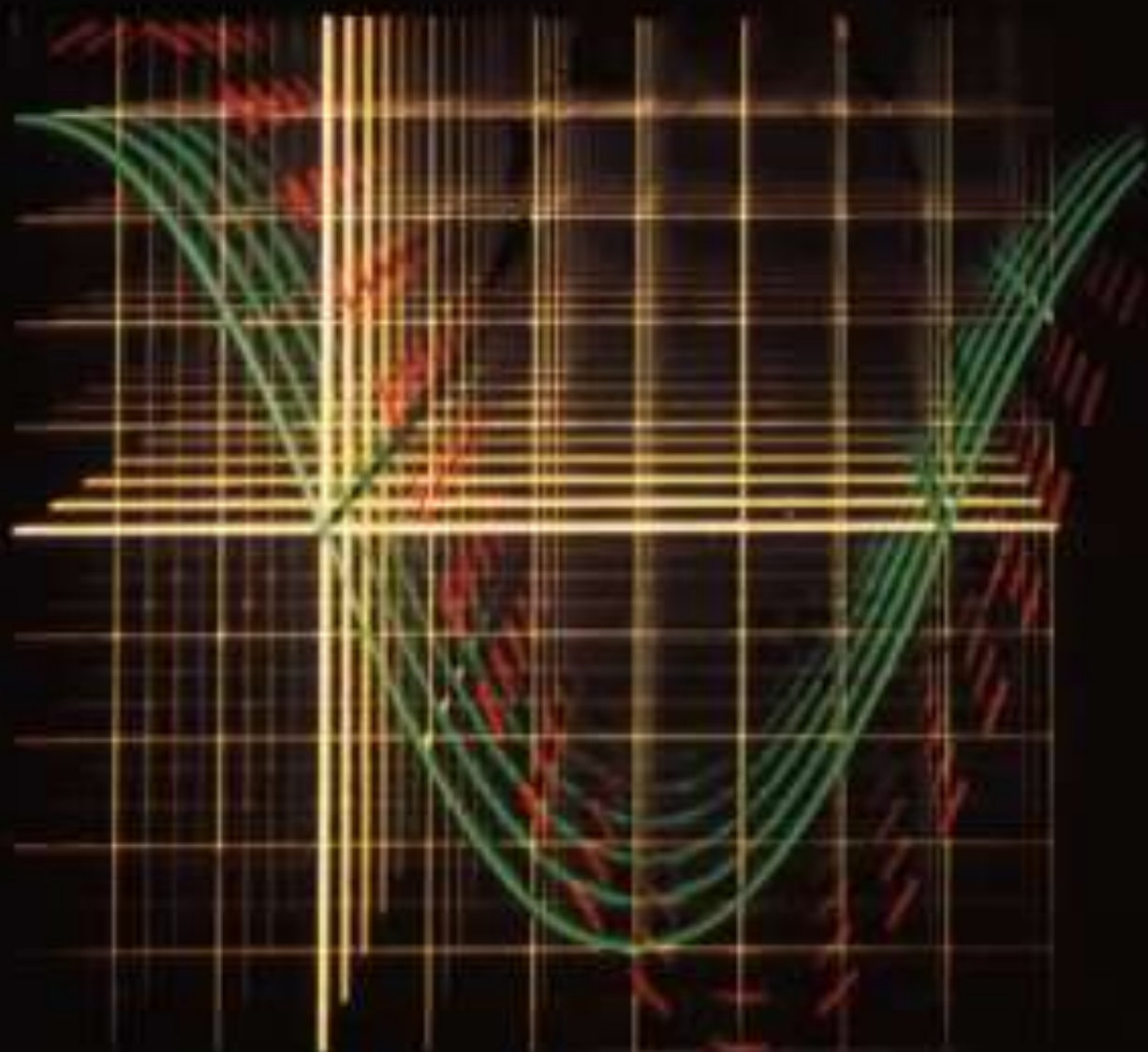


# L'AUDIOPHILE



~

5<sup>e</sup> Année

N° 22 Novembre  
1981-30 F.

