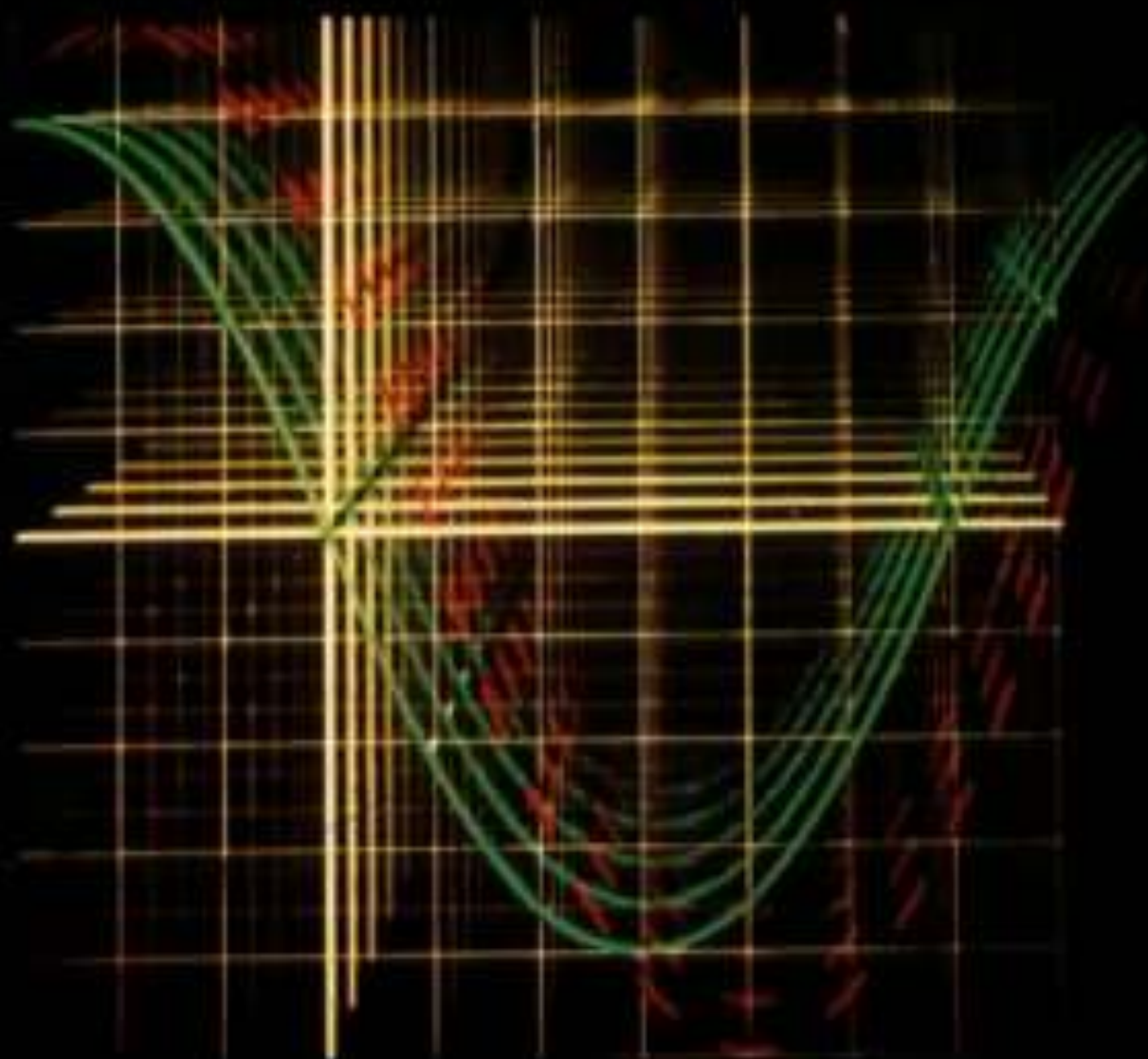


# L'AUDIOPHILE



5<sup>e</sup> Année

N° 24 Mai  
1982 30 F.

**Page non  
disponible**

**Page non  
disponible**

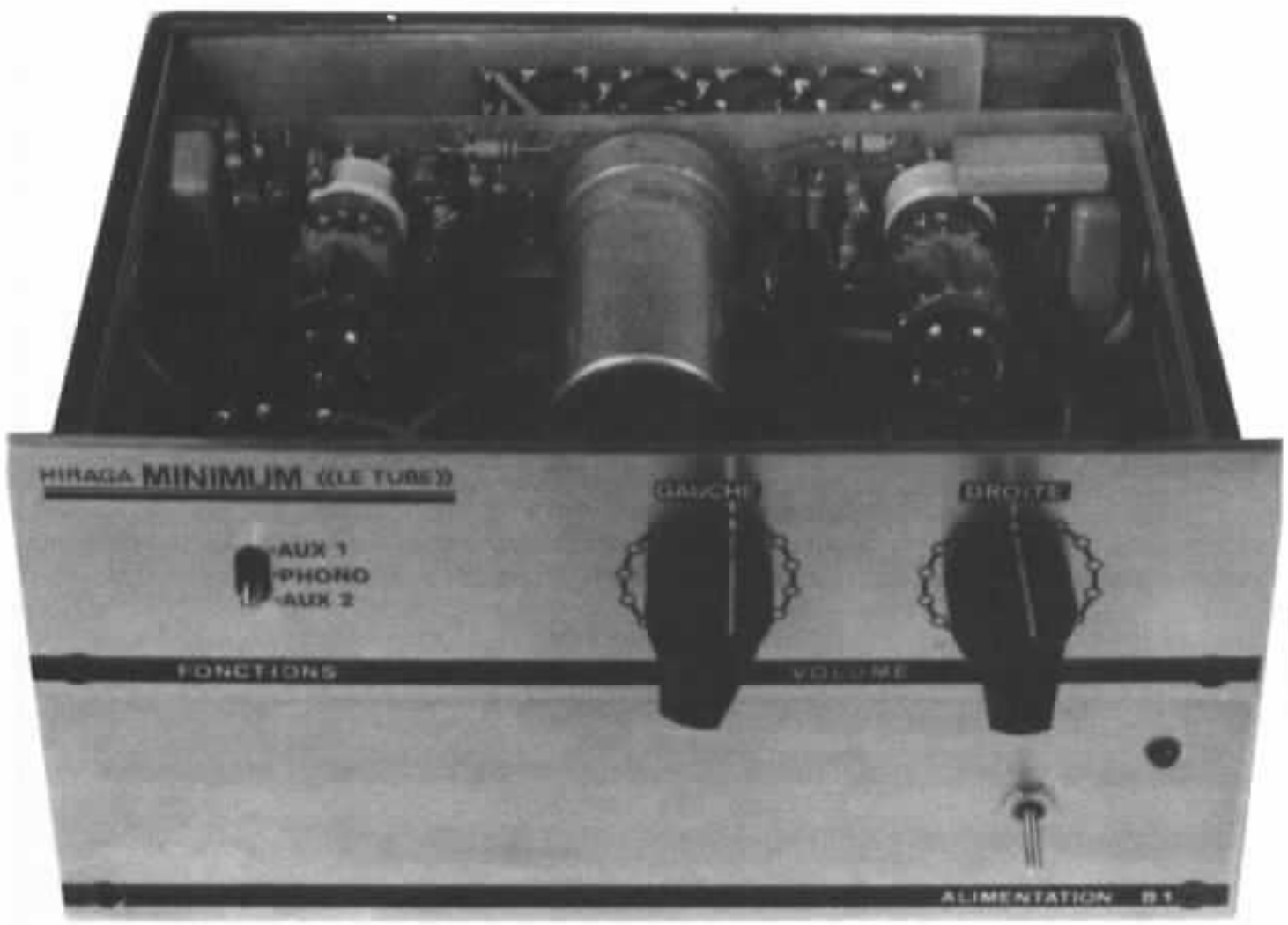
**Page non  
disponible**

**Page non  
disponible**

# Hiraga Minimum

1965

1965



# Préamplificateur

## « Minimum »

### « Le tube »

*Jean Hiraga*

*Les bons schémas de préamplificateurs à tubes sont assez nombreux, si l'on ne tient pas compte de l'année à laquelle ceux-ci ont été conçus ou commercialisés. Dans le numéro 21 de l'Audiophile, il était question de rechercher ce qu'il était possible de faire de mieux, en partant de bases sûres, en termes de simplicité, de taux de distorsion, de rapport signal/bruit et surtout de performances subjectives. Un très bon compromis était atteint puisque le schéma final proposé permettait d'atteindre cet objectif.*

*Faire mieux au prix d'une complication du circuit était, bien sûr, une chose possible, mais sans grand intérêt. Les lecteurs de l'Audiophile connaissent sans doute le fameux petit préamplificateur « Sunsey Minimum », lequel est resté certainement un défi quant à son volume, sa simplicité, son prix et ses qualités subjectives. Réaliser un appareil aussi bon, voire même supérieur, ultra-simple, très compact est, en quelque sorte, le plus grand défi lancé aux appareils à tubes conçus de par le monde jusqu'à présent. Car le cahier des charges est tel que ce projet semble presque irréalisable : gain total supérieur au « Sunsey Minimum », soit 42 dB (au lieu de 36 dB), faible taux de distorsion (moins de 0,1 %). Le tout devant se faire à l'aide d'une seule double triode (deux en stéréo) du genre ECC 83, encore facilement disponible.*

Chose promise, chose due, mais au prix de longs efforts. Vu le but souhaité, faire simple devenait vraiment très difficile.

On aboutit enfin, après maintes retouches et essais (ce qui avait été aussi le cas du « Minimum » à transistors) à une conception d'une étonnante simpli-

cité, ce qui a permis de loger ce circuit dans un boîtier de dimensions très réduites. Le « Minimum » à tubes est né...

Mais la plus grande surprise ne sera ni ses dimensions minuscules, ni sa finition impeccable, ni son prix d'achat très abordable, mais plutôt bien d'autres quali-

tés, les plus indispensables à notre goût, qui seront capables de charmer les oreilles les plus difficiles. En plus, grâce à ses entrées auxiliaires haut niveau, sa sortie enregistrement, son gain largement suffisant, il devient un préamplificateur vraiment universel, ce qui est un



atout supplémentaire.

Si les lecteurs et amateurs de haute fidélité, de musique, ont compris cette démarche, aboutissant à une réalisation simple, peu onéreuse mais originale et extrêmement performante, nous ne pouvons que souhaiter à ce nouveau préamplificateur un grand et long succès.

### Le but recherché

Il n'est pas question de revenir à l'article, paru dans le n° 21 de l'Audiophile, concernant les préamplificateurs à tubes. Mais par contre de proposer un article permettant de mieux comprendre la démarche suivie, mais aboutissant cette fois au schéma ultra-simple et combien performant qu'est le « Minimum » à tubes décrit ci-après. Dans cette revue, on a pu remarquer la présentation de plusieurs préamplificateurs, choisis pour leur originalité, leurs qualités subjectives, leur succès permanent. On note, à ce propos, que des circuits comme le SRPP, le Kanéda, vieux de près de dix ans, sont encore utilisés avec le même intérêt renouvelé.

On pourrait se demander alors le pourquoi d'une telle recherche, la raison pour laquelle plusieurs circuits à tubes comme à transistors, ont été proposés dans ces pages.

Il est en fait, facile de comprendre que si la perfection n'est pas de ce monde, il existe par contre plusieurs moyens de se rapprocher d'un même idéal, sans pour autant renier les travaux effectués jusqu'ici. Comme par « hasard » la comparaison subjective du préamplificateur Sunsey Minimum, du Kanéda, du modèle à tubes (n° 21 de l'Audiophile), du S.R.P.P., prouve que l'on peut obtenir une balance tonale, un équilibre spectral remarquablement proche, ce malgré des circuits très différents, des composants actifs à tubes ou à transistors. Ceci est

rassurant, certes, mais n'a rien d'évident parmi bien des appareils de bas ou de haut de gamme, même malgré une parfaite linéarité (mesurée) et une correction RIAA dont le degré de précision ne laisse rien à redire.

Si ces similarités se rencontrant sur des conceptions aussi différentes, sont une sorte de victoire, prouvant que chaque idée suit « le bon chemin », le plus intéressant est d'étudier les différences, même légères existant entre ces circuits. Sans oser parler de mystère ou de magie, aucun ingénieur ou bricoleur n'oserait prétendre ce qu'un circuit, encore jamais expérimenté, aussi parfait à la mesure soit-il, pourrait procurer, en détail, sur le plan subjectif. L'expérience, par contre, le goût de celle-ci ainsi qu'un esprit puriste, beaucoup de persévérance, permettent de savoir, au fil des années, avec un faible pourcentage d'erreur, qu'un tel schéma, une telle configuration aura toutes les chances d'apporter à l'écoute un grave flou, un médium un peu trop en avant ou un aigu manquant de « corps ». Encore faut-il être très prudent sur ces considérations, car si tout est subjectif pour l'homme, chacun de nous perçoit la réalité à travers le prisme déformant de sa personnalité, de ses caractéristiques et qualités physiques ou psychiques.

Souvent, on entend dire, à propos de recherche de perfection sonore concernant un mailon donné : « Ce qu'il faudrait, c'est la dynamique du modèle A, alliée au « filé » dans le médium-aigu du modèle B, auquel on ajouterait « le son ouvert » du bas-médium du modèle C et la « tenue » dans le grave du modèle D. Malheureusement, dans la réalité, il est très difficile de concevoir du premier coup un circuit englobant toutes ces qualités ! Ensuite, on se rend facile-

ment compte qu'en favorisant certains paramètres subjectifs, on peut simultanément en défavoriser d'autres. L'exemple du circuit performant « presque sur tout », sauf en dynamique ou en tenue dans le grave est relativement courant, bien qu'involontaire de la part de son concepteur.

Mais l'essentiel est certainement de contrôler son admiration pour certains circuits, y compris ceux ayant fait leurs preuves, ce qui incite le puriste à suivre la règle sportive du « Je pense qu'il doit être possible de faire mieux la prochaine fois ».

Dans le cas présent, le but recherché était très ambitieux : un seul tube par canal, soit deux triodes, réunir le maximum de performances objectives et subjectives dans le minimum de volume, à l'aide d'un circuit de simplicité exemplaire. Un « Minimum » à tubes devait avoir un gain minimal de 42 dB, à la limite du possible, afin de permettre une adaptation plus universelle à la plupart des phonolecteurs et amplificateurs de puissance. Un seul tube par canal, le gain relativement important seront, comme on le verra par la suite, de sévères restrictions quant à l'élaboration de ce projet.

### Les moyens

On dispose donc d'un tube ECC 83 par canal, soit deux demi-triodes dont les caractéristiques sont les suivantes :

Dissipation plaque maximum : 1,2 W

Tension plaque maximum : 330 V

Tension plaque moyenne : 100 à 250 V

Coefficient d'amplification (mu) : 100

Résistance interne : 80 à 62,5 k $\Omega$  (Vp = 100 à 250 V)

Conductance mutuelle : 1 250 à 1 600  $\mu$ mhos

Filament : 12,6 V 0,15 A, point milieu



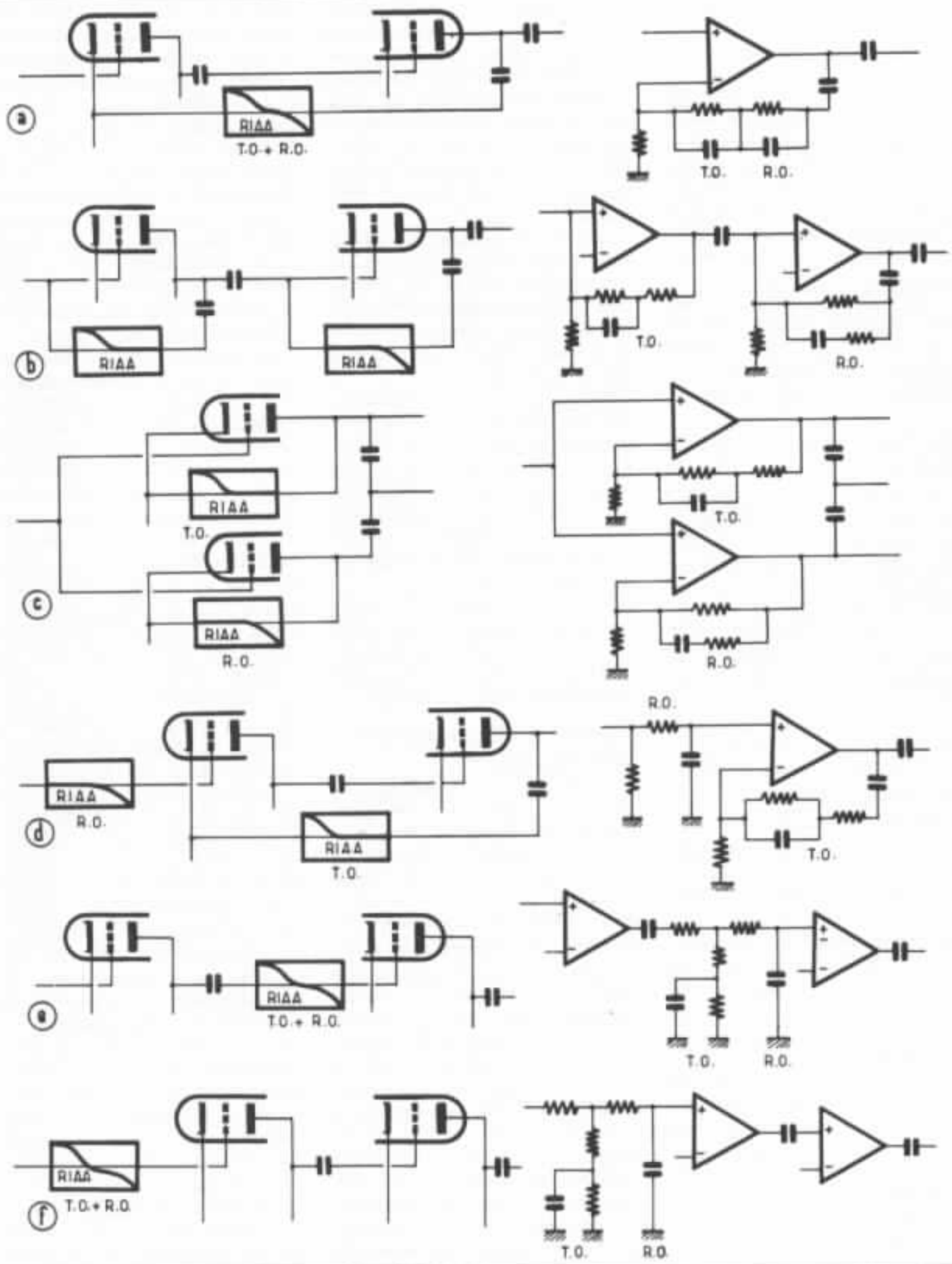


Fig. 1 : Procédés d'égalisation de gravure RIAA . Méthodes actives, passives et mixtes.

Les caractéristiques Up/Ip de ce tube figurent dans le n° 21 de l'Audiophile.

Pour ce tube, le gain maximal pour les deux triodes montés en cascade ne peut guère dépasser 70 à 75 dB. La correction RIAA devant être introduite, que celle-ci soit active, passive ou mixte, une perte est introduite obligatoirement, ce qui ramène le gain en boucle fermée, après égalisation de gravure à une valeur comprise entre 30 et 42 dB environ. Le choix doit donc se porter sur la solution offrant le maximum de gain, soit 42 dB, 6 dB de mieux que les montages du genre Kanéda (étage RIAA) ou SRPP.

### Techniques de correction de gravure

Appliqué à un circuit réduit à deux triodes, les possibilités de correction de gravure RIAA sont assez nombreuses. La figure 1a représente un correcteur à réseau actif, très répandu. Ce système peut donner de très bons résultats et le gain résultant peut atteindre 40 à 45 dB. Noter qu'au dessous de 20 Hz le taux de contre-réaction est rarement nul, s'étendant généralement entre 8 et 30 dB. Dans ce cas, le taux de contre-réaction à 1 kHz se situera entre 28 et 58 dB.

Comme on peut le vérifier, malgré un taux de contre-réaction important aux fréquences élevées, le taux de distorsion ne décroît pas dans la même proportion, point inquiétant et curieux, bien que laissant de nombreux chercheurs indifférents. Dans la pratique, de nombreux circuits présentent un taux de distorsion bien plus élevé à 20 kHz qu'à 1 kHz. La correction s'effectue en deux parties, R.O., T.O.; T.O. (Turn Over) étant le relevé du grave, R.O. (Roll Off) étant l'atténuation dans l'aigu.

Toujours en correction active, il est possible de scinder en deux l'égalisation, comme sur la

figure 1b. Une troisième solution, toujours en actif existe, mais celle-ci, bien qu'excellente et pratiquement inconnue n'est pas applicable ici pour la raison évidente d'un manque de gain, soit 10 dB de moins que le but recherché. Cette idée, qui pourrait être fabuleuse pour des montages plus complexes, est indiquées sur la figure 1c.

On arrive ensuite au circuit actif/passif, comprenant un filtre passif en tête et une correction active appliquée entre la plaque du second tube et la cathode de l'étage d'entrée, soit comme sur la figure 1d.

Vient ensuite la correction 100 % passive, qu'il se doit d'insérer entre les deux étages, afin d'éviter tout problème d'adaptation avec l'amplificateur. Les lecteurs la connaissent car elle était mise en œuvre sur le schéma SRPP. Elle se trouve sur la figure 1e.

Pour la figure 1f cette méthode ne peut être appliquée ici, pour une question de manque de gain, de rapport signal/bruit trop insuffisant.

### Qualités et défauts des corrections de gravure

En se limitant aux exemples ci-dessus, vu qu'il n'y a que deux triodes, il convient de parler aussi des qualités et défauts de chaque type de correction. Pour la version la plus courante, celle du C-22 Mac Intosh, de PAS-3X Dynaco, les qualités sont nombreuses, à condition toutefois de chauffer en continu les circuits filaments, vu que la boucle revient sur la cathode, un endroit sensible au ronflement (dû à l'effet capacitif cathode/filament). Il est, d'autre part, indispensable de relier le second étage à des amplificateurs dont l'impédance d'entrée n'est pas trop basse, sinon il en résulterait une influence directe sur la boucle de contre-réaction, donc sur l'égalisation RIAA.

Sur le plan subjectif, le résultat

dépend beaucoup de la conception du reste du schéma, des valeurs des composants passifs et de la valeur de la haute tension.

Dans le grave, un minimum de 8 à 20 dB de contre-réaction étant appliqué, le taux de distorsion est faible et le rapport signal/bruit excellent. Si l'on a affaire à des circuits très performants, le circuit 1a fait merveille dans le grave et le médium. Dans l'aigu, les résultats peuvent être excellents mais il est nécessaire de tenir compte des remarques faites à ce sujet auparavant.

Le circuit 1b est beaucoup moins connu. Bien réalisé, il procure des résultats supérieurs à la méthode 1a. En version transistorisée, c'est celle qui est appliquée par Kanéda sur quelques schémas de préamplificateurs. Elle surpasse la méthode 1a sur le plan de la définition sonore, de l'effet de profondeur, de la position et de la stabilité des sources dans l'espace stéréophonique. Elle mériterait une étude ultérieure, de même que la méthode 1c, encore moins connue, mais expérimentée avec succès par l'auteur. La méthode 1c, malheureusement inapplicable ici par manque de gain, apporte la meilleure réponse en phase, du fait que les corrections de T.O. et R.O. s'effectuent simultanément. Elle peut encore se perfectionner à l'aide d'un troisième circuit amplificateur en montage parallèle corrigeant le médium.

La méthode 1d, appliquée par exemple sur le circuit Quad 22 est attrayante sur le plan de la surmodulation de l'entrée, en particulier dans l'aigu. Là aussi l'induction, par effet capacitif, du filament rend le circuit sensible au ronflement ce qui rend souhaitable un circuit de chauffage filaments alimenté en courant continu.

Sur le plan subjectif, le grave, qui devrait, sur un bon schéma, être au moins aussi ferme, aussi « tenu » que sur la méthode 1a, est le plus souvent assez flou,

bien qu'agréable, car restituant assez bien « l'effet de salle ». Il semble en fait que ce soit le filtre passif en tête, un circuit passe-bas qui aurait une influence sur la qualité du grave.

La méthode 1e, celle utilisée sur le SRPP pose le même problème dans le grave quoiqu'une bonne adaptation d'impédance (entrée du circuit correcteur passif) puisse procurer de bons résultats. Sur le plan du rapport signal/bruit, la perte introduite est de l'ordre de 26 à 32 dB ce qui est très important. Du côté de la distorsion le résultat global est moyen. Cependant, cette méthode permet d'obtenir un médium et un aigu excellents. Mis à part les défauts de grave, le son procuré par le circuit 1e est souvent très « aéré », très « ouvert » et l'aigu est fin et « filant », particulièrement agréable, car doux, mais de définition suffisante.

### Le compromis choisi

Seules les méthodes 1a et 1d permettraient d'obtenir un gain suffisant pour le circuit étudié. Sur le plan subjectif, le grave de la méthode 1a est souhaitable alors que pour le médium aigu, la méthode 1e est supérieure. Etant donné qu'une seule double triode est utilisée, la méthode 1b ne serait pas pratique car, comme l'indique la figure 2, le circuit de contre-réaction du premier étage doit obligatoirement retourner sur la grille (circuits

utilisés autrefois par Pye et Leak). Il pourrait en résulter une influence directe selon le phonolecteur utilisé (impédance en particulier). Il peut devenir, par ailleurs, facilement instable, ce qui oblige à rejeter cette idée.

Parfois, on se rend compte, comme c'est le cas pour le circuit de la figure 1e, que la correction passive aiguë influence la qualité subjective du grave. Par ailleurs, le changement radical de qualité dans l'aigu, par exemple, peut suffire pour faire « croire » que la qualité du grave a, elle-même, changé alors qu'il s'agit peut-être d'une illusion. Une écoute très attentive de la configuration 1e montre que dans l'aigu, les sons, bien que paraissant plus doux et moins fins que dans une configuration de type 1a, sont en réalité très définis et même dynamiques, malgré la « douceur » des timbres. Le correcteur actif (1a) sur lequel un taux de contre-réaction très élevé est appliqué au-delà de 10 kHz (40 à 50 dB en moyenne) procure un aigu d'apparence plus fine et peu distordue. Par contre, un schéma de ce type, mal étudié peut créer une sorte « d'effet buvard » sur les harmoniques de rang élevé contenus dans le signal musical.

Une brève écoute mettrait en faveur 1a par rapport à 1e, alors qu'une écoute prolongée prouverait le contraire (pour le médium-aigu), non seulement en qualité mais encore en quantité

d'informations transmises. C'est sans doute pourquoi, malgré des défauts majeurs la correction de gravure 100 % passive reste très appréciée. On pourrait encore aborder les questions d'impédance de travail, modifiant les valeurs des composants passifs sans pour autant changer les constantes de temps, ou encore de l'influence des circuits d'alimentation sur la qualité du son (grave, aigu, dynamique, etc.).

Sur le Sunsey Minimum par exemple, il est possible de modifier les valeurs des composants de la boucle RIAA tout en obtenant la même précision d'égalisation. A l'écoute, d'autres valeurs que celles choisies peuvent apporter des défauts subjectifs marqués, aussi inexplicables que vérifiables à l'écoute, comme, par exemple, un aigu dur ou un médium trop en avant (différences flagrantes et non subtiles). Le travail consiste donc, non seulement à établir une correction, active ou passive, fidèle aux normes, mais aussi une correction apportant un bon résultat subjectif, ce à l'aide de composants passifs de valeur aussi standard que possible. Dans la majorité des cas, ces valeurs de composants sont obtenues par calcul sans autre essai complémentaire. Pour un correcteur passif (SRPP par exemple) et à partir de résistances de fuite de grille (entrée du second étage SRPP) de valeur 100 k $\Omega$ ,

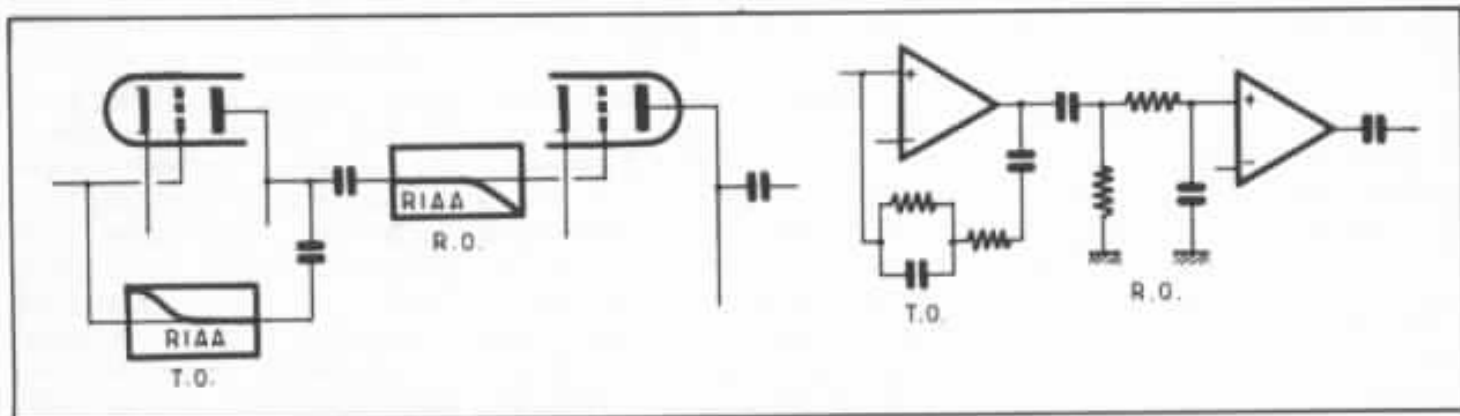


Fig. 2 : Egalisation active/passive, peu pratique vu que la correction T.O. (relevé du grave) retourne sur la grille d'entrée.



220 k $\Omega$ , 470 k $\Omega$  on obtiendra trois corrections RIAA, fidèles, mais qui procureront à l'écoute des impressions différentes ou même très différentes. C'est un point sur lequel il fallait insister, car il peut mener à l'échec des circuits pourtant bien étudiés.

Le compromis choisi vise à une simplicité maximum ainsi qu'à des performances aussi poussées que possible. Pour deux 1/2 ECC 83, le gain total en boucle ouverte est de 70 dB, à condition de découpler la cathode du second étage et de découpler partiellement la cathode du premier étage si une correction active est employée.

Un correcteur passif, introduit entre les deux étages, comme sur la figure 3, n'apporte qu'un résultat moyen même si la valeur de la H.T. est augmentée, pour permettre au tube de travailler dans une zone linéaire.

Dans les meilleures conditions, le résultat reste inférieur au SRPP (étage RIAA) : grave moins ferme, aigu moins détaillé, effet général de « rondeur » bien que peu désagréable. En introduisant la partie correctrice R.O. (atténuation de l'aigu) en tête, le résultat n'en serait que pire, surtout pour les fréquences inférieures à 500 Hz.

Dans ces deux cas, notons que la perte introduite par le correcteur 100 % passif (en bloc ou scindé en deux parties) est ici de 28 dB ce qui donne un gain résultant de  $70 - 28 = 42$  dB, valeur recherchée mais ne correspondant pas au but recherché du côté subjectif. Si, cette fois, on introduit une boucle de correction 100 % active, comme sur la figure 4, on retombe sur le compromis utilisé par Dynaco ou sur le schéma modifié « Ultimate PAS ». Ce dernier, essayé, n'a d'ailleurs apporté que des résultats relativement bons avec les défauts d'un aigu un peu trop brillant, un son un peu trop plat et une balance tonale imparfaite (impression d'une courbe de

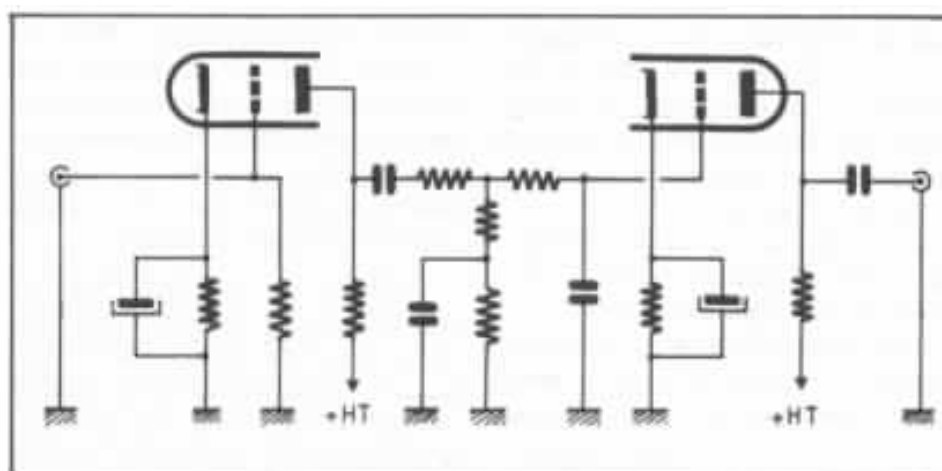


Fig. 3 : Préamplificateur à deux étages et correcteur RIAA passif intermodulaire. Gain moyen (ECC 83) 36 à 42 dB après égalisation.

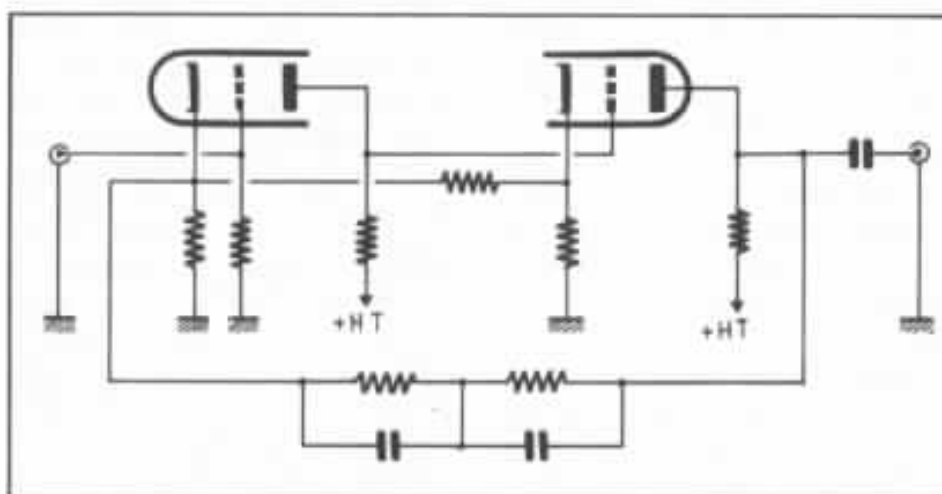


Fig. 4 : Préamplificateur à deux étages, correction RIAA active.

réponse niveau/fréquence légèrement montante). Pour le schéma de la figure 4, le taux de contre-réaction au-dessous de 20 Hz ne peut dépasser 8 dB, comme pour le circuit Mac Intosh C-22, car le gain résultant à 1 kHz serait (pour un gain initial de 70 dB) de

$$70 \text{ dB} - (8 + 20 \text{ dB}) = 42 \text{ dB.}$$

En visant un taux de distortion trop bas, cas du circuit Marantz 7, ou Audio Research, qui exigerait d'ailleurs un troisième étage en sortie cathodyne, le taux de contre-réaction à 1 kHz, se situerait aux alentours de 50 à 55 dB, le gain après correction passant à 15 ou 20 dB, ce qui est inutilisable dans ce cas. Il faut donc se contenter, pour une correction active, d'un taux de

C.R. ne dépassant pas 28 dB à 1 kHz. On peut alors opter pour un circuit proche de la solution choisie dans le n° 21 de l'Audio phile, à la différence près que le dernier étage, sans gain et abaisseur d'impédance est absent. Dans ce cas, la cathode du second étage sera découplée et la charge de plaque légèrement augmentée, comme sur la figure 5

Par rapport à la figure 4, on constate l'absence de circuit de contre-réaction cathode-cathode et l'emploi d'un découplage partiel ou total des cathodes. Ici le gain est de l'ordre de 43 dB, la tension de sortie maximum atteint 40 V et le taux de distortion moyen est de 0,02 %. Subjectivement, cette solution révèle un résultat proche du préamplificateur décrit dans le n° 21. Tou-

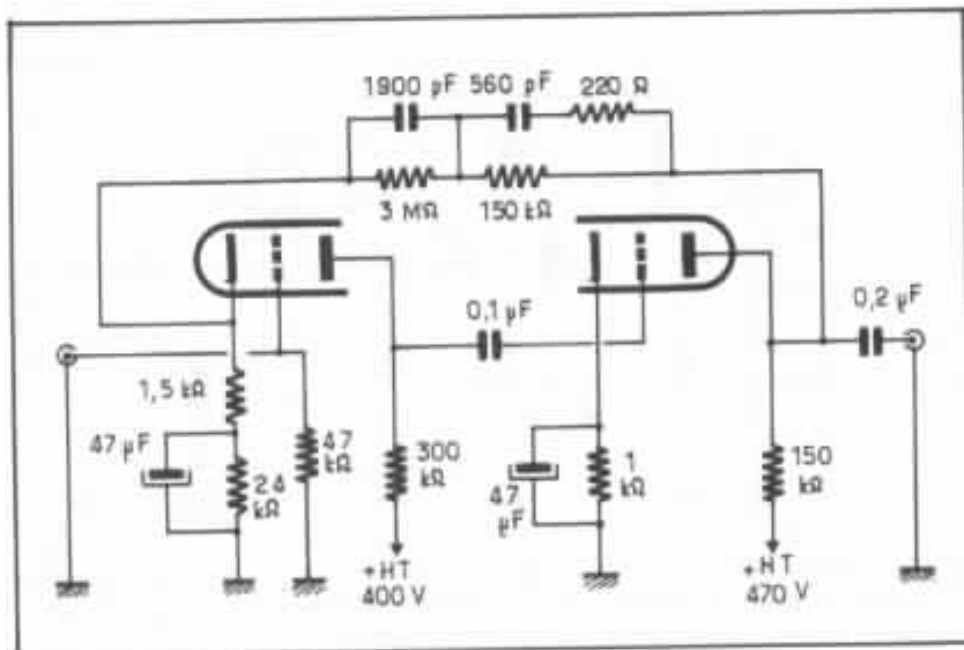


Fig. 5 : Préaliminateur à deux étages, correction RIAA active, avec découplage partiel ou total des cathodes. Gain après correction : 43 dB environ.

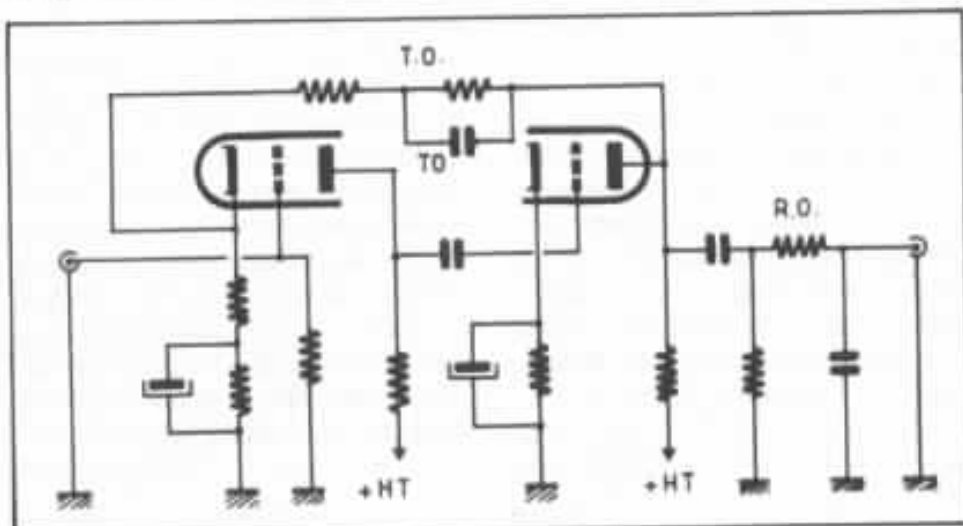


Fig. 6 : Préaliminateur à deux étages correcteur actif (grave) et passif (aigu), ce dernier étant monté en sortie.

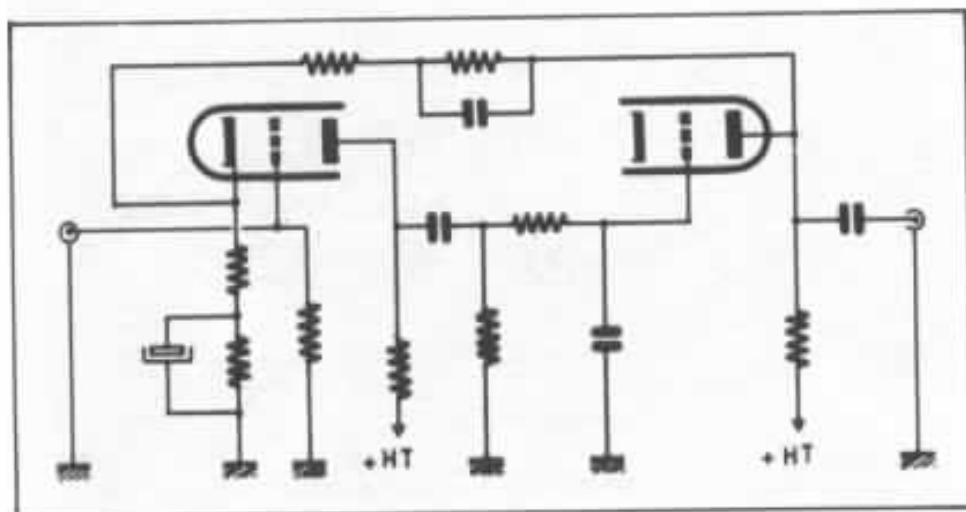


Fig. 7 : Projet de préamplificateur à deux étages, correcteurs actif/passif superposés. L'interaction d'une correction sur l'autre rend le réglage très délicat.

tefois, l'absence de troisième étage en « cathodyne réglé » permet de noter quelques différences : aigu plus « brillant », très défini, grave plus large et défini mais peut être un peu moins « rapide ». Dans l'ensemble, la solution du n° 21 est préférable mais inapplicable ici. En se souvenant de la qualité de l'aigu sur un correcteur passif, de celle du grave sur un correcteur actif l'idée d'un bon compromis consisterait à superposer les deux procédés sur un même montage, sans toutefois avoir recours aux idées du Quad 22. La solution de la figure 6 pourrait apporter un bon compromis mais exigerait un troisième étage « isolateur », vu que l'atténuation passive dans l'aigu, en sortie, serait influencée directement par la charge d'entrée de l'amplificateur de puissance.

La solution finalement adoptée ne se retrouve sur aucun schéma publié jusqu'ici, qu'il soit commercial ou expérimental. Schématiquement l'idée est simple, ce que montre la figure 7. Elle consiste à insérer entre les deux étages un correcteur passif (R.O. ou atténuation de l'aigu), puis à établir une boucle de contre-réaction (T.O., relevé du grave) entre la plaque du second étage et la cathode du premier étage.

#### Difficultés rencontrées

Le circuit de la figure 7, simple, est en réalité très difficile à mettre parfaitement au point. On constate la réaction d'une correction sur l'autre, donnant lieu à des phénomènes de non-linéarité imprévus par le calcul. Pour la correction passive de l'aigu par exemple, et si la résistance de fuite de grille du second étage est de 220 kΩ, le point d'inflexion aigu étant de 2,2 kHz, la constante de temps de cette inflexion est de :

$$2,2 = \frac{159}{T_r}$$

soit une valeur proche de 72,27 (MΩ × pF).

Vu que  $Tr = Rr \times Cr$  (figure 8), la valeur de  $Cr$  sera de :

$$Cr = \frac{72,27}{0,22} = 327 \text{ pF}$$

Pour la correction T.O. (Turn Over, relevé du grave),  $A$  étant le gain total,  $\beta$  étant le taux d'inflexion grave, 73 dB le gain en boucle ouverte, 11 dB le taux de contre-réaction au-dessous de 20 Hz, il faudra appliquer 11 dB + 20 dB de C.R. à 1 kHz.

$$1 + A\beta = 35 \text{ (31 dB)}$$

Le gain total étant de 4 550 (environ 73 dB), on a

$$1 + 4\,550\beta = 35, \text{ ce qui donne :}$$

$$4\,550\beta = 34, \text{ d'où :}$$

$$\beta = \frac{1}{133,8}$$

La valeur de la résistance de cathode (partie non découplée) étant de 1,5 k $\Omega$ , la valeur de  $Rr$  sera de :

$$1,5 \times 133,8 = 200 \text{ (k}\Omega\text{)}$$

Le point d'inflexion grave étant de 500 Hz, la constante de temps de celui-ci  $f = 159/T$  soit  $0,5 = 159/Tt$ ,  $Tt$  étant égal à 318 (M $\Omega$   $\times$  pF) et vu que  $Tt = Rt \times Ct$ ,  $Tt$  sera de

$$318 = 0,200 \times Ct,$$

ce qui donnera pour  $Ct$  une valeur de 1 590 pF.

Dans le grave, le relevé s'effectuant à raison de + 6 dB par octave et le taux de CR étant de 8 dB au-dessous de 20 Hz, on a

$$1 + A\beta = 3,5 \text{ (11 dB)}$$

$$1 + 4\,550\beta = 3,5$$

$$4\,550\beta = 2,5$$

$$\beta = \frac{1}{1\,820}$$

Vu que  $Rk$  est de 1,5 k $\Omega$ ,  $R$  prendra une valeur de 1,5 k $\Omega$   $\times$  1 820 soit 2,73 M $\Omega$ . Valeur à laquelle il faudrait retirer  $Rt$ , montée en série, soit

$$R = 2,53 \text{ M}\Omega$$

Malheureusement, les valeurs trouvées ci-dessus vont donner,

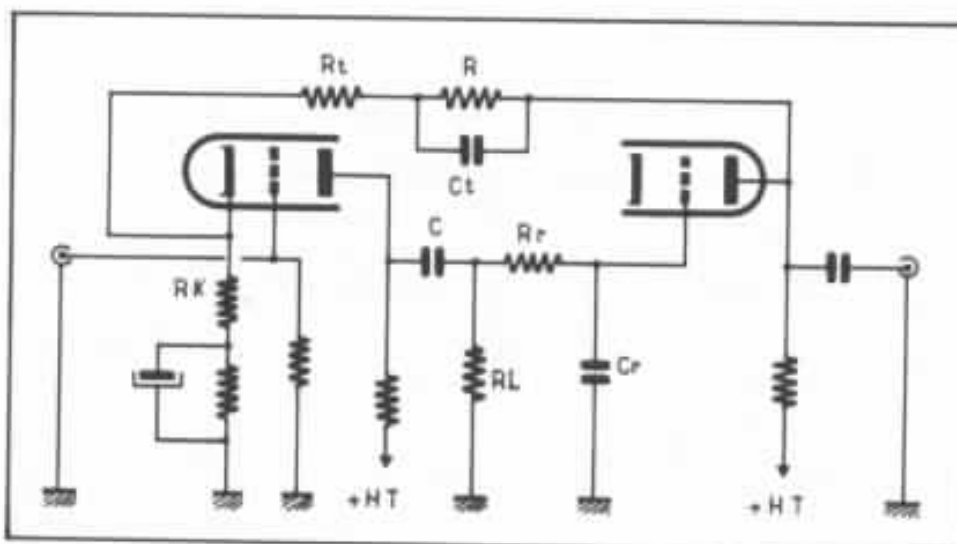


Fig. 8 : Circuit de la figure 7 avec éléments  $R$ ,  $Rt$ ,  $Ct$ ,  $Rr$  et  $Cr$  déterminant l'atténuation selon la norme RIAA. L'interaction des deux circuits ne peut permettre de déterminer ces éléments par le calcul.

lors de la mesure, une correction de gravure RIAA ne correspondant pas du tout aux valeurs d'atténuation recherchées, du fait de l'interaction du correcteur actif sur le correcteur passif et vice versa. Entre le résultat et la réalité, la marge d'erreur est telle que pour rétablir les valeurs correspondant à une correction RIAA fidèle, il faudrait parler non pas de constante de temps, mais de constante de « tant ». L'ajustement, à 0,2 dB près, entre 20 Hz et 20 kHz demande

en conséquence de très nombreux essais.

Pour les fréquences comprises entre 800 et 3 000 Hz, il se produit encore une remontée anormale de niveau (1 à 3 dB). Aux fréquences élevées ( $> 5$  kHz), l'atténuation est beaucoup moins rapide que celle que laisse présager le calcul. Enfin, lorsque les valeurs sont enfin trouvées, il devient quasi-impossible de retrouver, par le calcul conventionnel, les valeurs ajustées pendant les mesures. Ceci pourrait



néanmoins s'expliquer par la présence de  $R_r$  dans la boucle active ainsi que de l'effet de  $R_r + C_r$  sur la charge de plaque du premier étage.

Les performances obtenues, sur le plan de la mesure sont excellentes puisqu'elles donnent :

- gain résultant : 42 dB ;
- égalisation RIAA à  $\pm 0,2$  dB près ;
- surmodulation d'entrée à 1 kHz : environ 250 mV ;
- taux de distorsion : 0,06 % ;
- tension de sortie maximum : environ 40 V.

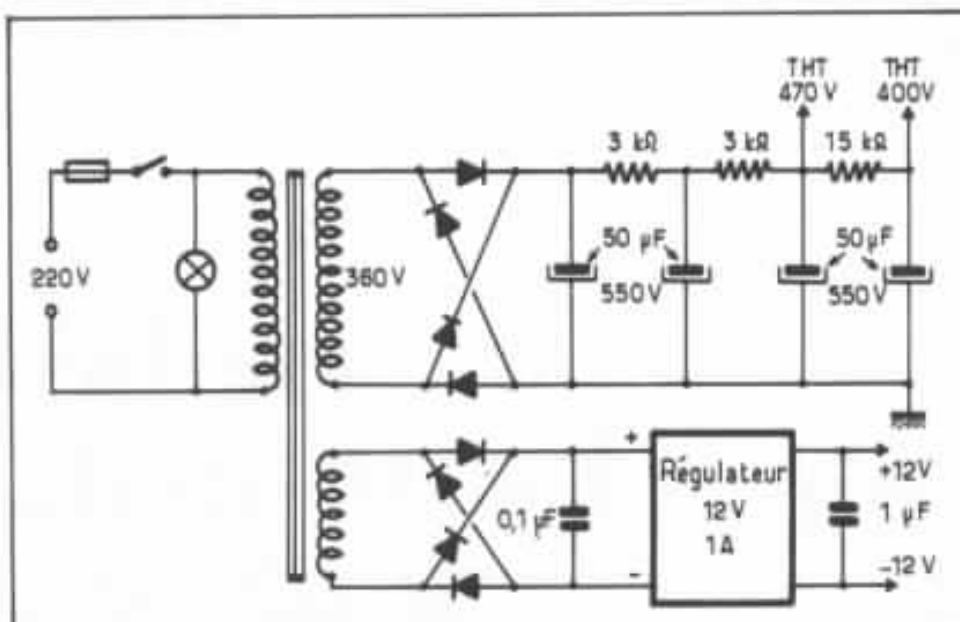


Fig. 9 : Alimentation du circuit étudié.

