'accroissement du courant de polarisation va dans le bon sens pour la bande passante et le bruit, il va dans le mauvais sens pour l'impédance d'entrée (et pour la distorsion thermique).

## Différentiel bipolaire contre-réactionné

Pour juger des effets de la contre-réaction sur le différentiel

$I_0$ mA	0,01	0,03	0,1	0,3	1	3	10	30
$B_n$ µV	2,7	1,5	1	0,9	0,8	0,7	0,6	1,4
$Z_{in}$ kΩ	881	442	211	74	26	8,4	3,5	1,8

Fig. 15 : Performances de bruit en fonction de  $I_0$ .

$I_0$ mA	0,01	0,03	0,1	0,3	1	3	10	30
$Z_{in}$ kΩ	881	442	211	74	26	8,4	3,5	1,8

Fig. 16 : Impédances d'entrée en fonction de  $I_0$ .

bipolaire, nous avons testé le montage dans sa configuration  $I_0 = 0,1$  mA avec des résistances d'émetteur de 1 kΩ puis de 10 kΩ (voir fig. n°17). Les résultats d'une telle évolution correspondent à peu près à la théorie : La fonction de transfert est plus linéaire (voir figure n°18) ; le gain est évidemment réduit (30,3 dB) et 13,5 dB). La distorsion est réduite si on considère la distorsion sans se soucier du gain ; si on juge la distorsion divisée par le gain, le résultat est moins brillant (voir fig. n°19). La bande passante, quant à elle, évolue de façon décevante (voir fig. n°19). C'est que la coupure

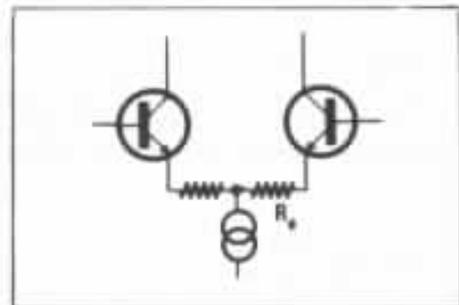


Fig. 17 : Différentiel bipolaire contre-réactionné.

de sortie, inchangée par l'usage de la contre-réaction domine.

La distorsion thermique n'est pas totalement éliminée par l'usage de la contre-réaction (voir fig. n°20), alors que l'impédance d'entrée augmente (voir fig. n°19).

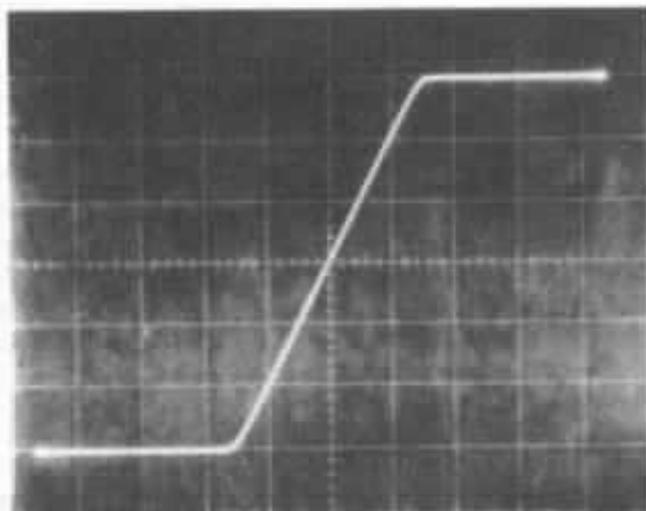


Fig. 18 : Effet de contre-réaction sur la fonction de transfert ( $G = 13,5$  dB).

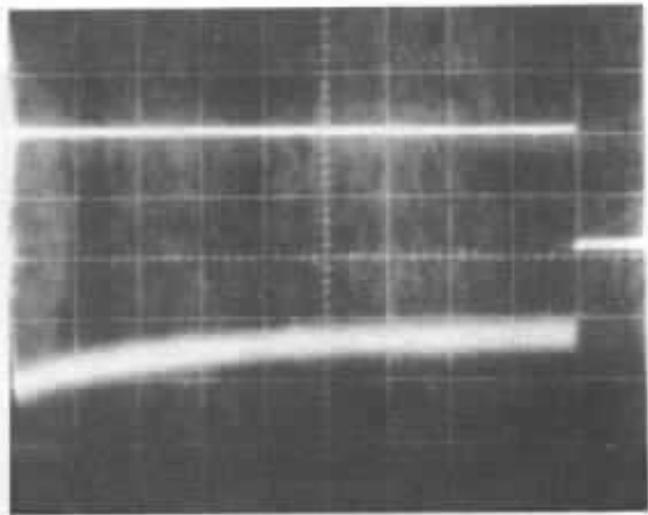
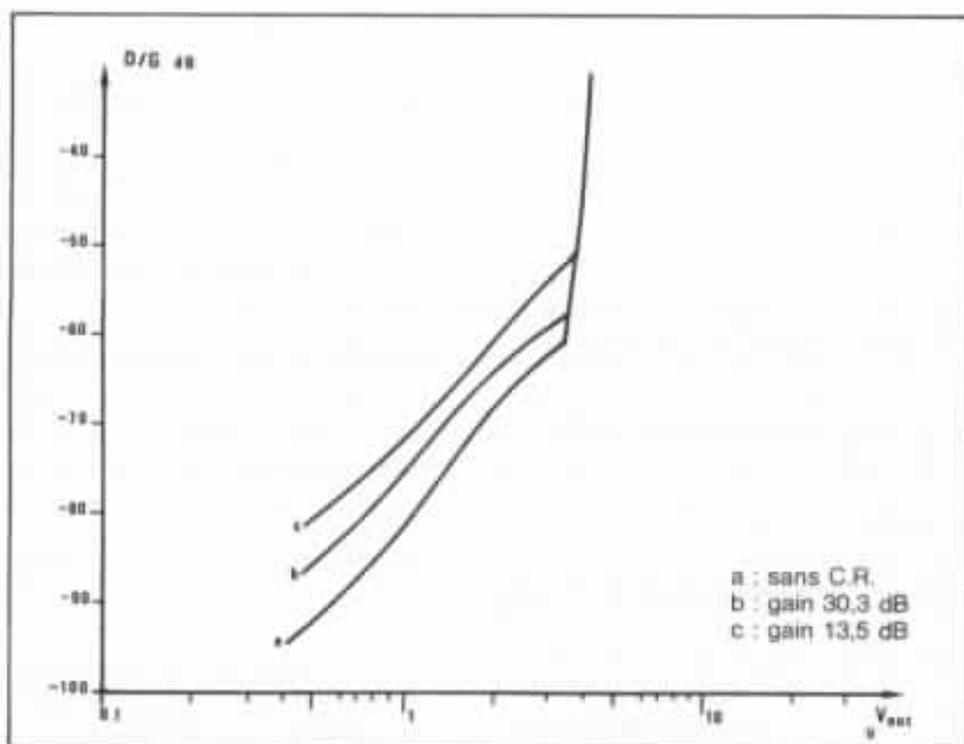


Fig. 20 : Effet de la contre-réaction sur la distorsion thermique ( $I_0 = 100$  µA). En haut, signal de sortie (1 V/div.), en bas loupe (2 mV/div.). Horizontalement 5 ms/div.



<b>G</b> dB	19,8	30,3	13,5
<b>B</b> Hz	370 k	400	270
<b>G.B</b> Hz	14,2 M	12,1	1,75

<b>G</b> dB	19,8	30,3	13,5
<b>Z<sub>in</sub></b> kΩ	211	428	>1000

Fig. 19 : Effet de la contre-réaction sur la distorsion classique (à 1 kHz), sur la bande passante et l'impédance d'entrée. On voit les erreurs des théories simplistes sur la contre-réaction.

## Différentiel à effet de champ simple

Après nos expériences sur le différentiel à transistors bipolaires,

<b>mA I<sub>0</sub></b>	0,01	0,03	0,1	0,2	1	3
<b>dB G</b>	32,3	30	27,5	24,5	20,5	15

Fig. 22 : Gain en fonction de I<sub>0</sub>.

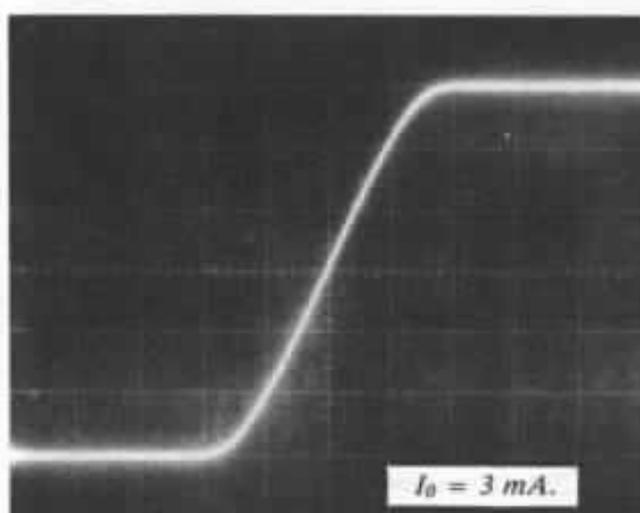
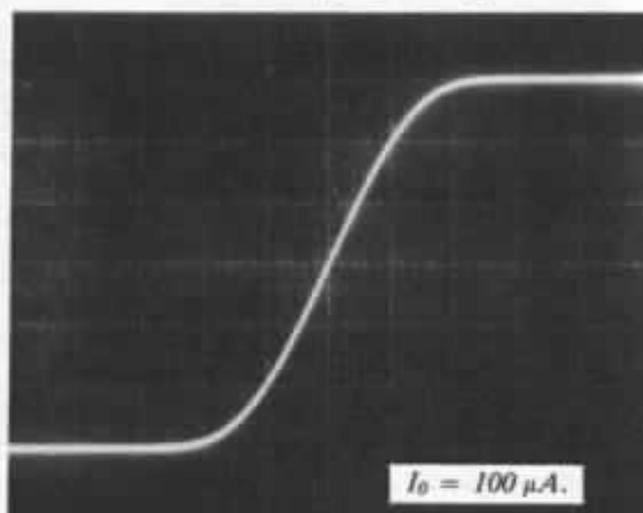


Fig. 21 : Fonctions de transfert du différentiel à effet de champ simple. Les courbes sont plus variées que pour les bipolaires.

res, nous avons entrepris la même démarche avec les transistors à effet de champ. Nous avons repris le même dispositif et les mêmes valeurs de I<sub>0</sub> (dans les limites de la saturation de courant propre aux transistors à effet de champ).

Le choix du transistor était moins évident que pour les transistors bipolaires et nous avons finalement retenu un transistor double de Siliconix qui semblait présenter un bon compromis entre l'apairage de ses transistors (un offset max de 5 mV) et son prix : le U 401. C'est un transistor double composé de deux transistors diffusés simultanément aux caractéristiques moyennes, avec un bruit assez faible et des capacités parasites suffisamment basses pour une application audio ; bref un transistor qu'il serait à priori naturel d'utiliser pour un étage d'entrée d'amplificateur.

### • Fonction de transfert fig. n°21

Elles sont moins voisines entre elles que pour les bipolaires, tant que la saturation n'intervient pas.

### • Gain de montage

Le gain varie avec le courant de polarisation (voir fig. n°22).

### • Distorsion harmonique

La distorsion harmonique est un peu meilleure pour le montage bipolaire. Comme pour le montage bipolaire, nous avons regroupé sur une même figure (n°23) l'évolution de la distorsion harmonique en fonction du niveau de sortie. La figure n°24 montre l'évolution de la distorsion quand la fréquence varie ; celle-ci reste stable et ne permet pas de deviner une éventuelle distorsion thermique.

### • Distorsion thermique

Contrairement à ce que pourrait faire croire l'évolution de la distorsion harmonique en fonction de la fréquence, le circuit souffre de distorsion thermique (voir fig. n°25) même si celle-ci est plus faible, pour les mêmes courants, que pour des transistors bipolaires.

### • Bande passante

Pour celle-ci la performance est meilleure aux faibles courants pour les bipolaires, aux courants moyens les deux technologies sont équivalentes (voir figure n°26) si on ne fait pas intervenir le gain.

### • Mesure de phase

Les mesures sur signaux carrés n'ont rien révélé de particulier.

### • Mesure de bruit

Malgré sa réputation, le transistor à effet de champ présente un bilan de bruit (voir fig. n°27) moins satisfaisant que le transistor bipolaire surtout aux courants faibles. Nous n'avons pas pu mesurer le bruit en courant.

### • Impédance d'entrée

Comme on pouvait le prévoir, notre méthode de mesure a été totalement incapable de mesurer l'impédance d'entrée du montage différentiel à effet de champ.

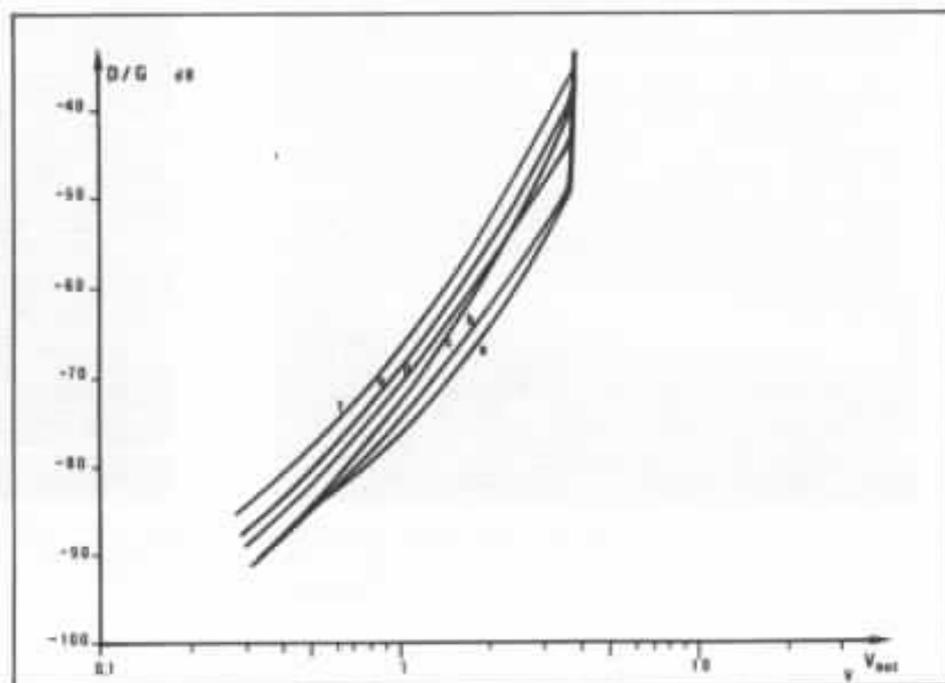


Fig. 23 : Courbes de distorsion en fonction du niveau (à 1 kHz) (a : 10 µA, B : 30 µA, c : 100 µA, d : 300 µA, e : 1 mA, f : 3 mA).

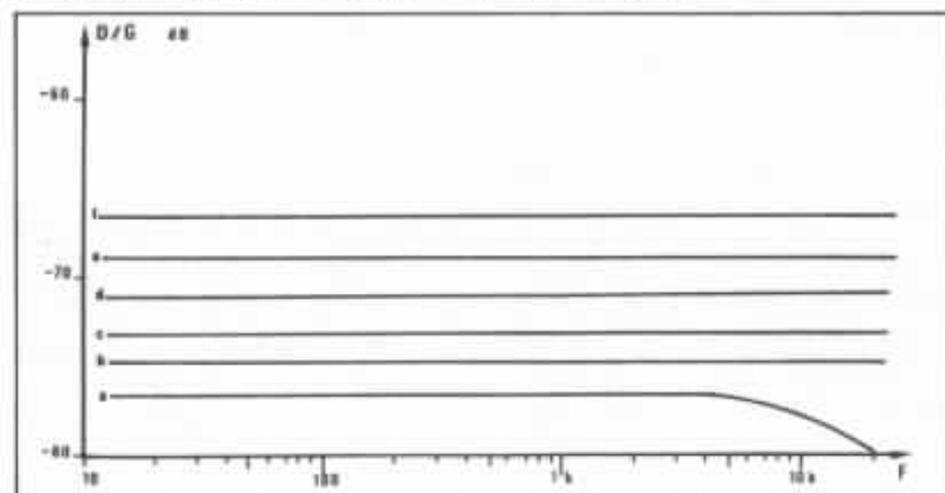


Fig. 24 : Courbes de distorsion en fonction de la fréquence ( $V_{out} = 1 V$ ) (mêmes codes que fig. 23).