**Page non  
disponible**

**Page non  
disponible**

**Page non  
disponible**

**Page non  
disponible**

**Page non  
disponible**

# La cellule Denon DL 103

## Historique et améliorations

Jean Hiraga

*Comme le temps passe vite. C'était pourtant bien en 1962 que naissaient chez la firme danoise Ortofon les phonolecteurs « SPU », à bobine mobile, une technologie qui semblait être à la limite du réalisable. Les ingénieurs qui conçurent cette cellule, les danois Olosen et Madsen étaient à l'avant-garde du progrès, la cellule à bobine mobile, malgré quelques inconvénients d'ordre pratique, ayant depuis cette date, été adoptée par de nombreux constructeurs du monde entier.*

Pour revenir à 1962, la hi-fi était encore une nouvelle vogue au Japon, à la différence près que dans le haut de gamme, 80 % des matériels étaient d'importation américaine ou anglaise : Marantz Mac Intosh, Shure, SME, Quad, Leak, Goodmans, Wharfedale, Decca, Garrard pour en citer quelques uns. Ce n'est qu'à partir de 1964 que le Japon commença à « s'éveiller », les premières productions étant des très petites séries, des produits d'artisans. On découvrit ainsi des bras de lecture, des phonolecteurs sérieusement inspirés des marques Grado, SME ou Ortofon. Par cette voie naissait au Japon

les premiers phonolecteurs à bobine mobile.

Mais le manque d'expérience dans ce domaine laissait plusieurs bonnes coudées d'avance aux maillons importés, tant du point de vue technique que du point de vue subjectif. De là naissait au Japon un certain snobisme, une certaine « croyance » profonde, une grande faiblesse pour tous ces appareils venus de l'étranger. Phénomène qui n'est pas encore prêt de disparaître, surtout quand il est question d'enceintes acoustiques de haut de gamme...

Bien souvent, des intéressés passent successivement au stade

de passionnés, puis à celui d'audiophiles fervents. C'est ainsi que naissait au Japon, vers 1964 des maillons remarquablement bien conçus : haut-parleurs à pavillon de haute qualité, amplificateurs OTL, table de lecture à plateau très lourd (plus de 20 kg).

En 1965, la maison Denki-Onkyo (Electro-Acoustic), ce qui donnait en abrégé Den-On (Denon), était une firme faisant partie du groupe Nippon Columbia, le grand éditeur de disques. Denon construisait des magnétophones, des tables de lecture pour applications professionnelles, pour les radiodiffusions nationales et privées.

En 1966, vu qu'il n'existait encore rien de « vraiment bon » en cellule à bobine mobile, la firme Denon, ainsi que les laboratoires de recherche de la NHK (radiodiffusion télévision japonaise) décidèrent de lancer un programme commun de recherche dans ce sens, ce qui aboutit, huit mois plus tard, à la création d'un ensemble de lecture aux performances très poussées pour l'époque. A part une table de lecture professionnelle de studio, cet ensemble était composé d'un bras de lecture, le DA 303 (encore disponible au Japon actuellement), d'une table de lecture (DP 101) utilisant un plateau de 2,2 kg allégé par suspension magnétique et entraîné par courroie.

La troisième pièce, la plus importante, était le phonolecteur à bobine mobile. Elle s'appelait DL 103. Tout d'abord utilisée dans les studios de radiodiffusion à modulation de fréquence, la demande fut telle que cette cellule fut lancée en 1967 sur le marché japonais et obtint un succès immédiat : linéarité remarquable (20 Hz à 25 kHz au dB près), diaphonie remarquable (30 dB de séparation à 1 kHz, sur les disques test de l'époque). La suspension avait été remarquablement bien étudiée, en particulier au niveau de l'homogénéité de l'élasticité dans plusieurs plans (horizontale, verticale, à 45°), des forces de rappel, de la vitesse de rappel (temps que met le stylet porte-pointe pour revenir en position de repos), de l'amortissement de cette suspension. Il en résultait des performances « écrasant » tous les principaux adversaires, les plus sérieux concurrents japonais étant Satin (V6-8E), Stax (CPS 40) et Audiotecnica (AT 5 S).