### Alimentation

Elle se présente comme sur la figure 9. Pour une question de volume, elle est simplifiée par rapport à celle parue dans le n° 21, bien que les valeurs de HT et de filament restent les mêmes. Dans les deux cas, le boîtier d'alimentation séparé, relié par l'intermédiaire d'une prise de type Cannon, quatre broches, permettra plus tard de relier le « Minimum tube » à l'alimentation du préamplificateur à tubes Hiraga du n° 21.

### Résultats d'écoute

Ceux-ci sont extrêmement bons, malgré le gain total résultant, le faible taux de contre-réaction et la grande simplicité du montage. Sur le prototype, enfin mis au point, les plus grandes qualités ressenties étaient :

— Effet spatial remarquable (profondeur, localisation des instruments dans l'espace, stabilité de ceux-ci).

Médium de grande qualité,

très présent sans effet de dureté ou de « mise en avant » anormale.

— Médium-aigu à la fois précis, doux et défini, sans effet de tassement ou de non-linéarité.

— Définition générale du grave à l'aigu, telle qu'elle surprend sur de nombreux disques : révélation du pré-écho de pressage ou de bande, effet de salle, petits bruits perçus dans l'orchestre ou en dehors de celui-ci, détails dans le grave et le sous-grave.

Dans l'ensemble, l'écoute est très agréable. Quelques disques, réputés comme « dur » dans le médium passent ici avec une présence accrue et, curieusement, beaucoup moins d'agressivité. Sur un fortissimo de violons, par exemple, le son résultant, si souvent transformé en « pointe sonore » stridents devient ici délié, fouillé tout en atteignant une dynamique supérieure.

Sur la percussion, les graues directes, il a été encore constaté

les bienfaits d'une alimentation surdimensionnée. Toutefois, le compromis adopté ne devrait pas être en mesure de susciter de critiques, même de la part d'oreilles très difficiles.

### Préamplificateur Minimum « Le tube »

Il sera commercialisé prochainement par la société Lectron, sous forme de produit fini. Une version en kit n'est pas prévue, de même que la vente de ses composants. Les circuits d'égalisation RIAA, « Know-how » principal de cet appareil, ne pourront être vendus séparément ou encore être dévoilés au lecteur, ce qui était aussi le cas du circuit U1 du fameux « Sunsey Minimum ». Sa simplicité et ses performances très poussées exigent une protection commerciale efficace, car ce préamplificateur est d'un rapport prix/performance tel qu'il risque d'obtenir un vif et long succès auprès des audiophiles et mélomanes.





**Page non  
disponible**

# Réaliser un amplificateur Mos Fet de $2 \times 50 \text{ W}$

*Christian Combettes - Philippe Faugeras*

*Les nombreuses réalisations que l'on trouve dans le commerce, différents articles parus dans l'Audiophile, montrent la fascination qu'exercent encore les amplificateurs à tubes sur les audiophiles.*

*Malgré des performances inférieures en bruit, en distorsion, en bande passante aux transistors bipolaires, le « son tube » fait encore de nombreux adeptes. Cette supériorité « subjective » des tubes sur les transistors s'explique par le type de distorsion inhérent aux transistors qui, si elle est inférieure en valeur absolue aux tubes, tombe dans un domaine de plus grande sensibilité de notre oreille.*

*Depuis quelques années, un nouveau composant fait parler beaucoup de lui dans les systèmes électronique de puissance. Il s'agit du transistor à effet de champ Mos Fet. Grâce à une plus grande linéarité, il allie à la fois les qualités subjectives des tubes et les performances des transistors bipolaires. On le trouve encore peu dans les systèmes haute fidélité actuels ; cette absence s'explique par le fait que les constructeurs de semi-conducteur éprouvaient de nombreuses difficultés à réaliser des transistors Mos Fet complémentaires. Depuis peu, cette contrainte est levée et l'on trouve des transistors Mos Fet canal N et canal P parfaitement complémentaires qui permettent de réaliser des amplificateurs de puissance tout à fait remarquable. Dans cet article, on se propose de vous décrire le fonctionnement et les avantages de ce type de transistor à effet de champ. Une description et la réalisation complète d'un amplificateur  $2 \times 50 \text{ W}$  vous seront ensuite données qui vous feront peut-être oublier... la douceur des tubes.*

## **Mos Fet et bipolaires**

Que ce soient les V.Mos de Siliconix, les Hexfets de International Rectifier, les Z.Mos

d'Intersil ou les T.Mos de Motorola, les transistors Mos (Metal Oxyde Semiconductor) de puissance sont des transistors à effet

de champ à structure verticale. Comme tous les transistors à effet de champ, les Mos Fet sont commandés en tension : pour

qu'un courant circule dans le drain d'un Mos Fet, une tension doit être appliquée entre la Gate et la source de ces mêmes transistors, au contraire du transistor bipolaire qui est commandé en courant (fig. 1). Théoriquement, aucun courant ne traverse la Gate lorsqu'une tension lui est appliquée, pratiquement il circule un très léger courant de fuite de l'ordre du nanoampère. Une des premières caractéristiques d'un transistor Mos Fet sera donc sa très grande impédance d'entrée. (Par rapport aux transistors bipolaires, on va donc éviter les drivers en courant qui précédaient l'étage de puissance final).

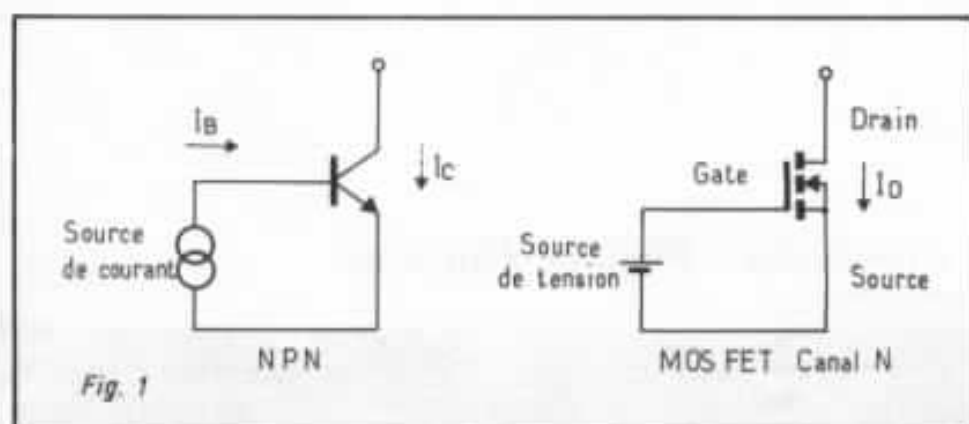


Fig. 1 : Comparaison transistor bipolaire transistor Mos Fet.

La figure 2 donne les caractéristiques principales d'un Mos Fet comparées à celles d'un transistor bipolaire conventionnel : pour chaque valeur de tension de gate, deux régions principales apparaissent sur la figure 2, une région à résistance constante et une région à courant constant. De cette caractéristique  $I_D = f(V_{DS}, V_{GS})$  on peut montrer qu'il existe une certaine tension de seuil à partir de laquelle apparaît le courant de drain. Cela apparaît plus clairement sur la figure 3 où est représentée

$$I_D = f(V_{GS}) \text{ à } V_{DS} = \text{cste.}$$

Pour travailler en classe A ou en classe AB, le transistor Mos Fet devra donc être polarisé au-dessus de cette tension de seuil.

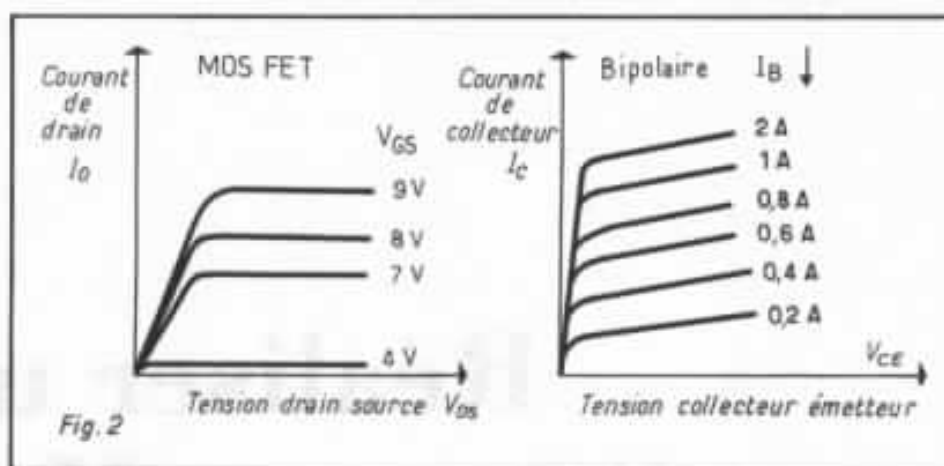


Fig. 2 : Caractéristiques comparées.

De la pente de cette courbe, on déduit la transconductance  $g_m$  (exprimé en millimhos), paramètre

diminue. Cette autorégulation permet d'éviter les circuits de compensation en température

fondamental d'un transistor Mos Fet. Déjà, on peut voir qu'à partir d'un certain courant de drain, la courbe présente une grande linéarité. A titre de comparaison, la figure 4 représente les fonctions de transfert d'un transistor bipolaire (gain en courant) et d'un transistor Mos Fet (transconductance). Il n'y a aucun doute que les Fet présentent une plus grande linéarité et font d'eux le composant idéal pour réaliser des amplificateurs à faible distorsion.

Autre avantage : les transistors Mos Fet possèdent un coefficient de température négatif ; en d'autres termes (fig. 3) lorsque, pour une tension gate-source constante, la température augmente, le courant de drain

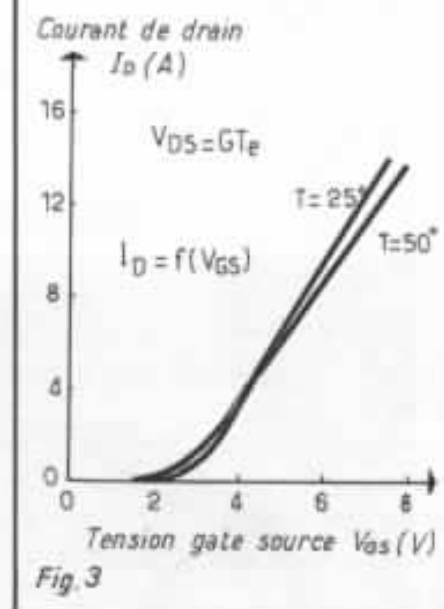


Fig. 3 : Tension Gate Source  $V_{GS}$  (volts).

que l'on trouve avec les transistors bipolaires (fig. 5) qui présentent un coefficient de température positif. Ce coefficient positif est une des causes principales de destruction par emballement thermique des étages de sortie dans un amplificateur de puissance.

On retrouve cette caractéristique en température des transistors Mos Fet et bipolaires lorsqu'on examine l'aire de sécurité de fonctionnement de ces deux transistors (fig. 6). Cette

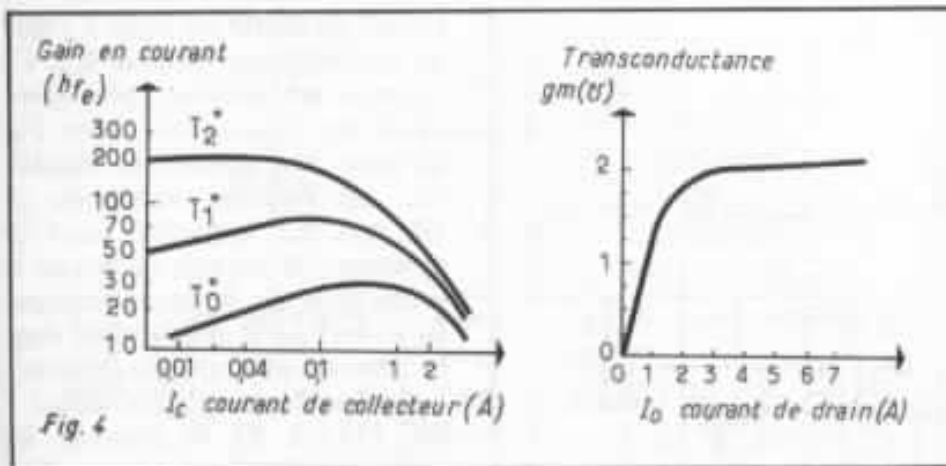


Fig. 4 : Fonctions de transfert comparées.

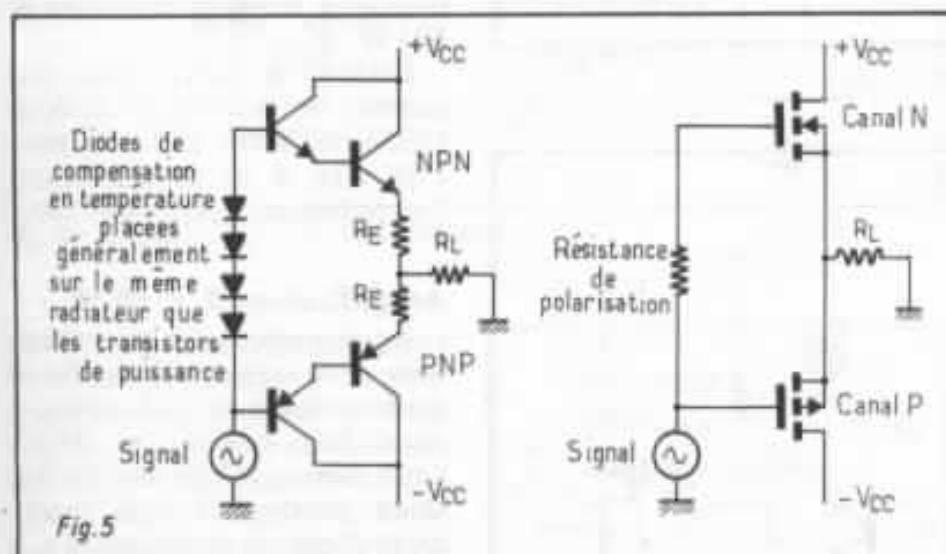


Fig. 5 : Absence de compensation en température pour les Mos Fet.

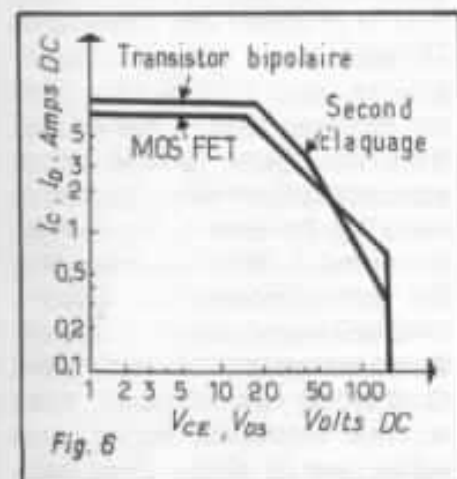


Fig. 6 : Aire de sécurité de fonctionnement.

aire représente l'ensemble des couples courant tension (V, I) admissibles par un transistor à une fréquence donnée. Quel que soit le point de fonctionnement choisi, celui-ci devra toujours

être situé à l'intérieur de cette aire. L'emballement thermique provoqué par un coefficient de température positif chez les transistors bipolaires fait apparaître sur la courbe un second point de cassure ou « second claquage » limitant ainsi l'aire de fonctionnement de ces transistors.

Une solution pour augmenter l'aire de sécurité des étages de sortie est de placer plusieurs transistors en parallèle, solution très simple à mettre en œuvre avec des transistors Mos Fet. En effet, si deux transistors mis en parallèle n'ont pas exactement les mêmes caractéristiques, celui qui aura la plus faible résistance conduira plus de courant, il dissipera donc plus d'énergie ( $RI^2$ ) et chauffera plus. Or, au fur et à mesure que la température augmente, sa résistance va croître

plus vite que celle de l'autre transistor (coefficient négatif) et un équilibre va s'établir.

La vitesse de commutation est une des caractéristiques très intéressante du transistor Mos Fet : un Mos Fet courant peut commuter 1 ampère en 4 nanosecondes, ce qui correspond à une vitesse dix à deux cent fois supérieure à celle d'un transistor bipolaire. Cette grande vitesse de commutation va permettre de réaliser un amplificateur avec un slew-rate élevé (de l'ordre de 100 V/ $\mu$ s).

### Quelques exemples de réalisations

Comme on a vu dans l'introduction, la difficulté de réaliser des Mos Fet canal P et ainsi des étages de puissance complémentaires, a été un des principaux handicaps au développement des amplificateurs utilisant ce type de transistor. Siliconix, fabricant de semi-conducteurs et précurseur des V.Mos, proposa un amplificateur quasi-complémentaire utilisant des Mos canal N. Cet amplificateur, donné à la figure 7, sert longtemps de référence fonctionnant en classe AB (300 mA de courant de repos) ; il utilise une structure assez originale afin de symétriser la partie positive fonctionnant en drain commun et la partie négative fonctionnant en source commune. Cette structure détaillée à la figure 8 montre que la symétrie est assurée par la résistance  $R_F$  qui, dans le montage en source commune, provoque une contre-réaction locale entre le drain et la gate du transistor, la gate se trouvant ainsi attaquée par une source de courant modulé. Cette contre-réaction permet ainsi de transformer un montage source commune en un montage « quasi » drain commun. Cette transformation est vérifiée lorsque l'on recherche le gain en courant et l'impédance de sortie qui sont les mêmes pour les deux types de montage.

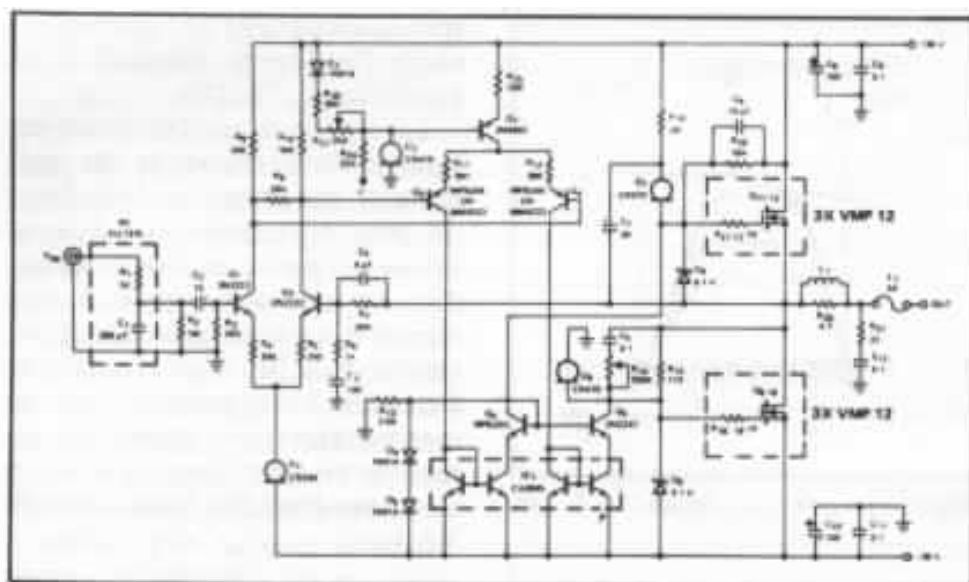


Fig. 7 : Amplificateur 2 x 40 W Siliconix.

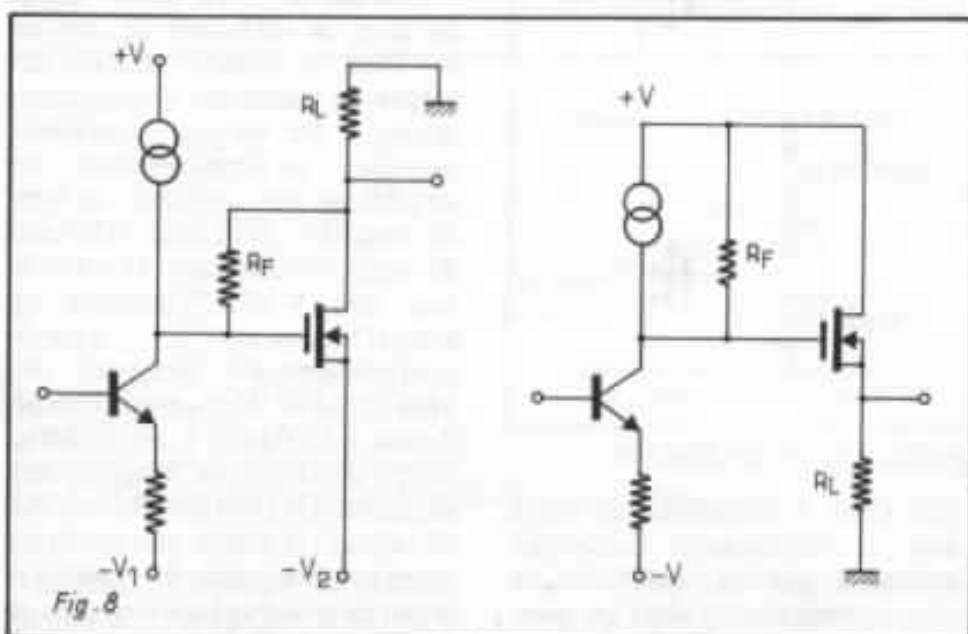


Fig. 8 : Schéma simplifié de l'étage de sortie de l'amplificateur Siliconix.

Les caractéristiques de cet amplificateur sont une puissance de 40 W pour une distorsion inférieure à 0,04 % et un slew rate de 100 V/ $\mu$ s (bande passante de 800 kHz !). Les reproches que l'on peut faire à ce montage sont déjà son manque de simplicité, enfin l'utilisation de trois transistors en parallèle pour une puissance seulement de 40 W (depuis on sait réaliser des Mos Fet beaucoup plus puissants).

Hitachi, fabricant de semi-conducteurs et de systèmes haute-fidélité, fut un des premiers à proposer des amplifica-

teurs équipés de Mos Fet complémentaires. Un exemple de schéma, proposé par Hitachi, est donné à la figure 9. Schéma très classique, il est composé de deux étages différentiels en cascade qui jouent le rôle d'amplificateur en tension. La commande des Mos Fet peut être effectuée directement à partir de l'étage classe A ( $Q_4$ ,  $Q_5$ ), l'étage émetteur suiveur qui précède généralement l'étage de puissance des amplificateurs équipés de transistors bipolaires peut être éliminé.

Le courant de repos des tran-

sistors de sortie est réglé à l'aide de la résistance variable  $R_{12}$ . Ce courant est toujours plus élevé avec des transistors Mos Fet qu'avec des transistors bipolaires, un courant minimum de 100 mA est conseillé pour ce montage. Il permet de passer le « coude » de la caractéristique  $I_D = f(V_{GS})$  et d'être ainsi dans la zone de plus grande linéarité. La paire de transistors utilisée 2 SK 133, 2 SJ 48 possède les caractéristiques suivantes :  $V_{DSS} = 120$  V,  $I_D = 7$  A pour une puissance dissipée maximum de 100 W.

Hitachi propose toute une gamme de transistors complémentaires, entre autres la paire 2 SK 134, 2 SJ 49 utilisée sur l'amplificateur Hafler DH 200.

### Amplificateur 2 x 50 W

Après avoir vu les caractéristiques d'un transistor Mos Fet et deux exemples de réalisations, il nous faut maintenant définir notre propre cahier des charges. Deux contraintes vont limiter notre choix : la disponibilité et le coût des composants. Actuellement, il est très difficile de pouvoir se procurer des composants Hitachi, après plusieurs investigations, notre choix s'est porté sur des transistors International Rectifier. Cette société américaine spécialisée dans les composants de puissance fut une des premières à développer des Mos Fet complémentaires. Comme tout nouveau composant, le coût de ces transistors est encore élevé et c'est là qu'intervient notre seconde contrainte et, en particulier, sur le choix de la puissance de notre amplificateur. S'étant fixé un prix de l'ordre de 200 F la paire et suivant la disponibilité du revendeur, les deux transistors IRF 120 (canal N) et IRF 9130 (canal P) furent choisis. Complémentaires au niveau des performances électriques ( $V_{DSS} = 100$  V  $R_{ON} = 0,3 \Omega$   $g_m = 2,5$  v... ) ces deux transis-



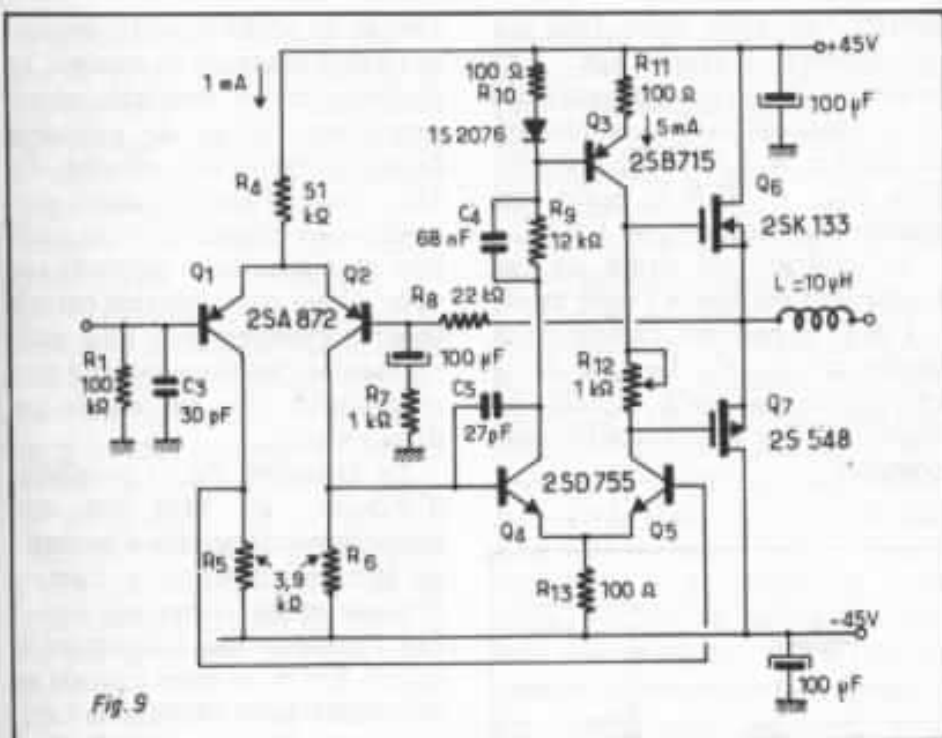


Fig. 9

Fig. 9 : Amplificateur 2 x 50 W Hitachi.

tors ont des structures physiques tout à fait différentes ; c'est ainsi que la « puce » du IRF 9130 est deux fois plus grosse que celle du IRF 120. Le transistor IRF 9130 admet donc un courant de drain plus important, 8 A contre 6 A, et surtout une plus grande dissipation en puissance, 75 W contre 40 W.

Une puissance maximum de dissipation de 40 W pour le transistor canal N peut paraître faible à certains, rappelons qu'il n'y a aucune difficulté à mettre plusieurs transistors Mos Fet en parallèle afin d'augmenter la puissance si ce n'est le coût. Et puis, après avoir écouté les 2 x 20 W classe A Hiraga, on se dit que la puissance n'est pas la finalité d'un amplificateur.

Au niveau de la structure, un amplificateur classe AB avec un fort courant de repos (300 mA) a été choisi. (Aucune distorsion de recordement n'est mesurable à 300 mA).

### Étages d'entrée

Si on effectue un synoptique simple d'un amplificateur con-

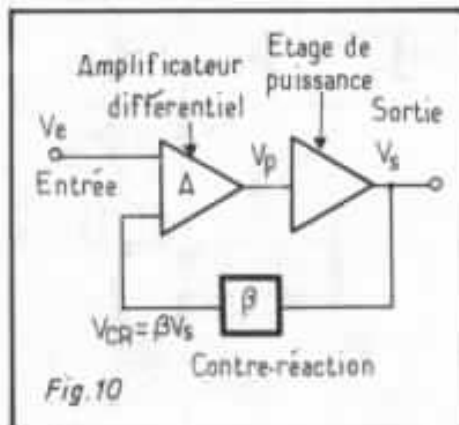


Fig. 10

Fig. 10 : Synoptique d'un amplificateur de puissance.

ventionnel, on trouve trois parties (fig. 10) :

- un amplificateur différentiel d'entrée (qui peut être constitué de plusieurs étages) qui travaille en classe A et dont le rôle est d'amplifier en tension le signal issu du préamplificateur.
- un étage de puissance
- un circuit de contre-réaction.

Généralement, la technique utilisée, afin de réaliser des amplificateurs à faible distorsion et grande bande passante, est de concevoir les étages d'entrée avec un gain en tension impor-

tant et de réduire le gain à la valeur désirée à l'aide d'une contre-réaction. Cette contre-réaction, soustrayant une partie du signal de sortie au signal d'entrée, réduit par le même facteur que le gain la distorsion. Et c'est ainsi que l'on arrive à réaliser des amplificateurs avec une distorsion de l'ordre de 0,005 % et un son... dur. Une des explications à ce phénomène est l'apparition dans les amplificateurs, avec un fort taux de réaction, d'une distorsion difficilement mesurable mais parfaitement décelable à l'écoute que l'on appelle distorsion d'intermodulation transitoire. Cette distorsion est due au retard (fréquence de transition trop faible) et à la mauvaise linéarité apportés par les transistors de l'étage de puissance. Par exemple, figure 11, si

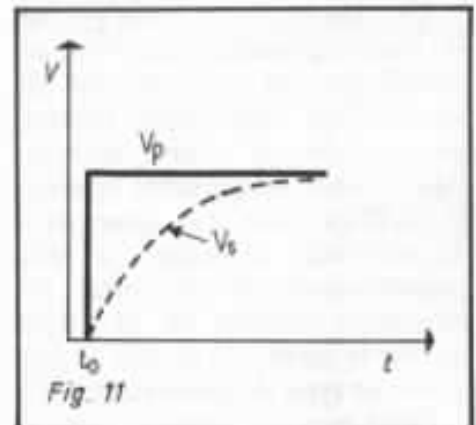


Fig. 11

Fig. 11 : Réponse d'un étage de puissance à un échelon de tension.

un échelon de tension  $V_p$  est appliqué à l'entrée de l'étage de puissance, la réponse  $V_s$  de cet étage est déformée, en particulier le temps de montée est beaucoup plus important. Considérons maintenant l'amplificateur complet, si un échelon de tension  $V_p$  est appliqué à l'entrée, du fait du retard apporté par l'étage de puissance, à l'instant  $t_0$ ,  $V_{cr}$  sera très faible et, par conséquent  $V_p = A(V_e - V_{cr})$  sera très grand (fig. 12).

Malheureusement, l'étage d'entrée possède une dynamique

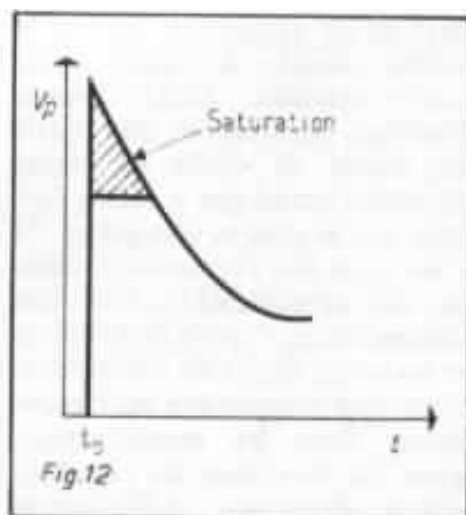


Fig. 12 : Evolution du  $V_p$  suite à un échelon de tension en entrée.

limitée et une saturation est rapidement atteinte. Le signal transitoire se trouve donc déformé et les signaux périodiques superposés au signal transitoire se trouvent dans l'aire de saturation.

Ce type de distorsion n'est pas du tout négligeable. En effet, un signal musical est composé de nombreuses transitoires (piano, percussions,...). Cette description se veut uniquement qualitative. Pour ceux qui aimeraient approfondir le sujet, je leur recommande de consulter les excellents travaux de M. Ojala qui fut le premier à mettre en évidence ce type de distorsion.

Deux moyens viennent rapidement à l'esprit afin de limiter cette distorsion : en premier lieu l'utilisation dans l'étage de puissance de composants linéaires et très rapides du type Mos Fet de puissance, enfin, afin de rester dans le domaine de non-saturation des étages d'entrée, ceux-ci devront être conçus avec un faible gain en boucle ouverte.

La figure 13 présente les deux étages d'entrée de notre amplificateur. Le premier étage différentiel est constitué d'une paire Fet dans un même boîtier (2 N 6485). Des transistors Fet ont été choisis pour leur grande impédance d'entrée et leur stabilité (très faible dérive thermique) enfin implantés dans un même

boîtier, on évite ainsi tous les problèmes d'appariage. Les principales caractéristiques de ces transistors sont une tension de bruit  $e_n = 5 \text{ nV}\sqrt{\text{Hz}}$  une tension  $V_{\text{DSS}} = 50 \text{ V}$  et enfin une transconductance  $g_m = 1,5 \text{ mv}$ .

Le courant de drain de ces transistors est fixé à l'aide de  $R_4$  à  $1 \text{ mA}$ , le gain en tension étant donné par  $g_m R_3$ . Le rôle de la résistance variable  $P_1$  est de régler l'offset de l'amplificateur complet.

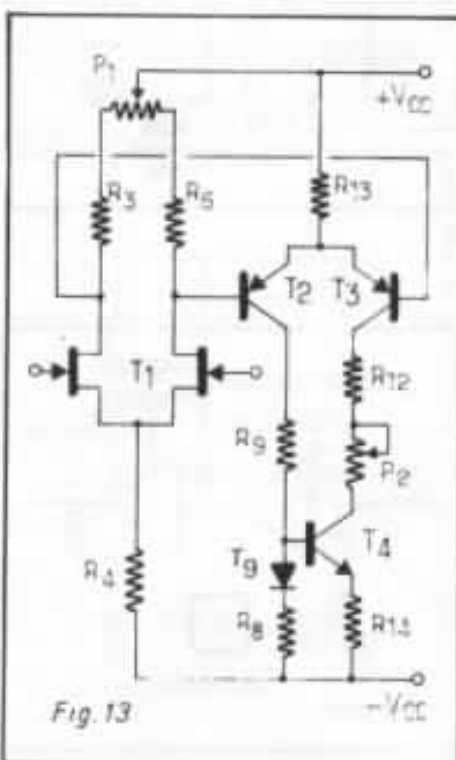


Fig. 13 : Etages d'entrée.

La seconde paire différentielle est constituée de transistors PNP courants B 530, le choix de ces transistors est moins critique ; seule contrainte : ils doivent présenter un VCE d'au moins  $70 \text{ V}$ . Le courant de collecteur de ces transistors est fixé à l'aide du générateur constitué de ( $T_4, R_{14}, R_{11}, D_1$ ). Les deux résistances  $R_{12}$  et  $P_2$  fixent le courant de repos des transistors de sortie  $T_1, T_2$ .

### Etages de sortie

On a vu précédemment que l'utilisation de Mos Fet permettait d'attaquer directement

l'étage de sortie à partir des étages amplificateurs en tension. Le classique driver émetteur suiveur précédant l'étage de puissance bipolaire peut être éliminé. En fait, dans l'amplificateur proposé, nous conserverons la structure classique avec émetteur suiveur. Cette contradiction entre la théorie énoncée plus haut et la réalisation proprement dite peut surprendre, elle est dictée par deux raisons.

La première est la possibilité d'attaquer les Mos Fet sous basse impédance afin d'augmenter la bande passante de l'amplificateur et de symétriser tout à fait l'attaque des transistors de sortie. Enfin un léger courant est nécessaire pour charger la capacité gate source  $I = C \frac{dV}{dt}$ .

Les transistors choisis présentent une capacité de l'ordre de  $500 \text{ nF}$ , quant au  $\frac{dV}{dt}$ , il peut être approximé par le slew rate désiré ( $100 \text{ V}/\mu\text{s}$ ). On en déduit donc  $I = 50 \text{ mA}$  : un compromis doit être fait, nous avons choisi d'utiliser un driver qui permettra un peu plus de « punch » sur les transitoires à forte puissance. Facultatif sur notre amplificateur, ce driver devient tout à fait nécessaire si plusieurs transistors Mos Fet sont mis en parallèle (les capacités s'ajoutent). La figure 14 présente un schéma simplifié de notre étage de sortie (seule la partie positive est représentée).

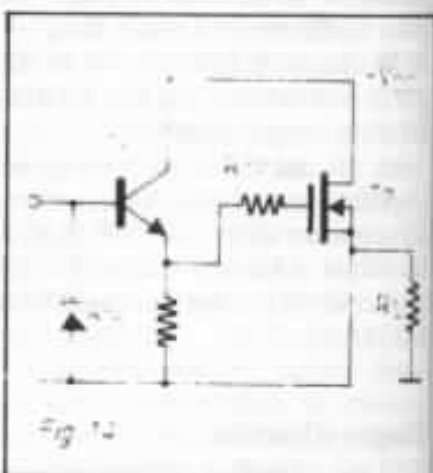


Fig. 14 : Etages de sortie (positif).



La résistance  $R_{17}$ , en série avec la gate de  $T_7$ , permet de stabiliser la réponse en H.F. des transistors et évite ainsi toutes oscillations parasites. Quant à la diode zener placée en parallèle avec  $T_8$ , c'est l'unique protection de notre amplificateur : en limitant la tension  $V_{GS}$  du transistor  $T_7$  à 6,8 V, elle limite le courant de drain à 6 A. L'utilisation de cette diode zener est facultative, elle diminue la bande passante de l'amplificateur en ramenant une capacité en parallèle sur la base du transistor. La figure 15 présente le schéma complet de notre amplificateur, le gain en tension fixé par la contre-réaction vaut  $(\frac{R_{10}}{R_7} + 1)$  dans notre exemple 23. Quant à la self  $L$ , elle permet d'amortir les suroscillations qui

pourraient se produire sur des transitoires. Très stable (aucune dérive thermique), cet amplificateur peut passer le continu et le condensateur  $C_1$  peut être omis ; enfin, on remarquera qu'aucun condensateur de compensation en fréquence n'est nécessaire.

Pour les amateurs de plus fortes puissances, la figure 16 montre comment disposer plusieurs transistors en parallèle ; aucune contre-réaction locale n'est nécessaire, seule une résistance est insérée dans chaque gate des transistors pour éviter toute oscillation H.F. Attention, une augmentation de puissance doit être accompagnée d'une élévation de l'alimentation, la plupart des composants actifs choisis pour cet amplificateurs  $2 \times 50$  W devront être changés. Rap-

pelons simplement que les transistors ( $T_2, T_3, T_4, T_6, T_7, T_8$ ) doivent présenter un  $V_{CE}$  ou un  $V_{DS}$  supérieur à deux fois la tension d'alimentation et les transistors ( $T_1$ ) un  $V_{DS}$  supérieur à une fois la tension d'alimentation.

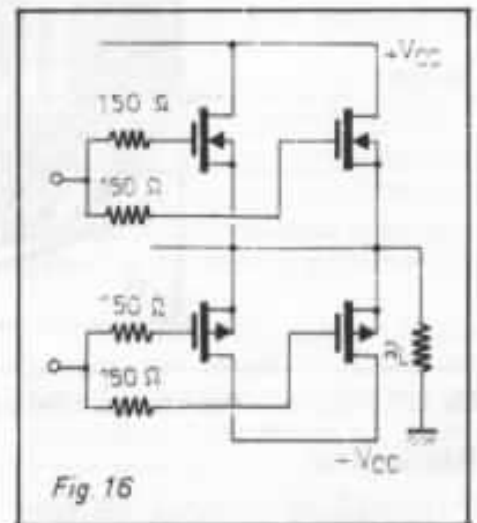


Fig. 16 : Mise en parallèle de deux transistors.

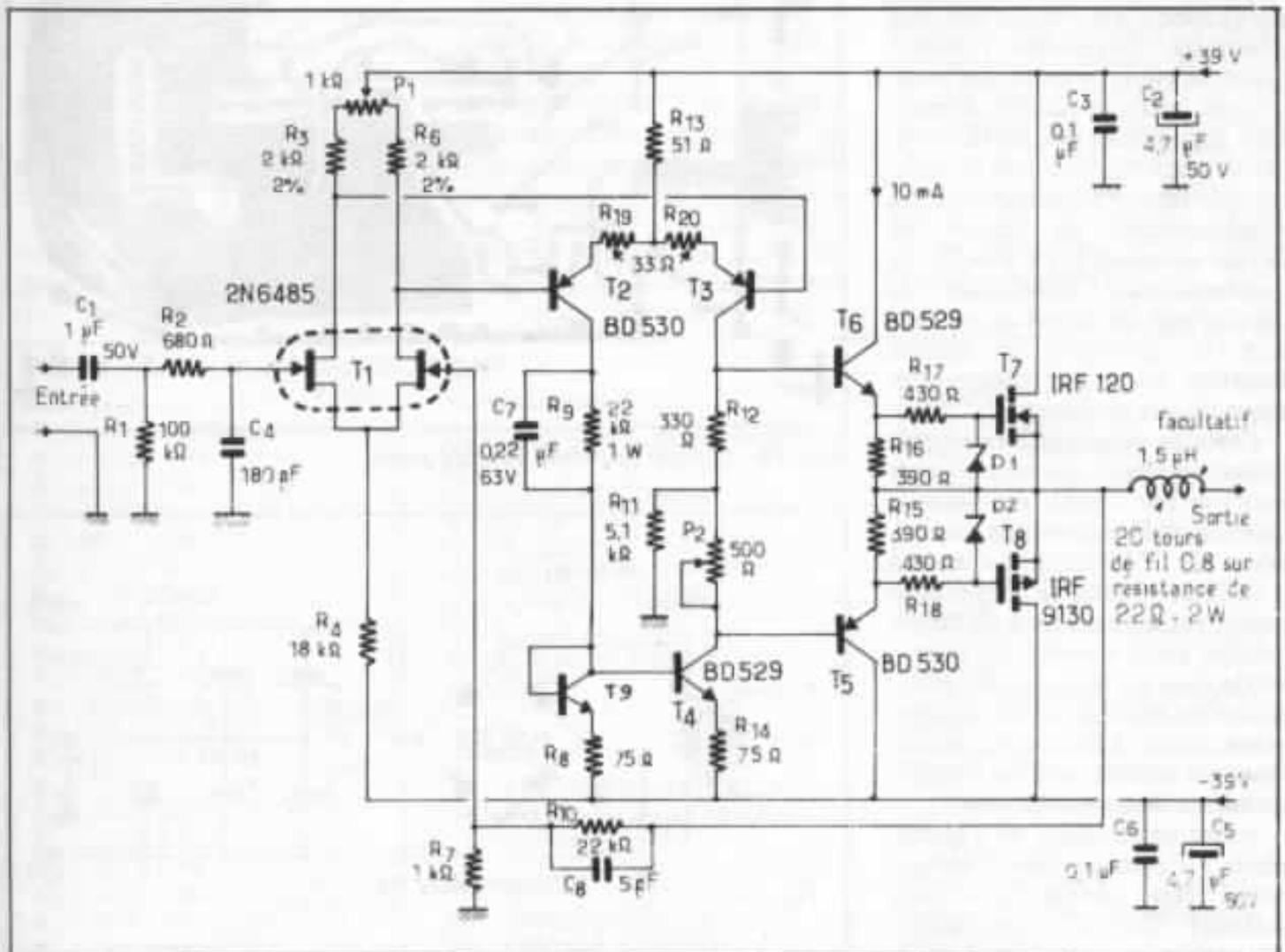


Fig. 15 : Schéma complet amplificateur  $2 \times 50$  W.

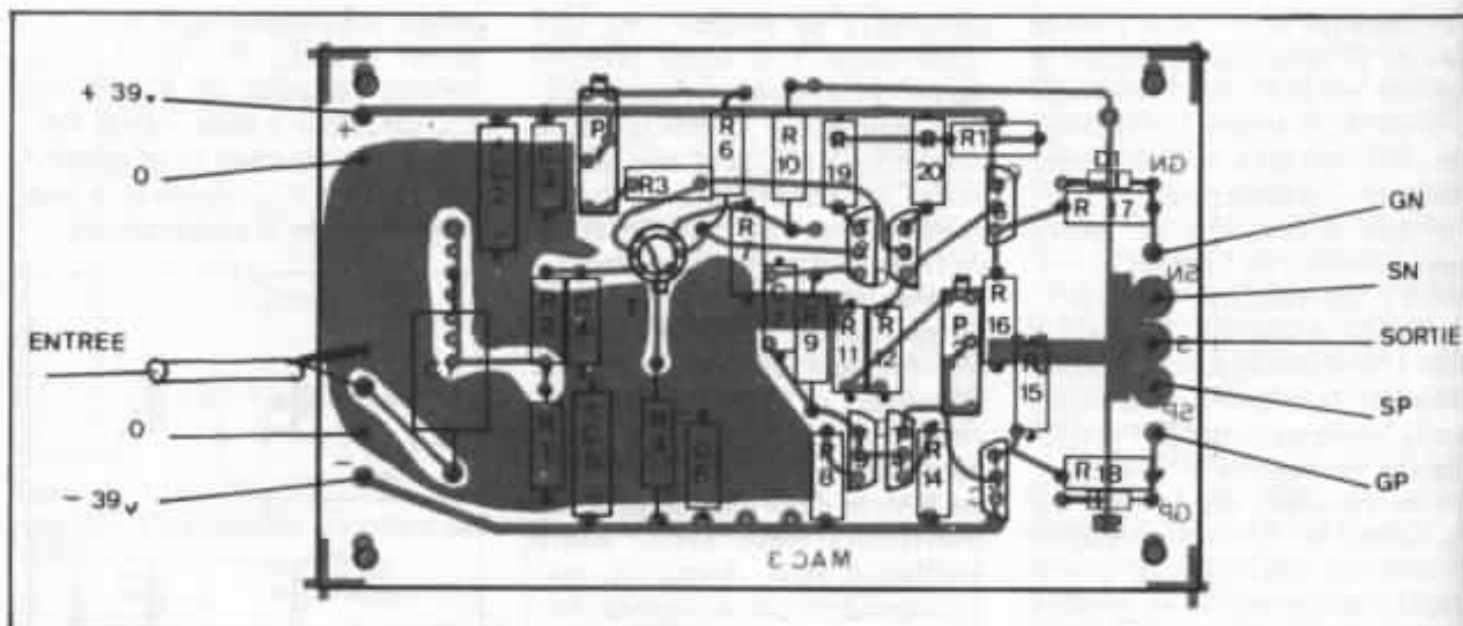


Fig. 17 : Circuit imprimé vu côté composant.

### Réalisation

Un exemple de réalisation (une seule voie) est donné aux figures 17 et 18. Les nombreux articles parus dans l'Audiophile ont déjà démontré largement l'importance du choix et du tri des composants actifs et passifs. Rappelons simplement que les résistances devront être choisies en technologie tantale ou métallique, les condensateurs de liaison en Mylar métallisé (ITT PMT), les condensateurs chimiques de découplage en tantale et céramique et qu'enfin le circuit imprimé devra être obligatoirement réalisé en époxy.

Certains pourront être surpris quant au choix des composants actifs et par l'oubli des transistors japonais si chers aux réalisations de l'Audiophile. Aucun « racisme » dans ce choix mais seulement un problème de disponibilité pour l'auteur et puis il existe chez certains grands constructeurs américains des composants actifs d'excellente qualité (souvent utilisés dans les amplificateurs d'instrumentation).

Autre sujet tabou de l'audiophile : l'alimentation ; celle-ci devra être choisie avec soin (câblage, filtrage...) Un exemple de réalisation est donné à la figure 20. Le transformateur

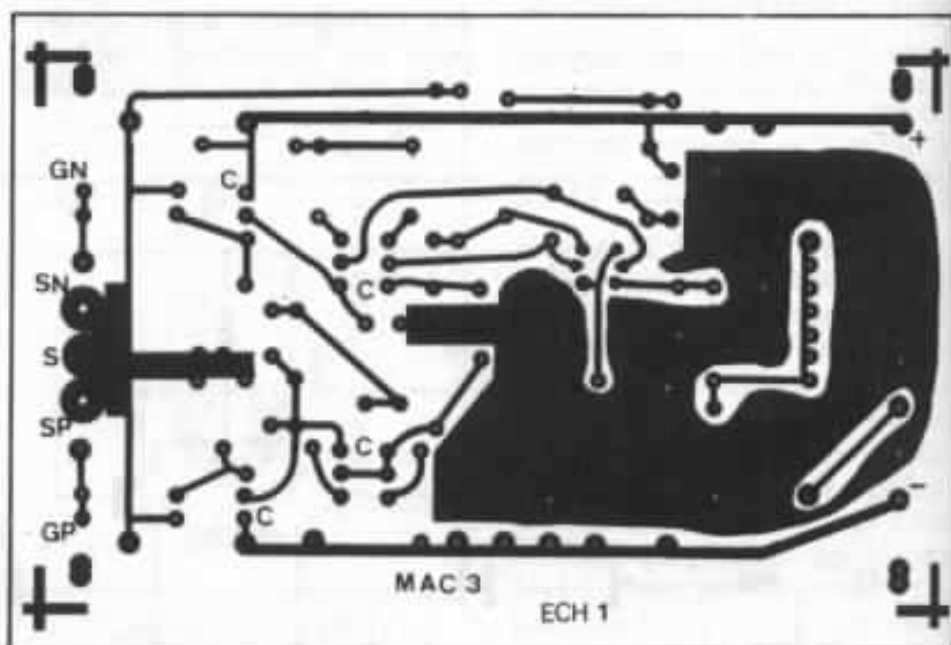


Fig. 18 : Circuit imprimé vu côté piste.