$I_0$ mA	0,01	0,02	0,1	0,2	1	3
B MHz	22	114	350	880	1250	2150
G.B MHz	12,8	3,0	8,3	14,8	12,3	12,1

Fig. 26 : Performances de bande passante en fonction de  $I_0$ .

$I_0$ mA	0,01	0,02	0,1	0,2	1	3
$v_B$ dB	11	4,8	3,4	3,2	4,8	8,8

Fig. 27 : Performances de bruit en fonction de  $I_0$ . Ces mesures de bruit (ainsi que celles qui suivent) sont à prendre avec prudence dans le cas d'impédances élevées (impédance d'entrée ou résistance de charge) car elles ont été perturbées par des ronflettes secteur et des signaux radio.

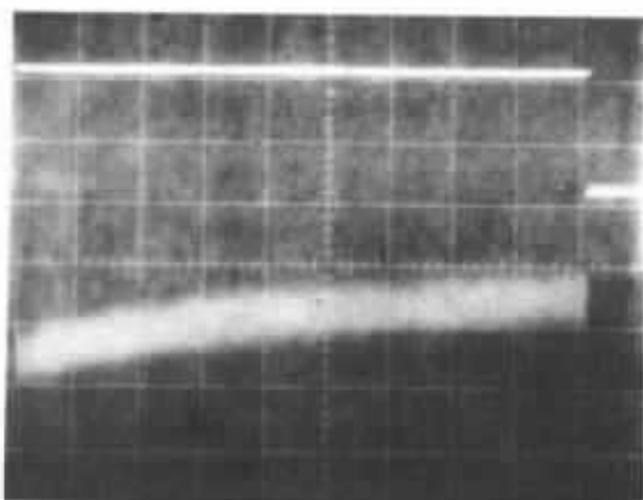


Fig. 25 : Distorsion thermique du différentiel à effet de champ simple :  $I_0 = 0,1 \text{ mA}$ . En haut, signal de sortie (1 V/div), en bas loupe (2 mV/div.). Horizontalement 5 ms/div.

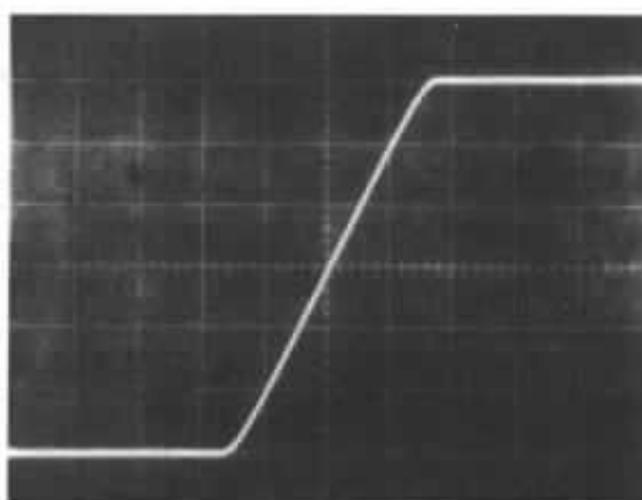


Fig. 28 : Effet de la contre-réaction sur la fonction de transfert ( $G = 12 \text{ dB}$ ).

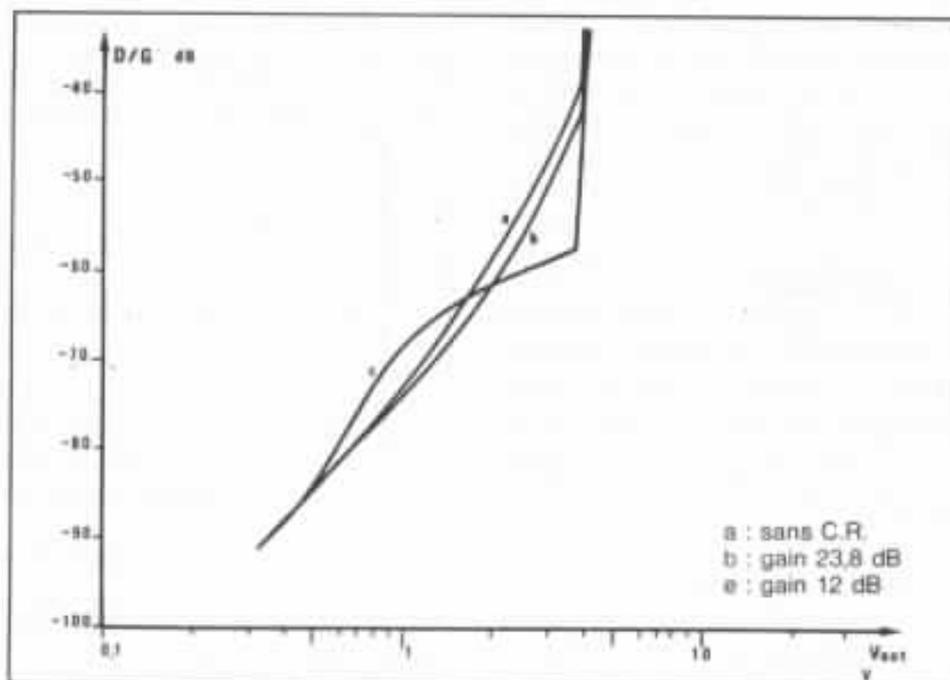
## Différentiel à effet de champ contre-réactionné

Comme pour le différentiel bipolaire, nous avons testé l'action de la contre-réaction : nous avons pris également un courant de polarisation de  $0,1 \text{ mA}$  avec des résistances de source de  $1 \text{ k}\Omega$  et de  $10 \text{ k}\Omega$ . Nous avons retrouvé les mêmes effets : amélioration de certaines performances (par ex : la linéarité aux dépens du gain) et peu d'effet sur d'autres performances.

La fonction de transfert se redresse (voir fig. n°28), le gain se réduit à  $23,8 \text{ dB}$  et à  $12 \text{ dB}$ . Nous avons aussi regroupé sur un tableau comparatif (la figure n°29) les performances des trois configurations.

La distorsion thermique devient difficile à mettre en évidence, les oscillogrammes obtenus n'ont guère d'intérêt.

On remarquera après ces expérimentations sur la contre-réaction locale dans l'étage d'entrée que son usage présente peu d'intérêt dans la conception généralement admise pour l'usage de la contre-réaction : si la coupure de la boucle de réaction est située en sortie du premier étage et qu'elle est surtout



dB G	27,2	23,8	12
kHz B	350	378	380
GHz B	8,3	8,7	1,3

Fig. 29 : Effet de la contre-réaction sur la distorsion (à  $1 \text{ kHz}$ ) et sur la bande passante.

due à des éléments parasites, la réduction du gain du premier étage apportée par la contre-réaction locale s'accompagne d'une réduction de bande ; si cette réduction de bande peut

simplifier certains problèmes de stabilité de boucle, elle interdit le meilleur usage du gain disponible que nous avons préconisé dans notre étude théorique (cf. p.36 du n°36 de l'Audiophile).

## Choix des transistors

Pour le choix des transistors, nous avons restreint notre compte rendu aux résultats significatifs ; en effet l'évolution de certaines performances résultent directement des caractéristiques propres aux transistors utilisés. Les résultats essentiels concernent surtout la linéarité ; nous avons traité la distorsion harmonique par courbes comparatives. Quant à la distorsion thermique, son étude comparative concerne les transistors utilisés et sort du cadre de cette étude.

Pour les transistors bipolaires, nous avons comparé le 2N 2920 utilisé à d'autres possibilités :

- Tout d'abord nous avons voulu voir les effets de la similitude entre les deux transistors en utilisant les mêmes transistors, mais séparés et volontairement mal appairés (deux 2N 2484).

- Puis pour accroître le déséquilibre, nous avons remplacé un de ces transistors par un transistor d'un autre type (2N 2222).

- Enfin pour aller dans l'autre sens, nous avons utilisé un transistor double de très grande qualité (LM 194) qui présente une très bonne similitude entre ses transistors, qui ont eux mêmes un comportement proche du comportement théorique.

Malgré nos efforts, le tableau comparatif de la distorsion harmonique (la figure n°30) montre que les comportements de toutes ces configurations sont très voisins.

Pour les transistors à effet de champ, nous avons comparé le U 401 utilisé dans nos premières investigations à plusieurs autres configurations :

- une paire de 2N 4393 pris au hasard, sans se préoccuper de leur similitude ;

- puis pour faire ressortir les conséquences de la similitude, nous avons remplacé l'un des 2N 4393 par un 2N 4391 (c'est un transistor fabriqué de la même façon, mais trié pour

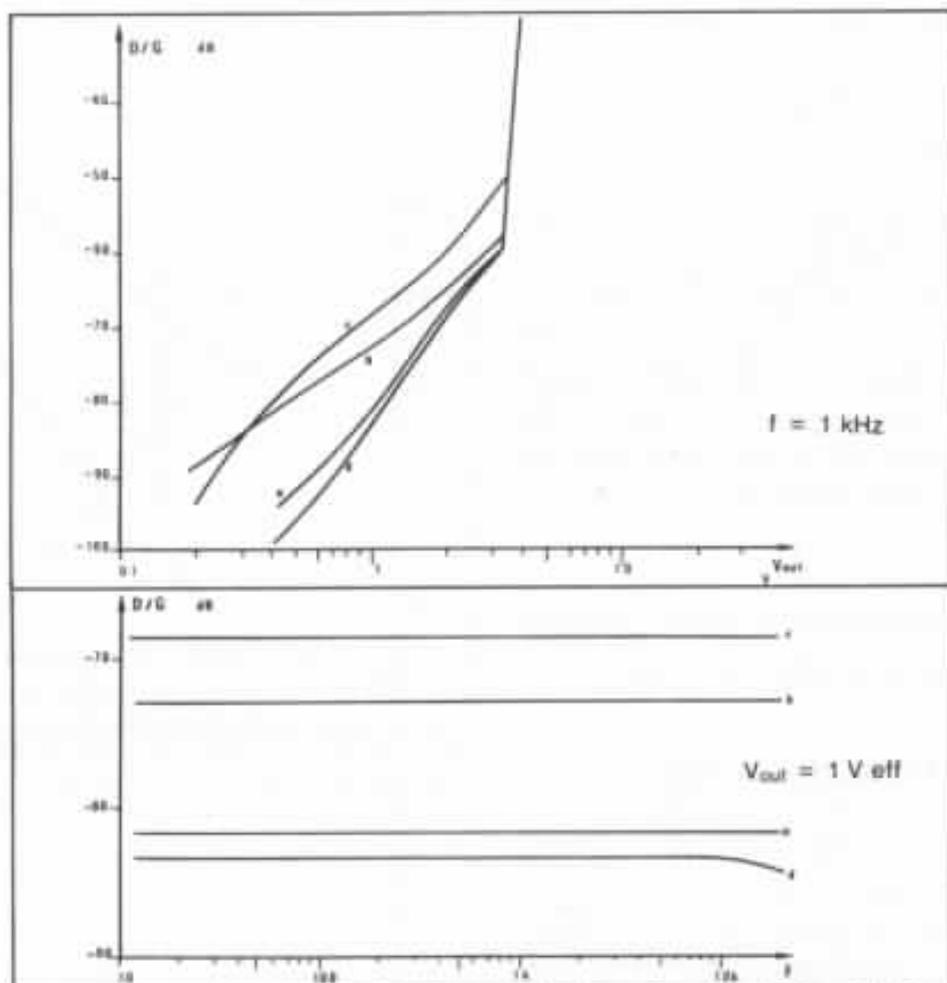


Fig. 30 : Effet du choix des transistors sur la distorsion du différentiel bipolaire simple à 1 kHz ( $a = 2N\ 2930$ ,  $b = 2N\ 2484 + 2N\ 2484$ ,  $c = 2N\ 2484 + 2N\ 2222$ ,  $d = LM\ 194$ ). Malgré des fonctions de transfert apparemment identiques, les distorsions sont différentes. Les problèmes d'offset jouent sur le point de polarisation, cela se voit sur le contenu spectral de la distorsion (prédominance de  $H_2$  ou  $H_3$  à bas niveau).

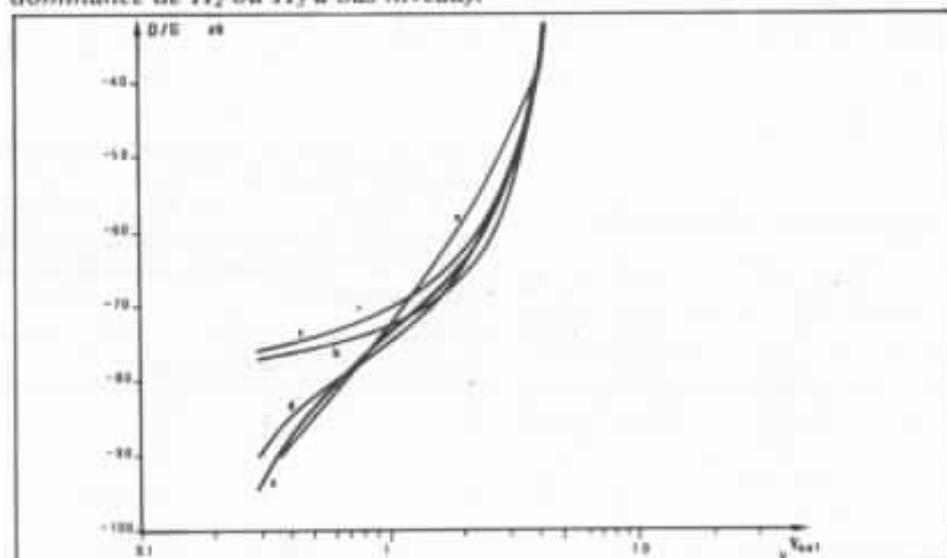


Fig. 31 : Effet du choix des transistors sur la distorsion du différentiel à effet de champ simple à 1 kHz ( $a = U\ 401$ ,  $b = 2N\ 4393 + 2N\ 4393$ ,  $c = 2N\ 4393 + 2N\ 4391$ ,  $d = 2N\ 3954$ ,  $e = 2SK\ 30\ AGR + 2SK\ 30\ AGR$ ). Les problèmes d'offset ( $b$  et surtout  $c$ ) étaient si importants qu'il a fallu introduire une compensation continue sur l'entrée normalement à la masse. Cela oblige souvent les concepteurs qui utilisent des F.e.t. à l'entrée à utiliser une contre-réaction locale.

obtenir des performances différentes) ;

– puis un transistor double connu des audiophiles le 2N 3954 ;

– enfin nous avons eu la curiosité de tester un couple de 2 SK 30 AGR.

Alors que pour les transistors bipolaires, nous avons obtenu des gains quasi-identiques et des performances de linéarité ayant la même allure, la figure n°31 monte qu'ici les performances ont des allures plus dispersées.

## • Influence des conditions d'utilisation

### • Tension d'alimentation

Pour nos premières investigations, nous avons travaillé avec une tension d'alimentation fixe ; il est intéressant de voir les effets du choix d'une tension ou d'une autre. Pour les transistors à effet de champ, l'effet sur la distorsion harmonique n'est pas décelable, et l'effet sur la distorsion thermique est assez faible. Pour les transistors bipolaires, les courbes de la figure n°32 montre le peu d'effet pour les fréquences élevées et l'influence plus importante aux basses fréquences.

### • Résistance de charge

Le choix de la valeur de la résistance de charge peut aussi influencer sur les performances, ainsi que la symétrie de la charge pour les deux transistors (voir fig. 33). Le tableau de la figure n°34 montre l'effet du choix de cette valeur et de la présence d'une résistance symétrique sur les performances de distorsion harmonique en fonction du courant collecteur. Le tableau de la figure n°35 montre les mêmes effets en fonction du signal de sortie.