En tant que phonolecteur à bobine mobile, c'était certainement la réalisation la plus soignée et la plus minutieuse

parmi les réalisations japonaises, réalisation qui ne visait pas à faire l'impossible ou presque, de façon à conférer aux productions de série une bonne homogénéité des performances (ce point est tout à fait étonnant sur la DL 103). De même, des matériaux courants étaient utilisés, à part peut-être le fil composant les bobines mobiles qui représentent ce que l'on fait de mieux et de plus petit au Japon (fil émaillé de diamètre 15  $\mu$ ) : stylet porte-pointe en duralumin, forme tubulaire et non effilée, aimant alnico, pièces polaires en fer au cobalt. Curieusement, la pointe lectrice n'était pas de forme elliptique comme l'étaient déjà celles de quelques modèles importés de haut de gamme. La compliance (ou souplesse) de la suspension était relativement basse (5.10<sup>-6</sup> cm/dyne), mais il est très important de connaître qu'il s'agissait en fait d'une optimisation parfaite des caractéristiques de linéarité, de réponse transitoire d'aptitude à la lecture (« trackability » en anglais), de distorsion en fonction du niveau de gravure. Pour cela, les ingénieurs de la NHK, de chez Denon avaient fait appel à de nouvelles idées concernant les méthodes de mesure et ils étaient par ailleurs très conscients des problèmes soulevés par l'adoption des pointes lectrices elliptiques. Ils étaient donc parfaitement au courant du fameux « effet de pince » (résonance sillon/stylet porte-pointe, aux fréquences élevées), de la distorsion de trace, de la déformation transitoire du sillon lors du passage d'une pointe conique ou elliptique. Ils connaissaient parfaitement les travaux de J. Walton (Decca) ou de Benjamin Bauer (CBS) et c'est d'ailleurs T. Shiga (Denon/Columbia, 1972) qui sut admirablement bien démontrer qu'une pointe lectrice à profil conique n'avait pas que des désavantages.

Le temps passa et, malgré les nouveautés, les phonolecteurs dits « révolutionnaires » (transduction photo-électrique, à ruban, capacitive, à jauges de contrainte), l'emploi de nouveaux matériaux, la DL 103 sut « tenir tête » à ses adversaires. Du côté transformateur de couplage, un intermédiaire indispensable et gênant à insérer entre la cellule et le préamplificateur, les progrès allaient assez vite et Denon proposa plusieurs modèles, en débutant par le 103T (1967, rapport 1 : 20) en passant par le AU 301, un modèle qui fut abandonné puis « redécouvert » par les « révolutionnaires » Kanéda et Onken. C'est d'ailleurs sans doute grâce à ces derniers que bien des Japonais « redécouvrirent » les qualités de la DL 103, s'apercevant que des défauts apparents de « son un peu rond », « pas assez défini dans l'extrême aigu », « au bas médium un peu en avant » venaient en fait d'ailleurs.

La DL 103 c'était donc, pour beaucoup, l'une des meilleures cellules.

Mais le lecteur connaît bien les divers problèmes techniques (ou même impossibilités) de la lecture parfaite d'un disque micro-sillon stéréophonique. Il serait inutile de revenir sur des questions sur lesquelles on a fait couler tant d'encre. En effet, plus les moyens d'investigations sont poussés et plus les meilleures précautions prises en deviennent presque inutiles. De même, cela permet de reconnaître, malheureusement dix ans plus tard, que certains « dérangés » de la hi-fi, certains puristes avaient vu juste. En 1965, on parlait déjà, dans le monde caché des « initiés », de tables de lecture à plateau lourd (Onken, 1964), de couvre-plateaux, de palets presseurs, de socles lourds ou découplés, de découvertes que l'on croit bien plus récentes.



Mais il y a lieu de se pencher sur le problème si l'on s'imagine qu'entre deux disques, *les mêmes*, l'un original, l'autre un repressage fait dans un autre pays, il existe des différences audibles flagrantes alors que des examens comparatifs sous microscopes électroniques, sous des grossissements de 3 000 à 5 000 fois ne permettent de ne discerner aucune différence. Ce qui signifie que le degré de précision de lecture doit largement dépasser le 1/50<sup>e</sup> du micron. Ce qui est bien peu par rapport à la taille d'un stylet porte-pointe, par rapport à la taille d'un bras de lecture ou à celle d'un roulement à bille « miniature ».

Mais il est un fait que le simple tracé d'une pointe lectrice dans un sillon suffit pour propager dans tout l'ensemble de lecture des vibrations qui, une fois créées, ne pourront plus, ultérieurement, être « bloquées », annihilées qu'en partie.