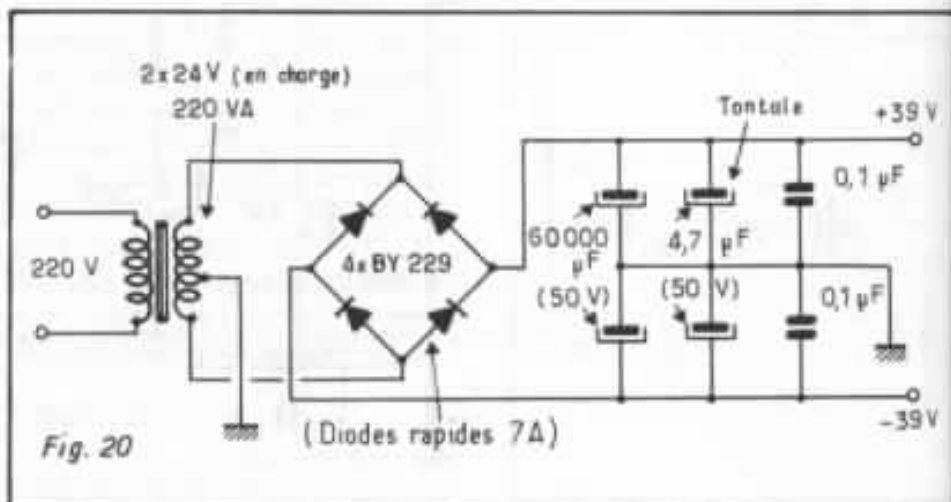


Fig. 20 : Alimentation.

torique (encombrement et rayonnement plus faibles) devra présenter une puissance d'au moins 220 VA ; quant aux condensateurs de filtrage, ils devront être choisis avec la plus forte capacité possible (la quantité ne devant pas faire oublier la qualité : les condensateurs à faible résistance série sont recommandés) et une tension de fonctionnement de 50 V. Autre point important dans les amplificateurs de puissance : le système de refroidissement ; celui-ci devra être choisi conséquent. Malgré l'absence d'emballage thermique des transistors Mos Fet, l'utilisation de radiateurs importants sera une garantie de bon fonctionnement de votre amplificateur (dissipation maximum 2° C/W). L'isolant électrique entre le radiateur et le transistor devra avoir une bonne conductibilité thermique (silicone tramé, 0,25°C/W).

La valeur des tensions d'alimentation est déterminée connaissant la puissance maximale admissible par notre amplificateur.

Pour une puissance de 50 W dans 8 Ω, l'amplificateur devra délivrer une tension crête de

$$V_{RL} = P_o \times 8R_L = 50 \times 8 \times 8 = 56,6 V_{pp}$$

et un courant

$$I_p = 2 \frac{P_o}{R_L} = \frac{2 \times 50}{8} = 3,5 A$$

A cette tension  $V_{RL}$  devra être ajoutée la chute de tension à travers les transistors de sortie.  $V_M = R_{on} I_p = 1,05 V$  ( $R_{on} = 0,3 \Omega$ ). Enfin, il faut tenir compte des pertes de régulation (diode de redressement, ondulation...) 15 % et des pertes dans le transformateur (résistance interne) 25 %. De toutes ces considérations, on déduit donc la tension d'alimentation

$$V_{cc} = \left( \frac{V_{RL}}{2} + V_M \right) \times 1,15 \times 1,25 = 42 V$$

La mise en route d'un tel amplificateur ne devrait pas poser de gros problèmes, seuls réglages à effectuer : l'offset et le courant de repos.

L'offset (tension résiduelle en sortie de l'amplificateur) réglé à partir de  $P_1$  pourra voir une valeur inférieure à 10 mV, plusieurs mesures ont montré que celui-ci restait stable et ne subissait aucune dérive en température. Enfin  $P_2$  permettra de régler le courant de repos des transistors de sortie à 300 mA

(avant de commuter l'alimentation,  $P_2$  devra être réglé au minimum). Au repos avec un courant de 300 mA, chaque étage dissipe une puissance de l'ordre de 25 W, ne soyez donc pas étonnés si les radiateurs sont tièdes. En fonctionnement, à pleine puissance, l'élévation en température reste très faible.

Au bout de quelques minutes, après stabilisation en température du système, vous pourrez vérifier de nouveau les différents réglages cités plus haut et les parfaire s'il y a lieu (en particulier le courant de repos).

Nous rappelons que les seules protections de cet amplificateur sont les diodes zener placées en parallèle sur les étages de sortie. Pour plus de sécurité, des fusibles rapides pourront être placés en série avec les alimentations positive et négative.

Enfin, dernier conseil, n'oubliez pas que dans un amplificateur de puissance, il circule des courants importants et que, pour éviter tout risque de « ronflette » le câblage doit être soigné. En particulier, toutes les masses devront être regroupées en un seul point sur le boîtier (câblage en étoile).

Fig. 19 : Liste des composants.

**Résistances :**

Tantale ou métallique

$R_1$  : 100 kΩ 2 %

$R_2$  : 680 Ω 2 %

$R_3$  : 2 kΩ 2 %

$R_4$  : 18 kΩ 2 %

$R_5$  : 2 kΩ 2 %

$R_7$  : 1 kΩ 2 %

$R_8$  : 75 Ω 2 %

$R_9$  : 2,2 kΩ 5 %

$R_{10}$  : 22 kΩ 2 %

$R_{11}$  : 5,1 kΩ 2 %

$R_{12}$  : 330 Ω 2 %

$R_{13}$  : 51 Ω 2 %

$R_{14}$  : 75 Ω

$R_{15}$  : 390 Ω 2 %

$R_{16}$  : 390 Ω 2 %

$R_{17}$  : 430 Ω 2 %

$R_{18}$  : 430 Ω 2 %

$R_{19}$  : 33 Ω 2 %

$R_{20}$  : 33 Ω 2 %

**Condensateurs :**

$C_1$  : 1 μF 50 V 5 % polypropylène

$C_2$  : 4,7 μF 50 V tantale

$C_3$  : 0,1 μF 50 V

$C_3$  : 0,1 μF 50 V

$C_4$  : 180 pF 50 V

$C_5$  : 4,7 μF 50 V tantale

$C_6$  : 0,1 μF 50 V

$C_7$  : 0,22 μF 50 V à 63 V

$C_8$  : 5 pF

**Trimers :**

$P_1$  : 1 kΩ piste cernet 10 tours

$P_2$  : 500 Ω piste cernet 10 tours

**Diodes :**

$D_1$  : Zener 6,8 V 250 mW

$D_2$  : Zener 6,8 V 250 mW

**Transistors :**

$T_1$  : 2 N 6485 (Dual Fet N - National Semiconducteur)

$T_2$  : BD 530 (PNP, 100 V, 10 W) Motorola

$T_3$  : BD 530 (PNP, 100 V, 10 W) Motorola

$T_4$  : BD 529 (NPN, 100 V, 10 W) Motorola

$T_5$  : BD 530 (PNP, 100 V, 10 W) Motorola

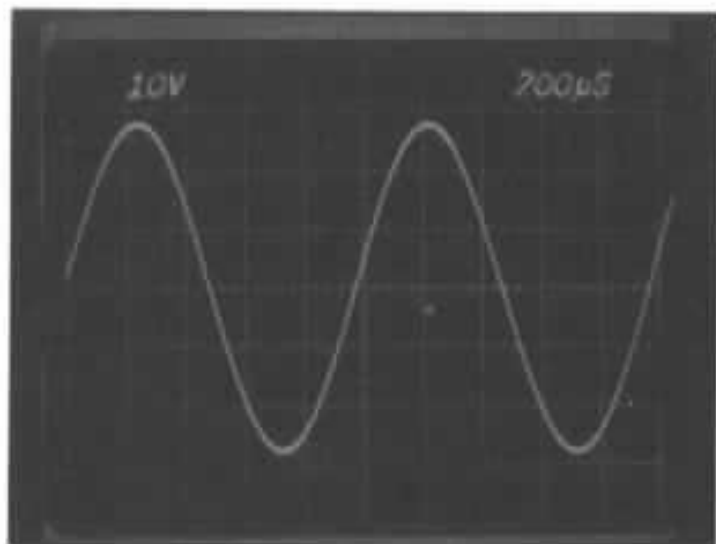
$T_6$  : BD 529 (NPN, 100 V, 10 W) Motorola

$T_7$  : IRF 120 International Rectifier

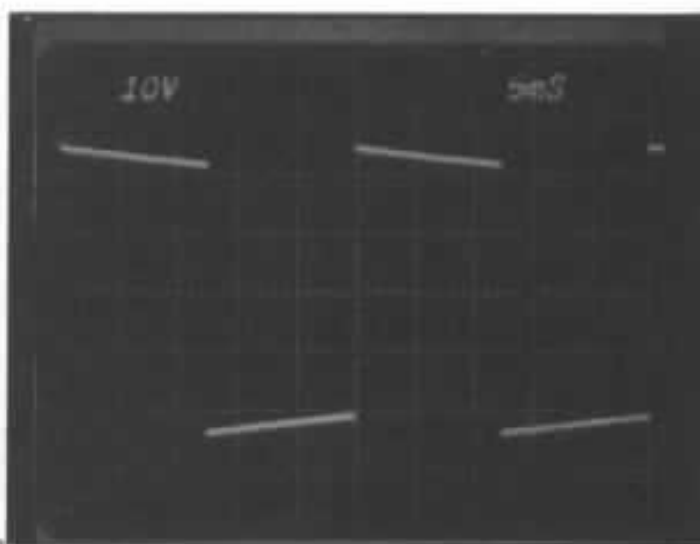
$T_8$  : IRF 9130 International Rectifier

$T_9$  : BD 529

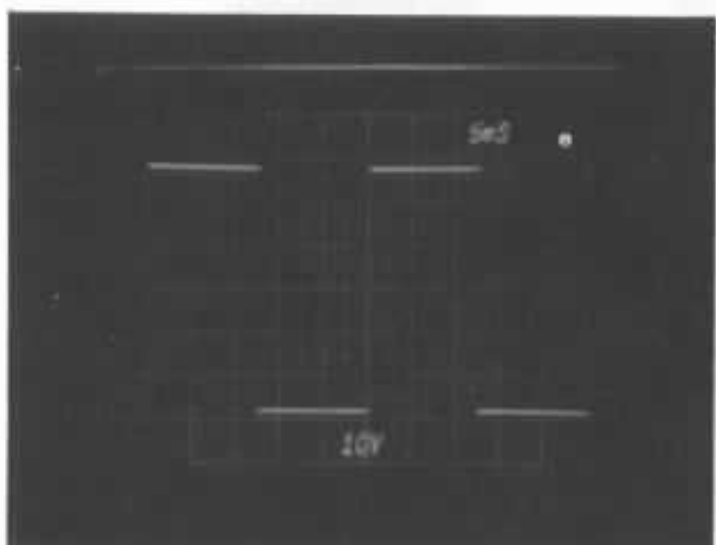
( $T_7$  et  $T_8$  disponible chez Diode France 1, allée des Platanes, 94260 Fresnes).



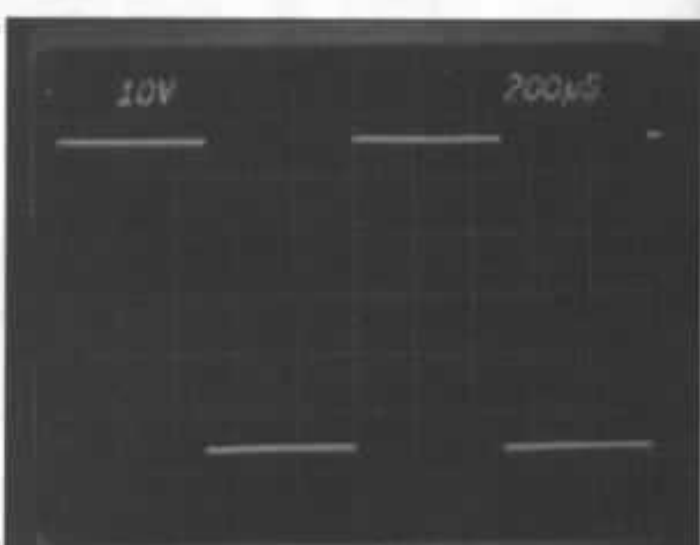
21



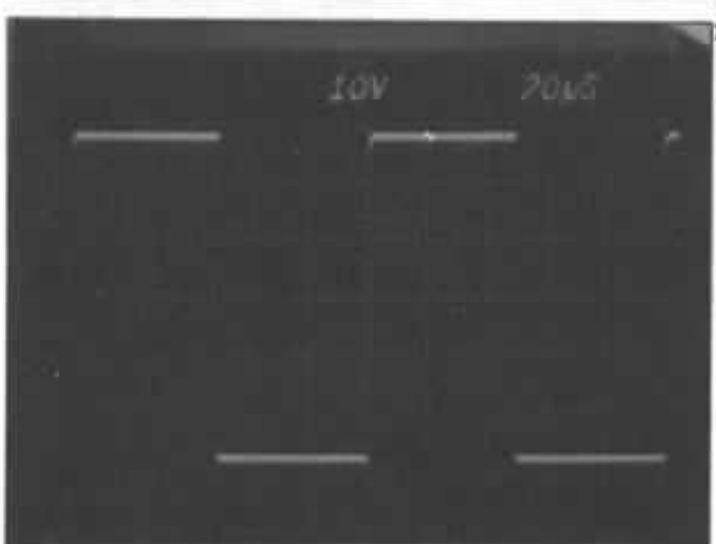
22a



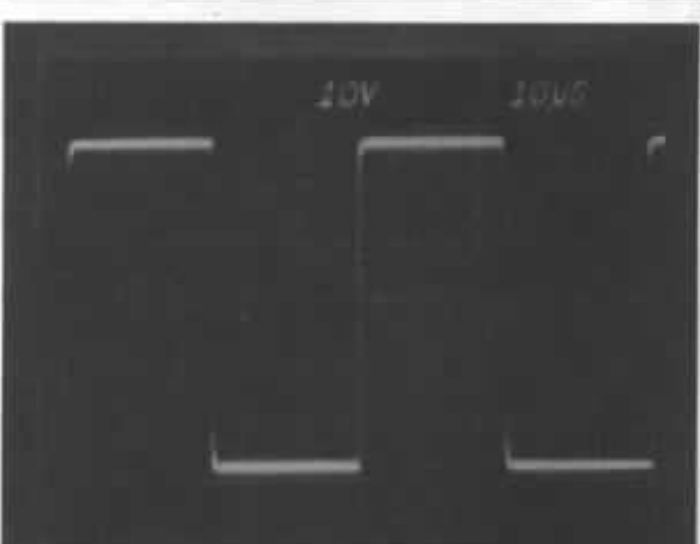
22b



23



24



25

Fig. 21 : Signal de sortie à pleine puissance 1 kHz.

Fig. 22a : Réponse sur signal carré à 40 Hz avec le condensateur d'entrée de 1 µF.

Fig. 22b : Réponse sur signal carré à 40 Hz sans condensateur d'entrée. Il est possible de le supprimer si aucun risque de dérive n'est envisageable en sortie du préamplificateur.

Fig. 23 : Réponse sur signal carré 1 kHz.

Fig. 24 : Réponse sur signal carré 10 kHz.

Fig. 25 : Réponse sur signal carré 20 kHz.

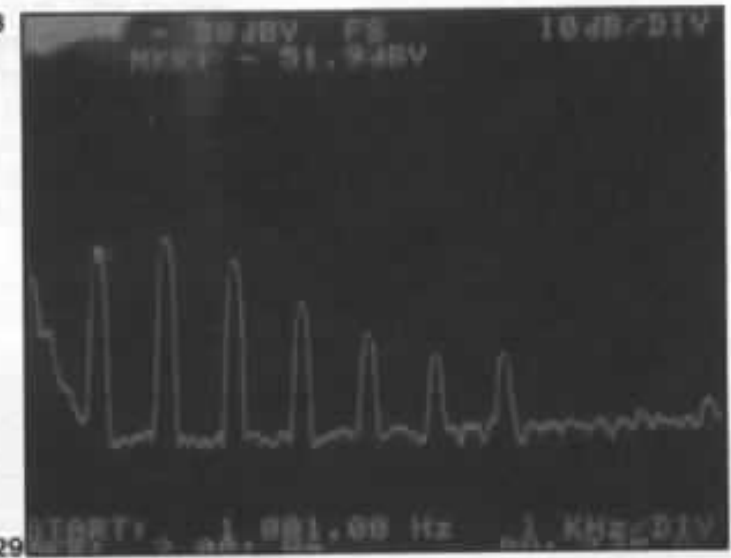
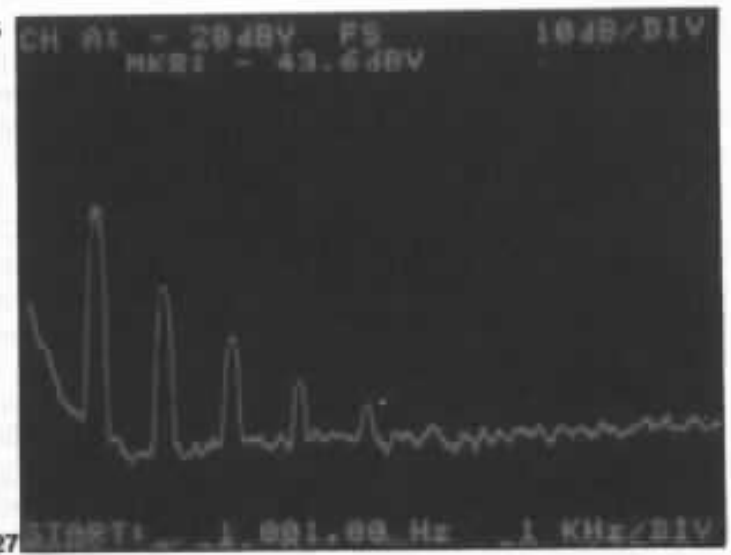
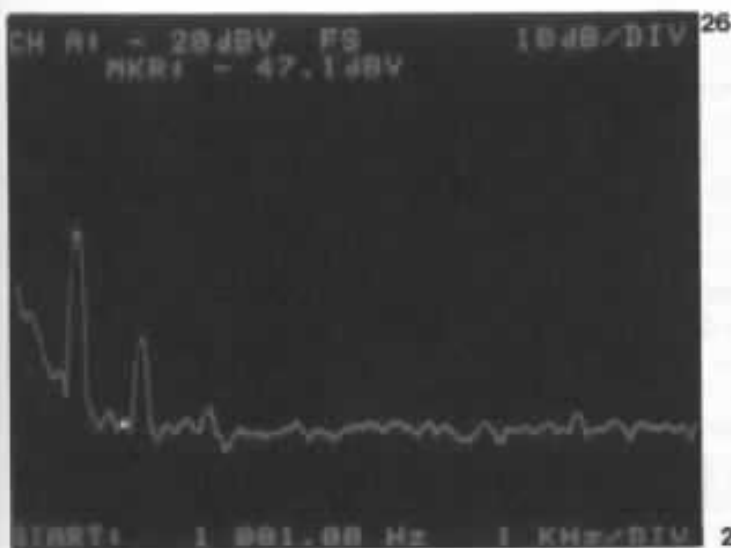


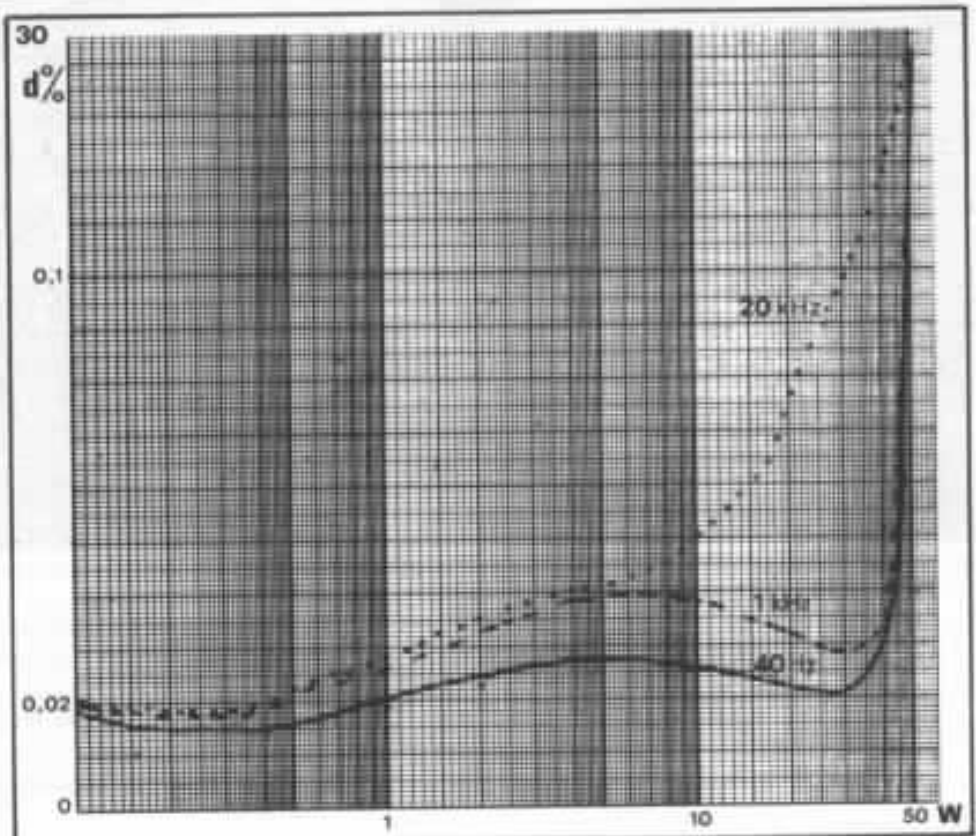
Fig. 26 : Spectre de distortion  
1 W/1 kHz. Niveau 0,02 %.

Fig. 27 : Spectre de distortion  
5 W/1 kHz. Niveau 0,027 %.

Fig. 28 : Spectre de distortion  
10 W/1 kHz. Niveau 0,022 %.

Fig. 29 : Spectre de distortion  
30 W/1 kHz. Niveau 0,026 %.  
On remarquera que jusqu'à cette  
puissance l'harmonique 2 reste  
prédominante et le dégradé  
d'harmoniques est excellent.

Fig. 30 : Distorsion en fonction  
de la puissance pour trois fré-  
quences, 40 Hz, 1 kHz et 20 kHz.





## Résultats

L'étude et la réalisation finies, il nous faut maintenant passer aux tests de cet amplificateur. La première mesure effectuée concerne la puissance maximale admissible : la figure 21 présente la tension de sortie, à la limite de l'écrêtage, de l'amplificateur relié à une charge résistive de 8  $\Omega$ . La tension lue sur l'oscilloscope vaut 28 V ce qui correspond à une puissance de 50 W. On peut remarquer aussi sur cette figure qu'aucune distorsion de raccordement n'est visible.

Les deux voies en service, cette puissance tombe à 48 W, cette légère baisse pourrait être évitée en utilisant un transformateur d'alimentation plus puissant (330 VA par exemple).

Les photographies des figures 22, 23, 24, 25 présentent la réponse de l'amplificateur à des

signaux carrés de différentes fréquences. Si vous êtes un peu curieux, vous pourrez comparer ces signaux à ceux présentés couramment dans les différents bancs d'essais de la Nouvelle Revue du Son. Cet amplificateur présente des caractéristiques tout à fait intéressantes et en particulier un slew rate de 90 V/ $\mu$ s, ce qui correspond à un temps de montée de 0,5  $\mu$ s !

Toutes ces photographies ont été prises sans la self d'amortissement L en sortie, (vue la très faible suroscillation à 20 kHz, celle-ci peut être omise), et sans diode zener de protection. (Avec les diodes zener, le slew rate passe à 65 V/ $\mu$ s).

Le rapport signal sur bruit pour une sensibilité d'entrée de 800 mV a été mesuré à 120 dB. Le résultat est surtout lié à l'excellente tenue en bruit des transistors d'entrée (2 N 6485).

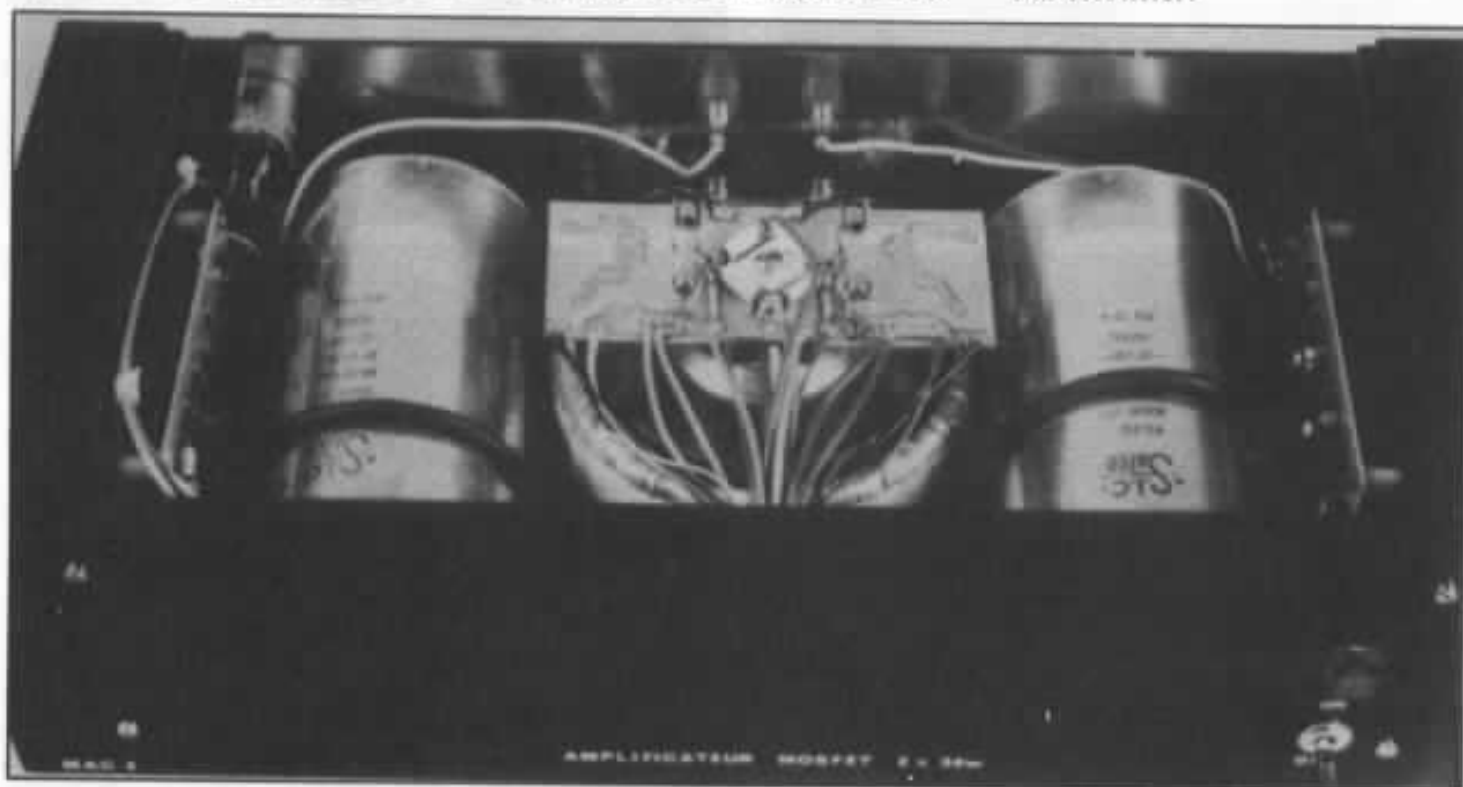
Dernière mesure effectuée, le taux de contre-réaction qui correspond au rapport entre les gains en boucle ouverte et en boucle fermée. Le gain en boucle ouverte a été mesuré à 500, quant au gain en boucle fermée, il est donné précisément par  $R_{10}$  et  $R_7$ . Le taux de contre-réaction vaut donc

$$20 \text{ Log } \frac{500}{23} = 26 \text{ dB.}$$

Généralement sur les amplificateurs de puissance classiques, on rencontre des taux de 40 à 80 dB. Rappelons que la distorsion d'intermodulation en transitoires (D.I.T.) est d'autant plus importante que le taux de contre-réaction est grand.

## Références

V. Mos Power Fets Design Catalogue, août 1980 - Siliconix  
Hexfet Databook - International Rectifier.



*Vue interne de la maquette de l'amplificateur.*

*L'implantation est des plus simples puisque l'on trouve au centre l'alimentation avec le transformateur et les deux gros condensateurs de filtrage.*

*Le pont redresseur est placé sur un petit circuit imprimé fixé sur le transformateur.*

*Chacun des circuits amplificateurs sont placés sur les côtés latéraux à proximité immédiate des transistors de sortie montés sur les radiateurs faisant office de supports sur lesquels sont fixés les éléments du boîtier.*

# Le filtre électronique Kanéda

## La réalisation

*Jean-Claude Gaertner*

*La multiamplification représente une solution extrêmement séduisante pour faire évoluer un système d'écoute. Nous avons publié, dans le numéro 6 de l'Audiophile, la description du filtre électronique de M. Kanéda. Ce filtre a tenté de nombreux lecteurs, néanmoins sa réalisation reste très délicate en raison des très nombreux problèmes que ce circuit peut poser si son élaboration n'est pas effectuée d'une manière très rigoureuse. Dans cet article, nous vous proposons la réalisation de ce filtre sur circuit imprimé en version deux ou trois voies ainsi qu'une alimentation développée spécialement pour cette application.*

### Rappel sur le filtrage actif

Il existe un très grand nombre de types de filtres : Bessel, Butterworth, Legendre, Tchebyscheff, Cauer... Toutefois, seuls les types Bessel et Butterworth sont vraiment intéressants pour une application audio.

Les filtres de Bessel se caractérisent par une excellente régularité du temps de propagation de groupe, mais la pente de l'atténuation pour un ordre donné est relativement faible, typiquement 4,5 dB par octave et par ordre. Il

est, en outre, nécessaire de revenir à la fonction de transfert pour calculer la valeur des composants R et C rentrant dans chacune des structures passe-haut du filtre.

Les filtres de Butterworth se caractérisent par une réponse très plate dans la bande passante, une bonne régularité du temps de propagation de groupe et une raideur de 6 dB par octave et par ordre. En outre, ce type de filtre permet un calcul aisé de la valeur des composants déterminant les fréquences de coupure et

cela quelles que soient leurs valeurs.

Nous renvoyons le lecteur désireux d'approfondir ce sujet à l'excellent ouvrage de M. Paul Bildstein : « Filtre actif » publié aux Editions Radio.

Le filtre Kanéda utilise une structure de Butterworth d'ordre 3 dont les pentes d'atténuation seront donc de 18 dB/octave. La grande originalité de ce filtre réside dans la manière de réaliser les différents éléments actifs, c'est-à-dire les étages tampons et les amplificateurs de gain voisins de l'unité.



## Synoptique d'une cellule Butterworth d'ordre 3 passe-haut et passe-bas

Le troisième ordre est obtenu par l'association d'une cellule d'ordre 2 (12 dB/octave) et d'une cellule d'ordre 1 (6 dB/octave). Le schéma de principe est donné en figure 1. On remarquera que le réseau d'ordre 1 n'est pas inclus dans la boucle de contre-réaction, aussi est-il possible de modifier les valeurs résistance/capacité sans influencer sur la fréquence de coupure. Par exemple dans le passe-haut on peut choisir une résistance égale à  $\frac{R_0}{2}$  en prenant une capacité égale à  $2C_0$ .

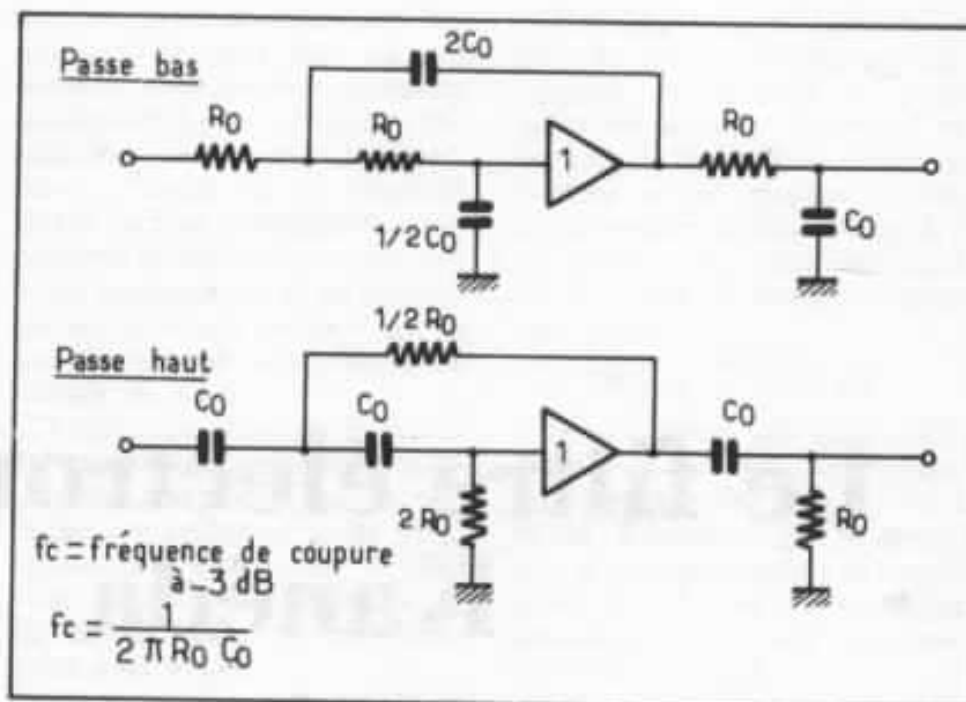


Fig. 1 : Schéma de principe d'un filtre Butterworth du 3<sup>e</sup> ordre.

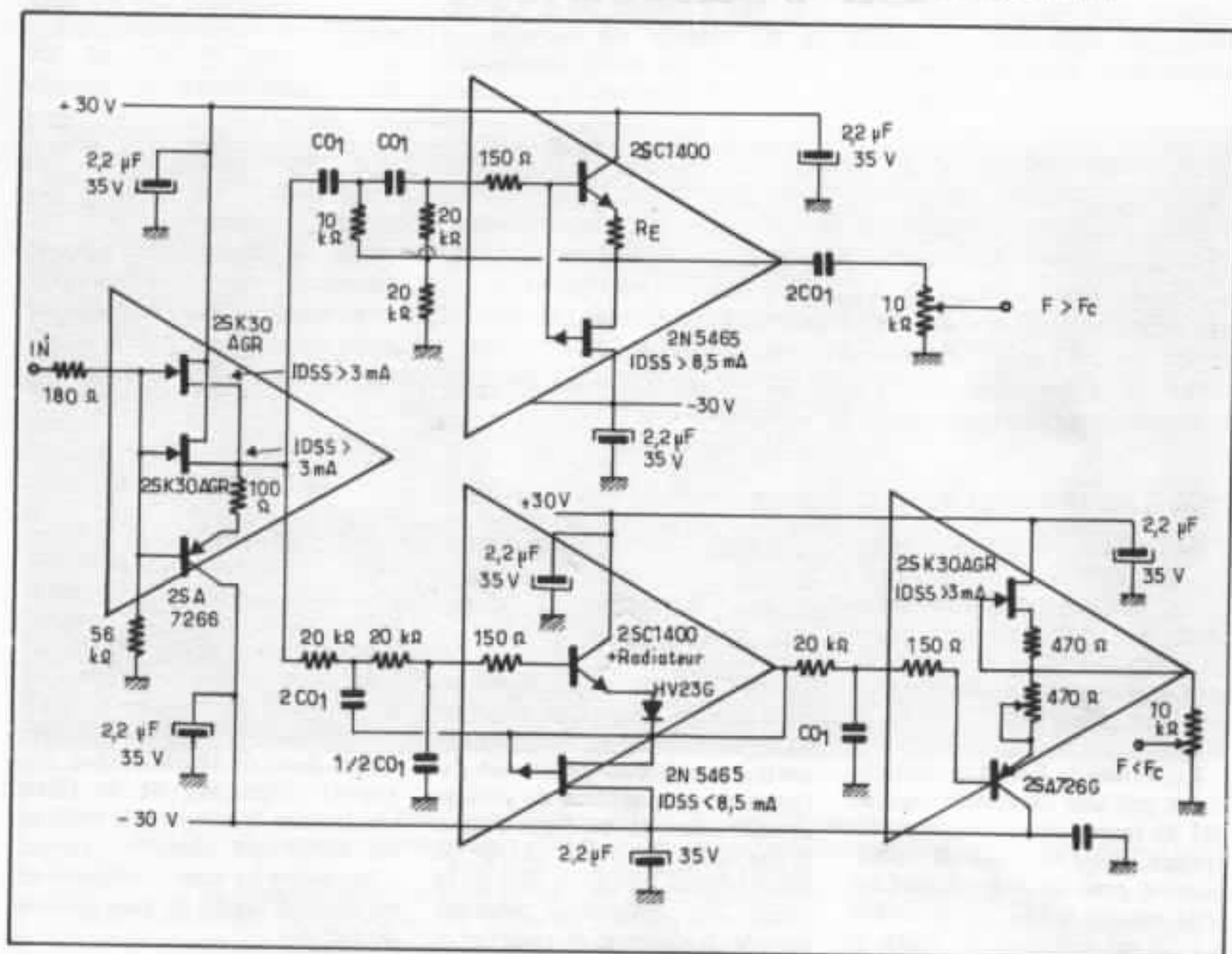


Fig. 2 : Synoptique du filtre Kanéda 2 voies.

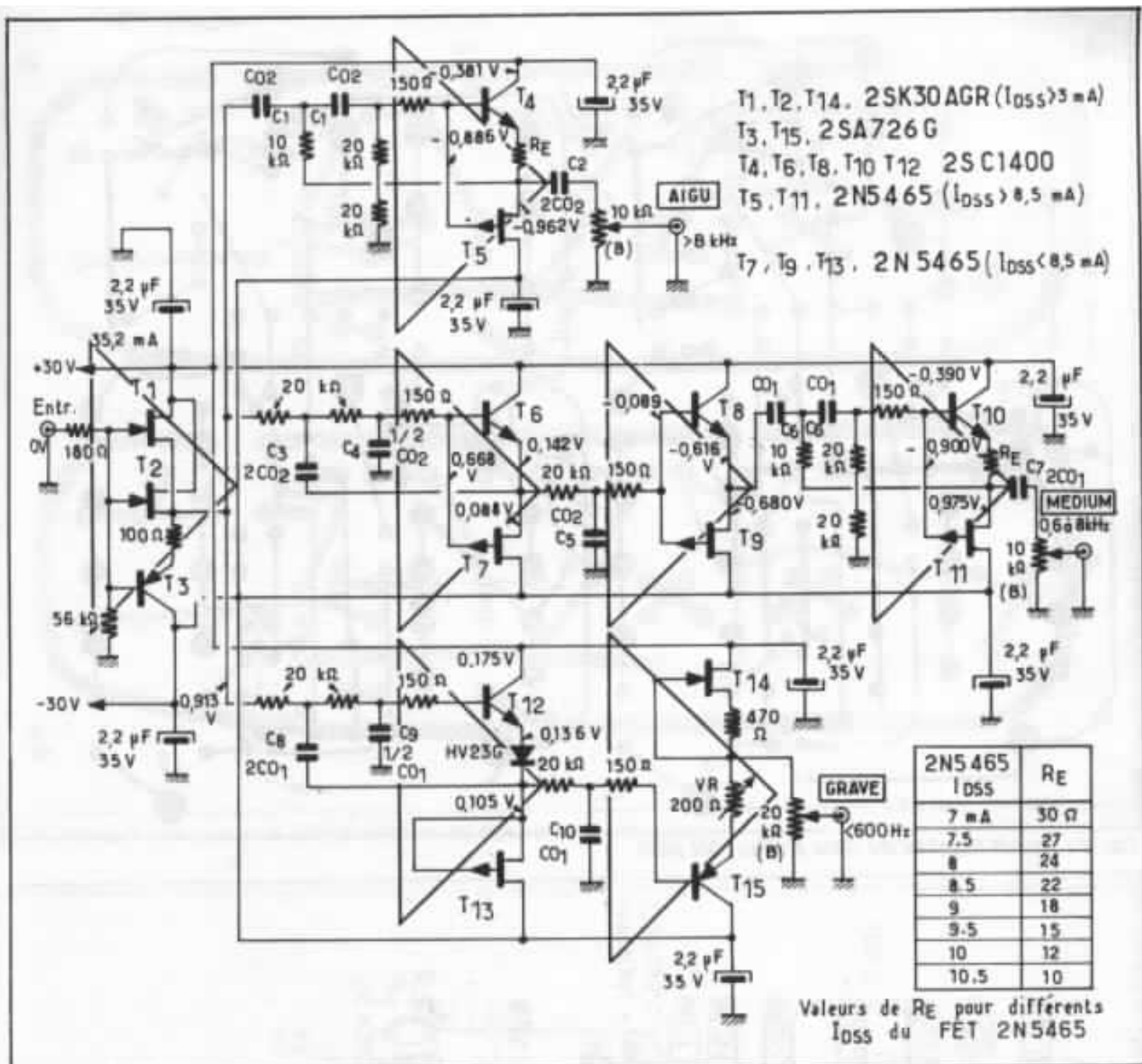


Fig. 3 : Synoptique du filtre Kanéda 3 voies.

### Synoptique d'un filtre Kanéda deux voies

Le schéma du filtre est représenté en figure 2. On trouve à l'entrée un étage tampon qui a pour rôle d'offrir une impédance d'entrée suffisamment élevée, de l'ordre de 56 k $\Omega$  et une impédance de sortie suffisamment faible pour que les cellules de filtrage puissent fonctionner dans de bonnes conditions.

Cet étage tampon est suivi :

- pour la voie grave, par une cel-

lule passe-bas du troisième ordre et un étage chargé de régler la dérive en continu ;

- pour la voie médium-aigu, par une cellule passe-haut du troisième ordre, les condensateurs se trouvant en série, il n'y a pas de problèmes de dérive en courant continu dans cette partie du filtre.

### Synoptique d'un filtre Kanéda trois voies

Le schéma du filtre Kanéda

trois voies est donné en figure 3. L'étage tampon d'entrée et la voie grave sont identiques à ceux du filtre deux voies.

La voie médium est constituée par :

- une cellule passe-bas (fréquence de coupure haute) ;
- un étage tampon ;
- une cellule passe-haut (fréquence de coupure basse) ;

La cellule passe-bas est placée avant la cellule passe-haut pour s'affranchir d'éventuels problè-

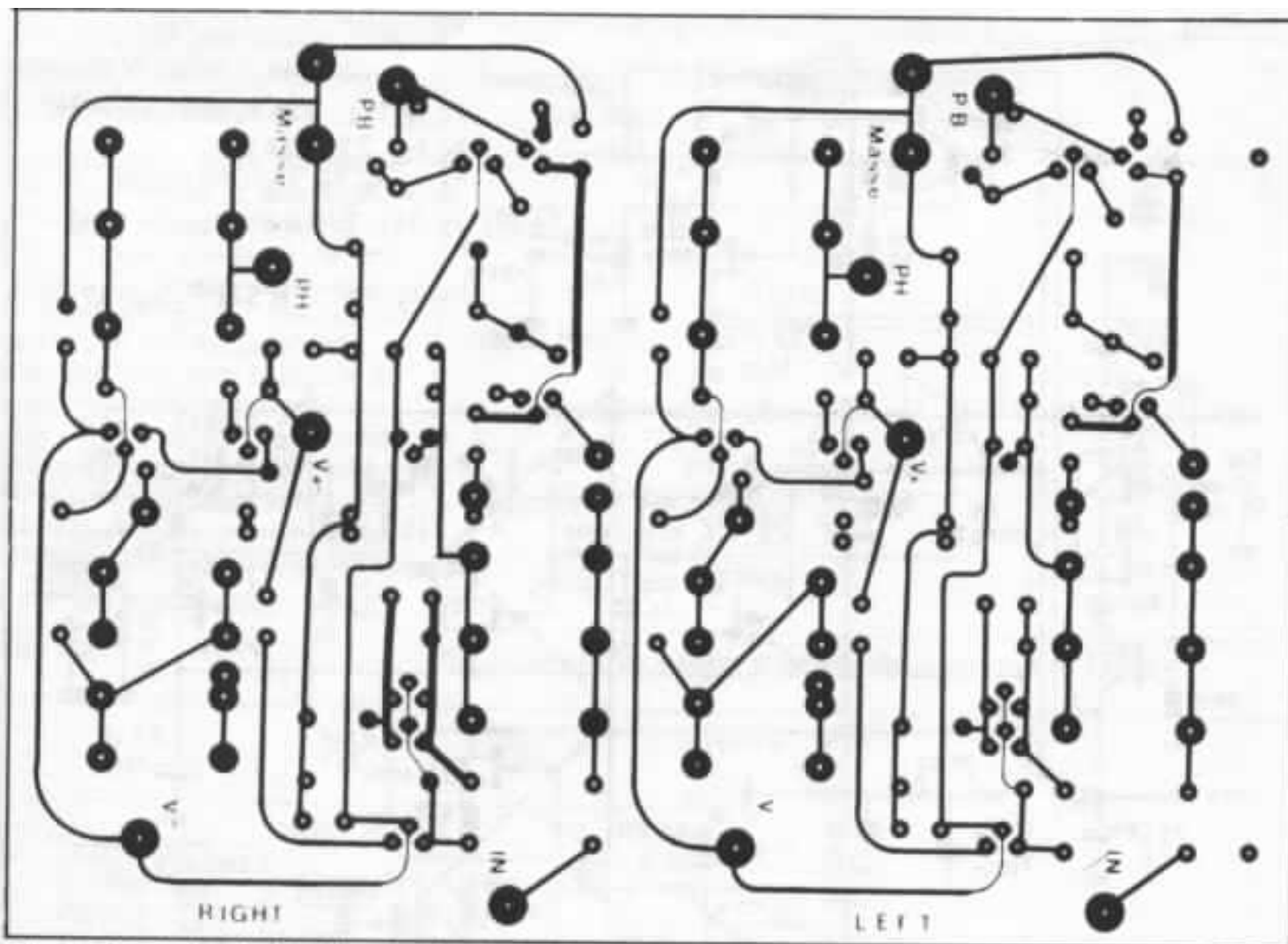


Fig. 4 : Circuit imprimé du filtre 2 voies côté piste.

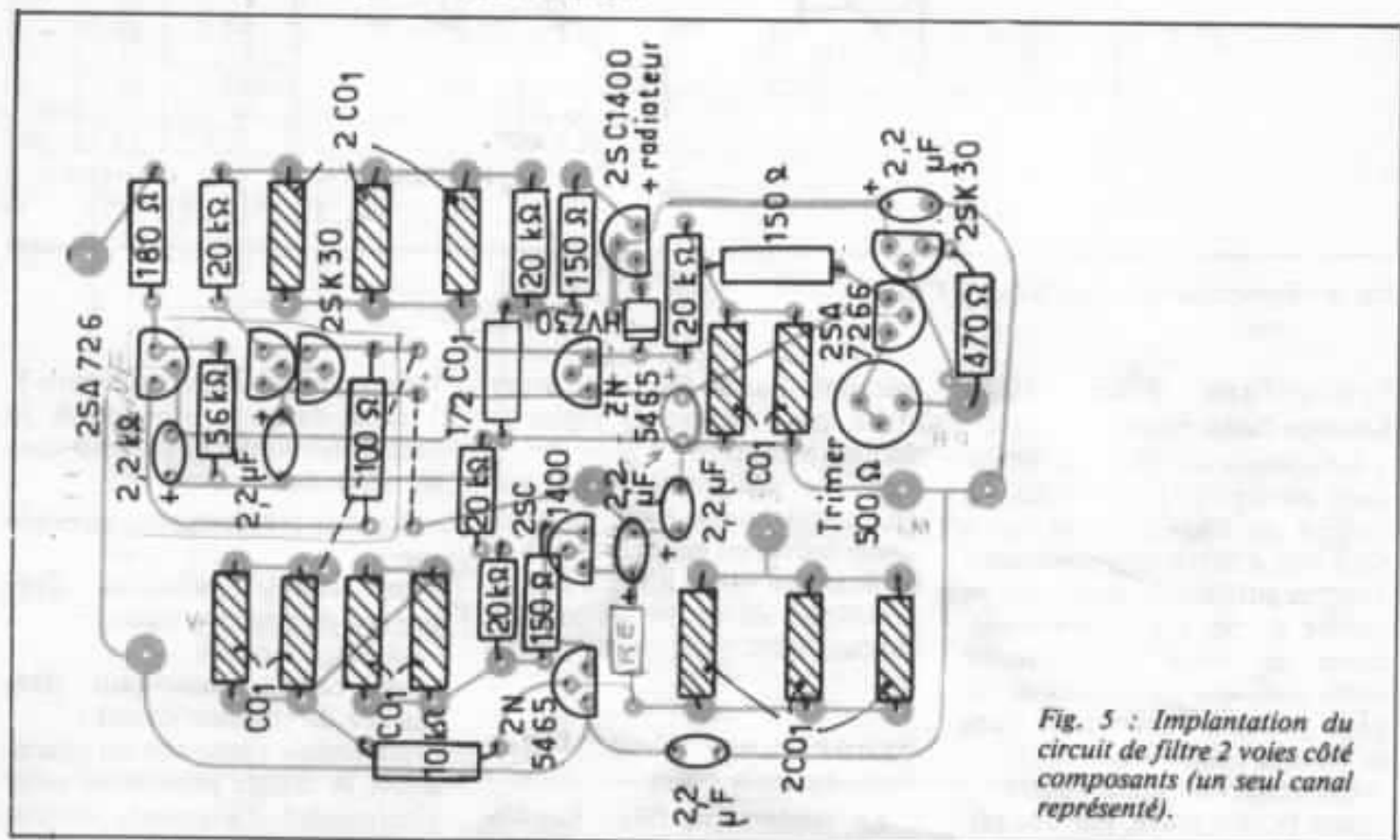


Fig. 5 : Implantation du circuit de filtre 2 voies côté composants (un seul canal représenté).