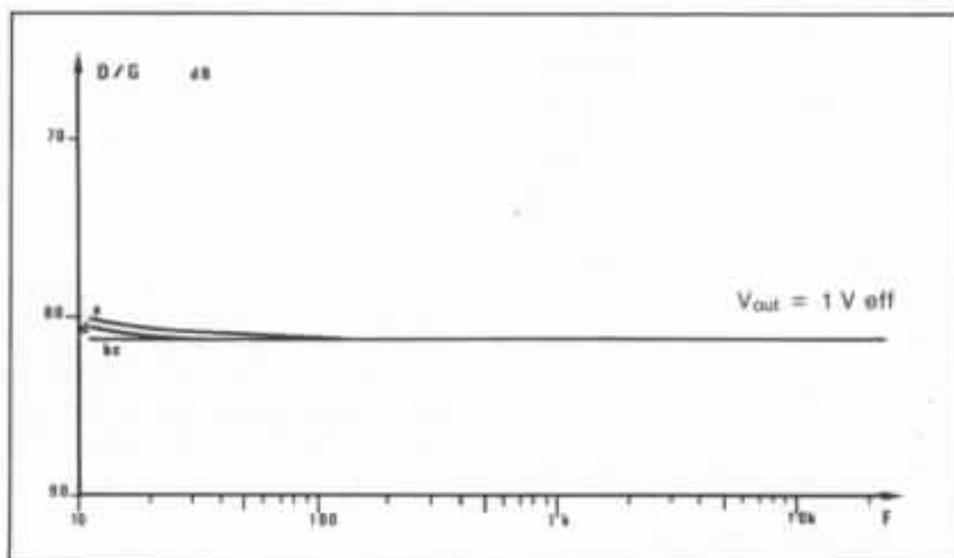
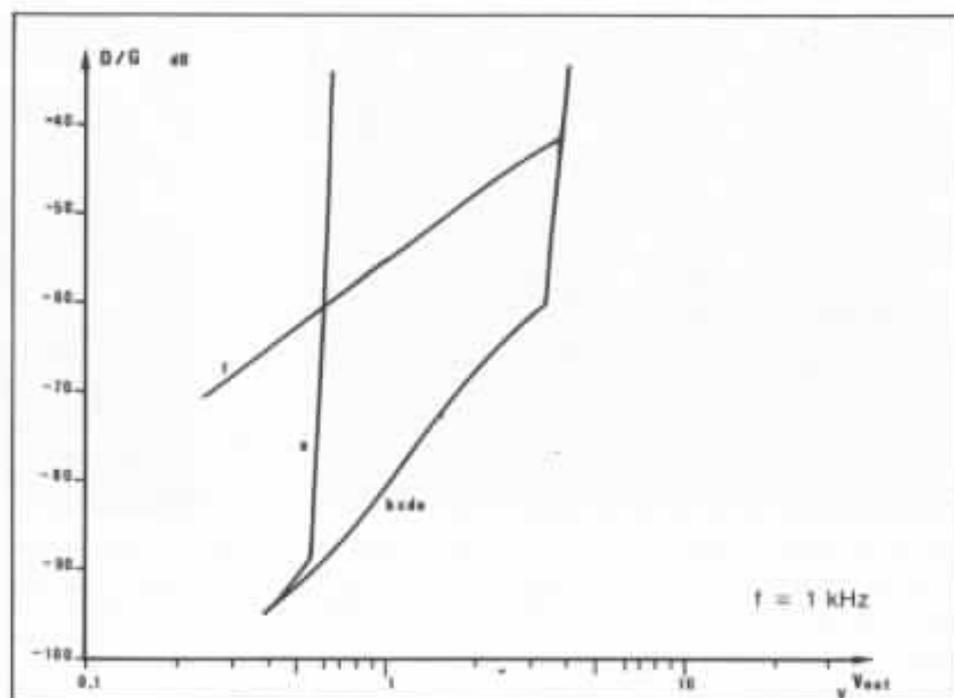


Fig. 32 : Effet de la tension d'alimentation sur la distorsion du différentiel bipolaire simple (à 1 kHz) (a = +5 V, b = +15 V, c = +25 V, d = +35 V, e = +45 V, f = +55 V). A part la saturation (a) et les phénomènes d'avalanche (f), la tension ne semble pas jouer beaucoup. Elle joue cependant sur la distorsion thermique ce qui se devine sur les courbes de distorsion en fonction de la fréquence.

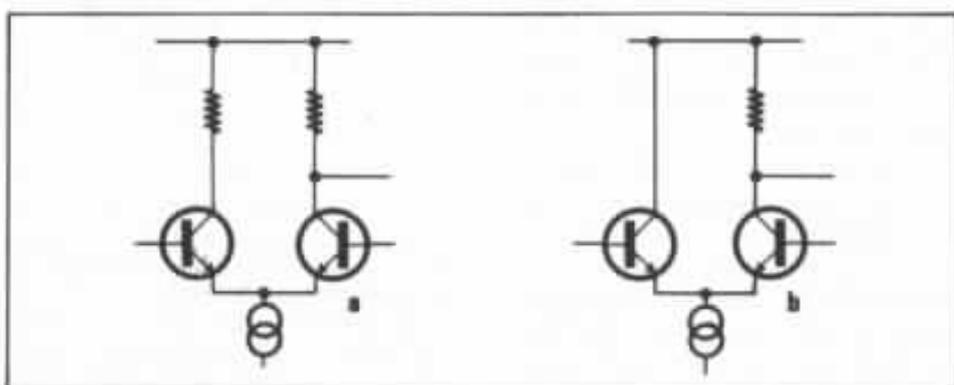


Fig. 33 : Charge symétrique (a) et charge dissymétrique (b).

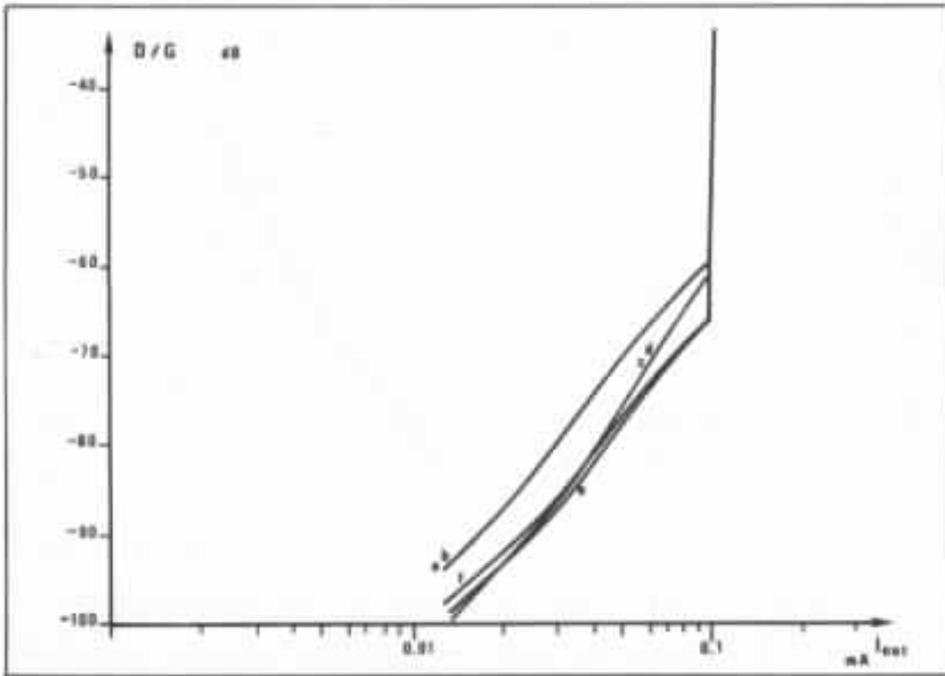


Fig. 34 : Effet de  $R_c$  sur la distorsion en fonction du courant en sortie à 1 kHz (a = 100 k $\Omega$  symétrique, b = 100 k $\Omega$  dissymétrique, c = 200 k $\Omega$  symétrique, d = 200 k $\Omega$  dissymétrique, e = 400 k $\Omega$  symétrique, b = 400 k $\Omega$  dissymétrique). Cette mesure ne met en évidence que des effets de dissymétrie pour des puissances élevées.

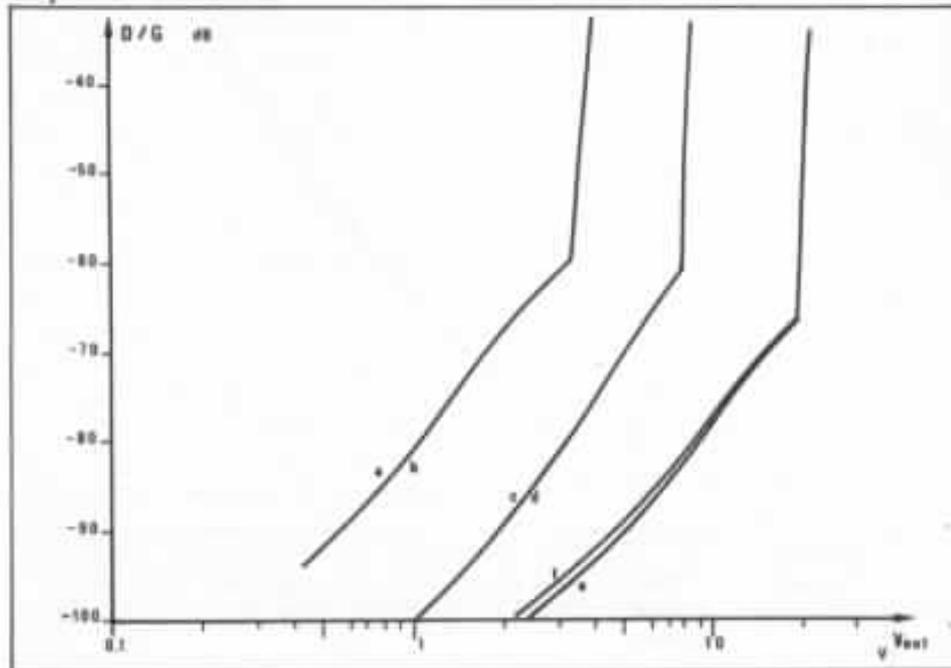


Fig. 35 : Effet de la charge sur la distorsion en fonction du niveau à 1 kHz (même code que fig. 34).

### • Générateur de courant

Le choix d'un générateur de courant a-t-il un effet sur les performances de linéarité du montage ? Pour répondre à cette question, nous avons testé quatre montages possibles (voir fig. n°36) :

- une simple résistance tirée à l'alimentation négative
- un miroir de courant

- un transistor à effet de champ monté en source de courant
- le circuit assez compliqué qui a servi à nos expérimentations.

Les résultats avec les transistors bipolaires (fig. n°37) et avec les transistors à effet de champ montrent qu'à part la première solution, les autres circuits ont des performances équivalentes.

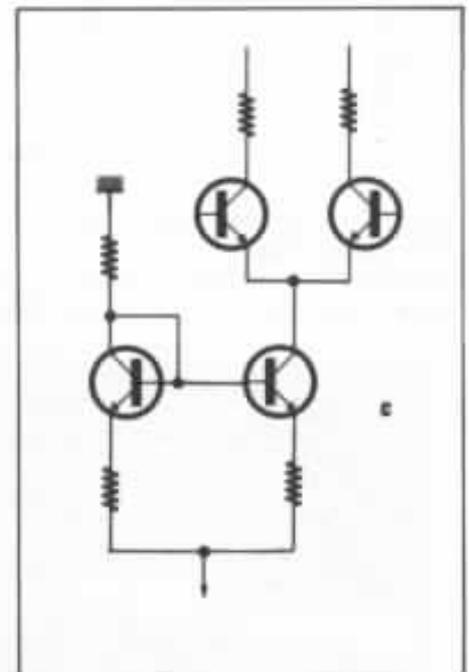
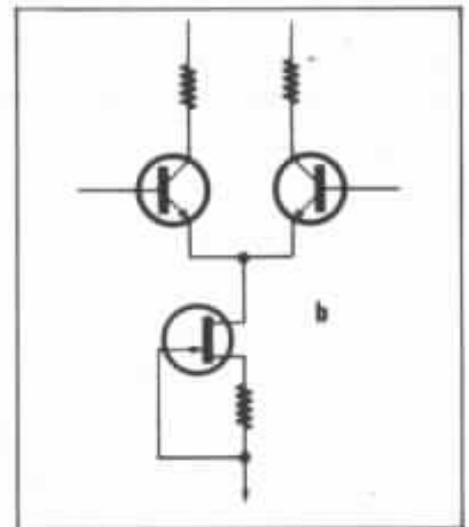
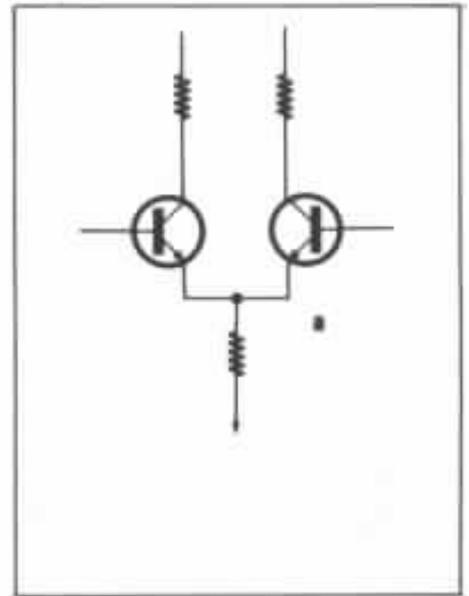
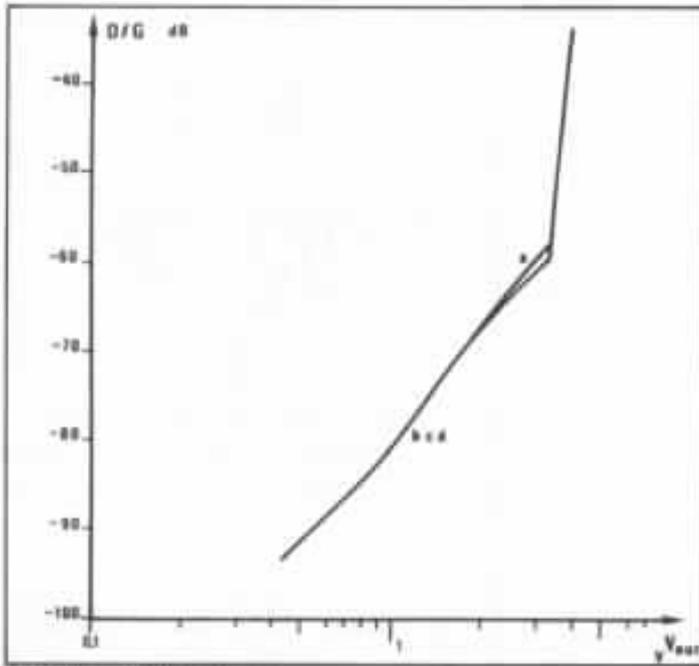
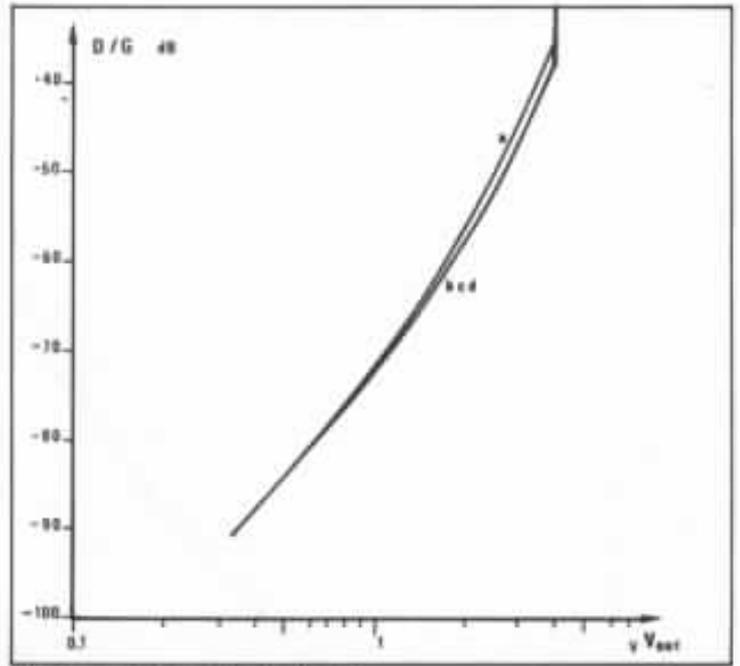


Fig. 36 : Autres générateurs de courant testés (d = montage de la fig. 8).