Le premier de ces phénomènes, facile à vérifier, est le « needle talk », « la pointe lectrice qui parle », que l'on peut entendre à plusieurs mètres dans une pièce silencieuse. Ce bruit, nettement perceptible varie d'ailleurs nettement suivant la matière du disque, suivant le plateau ou couvre-plateau utilisé, suivant le phonolecteur, suivant le porte-cellule, le bras et même le socle utilisé. La cellule, c'est en quelque sorte un petit mécanisme de boîte à musique dont le châssis fait vibrer l'ensemble de lecture comme une table d'harmonie. Certes, il existe des méthodes de découplage de la cellule, du porte-cellule, du tube du bras de lecture, du plateau, méthodes qu'il est difficile de rendre universelles (en particulier pour ce qui est des découplages mécaniques). Un stéthoscope suffit d'ailleurs à prouver qu'une lecture sous 2 g de pression suffit

pour que des vibrations secondaires se propagent à travers un ensemble dont le poids total peut dépasser plusieurs dizaines de kilos.

Un sillon stéréophonique courant, dont la largeur de modulation peut varier entre 40 et 150  $\mu$  (10 à 250  $\mu$  pour certaines gravures directes) et lu par une pointe lectrice conique de 18  $\mu$  de rayon sous une pression de 2 g (soit plus de une tonne par  $\text{cm}^2$ ) engendre de telles accélérations que la matière composant le disque, l'acétate de vinyle arrive à « fléchir » sous le passage ultrarapide de la pointe lectrice, voire même à provoquer un arrachement de la matière. En fait, la pression « statique » de 2 g devient, pendant la lecture et sous l'effet de l'accélération, une pression transitoire continuellement variable, pouvant passer à des valeurs très fortement positives (plusieurs dizaines de grammes : usure des sommets des « talus » du sillon) ou même négatives (pointe lectrice perdant provisoirement contact avec le sillon). En s'imaginant la taille du sillon rapportée à une échelle « humaine », soit un sillon de profondeur 2 m, on pourrait voir, à une vitesse de rotation de 33 tours/mn, le sillon défiler à une vitesse de l'ordre de 1 500 km/h ce, avec des dénivellations latérales et verticales dépassant 1 m.

Concernant le fléchissement transitoire du sillon sous le passage de la pointe lectrice, cet effet était déjà connu dès 1965 par John Walton, de la firme Decca, lequel avait pu prouver que sous certaines conditions de pression et de masse dynamique, le fléchissement du vinyle était tel qu'il arrivait à en compenser en bonne partie la fameuse « distorsion de trace », due à la différence des profils du burin graveur et de la pointe lectrice. Il

s'en suivait que certains procédés électroniques (lignes de retards, correcteurs de phase) destinés à pré-corriger la distorsion de trace, tels que ceux surnommés Dynagroove (RCA), MS (Denon/Colombia), PTS (Toshiba) ne pouvaient donner entièrement satisfaction.

Selon Muraï (Toshiba), il suffit de poser la pointe lectrice (conique, rayon de courbure 18  $\mu$ , pression 2 g) pour que les flancs du disque, aux endroits où s'effectuent les contacts mécaniques, fléchissent de 0,7  $\mu$  ce qui paraît déjà beaucoup. Pendant la lecture et dans les mêmes conditions ce « fléchissement » peut aller jusqu'à 4  $\mu$ . Cependant, pour une pointe elliptique, ce fléchissement est doublé, pouvant être multiplié par 2,4 si l'on a affaire à des profils hyper-elliptiques (ou « line-contact »). Si le fléchissement est une chose, l'usure du disque une autre, la « trackability » un problème annexe, on comprend mieux à présent la somme de vibrations secondaires engendrées par le simple passage de la pointe lectrice dans le sillon. Sillon dont la rigidité mécanique n'a rien d'exceptionnel vu que la moyenne approche une valeur de 0,35 (coefficient de Poisson), un module de Young de  $3,3 \cdot 10^9$  N/m<sup>2</sup>.