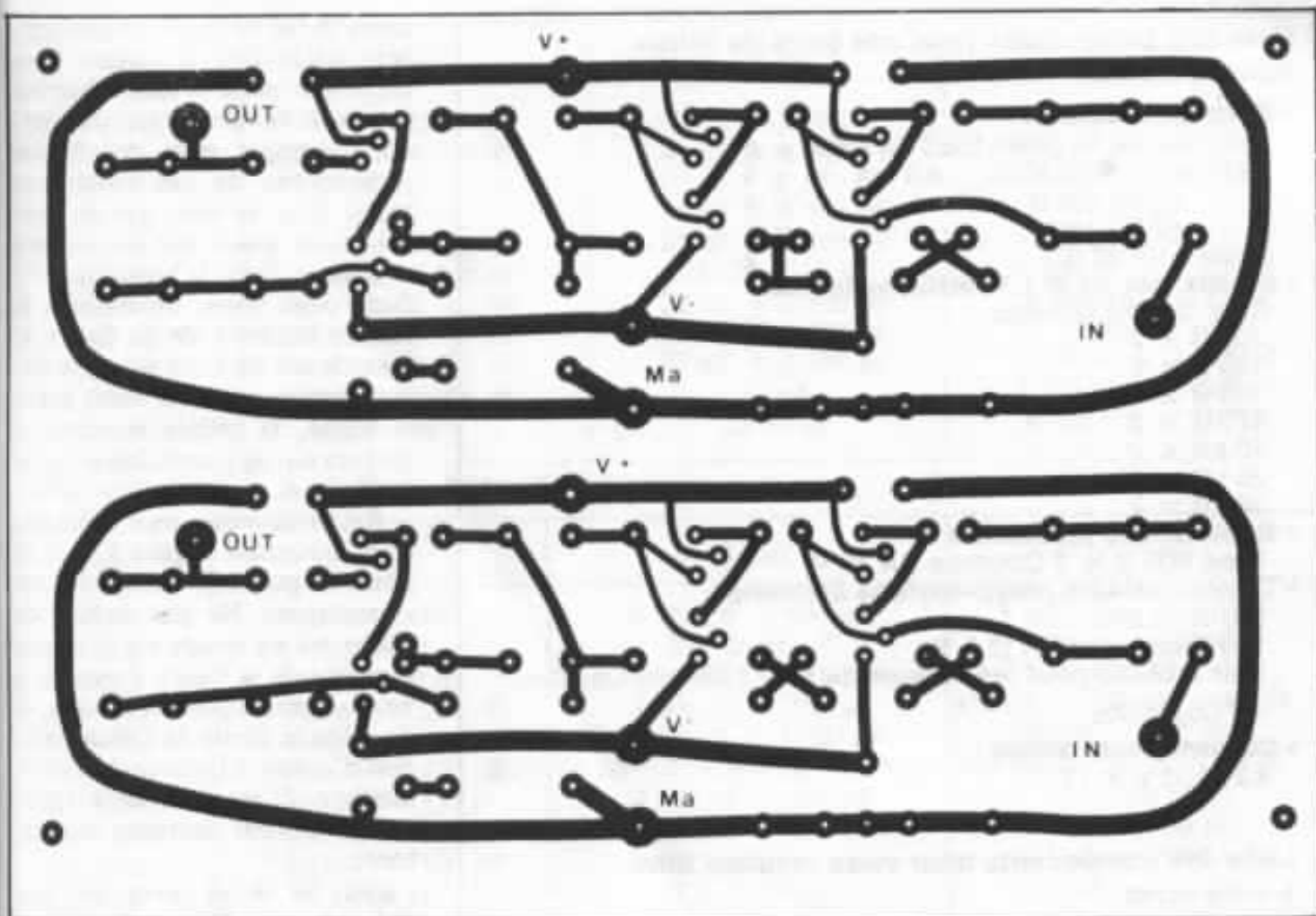


Fig. 6 : Circuit imprimé de la cellule médium du filtre 3 voies côté piste.

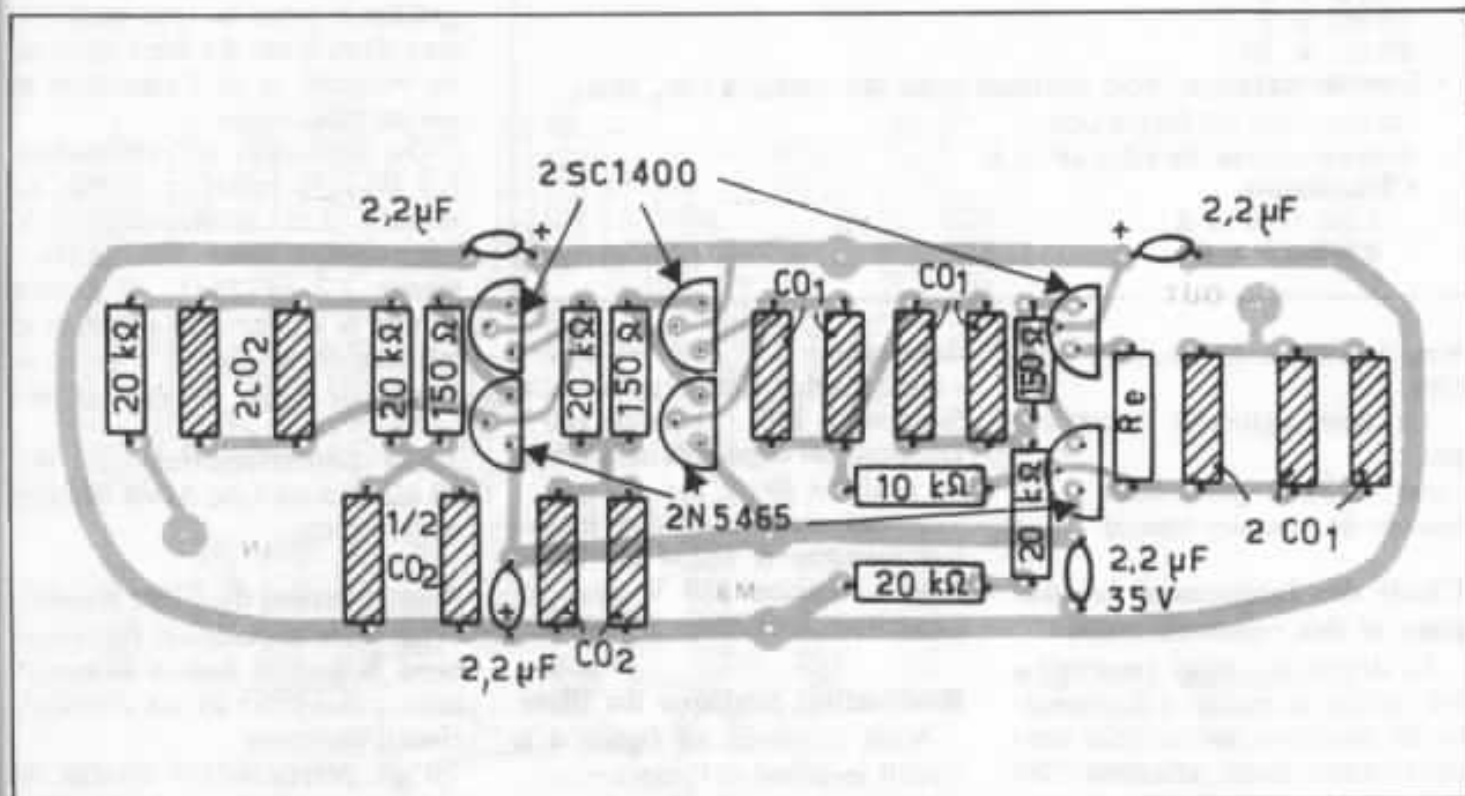


Fig. 7 : Implantation de la cellule médium du filtre 3 voies côté composants (1 seul canal représenté).



### Liste des composants pour une paire de filtres Kanéda 2 voies

#### • Semi-conducteurs

FET	• 2 SK 30 (AGR) $I_{DSS} \geq 3 \text{ mA}$	× 6
FET	• 2 N 5465 $I_{DSS} \geq 8,5 \text{ mA}$	× 4
	• 2 SA 726 G	× 4
	• 2 SC 1400	× 4
Diode	• HV 23 G	× 2

#### • Résistances 1/2 W 1 % métal ou tantale

$R_E \times 2$ , voir tableau

100  $\Omega$  × 2

150  $\Omega$  × 6

180  $\Omega$  × 2

470  $\Omega$  × 2

10 k $\Omega$  × 2

20 k $\Omega$  × 10

56 k $\Omega$  × 2

#### • Résistances ajustables

Type 500  $\Omega$  × 2 Cosmos RA 12 P

#### • Condensateurs polypropylène Siemens

Ref B 33 063

160 V/tolérance H (2,5 %)

Voir tableau pour les valeurs de  $C_{O1}$ , 2  $C_{O1}$ , 1/2  $C_{O1}$ ,  $C_{O2}$

1/2  $C_{O2}$ , 2  $C_{O2}$

#### • Condensateurs tantale

2,2  $\mu\text{F}/35 \text{ V}$  × 12

### Liste des composants pour voies médium filtre à trois voies

#### • Résistances Métal ou tantale 1 %

$R_E \times 2$ , voir tableau

150  $\Omega$  × 6

10 k $\Omega$  × 2

20 k $\Omega$  × 10

#### • Condensateurs : voir tableau pour les valeurs $C_{O1}$ , 2 $C_{O1}$ ,

1/2  $C_{O1}$ ,  $C_{O2}$ , 1/2  $C_{O2}$ , 2  $C_{O2}$

tantale goutte 35 V/2,2  $\mu\text{F}$  × 8

#### • Transistors

2 SC 1400 × 6

2 N 5465 × 6

mes de dérive en courant continu.

La voie aiguë est constituée par :

- une cellule passe-haut (fréquence de coupure haute).

### Choix des fréquences de coupure et des condensateurs

Le dessin du circuit imprimé a été réalisé de manière à permettre de placer au moins deux condensateurs pour chacune des valeurs de capacités. Nous avons retenu comme modèle de con-

densateur :

- condensateur au polypropylène Siemens B 33063, tension 160 V DC pour les capacités inférieures ou égales à 10 nF ;

- condensateur plastique métallisé Siemens B 32234 ou Wima MKS4, tension 250 V pour les capacités supérieures à 10 nF.

### Réalisation pratique du filtre

Nous donnons en figure 4 le circuit imprimé et l'implantation des composants pour chacune des versions deux et trois voies.

Dans le cas de  $fc_2$ , il est quelque fois nécessaire d'utiliser trois capacités pour s'approcher à mieux de la valeur exacte recherchée, compte tenu des faibles dimensions de ces condensateurs, il ne se pose pas de problème de place sur les circuits imprimés. Pour la réalisation d'un filtre deux voies, on utilisera le circuit imprimé de la figure 4. Dans le cas du trois voies, ce circuit servira pour les voies grave et aiguë, la cellule médium se placera sur le circuit imprimé de la figure 6.

Reportez-vous aux schémas d'implantation (figure 5, 7 et 8) pour la position des différents composants. Ne pas oublier de câbler les six straps sur le circuit imprimé de la figure 4 pour le 2 voies, figure 8 pour le 3 voies, et de relier la sortie de l'étage tampon d'entrée à l'entrée du circuit médium. Il est nécessaire également de trier certains transistors :

- 2SK 30 AGR avec un  $I_{DSS} \geq 3 \text{ mA}$  pour l'étage d'entrée et la sortie de la voie grave.

- 2N 5465 avec un  $I_{DSS} \geq 8,5 \text{ mA}$  pour la voie médium-aiguë dans le cas du deux voies ou du médium et de l'aiguë dans le cas du trois voies.

On utilisera des résistances 1/2 W 1 % métal ou mieux au tantale. Les condensateurs de découpage sont des tantale goutte 2,2  $\mu\text{F}/35 \text{ V}$ . Il faudra choisir la valeur de  $R_E$  suivant le tableau de la figure 3 selon la valeur de l' $I_{DSS}$  de vos transistors.

Les potentiomètres sont des 10 k $\Omega$  Lin ou Log Allen Bradley ou Sfernice.

### Alimentation du filtre Kanéda

Le filtre Kanéda est très sensible à la qualité de son alimentation, aussi nous avons choisi un circuit composé :

- d'un pré-régulateur chargé de réduire au maximum les ondulations résiduelles des condensa-



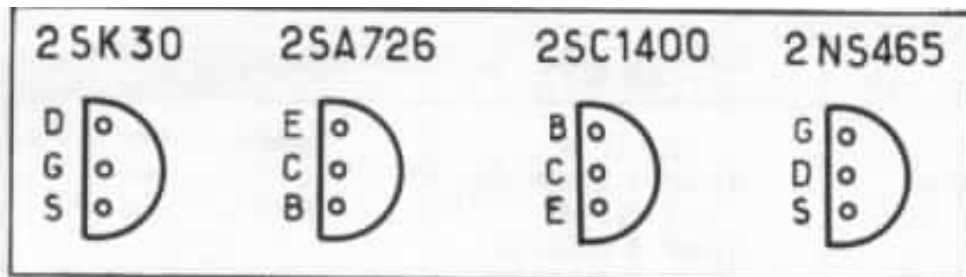


Fig. 9 : Brochage des semi-conducteurs.

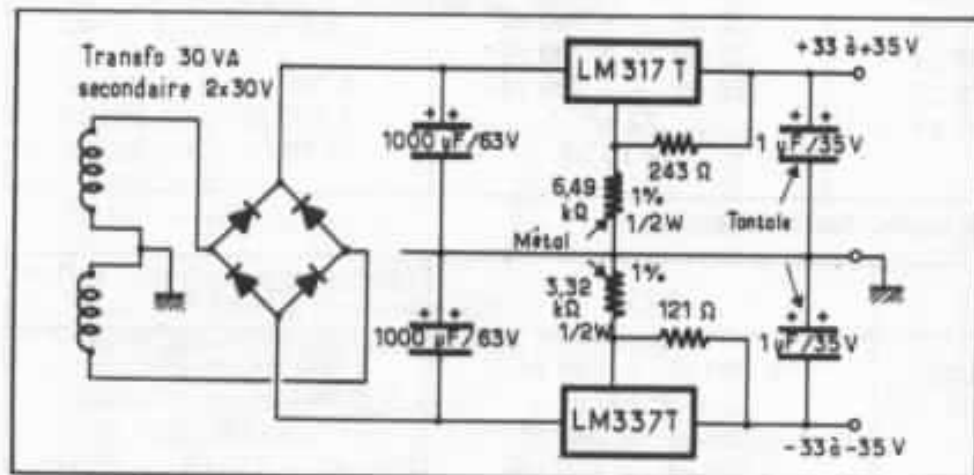


Fig. 10 : Schéma du pré-régulateur.

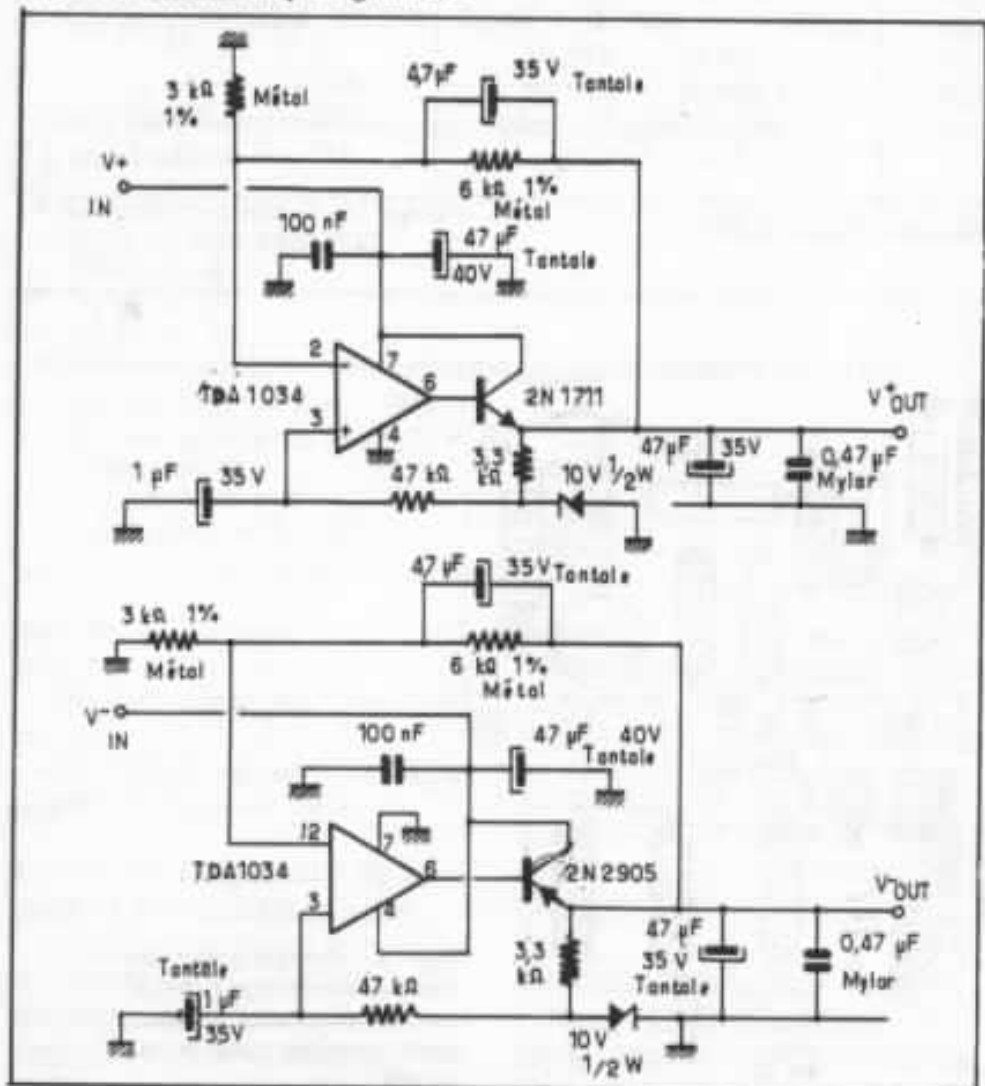


Fig. 11 : Schéma de l'alimentation stabilisée.

### Liste des composants

#### • Résistances

Métal 1 % : 3,01 kΩ × 2  
6,04 kΩ × 2

#### • Condensateurs

Mylar : 100 µF × 2  
0,47 µF × 2  
Tantale solide : 47 µF/40 V × 4  
Tantale goutte : 4,7 µF/35 V × 2  
1 µF/35 V × 2

#### • Semi-conducteurs

Zener 1/2 W 10 V × 2 (10,2 V)  
2 N 1711 + radiateur × 1  
2 N 2905 + radiateur × 1  
TDA 1034 NB ou (NE 5534) × 2

teurs de filtrage et de limiter la tension d'entrée du circuit de régulation principal à moins de 36 V (figure 10) ;

- d'une alimentation stabilisée ± 30 V basée sur un schéma proposé par M. Sulzer dans la revue américaine « Audio Amateur » n° 2/80 (figure 11).

Cette alimentation utilise un amplificateur opérationnel performant (NE 5534 ou TDA 1034 NB) avec un gain de 3 et d'un transistor suiveur. L'impédance de sortie d'une telle alimentation est de l'ordre de  $2 \cdot 10^{-3} \Omega$  à 10 kHz et  $2,5 \cdot 10^{-2} \Omega$  à 200 kHz. La régulation est excellente et le bruit en sortie est extrêmement faible.

Le circuit imprimé et l'implantation sont donnés en figures 12 et 13.

### Conclusion

Le montage est absolument stable si l'on prend bien soin de câbler toutes les masses (fiches Cinch - circuits imprimés - potentiomètres) au point de masse du circuit imprimé de l'alimentation principale. Veillez à alimenter chaque partie du filtre en courant continu par un fil distinct.

Il est conseillé de laisser le filtre constamment sous tension secteur car au moment de la mise en route des dérives en continu apparaissent dans la voie grave tant que les composants ne sont



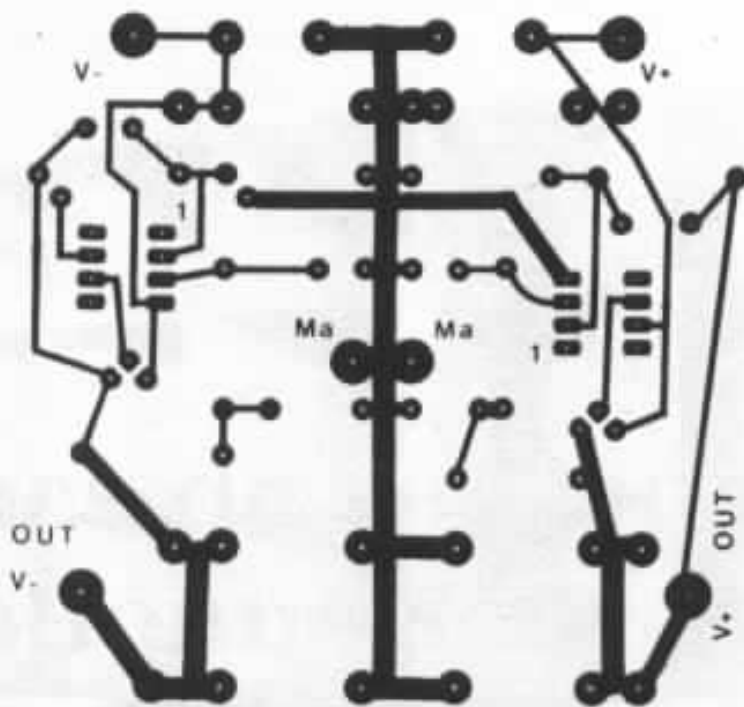


Fig. 12 : Circuit imprimé de l'alimentation stabilisée côté piste.

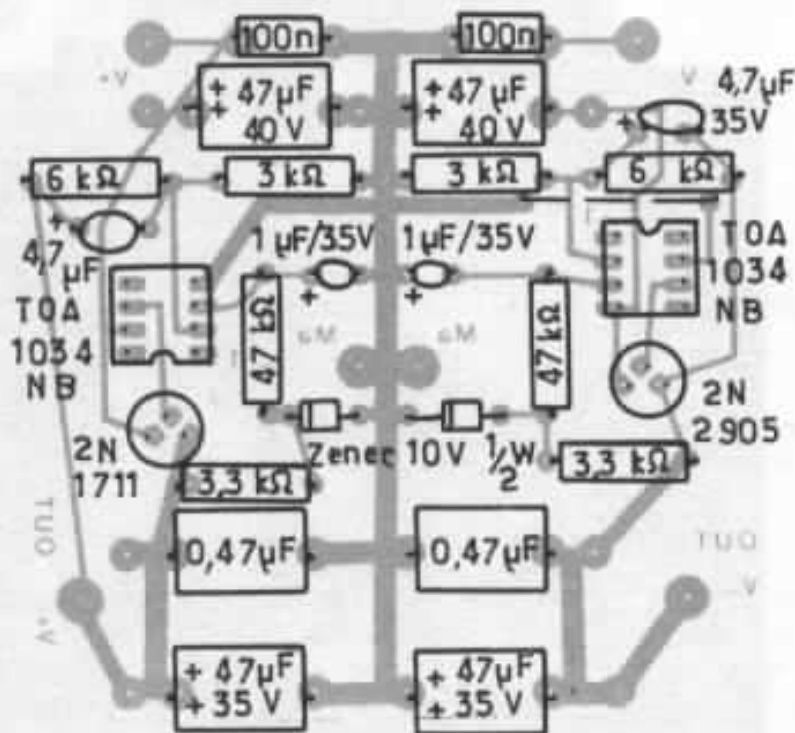


Fig. 13 : Implantation de l'alimentation stabilisée côté composants.

pas stabilisés en température.

Lors de la première mise en route, placer un oscilloscope sur les sorties  $V_+$  et  $V_-$  du régulateur pour vérifier qu'aucune oscillation parasite n'apparaît. Si vous rencontrez ce problème, il faut

recâbler toutes vos masses en vérifiant que vous n'avez pas de boucles.

Si aucune oscillation n'apparaît, court-circuiter les entrées du filtre, laisser les composants se stabiliser en température environ

une heure et régler les trimers de la voie grave pour avoir 0 V en tension continue à la sortie.

Le filtre est alors terminé et il ne vous restera plus qu'à redécouvrir votre système d'écoute avec ce circuit très performant.



# Systemes de reproduction exceptionnels au Japon Mythe ou réalité ?

Guy Marec

*Lors d'un récent voyage au Japon, notre collaborateur Guy Marec a eu la chance de rencontrer MM. Tanaka et Koizumi, désormais bien connus de nos lecteurs. Il a pu juger des extraordinaires qualités du système Onken. Nous l'avons convié à nous relater les inoubliables moments d'écoute qu'il a vécu chez ces deux audiophiles hors du commun.*

Depuis la publication de son premier numéro en octobre 1977 et sous l'influence de J. Hiraga, l'Audiophile a ouvert un échange d'informations entre audiophiles japonais et européens. Les lecteurs ont même pu constater que nombre de circuits et de composants japonais de haut de gamme devenaient des références pour la revue et plus tard pour la société Lectron chargée de diffuser ses réalisations. La « Revue du Son », toujours sous la plume de J. Hiraga, faisait état aussi de l'avance d'une certaine haute-fidélité de très haut de gamme au Japon et présentait des réalisations (celle de M. Tamaru entre autres) qui

laissaient perplexes certains audiophiles français et rêveurs la plupart d'entre eux. Il devenait évident qu'il se passait quelque chose au Japon, que des hommes là-bas mettaient toute leur ingéniosité et leur passion au service de la reproduction sonore. Les résultats ne pouvaient malheureusement être jugés qu'à travers quelques articles, des écoutes étant extrêmement rares et souvent partielle au niveau du matériel.

En 1978, pendant le Festival du Son, une première écoute de matériel japonais de très haut de gamme était enfin possible à l'hôtel Nikko — un système Onken trois voies à filtrage pas-

sif était présenté. Les résultats obtenus étaient, bien sûr, meilleur que tout ce qui pouvait être entendu au Festival, mais je trouvais que l'on était encore loin des articles de J. Hiraga et de la précision de ses descriptions d'essais subjectifs. D'autres écoutes ont été possibles par la suite, de systèmes basés sur l'enceinte grave Onken... les difficultés d'implantation et de mise au point dans le temps extrêmement court d'un salon ne justifiaient pas toutes ces différences entre le subjectif « décrit » et le subjectif « perçu ». J'étais, je l'avoue, un peu d  u. Je finissais pas me demander si Japonais et Euro-

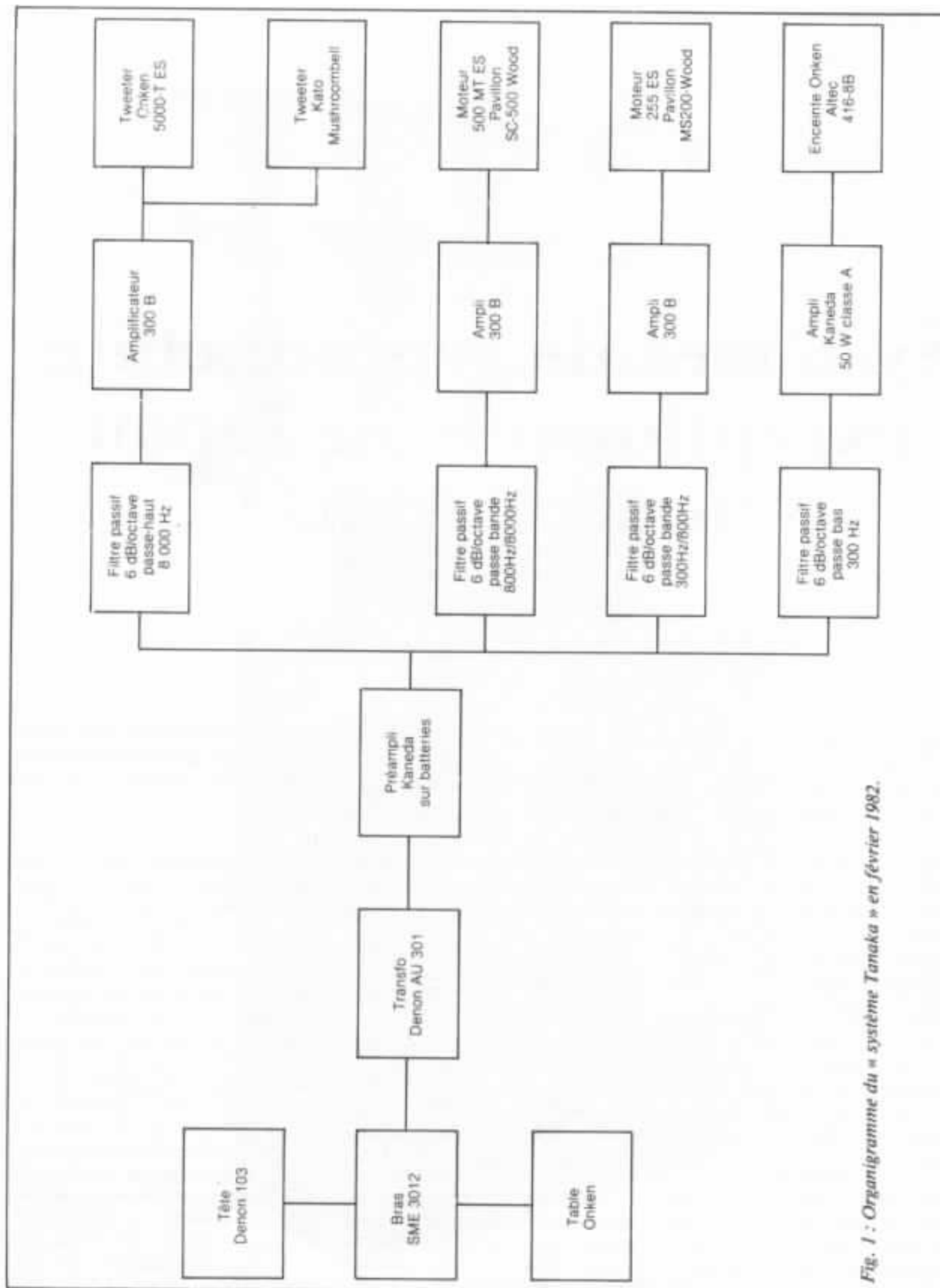


Fig. 1 : Organigramme du « système Tanaka » en février 1982.

péen parlaient de la même chose et surtout entendaient la même chose. J'étais pratiquement convaincu que les Japonais s'intéressaient uniquement aux sons et non pas à la musique en tant que vecteur d'émotions. L'image sonore traduite par une chaîne semblait ne pas avoir d'importance pour eux, ou peut-être aucune signification.

Pourtant de nombreux essais sur des circuits japonais (préamplificateurs en particulier) m'avaient convaincu que ces circuits avaient des qualités, difficiles à reconstituer peut-être, mais très réelles. Il m'apparut, dès lors, imprudent de porter un jugement sans connaître les sources et références de J. Hiraga. J'ai donc profité d'un retour d'expédition sur la calotte polaire antarctique pour faire un petit détour par le Japon où j'ai eu la chance de pouvoir rencontrer M. Tanaka et M. Koizumi, créateurs de la firme Onken.

La description du « système Tanaka », élaborée autour des éléments Onken, a fait l'objet d'une description dans le premier numéro de l'Audiophile. Il n'est pas inutile d'y revenir : M. Tanaka, chercheur passionné, se remet perpétuellement en question et la chaîne que j'ai pu entendre est sensiblement différente de celle que J. Hiraga a décrite. Ses dernières améliorations remontent à janvier 1982. Je suis à peu près certain que cet ensemble constitue « sa référence » ou étant du moins sa référence la plus importante. Ce que j'ai entendu correspond trop à ce qu'il écrit pour qu'il n'en soit pas ainsi. Je me rends compte maintenant que ses descriptions d'effets subjectifs correspondent à des écoutes faites au Japon et qu'il n'est pas possible, à l'heure actuelle, de retrouver l'équivalent en France.

#### Le « système Tanaka » actuel

L'organigramme de cette dernière version est donné fig. 1. Il

est à comparer à celui de l'Audiophile n° 1 page 32. L'évolution est importante : la plus grande différence est l'adoption d'une voie supplémentaire de bas médium ce qui pratiquement en fait un système à cinq voies.

#### La salle d'écoute

Relativement petite, elle ne doit pas dépasser de beaucoup les vingt mètres carrés (surface ridicule compte tenu du système qu'elle comporte). Les maisons japonaises sont petites. Tout ce qui est directement humain est petit au Japon (mini-maison dans l'immense Tokyo, tous petits restaurants au détour d'immense buildings, minuscules magasins de composants dans d'immenses centres de vente...). Le Japon est le pays de la dualité permanente, qu'elle soit spatiale ou temporelle, c'est peut-être l'origine de sa force... Mais ne nous égarons pas, il y aurait trop à dire.

Les enceintes sont installées au fond de la pièce sur un petit côté. Le mur derrière les enceintes a dû être percé pour pouvoir placer les moteurs de bas médium à l'extérieur ! Les murs latéraux et

arrière ont subi un traitement acoustique important : forte épaisseur d'amortisseur pour le bas du spectre recouvert de feuille de bois pour ne pas trop absorber les registres médium et aigu. Au sol, un simple tapis, quelques fauteuils et une petite table complètent l'ameublement.

#### Les transducteurs

— La reproduction du bas du spectre jusqu'à 300 Hz est assurée par les enceintes Onken bien connues (se reporter à l'Audiophile n° 2) mais construite par la firme Onken. Les haut-parleurs sont des Altec 416-B, ce qui n'était pas le cas dans la version d'origine du « système Tanaka » qui utilisait des haut-parleurs Onken.

— La reproduction du registre de 300 à 800 Hz est assurée par une chambre de compression Onken 255 ES chargée par le pavillon MS 200 Wood. Nous en reparlerons.

— De 800 à 8 000 Hz, nous retrouvons la chambre de compression 500 MT-ES et le pavillon SC-500 Wood de l'ancienne installation. Ces éléments ont pu être écoutés en France au Nikko

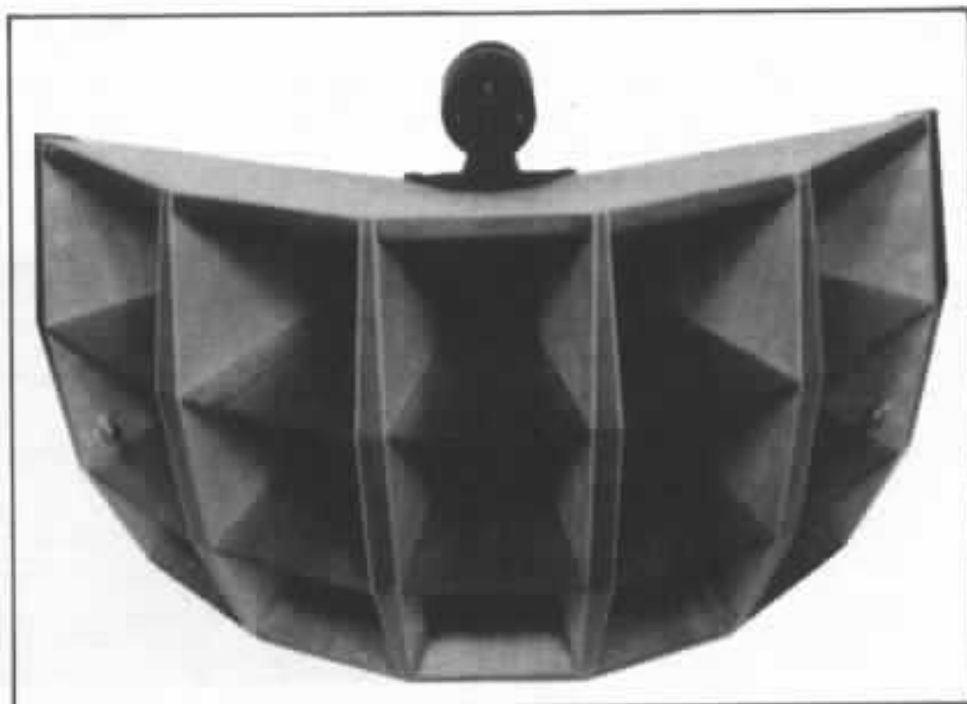


Fig. 2 : Le remarquable pavillon bas-médium MS 200 Wood.



à Paris et à Lyon (au Sofitel) entre autres.

— Au-dessus de 8 000 Hz, le tweeter à chambre de compression 5000 T-ES (connu en France lui aussi) sur lequel a été monté en parallèle au moyen d'un filtre très sommaire (condensateur au mica de  $20 \mu\text{F}$  de très haute qualité), le fameux tweeter Kato « Mushroom bell » pièce rarissime, introuvable à l'heure actuelle.

L'implantation des éléments est précisée fig. 3. Noter que le pavillon de bas médium est placé au-dessus de l'ensemble, suspendu au plafond par des chaînes, compte tenu de son poids qui doit atteindre les 100 kg monté.

### L'électronique

Le système est multi-amplifié. En grave, nous retrouvons l'amplificateur  $2 \times 50 \text{ W}$  classe A Kaneda, en médium et aigu les amplificateurs 300 B à tube conforme au schéma donné dans l'Audiophile n° 10 (noter que la description donnée est celle du circuit mis au point par M. Tanaka). Trois de ces amplificateurs sont utilisés par voies : deux médiums et un aigu.

La séparation des registres est assurée par filtrage passif à 6 dB/octave placé en sortie du préamplificateur. Attention, il pourrait y avoir confusion dans l'esprit de certains lecteurs parce qu'un filtre placé à cet endroit est généralement qualifié d'actif. Il s'agit bien ici d'un système entièrement passif mis à la place du filtre actif habituel. Monsieur Tanaka, après de nombreux essais, l'a préféré à tout autre. Le préamplificateur est une des dernières versions du préampli Kaneda réalisé par J. Hiraga et alimenté par batterie avec une très forte charge capacitive.

### Le système de lecture

La table de lecture est une table Onken : plateau de très grand diamètre (entre 40 et

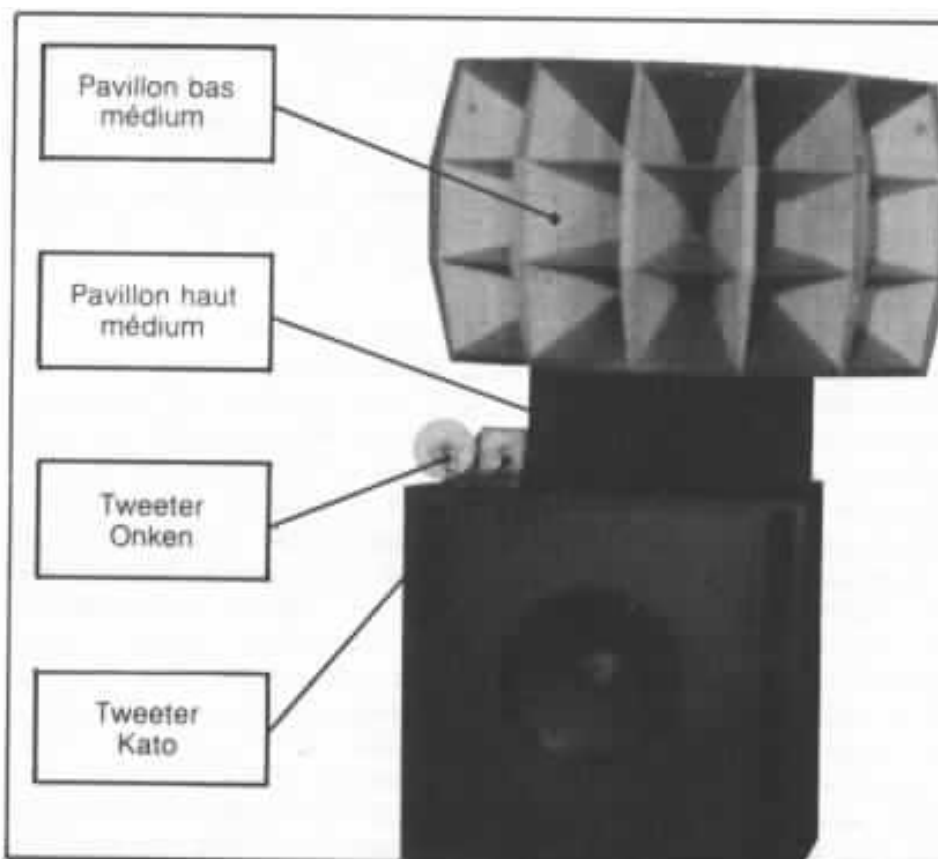


Fig. 3 : Position relative des éléments, voie gauche.

50 cm), poids : 11 kg. Le bras est un SME 3012. L'ensemble plateau-bras placé sur une dalle de pierre pèse 100 kg environ.

L'entraînement est assuré par fil à la périphérie du plateau. Le

moteur est placé sur un bloc séparé. Le fil utilisé est du fil coton supérieur, d'après M. Tanaka, au fil de soie. Une remarque importante : le plateau « sonne » quand on tape dessus

Les circuits sont directement connectés sur les capacités de filtrage.

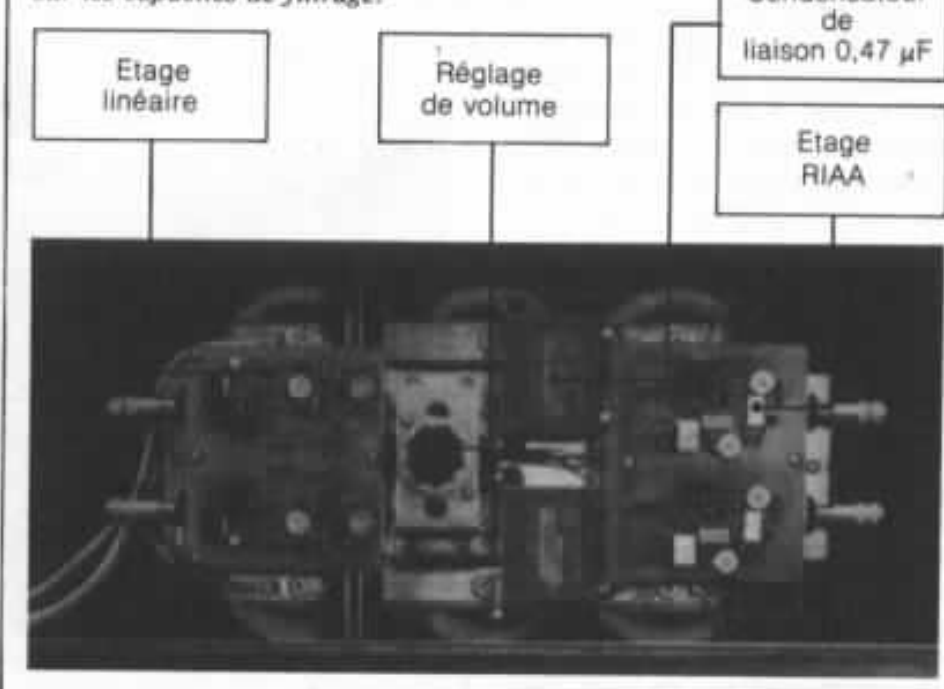


Fig. 4 : Le préamplificateur Kaneda.



Fig. 5 : Vue du système de la position d'écoute.

Il se peut que son très grand diamètre compense ce défaut, si défaut il y a. A l'écoute, je ne me suis rendu compte de rien.

La tête de lecture est une Denon 103 à diamant conique. L'adaptation au préamplificateur est assurée par le transformateur Denon AU 301, modèle introuvable dont la fabrication est arrêtée depuis longtemps.

Ce retour presque systématique à du matériel ancien est un peu surprenant mais les résultats obtenus justifient très largement ces choix ! L'apparente complexité du système ne doit pas faire perdre de vue que son fonctionnement, lui, est d'une lumi-

neuse simplicité (chaque élément travaille sur un spectre minimum).

#### Ecoute du « système Tanaka »

Il est bon de savoir que, selon l'aveu même de M. Tanaka, ce système mis au point uniquement à l'oreille est l'aboutissement de dix années de travail ! Ce qui surprend d'emblée, c'est sa très grande transparence dans tout le spectre. Ce que j'entends est radicalement différent de tout ce qui a été présenté en France autour de l'enceinte grave Onken : absolument rien à voir. Ici, je n'entends pas l'enceinte, je distingue pour la première fois sur un système de

reproduction plusieurs plans sonores en grave et en bas



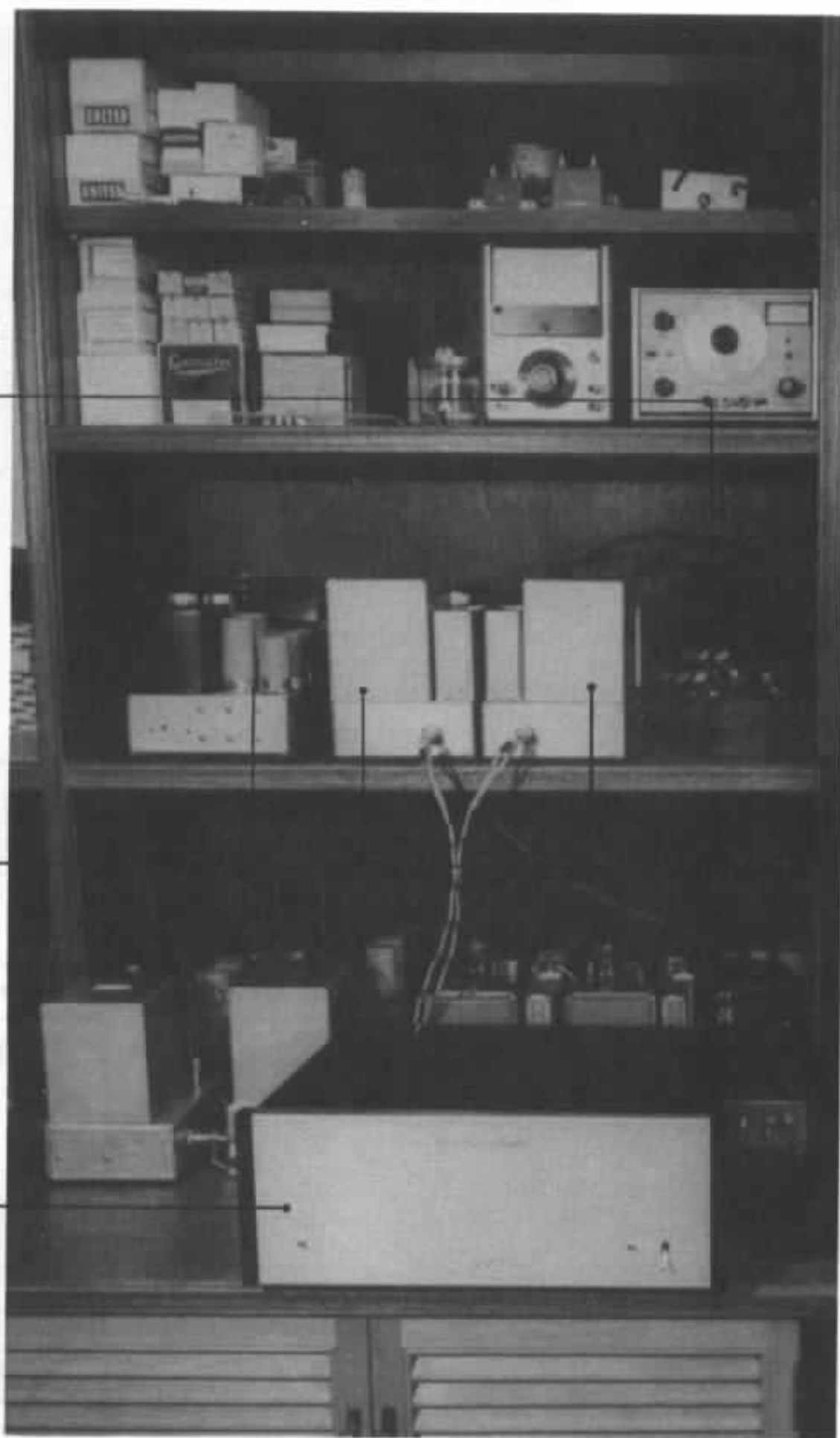
Fig. 6 : L'énorme moteur 255 ES.

Filtre passif  
quatre voies  
6 dB/oct.

Amplificateurs  
300 B

Amplificateur  
Kaneda  
50 W classe A

Fig. 7 : L'ensemble  
filtre-amplification.





Préamplificateur  
Kaneda

Transformateur  
Denon AU 301

Bras  
SME 3012

Cellule  
Denon DL 103

Platine  
Orken

*Fig. 8 :  
L'ensemble lecture-  
préamplification.*

médium et ceci quel que soit le niveau d'écoute. Cette perception est nouvelle pour moi en musique reproduite. J'entends en fait des instruments de musique, mais pas une chaîne, l'impression est étonnante. Au bout de quelques minutes d'écoute, l'aisance du système est telle que je me laisse aller à écouter et que je n'attends plus, dans les passages difficiles à restituer, la perception des limites de l'ensemble. Il m'a fallu un très réel effort de retour aux réalités pour prendre en cours d'écoute les notes ci-dessous :

— « Spectre reproduit extrêmement large » - « Possibilité de très forte puissance dans tout le spectre » - « La réserve de puissance est considérable ».

— Absence de directivité horizontale et verticale ». Je me suis amusé à me déplacer dans la pièce d'écoute les yeux fixés sur l'image perçue d'un instrument : il restait stable, l'image perdait simplement un peu de sa précision lorsque j'étais sur les côtés de la salle.

— « Possibilité de parfaitement distinguer les différents instruments d'un petit ensemble : quels que soient les niveaux d'écoute et les spectres reproduits, ils restent en place ». - « Je distingue parfaitement des sons filés et des notes jouées superposés ».

— En aigu et extrême aigu : « Je suis surpris par l'extrême variété des timbres reproduits en particulier les nuances dans les sons de cymbales de différentes origines » - « J'entends des timbres d'instruments et non pas des réponses de tweeter ».

— Au sujet des percussions : « Parfaits positionnement et délimitation dans l'espace des instruments à percussion » - « Beaucoup de nuances sur les percussions, la sensation des peaux et des impacts de main sur les peaux est saisissante ». Je perçois, en effet, très distinctement

le petit bruit sec, très haut dans le spectre, produit au contact de la peau de la main sur la peau des instruments.

— Au sujet des cordes : « Les attaques d'ensemble de corde n'ont pas la fausse agressivité que leur donne généralement la reproduction ».

Plus particulièrement au sujet des violoncelles et contrebasses : « Je retrouve enfin sur une chaîne la puissance, l'ampleur et la légèreté de ces cordes dans le registre grave ».

Je note un peu plus loin : « Perception très nette sur certains enregistrements du souffle de l'archet (violon soprano) ». Ce souffle est un bruit blanc qui se superpose, mais légèrement en retrait, à la note jouée. Il est dû au contact archet-corde et est rarement perceptible distinctement bien qu'il soit très souvent possible de sentir sa présence.

En fin d'écoute, M. Tanaka s'est amusé, avec « les canons de 1812 » et « le train » du disque-test japonais, à essayer de pousser le système à sa limite. Ce « train » qui, quelques jours plus tard, a surpris tant d'oreilles au Sofitel, passait ici avec une aisance stupéfiante. Une grande quantité d'informations est transmise en grave, extrême grave et extrême aigu sans aucune agressivité forcée ni fatigue pour l'auditeur.

#### **Les « limites » du système**

Je vais donner ici deux impressions complémentaires, mais je ne voudrais pas qu'elles soient prises comme des critiques du système : je ne me sens pas capable de porter un jugement sur cet ensemble qui dépasse de très loin tout ce que j'ai pu entendre.

La première impression est que l'image sonore, extrêmement précise latéralement, manque un peu de profondeur ou de recul : j'aurais souhaité une image un peu plus étalée en profondeur. Ceci est très vraisemblablement dû à l'exigüité de la

salle d'écoute : il aurait fallu pouvoir laisser un peu d'espace derrière les enceintes.