Différentiel bipolaire.



Différentiel à effet de champ.

Fig. 37 : Effet du choix du générateur de courant sur la distortion en fonction du niveau (1 kHz).

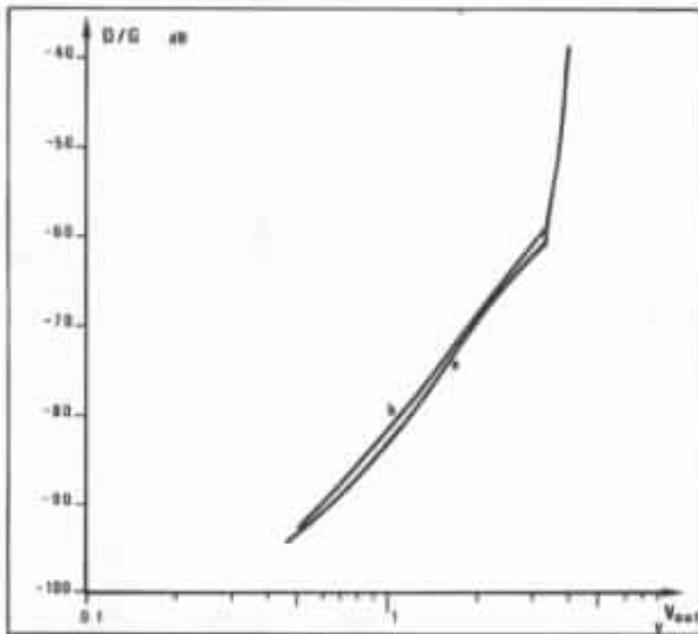


Fig. 38 : Effet du cascode sur le différentiel bipolaire pour la distortion à 1 kHz ( $I_0 = 1 \text{ mA}$ ) (a = montage normal, b = montage cascode). La distortion avec cascode est un peu plus forte et plus régulière.

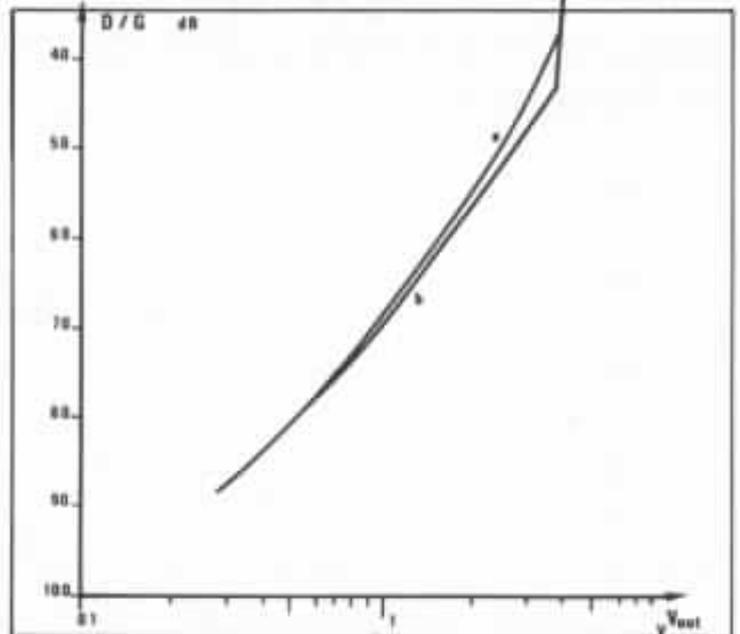


Fig. 39 : Effet du cascode sur le différentiel à effet de champ à 1 kHz ( $I_0 = 1 \text{ mA}$ ) (a = montage normal, b = montage cascode). Le cascode réduit la distortion à fort niveau.

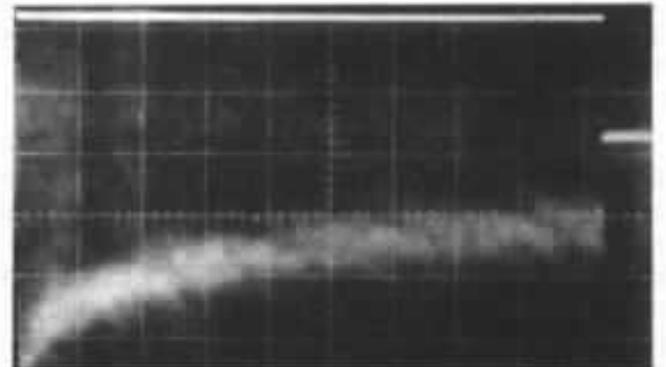
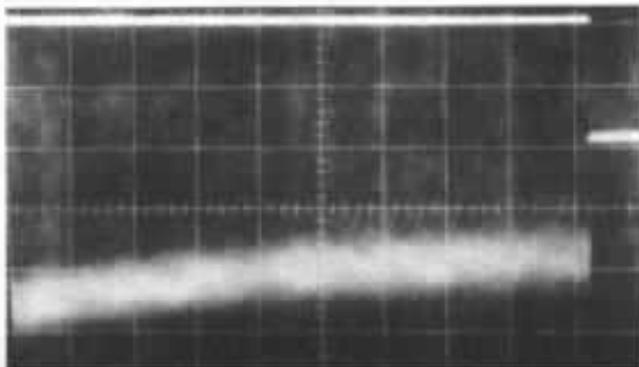


Fig. 40 : Effet de cascode sur la distortion thermique : en haut signal de sortie (1 V/div.), en bas loupe (2 mV/div.). Horizontalement 5 ms/div. Différentiel bipolaire à gauche. Différentiel à effet de champ à droite.

## • Montage cascode

J'ai déjà eu dans ces colonnes l'occasion de dire tout le bien que je pensais de ce montage. Nous avons donc soumis le montage bipolaire et le montage à transistors à effet de champ à cette thérapeutique. Les tableaux des figures n°38 et 39 montre les améliorations apportées par cette configuration. La figure n°40 montre les effets sur la distorsion thermique du montage bipolaire.

## Conclusion

Pour conclure cette première série de mesure, je vous propose la comparaison des performances de quatre circuits d'entrée :

– premier circuit testé, le circuit d'entrée de l'amplificateur proposé par J. Lohstroh et M. Otala dans «An Audio Power Amplifier for Ultimate Quality Requirement» (voir fig. n°41)

– deuxième circuit testé, le circuit d'entrée de l'amplificateur Kanéda 50 W (voir fig. n°42)

– troisième circuit testé, le circuit d'entrée utilisé dans le préamplificateur Kanéda (voir fig. n°43)

– enfin pour le dernier circuit nous avons retenu un circuit à transistor bipolaire bénéficiant des meilleures conditions (voir fig. n°44) : choix de très bons transistors, courant de polarisation élevé, contre-réaction locale et montage cascode.

Les figures 45 à 48 montrent les fonctions de transfert des quatre circuits testés. Elles ne semblent pas extrêmement linéaires. La linéarité est bonne, sans plus.

Le tableau comparatif de la figure 49 regroupe certaines performances. Celles-ci (gain, bande passante) sont très dispersées. C'est assez étonnant bien que nos critères de sélection soient discutables.

L'étage d'entrée du 50 W Kanéda semble être plus un étage d'adaptation qu'un vrai étage

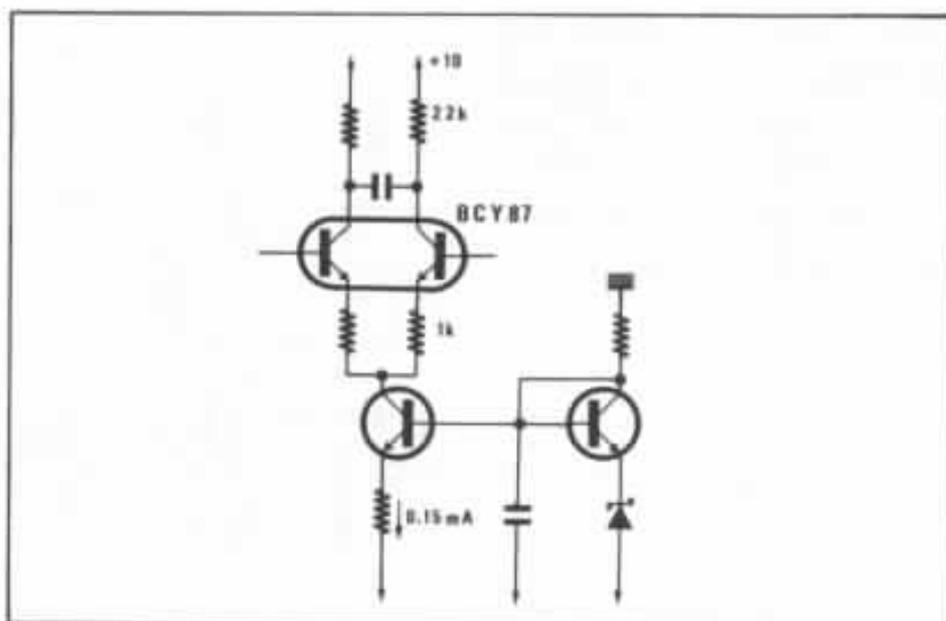


Fig. 41 : Circuit A.

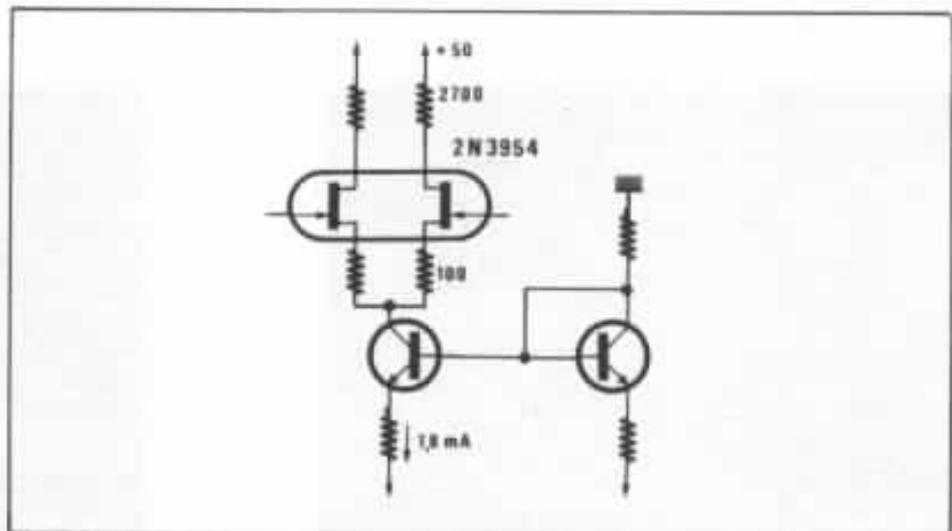


Fig. 42 : Circuit B.

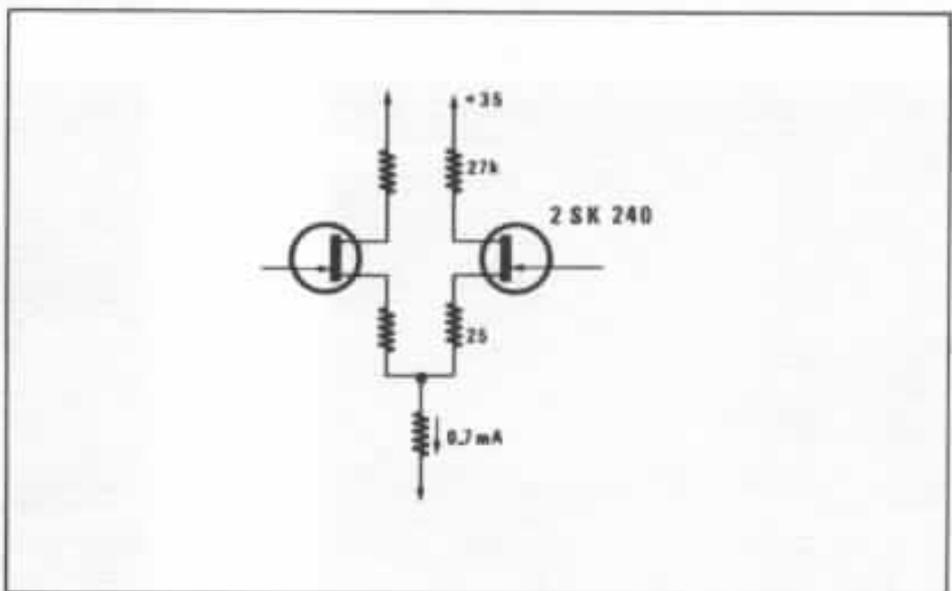


Fig. 43 : Circuit C.

Pour ce circuit que nous avons voulu le meilleur, nous avons retenu un des meilleurs différentiels bipolaires que je connaisse (LM 394). Nous avons travaillé avec une résistance de charge assez élevée et une tension assez importante. Pour éviter la distorsion thermique et les limitations de bande (le LM 394 est affligé

de capacités parasites monstrueusement élevées) nous avons utilisé un montage cascade. Le premier Fet utilisé (Fet HF) avait une telle distorsion thermique qu'elle perturbait le fonctionnement du montage par effet Early.

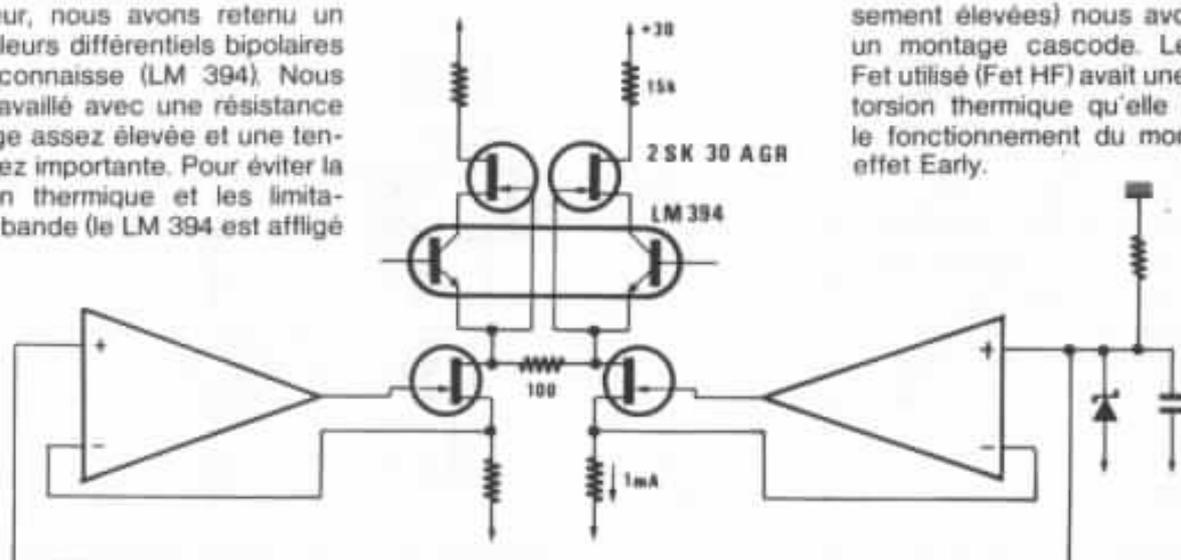


Fig. 44 : Circuit D.