Dès 1970, certains « fous » de la hi-fi, dont le bien connu M. Naota Iwata « s'amusaient » soit à coller leurs disques directement sur les plateaux de leur table de lecture, soit encore à réaliser un « sandwich » de deux disques entre lesquels était interposée une feuille de plomb, en vantant ainsi des améliorations « spectaculaires ». Dix ans plus tard, quelques industriels « découvraient », grâce aux interféromètres à rayon laser (figure 1) que dès 1 kHz, un disque courant n'avait rien de bien rigide, ce qui donna naissance

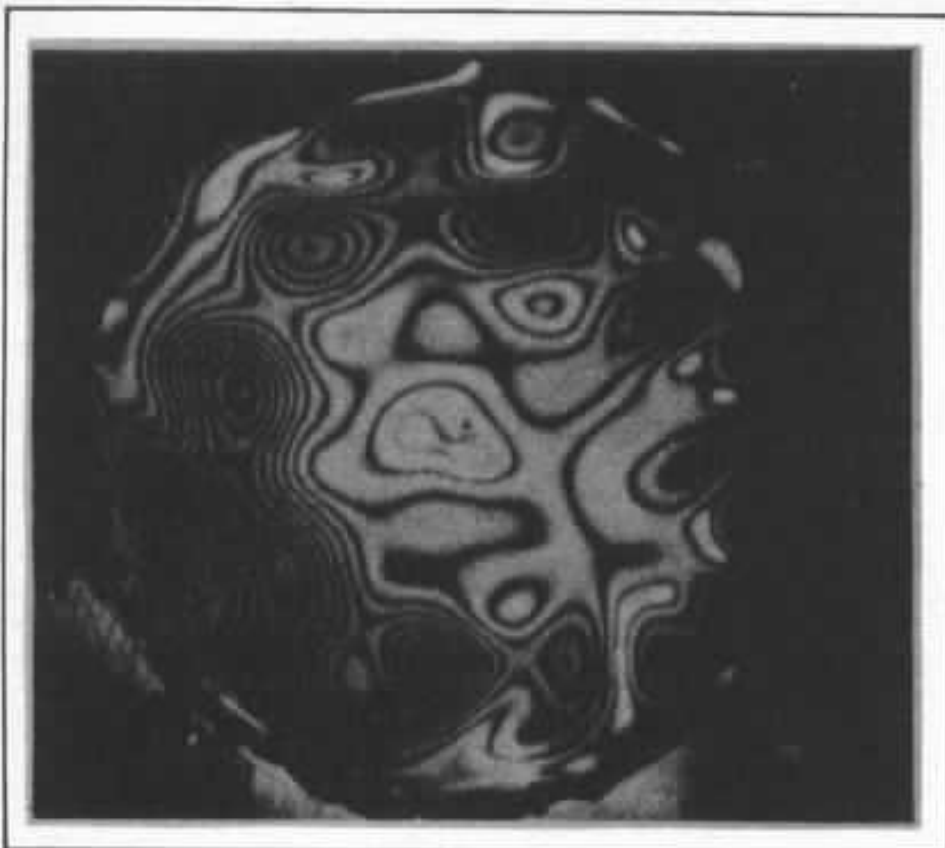


Fig. 1 : Examen holographique (interféromètre au laser) effectué sur un disque courant. Le disque est excité par un haut-parleur (1 m de distance, face au disque, 90 dB) à la fréquence de 1 209 Hz. Malgré l'excitation indirecte les perturbations sont grandes. Effectuées sur des bras de lecture, des stylets porte-pointe, des plateaux, couvre-plateaux, socles et contre-platines suspendues, les mesures ont dévoilé les mêmes vibrations parasites. (M. Yonéyama, Nippon Colombia, laboratoires Denon, août 1979).

aux disques JVC « UHQR » (Ultra-High Quality Record), disques dont l'épaisseur, la rigidité mécanique, permettait la réalisation de disques de mesure sur lesquels il devenait possible d'effectuer des mesures de diaphonie dépassant 40 dB, soit 8 à 10 dB de mieux que les disques test existants. Ce qui représente une amélioration de taille et qui n'est donc pas de l'ordre de l'imperceptible, destiné à « l'audiophile évolué ». Du côté phonolecteur et bras de lecture, il semble très important de penser aux problèmes d'élasticité dynamique d'une part et de rigidité dynamique d'autre part, qu'il se doit d'associer à ceux de l'accélération et de la masse dynamique.