La deuxième impression est que lorsque le système est poussé à très forte puissance, c'est le grave qui atteint le premier sa limite. Sur « les canons de 1812 » en particulier à très fort niveau, il n'y a pratiquement plus d'images de canons, je retrouve le son transmis habituellement par une chaîne de forte puissance. Ceci est peut-être dû à l'enregistrement mais j'ai nettement perçu là le besoin « physique » d'épauler les haut-parleurs de grave par des pavillons. J'ai senti pourquoi beaucoup de Japonais utilisent maintenant de grands pavillons en extrême-grave, la raison en est d'abord « sensuelle ».

#### **Visite chez Onken**

J'ai rencontré M. Koizumi dans son laboratoire quelques jours après ma visite à M. Tanaka et j'ai pu voir là, non assemblés, les différents éléments constituant les chaînes Onken et écouté le système de référence de travail de la firme.

Le plateau de la table de lecture est effectivement « en cloche » ce qui explique qu'il sonne. Ce qui m'a le plus impressionné, c'est la qualité de montage et de réalisation des éléments de bas médium. La réalisation du pavillon multicellulaire (quinze cellules) MS 200-Wood est digne des ébénistes d'art du XVIII<sup>e</sup> siècle français. Ce pavillon est fait, entre autres, d'un contreplaqué spécial (d'origine chinoise, je crois) mis en forme à chaud le tout, bien entendu, amorti par du sable ! L'adaptation au moteur est faite par trois éléments métalliques successifs dont un très long pavillon amorti par des bandes de tissu dans les installations. C'est du travail d'artisan de très haut niveau, je serais tenté de dire d'artiste. Dans cet ordre d'idée, l'esprit dans lequel travaille J.F. Guigue





Fig. 9 : Vue d'ensemble de l'installation. On notera le traitement acoustique des parois et du plafond.

qui tente de reproduire les pavillons Iwata est à retenir : il devrait tôt ou tard porter ses fruits. Le système d'écoute, plus simple que celui de M. Tanaka est « le trois voies » connue en France. Le grave est coupé vers 600 Hz et seul le pavillon de haut médium est utilisé. La salle d'écoute est là aussi relativement petite. Le système est multiam-

plifié, les amplificateurs sont des « classe A » du genre Kaneda. Le filtre séparateur actif est le Sony à 18 dB/octave. Le préamplificateur Kaneda a une alimentation régulée. L'ensemble de lecture est identique à celui de M. Tanaka.

Ce système, bien que de très haut niveau, me paraît globalement un peu inférieur à celui de

M. Tanaka. Voici quelques notes prises « à la volée » en cours d'écoute :

— « Image moins bonne que chez Tanaka » (noté deux fois) - « Bonne localisation latérale » - « Je retrouve la transparence du grave Tanaka » - « Aigu moins fin, moins léger que chez Tanaka, problème d'électronique certainement » - « Très

grande dynamique » - « Impacts d'instruments très réels » - « Violoncelle solo : j'entends très distinctement la résonance d'une note en extinction derrière une note attaquée, beaucoup de vérité » - « Contrebasse seule : l'instrument manque un peu de cohérence en fonction de la fréquence mais dynamique remarquable et niveau réel ».

— Au sujet des voix en musique classique : « Les voix restent stables quand je me déplace dans la pièce, les voix de soprano sont moins précises que les voix plus graves » - « La dynamique des voix passe remarquablement ».

— D'une façon générale : « Grande douceur des attaques de cordes » - « Percussions passent remarquablement bien » - « Les bruits sont très dissociés de la musique » - « Le tweeter est capable de pointes de puissance stupéfiantes ».

### Un peu de philosophie en conclusion

L'écoute, bien que rapide des « systèmes Tanaka et Koizumi » permet de tirer quelques conclu-

sions. D'abord sur le registre grave : je crois que le grave n'est bon avec une enceinte Onken que si l'amplificateur est lui-même parfaitement stable dans ce registre. Je vais faire hurler les électroniciens conventionnels dont j'ai fait partie pendant si longtemps mais je suis persuadé qu'à partir d'un certain niveau de qualité, ce n'est pas l'amplificateur qui « tient » l'enceinte ou le HP de grave mais l'enceinte qui met en évidence les défauts de l'amplificateur. J'aurai l'occasion d'en reparler, j'espère, je travaille beaucoup sur ce sujet en ce moment. L'enceinte Onken me paraît être un exemple typique en ce sens.

Concernant la multi-amplification : je crois qu'elle est indispensable à partir d'un certain niveau de qualité. Une raison très importante à mon avis est que, dans l'état actuel des techniques, un amplificateur, aussi bon soit-il, ne peut avoir une dynamique uniforme dans tout le spectre ou tout du moins l'utiliser simultanément dans tout le spectre sonore. C'est un problème extrêmement complexe lié

au spectre d'énergie de l'alimentation et à la linéarité de l'interface alimentation/haut-parleur réalisé par les circuits d'amplification. Les électroniciens perdent trop de vue que c'est de l'énergie électrique que l'on transforme en pression acoustique et non pas un déplacement de diamant !

Concernant enfin le titre de cet article : la haute-fidélité de très haut de gamme est bien une réalité au Japon, peut-être peu commerciale encore mais une réalité quand même, reflet d'un acharnement au travail dont les pays occidentaux feraient bien de se préoccuper. Les « systèmes Tanaka et Tamaru » ne paraissent pas être des exceptions au Japon. M. Koizumi a eu l'amabilité de me présenter le catalogue des réalisations particulières de la maison Onken : les systèmes apparemment extravagant, sont assez nombreux, l'utilisation de gros caissons de grave et surtout d'énormes pavillons de grave en béton ne sont pas des exceptions. Espérons que J. Hiraga puisse nous présenter quelques articles à leur sujet.

# Systeme Tanaka

## Histoire de l'évolution

*Jean Hiraga*

Les lecteurs des premiers numéros de l'Audiophile se souviennent certainement de ce système particulièrement performant et original. Rappelons brièvement que M. Tanaka a été fort longtemps un adapte de la monophonie, un petit système, mais combien fabuleux, (car composé à 100 % de haut-parleur Kato, du grave à l'aigu) installé dans une pièce minuscule (12 m<sup>2</sup>) d'un petit appartement du quartier de Mèguro (Tokyo).

A regret, il passait à la stéréophonie lorsqu'il pu enfin disposer d'un appartement un peu plus grand, dans lequel son système prit peu à peu l'aspect décrit dans L'Audiophile. Du côté table de lecture, il y avait beaucoup à faire, mais cette question était laissée « de côté ». M. Tanaka s'en tenait au bras Stax UA-3, un modèle d'une avance remarquable pour son époque, ainsi qu'à une table de lecture Teic MF-102 SB (plateau

2,2 kg à suspension magnétique, entraînement par courroie). Les phonolecteurs essayés étaient nombreux et ses préférences allaient des satins V6-8E, V-8E (performante mais très onéreux) à la fameuse Denon DL-103 (qui existait déjà), en passant par les Koetsu (qui existaient presque dix ans avant d'être connues à l'étranger). Le système évolua ensuite comme indiqué dans l'Audiophile. Le préamplificateur Quad 22, bien que modifié,

excellent sur bien des points fut remplacé successivement par un « super S.R.P.P. » (pour lequel il devait investir dans plus de 25 000 F de composants spéciaux) et enfin par un Kanéda. Ce circuit Kanéda fut d'ailleurs reconstruit et revu trois fois, malgré un schéma de base identique, celui que nos lecteurs connaissent. Vinrent ensuite des essais interminables de câbles de haut-parleurs. Il faut dire que sur un tel système, simple mais capable de reproduire une quantité incroyable d'informations, les différences subjectives entre câbles étaient flagrantes, ne laissant émettre aucun doute possible : perte ou gain en définition, en détails sonores, effets de bosses, de creux sur une certaine partie du spectre. Longtemps, M. Tanaka opta pour le câble Lucas pour le grave, dans le cas de la liaison (6 m environ) enceinte Onken/amplificateur Kanéda classe A 50 W + 50 W. Pour le médium M. Tanaka hésitait beaucoup : Mogami, Léonische, Hitachi (câble plat, tressé, en fil d'argent). Selon les câbles, on avait l'impression équivalente à celle de retouches, faibles, mais distinctes, effectués quelque part sur un égaliseur graphique. Il est évident que sur de nombreuses enceintes, ces différences auraient pu être moins perceptibles, voire nulles. Pour l'aigu, M. Tanaka utilisa longtemps du fil de Litz tressé en couronne (tube creux). Vinrent ensuite les innombrables essais de bras de lecture, de porte-cellules, de pré-préamplificateurs et transformateurs pour sa cellule DL-103, sa préférée. Le choix final était le bras SME long ancienne version 3012 sur lequel passaient des fils de Litz. (50 brins de 50  $\mu$ m par conducteurs), le transformateur Denon AU-301, le porte cellule Stax (version du bras VA-7). N'osant encore s'attaquer à la table de lecture son choix pour les couvre-plateaux était d'abord le modèle JVC (peau de porc très

fine), puis le plateau en plomb pur d'épaisseur 5 mm.

Les amplificateurs de médium-aigu furent reconstruits deux fois, ce après divers essais comparatifs de composants. Du côté acoustique, la pièce d'écoute était plutôt moyenne, voire passable mais M. Tanaka songeait plutôt à l'auditorium dont il pourrait bientôt disposer dans une maison qu'il faisait construire à quelques pas de là. Il pensait aussi à une quatrième voie active, celle du bas-médium Onken.

Ce n'est que vers juillet 1981 que M. Tanaka s'y installait. En septembre 1981, il disposait de cette quatrième voie « inaccessible » (car pratiquement impossible à obtenir). En octobre 1981, il se décidait enfin à utiliser une table de lecture très performante d'origine Onken, munie d'un socle en « SPZ » (alliage plomb/zinc) de 110 kg et d'un plateau de bronze entraîné par un puissant moteur servo-régulé.

Alors que pour lui une progression continue, toujours possible était chose normale, on aurait pu se demander, devant l'évidence de résultats aussi poussés, si une quelconque amélioration, aussi infime soit-elle, eut été possible. M. Tanaka, lui, songeait à sa « belle époque » de la monophonie sur microsillons et se souvenait d'ailleurs qu'en tri-amplification active, ses haut-parleurs Kato lui procuraient une meilleure perspective sonore lors de l'utilisation d'un filtre aux pentes de coupure à 6 dB par octave (ce qui est très difficile à réaliser en pratique, car exigeant des haut-parleurs très performants). Ce n'est qu'en décembre 81 que les divers essais finirent par être très concluants et que M. Tanaka réalisa un filtre passif 4 voies/6 dB/oct., à partir de composants ultra-sélectionnés. Par rapport à l'ancien système, équipé du filtre actif Sony 4300F M. Tanaka estime que la solution actuelle est nettement préférable, car permettant d'obtenir

une meilleure localisation spatiale, une meilleure stabilité des plans sonores.

Du côté du préamplificateur Kanéda, M. Tanaka utilise la toute dernière version, équipée des très onéreux condensateurs Soshin à bain d'huile (correction RIAA).

Les potentiomètres sont remplacés par des atténuateurs à plots. L'alimentation surdimensionnée d'une part, la qualité des composants d'autre part font que M. Tanaka préfère l'emploi de l'étage linéaire Kanéda, les pertes de qualité étant pratiquement nulles, le gain en dynamique étant très net.

Enfin, très récemment, (Avril 1982) M. Tanaka a pu utiliser une Denon DL-103 modifiée (voir L'Audiophile n° 22) couplée au pré-préamplificateur (voir L'Audiophile n° 17). Bien que le pré-préamplificateur lui apportait une plus grande dynamique, une meilleure tenue dans le grave et surtout une plus grande définition, l'ensemble actuel procure un degré de définition tel que l'écoute devient, facilement, trop « analytique » (mise en évidence des montages sonores, du mixage, de la coloration propre de chacun des différents micros d'une prise de son, rumble de la machine à graver, équilibre gauche/droite, etc.). C'est pourquoi il revient souvent au transformateur Denon AU-301, beaucoup moins performant, mais procurant un degré de définition permettant d'accéder à une écoute « suffisante » (mais pourtant si impressionnante !) et, en tous cas, mieux adaptée à l'écoute de la musique.

Il est fort heureux qu'un chercheur français ait eu l'occasion, la chance d'écouter, d'apprécier les qualités d'un tel système. Cela prouve qu'avec beaucoup de patience et de passion, beaucoup de bon sens et d'assez bonnes oreilles, il est possible, sans s'en vanter, de faire mieux que pratiquement n'importe qui.





# Vieilles recettes ou nouvelle cuisine pour nos alimentations

## 2. Une expérimentation objective

*Héphaïstos*

*De la théorie à la pratique : dans la première partie (voir l'Audiophile n° 23) de cette étude consacrée aux alimentations, nous avons tenté, par une étude théorique, de dégager des critères objectifs de qualité pour les alimentations des circuits audio, qui puissent mieux correspondre à l'expérience subjective que les critères généralement utilisés en électronique traditionnelle. Nous avons vu pourquoi les circuits d'alimentations conçus pour satisfaire ces critères traditionnels, au moindre coût en suivant l'évolution technologique, avaient peu de chances sur le plan théorique de satisfaire ces nouveaux critères de qualité. C'est pourquoi je préconise un nouveau type de circuits d'alimentation.*

*Pour apporter la preuve que ces séduisantes considérations théoriques correspondent bien à un problème réel et permettent un progrès, il faut les étayer par une expérimentation objective des circuits analysés dans la première partie : c'est l'objet de cet article. Un troisième volet consacré à la description des résultats d'expérimentation subjective, à leur analyse en corrélation avec les résultats objectifs devrait soit valider les critères élaborés et ainsi permettre la réalisation d'alimentation satisfaisant les audiophiles, soit montrer les limites de la première approche théorique et provoquer une nouvelle réflexion.*

Dans le premier article, nous avons mis en lumière le rôle prépondérant pour la qualité d'une

alimentation, des circuits de filtrage ou de régulation (voir la figure 1), et le rôle moindre joué

par le transformateur, les diodes de redressement, et la capacité réservoir ; c'est pourquoi l'expé-



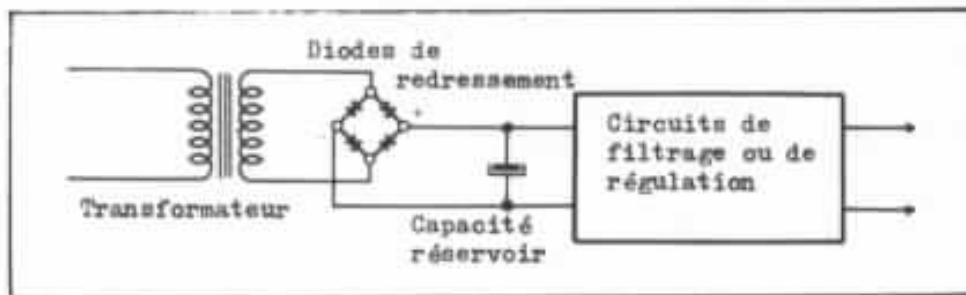


Fig. 1 : Les différentes parties d'une alimentation.

rimentation objective présentée ici, n'a porté que sur cette partie des circuits d'alimentation. L'expérimentation subjective validera ou infirmera cette option.

### Justification théorique des mesures

Les circuits de filtrage ou de régulation peuvent être assimilés à des quadripôles (voir figure 2). Dans toute la panoplie des outils mathématiques qui ont été inventés pour décrire les quadripôles, c'est la matrice hybride qui me semble la mieux adaptée à notre problème. En effet, on peut considérer en première approximation (voir figure 3) que notre circuit est alimenté par une source de tension de résistance interne relativement faible, et que les circuits alimentés tirent un courant qui est à peu près constant. Donc les paramètres imposés à notre quadripôle seront :  $U_1$ ,  $I_2$ .

$$U_2 = h_{21} \cdot U_1 + h_{22} \cdot I_2$$

$$I_1 = h_{11} \cdot U_1 + h_{12} \cdot I_2$$

Examinons la signification physique de ces quatre paramètres :

$h_{21}$  est le rapport entre une variation de tension à l'entrée et la variation de tension de sortie qui en résulte. C'est donc le paramètre qui caractérise la faculté qu'a notre circuit de régulation ou de filtrage, d'atténuer les signaux que l'on trouve à son entrée. C'est donc un paramètre très important, et sa valeur dans la bande audio est capitale.

$h_{22}$  est le rapport entre une

variation de la consommation des circuits alimentés et la variation de tension de sortie qui en résulte. C'est donc l'impédance interne de notre circuit d'alimentation. A moins que la consommation des circuits audio alimentés ne soit très stable, c'est un autre paramètre très important.

$h_{11}$  est le rapport entre une variation de tension à l'entrée et la variation du courant d'entrée qui en résulte. C'est donc l'admittance d'entrée (l'inverse de l'impédance d'entrée) de notre circuit et à moins que l'impédance sous laquelle notre circuit est alimenté ne soit élevée, c'est un paramètre secondaire.

$h_{12}$  est le rapport entre une variation de la consommation des circuits alimentés, et la variation du courant d'entrée qui en résulte. C'est donc le paramètre qui caractérise la faculté qu'a notre circuit de régulariser la consommation des circuits alimentés. A moins que l'impédance sous laquelle notre circuit est alimenté, ne soit élevée, cela ne joue guère sur  $U_1$ .

Dans notre approche objective, seuls  $h_{21}$  et  $h_{22}$  ont été retenus, et mesurés. On peut objecter qu'ainsi certaines particularités importantes des régulations

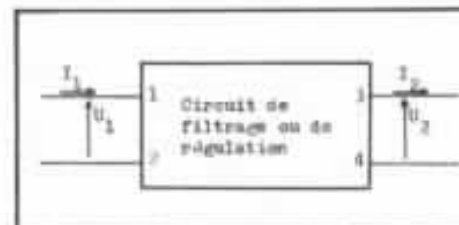


Fig. 2 : Utilisation du quadripôle pour mesurer les circuits d'alimentation.

shunt sont complètement ignorées ; c'est vrai, mais pour moi la résistance série qu'utilise la régulation shunt, fait partie de celle-ci. La stabilité du courant absorbé par une régulation shunt pourrait jouer un rôle important, dans une mise en cascade de circuit de régulation ou de filtrage. La mise en cascade sera peut-être une solution à laquelle les mesures objectives et subjectives me conduiront, mais je vis d'abord des solutions à une seule régulation, ce qui justifie pour l'instant la limitation des mesures à  $h_{21}$  et  $h_{22}$ . Pour illustrer les limites de cette approche, calculons ces paramètres pour le condensateur de la figure 4 :  $h_{21} = 1$ ,  $h_{22} = 0$ . Ces chiffres ne reflètent évidemment pas le rôle que peut jouer un condensateur entre la capacité réservoir et les circuits alimentés.

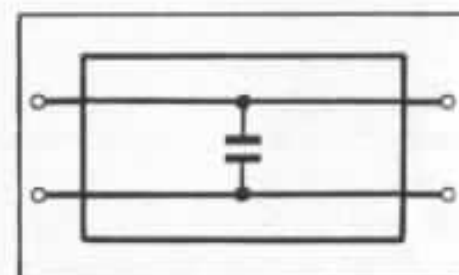


Fig. 4 : Condensateur utilisé en filtrage.

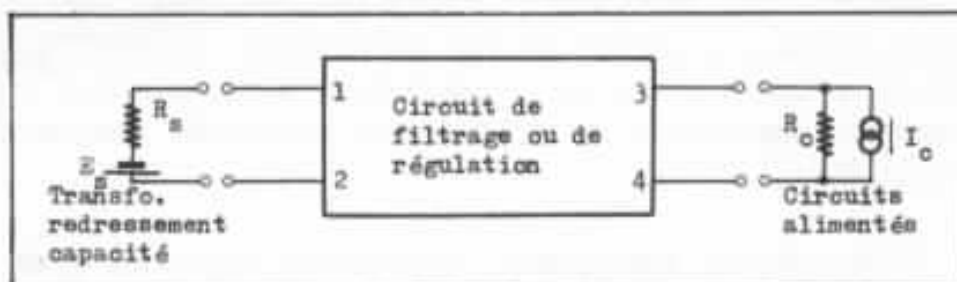


Fig. 3 : Schéma équivalent des circuits d'entrée et de sortie.

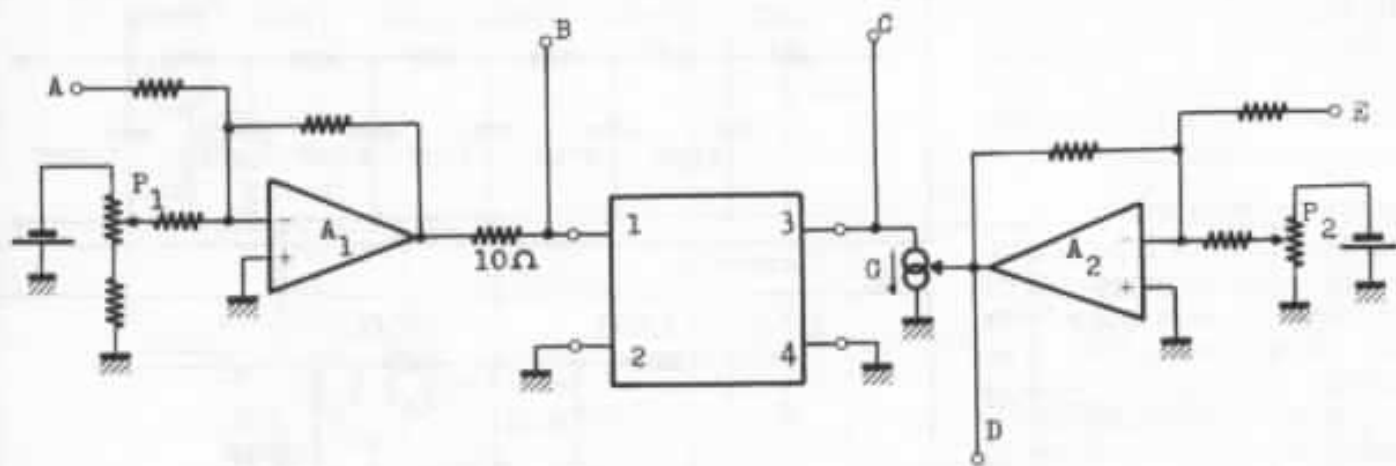


Fig. 5 : Synoptique du banc de mesure objectif.

Dans le modèle du quadripôle hybride, certains facteurs ont été négligés :

- Les signaux parasites présents en sortie de notre circuit de régulation ne proviennent pas tous de l'entrée ou de la consommation ; celui-ci génère du bruit provenant de la tension de référence et des circuits amplificateurs.

- Ce modèle est linéaire, or nous avons vu que la non-linéarité des circuits d'alimentation pouvait jouer un rôle dans la qualité subjective de ceux-ci.

- Il peut y avoir des couplages parasites entre les circuits alimentés et les circuits précédant le circuit de régulation ou de filtrage, qui perturbent le fonctionnement du système complet, ainsi que nous l'avons vu dans la première partie. L'impédance entre les bornes 2 et 4 du circuit peut alors intervenir.

Les deux premiers points peuvent être mesurés, et feront l'objet de mesures sur les circuits étudiés. Le dernier point est difficile à prendre en compte au niveau du seul circuit de régulation ou de filtrage, c'est pourquoi il a été volontairement ignoré dans celui-ci et, dans tous les circuits testés, les bornes 2 et 4 sont reliées entre elles.

### Cahier des charges des circuits testés

Il nous est imposé par la nature des tests subjectifs qui suivront les tests objectifs, et qui utiliseront un préamplificateur Sunsey Minimum. Celui-ci est alimenté sous 35 V et consomme environ 3 mA ; dans le montage de tests subjectifs, il faudra alimenter une diode électroluminescente témoin ainsi qu'un pont résistif de contrôle (12 mA environ). Les circuits testés devront fournir 15 mA, mais seront testés de 10 à 30 mA.

La tension d'entrée sera de 45 V, dans la mesure du possible les circuits testés devront pouvoir fonctionner entre 40 et 50 V.

### Descriptions des mesures

Le banc de test utilisé est assez complexe, son synoptique est donné en figure 5. L'entrée du circuit est alimenté par un amplificateur  $A_1$  (à travers  $10 \Omega$  pour éviter que des capacités d'entrée de certains circuits ne viennent compromettre la stabilité de  $A_1$ ), la tension continue d'entrée est réglée par  $P_1$  entre 40 et 50 V, et grâce à un générateur branché en A, on peut superposer à celle-ci un signal alternatif. La sortie du circuit est chargée par une générateur de courant G, commandé

par un amplificateur  $A_2$  ;  $P_2$  permet de régler le courant absorbé entre 0 et 30 mA, et un générateur branché en E permet de réaliser des variations de courant sinusoïdales ou carrées. La sortie D permet de visualiser et de contrôler le courant de G.

### Mesures en continu

En branchant un voltmètre en B et un autre en C, et en agissant sur  $P_1$  et sur  $P_2$ , il est possible de juger les critères traditionnels de qualité.

### Mesure de $h_{21}$

En injectant sur A un signal sinusoïdal variant de 20 Hz à 20 kHz, et en comparant les points B et C, il est possible de calculer  $h_{21}$ .

### Mesures de $h_{22}$

En injectant en E un signal sinusoïdal, en contrôlant le point D et en mesurant les signaux en C, il est possible de calculer  $h_{22}$ .

En injectant en E un signal carré et en observant sur un oscilloscope la sortie du circuit en C, il est possible de voir la réponse impulsionnelle du circuit de régulation ou de filtrage ; c'est une approche de  $h_{22}$ , qui est généralement plus simple et qui, pour cela, est plus connue.

## Mesure du bruit de sortie

En branchant en C un voltmètre alternatif ou un analyseur de spectre, en l'absence de toute excitation en A ou E, on peut mesurer le bruit de sortie.

## Mesure de linéarité

En branchant en E un générateur sinusoïdal de grande pureté spectrale et en observant à l'aide d'un distorsiomètre ou d'un analyseur de spectre les signaux en C, on doit pouvoir mesurer la linéarité de sortie du circuit de régulation ou de filtrage.

Une autre approche de la linéarité pourrait consister en la mesure au point C des produits d'intermodulation, entre un signal injecté en A et un autre injecté en E ; cette mesure n'a pas été retenue pour l'instant.

## Les circuits testés

### Circuit n° 0 (fig. 6)

Cette étude ayant été motivée par la démesure des solutions passives audiophiles, on comprendra pourquoi je n'ai pas voulu réaliser un tel monstre, mais néanmoins j'ai voulu disposer d'un point de repère dans ce circuit aux dimensions modestes.

### Circuit n° 1 (fig. 7)

C'est un circuit presque passif.

### Circuit n° 2 (fig. 8)

On reconnaît là une bonne vieille alimentation de la première génération.

### Circuits n° 3 et 4 (fig. 9 et 10)

Pour les alimentations de la seconde génération, il ne pouvait être question de tester tous les montages que j'ai déjà eu l'occasion de rencontrer. J'en ai choisi deux : L'un est utilisé dans l'alimentation d'un magnétophone que je possède (n° 3) ; l'autre provient d'un oscilloscope (n° 4).

Dans le circuit n° 3, la coupure principale est due à l'effet Miller du transistor  $T_1$ , qui compare la tension de sortie et la référence de tension ; l'effet de la capacité de sortie sur la boucle est mal défini : c'est un conden-

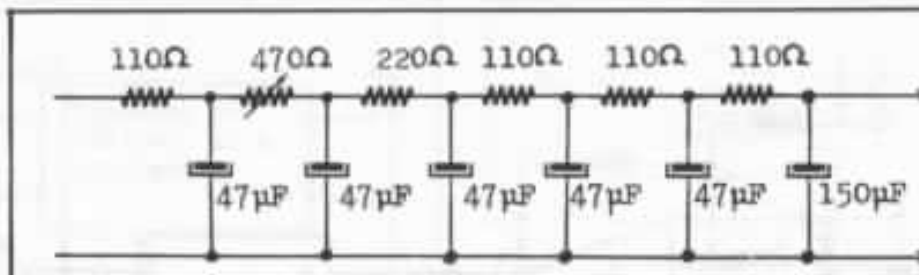


Fig. 6 : Circuit n° 0.

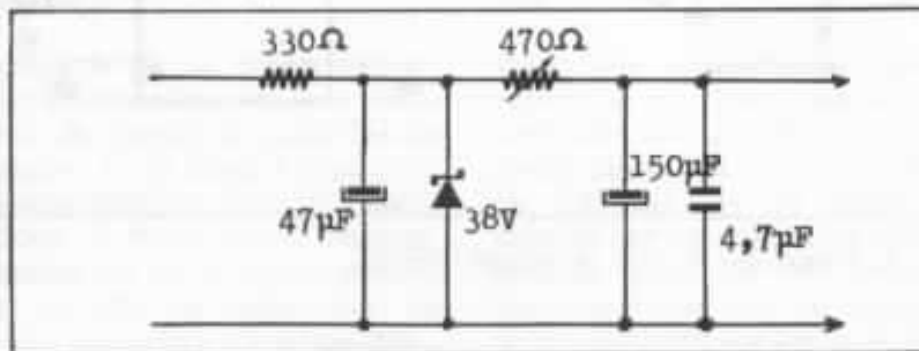


Fig. 7 : Circuit n° 1.

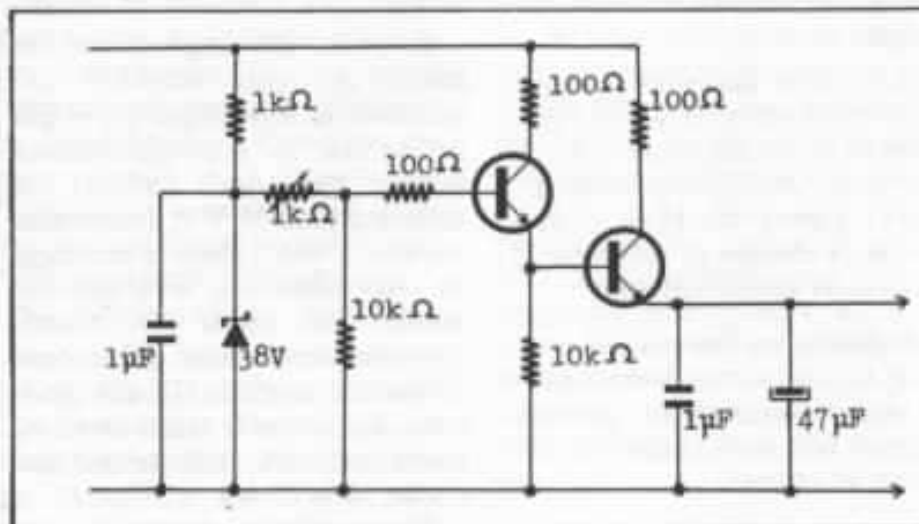


Fig. 8 : Circuit n° 2.

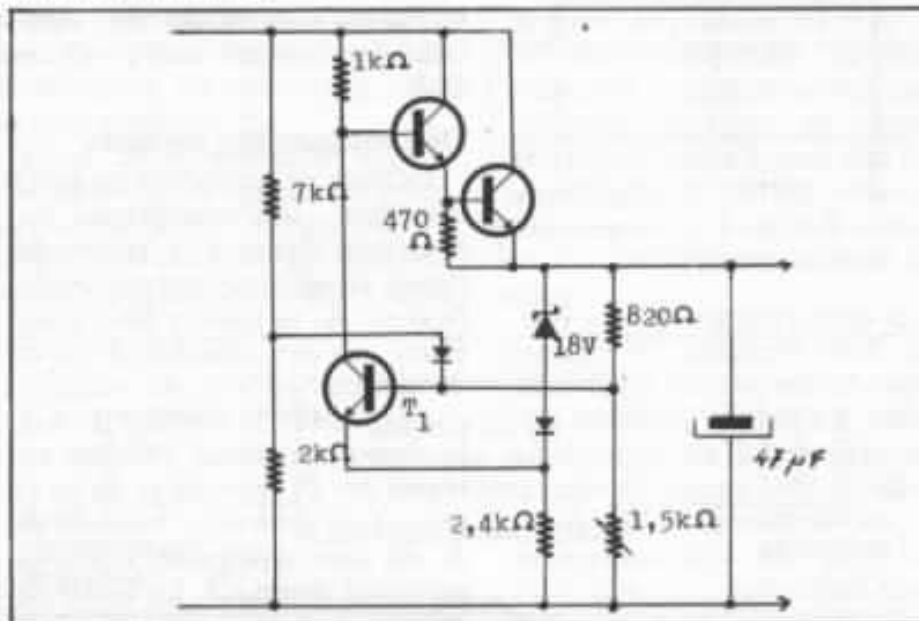


Fig. 9 : Circuit n° 3.

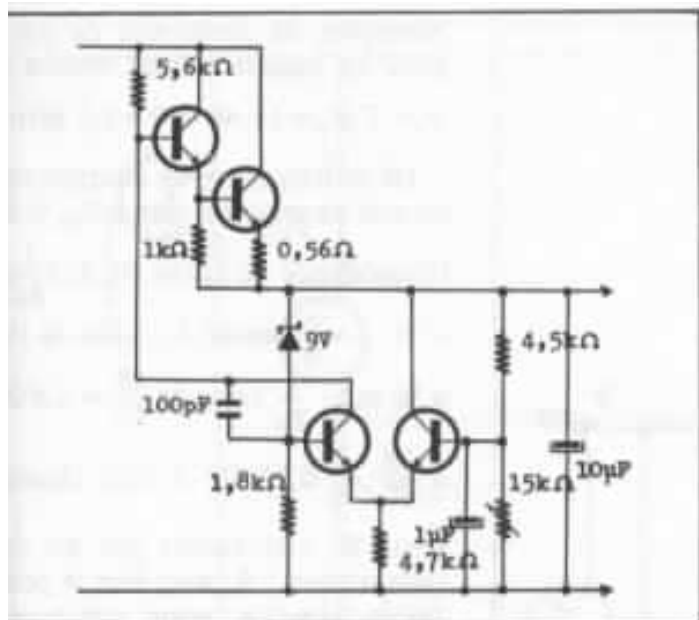


Fig. 10 : Circuit n° 4.

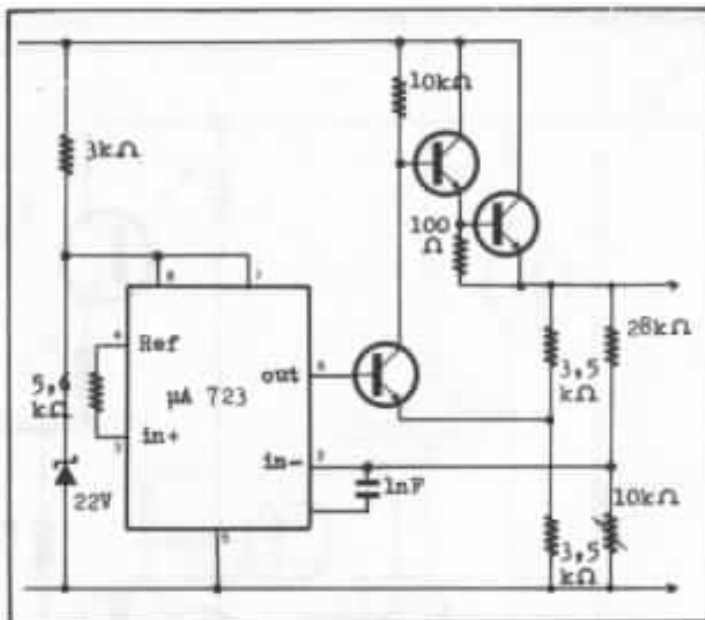


Fig. 11 : Circuit n° 5.

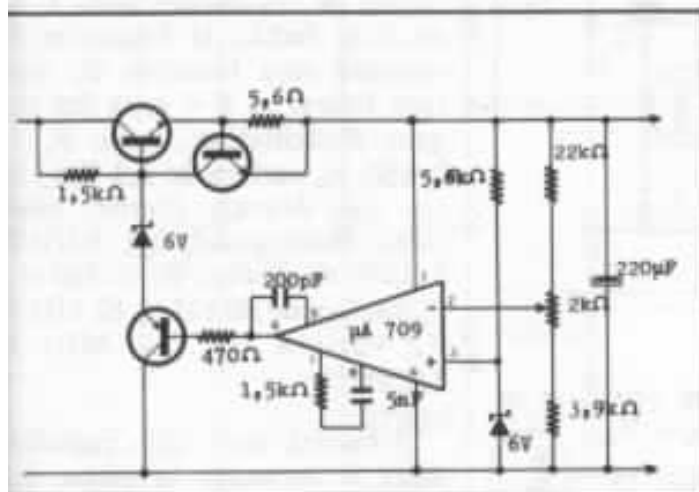


Fig. 12 : Circuit n° 6.

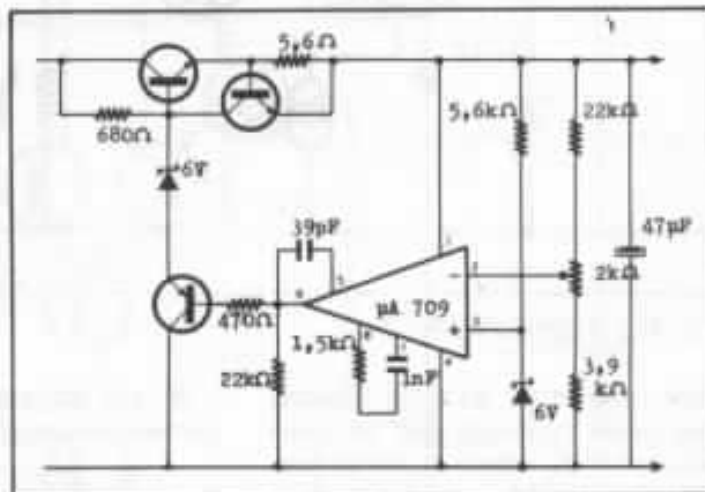


Fig. 13 : Circuit n° 7.

sateur électrochimique avec les limitations que nous leur connaissons, et l'impédance de sortie est fonction du courant fourni.

Dans le circuit n° 4, la coupure principale est due au transistor monté en intégrateur avec le condensateur de 100 pF ; l'effet du condensateur de sortie est compensé par le condensateur de 1 μF, électrochimique lui aussi.

**Circuit n° 5 (fig. 11)**

C'est une alimentation de la troisième génération réalisée avec un circuit intégré μA 723. Comme la tension à fournir (35 V) et la tension d'entrée (40-50 V) ne permettait ni le mon-

tage classique, ni le montage flottant car la tension d'alimentation du μA 723 doit être comprise entre 9 et 40 V, il a été utilisé le montage classique suivi d'un doubleur de tension.

**Circuit n° 6 et 7 (fig. 12 et 13)**

Ce sont les circuits d'alimentation Kanéda tels qu'ils ont été décrits dans l'Audiophile n° 3.

**Circuits n° 8 et 9 (fig. 14)**

Ce sont des alimentations de la quatrième génération, qui utilise le circuit intégré LM 117 décrit dans la première partie de cette étude. Deux schémas ont été testés : l'un sans condensateur, l'autre avec les condensateurs conseillés par le constructeur.

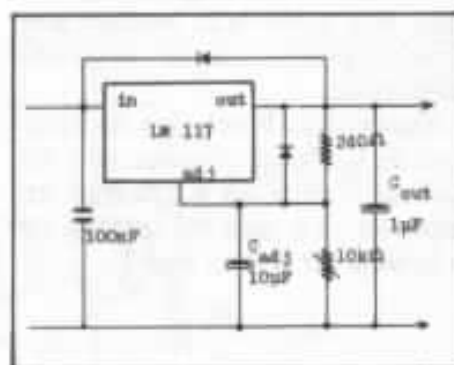


Fig. 14 : Circuits n° 8 et 9.

**Circuits n° 10, 11, 12, 13, 14 et 15**

Ce sont différentes versions d'un schéma d'étude conforme au principe que je préconise pour les alimentations : pas de cou-



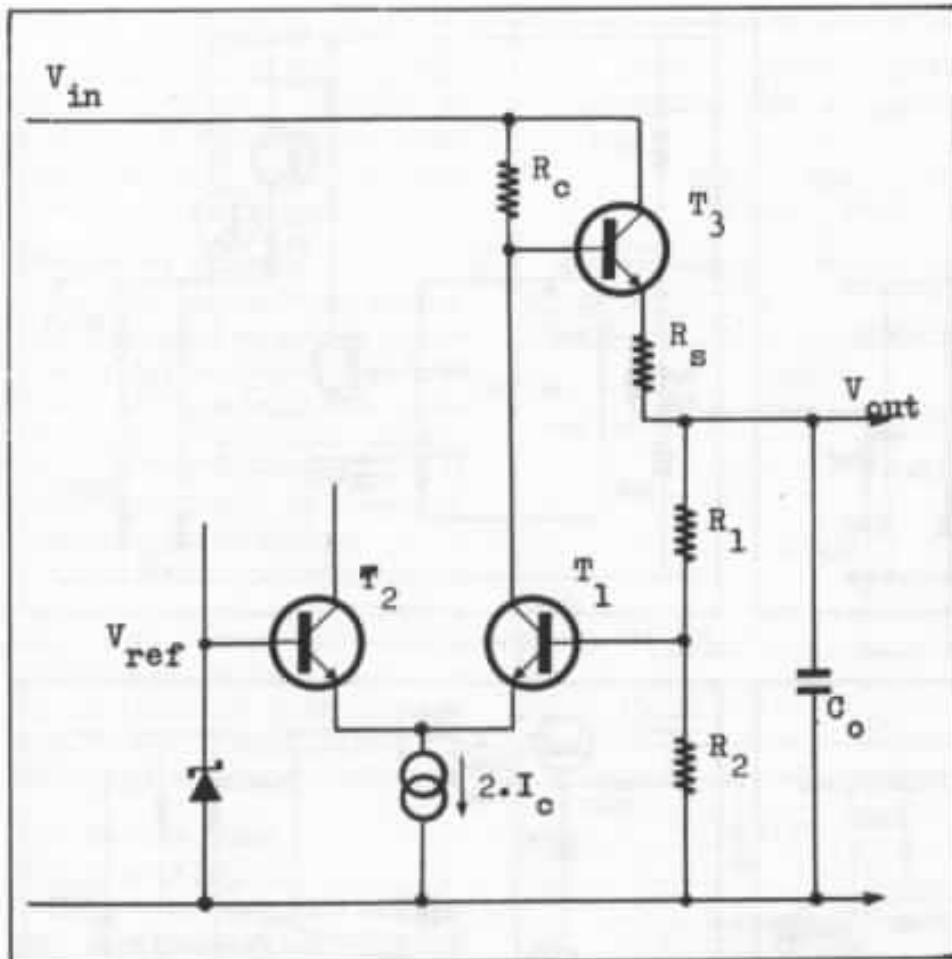


Fig. 15 : Schéma de principe.

pure interne du gain de boucle, une seule coupure due au condensateur de sortie (voir la première partie de cette étude dans l'Audiophile n° 23). Une telle exigence n'est pas compatible avec les circuits intégrés disponibles, il a donc fallu revenir aux alimentations de la seconde génération.

Examinons le schéma de principe de la figure 15 pour voir les aménagements qu'il faudrait lui apporter. Le gain en tension de la boucle est fourni par T<sub>1</sub>.

$$G_{bo} = \frac{R_c}{2} g_m$$

Or

$$g_m = \frac{q \cdot I_c}{k \cdot T} = \frac{I_c}{26} = \frac{5}{26} = 0,19$$

I<sub>c</sub> a été fixé à 5 mA (ce qui est une valeur relativement élevée pour un transistor petit signal) pour porter f<sub>T</sub> au-delà de 200 MHz, à cause de nos exigences de bande passante.

R<sub>c</sub> est déterminé par I<sub>c</sub> et la différence entre V<sub>in</sub> et V<sub>out</sub>.

$$R_c = \frac{V_{in} - V_{out}}{I_c} = \frac{40 - 35}{5} = 1 \text{ k}\Omega$$

$$\text{Donc } G_{bo} = \frac{1000}{2} \cdot 0,19 = 96$$

Le gain en boucle fermée est donné par la valeur de la tension de référence

$$G_{bf} = \frac{R_1 + R_2}{R_2} = \frac{V_{out}}{V_{ref}} = \frac{35}{20} = 1,75$$

Le gain de boucle (rapport entre le gain en boucle ouverte et le gain en boucle fermée) vaudra donc :

$$T = \frac{G_{bo}}{G_{bf}} = \frac{96}{1,75} = 55$$

Si pour que le circuit de régulation soit apériodique pour les signaux de la bande audio, nous choisissons une fréquence de coupure en boucle ouverte au-delà de 20 kHz (40 kHz par

exemple), la fréquence de coupure en boucle fermée vaudra :  
F<sub>o</sub> = T · F<sub>oi</sub> = 55 · 40 000 = 2,2 MHz

Or la fréquence de coupure en boucle ouverte est due à C<sub>o</sub> et à l'impédance de sortie de T<sub>1</sub> ( $\frac{1}{g_m}$ ) et R<sub>1</sub> ; or, comme I<sub>out</sub> varie de 10 à 30 mA,  $\frac{1}{g_m}$  varie de  $\frac{26}{10} = 2,6 \Omega$  à  $\frac{26}{30} = 0,86 \Omega$ , il faut choisir

pour R<sub>1</sub> une valeur qui est un compromis : R<sub>1</sub> doit être le plus faible possible pour minimiser l'impédance de sortie de notre circuit de régulation, mais si R<sub>1</sub> est trop faible, la fréquence de coupure sera fonction du courant fourni et il y aura des risques d'oscillation. Avec R<sub>1</sub> = 2,4 Ω, R<sub>o</sub> variera de 3,2 Ω à 5 Ω (ce qui devrait donner pour valeur théorique de h<sub>22</sub> : 0,058 Ω à 0,091 Ω) et avec C<sub>o</sub> = 800 nF, F<sub>oi</sub> variera de 40 kHz à 62 kHz et F<sub>o</sub> variera de 2,2 MHz à 3,5 MHz.

Il faudra donc bien contrôler dans le montage la phase des signaux jusqu'à 20 MHz. Pour T<sub>1</sub> à cause de l'effet Miller, c'est pratiquement impossible avec un seul transistor, c'est pourquoi nous utiliserons un montage cascode. Pour T<sub>2</sub>, il faut un transistor qui ait une très faible capacité d'entrée, un grand gain et courant et qui supporte des tensions de 50 V ; là aussi un seul transistor ne sait pas le faire, mais un montage Darlington et cascode flottant convient. Ce montage permet, en outre, de mieux isoler la sortie de l'entrée dans le cas de la figure 15, c'est un peu inutile car R<sub>c</sub> est reliée à V<sub>in</sub>. C'est pourquoi il est meilleur de relier R<sub>c</sub> à une tension plus stable.

Le générateur de courant sera réalisé avec un miroir de courant, la tension de référence sera



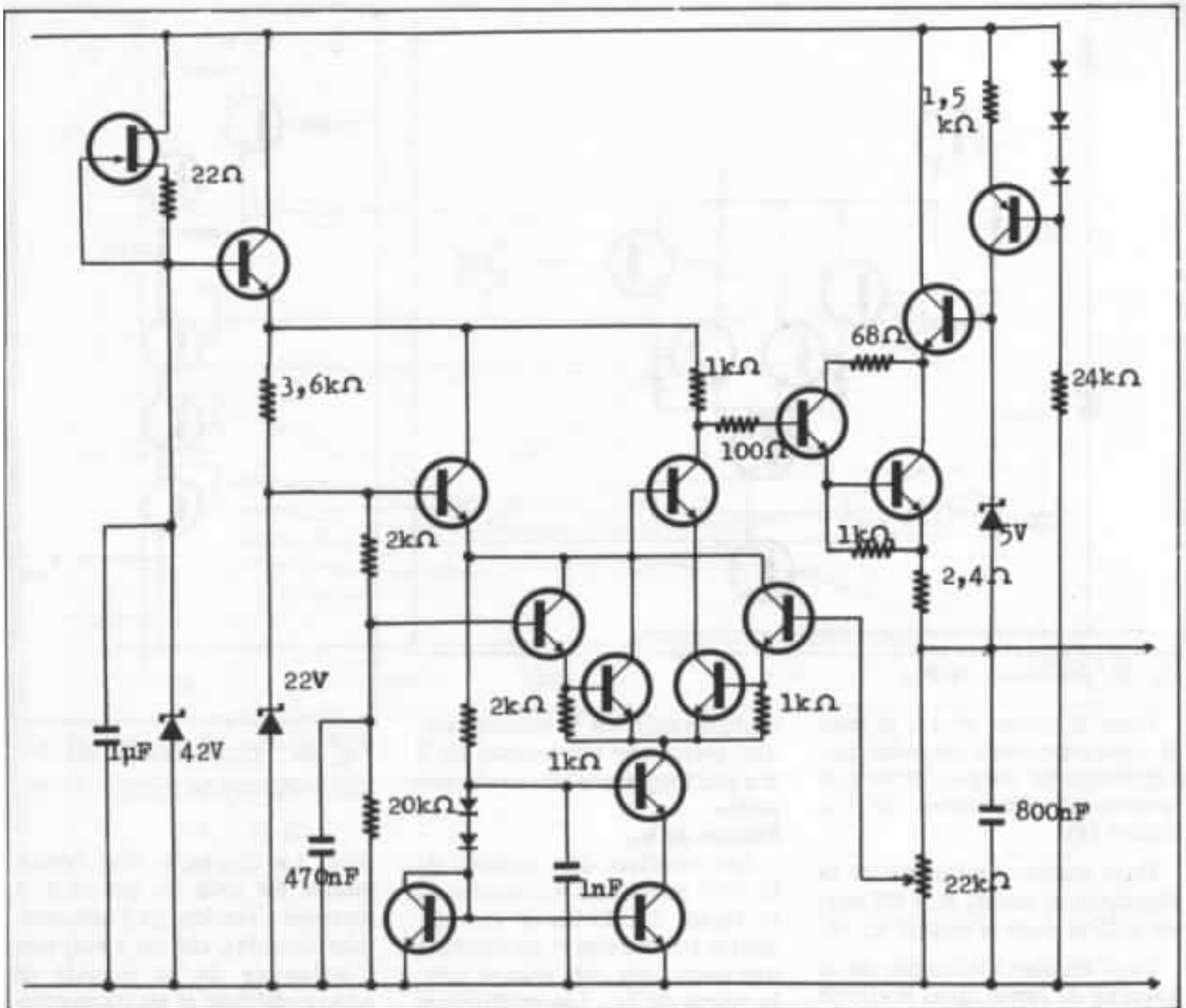


Fig. 16 : Schéma de base.

filtrée, et nous obtenons le schéma de base de la figure 16. C'est le circuit n° 10.