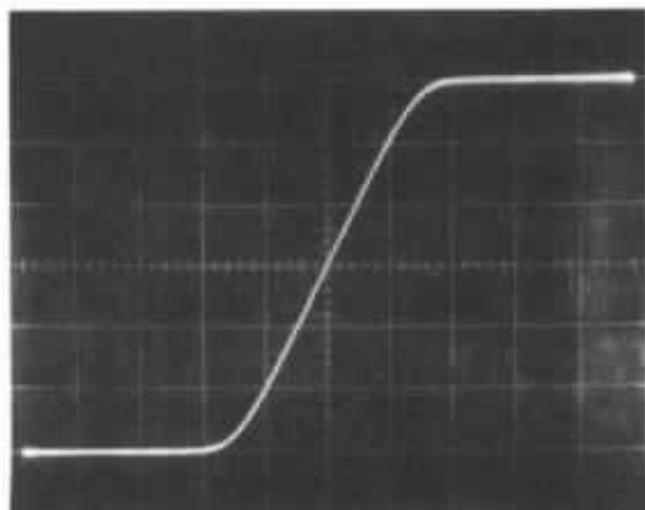


Fig. 45 : Fonction de transfert du circuit A.

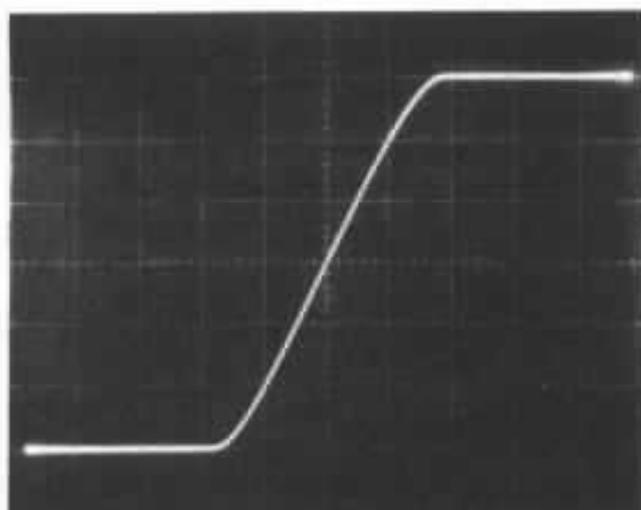


Fig. 46 : Fonction de transfert du circuit B.

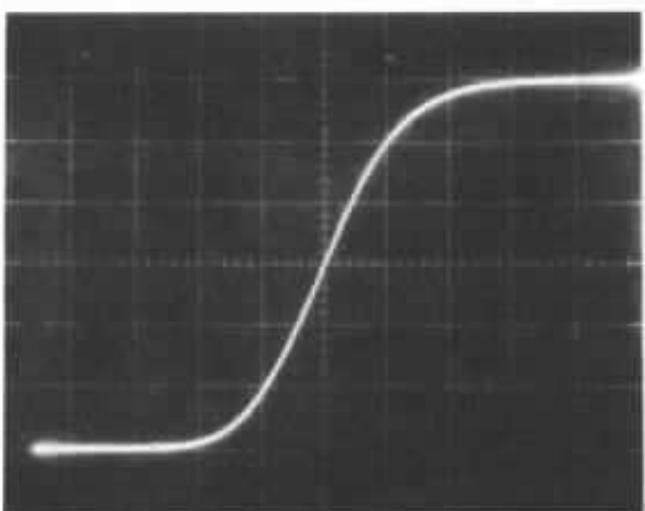


Fig. 47 : Fonction de transfert du circuit C.

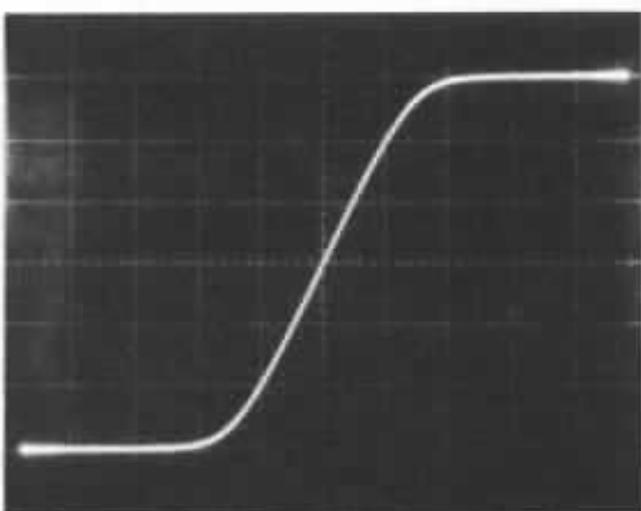


Fig. 48 : Fonction de transfert du circuit D.

circuit	A	B	C	D
G dB	18,3	4	27,5	48,1
B kHz	1700	800	800	1700
G B MHz	14	1,3	57	170
$\mu_D$ $\mu V$	5,4	22	7	1,7
$Z_{in}$ k $\Omega$	400	7	7	38

Fig. 49 : Tableau comparatif des performances des circuits A, B, C, et D.

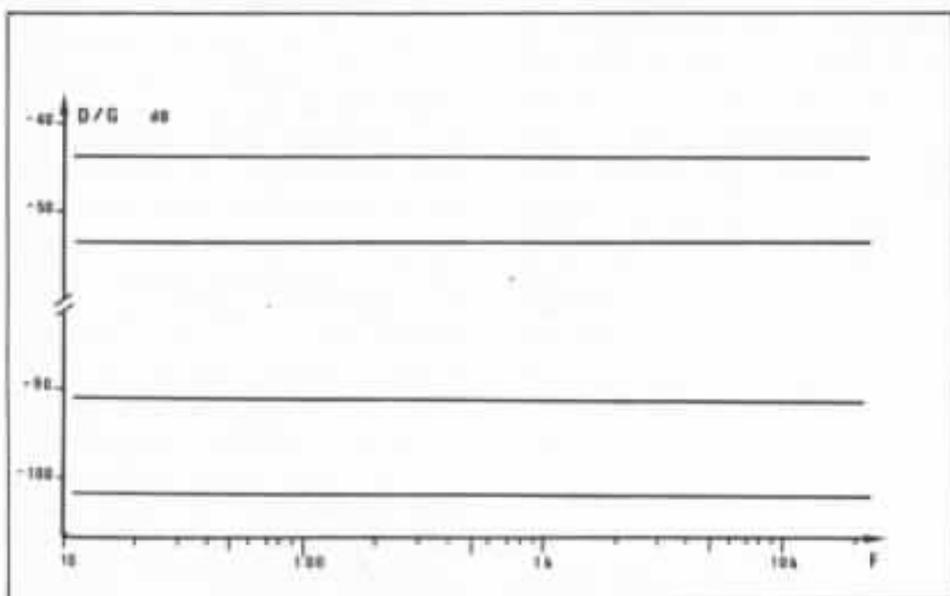
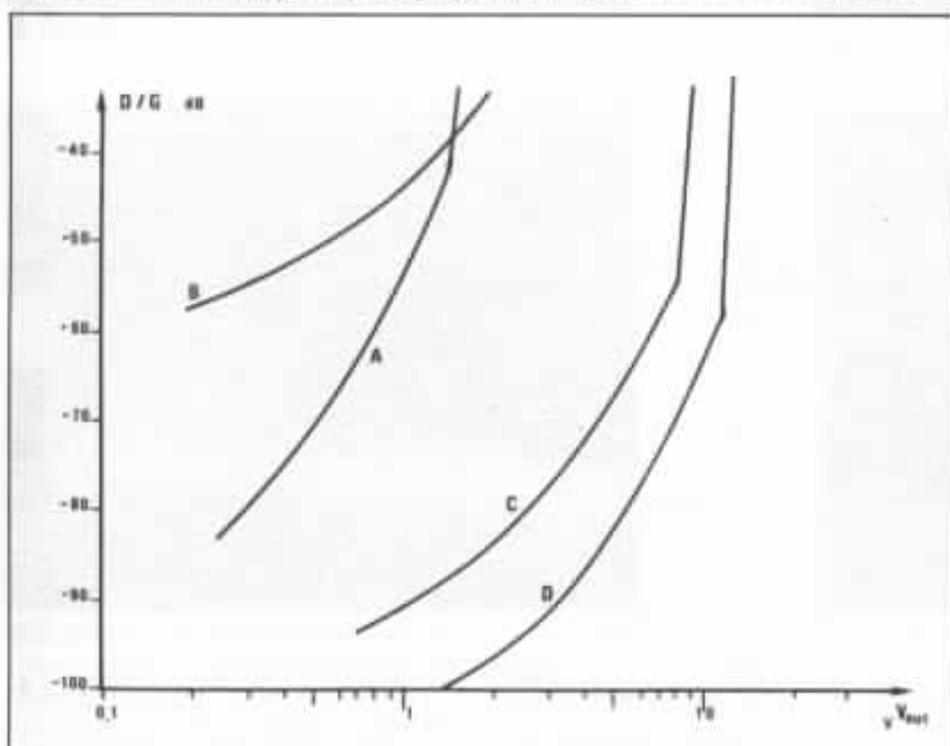


Fig. 50 : Distorsion en fonction du niveau (à 1 kHz) et en fonction de la fréquence (1 V eff.) du circuit A, B, C et D.

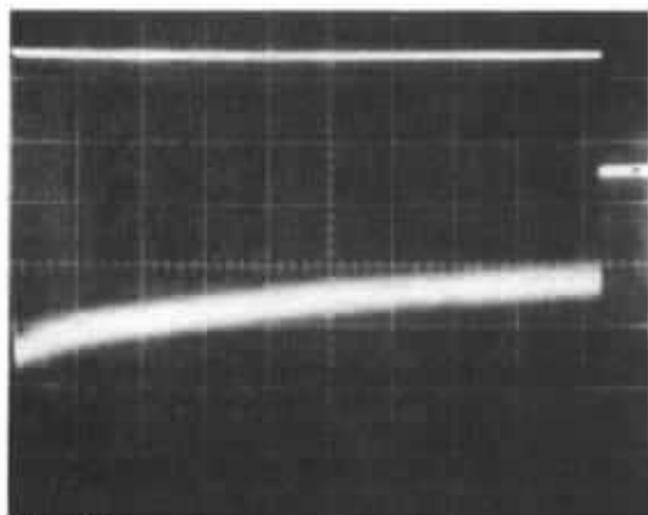
d'entrée. Ses performances semblent médiocres. Dans le 50 W Kandéa, le rôle du second étage est prédominant sur le fonctionnement global de l'amplificateur, on ne peut rien conclure ici de ces mesures même si elles sont décevantes..

La figure 49 présente la distorsion de nos quatre circuits. Les performances obtenues sont très variables : il y a une différence énorme entre notre circuit (D) conçu pour ces performances et l'étage d'entrée du 50 W Kanéda très handicapé par son gain très faible.

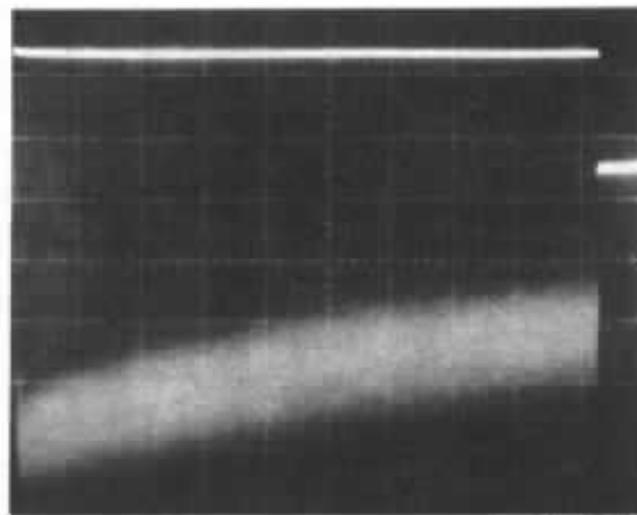
On remarquera que la distorsion est constante pour tous ces montages quand la fréquence varie. C'est, à mon avis, une caractéristique très importante.

On peut aussi remarquer sur la figure 50 que la distorsion thermique est également très faible pour tous ces circuits, on est aux limites de notre montage de test.

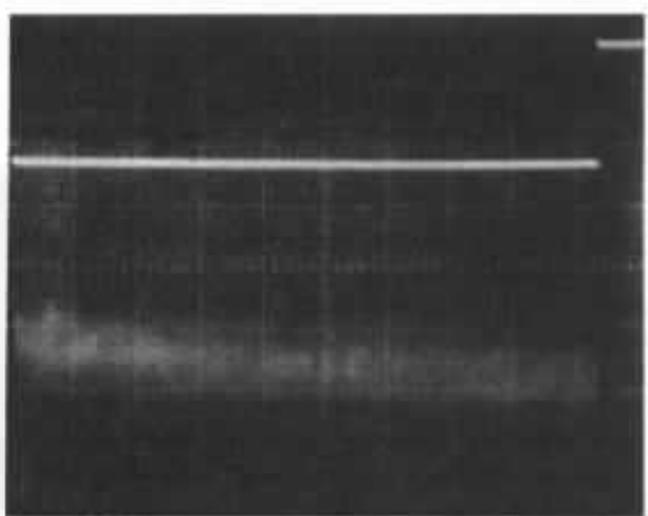
Malgré la dispersion de ces mesures (nous ne pouvons pas encore être sûrs qu'elle recouvrent tous les phénomènes qui ont de l'importance), ces quatre circuits serviront de référence pour les mesures que nous ferons sur des circuits plus extravagants dans notre prochain article. Les tests subjectifs qui suivent tenteront de comprendre les résultats de nos dernières mesures. La dispersion de celles-ci me rend impatient de comparer subjectivement ces quatre circuits sélectionnés.



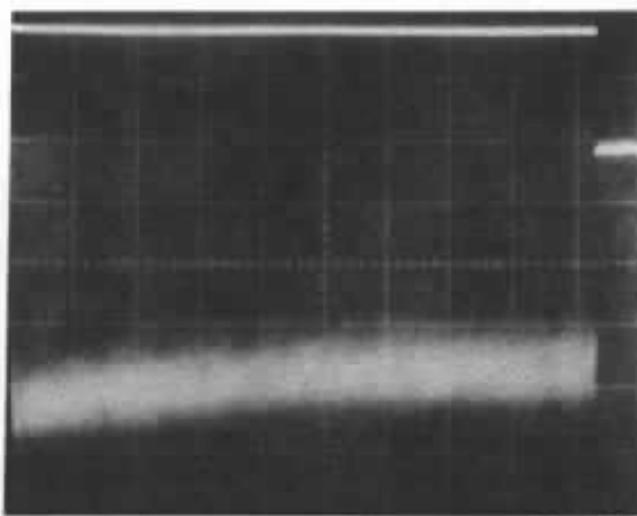
Circuit A.



Circuit B.



Circuit C.



Circuit D.

Fig. 51 : Distorsion thermique des circuits A, B, C et D. En haut, signal de sortie (1 V/div.), en bas loupe (2 mV/div.). Horizontalement / ms/div.

# On en parle...

## Cartes postales de l'étranger

Cet été, l'Audiophile a préféré les salons étrangers aux plages de sable fin, en participant activement avec «Les Réalisations de l'Audiophile» aux salons de Francfort, Amsterdam et Milan.

En ce qui concerne l'High-End allemand, le local ne nous a pas permis de présenter les «gros systèmes» auxquels les audiophiles français sont habitués. Les dimensions et l'acoustique plus que douteuse de la pièce n'ont permis que la mise en œuvre d'un «petit système», ce qui n'est pas dénué d'intérêt ! Ce dernier était composé comme source, d'une platine lourde (prototype construit par notre distributeur allemand dont le socle était sablé) avec un bras SME long. Après plusieurs essais de cellules, nous avons conservé la SPU Gold pour son «feeling». La source numérique était un Philips CD 650. L'électronique

reprenait un Pré-pré, un Solstice (alternant avec un Tube) et un 20 W Hiraga. Les enceintes étaient les petites Audiophiles (made in Germany) dont la finition plaquée était sublime ! Le tout était câblé en Isoda, câble qui recueille aussi beaucoup de suffrages outre-Rhin. Le public nombreux, tant amateurs que professionnels, a été surpris par la transparence et la définition du médium (ce qui, soit dit en passant, n'est pas le point fort des enceintes allemandes...) et cette facilité avec laquelle le 103 Sigma fait oublier ses points faibles au profit de la musique. Le haut-parleur large bande reste, malgré ses limites, un redoutable test pour les électroniques car là, des défauts comme le manque de clarté, d'aérations, etc., ne peuvent pas être imputés au filtre ou à la mise en phase des H.P. !