Prenons, par exemple un phonolecteur pesant 6 g (valeur courante) dont la compliance (ou

élasticité) est de  $25 \cdot 10^{-6}$  cm/dyne à 100 Hz. La valeur de cette compliance passera rapidement à des valeurs de plus en plus basses au fur et à mesure de l'augmentation de fréquence, soit par exemple 12 à 150 Hz, 8 à 200 Hz, 5 à 300 Hz, 3 à 600 Hz, reflet de la caractéristique d'impédance mécanique, laquelle prend l'allure courante d'une courbe régulièrement descendante, ce jusqu'à au moins 10 kHz.

Pour la cellule Denon DL 103 dont la compliance est de  $6 \cdot 10^{-6}$  cm/dyne, la valeur de celle-ci passe  $3,5 \cdot 10^{-6}$  cm/dyne à 300 Hz. Dès 1 000 Hz, la compliance voisine  $1 \cdot 10^{-6}$  cm/dyne.

Autrement dit, pour des fréquences basses et des signaux sinusoïdaux, un bras de masse moyenne accompagné d'un porte-cellule de poids moyen (8 à

10 g) ne pose apparemment pas trop de problèmes. Cependant, plus l'on monte en fréquence et plus la « suspension », représentée sur la DL 103 par le disque d'élastomère, qui est amorti par le fil central (appelé aussi « corde à piano ») va « durcir ». Dès 500 Hz, l'influence du boîtier de la cellule, la masse des parties où se trouve fixé l'axe de pivotement de la pointe lectrice, la masse du porte-cellule ainsi que les résonances parasites éventuelles d'une de ces parties ainsi excitées par la pointe lectrice doivent être prises en considération. Dès 800 Hz, il n'est même plus exagéré de considérer l'ensemble à une voiture, malheureusement trop légère, aux suspensions « bloquées » et roulant à une vitesse folle sur une route caillouteuse...

Plusieurs solutions existent : bras long, lourd, ultra-rigide, « anti-résonnant », matériaux spéciaux. Dans certains cas, on peut obtenir un résultat opposé à ce que l'on recherchait. En remplaçant, par exemple, le tube en duralumin du bras (vitesse de transmission mécanique moyenne, pertes moyennes) par un matériau beaucoup plus rigide, plus léger, aux pertes de transmission extrêmement faibles. Dans ce cas, on aura cette fois affaire à une « chaîne » aux pertes internes si faibles qu'il se transmettra, d'un bout à l'autre, les vibrations les plus faibles, à l'intérieur de laquelle ces vibrations vont stagner, au lieu de s'éteindre. Pensons en effet que le couplage pointe lectrice/bras de lecture doit être considéré comme pratiquement direct sur les signaux transitoires. Signalons à ce propos de nombreux audiophiles ayant remarqué, sur les bras de lecture trop légers et trop rigides, associés à des cellules de compliance trop faible, des phénomènes marqués d'instabilité de l'image stéréophonique, certains auditeurs allant jusqu'à

vérifier la phase de leurs haut-parleurs.

C'est pourquoi, du moins pour la DL 103, nombreux ont été les adeptes des bras lourds. Quelques passionnés, comme les Japonais Tanaka, Koizumi, Tamaru, Kanéda et bien d'autres ne jurèrent que par l'ancienne version SME 3012, associée à un porte-cellule Stax ou bien encore Audiotechnica (17 g). Voire par le bras « FR 64S » Japonais.

L'idéal serait, bien sûr, d'isoler mécaniquement le sillon, la pointe lectrice de tout le reste. Le découplage mécanique de la cellule, du porte-cellule ou du bras demande un réglage délicat et il est rare que ce découplage soit homogène en fréquence. Mal réalisé, ce découplage peut procurer des résonances parasites multiples (partie découplée entrant en résonance avec l'équipage mobile) et il est de toutes façons impensable de croire qu'un découplage réduit à un élastomère et un ressort puisse être efficace jusqu'aux fréquences les plus élevées. La même remarque pourrait être appliquée aux « contre-platines suspendues » de certaines tables de lecture dont, vu les moyens mis en œuvre, l'efficacité ne peut plus être bien grande au-delà de 1 000 à 1 500 Hz.