Les circuits suivants sont des variations destinées à l'étude objective puis subjective.

Le circuit n° 11 est obtenu en mettant un condensateur électrochimique de  $200 \mu\text{F}$  en parallèle sur le condensateur de sortie ; il montrera la réaction du circuit à une forte charge capacitive.

Dans le circuit n° 12, le gain en boucle ouverte a été réduit en introduisant des résistances de contre-réaction dans les émetteurs de  $T_1$  et  $T_2$  (figure n° 17).

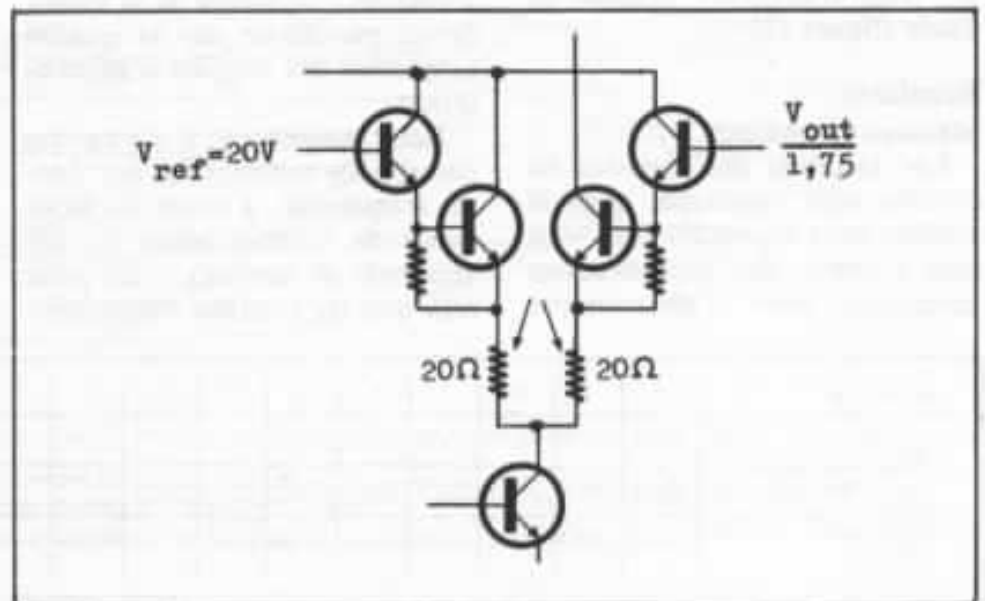


Fig. 17 : Contre-réaction d'émetteur.

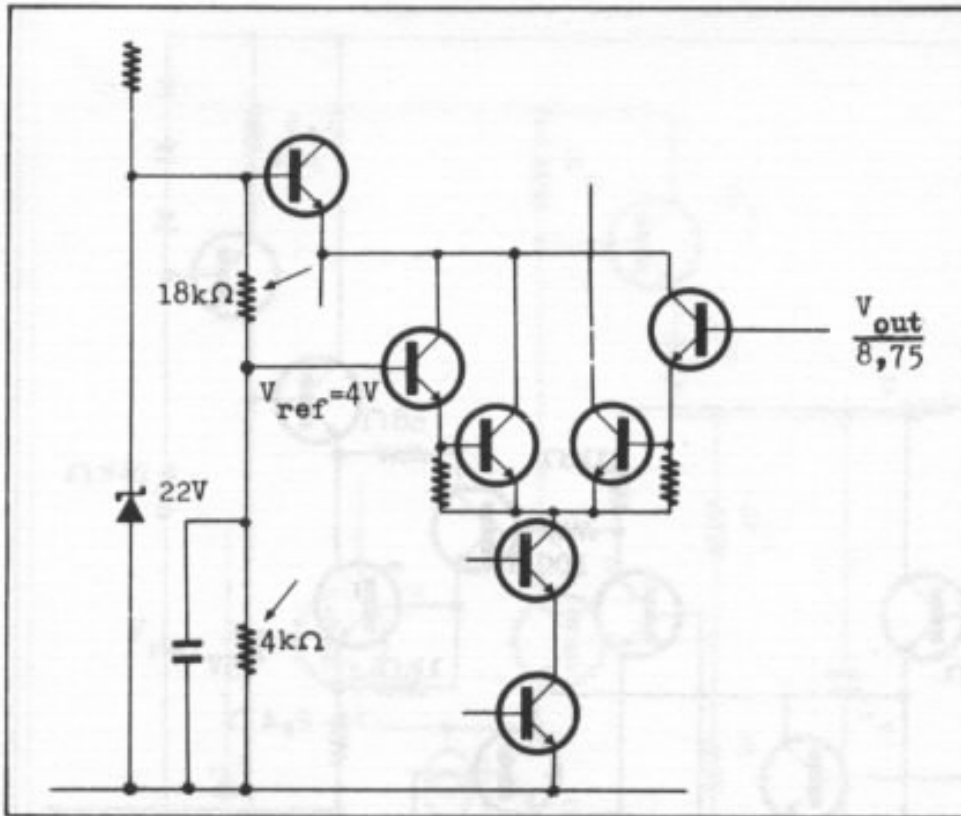


Fig. 18 : Diminution de  $V_{ref}$ .

Dans le circuit n° 13, le taux de contre-réaction a été réduit par augmentation du gain en boucle fermée, et diminution de  $V_{ref}$  (figure 18).

Pour étudier l'influence de la résistance de sortie,  $R_s$ , a été portée à  $25 \Omega$  dans le circuit n° 14.

Pour étudier l'influence de la linéarité de sortie, dans le circuit n° 15, on a placé en série avec  $R_s$ , trois transistors montés en diode (figure 19).

## Résultats

### Mesures en continu

Les résultats des mesures en continu sont regroupés dans le tableau de la figure 20. On y voit tout l'intérêt des alimentations stabilisées pour l'électronique

traditionnelle où le niveau continu prend une importance qu'il n'a pas toujours pour les circuits audio.

### Mesure de $h_{21}$

Les résultats des mesures de  $h_{21}$  sont portés sur les courbes de la figure 21. Celles-ci ont des allures très variées et on constate une dispersion très grande pour la valeur de  $h_{21}$ . Les expériences subjectives devraient permettre d'évaluer l'influence de la valeur de ce paramètre sur la qualité subjective des circuits d'alimentation.

Deux remarques : il n'a pas été possible de mesurer  $h_{21}$  aux basses fréquences, à cause du bruit (bruit de l'alimentation ou des appareils de mesure), c'est pour cela que les courbes s'interrom-

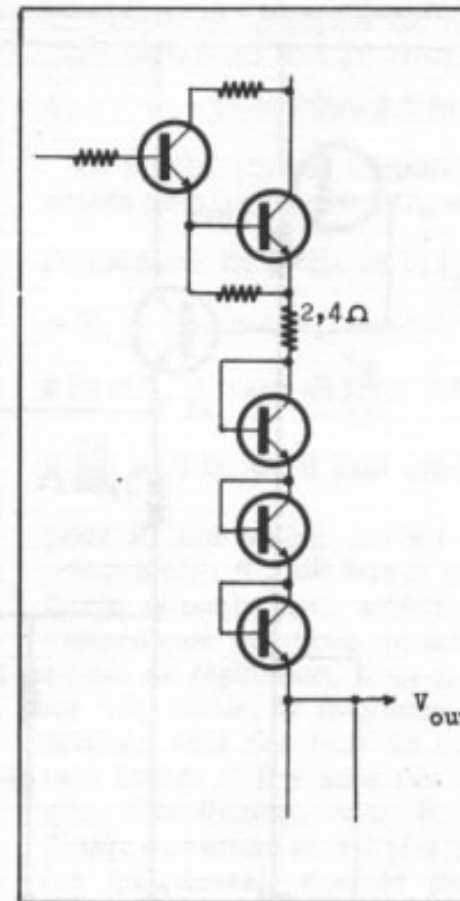


Fig. 19 : Augmentation des non-linéarités de sortie.

pent. La courbe la plus remarquable est celle du circuit n° 1 (première version de l'alimentation Kanéda), car on y voit bien l'influence de la boucle de contre-réaction et les conséquences des libertés prises avec les règles de fermeture des boucles.

### Mesure de $h_{22}$

Les résultats des mesures de  $h_{22}$  sont tracés sur la figure 22. Ici aussi, la dispersion est très importante, ici aussi on remarquera l'allure de la courbe correspondant à l'alimentation n° 6, qui montre bien l'instabilité de la boucle.

Circuit n°	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
$V_{out}$ pour $I_{out}=10mA$	35,64	35,30	35,21	34,90	35,07	35,17	35,12	35,18	35,06	35,06	34,94	35,03	35,10	35,04	34,96	35,15
$V_{out}$ pour $I_{out}=30mA$	16,34	25,34	35,16	34,90	35,08	35,18	35,11	35,18	35,06	35,06	34,94	35,04	35,09	35,05	34,95	35,16
Résistance continue	965Ω	498Ω	3Ω	< 2Ω	< 2Ω	< 2Ω	< 2Ω	< 2Ω	< 2Ω	< 2Ω	< 2Ω	< 2Ω	< 2Ω	< 2Ω	< 2Ω	< 2Ω

Fig. 20 : Résultat des mesures en continu.

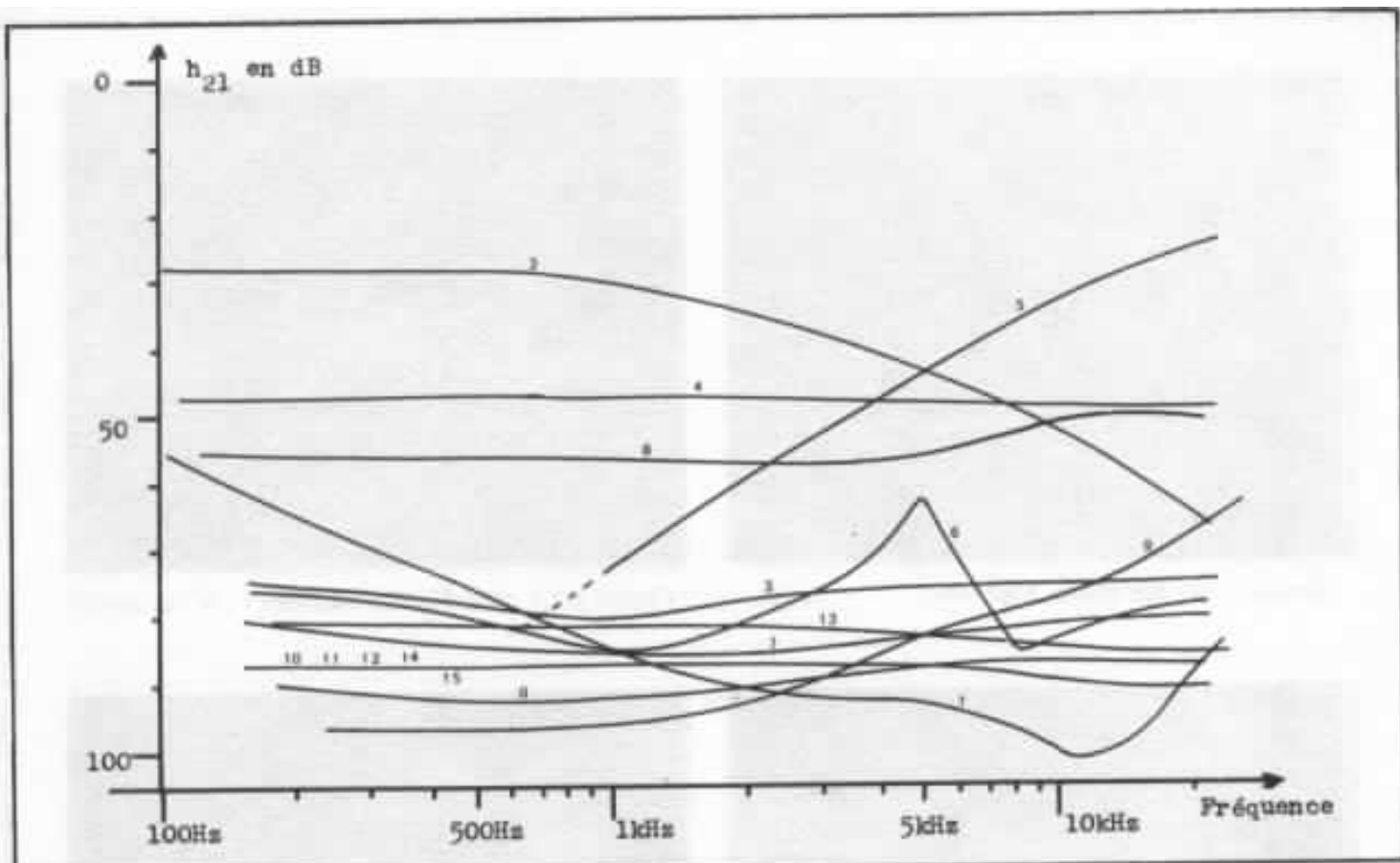


Fig. 21 : Résultat des mesures de  $h_{21}$ .

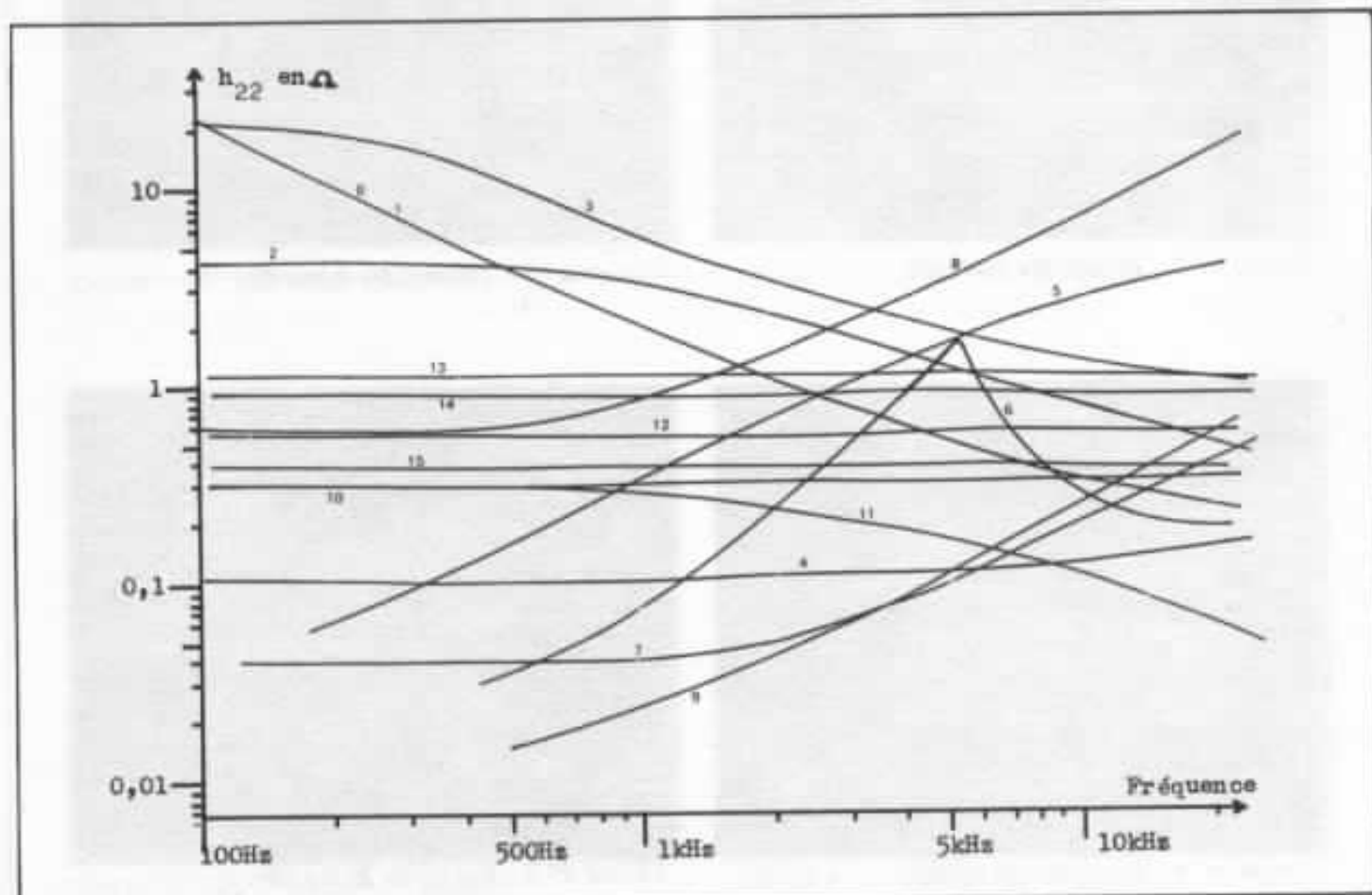
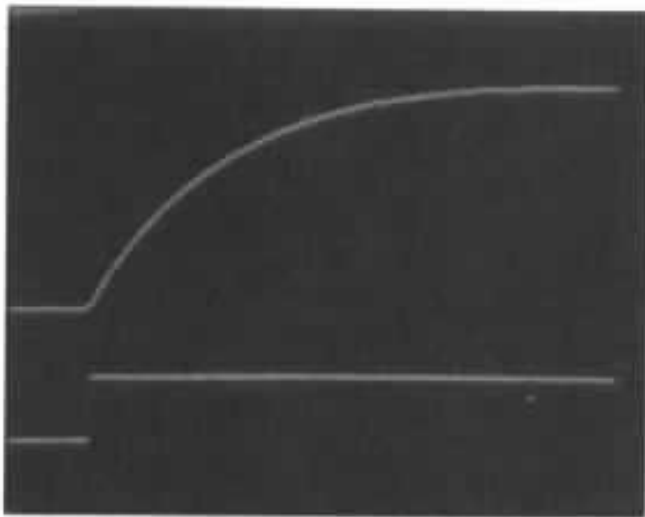
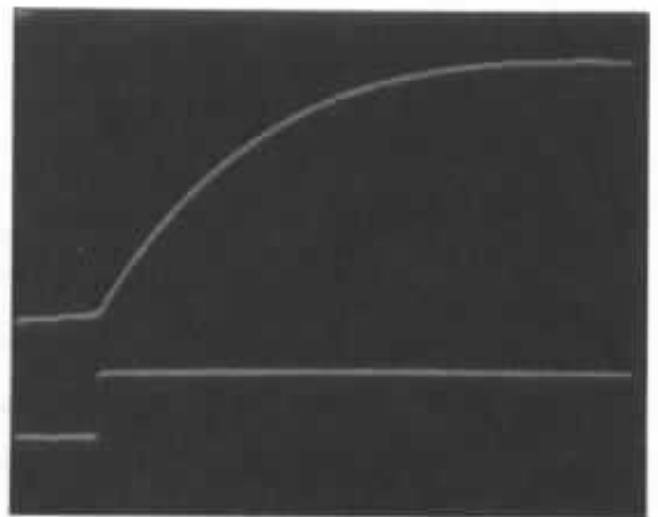


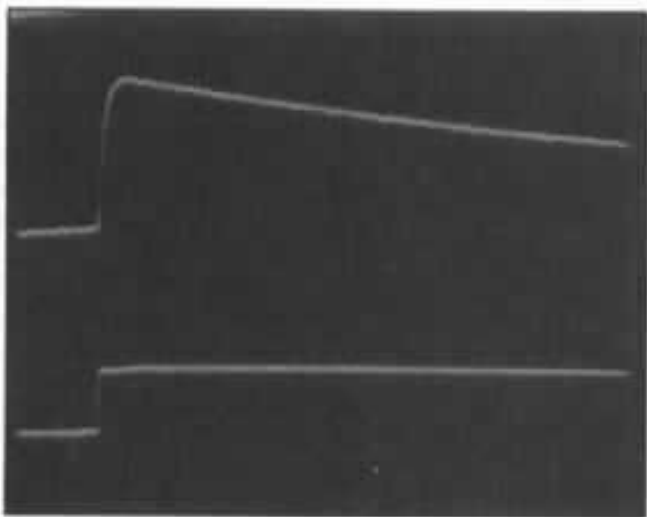
Fig. 22 : Résultat des mesures de  $h_{22}$ .



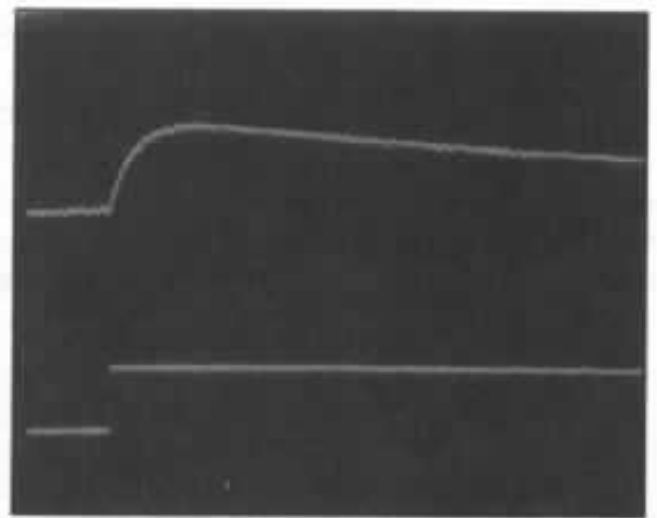
*Circuit n° 0 : 0,2 V/div 5 ms/div.*



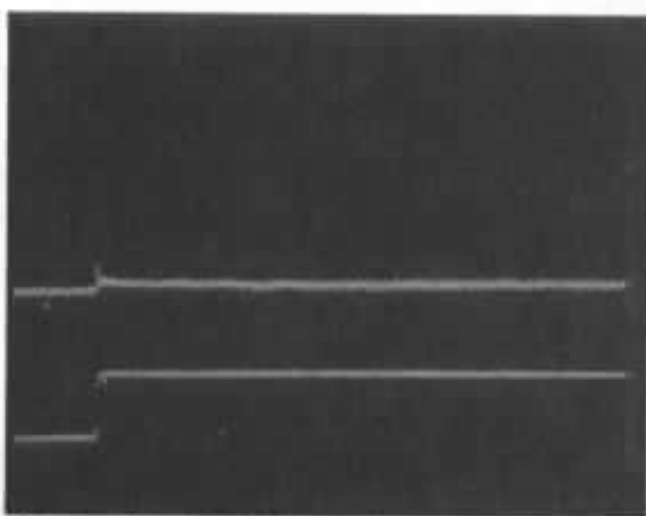
*Circuit n° 1 : 0,2 V/div 5 ms/div.*



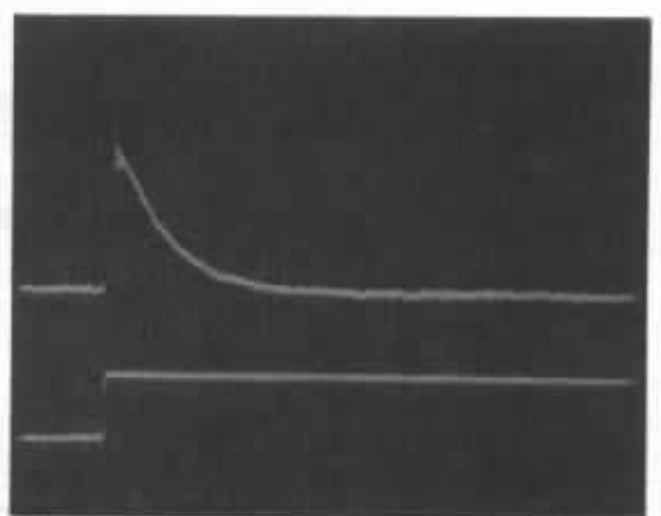
*Circuit n° 2 : 10 mV/div 2 ms/div.*



*Circuit n° 3 : 100 mv/div 2 ms/div.*

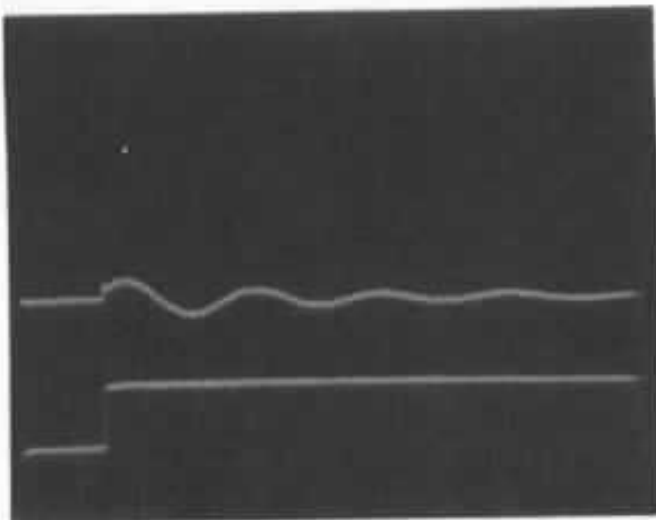


*Circuit n° 4 : 5 mV/div 20 μs/div.*

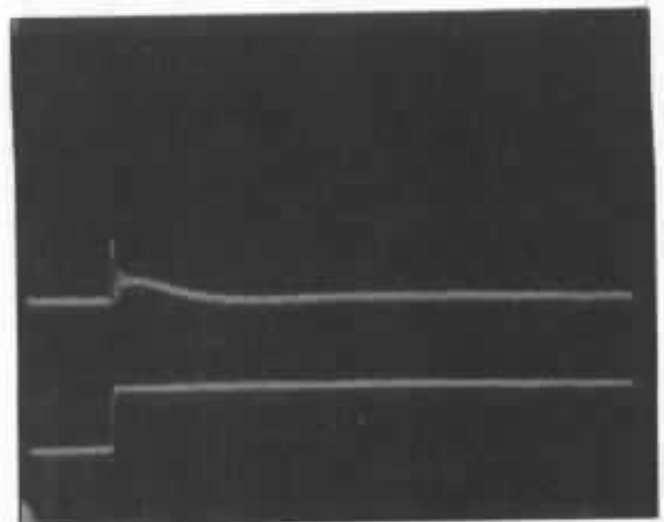


*Circuit n° 5 : 5 mV/div 20 μs/div.*

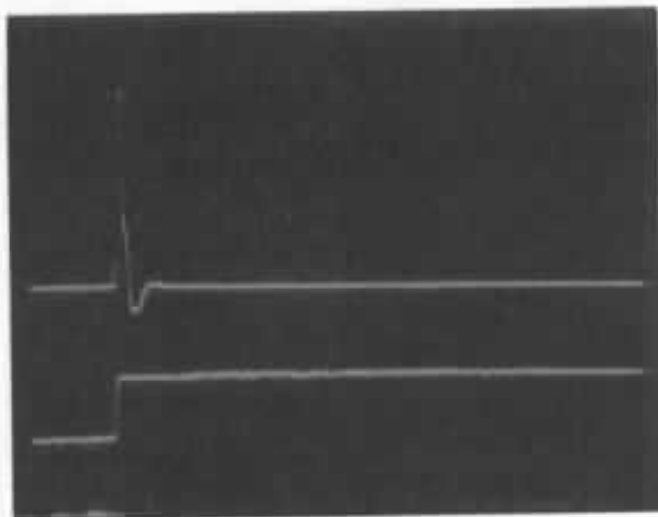
*Fig. 23 : Réponses impulsionnelles des circuits 0 à 5.*



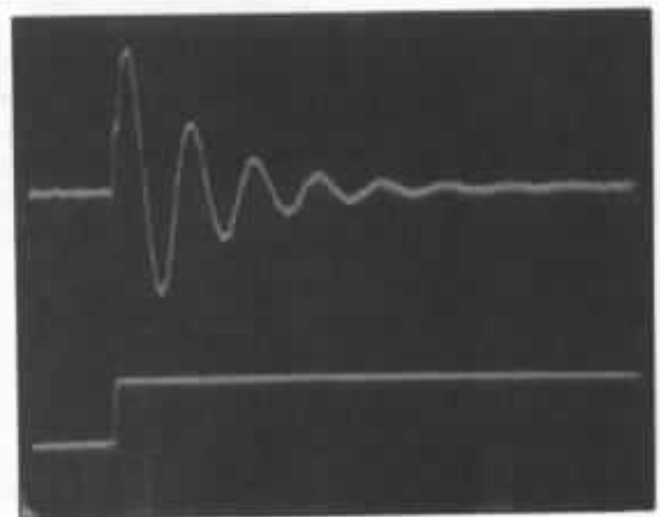
*Circuit n° 6 : 5 mV/div 100  $\mu$ s/div.*



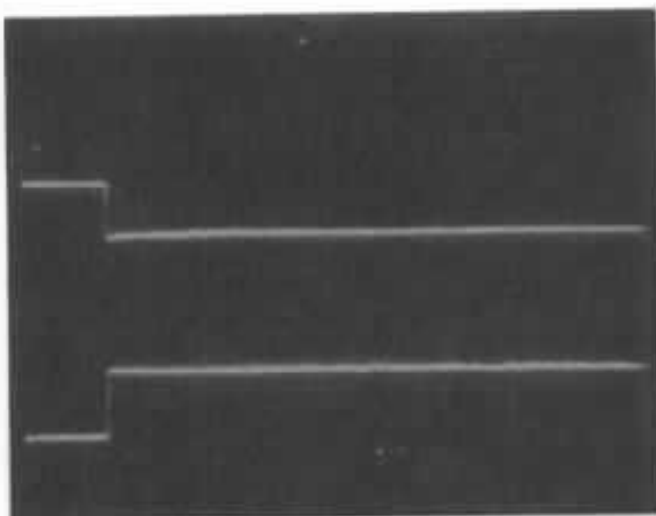
*Circuit n° 7 : 5 mV/div 10  $\mu$ s/div.*



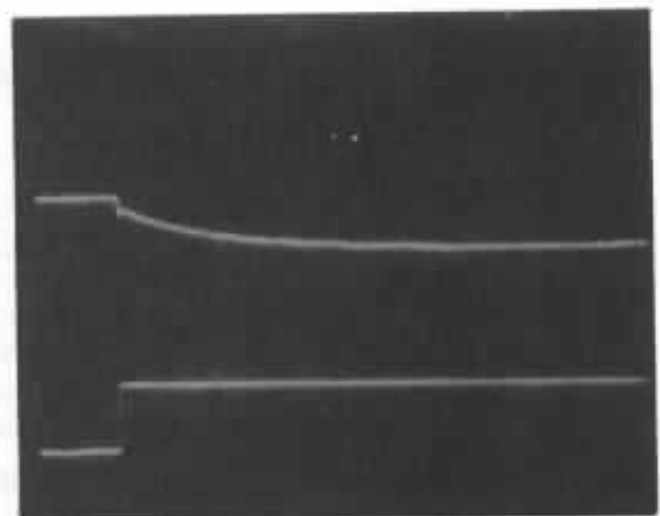
*Circuit n° 8 : 0,2 V/div 10  $\mu$ s/div.*



*Circuit n° 9 : 5 mV/div 10 ms/div.*



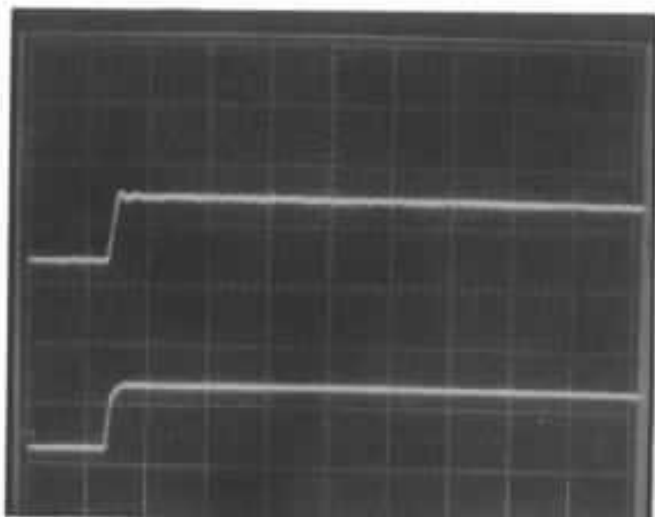
*Circuit n° 10 : 5 mV/div 50  $\mu$ s/div.*



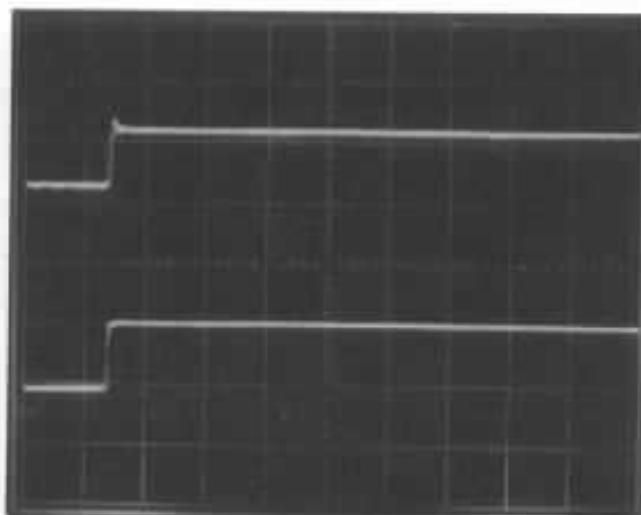
*Circuit n° 11 : 5 mV/div 50  $\mu$ s/div.*

*Fig. 24 : Réponse impulsionnelle des circuits 6 à 11.*

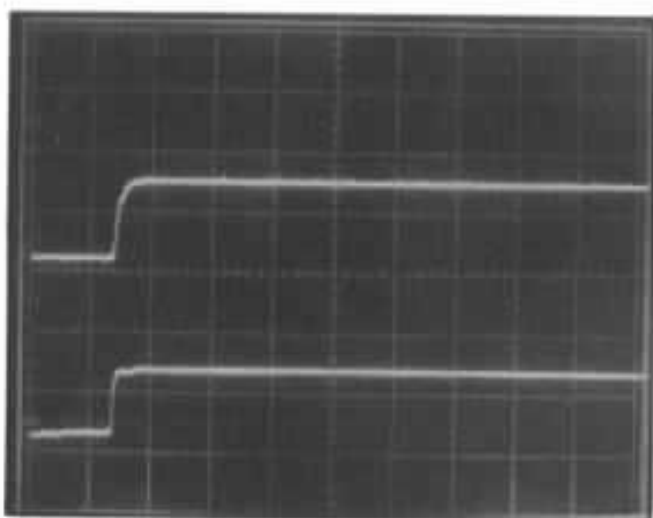




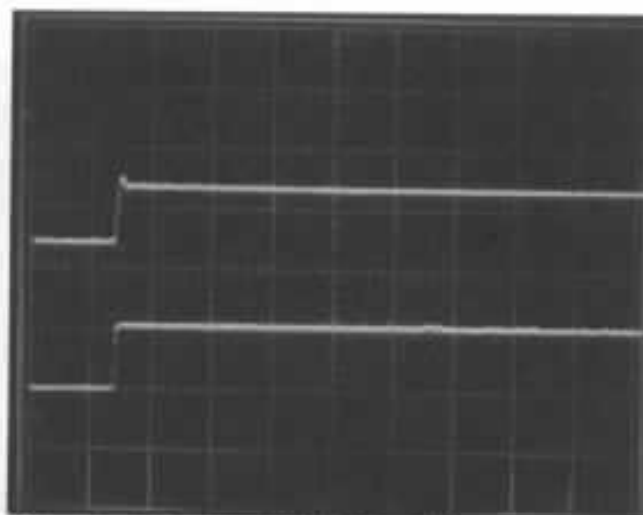
Circuit n° 12 : 10 mV/div 10  $\mu$ s/div.



Circuit n° 13 : 20 mV/div 10  $\mu$ s/div.



Circuit n° 14 : 10 mV/div 10  $\mu$ s/div.



Circuit n° 15 : 5 mV/div 10  $\mu$ s/div.

Fig. 25 : Réponses impulsionnelles des circuits 12 à 15.

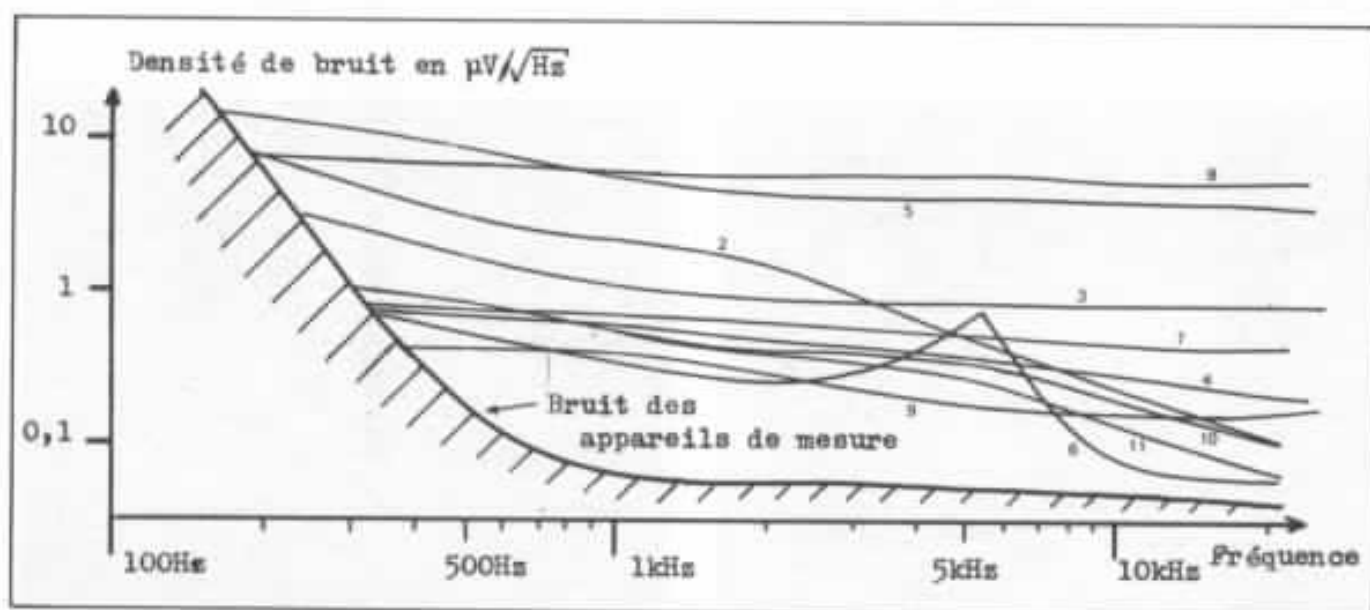


Fig. 26 : Densité de bruit des circuits.

N° du circuit	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
Distorsion par harmonique 2	x	x	0,15	0,03	x	0,09	0,003	x	0,15	0,05	0,006	0,005	0,02	0,02	x	0,1
Distorsion par harmonique 3	x	x	x	x	x	0,03	x	x	0,05	0,02	x	x	x	x	x	0,016
Distorsion par harmonique 4	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	0,003

x = non mesurable , les distorsions sont données en % du signal de sortie

Fig. 27 : Mesures de linéarité.

$h_{22}$  a aussi été mesuré par la méthode de l'échelon de courant. On trouvera sur les figures 23 à 25 les oscillogrammes de la réponse impulsionnelle des différentes alimentations. La trace du bas correspond au point D et permet le contrôle de la variation de courant ( $1\text{ V} = 10\text{ mA/div.}$ ).

Selon les circuits d'alimentation, ces oscillogrammes illustrent ou complètent les mesures de  $h_{22}$  faites avec des signaux sinusoïdaux, surtout pour les basses fréquences où ces mesures se heurtent aux problèmes de bruit.

On remarquera pour l'alimentation n° 6 les tendances aux oscillations mises en lumière par les courbes de  $h_{21}$  et  $h_{22}$ .

### Mesure du bruit de sortie

La figure n° 26 nous donne la densité du bruit en sortie de nos circuits d'alimentation mesuré dans 30 Hz. On y a porté la limite de sensibilité en hachuré, cette limite est surtout gênante en basse fréquence où on est limité par la conception des appareils de mesure utilisés, et par les harmoniques du secteur.

### Mesure de linéarité

Les mesures de linéarité sont très difficiles à cause de la faible valeur des signaux recherchés et du bruit. Les quelques résultats obtenus sont néanmoins portés sur le tableau de la figure n° 27.

### Conclusion

On peut constater que ces

mesures s'avèrent très difficiles et avec les appareils de mesure dont je disposais, il ne m'a pas été possible de faire toutes les mesures prévues. On pourrait rechercher des appareils de mesure plus sensibles, ou même les construire.

Mais avant d'en arriver là, il est bon de savoir si les paramètres mesurés et qui, dans certains cas, sont extrêmement faibles correspondent bien à des phénomènes qui jouent un rôle dans les circuits audio. Et là, seule l'expérience subjective peut nous aider, c'est pourquoi l'expérimentation subjective des circuits mesurés est la suite logique de cette étude. Ce sera l'objet du prochain article. A suivre...



**Page non  
disponible**

# Une enceinte donnée, un haut-parleur unique

*Jacques Mahul*

*Le but de cette étude est de redéfinir entièrement le processus de conception d'une enceinte acoustique à partir de ses performances dans les basses fréquences.*

*En effet, ce sont les performances dans cette partie du spectre qui dicteront les critères de volume, d'esthétique et du nombre de voies nécessaires. Plusieurs approches s'offrent au concepteur pour la définition de son enceinte acoustique. Nous allons en énoncer quelques-unes, les plus courantes, et en dénoncer les limites pour en tirer une conclusion générale.*

*Première démarche :* le concepteur partira d'un haut-parleur donné, choisi soit pour des considérations de coût, de facilité de provenance ou pour des critères subjectifs non raisonnés et cherchera par le calcul ou par tâtonnements successifs à atteindre les meilleures performances, ce qui constituera l'optimisation de la charge. Il en déduira un volume, la nature de la charge (bass-reflex ou close), une fréquence de coupure et un rendement. Peut-être le volume sera-t-il trop grand pour ses critères esthétiques, le rendement trop faible ou trop élevé et la fré-

quence de coupure un peu haute ou dangereusement basse. Cette démarche ne peut convenir que dans le cas où le concepteur ne s'est fixé aucun critère au départ et n'a pas peur de l'inconnu.

*Deuxième démarche :* le concepteur se fixe des critères esthétiques, donc un certain volume et un certain diamètre de haut-parleur ainsi qu'un type de charge et essaie successivement plusieurs types de haut-parleurs dans la production actuelle pour atteindre les meilleures performances, voire l'optimisation. A moins d'un coup de chance

extraordinaire, celle-ci ne se fera pas ou si elle se fait, le rendement ne sera pas toujours celui escompté. Cette méthode comporte en elle-même les germes de la non-optimisation, car si aucun niveau de performances n'est fixé au départ tant en fréquence de coupure basse qu'en sensibilité, elle comporte peu d'éléments de variations notamment au niveau des diamètres de haut-parleurs.

*Troisième démarche :* le concepteur se fixe un haut-parleur et une certaine fourchette de volumes. Là encore, l'échec sera

presque systématique car même si la nature de charge peut encore lui donnant une certaine latitude, les possibilités de variations sont maigres.

Nous remarquons que dans tous les cas, il n'a jamais été question de performances désirées, notamment au niveau des coupures basses. Le haut-parleur est toujours considéré comme non évolutif, son diamètre est presque toujours fixé par avance et ont subi passivement les conséquences d'un manque d'adaptation et d'une non-optimisation. Le haut-parleur est très souvent considéré comme un objet mythique, classé très rapidement comme bon ou mauvais et jugé avec un subjectivité exacerbée. Le haut-parleur a fait d'énormes progrès non pas dans son principe de fonctionnement mais dans la définition mathématique de ses paramètres. Le fait que la conception des haut-parleurs a été, par le passé, très subjective, tend à devenir une excuse pour de mauvaises réalisations de nos jours. Il n'est pas rare de voir retourner certaines personnes à des réalisations totalement rétrogrades pour mieux se réfugier dans le subjectivisme. On masquera toujours l'incompétence par le discours et on pourra présenter une réalisation déséquilibrée, non optimisée et peu performante comme un bienfait ; dès l'instant qu'elle apparaît comme différente. Le seul problème est que cette différence provient d'une réelle carence la plupart du temps.

Quelle solution adoptée ? Tout simplement essayer de définir un cahier des charges précis et entièrement calculer le haut-parleur pour l'atteindre. Le haut-parleur n'est plus considéré ici comme un produit fini, figé non évolutif, mais comme un rouage. Il s'efface devant l'enceinte et devient un instrument de la réussite. On se fixe au départ un volume, une fréquence de coupure basse à  $-3$  dB et un

niveau de sensibilité et on en déduit la nature de la charge, le diamètre du haut-parleur, sa masse mobile, son BL, donc sa bobine et le nombre de couches, le champ magnétique.

On part de l'enceinte désirée (volume donc critère esthétique, sensibilité donc volonté d'associer un certain type de médium-aigu, performances dans le grave par la coupure à  $-3$  dB clairement définie) et on débouche sur le haut-parleur. On peut ainsi calculer son propre haut-parleur. Cela devient même une nécessité.

Cet article présente une approche pratique et utile du problème de l'optimisation des nombreuses variables d'un haut-parleur de basses fréquences associé à une charge. Une procédure de combinaisons optimisées haut-parleur/charge sont donnés pour un certain type de cahier des charges.

L'étude démontre que pour tout système, un haut-parleur de basse devra être spécialement conçu pour atteindre les meilleures performances.

### Position du problème

Pour être certain qu'une combinaison particulière haut-parleur/charge soit réellement performante de manière optimale, il faut passer par un compréhension rigoureuses du fonctionnement physique de cette combinaison. De plus, un système conçu de façon optimale ne réalise pas seulement les meilleures performances possibles pour un cahier des charges donné mais également garantit que les coûts ne sont pas excessifs tant au niveau du volume de la caisse que de la réalisation du haut-parleur (diamètre, aimant...). Il est impossible de partir du niveau des performances dans les basses fréquences sans parler de la sensibilité du système. Il serait ridicule, en effet, de concevoir un caisson de grave parfaitement optimisé mais immuable avec un quel-

conque médium-aigu sauf au prix d'un abaissement des performances de ce dernier.

Cette étude a été menée à l'aide des travaux de Thiels et de Small mais surtout avec le compte rendu de la conférence de MM. A.V. Garner et P.M. Jackson à la 50<sup>e</sup> convention de l'AES.

Quand on veut définir les éléments de conception d'un système de haut-parleurs, on commence par définir :

- la sensibilité en dB par watt à 1 m ;
- la coupure basse à  $-3$  dB ;
- le volume interne utile et donc les dimensions de la caisse ;
- la forme de la courbe de réponse désirée ;
- l'amortissement critique ou pas critique.

Ces conditions ne peuvent pas être arbitrairement fixées une à une dès lors que la plupart des critères sont interdépendants. Il est nécessaire de procéder dans un premier temps à un recensement de l'ensemble des combinaisons possibles et de choisir ensuite celles qui sont pratiquement réalisables. Il y a, en effet, un grand nombre de solutions possibles et pour simplifier le problème, nous avons opté pour les courbes de réponse les plus plates et l'amortissement au point critique.

Dès lors, le choix est réduit à la combinaison de sensibilité, coupure basse à  $-3$  dB et volume de la boîte. Nous allons étudier les différentes corrélations entre ces trois paramètres. C'est effectivement à ce stade qu'une procédure de conception à l'aide d'un ordinateur s'avère particulièrement utile.

La procédure de conception pourrait se schématiser ainsi :

- un recensement de la gamme complète des solutions théoriques ;
- un recensement des solutions pratiques possibles ;
- une indication des coûts relatifs des solutions pratiques ;



- des résultats quantitatifs des différents volumes pratiqués pour pouvoir les insérer dans les équations théoriques ;
- des détails quantitatifs sur le haut-parleur : masse mobile, compliance, résonance à l'air libre, etc.

### La théorie

De manière à définir avec rigueur une procédure conceptuelle, il est nécessaire de se fixer un circuit électrique équivalent du haut-parleur et de sa charge. Evidemment le circuit dépendra du type de charge, bass reflex ou enceinte close mais des composants sont communes. En figure 1 est représenté le circuit équivalent d'une enceinte à événement, schéma selon Beranek mais qui sera simplifié par Thiele pour en faire un instrument plus adapté à l'analyse. La suppression des composants relatifs à l'événement permettra d'obtenir directement le schéma équivalent d'une enceinte close.

La figure 2 représente le circuit équivalent simplifié d'un système acoustique en général avec :

$M_{av}$  = masse acoustique totale du diaphragme, de la bobine mobile et de la charge de l'air des deux côtés du diaphragme.

$C_{as}$  = compliance acoustique de la suspension du système.

$R_{as}$  = résistance.

$C_{ab}$  = compliance acoustique de l'air dans la boîte.

$M_{av}$  = masse acoustique de l'air dans l'événement.

A partir du circuit n° 2, Thiele développe toute une série d'alignements représentant ce dernier comme un filtre passe-haut du 4<sup>e</sup> ordre. Cependant, avant d'aller plus loin dans ce projet, il est possible de manipuler les équations de base et d'en déduire les éléments fondamentaux suivants, soit :

$$\frac{C_{ms}}{C_{ab}} = R_1 \quad (1)$$

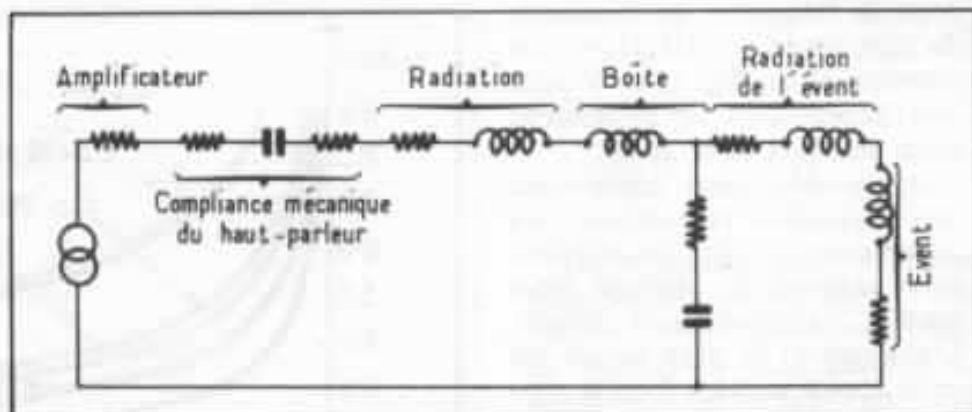


Fig. 1 : Circuit équivalent d'une enceinte à événement.