Nous avons aussi sur le stand, une autre enceinte réalisée à partir des éléments du kit 430 Focal (sauf le tweeter qui était un T 120). Celle-ci avait cependant

été revue et corrigée à la mode germanique au niveau de la charge et du filtre. Connaissant les qualités de cette ligne acoustique made in France, quel n'a pas été notre étonnement devant le résultat ! Les voix (J. Brel, Barbara...) étaient empâtées et floues par le fait d'un bas-médium trop présent (il faut dire aussi que la pièce n'arrangeait rien !). Ceci était accentué par un médium légèrement en retrait. Sur du piano (Keith Jarrett, Köln Concert chez ECM), ce bas-médium donnait une fausse impression d'ampleur que l'on confond souvent avec un «vrai grave», le haut du spectre relevé, comme sur beaucoup d'enceintes allemandes, donnait l'impression d'une pseudo-définition. Toutes les micro-informations dues aux bruits de pédales, aux marteaux du piano, aux réverbérations et à la présence du public (tous ceux qui connaissent ce disque nous comprendront !) étaient en grande partie gommées. En repassant

sur les petites Audiophile, qui pourtant sur du piano ou du symphonique, marquent le pas dans le bas du spectre, on retrouvait instantanément cette fluidité et cette spontanéité qui font que l'on a envie de passer le deuxième disque du coffret... Comme quoi, il ne suffit pas de prendre d'excellents haut-parleurs pour en tirer toute la quintessence... encore faut-il avoir les compétences et l'oreille pour les charger et les filtrer correctement !

En Hollande, les choses étaient différentes dans le sens où dans ce pays il n'existe pas de salon haut de gamme à part entière. Toutefois, le public néerlandais manifeste un très grand intérêt pour l'audio de haut niveau. Nous avons d'ailleurs de nombreux lecteurs passionnés dans ce pays. Nous exposons en collaboration avec notre distributeur dans le cadre du Firato, exposition de très grande envergure du style Festival International du Son et Image Vidéo. Nos matériels étaient exposés en statique, les amplificateurs ont d'ailleurs suscité un énorme intérêt de par leur esthétique résolument originale. Parallèlement, à ce show, des démonstrations étaient organisées chez Theo (Hi-Fi) Pruijs, revendeur situé au centre d'Amsterdam. Ce point de vente nous a réellement surpris, il est à notre sens unique en Europe. Spécialisé uniquement dans le haut de gamme et le très haut de gamme, Theo Pruijs n'offrait pas moins de sept salons dans chacun desquels était présenté un système de très haut niveau composé des maillons les plus prestigieux (Apogée, Martin Logan, Audiostatic, Krell, Jadis, Goldmund, Kiseki, SME, Koetsu...). Des démonstrations du Solstice associé au Classe A étaient proposées. La qualité et le soin apportés aux écoutes plaçaient la barre résolument très haut. La compétence des «démonstrateurs» dont Ran-

dolph Zeeman et Harry Dalen en particulier, est à saluer. Le Solstice, il faut le noter, est l'un de leurs préamplificateurs préférés... A préciser également l'immense succès de Jadis en Hollande, personne n'est prophète en son pays... Dernier point : une conférence a été présentée sur les thèmes de recherches de l'Audiophile et la conception qui est la nôtre vis-à-vis d'une restitution sonore sans compromis. Le public a manifesté un extraordinaire intérêt et n'a pas été avare de questions pertinentes ; principalement sur deux thèmes : la qualité et le choix des composants ainsi que le choix de la classe A en amplification. A titre de confidence, notons enfin que Harry Dalen nous a proposé d'organiser en 1987 une semaine de démonstrations de l'un de nos gros systèmes dans le cadre de son point de vente. Il garde un souvenir ému des diverses démonstrations de nos systèmes au Sofitel...

A Milan, quelques jours plus tard se déroulait le SIM, salon d'envergure internationale du style Firato. Par contre, aspect essentiel pour le haut de gamme, le SIM organisé à Milan dans l'enceinte de la «Fiera» offre aux distributeurs de matériel de haut niveau des conditions de démonstration tout à fait remarquables. En effet, dans cette enceinte, il existe un bâtiment équipé de très nombreuses salles de projection utilisées pour les salons de cinéma et de vidéo. Chacune de ces pièces d'un volume quasi-idéal est traitée acoustiquement tant à l'intérieur qu'entre elles, pas de problème de nuisances lors d'écoutes simultanées... Nous exposons par le biais de notre distributeur italien qui, depuis de très nombreuses années, a beaucoup travaillé pour défendre les produits auxquels il croyait et a ainsi considérablement aidé le haut de gamme à se positionner sur le marché italien. Outre nos pro-

duits, il importe entre autres Classé Audio, Electron Kinetics de John Iverson, Michell, ProAc, Well Tempered... ainsi que les enceintes françaises Point Source et Triangle qu'il a décidé de distribuer en mars dernier au Sofitel de sorte à avoir des enceintes susceptibles de mettre pleinement en valeur nos électroniques en classe A de modestes puissances. Il faut noter que dans le cadre de la communauté européenne, chaque pays, dans le domaine de l'audio de haut de gamme, a ses mentalités et ses tendances spécifiques. Ainsi, le public italien reste encore très attaché à ce que l'on pourrait appeler «l'école anglaise» : petite enceinte de bibliothèque de très faible rendement. Certes, les choses évoluent, cependant lorsqu'on se réfère aux tendances actuelles du marché français, force est de constater que dans notre pays les choses ont considérablement avancé ces cinq dernières années vers une restitution beaucoup plus précise et dynamique. Aussi n'est-il pas étonnant que pour un amateur italien, un amplificateur de 30 W en classe A paraît presque inutilisable... Les démonstrations effectuées sur des messages très dynamiques ont réellement surpris un large public à tel point que beaucoup se sont posé des questions sur la notion de puissance électrique des amplificateurs qui restent un critère de marketing quasi-«machiste» très fort en Italie.

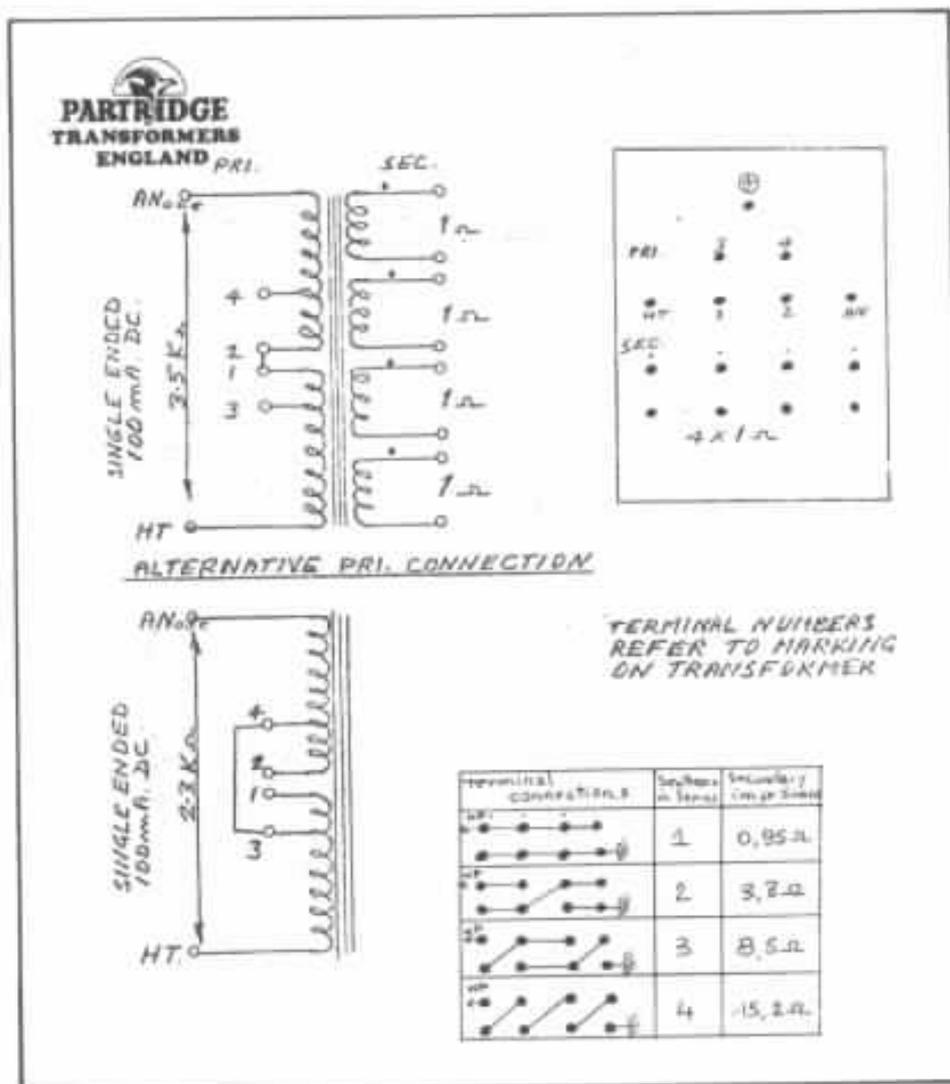
## Transformateur Partridge

Dans notre n° 37, dans cette même rubrique, p. 76, nous évoquons la possibilité d'une souscription pour relancer la fabrication du fameux transformateur Partridge. Depuis, les choses sont allées extrêmement vite puisque la demande a été telle que moins d'un mois plus tard, la première souscription était



close, une seconde fut relancée en mai. Suite à cela, après diverses pérégrinations (Partridge ne pouvait, pour des raisons de sous-traitance, nous livrer les transformateurs moulés dans un boîtier), nous avons résolu les problèmes de capot, d'enrobage... Bref, les premiers souscripteurs ont pu ainsi être livrés début septembre. Dans ce numéro, l'article consacré aux transformateurs de sortie dans les montage simple étage met très clairement en évidence les qualités hors du commun du modèle Partridge. Il faut l'avouer, avant de réceptionner les premières pièces nous restions interrogatifs... Bien sûr, des réalisations magnifiques telles que celles de M. Tanaka ainsi que l'expérience de Jean Hiraga dans le domaine nous incitaient tout naturellement à penser que les performances seraient au rendez-vous. Néanmoins, relancer une série après plusieurs années pouvait laisser craindre certains aléas, surtout lorsqu'on pense à la technique et au savoir-faire on ne peut plus pointus de la réalisation d'un transformateur de sortie sans compromis.

Comme le lecteur pourra le voir sur la photo, il s'agit d'un circuit magnétique double-C. Néanmoins, nous n'avons pu réellement percer le grand secret



du fabricant anglais, même en «désossant» complètement le transformateur, il n'est pas évident de découvrir le pourquoi et le comment d'un tel niveau de qualité régi par l'interdépendance d'une multitude de paramètres. Le lecteur trouvera également le schéma de connexion du modèle TK 4519. On notera les quatre enroulements secondaires. Concernant la référence TK 4519, il faut préciser que celle-ci est propre à la Maison de l'Audiophile. Le préfixe TK provient du fait que les modèles nous ont été livrés nus, alors que dans le cas des modèles japonais tels ceux utilisés par M. Tanaka il s'agit d'un préfixe TH car le transformateur a été livré avec son capot.

L'enrobage utilise une cire spéciale que nous avons réussi à

obtenir après de nombreux essais sur la base de différents facteurs : point de fusion, dureté, caractéristiques diélectriques et de pénétration... L'avantage de cette cire par rapport aux produits synthétiques couramment utilisés pour ce type d'application réside dans les performances d'absorption des vibrations ainsi que l'évolution de celles-ci dans le temps... Le capot est fixé par quatre écrous par l'intermédiaire de gros inserts, sur la plaque de bakélite recevant les diverses connexions. Ces quatre écrous servent à la fixation des transformateurs sur les châssis, car une fois enrobés le transformateur et son capot constituent un bloc indivisible. Que les amateurs n'ayant pas encore soucrit ne s'inquiètent pas, une autre souscription est en cours (rappelons

que la l'intérêt de la souscription est de pouvoir permettre le lancement de quantités importantes et ainsi de bénéficier de conditions de prix particulières). Le délai moyen est de l'ordre de trois mois et le prix actuel d'environ 1 500 F... (au Japon, il vaut près de trois fois plus cher !)

Si bien sûr l'utilisation du Partridge avec le WE 300 B procure des résultats extraordinaires, tant sous l'aspect technique (cf. le spectre de distorsion dont le dégradé est remarquable, publié dans cette même rubrique) qu'à l'écoute, on ne peut que vivement recommander son choix pour l'association à toutes les très bonnes triodes de puissance (PX 25, PX 4, RE 604, VT 52, AD 1).

## Amplificateur Quadrigé

C'est l'Arlésienne, direz-vous. Encore rien dans ce numéro concernant la version définitive du Quadrigé. Ce n'est pas faute d'être questionnés à longueur de semaine sur ce projet... Certains commentaires s'imposent. Comme vous le savez, diverses expérimentations ont été effectuées avec plusieurs prototypes de transformateurs de sortie. Néanmoins, des problèmes inhérents au transformateur subsistent et font que nous ne sommes pas complètement enthousiastes. Par ailleurs, les très nombreux tests, tant au plan de la mesure que de l'écoute effectués depuis près de six mois sur les transformateurs de sortie pour les montages simple étage ont été extrêmement riches d'enseignements. Comme on peut le noter avec évidence, les différences existant entre des modèles de spécifications similaires sont colossales (cf. article dans ce numéro). Avoir recours à des compensations, des corrections, des artifices de divers ordres n'est pas très excitant, la performance finale en dépend directement. De plus,

les possibilités de collaboration avec des fabricants français restent terriblement limités, cela freine inévitablement l'évolution de ce projet. En outre, il s'agit d'une technologie très particulière, ce qui n'arrange pas les choses ; bien évidemment, si nous avons « sous la main » des constructeurs tels que Tango ou Partridge, les problèmes se régleraient beaucoup plus rapidement. Nous en profitons pour lancer un appel à MM. les fabricants français de transformateurs de sortie désireux de creuser la question en relation avec nous...

## Isoda

La firme Isoda ne s'endort pas sur ses lauriers. De nombreux nouveaux développements sont en cours. Concernant la série HB qui compte actuellement quatre références, HB 3320, HB 3161 CR, HB 3160 et HB 3160 D, une nouvelle référence est proposée. Il s'agit du HB 3600. C'est le dernier modèle qui sera proposé dans cette série. M. Y. Isoda travaillait depuis près de deux ans sur une version encore plus évoluée que le HB 3320, en câble de raccordement ampli-enceinte acoustique. Les premiers essais ont consisté à élaborer un câble de 220 brins (le HB 3320 en comporte 55) d'une structure similaire au 3320 dont l'âme est constituée d'un faisceau de brins parallèles rigidifié mécaniquement par une spirale. Cette structure n'a pas été retenue car mise en comparaison avec un prototype de 220 brins réalisé à partir de quatre câbles 3320 torsadés ensemble, elle s'est avérée inférieure. Le HB 3600 proposé récemment utilise donc cette configuration. Ce câble atteint un niveau de prix très élevé, comme on pouvait aisément le supposer compte tenu de l'incroyable technologie utilisée. Le prix du mètre en monofilaire se situera aux environs de

200 F ! Le câblage, à titre indicatif, d'un système utilisant 5 m de câble pour alimenter chacune des enceintes nécessitera l'utilisation de 20 m de HB 3600 soit un coût frisant les 4 000 F... Les écoutes que nous avons pu effectuer sur des prototypes s'avèrent extrêmement concluantes et le gain en qualité par rapport au HB 3320 qui constitue en soi déjà une référence est plus que sensible. L'étendue dynamique est accrue avec une aisance de restitution jusque là jamais atteinte. Les caractéristiques inhérentes à la technologie hybride en matière de définition et de neutralité sont bien naturellement présentes dans cette nouvelle référence. Enfin, le gain en section apporte un « plus » significatif dans la restitution des registres grave et extrême-grave.