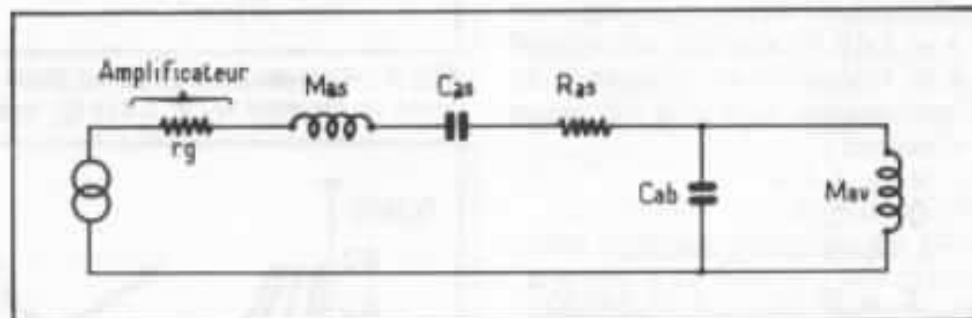


Fig. 2 : Circuit équivalent simplifié d'un système acoustique.

avec

$C_{ms}$  = compliance mécanique de la suspension du haut-parleur en ( $mN^{-1}$ )

$C_{mb}$  = compliance mécanique de l'air dans la boîte en ( $mN^{-1}$ )

$$Q_t = W_s \frac{R_s}{(BL)^2} M_{ms} \quad (2)$$

avec

$W_s = 2 \pi$  fréquence de résonance du haut-parleur ( $rad. s^{-1}$ )

$R_s$  = résistance de la bobine mobile ( $\Omega$ )

$M_{ms}$  = masse mobile mécanique ( $kg$ )

$B$  = densité de flux dans l'entrefer ( $T$ )

$L$  = longueur de fil de la bobine mobile dans l'entrefer ( $m$ ).

On peut remarquer que la résistance de sortie  $R_g$  de l'amplificateur est négligée au profit de celle de la bobine mobile.

$Q_t$  = coefficient de surtension total du système de haut-parleur connecté à la sortie de l'amplificateur.

et

$$E = 10 \log_{10} \left[ \frac{\rho_0}{2\pi c} \cdot \frac{(BL)^2}{R_s} \cdot \frac{A^2}{M_{ms}^2} \right] \quad (3)$$

où

$E$  est la perte d'insertion en dB,

$\rho_0$  la densité de l'air ( $kg m^{-3}$ )

$c$  la vitesse du son ( $ms^{-1}$ )

$A$  la surface du piston correspondant au diaphragme ( $m^2$ )

Noter que la constante  $\frac{\rho_0}{2\pi c}$

est légèrement différente de celle de Thiele mais se rapproche plus de celle de Small et donne de meilleurs résultats pour la perte d'insertion  $E$ .

C'est alors que

$$W_s = \frac{1}{\sqrt{M_{ms} C_{ms}}} \quad (4)$$

et

$$C_{mb} = \frac{V}{\rho_0 c^2 A^2} \quad (5)$$

dans lequel  $V$  est le volume de la boîte en  $m^3$ .

On peut en déduire que :

$$E = 10 \log_{10} K \frac{R_1}{Q_t} f_i^2 V \quad (6)$$

avec

$$k = \frac{(2\pi)^2}{c^2}$$

$f_1$  est la fréquence de résonance du haut-parleur en (Hz), on peut constater que  $W_s$ ,  $f_1$  et  $V$  sont interdépendants et dépendent aussi du choix de  $R_1$  et  $Q_1$ .

Ayant développé maintenant une équation regroupant les paramètres les plus importants, nous sommes en position pour étudier l'alignement de Thiele. L'alignement le plus simple est celui appelé numéro 5 où la configuration est celle d'un filtre passe-haut du 4<sup>e</sup> ordre par ce choix. La fréquence de coupure à -3 dB du système correspond à la fréquence de résonance du haut-parleur  $f_1$  et à la fréquence d'accord  $f_0$ .

$$R_1 = 1,414$$

$$Q_1 = 0,383$$

L'équation (6) devient

$$E = 10 \log_{10} 3,5 \cdot 10^{-6} f_1^2 V$$

Celle-ci représente la relation entre le volume de la boîte, la fréquence de coupure à -3 dB et la sensibilité pour un système bass-reflex donné.

Nous sommes ainsi capable de corréler les différentes valeurs discrètes de  $E$  avec  $f_1$  et  $V$  par l'intermédiaire du diagramme de la figure 3. Si on se donne une valeur de  $E$ , on peut également déduire  $f_1$  et  $V$ .

Une estimation grossière de la pression sonore à 1 m par 1 watt est donnée par :

$$\text{S.P.L.} = E + 109 \text{ dB}$$

Noter que ceci n'est valable que dans la région où le haut-parleur fonctionne en piston. L'équation n° 6 peut également convenir dans le cas d'une enceinte totalement close, la compliance de la suspension du haut-parleur étant alors contrôlée par l'air dans la boîte, il suffit alors de substituer  $R_1 = 1$  dans celle-ci. En accord avec Small, la valeur de  $Q_1$  est égale à 0,71 pour une réponse entièrement plate. L'équation n° 6 devient alors dans ce cas :

$$E = 10 \log_{10} 1,34 \cdot 10^{-6} f_1^2 V$$

La figure 4 laisse apparaître un diagramme de  $f_1$  et de  $V$  pour

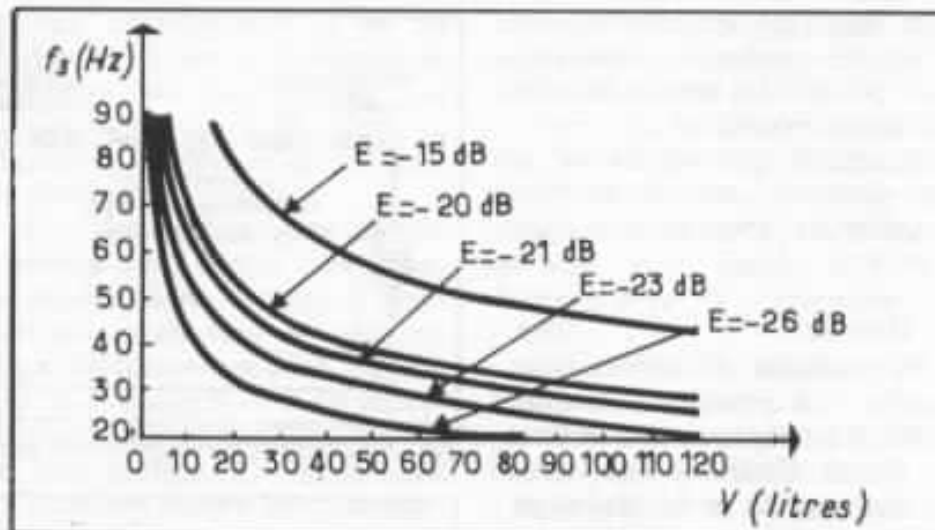


Fig. 3 : Volume de la boîte en litres en fonction de la fréquence de coupure basse en Hz pour  $R_1 = 1,414$   $Q_1 = 0,383$ .

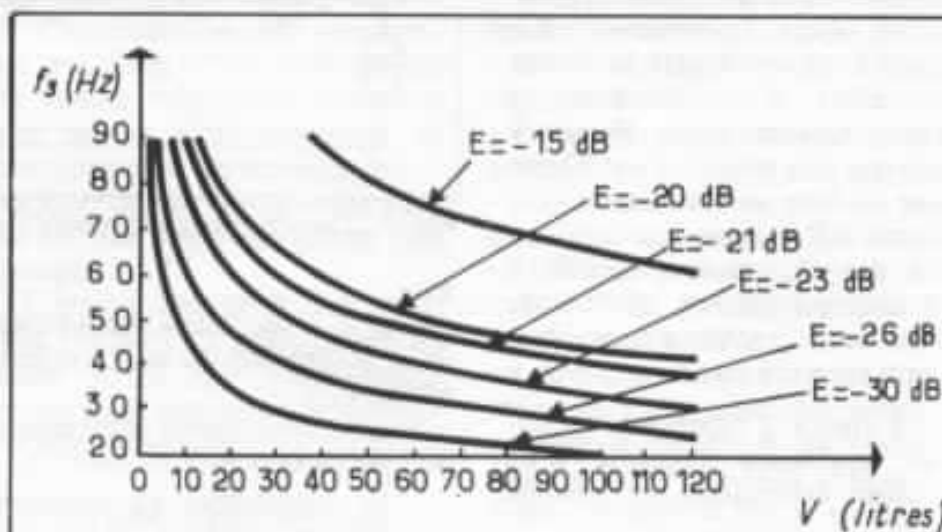


Fig. 4 : Volume de la boîte en litres en fonction de la fréquence de coupure basse en Hz pour  $R_1 = 1$   $Q_1 = 0,71$ .

différentes valeurs discrètes de  $E$ .  $f_1$  représente la fréquence de coupure du système mais plus utilement la fréquence de résonance du haut-parleur à l'air libre. Les équations 7 et 9 sont les équations de base pour respectivement un système bass-reflex et un système clos. Les figures 3 et 4 permettent une évaluation rapide des fréquences de coupure, des volumes d'enceintes et des sensibilités.

Il est maintenant possible de définir avec rigueur une procédure de design d'une enceinte acoustique : ayant choisi le type de charge, reflex ou clos, on peut sélectionner la fréquence de coupure basse, la sensibilité et le volume de la boîte à l'aide des diagrammes des figures 3 et 4.

Nous pouvons aller plus loin sur la conception du haut-parleur même, les paramètres désirés de ce dernier étant les suivants :

- diamètre du haut-parleur
- masse mobile en mouvement
- compliance de la suspension
- $(BL)^2/Re$ , c'est-à-dire caractéristiques de la bobine mobile et du circuit magnétique.

Nous pouvons réorganiser certaines équations pour pouvoir laisser apparaître ces paramètres :

Relativement à la dimension du haut-parleur, nous avons :

$$C_{mb} = \frac{V}{\rho_0 C^2 A^2} \quad (10)$$

Cette équation relie la surface du piston à la compliance de l

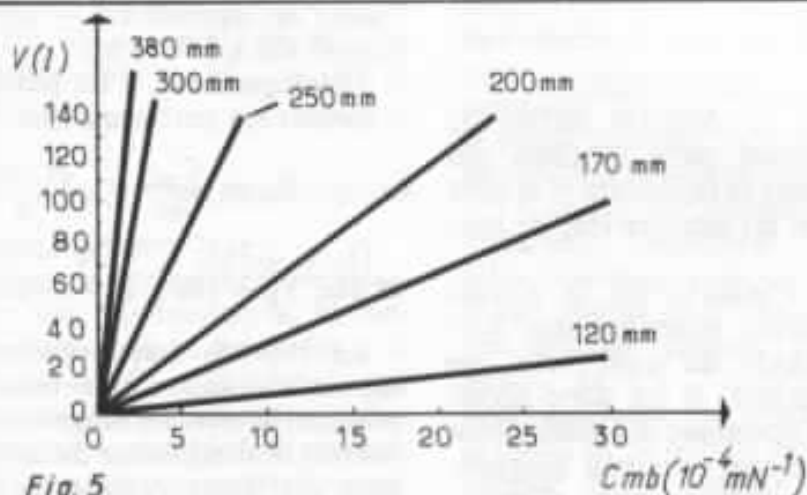


Fig. 5 : Volume de la boîte en litres en fonction de la compléance de la boîte par différents diamétre de haut-parleurs.

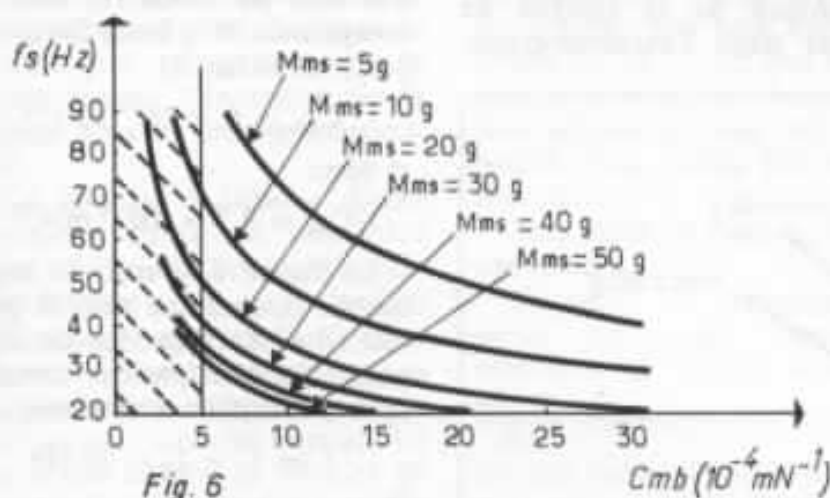


Fig. 6 : Fréquence de résonance du haut-parleur en fonction de la compléance pour différentes valeurs de la masse mobile totale.

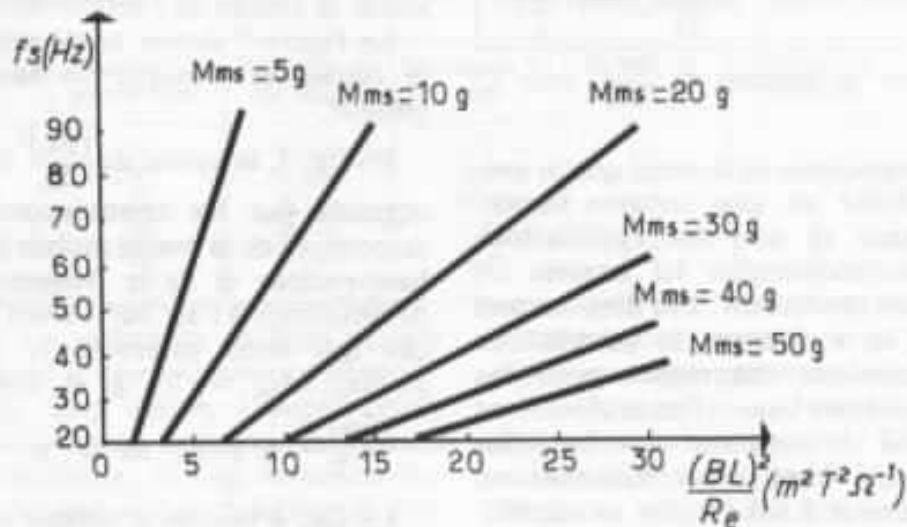


Fig. 7 : Fréquence de résonance du haut-parleur en fonction de  $\frac{(BL)^2}{R_e}$  pour  $Q_1 = 0,383$ .

boîte et au volume de la boîte.

Or, l'équation (1) nous donne

$$C_{mb} = R_1 C_{nb} \quad (11)$$

Nous pourrons alors exprimer la masse mobile de la façon suivante :

$$M_{ms} = \frac{1}{4\pi^2 f_s^2 C_{ms}} \quad (12)$$

et le quotient

$$\frac{(BL)^2}{R_e} = \frac{2\pi f_s M_{ms}}{Q_1} \quad (13)$$

Les équations (10) et (13) sont directement exploitables : les figures 5, 6 et 7 représentent sous la forme de diagrammes les équations de dessus pour un ensemble bass-reflex, soit  $R_1 = 1,414$  et  $Q_1 = 0,383$ .

La procédure conceptuelle prend alors le chemin suivant :

1. Obtenir le volume de la boîte à partir du diagramme 3 (pour bass-reflex)

2. Choisir un diamètre de haut-parleur à partir du diagramme 2 en donnant une valeur plausible à  $C_{mb}$ . Une valeur réalisable sera obtenue pour des  $C_{mb}$  allant de  $3 \cdot 10^{-4}$  à  $25 \cdot 10^{-4}$  dans le cas contraire la suspension sera soit trop souple pour les grandes valeurs et donc mécaniquement dangereuse, soit trop rigide et génératrice de distorsion.

3. Ensuite calculer  $C_{ms}$  par l'équation (11)

4.  $M_{ms}$  peut être évaluée par le diagramme 6. Notons qu'il est nécessaire de se donner des limites intelligentes en poids du cône. Il est clair que  $M_{ms} = 5$  g pour un haut-parleur de 250 mm est irréalisable.

5. La figure 7 fournira la valeur de  $\frac{(BL)^2}{R_e}$ . Cette valeur est très critique et déterminera la configuration magnétique ainsi que l'impédance de la bobine.

Dans le dessin d'un système totalement clos, la fréquence de résonance du haut-parleur doit être située en dessous de la fréquence de coupure du système de sorte que la compléance de l'air dans la boîte contrôle la fréquence de résonance du système. Alors la compléance  $C_{ms}$  déduite de l'équation (11) doit, seulement être utilisée pour calculer



$M_{ms}$ . De manière grossière, on peut adopter cette simplification si la compliance de la suspension du haut-parleur est dix fois supérieure à la compliance calculée, la compliance de la boîte sera dominante. Cependant, plus la taille de l'enceinte croît, plus cela devient délicat, mais il est clair également qu'au-delà de 40 litres, les systèmes bass-reflex présentent des avantages considérables et il est préférable de s'orienter vers ce type de charge.

Le diagramme 8 représente l'équation (13) pour  $R_1 = 1$  et  $Q_1 = 0,71$  et permet, en conjugaison avec les figures 5 et 6, de concevoir le haut-parleur pour un système clos.

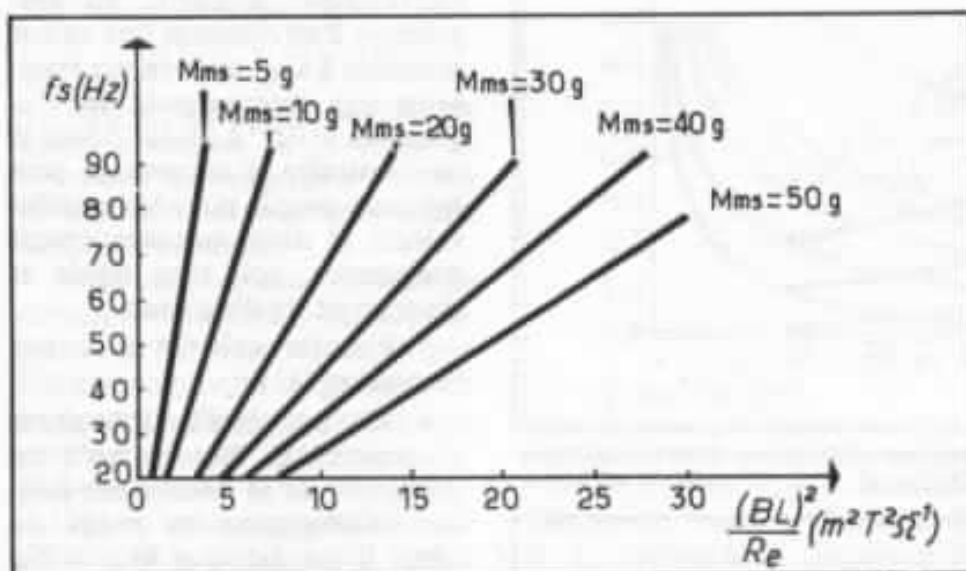


Fig. 8 : Fréquence de coupure du système en fonction de  $\frac{(BL)^2}{R_e}$  pour  $Q_1 = 0,71$  (système clos).

### Exemple de réalisation

Nous allons revenir sur l'équation (3) pour la soumettre à l'analyse.

$$E = 10 \log_{10}$$

$$\left[ \frac{Q_0}{2\pi C} \cdot \frac{(BL)^2}{R_e} \cdot \frac{A^2}{M_{ms}^2} \right]$$

$\frac{Q_0}{2\pi C}$  constitue les constantes relatives à l'environnement, c'est-à-dire usuellement l'air

$\frac{A^2}{M_{ms}^2}$  constitue les détails mécaniques du haut-parleur.

$\frac{(BL)^2}{R_e}$  constitue les détails électriques du haut-parleur.

C'est la dernière partie de l'expression entre crochets qui représente la faisabilité et le coût éventuel du haut-parleur de basses.

Dès l'instant où le circuit magnétique constitue une part importante du coût total du haut-parleur, il est donc nécessaire d'optimiser la combinaison de sorte que ce circuit magnétique travaille le plus efficacement.

Supposons que l'on recherche un système sans compromis sur l'extension de la courbe de réponse dans l'extrême-grave.

- perte de sensibilité : - 21 dB (soit 88 dB à 1 W/1 m)

Théoriquement, il est possible d'obtenir ces performances.

$$R_1 = \frac{C_{mb}}{C_{ms}} = 2$$

$Q_1 = 0,383$ ,  $f_1 = f_b = f_3 = 28$  Hz,  $V_b = 100$  l,  $E = -21$  dB

La seconde étape consiste à savoir s'il existe une solution pratique à cela. Le diagramme 5 fournit la compliance de la boîte pour différents volumes de boîtes et de diamètres de haut-parleur. Pour 100 l, supposons que notre choix se porte sur un 250 mm de diamètre, alors la compliance de la boîte devient (à partir de la fig. 5) :

$$C_{mb} = 6 \times 10^{-4} \text{ mN}^{-1}$$

et donc

$$C_{ms} = 8,5 \times 10^{-4} \text{ mN}^{-1}$$

La figure 6 fournit la masse mobile dynamique désirée pour atteindre la fréquence de résonance du haut-parleur connaissant la compliance dynamique :

$$f_1 = f_b = f_3 = 28 \text{ Hz}$$

et

$$C_{ms} = 8,5 \times 10^{-4} \text{ mN}^{-1}$$

fournissent  $M_{ms} = 37$  g (qui inclut la charge de l'air).

La figure 7 donne la clé pour la faisabilité pratique du haut-parleur.

En fig. 7, la valeur de  $\frac{(BL)^2}{R_e}$  est obtenue par les connaissances respectives de la masse mobile du haut-parleur et de la fréquence de résonance à l'air libre. Dans le cas qui nous intéresse  $f_s = 28$  Hz,  $M_{ms} = 37$  g et donc

$$\frac{(BL)^2}{R_e} = 17 \text{ (T}^2 \text{ m}^2 \text{ } \Omega^{-1}\text{)}.$$

La fig. 8 permet d'obtenir les mêmes résultats mais pour une enceinte totalement close.

Nous sommes en mesure de regrouper toutes les variables nécessaires à l'élaboration du projet :

Supposons également que la sensibilité ait une certaine importance et que des applications professionnelles lui impose un bon rendement. Les diagrammes 3 et 4 donnent la gamme des solutions théoriques pour les systèmes bass-reflex et clos. Il est aisé de constater que les solutions bass-reflex donnent en général 3 dB de plus en sensibilité, tout restant égal par ailleurs. De la figure 3, on peut donner les trois critères suivants comme réalisables :

- volume de l'enceinte : 100 litres
- coupure à - 3 dB : 28 Hz

$$V_b = 100 \text{ l}, f_1 = f_2 = f_b = 28 \text{ Hz}, E = -21 \text{ dB}, C_m = 8,5 \cdot 10^{-4} \text{ mN}^{-1}, M_m = 37 \text{ g}, \frac{(BL)^2}{R_e} = 17$$

$\frac{(BL)^2}{R_e} = 17$  représente-t-il une valeur réalisable ?

Dans ce facteur interviennent, bien sûr, l'induction B, la longueur de fil dans l'entrefer et la résistance  $R_e$ , mais beaucoup d'autres variables doivent être prises en considération pouvant ainsi modifier les types de combinaisons : l'épaisseur de la plaque de champs, le diamètre de la bobine mobile et sa tenue en puissance, le nombre de couches de la bobine et donc la masse du conducteur relativement à la masse totale, l'excursion de la bobine hors du champ magnétique.

Le tableau ci-dessous donne certaines solutions possibles pour une bobine avec une excursion linéaire de  $\pm 4$  mm en diamètre de 37 mm et de 50 mm. Ces deux diamètres ne sont pas les véritables diamètres de la bobine mais ceux des noyaux. Le cas d'une bobine en fil plat en une couche n'a pas été envisagé dans les calculs pour le moment mais fera l'objet d'une étude spéciale.

Diamètre du noyau (mm)	Diamètre du fil (mm)	Résistance $R_e$ ( $\Omega$ )	Densité de Flux B (T)	Nombre de couches
37	0,315	2,3	1,2	2
37	0,280	6,4	0,9	4
37	0,160	33,0	1,2	4
50	0,315	3,5	0,9	2
50	0,180	18,0	1,2	2
50	0,160	50	0,9	4

La résistance du haut-parleur final a une importance capitale. Si, trop faible, l'amplificateur sera inapte à fournir le courant nécessaire, si trop forte, ce dernier verra une variation de tension trop limitée, ce qui se traduira par des niveaux sonores trop faibles pour obtenir un quelconque réalisme et par un rendement désastreux de la combinaison haut-parleur/

amplificateur limitant ainsi la dynamique. Un bon compromis pour la résistance se situe aux alentours de 5-6 ohms. Bien d'autres solutions intermédiaires pourraient apparaître avec  $B = 1,1 \text{ T}$  ou  $1 \text{ T}$ , des diamètres de fil différents. Cependant, dans la table ci-dessus, seule la solution d'une bobine de 37 mm en quatre couches plongée dans un champ de 0,9 T semble réellement convenir. En contrepartie, le poids de la bobine sera relativement élevée, quatre couches d'une bobine de 16 mm de hauteur en fil de 28/100 risquent d'être un peu supérieur au poids du cône seul. De plus, 0,9 T dans un entrefer qui sera très large, voisin de 1,8 — 1,9 mm sur une plaque de 8 mm de hauteur, ne sera obtenu qu'avec une bague ferrite d'au moins 120 mm de diamètre.

Cela étant, le haut-parleur est réalisable.

En clair, on remarque qu'il existe différentes voies pour atteindre la bonne valeur de  $\frac{(BL)^2}{R_e}$ , cependant il n'existe que de très rares solutions pratiques en tenant compte des diamètres usuels de bobines, des dimensions standards de fil de cuivre et des impédances normalisées.

Généralement, on en arrive à une seule et unique possibilité quand celle-ci existe.

La conclusion de cette étude serait d'affirmer qu'à chaque système optimisé convient un seul haut-parleur tout spécialement conçu pour atteindre les meilleures performances et que ce haut-parleur ne doit son existence que par l'existence du système par lequel il est conçu.

Pour chaque système performant, il est nécessaire de concevoir un haut-parleur spécial. Deux enceintes ayant des caractéristiques différentes en volume, sensibilité et en fréquences de coupure ne peuvent pas utiliser le même haut-parleur, un des deux systèmes ne sera pas optimisé.

Il est possible avec un tel type de procédure de recherche d'élaborer un programme par ordinateur. Ce programme aura deux fonctions de base :

- \* déterminer les paramètres élémentaires, c'est-à-dire le volume de la boîte, la sensibilité, la fréquence de coupure, le diamètre du haut-parleur, la masse mobile, la compliance et le  $\frac{(BL)^2}{R_e}$ .

- \* concevoir la construction du haut-parleur au niveau bobine mobile et circuit magnétique.

Il sera nécessaire d'incorporer dans ce programme les données relatives à des valeurs discrètes d'épaisseur de plaque de champ et de diamètre de noyau et de diamètre de fil. Ces valeurs discrètes limiteront sérieusement le nombre de solutions en se fixant un écart de  $\pm 5\%$  par exemple entre la valeur théorique et la valeur pratiquement réalisable.

En conclusion, on peut affirmer qu'à toute nouvelle réalisation, il est nécessaire d'y associer un haut-parleur nouveau spécifique, que ce haut-parleur peut être entièrement calculé et réalisé dès l'instant où le concepteur sait ce qu'il recherche et donne les performances qu'il veut atteindre en sensibilité et en fréquence de coupure basse. Cela ne veut pas dire qu'un système non optimisé ne soit pas capable de fournir un quelconque message, cependant il n'est pas plus difficile de réaliser un système optimisé et parfait qu'un ensemble correct et audible si on ne part pas avec des idées préconçues et une marge de manœuvre trop faible.





# La cellule Shure V-15 V

*Jean Hiraga*

*On constate avec regret que, bien souvent, les ultimes perfectionnements propres à une technologie donnée sont apportés au moment où l'on est prêt à abandonner celle-ci au profit de nouveaux procédés. C'est le cas des disques microsillons, de l'enregistrement et de la lecture phonographiques, procédés qui, dans dix ans, auront peut-être presque entièrement disparu. Du côté des tables de lecture, bras de lecture, phonolecteurs, des accessoires pour l'entretien des disques, chacun a pu remarquer jusqu'à quel point on était arrivé en terme de perfection et malheureusement aussi, de prix.*

*Chez Shure, le plus gros producteur de phonolecteurs du monde, le lancement d'une nouvelle cellule est toujours un événement mondial, surtout lorsqu'il s'agit de la série prestigieuse V-15.*

*La cellule Shure V-15 V, un chef d'œuvre remarquable des ingénieurs de la firme Shure Brothers Inc. est la preuve concrète de la connaissance, de la maîtrise de tous les paramètres régissant sur les performances d'un phonolecteur. Fidèle à la formule de transduction à aimant mobile, la version V-15 V prouve, en termes de « trackability » par exemple, qu'il est possible de dépasser largement tous les concurrents. Que ce soit la dernière ou l'avant-dernière avant l'abandon du disque microsillon stéréophonique voyons pourquoi cette version V-15 V mérite bien l'appellation de « révolutionnaire ».*

## **Révolutionnaire ?**

C'est ce que l'on disait déjà du modèle V-15 I, optimisé à 15° pour l'angle de lecture vertical (d'où l'appellation « V-15 »), un modèle qui optait aussi pour une pointe lectrice de profil biradial.

Dès la version V-15 II, Shure parlait de « trackability », d'aptitude à la lecture. Les disques test Shure de l'époque prouvaient, d'ores et déjà, qu'à partir d'un certain niveau de gravure, les concurrents se faisaient

rare et, qu'au delà, il n'y avait pratiquement plus personne. Dans la version V-15 III, Shure continuait à percer cette voie de « trackability » pour se surpasser encore, selon la formule du « cantilever », levier porte-

pointe en alliage d'aluminium ultra-léger, couplé à un renforcement « dynamique » en béryllium, ce qui permettait la lecture impeccable d'un signal dont la vitesse de gravure atteignait la valeur très honorable de 40 cm/s à 5 kHz. Venait enfin la version V-15 IV pour laquelle Shure développait un système de brosse à effet antistatique, nettoyant et surtout amortisseur, en plus d'un stylet porte-pointe de structure « télescopique », alliant extrême rigidité et extrême légèreté. Ce qui permettait au type IV d'accéder à une valeur de « trackability » de 50 cm/s à 5 kHz, dépassant tous les concurrents mondiaux.

Pour faire mieux, pour atteindre le « révolutionnaire », la tâche n'était donc pas facile, surtout si l'on doit se tenir dans une fourchette de prix raisonnable, sans chercher à opter pour des matériaux trop onéreux, difficiles à travailler, ou encore fragiles, comme le bore ou le stylet porte-pointe en diamant.

La Shure V-15 V, c'est en quelque sorte l'optimisation de chaque paramètre, chaque détail, y compris ceux qui paraissent relativement insignifiants. Le résultat est une somme de performances exceptionnelles, ne serait-ce qu'en termes d'aptitude à la lecture, de « trackability », valeur qui atteint 80 cm/s à 5 kHz, ce qui mérite la qualification d'extraordinaire.

### Le levier porte-pointe

C'est un point déterminant très largement les performances du phonolecteur. Pour répondre aux exigences d'une « trackability » hors pair, il doit être extrêmement léger, mais aussi d'une très grande rigidité dynamique. Mis à part les questions non moins importantes d'angle de lecture optimal, de forme opti-

male du profil de la pointe lectrice, il faut tenir en considération la rigidité dynamique du stylet à diverses fréquences, la masse effective de l'équipage mobile, sa longueur, les accélérations maximales appliquées au niveau de la pointe lectrice ainsi que les restrictions imposées par l'amortissement mécanique (suspension, tige de rappel, si utilisée).

Sur la version V-15 IV, Shure semblait déjà à la limite du réalisable, grâce à la contribution d'un levier porte-pointe « télescopique » (deux tubes en alliage léger emboîtés partiellement) ce qui procurait une masse totale effective de 0,213 mg, une valeur déjà exceptionnellement basse. Songeons que cette valeur est inférieure à celle d'une pointe lectrice en diamant des années 70.

Mais, pour la V-15 V, il fallait faire beaucoup mieux. Plusieurs solutions étaient possibles et les matériaux ultra-légers, ultrarigides, étaient des plus tentants. En partant des propriétés de base de différents matériaux, l'aluminium paraît le moins intéressant, avec un rapport rigidité/densité de 0,27 alors que l'on obtient 1,58 avec le béryllium, 2,18 avec le bore et 2,88 avec le diamant. Cependant, ces chiffres ne concernent qu'une forme donnée, un cylindre plein par exemple. Le rapport rigidité/densité du diamant par rapport à l'aluminium est de 11. Cependant, si

l'on a cette fois affaire à un tube d'aluminium creux, aux parois fines et de diamètre donné, la rigidité, pouvant se multiplier par 17 (par rapport à un tube plein de même masse), il est possible d'obtenir, de cette manière, un rapport rigidité/densité de plus de 50 % supérieur à un tube plein en diamant, ce qui fait réfléchir. On voit donc qu'il faut tenir compte à la fois des propriétés intrinsèques des matériaux et de la géométrie adoptée. Pour la V-15 V, le choix s'est orienté vers une structure tubulaire, de diamètre supérieur au stylet du modèle V-15 IV, mais considérablement plus léger, aux parois extrêmement fines. Pour cela, il est nécessaire de partir d'une feuille de béryllium, parfaitement laminée, laquelle sera ensuite transformée, à l'aide d'un procédé très onéreux, en un tube dont l'épaisseur des parois ne dépassera pas 12  $\mu\text{m}$ . On obtient alors un équipage mobile conforme aux exigences, c'est-à-dire une masse effective de 0,096 mg (moins de la moitié de celle de la V-15 IV !) et une résonance aiguë reportée à 33 kHz. En plus, Shure adopte une configuration relativement longue du stylet, pour accéder à des conditions d'angle vertical de lecture, de distorsion harmonique et d'intermodulation favorables. Selon Shure, une même configuration dans d'autres matériaux serait, en pratique, impossible à réaliser. Cette valeur de masse

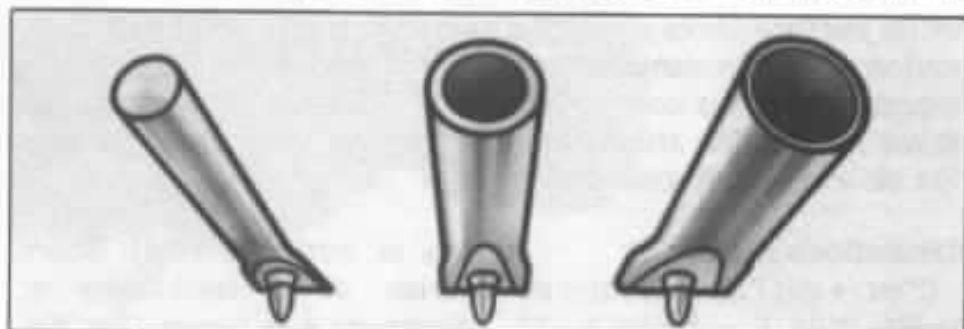


Fig. 1 : Exemple concernant trois stylets de même masse, mais de conformation géométrique différente. A gauche, un stylet en béryllium plein. Au centre, un stylet en béryllium, creux aux parois de 51  $\mu\text{m}$  d'épaisseur. A droite, le stylet de la V 15 V aux parois d'épaisseur 12  $\mu\text{m}$ , 5 fois ou 3 fois plus rigide que les deux autres configurations.

effective est le facteur principal participant à la performance de « trackability » annoncée, une valeur presque deux fois supérieure au modèle V-15 IV.

Cette innovation, le stylet porte-pointe tubulaire aux parois ultra-minces en béryllium a été baptisée par Shure « Microwall/Be ». Selon Shure, aucun constructeur dans le monde ne serait capable de réaliser actuellement des « cantilevers » de même taille, dans le même matériau et surtout dans la même épaisseur.

### Le diamant

Lui aussi devait être sérieusement réduit en volume, afin de profiter des avantages que procure l'exceptionnel stylet porte-pointe. Il en résulte une réduction de 50 % de la masse. Cette réduction ne peut d'ailleurs se faire qu'après avoir terminé l'opération de polissage, et cette méthode est également utilisée par plusieurs constructeurs japonais. Contrairement aux concurrents, Shure a choisi curieusement un diamant dont le corps, la partie venant s'encaster dans le levier porte-pointe, n'est pas de section carrée ou rectangulaire, mais ronde. En effet, vu la forme du profil hyper-elliptique choisi, la mise en place et le collage doivent s'effectuer avec une très grande précision. Or, les parties polies ne présentent pas toujours un alignement parfait par rapport aux parois du diamant. C'est pourquoi un corps de diamant cylindrique permet une orientation manuelle, certes, mais précise, du diamant. Trop souvent, une négligence de ce côté gâche les performances d'un phonolecteur : linéarité, caractéristique de diaphonie au-delà de 5 à 10 kHz, etc.

Pour les raisons impératives de masse effective, le diamant, devant être fixé au levier avec le minimum de colle, doit aussi « bien tenir » et résister aux conditions d'utilisation pratiques :

nettoyage de la pointe, chute accidentelle de la pointe lecture sur le disque. Ici, Shure fait subir à chaque stylet monté un test de vibrations (100 fois, mouvement de va et vient) afin de s'assurer de la parfaite robustesse du collage. Un point tout à fait remarquable de la pointe lectrice de la V-15 V est le degré de polissage des parties venant en contact avec les flancs du sillon. Le poli, obtenu par la méthode Shure



Fig. 2 : Degré de polissage d'une pointe lectrice en diamant (profil hyper-elliptique). En haut, un polissage conventionnel de qualité. En bas, polissage exceptionnel obtenu par le procédé Masar Polish.

« MASAR polish » est étonnant, ce que la figure montre, agrandi 2 000 fois. Selon Shure, les tests effectués sur des sillons vierges de laques (cires) originales sont évidents, procurant, pour le diamant « hyper-poli », un bruit de surface résiduel très nettement inférieur. Sur le plan subjectif, cela ne peut être qu'un gros avantage.

### L'élément transducteur

En raison de la longueur de la partie pointe lectrice/axe de pivotement, l'aimant transducteur utilisé, de type similaire à

celui employé sur la V-15 IV est, par contre, un peu plus long, bien que 20 % plus léger. Il fallait en effet équilibrer l'ensemble sur le plan dynamique et aussi compenser la perte de sensibilité (niveau de sortie) par un aimant un peu plus long. Pour la V-15 V, le niveau de sortie passe à 3,2 mV, valeur très acceptable.

Le circuit magnétique est réalisé, comme pour la version V-15 IV à partir de dix tôles laminées, soit vingt par cellule. Sans cette précaution et en raison des effets dus aux courants de Foucault (Eddy Current), il peut en résulter une chute de niveau dans la zone médium et aiguë, bien que cette dernière soit souvent compensée par la résonance de l'équipage mobile.

### La suspension

Dans un phonolecteur, l'axe de pivotement est le plus souvent déterminé par l'élastomère, la bague visco-élastique. Sur le plan mécanique, cette bague devrait être capable de travailler exactement comme un joint à cardans, joint qui serait muni par ailleurs d'un dispositif de rappel et d'amortissement mécanique. Dans le cas du vrai joint à cardans, l'axe de pivotement est précis. Dans la pratique, cet idéal est bien plus difficile à obtenir puisque le tout est combiné sous la forme d'une bague de suspension au milieu de laquelle passera le stylet porte-pointe. Il faut encore tenir compte de la linéarité de la suspension, de l'amortissement de celle-ci en fonction de la fréquence et aussi trouver un matériau possédant une bonne tenue dans le temps et en fonction d'une variation de température acceptable, par exemple 10° à 30°. Dans le cas de la V-15 V, le profil de la pointe lectrice combiné à la résonance mécanique naturelle du stylet porte-pointe place la résonance aiguë à 33 kHz (+ 11 dB), laquelle sera convenablement amortie par la



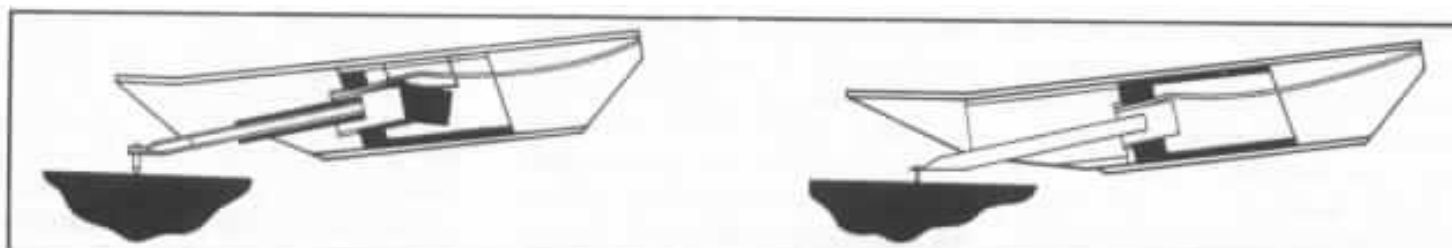


Fig. 3a : Équipage mobile, vu en coupe des modèles V 15-IV à gauche et V 15-V à droite. Remarquer l'extrême fines des parois du stylet de la V 15-V.

suspension, ce qui réduira cette résonance à + 2 dB à 33 kHz. Dans bien des cas, on constate que l'amortissement de la résonance au tiers ou au quart de sa valeur initiale a pour inconvénient d'apporter une légère anti-résonance dans la zone 5 - 10 kHz, ce que l'on constate souvent lors de mesures. Plus ce « creux » est important et plus on a affaire à un équipage fortement amorti mécaniquement. Sur la V-15 V, cette baisse de niveau n'est que de 0,5 dB (8 à 12 kHz environ), ce qui est très acceptable.

Remarquons aussi que l'ajustage de l'amortissement est un point très délicat, car s'opposant au facteur de lisibilité, de « tracabilité ». La pointe doit être capable à la fois de se déplacer très rapidement (temps de montée du signal) mais aussi s'arrêter brutalement, sans « soubresauts » ou vibrations parasites (suroscillations, dépassement, traînage) ce qui est assez contradictoire sur le plan mécanique. Il est en effet ridicule de tenter d'annuler une suroscillation, un dépassement pour obtenir en contrepartie une augmentation sensible du temps de montée. Ce qui apporterait, subjectivement parlant, une perte de définition et un son moins dynamique. La petite bague viscoélastique influence donc de très nombreux paramètres. Sur la Shure V-15 V un très bon compromis est obtenu. En température, entre 10° et 30°C, les variations restent de l'ordre de moins de 1 dB à 20 kHz. Dans le grave, Shure a réussi à bien maîtriser la résonance, laquelle dépend aussi du

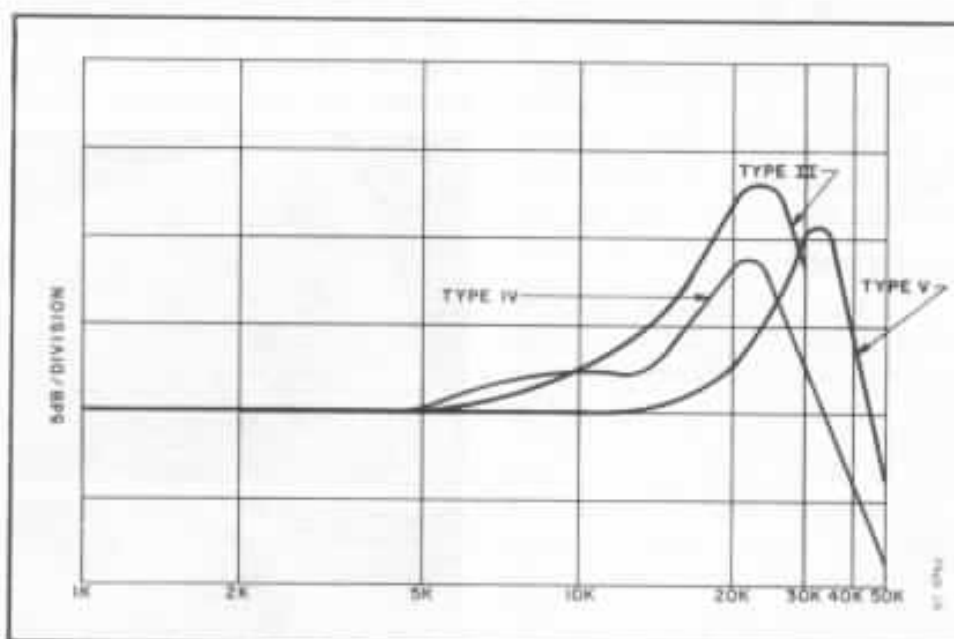


Fig. 3b : Résonance mécanique, non amortie des équipages mobiles des modèles V 15, types III, IV et V.

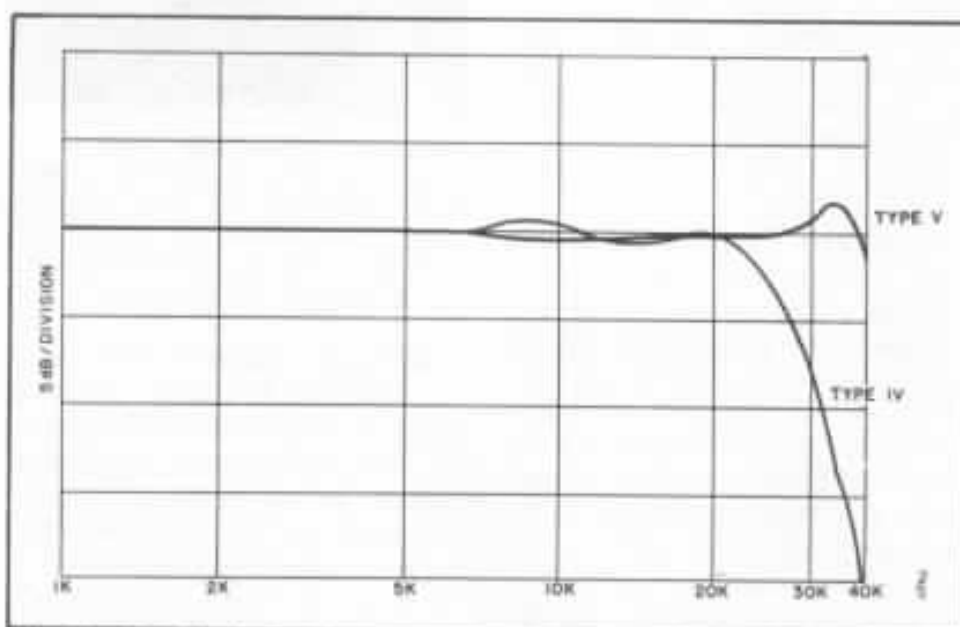


Fig. 3c : Courbe de réponse niveau/fréquence des modèles V 15-IV et V 15-V. Noter, sur le nouveau modèle, une plus grande linéarité et une bande passante s'étendant jusqu'à 40 kHz.

bras de lecture et de l'emploi ou non de la brosse spéciale.

#### Angle de lecture vertical

Le standard qui était fixé à 15°

et qui est passé depuis quelques années à 20° est dû à un problème technique au niveau de la gravure. Le burin graveur, attaquant la cire sous un angle verti-



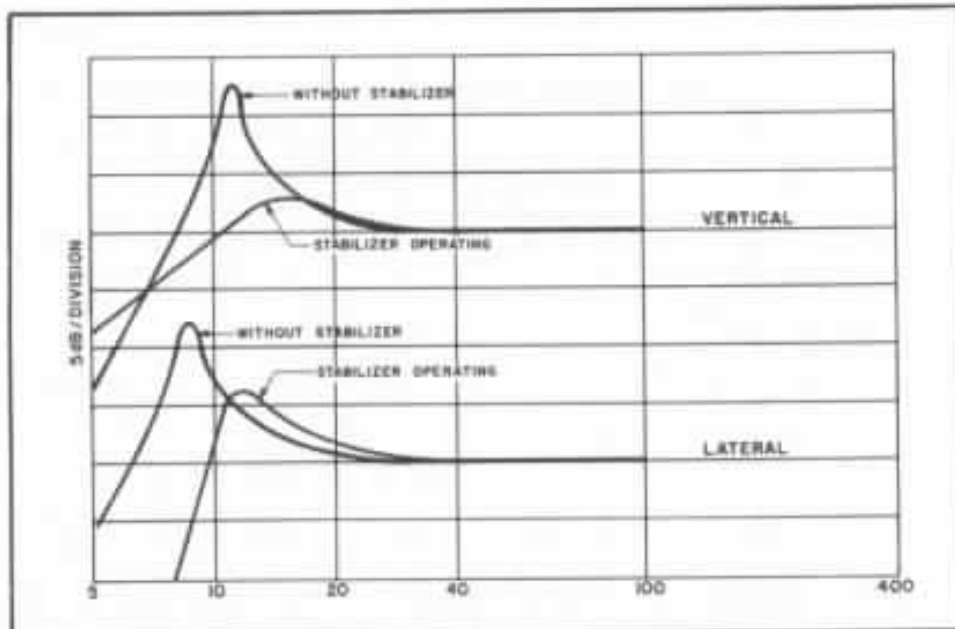


Fig. 3d : Amplitude de la résonance grave, dans le sens vertical ou horizontal (bras d'origine anglaise récent), avec ou sans brosse stabilisatrice.

cal donné, détache, pendant l'opération de gravure, un « fil » qu'il doit être facile d'aspirer très rapidement. Le burin est, d'autre part, chauffé et l'ensemble n'attaque pas le sillon sur une droite mais sur une courbe, selon un rayon dont le centre correspond à l'axe de rotation du burin graveur. Il existe donc une diffé-

rence nette entre l'angle d'attaque du burin et l'angle de gravure déterminé par la tangente, déterminant l'angle de modulation de gravure verticale. Il existe ensuite, lors de la gravure, le phénomène de « spring back », l'effet de rétraction, puis l'expansion de la matière gravée, due à la température et à la

vitesse de gravure, laquelle fausse quelque peu les normes. En fait, Shure a pu constater que l'angle de gravure est mal respecté, ce qui rend difficile une optimisation de l'angle de lecture. En utilisant les méthodes de White et Gust (AES, 1979), il est possible d'établir avec précision l'angle de gravure réel, au degré près. A la lecture, on a pu ainsi constater, que la norme soit de  $15^\circ$  ou de  $20^\circ$ , que de nombreux phonocapteurs sont mal alignés d'une part et que, d'autre part, le minimum de distorsion n'est pas obligatoirement obtenu à  $15^\circ$  ou à  $20^\circ$ . Il faut, en effet, tenir compte du facteur d'indentation, de la masse dynamique de l'équipage mobile, de la longueur effective pointe lectrice/axe de pivotement et du profil de la pointe lectrice (voir par exemple les divers articles de l'auteur concernant les cellules phonocaptrices, parus entre 1969 et 1971 dans la Revue du Son).