Autre nouveauté, la série HC. Son originalité est de proposer un câble hybride qui n'aie pas les quelques limitations de la structure hybride de la série HB utilisant des brins d'aluminium : flexibilité, soudure spéciale. M. Y. Isoda, fort de l'acquis et de la maîtrise des matériaux, a développé une structure qu'il dénomme CCAW (Copper Clad Aluminium Wire, c'est-à-dire un fil d'aluminium recouvert de cuivre). Dans la série HC, les fils d'aluminium sont remplacés par des fils « CCAW » et, de ce fait, une soudure classique peut être utilisée, en outre la flexibilité est supérieure. L'intérêt de cette série la destine plus particulièrement aux fils de câblage. Dès à présent, la version HC 03 est disponible. Il s'agit d'un câble de tout petit diamètre — 0,6 mm — gainé de PVC (4 couleurs disponibles). L'âme centrale de 0,4 mm utilise quatre brins de CCAW de 0,1 mm, un brin de CCAW de 0,2 mm et deux brins de laiton. Ce câble hybride de technologie résolument nouvelle trouve une utilisation idéale dans le câblage des bras de par sa bonne flexibilité et

son petit diamètre. Les amateurs pourront ainsi bénéficier de la technologie hybride jusqu'à la cellule.

D'autres développements dans cette série HC sont en cours et sont principalement destinés à des applications industrielles. Les constructeurs désireux d'améliorer leurs produits en ayant recours à des câblages en fil hybride peuvent prendre contact directement avec la Maison de l'Audiophile qui leur communiquera les spécifications détaillées de la large gamme développée à leur intention.

Dernière information : une série HA est en cours de développement, elle est annoncée pour milieu 87. Il s'agira d'une série de très haut niveau se situant au-dessus de la gamme HB.

## **Tweeter Onken**

Comme nous l'avons souvent mentionné dans ces colonnes, la fabrication des extraordinaires transducteurs Onken restent très artisanale. M. Koizumi est la seule personne à fabriquer ces chambres de compression et il est aisé de comprendre qu'il ne lui est pas facile de satisfaire toutes les demandes. Néanmoins nous sommes en mesure de vous annoncer une excellente nouvelle : nous sommes à même de proposer les tweeters Onken sur le marché français ! Nous restons prudents quant aux délais qui nous ont été annoncés, cependant tout nous porte à croire que les difficultés jusqu'alors rencontrées pour mettre à la disposition des amateurs français, en toute garantie, ces composants de rêve sont levées. Nous commencerons bien naturellement avec les tweeters car il n'y a absolument aucun équivalent actuellement disponible sur le marché français.

## **Triangle T 17 FL**

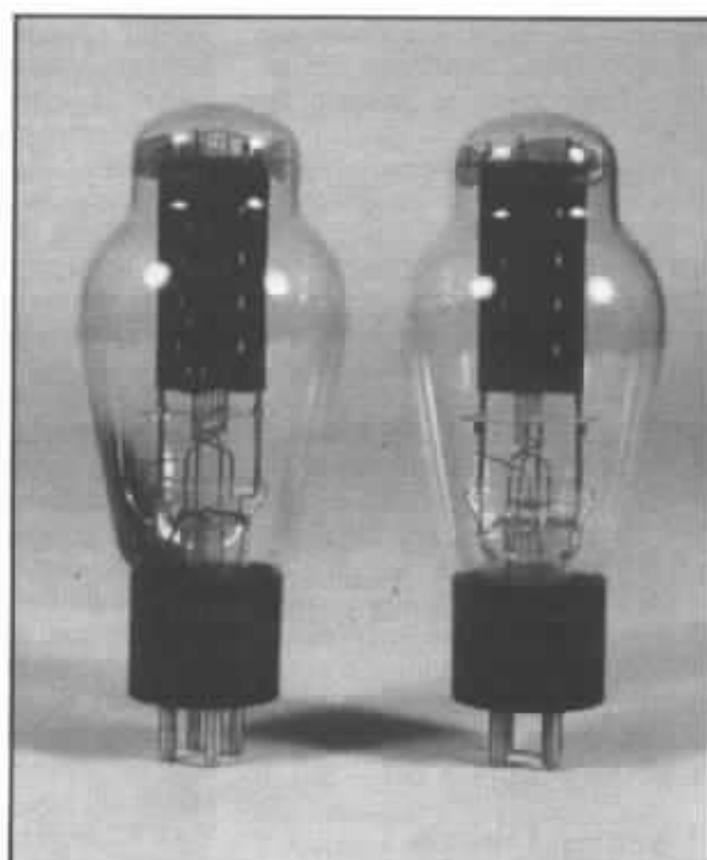
La description dans notre précédent numéro de l'enceinte

TQWT équipée du T 17 FL Triangle a suscité un très grand intérêt. Les qualités de restitution de cette petite colonne sont excellentes. En outre le coût de réalisation reste modéré, ce qui ne gêne rien. Début juillet, juste après la parution du n° 38, nous avons poursuivi nos expérimentations et avons trouvé une amélioration substantielle dans le registre haut-médium et dans le raccord avec le tweeter 5HH10. Celle-ci a consisté à supprimer le dôme «cache-poussière» au centre de la membrane. Nous avons évoqué cette question avec Renaud de Vergnette de Triangle qui, de son côté, avait fait la même constatation. Que les amateurs ne s'effraient pas : ils n'auront pas besoin de sortir leur bistouri pour effectuer cette opération un peu délicate. Tous les T 17 FL livrés depuis juillet sont ouverts en leur centre, une petite couronne de mousse noire acoustiquement transparente protège l'entrefer de tous corps étrangers. Autre détail, dans les descriptions publiées, le tweeter est intégré à l'enceinte pour de simples raisons fonctionnelles ; divers essais ont été effectués avec le tweeter positionné sur l'enceinte. Certes, l'esthétique et la commodité d'utilisation en souffrent, par contre sur le plan qualitatif, il y a un gain substantiel. De plus, un tel positionnement offre une latitude de réglage beaucoup plus grande pour une meilleure adaptation en fonction du local et de la position d'écoute.

## **300 B Cetrion - 15 ans d'histoire**

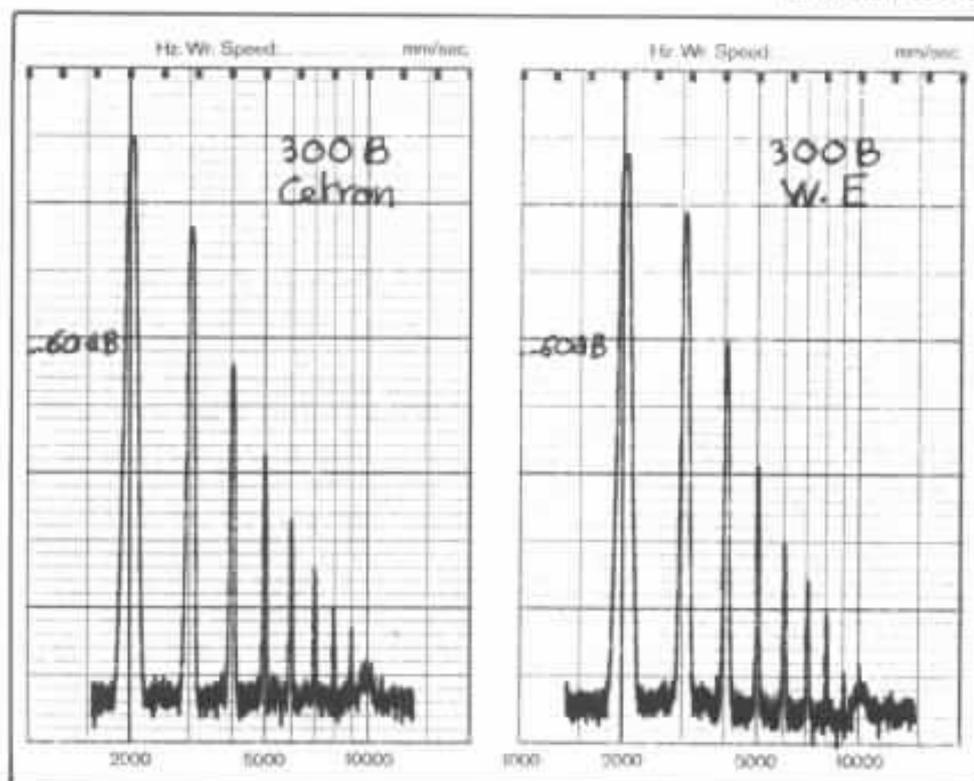
Mis au point par les laboratoires Bell Systems et par la Western Electric, il y a plus de 50 ans, la triode de puissance à chauffage direct WE 300B est un tube que seules des filiales canadiennes et anglaises (Northern Electric et Standard Telephones & Cables) ont fabriqué sous

licence. Du moins jusqu'au courant des années 60, époque à laquelle Western Electric se contentait de lancer de temps à autre une petite série de WE 300 B soit pour des applications militaires, soit pour la NASA (utilisation sur des alimentations régulées), soit pour répondre aux exigences des différents contrats de service après-vente (s'étendant parfois sur plus de 20 ans). Au Japon, le 300 B, considéré à juste titre comme le roi des tubes triodes de puissance devint rapidement, dès les années 60, un tube rare et recherché. En 1968, le tube WE 300 B de l'amplificateur «Stereo Gallery» se vendait déjà 25 000 yens (soit plus de 1 000 F de nos jours). Ce qui a incité différents industriels et spécialistes à se lancer dans la production de tubes similaires, pour ne pas dire de copies. Le premier d'entre eux était Hitachi qui offrait, dès 1970 et par des intermédiaires tels que Eltus Corporation, des tubes 300 B, copies parfaites des versions Western Electric. C'est en réalisant ces copies que les constructeurs se sont heurtés à différents problèmes de savoir-faire, de matériaux : cristal de verre constituant la bulle, plaque, grille et surtout matériaux constituant le filament et sa couche émissive. La plus grosse difficulté à surmonter était, faute de ne pouvoir connaître les secrets de fabrication de la WE 300 B d'origine, de pouvoir obtenir la même caractéristique de transfert de linéarité du pouvoir émissif en fonction de la température filament et en fonction du courant plaque. Les couches émissives utilisées sur les copies, «trop bonnes» avaient pour inconvénient de déformer, de relever anormalement les courbes Ip/Up pour des valeurs de polarisation grille élevées, principalement comprises entre -60 V et -130 V. Deux autres problèmes étaient ceux de la durée de vie du filament particulièrement sollicité sur ce genre de tube,



Tube 300B Cetron modèle 1974.

A gauche, 300B Cetron modèle 1986. A droite, 300B original Western Electric. On notera la très grande similitude de fabrication, ce qui n'était pas le cas pour la version 1974.



A gauche, spectre de distorsion de l'amplificateur 300B avec transformateur Partridge et tube Cetron. A droite, avec tube Western Electric. Fondamental 1 000 Hz. Niveau de sortie sur 8 ohms : 1,5 watt. Les écarts minimes qui apparaissent sont inférieurs à ceux que l'on rencontre dans une série de tubes de la même marque.

ainsi que la valeur du résidu de courant grille, ce dernier devant atteindre des valeurs aussi basses que possible. Vu les exigences des amateurs japonais, on s'est donc efforcé d'approcher au mieux les performances électroniques et subjectives de la 300 B Western Electric. Autant dire d'avance qu'aucun constructeur n'est arrivé à la perfection, malgré la mise au point de prototypes aux résultats très honorables.

C'est en 1972 qu'une firme japonaise spécialisée dans l'importation des tubes, la Sunsey Enterprise, proposait à la firme américaine Cetron, alors spécialisée dans les tubes d'émission, de réaliser sur commande spéciale des versions 300 B. Malgré l'expérience du constructeur et les précautions prises (utilisation d'une grille plaquée or pour limiter les courants de fuite), les résultats obtenus furent loin d'être satisfaisants. C'est pourquoi la firme citée plus haut

décida de faire construire sur commande spéciale le tube 4300 B par la STC en Grande-Bretagne, filiale du groupe ITT/Western Electric/Bell. Pour en revenir au tube 300 B Cetron, le prototype réalisé en 1971 est la première tentative américaine de reproduction de la WE 300 B. Au Japon, une autre tentative, celle de M. K. Anzai avec le tube 300 B Zaïka, obtint ses premiers succès, en raison de la compétence de K. Anzai, un spécialiste de la mise au point des tubes d'émission et de réception. C'est vers 1974 que Cetron reprit la fabrication des 300 B, avec cette fois un cahier des charges beaucoup plus rigoureux. Un tube qui fut distribué par la firme Video Project de Tokyo. C'est au cours de cette période que l'on commença à trouver au Japon des résistances bobinées non selfiques de valeur 880 ohms/50 watts, spécialement adaptées à la 300 B.

Cette version plus élaborée de la 300 B Cetron, beaucoup plus proche sur le plan subjectif de la WE 300 B se différencie de la vraie 300 B par une plaque de couleur plus claire (traitement de surface destiné à améliorer la dissipation plaque). Cette version, ainsi que celle de Zaïka disparaissent par la suite peu à peu du marché : coûts de revient trop élevés, concurrence de la vraie WE 300 B, fabriquée par la Western Electric, par petits lots, entre 1975 et 1982. Plus récemment, un grossiste américain très réputé, le plus important des Etats-Unis, racheta l'usine Cetron. Les demandes incessantes du Japon pour la 300 B incitèrent cette firme à construire de nouveau ce tube, mais avec un cahier des charges encore plus sévère. Par rapport à la version Cetron de 1974, on remarque ainsi une réplique parfaite de la plaque, un filament encore mieux conçu. Cetron conserve cependant la grille plaquée or, car plus performante (et norma-

lement réservée aux tubes d'émission travaillant en classe C) et utilise un bulbe de forme tout à fait similaire à celle de la 300 B d'origine. Une histoire étalée sur 15 ans qui finit bien puisque ce tube est actuellement construit de façon régulière. Ce qui n'est malheureusement plus le cas de la Western Electric qui, après avoir lancé une série spéciale pour le compte de la firme Luxman, a décidé de stopper la fabrication de ce tube. Pour ce qui concerne les différences subjectives pouvant exister entre cette nouvelle version de Cetron et le tube Western Electric, il semble impératif de signaler aux lecteurs que toute tentative de comparaison subjective ne pourrait être faite qu'en prenant non pas une, mais plusieurs versions Western Electric réalisées entre 1933 et 1982, les matériaux utilisés au cours de ces années ayant entraîné des écarts subjectifs parfois très marqués. D'emblée, on peut cependant affirmer que la version Cetron est très proche, sans oublier le fait que ce type de tube n'atteint son «son de croisière» qu'après un rodage de quelques mois.

## JBL Project Everest

Depuis près d'un an, une enceinte suscite un intérêt extraordinaire sur le marché japonais : la DD 5500 de JBL Project Everest. Malgré un prix très élevé, près de 140 000 F la paire, cette enceinte s'est vendue en quantités surprenantes... Tout audiophile se souvient de l'enceinte Paragon (toujours en fabrication pour le Japon). La Paragon est une enceinte stéréo de conception tout à fait particulière, bénéficiant d'une spatialisation très stable, même en dehors de l'axe. Cette stabilité est une notion fondamentale pour la reconstitution de l'image sonore et la localisation des instruments. Cet aspect de la restitution est, il faut bien le reconnaître, une question délicate bien

rarement solutionnée. Les tentatives de tous ordres n'ont pas manqué. La mode des grands panneaux américains, fonctionnant en doublet, n'est pas étrangère à cet aspect. Toutefois, l'effet de profondeur quelque peu illusoire créé par ces transducteurs ne doit pas être confondu avec une vraie spatialisation réaliste et précise.

Les ingénieurs de JBL, forts de leur solide expérience, se sont attachés lors de l'élaboration du cahier des charges de la Project Everest à respecter cette stabilité de l'image quelle que soit la position d'écoute dans la salle. Les solutions retenues sont dignes d'intérêt. Le lecteur pourra se reporter en complément à la chronique de Jean Hiraga du numéro de la Nouvelle Revue du Son d'octobre 86.

### Buts recherchés

Lors de l'élaboration de la Project Everest, deux thèmes principaux ont guidé le développement :

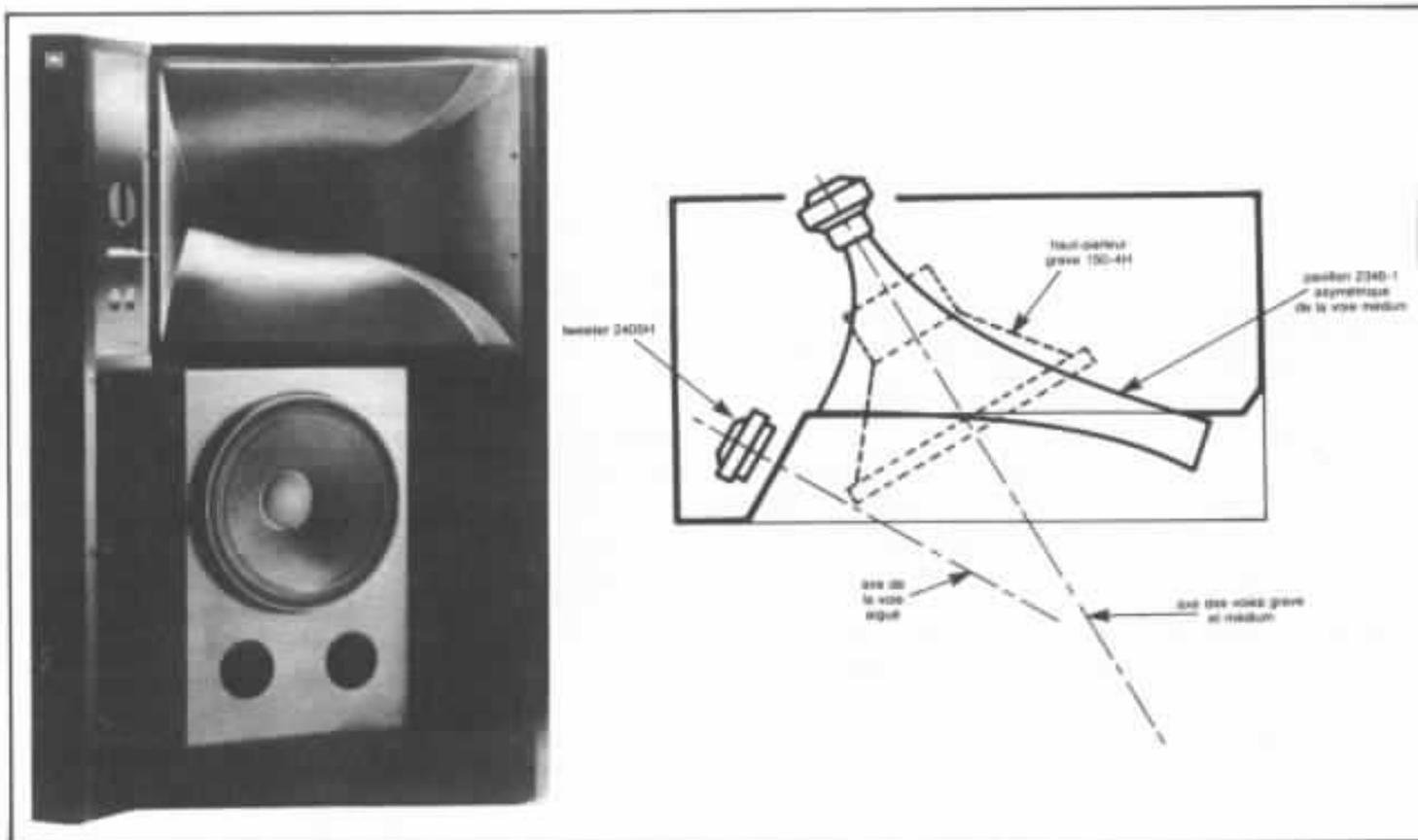
— Parfaite stabilité latérale de l'image stéréo, cela pour une large zone d'écoute et non pas seulement sur l'axe médian des enceintes.

— Enceinte domestique très dynamique et très définie impliquant l'utilisation du haut rendement de sorte à pouvoir se coupler à des électroniques de faible puissance réputées pour leur musicalité. En outre, l'avènement des sources numériques avec des gammes dynamiques très étendues impose le haut rendement comme la solution la mieux adaptée.

### Les problèmes à résoudre...

Résoudre ces exigences n'était pas particulièrement simple. Principalement, pour parvenir à la reconstitution de l'image stéréophonique sans altération sur une vaste zone d'écoute, des écueils de taille ont dû être maîtrisés :

— Accidents de la courbe amplitude-fréquence des trans-



L'enceinte Project Everest vue de dessus montrant le positionnement tout à fait particulier des transducteurs.

ducteurs en dehors de l'axe.

— Rotations de phase.

— Chute rapide du niveau acoustique aux fréquences élevées en fonction de la distance d'écoute.

#### Les solutions retenues

Pour satisfaire ces impératifs, les ingénieurs de JBL ont conçu la Project Everest se caractérisant par des solutions résolument originales :

— Pavillon de médium asymétrique afin de contrôler la directivité. L'étude de la configuration retenue mériterait une analyse très détaillée, aussi nous y reviendrons dans un prochain numéro.

— Les haut-parleurs ne sont pas placés dans le même plan frontal, comme l'indique le schéma vu de dessus. L'axe de symétrie d'émission est à environ  $60^\circ$  par rapport à la face avant de l'enceinte. La paire d'enceintes est symétrisée, aussi le croisement des deux axes d'émission se situent-ils en avant de l'auditeur. Il en résulte que pour une dis-

tance d'écoute moyenne de l'ordre de 4 m, plus l'auditeur se déplacera vers la gauche et plus le niveau acoustique de l'enceinte droite augmentera, le niveau de l'enceinte gauche diminuant d'autant.

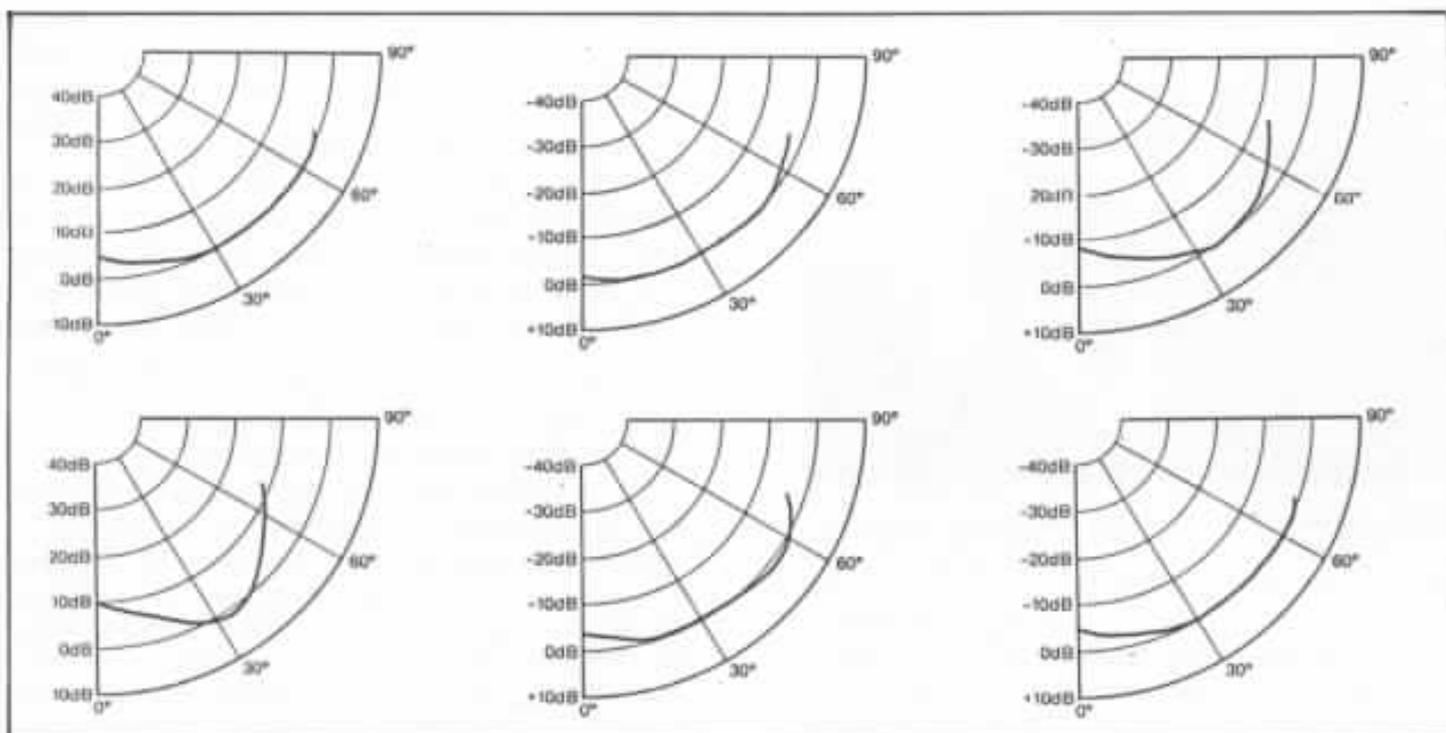
— Un filtre passif très particulier a été développé avec une vaste gamme de réglages de sorte à compenser des pertes de niveau hors de l'axe et de permettre une latitude de mise au point en fonction du local d'écoute. Les courbes de directivité montrent l'étonnante stabilité d'émission dans un angle de  $60^\circ$  et cela à toutes les fréquences.

#### L'objet

Imposante, la Project Everest reste néanmoins domestique. L'esthétique est hors du commun : deux caches en face avant permettent de découvrir, soit la partie supérieure (médium-aigu), soit la partie inférieure (grave). Ces caches retirés, l'aspect résolument technique confère à cette enceinte une beauté particulière. La finition est parfaite.

Les caractéristiques dimensionnelles sont les suivantes, 141 cm de haut, 92 cm de large et 51 cm de profondeur. Le poids est de 145 kg pièce. L'épaisseur des parois de l'ébénisterie et principalement celle du compartiment de grave ainsi que le poids conséquent des transducteurs expliquent cette masse élevée. Le rendement est de 100 dB/W/m et la tenue en puissance est de 250 W. Le filtrage passif incorpore les corrections et compensations liées à la configuration tout à fait particulière de cette enceinte quant à son diagramme de rayonnement.

Le haut-parleur de grave est un 38 cm, sa référence 150-4H. La membrane en papier a un profil droit sans nervure, la texture est assez différente de celle à laquelle nous avons habitué J.B.L. et s'apparenterait plus à celle des membranes Altec. Peu compliant, ce transducteur possède une suspension rapportée en tissu à deux plis. J.B.L. a choisi



Directivité de l'enceinte Project Everest à différentes fréquences. De haut en bas, de gauche à droite : 500 Hz, 1 kHz, 2 kHz, 4 kHz, 8 kHz, 16 kHz. Les résultats se passent de commentaires.

délibérément de limiter la réponse aux alentours de 40 Hz : c'est un compromis permettant de respecter le rendement élevé et la neutralité dans cette région du spectre. Malgré la taille imposante de l'enceinte, le volume accordé au grave reste limité. Il s'agit d'une charge bass-reflex avec deux événements d'accord de petites longueurs. L'amortissement interne est relativement modéré. Il est précisé dans la notice que l'on peut utiliser un sub-woofer pour étendre la réponse dans l'extrême-grave !... Il faut reconnaître la probité des ingénieurs de J.B.L. conscients du vrai problème de la reproduction du grave à niveau réel face à la position de beaucoup de constructeurs d'enceintes de bibliothèque ayant la prétention de descendre à 20 Hz !

La chambre de compression médium est le modèle 1" de référence 2425H. Son rendement est de 110 dB/W/m. Sa membrane est en titane et sa bobine est réalisée en fil plat. Le pavillon porte la référence 2346-1. Il est réalisé dans un matériau composite, de

larges nervures sur sa partie dorsale lui confère un comportement vibratoire extrêmement neutre.

L'aigu utilise l'excellent 2405H, tweeter annulaire de 105 dB/W/m de rendement, membrane titane, bobine en fil plat.

Le câblage est réalisé en fil de haute définition de section conséquente. Le filtre passif est accessible par une petite trappe située sur le panneau arrière, on peut ainsi accéder aux réglages. Le nombre de composants est important.

### Résultats

Après un positionnement correct et une association avec des électroniques bien adaptées, la dynamique et la précision auxquelles J.B.L. nous a toujours habitué sont ici associées à un effet spatial saisissant. On peut en effet se déplacer latéralement sans qu'une enceinte prédomine en niveau sur l'autre. La stabilité des sources sonores virtuelles est étonnante. Un auditeur proche de l'enceinte gauche entendra

toujours le violoncelle d'un quatuor sur la droite et inversement pour le violon s'il est près de l'enceinte droite. Il faut bien évidemment prendre un peu de recul par rapport aux enceintes pour que cet effet soit pleinement ressenti : on écoute rarement une enceinte de cette taille avec la tête dedans... Cependant nul besoin de disposer de 50 m<sup>2</sup> pour bénéficier pleinement des qualités de la Project Everest.

Le registre grave est d'une rapidité exemplaire. Certes, l'extrême-grave pourrait être plus présent mais nul doute que la précision et la définition de ce registre en souffriraient. Force est de constater qu'il est pratiquement impossible de concilier une réponse très étendue vers le grave et un temps de réponse très rapide, particulièrement lorsque des impératifs bien évidents de dimensions imposent leur loi.

Nous souhaitons que les lecteurs aient l'occasion d'écouter dans de bonnes conditions cet «Everest» des enceintes domestiques, elles en valent le déplacement à plus d'un titre.

**Page non  
disponible**

# Etude d'un préamplificateur à haute définition

## 1. Etage phono à correction passive LCR

*Jean Hiraga*

*Les préamplificateurs conçus en vue d'un pouvoir de résolution très poussé ne sont pas nouveaux. Une étude publiée à ce sujet dans le n°21 de l'Audiophile montrait l'extraordinaire diversité des idées de circuits proposés jusqu'ici : influences, modes, importance attachée à certains détails d'apparence secondaire. Chacun des très nombreux concepteurs ayant souvent pensé avoir trouvé «La» solution au problème de l'amplification à très haute fidélité.*

*Qu'il s'agisse de tubes ou de transistors, l'étage phono est un circuit dont la mise au point reste difficile, en particulier lorsqu'il s'agit d'une réalisation de très haut niveau. Contrairement à l'étage ligne, l'étage phono est d'une conception plus difficile en raison de son gain élevé, du rapport signal/bruit recherché et surtout à cause de l'insertion obligatoire de la correction de gravure phonographique au standard RIAA. Cette correction, que l'on cherche à obtenir avec le maximum de précision sur toute la bande audio se base sur diverses idées de circuits : boucle de contre-réaction, négative ou sélective à taux variable en fonction de la fréquence, réseau de correction passif RC à cellules couplées ou réparties sur deux étages. Chacune des méthodes classiques proposées possédant ses avantages comme ses inconvénients, de nouvelles idées, de nouveaux compromis ont été proposés, et ont fait l'objet d'articles parus dans l'Audiophile.*

*Le circuit de correction RIAA dont il va être question dans cet article, est très original puisque, sauf erreur de notre part, il n'a encore jamais été publié en France ou en Europe. Si l'idée de base semble d'origine américaine, le seul antécédent connu, d'origine japonaise, a permis la mise au point d'un nouveau type de correction passive qui pourrait être considéré comme «La» solution. Il s'agit de la correction RIAA 100 % passive de type LCR à basse impédance.*