D'après les essais effectués dans les laboratoires Shure, une mesure de taux de distorsion

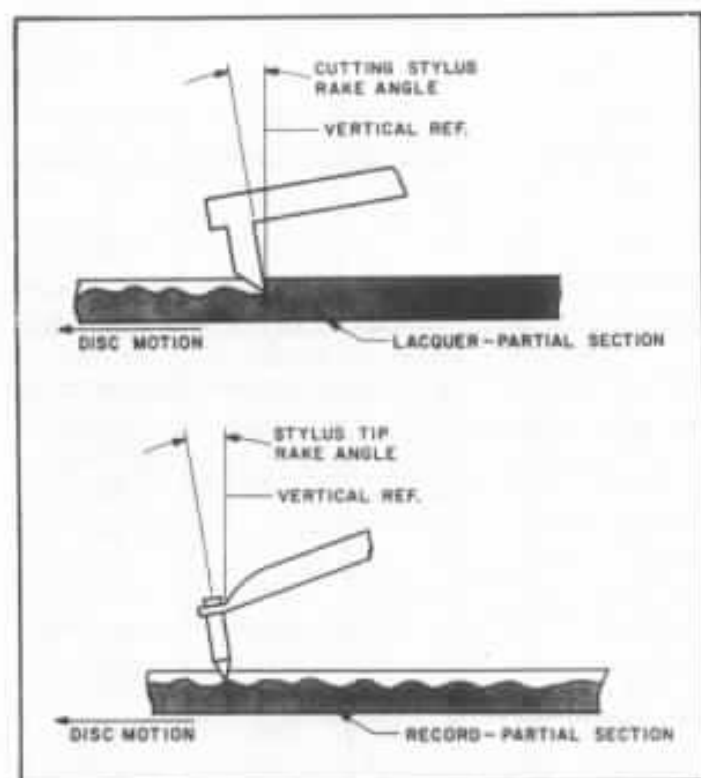


Fig. 4a : Angle de gravure théorique et angle de lecture théoriquement optimal.

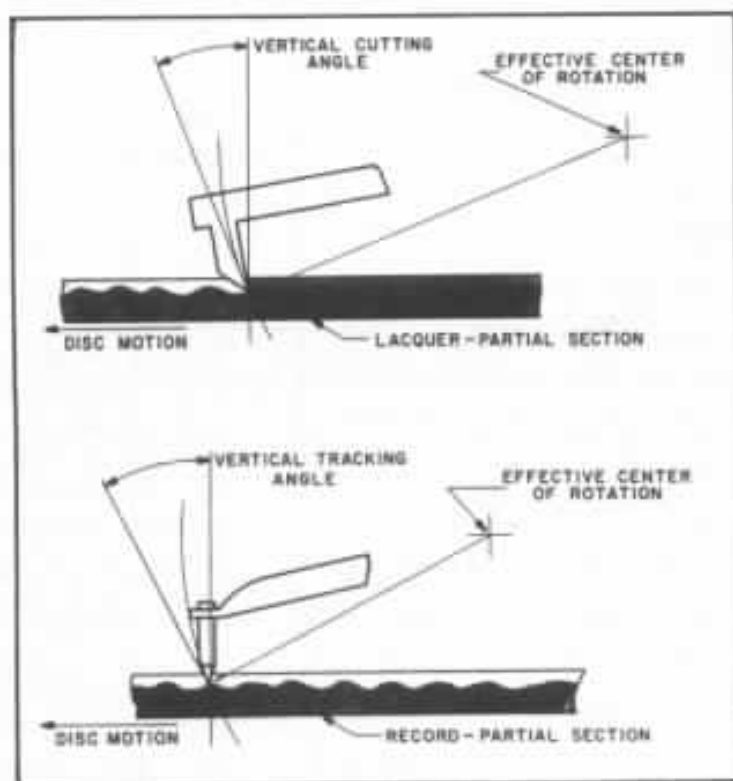


Fig. 4b : Angle de gravure réel et angle de lecture théoriquement optimal.

d'intermodulation (FIM) en fonction de l'angle vertical de lecture procure, sur une plage d'un disque RCA donné, le minimum de distorsion à 27°, c'est-à-dire avec 7° d'erreur par rapport à la norme. Il faut, par ailleurs, connaître le *positionnement vertical* de l'empreinte de la pointe dans le sillon (surtout pour les profils elliptiques et hyperelliptiques) et la longueur exacte pointe/axe de pivotement de l'équipage mobile pour pouvoir déterminer cet angle de lecture réel.

Sur la cellule V-15 V, l'angle de lecture vertical a été fixé à 23°, valeur qui a, sans doute, été optimisée à partir des résultats obtenus sur de nombreux disques courants (dont le standard ne serait pas assez fidèlement respecté). Il faut penser aussi que pour de nombreuses cellules, différentes pressions peuvent faire varier sensiblement l'angle d'attaque vertical (fléchissement de la suspension). Trouver un bon compromis demande de longs et laborieux essais et mesures.

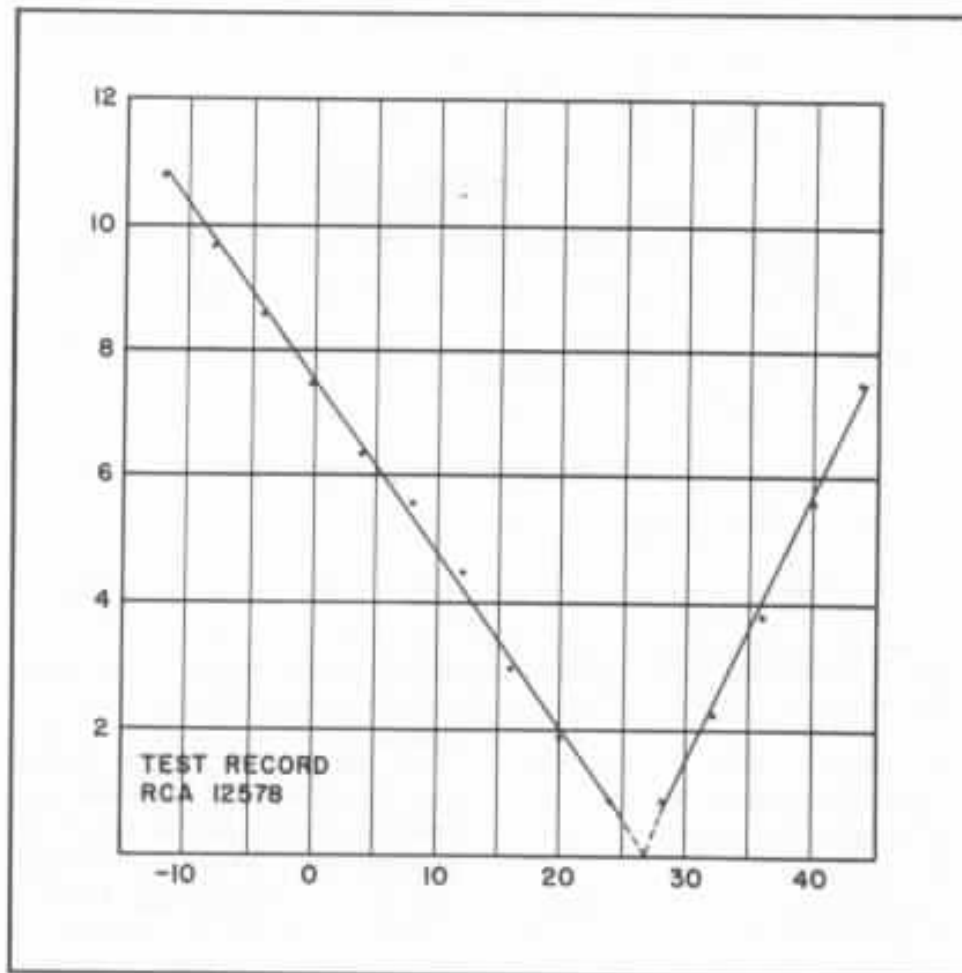


Fig. 5 : Effet de la variation de l'angle de lecture vertical sur la distorsion par intermodulation (F.I.M.). Pour le disque RCA utilisé : 27° (au lieu de 20°).

TIP GEOMETRY	TRACKING FORCE					
	7.5 mN .75 gram	10 mN 1 gram	12.5 mN 1.25 grams	15 mN 1.5 grams	20 mN 2 grams	25 mN 2.5 grams
Spherical 15μ (.0006")	1.21	1.00*	.85	.76	.63	.54
Spherical 18μ (.0007")	1.28	1.06	.91	.81	.67	.58
Biradial (Elliptical) 5μ x 18μ (.0002" x .0007")	1.07	.88	.76	.67	.55	.48
Biradial (Elliptical) 7.5μ x 18μ (.0003" x 0.0007")	1.10	.91	.78	.69	.57	.49
Biradial (Elliptical) 10μ x 18μ (.0004" x 0.0007")	1.17	.97	.84	.74	.61	.53
Hyperelliptical (HE) 5μ x 38μ (.0002" x .0015")	1.25	1.03	.89	.79	.65	.56
Hyperelliptical (HE) 7.5μ x 38μ (.0003" x .0015")	1.31	1.08	.93	.83	.68	.59
7.5μ x 75μ (.0003" x .003")	1.52	1.26	1.08	.96	.79	.68
3.8μ x 75μ (.00015" x .003")	1.42	1.17	1.01	.89	.74	.63
3.8μ x 100μ (.00015" x .004")	1.52	1.26	1.08	.96	.79	.68
2.5μ x 100μ (.0001" x .004")	1.46	1.21	1.04	.92	.76	.65
5μ x 50μ (.0002" x .002")	1.33	1.10	.95	.84	.69	.60

Fig. 6 : Facteur d'indentation, pour des pressions comprises entre 0,75 g et 2,5 g pour différents profils de pointes lectrices.

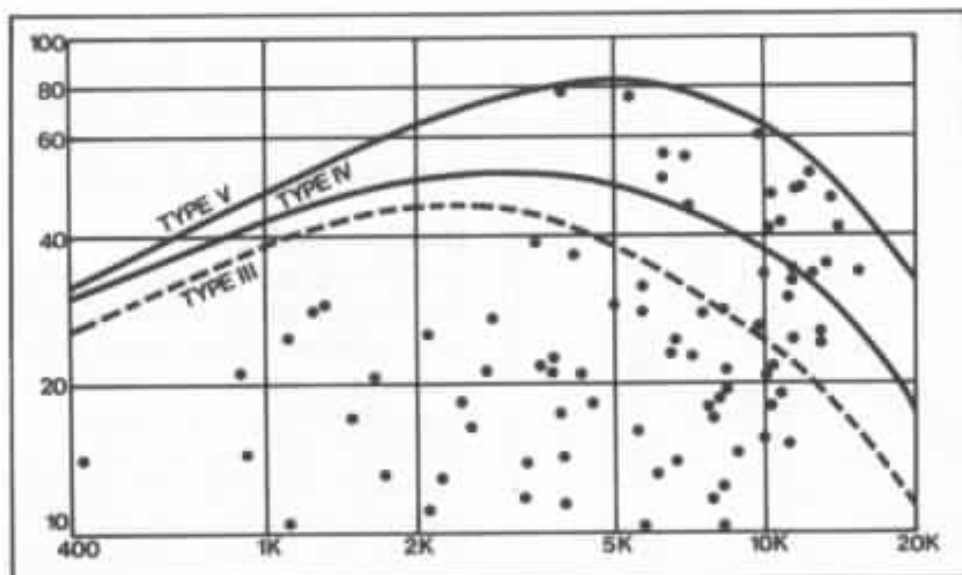


Fig. 7 : Performance de « trackability » de la V-15-V, comparée à celles des versions précédentes.

La pression optimale est, pour la V-15 V de 1 g, valeur remarquablement basse compte tenu des performances exceptionnelles de lisibilité.

### L'index de « trackabilité totale »

Si l'on peut dire que le mot « trackability » a été lancé par Shure (1966), on peut dire que le mot TTI (Total Trackability Index) est, lui aussi, originaire de Shure, puisqu'il vient de l'ingénieur Frank Karlov.

Dans cette notion « d'index de trackabilité totale » Shure introduit un nouveau paramètre, combien important qui est le « facteur d'indentation ». A part la « trackability », il fallait aussi tenir compte de la pression de lecture, de la forme du profil de la pointe lectrice et aussi du « facteur d'indentation », c'est-à-dire des traces laissées par le passage de la pointe dans le sillon. Ce que l'on pourrait aussi appeler le « facteur de morsure ». Etabli par rapport à une pointe conico-sphérique de 15  $\mu$ , Shure a pu, grâce à un ordinateur, établir le facteur d'indentation pour différents profils de pointes lectrices et sous diverses pressions.

Cet index équivalent à 1/profondeur de morsure,

d'indentation, montre, par exemple, que pour une pointe conico-sphérique de 15  $\mu$ , cet index, de valeur 1,00 à 1 g passe de 1,21 (sous 0,75 g de pression) à 0,54 (sous 2,5 g de pression).

Ensuite, en fonction du profil de la pointe lectrice, il faut rechercher le profil apportant la meilleure lisibilité, le choix ayant ici été porté sur le profil hyper-elliptique (pour lequel il existe de nombreuses variantes). Le fameux T.T.I., l'index de trackabilité totale, tenant compte, non seulement de la lisibilité maximum, mais aussi de l'état du disque après passage de la pointe lectrice dans le sillon du disque test, s'établit selon Shure par la formule  $TTI = IF \times TF$  (facteur d'indentation)  $\times$  TF (facteur de lisibilité). Il en résulte qu'une pointe conico-sphérique lisant sous une pression élevée doit posséder un facteur de lisibilité très élevé pour obtenir un « TTI » identique à un modèle à pointe hyper-elliptique lisant sous une pression plus faible. Pour la Shure V-15 III le TTI, de 64,6 passait à 81,4 (V-15 IV) et atteint la valeur étonnante de 91,7 pour la V-15 V, de quoi lire les disques gravés avec des niveaux extrêmement élevés, ainsi que tous les disques en gravure directe.

### Caractéristiques principales

Principe : aimant mobile.  
 Pression : 1 g (1,5 g avec brosse stabilisatrice). Pointe lectrice : hyper-elliptique  $5 \times 38 \mu$ . TTI : 91,7 minimum. Réponse amplitude/fréquence : 10 à 28 000 Hz. Diaphonie : 25 dB à 1 kHz, 18 dB à 10 kHz. Tension de sortie : 3,2 mV (1 kHz, 5 cm/s). Charge : 47 k $\Omega$  + 250 pF (100 à 400 pF avec influence négligeable). Résistance en continu : 950  $\Omega$ . Inductance : 330 mH (1 kHz). Poids : 6,6 g. Stylets conico-sphérique et pour disques 78 tours disponibles.

### Autres particularités

La V-15 V paraît avec un disque test particulièrement bien conçu, par exemple pour le réglage d'anti-skating, lequel est non plus statique (plage vierge) mais dynamique (trains d'ondes) ou pour la recherche de la résonance basse de l'ensemble bras/cellule.

la V-15 V est fournie avec un écran comprenant plusieurs

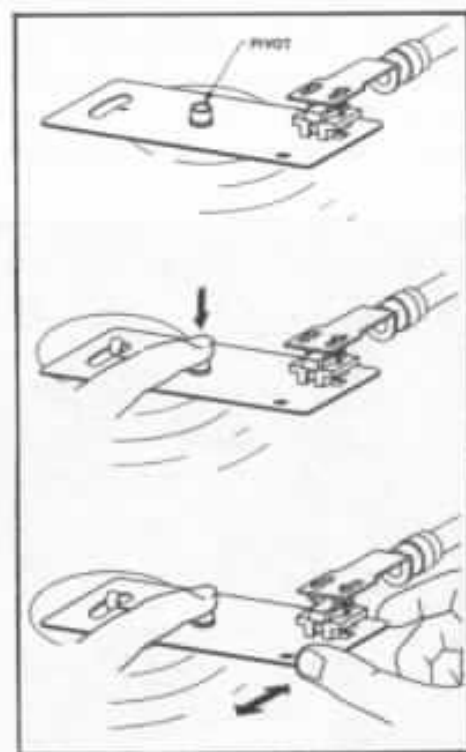


Fig. 8 : Gabarit Shure, permettant en deux opérations, d'orienter la cellule dans une position optimale, cela avec une grande précision.

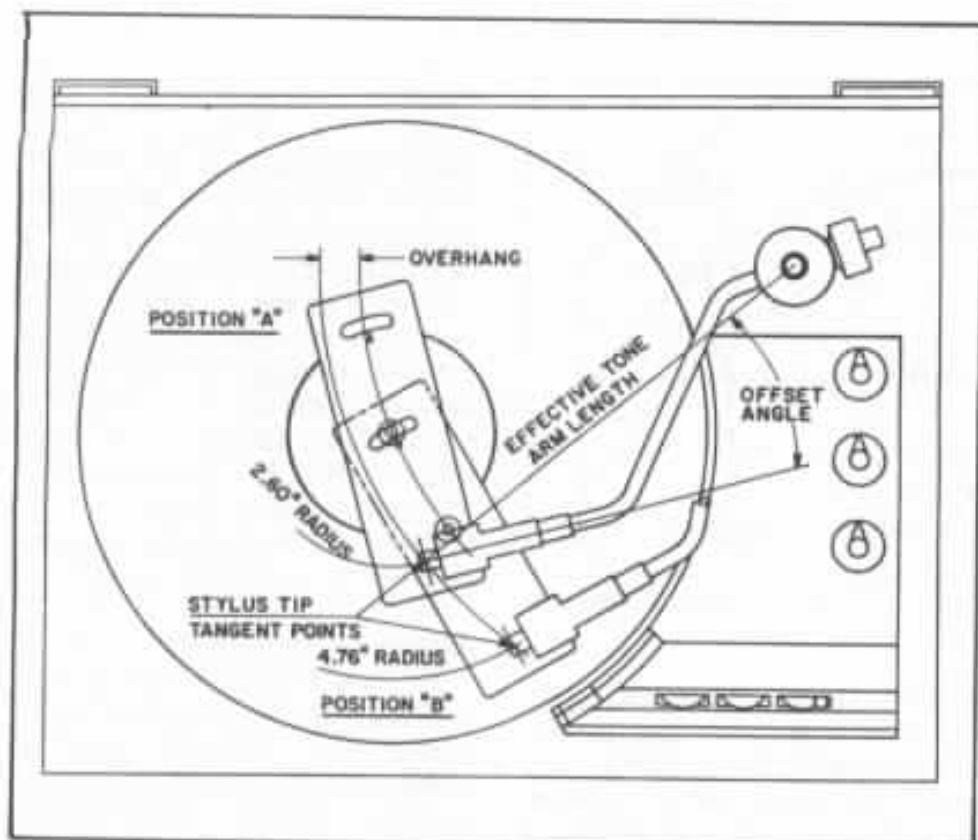


Fig. 8b : Détail de l'alignement « automatique » grâce au gabarit Shure.

accessoires, dont un gabarit que l'on peut qualifier de « génial », permettant en deux opérations de caler la cellule sur le bras dans un positionnement quasi-optimal (selon Baerdwald et Bauer), ceci sans risque d'erreur ou « d'à peu près ». Notons encore la présence d'écrous de

fixation à glissière, évitant une self rotation ou une chute accidentelle lors du montage sur le porte-cellule. L'écrin contient même une « fausse » pointe de lecture à utiliser pour le montage et l'alignement. D'autre part, comme la V-15 IV, la cellule utilise une accessoire escamotable

protégeant la pointe lectrice. Chaque cellule est fournie avec un document obtenu par ordinateur indiquant ses caractéristiques exactes, car individuelles.

### Qualités subjectives

Celles-ci feront l'objet d'un article détaillé. Shure aurait, de son côté, effectué des écoutes comparatives selon la méthode « doublement aveugle », méthode qui semblerait très rigoureuse au niveau de l'exactitude des résultats et de l'homogénéité de ceux-ci. Cette firme aurait effectué de longs sondages auprès de certains audiophiles pour obtenir des informations précises après un certain temps d'utilisation. Toujours selon Shure, les avantages subjectifs de la Shure V-15 V sur la V-15 IV seraient un son plus « ouvert », plus « coulant », plus défini, avec plus « d'air ». Si ces diverses précautions prises par Shure sur ce côté subjectif, si délicat, sont vérifiables, ceci ne pourrait que réjouir les audiophiles, d'autant plus que le prix reste abordable. Ceci pourrait éviter les fâcheuses remarques telles que « la nouvelle est meilleure mais je préfère de loin l'ancienne ».

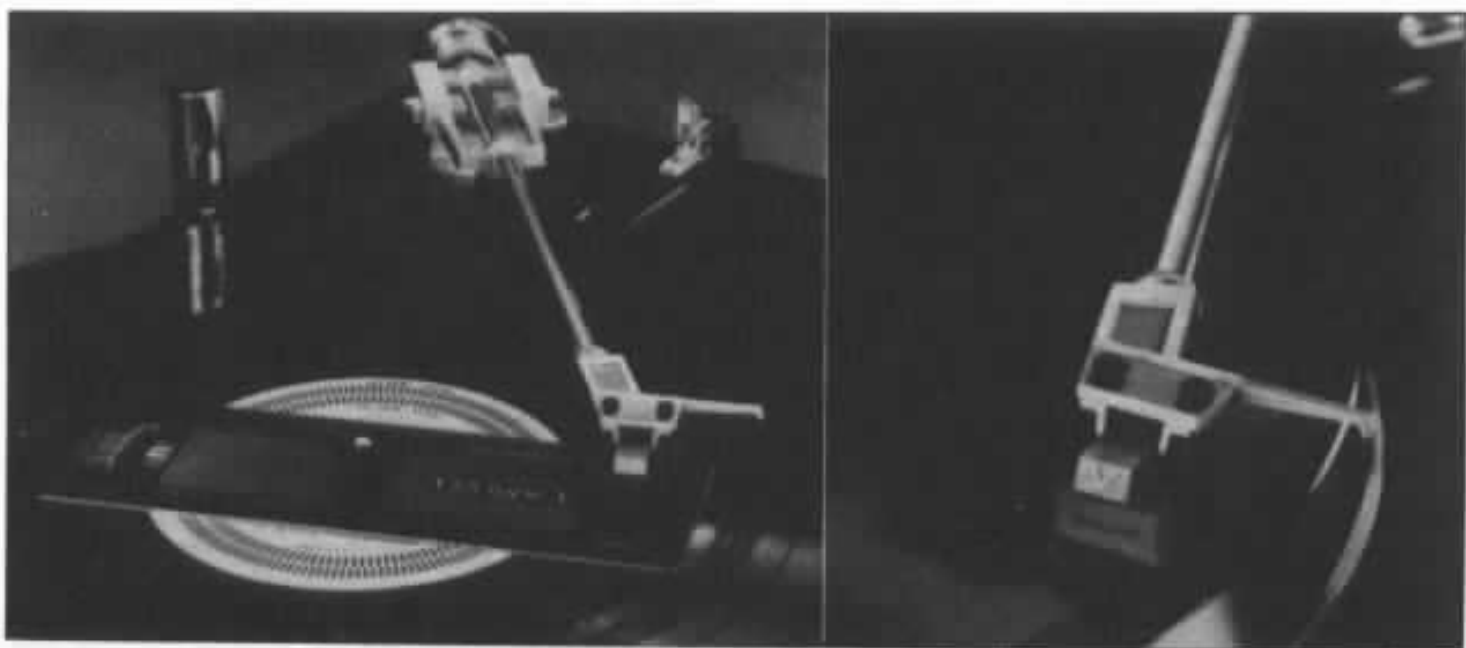


Fig. 8c : Gabarit Shure.



# On en parle

*Dans chaque numéro désormais, nous vous communiquerons dans cette rubrique les bruits et les rumeurs qui circulent dans notre équipe. Qu'il s'agisse d'un produit qui apporte des solutions nouvelles, de composants particulièrement intéressants pour leur application à l'audio ou tout simplement des petits trucs qui vous aideraient à améliorer votre système. Nous invitons les lecteurs et les professionnels à nous communiquer toutes les informations qui nous aideront à développer cette rubrique pour la rendre encore plus attractive. Pour cela, veuillez nous retourner le formulaire prévu à cet effet.*

## **Japon : nouveautés des grandes marques**

Les nouveautés en matière de haut de gamme sont très nombreuses. Nous avons effectué une sélection des éléments qui nous semblent les plus significatifs. **JVC** par exemple, vient de mettre au point une tête de gravure, la CH 90, dont les performances dépassent tous les concurrents, que ce soit Neumann, Ortofon ou Westrex, pour permettre de repousser les limites de la gravure directe. D'ici quelques mois, des super-disques devraient être commercialisés. Chez **JVC** encore, une table de

lecture, la QL-Y 77F, entraînement direct régulé par quartz (l'entraînement direct, lorsqu'il est bien réalisé, peut donner de très bon résultat !) dont le taux de pleurage n'est que de 0,008 % et le rapport signal sur bruit de 80 dB (Din-B). Le bras de lecture équipant cette platine est « électronique ». Il est possible, et c'est là que c'est réellement intéressant, d'ajuster grâce à de molettes placées à l'avant de la table de lecture, la pression, la compensation de poussée latérale, l'amortissement et la résonance basse du bras. Autre performance : son prix de vente au

Japon 105 000 yens soit 2 700 F...

Chez **Accuphase**, l'une des rares marques japonaises qui intéressent les amateurs japonais n'aimant que le haut de gamme importé, un nouveau filtre actif vient d'être commercialisé. Dérivé des versions précédentes déjà très cotées au Japon, le filtre F-15 utilise des cartes enfichables permettant d'obtenir 21 fréquences de coupure à 12 ou 18 dB par octave. Les commandes de niveau sont à plots, de haute précision, puisque la progression se fait par bonds de 0,5 dB, une valeur très inférieure



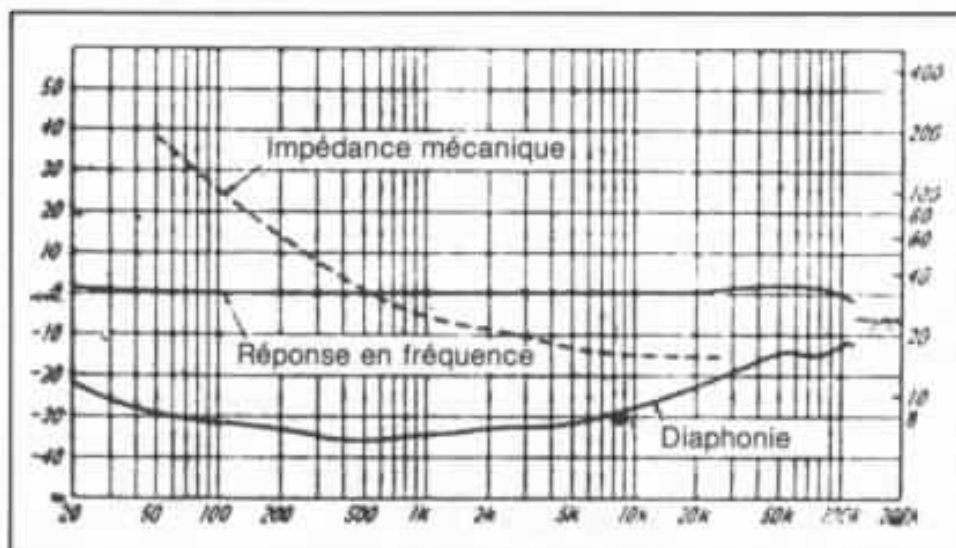
à celle des dispersions des potentiomètres de qualité dont la linéarité indépendante n'est guère inférieure à 10 %. Ce filtre, à peine lancé, obtient un succès énorme. Il faut dire que la multi-amplification offre de très sérieux avantages et que les filtres actifs procurant de très bons résultats subjectifs sont extrêmement rares.

**Technics** lance un égaliseur graphique 1/3 d'octave (33 points d'inflexion, stéréo de référence SH 8065 (K)). Même s'il est préférable de se passer d'égaliseur, il s'agit là d'une performance puisque le prix défie toute concurrence, 2 000 F environ au Japon.

**Kenwood** vient de sortir un tuner exceptionnel de conception totalement révolutionnaire, sans moyenne fréquence ni filtre céramique. Le taux de distorsion descend à des limites jusqu'ici inconnues pour ce type d'appareil : 0,003 %. Subjectivement, il serait remarquable. Sa référence, L-02T « Non spectrum IF System ». Ce tuner utilise un condensateur à sept cages et son prix, même au Japon, est très élevé.

### Cellules

Chez **Denon**, des nouveautés très intéressantes en matière de cellule. La DL 207, synthèse des



Les performances spectaculaires de la Denon DL 1000.

versions DL 301 et DL 305. Grâce à l'emploi d'un stilet en bore elle réunit les performances musicales de la DL 301 et la finesse de l'aigu ainsi que la linéarité de la DL 305. Le médium-aigu ressemble beaucoup à celui de la DL 301. L'aigu est sensiblement supérieur à celui de la DL 305. Le grave ne vaut pas celui de la DL 103... mais le reste est magnifique...

Encore plus intéressant, toujours chez Denon, la **DL 1000**, cellule dont les performances dépassent tout ce que l'on connaît jusqu'ici. Masse dynamique de 77  $\mu$ g soit près de la moitié de celle de la V 15 V ! Bande passante étendue à 150 kHz et sépa-

ration de près de 20 dB à 100 kHz ! Le stilet est en cristal de bore procurant un rapport rigidité mécanique/masse exceptionnel. Cette cellule extraordinaire est capable de lire les gravures directes les plus folles sous une pression de 0,8 g seulement. Nous n'avons malheureusement pas encore eu la chance de l'écouter, nous ne manquerons pas de vous en informer. Sa disponibilité et son prix en France ne sont pas encore connus.

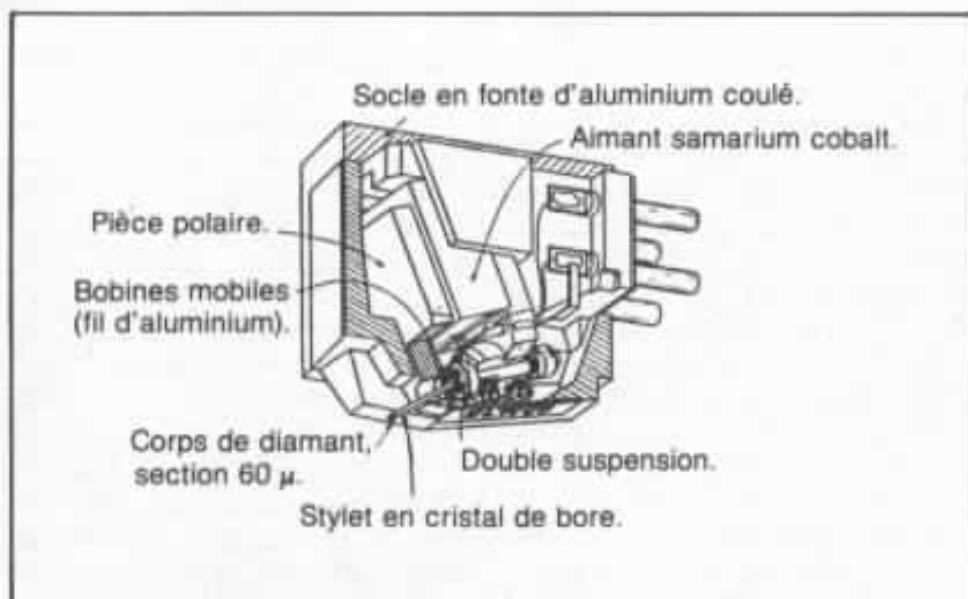
**Fidelity Research** propose une nouvelle cellule à bobine mobile PMC 3, d'assez haut de gamme et de prix raisonnable, ainsi qu'un transformateur d'impédance XF-1M.

**Sony** lance un transformateur pour bobines mobiles, le HA-T1 qui serait un très sérieux concurrent du modèle AT-1000T d'Audio Technica.

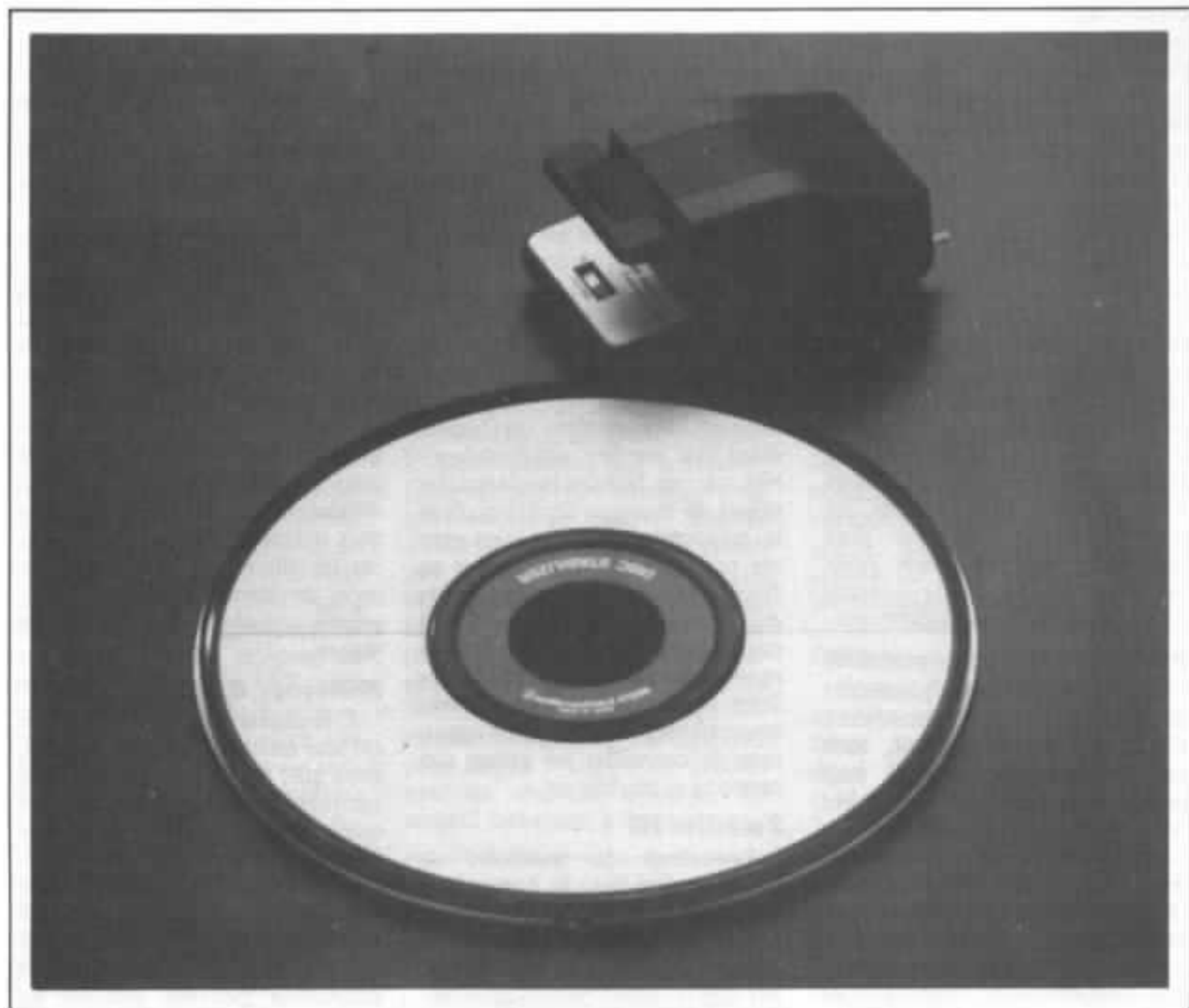
### Interface disque-plateau

Le contact entre le disque et le plateau soulève depuis quelques années déjà bien des polémiques. Nombreux couvre-plateaux et palet-presseur existent sur le marché pour tenter de parfaire la qualité de ce contact. Malheureusement, il n'y a pas de solutions dans cette voie réellement satisfaisante.

Les systèmes à aspiration nous semblaient du plus grand intérêt mais il n'existait pas de couvre-



Vue éclatée de la Denon DL 1000.



*Audio Technica AT 666.*

plateau aspirant qui puissent s'installer sur la quasi-totalité des platines. C'est chose faite avec **Audio Technica** qui propose depuis peu un couvre-plateau d'épaisseur 9,5 mm, de poids 1,2 kg et de 30 cm de diamètre en alliage métallique inerte. Sa référence est **AT 666**. La réalisation est superbe. Son emploi est un peu contraignant il est vrai mais toutefois aisé et son efficacité totale. Le disque, même s'il est voilé, est littéralement collé. La pompe à vide manuelle est puissante puisque la force d'arrachement du disque est de 250 kg ! Il est destiné aux tables de lecture silencieuses afin

d'éviter de par le couplage quasi-parfait entre le disque et le plateau la transmission de bruits parasites de moteur ou d'axes. Attention également aux possesseurs de platines à contre-platine suspendue, bien veiller à régler complètement la suspension pour compenser l'augmentation de masse.

Et à l'écoute. Nous l'avons placé sur une platine Verdier, déjà le contact plateau couvre-plateau est parfait puisque métal sur métal. Réglage du bras en hauteur. Mise en place du disque, quelques coups de pompe et nous sommes prêts. La surprise est grande car d'emblée la diffé-

rence est manifeste bien au-delà du « j'aime » ou « je n'aime pas », le gain en quantités d'informations perçues est tel que même si certains tous petits défauts apparaissent c'est qu'ils sont au fond du sillon. L'amélioration est manifeste de l'extrême-grave à l'extrême-aigu. Le grave est beaucoup plus transparent, l'extrême-aigu plus fin et beaucoup plus intelligible et surtout la localisation spatiale est considérablement améliorée. Les instruments ou les voix perdent « les bavures » qui les font flotter dans la scène sonore. Globalement, tout le registre est plus tendu et l'impression perçue est

du même genre que celle que l'on peut constater lorsque l'on compare une bande mère à une laque. Nous avons même essayé lors du fonctionnement de frapper le disque à quelques centimètres de la pointe de lecture, le contact est si parfait qu'aucun son n'est perceptible dans les enceintes. Cependant, nous n'avons pas encore assez de recul pour juger des améliorations de ce couvre-plateau sur des platines plus standard. L'essai en vaut, de toute manière, la peine et l'investissement, 1 400 F environ, est justifié compte tenu des grandes améliorations que nous avons perçues. Bien souvent, un investissement beaucoup plus important est nécessaire pour faire progresser son système d'une manière aussi importante.

#### Pour ou contre les contacts or

Beaucoup de câbles possèdent actuellement des connecteurs Cinch dits dorés. En fait, bien peu d'entre eux, malgré leur prix, sont réellement « plaqués or ». Il s'agit dans la plupart des cas d'un revêtement de couleur dorée ou encore d'une dorure chimique apportant sur le plan esthétique une finition belle et « chère » qui peut, par contre, être désastreuse à l'écoute. Les

contacts ne sont pas toujours parfaits, loin de là, surtout si les connecteurs restent en contact avec l'air plusieurs mois, la surface des contacts se ternit et dans certains cas, on perd carrément le contact électrique, malgré l'aspect « assez propre » de ceux-ci. Un bon conseil est de les nettoyer très régulièrement en les essuyant avec un chiffon sec sans avoir recours à un abrasif. L'huile Electrolub améliore ces contacts mais cette huile étant conductrice, elle est à employer avec un soin extrême (exclusivement les parties conductrices). Nous avons fait des essais sur des prises de marque Switchcraft et la préférence générale s'est portée sur les prises non dorées en finition nickel : pas de pointe dans l'aigu, son plus doux et moins distordu. A moins d'avoir recours à une finition plaqué or faite sous vide, ce qui est très improbable, il n'est plus question de conseiller les prises aux contacts « couleur or ».

#### Parasites HF

Beaucoup de maillons de haute qualité dont la bande passante est très étendue, peuvent capter des parasites, soit via le secteur, soit par effet d'antenne, par les câbles de modulation.

Deux solutions existent suivant la source du parasitage et sont d'ailleurs couramment appliquées dans tous les studios de radiodiffusion :

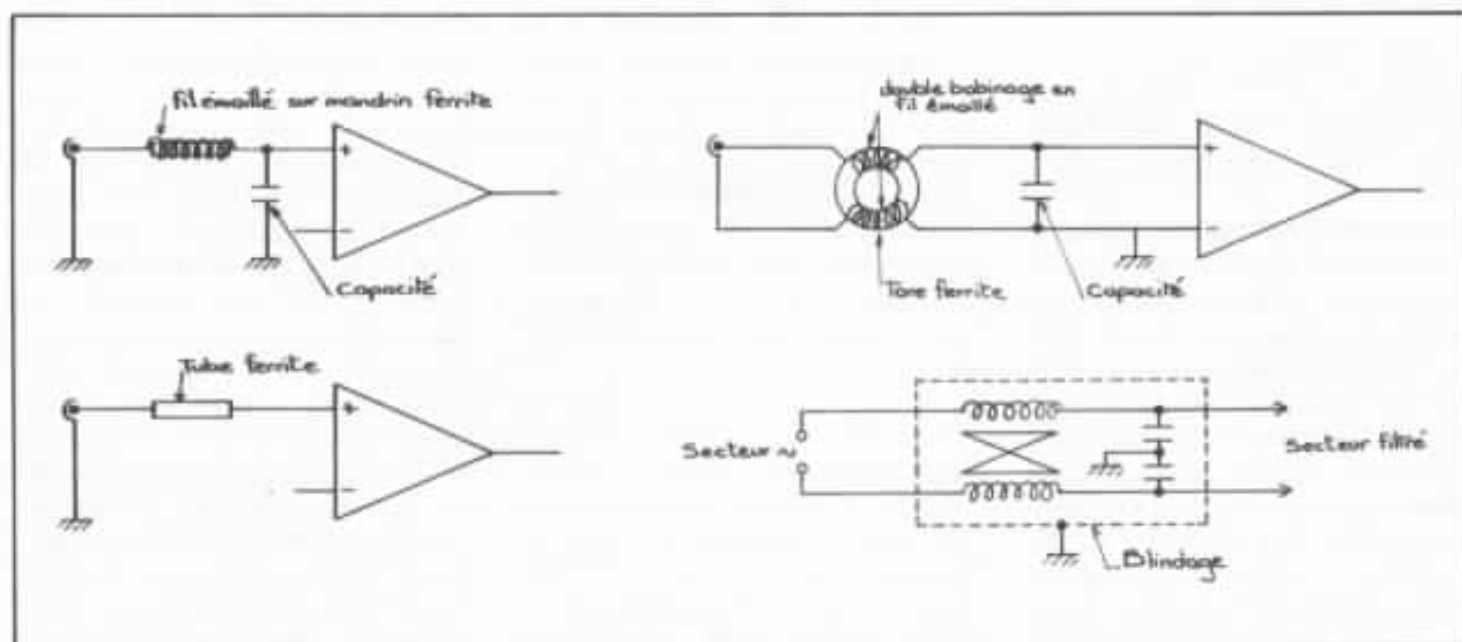
— Filtres secteur en L, en H, montés parfois sur des tores de ferrites

— Blindage très efficace des circuits et des câbles.

Grâce à la vulgarisation des microprocesseurs, des « personal computers », les filtres secteurs sont de plus en plus répandus. Pour certains circuits cependant, un petit bâtonnet de ferrite inséré dans le circuit d'entrée peut parfois faire l'affaire très efficacement. Dans les cas les plus délicats, il convient de placer les filtres HF (bâtonnets ou tores de ferrite) à la fois sur les points chauds et les circuits de masse.

#### Nettoyage du diamant

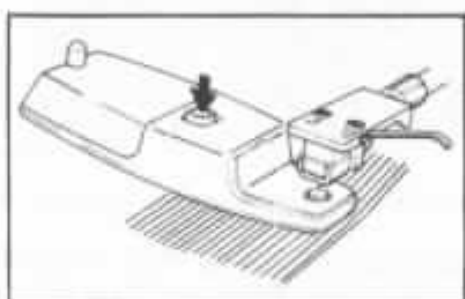
L'encrassement du diamant est une nuisance très pernicieuse. Bien sûr, lorsqu'il se forme une véritable boulette de poussière et que le diamant sort du sillon, on ne peut que s'en apercevoir. Cependant à la lecture de disque bien entretenu, la pollution ne se manifeste pas d'une manière aussi brutale. Des micro-poussières peuvent adhérer au



Schémas de principe de lutte contre les parasites.



diamant, et la petite brosse habituelle sera inefficace, il faut alors avoir recours à des agents nettoyants liquides qui peuvent à plus ou moins long terme dégrader le collage du diamant. Par



*Audiotechnica AT 637.*

ailleurs, ces poussières microscopiques invisibles à l'œil créent des distorsions de lecture minimes mais qui s'amplifient très progressivement si bien qu'à l'écoute une accoutumance se fera. **Audiotechnica** propose un nettoyeur à ultrason (**AT 637**) mettant résolument fin à ces problèmes et ce d'une manière très élégante. L'utilisation en est simple. Une précaution toutefois, coupez votre électronique car les hautes fréquences transmises par la cellule pourrait créer des dommages à votre installation. La durée d'application préconisée par le constructeur de 5 à 20 secondes, semble cependant un peu courte pour débarrasser le diamant de toutes ses impuretés. A l'écoute, les résultats sont spectaculaires. Pour le prix, 120 F environ, ne pas s'en priver.

### Câbles de modulation

Dire que tout le monde rigolait, il n'y a guère que cinq ans lorsque J. Hiraga a commencé à parler de l'influence des câbles de liaison amplificateur-HP. Depuis, l'idée a fait son chemin et certains constructeurs ont trouvé là un élément à très haute rentabilité. Pour notre part, nous utilisons actuellement le câble Superflow de Magnat, section 4 mm<sup>2</sup>, plus de 1 000 brins par conducteur, cuivre d'excel-

lente pureté. Son coût, vue la section, n'est pas exorbitant (moins de 20 F le mètre).

Nous apprenons à l'heure où nous rédigeons cette rubrique, la venue d'un nouveau câble sur le marché, français de surcroît, proposé par P.E. Léon. Affaire à suivre...

### Potentiomètre

Les potentiomètres en audio constituent un très gros problème. Il n'existe sur le marché deux grandes catégories : le potentiomètre dit grand public et le potentiomètre de précision. Les premiers ont l'avantage d'un coût modique mais il souffre d'une précision en valeur ohmique totale médiocre, ce n'est pas le plus grave, mais surtout d'une linéarité indépendante désastreuse supérieure à 10 % (précision de la valeur ohmique en fonction de la position angulaire du curseur) qui, en stéréophonie peut être à l'origine de problèmes de stabilité d'image. Le second fait appel à des technolo-



*Megatron MUP 4000.*

gies de type bobiné ou piste plastique et garantissent une précision d'affichage excellente. Le seul dommage est qu'ils soient, en règle générale, très onéreux (plusieurs centaines de francs). Entre ces deux catégories, il n'y a désespérément rien.

Nous avons trouvé récemment des potentiomètres de la seconde

catégorie qui soient enfin accessibles. Il s'agit des Megatron MUP 1800 (2 W) et MUP 4000 de technologie bobinée, tolérance standard 5 % et linéarité indépendante 0,5 %. Leur prix serait aux environs de 60 F. Deux limitations cependant, valeur maximum 50 K et loi linéaire (ce qui ne constitue pas un réel problème à vrai dire).

### Plateaux résonants

Votre plateau de platine sonne comme une cloche. Une solution efficace et pas chère existe dans les grandes surfaces au rayon cocotte minute : certains joints vendus au détail font le bon diamètre. Mis en place en force autour de votre plateau, toutes les résonances disparaîtront.

### Daline

Après de nombreux essais auditifs, nous vous conseillons deux améliorations sensibles dans l'amortissement de ces étonnantes petites enceintes. Tout d'abord, remplacer la mousse acoustique prévue initialement par le feutre UJS de 10 mm placé de façon identique dans le caisson supérieur. Ensuite supprimer tout amortissement sur les parois du labyrinthe. Nous vous rappelons également que la self sur la première bobine du SN 402-DB n'est pas de 3 mH mais bien de 3,6 mH.

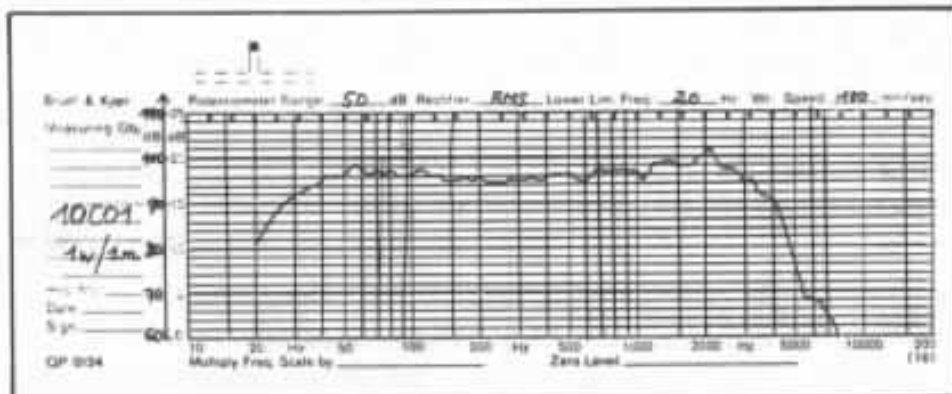
### Haut-Parleur

Focal se tourne enfin vers le haut rendement avec un 26 cm de rendement 96 dB/1 W/1 m non filtré avec la garantie d'obtenir 95 dB avec l'utilisation d'un filtre passif. Autre aspect intéressant, le volume de charge est très modéré :

- filtrage actif 62,6 l procure une coupure à -3 dB de 57,6 Hz ;  $Q_{TS} = 0,178$  ;  $V_{AS} = 247,1$ ,  $n = 8$ .  $S_p = 2 \times 42,5 \text{ cm}^2$  soit 2 tubes de 80 mm de diamètre, pour une longueur de 62 mm).
- en filtrage passif 75 l procure



Focal 10 C 01.



une coupure à -3 dB de 52,6 Hz ( $Q_{TS} = 0,195$  ; les autres paramètres restent identiques).

Indiquons au passage que si vous passez d'un système passif à un système actif le  $Q_{TS}$  diminue (suppression de la self série).

Aussi pour conserver le parfait accord de la charge il convient de diminuer le volume. Cela peut être effectué d'une manière

astucieuse : placer des briques pleines au fond de l'enceinte d'un volume équivalent à la diminution à appliquer. Ce qui vous évite de refaire une autre caisse. Si vous conservez le même volume il faut alors modifier l'accord et donc la valeur de  $n$  donnant l'allure de la réponse dans le grave.

Le prix enfin de l'ordre de 560 F, sa référence : 10 CO 1.