Comme le montrent les diverses constatations faites ci-dessus, ce ne sont ni des questions simples, ni réservées à certains « snobs » de la hifi. C'est, malgré tout, une somme de difficultés que chacun a toujours cherché à résoudre, par des moyens simples ou très évolués.

Pour la DL 103, comme pour les autres phonolecteurs, il est nécessaire de prendre le mal à la base. Au repos, le bras de lecture, comme le porte-cellule ne présentent aucun problème de vibrations parasites. Le responsable est donc l'élément émettant des vibrations, c'est-à-dire le

phonolecteur. Autrement dit, il est déjà trop tard de vouloir juguler, « bloquer » les vibrations à l'aide d'un porte-cellule d'un bras de lecture, aussi « anti-résonnants » soient-ils : les problèmes commencent une fois le bras posé sur le disque en rotation.

Un avantage décisif de la cellule à bobine mobile sur la cellule à aimant mobile est que, dans le premier cas, la pointe lectrice est *solidaire* de l'élément *transducteur*, le porte-cellule, le bras, étant *découplés* grâce à la bague viscoélastique formant la suspension. Dans le second cas, l'élément transducteur, les bobines fixées au boîtier de la cellule, donc à l'ensemble porte-cellule/bras exigent que l'on travaille dans des conditions optimum de haute compliance, d'un stylet porte-pointe de faible masse, d'un bras léger et rigide.

Ce long cheminement montre que l'endroit devant être le plus « fixe », le plus indifférent aux accélérations, aux tractions de la pointe lectrice lisant le sillon est *la partie dorsale de la pièce polaire*, c'est-à-dire l'endroit où vient se fixer, s'ajuster en tension le fil relié à l'extrémité du stylet porte-pointe. Même si ce fil était inexistant (bague viscoélastique seule, collée d'un côté à la bobine mobile et à la pièce polaire dorsale de l'autre), il est à prévoir qu'aux fréquences élevées la bague viscoélastique ne se comporterait pas en filtre mécanique suffisamment efficace.

Etant donné le degré de précision avec lequel un sillon devrait être lu, il est évident de penser que la pointe lectrice devrait pivoter autour d'un *axe précis*, tel que celui offert par des cardans.

Dans la pratique cet axe de pivotement n'a rien de précis,

puisqu'il peut varier en fonction du signal, de la pression ou de la planéité du disque. S'il s'agit d'une bague visco-élastique (cellule à aimant mobile), l'axe de pivotement se situe soit dans un « volume » sphérique ou ovoïde, soit sur une ligne (cas d'un levier porte-pointe maintenu par une barre de tension).

Dans la pratique encore, on s'aperçoit que ce point de fixation de la pointe lectrice, axe, qui n'a rien de précis est, de plus, perturbé par un support qui, trop léger est incapable de *bloquer*, par l'effet de sa *masse*, la vibration que transmet le stylet porte-pointe. Le tout étant encore sérieusement perturbé par les vibrations venant du sol, les « retours » venant des enceintes acoustiques, ainsi que par les disques voilés, lesquels sont nombreux.

Signalons encore un autre défaut, très fréquent sur les phonolecteurs.

Ce défaut, dû à une question purement esthétique est celui des capots de protection des cellules. En aluminium embossé, en PVC moulé, ces capots, creux, possédant une ouverture à l'endroit de la pointe lectrice se comportent lors de la lecture d'un disque comme de véritables résonateurs de Helmholtz. Sur certains modèles, ces résonances peuvent être marquées, précises, provoquant par exemple, sur le violoncelle, une instabilité en phase prononcée, une image sonore « dansante », alors que sur d'autres bandes de fréquence rien d'anormal n'est à signaler.

Dès 1976, l'auteur comme bien d'autres amateurs japonais, américains ou français se sont ainsi « amusés » à traiter les phonolecteurs, ceux dont les boîtiers méritaient d'être un peu plus massifs, un peu moins résonnants. Quelques uns ont déclaré obtenir des résultats exemplaires sur les modèles Shure V 15 IV,

Empire, Supex, Denon. La méthode la plus courante consistant à enduire, peu à peu, et avec minutie, la cellule à l'aide d'époxy chauffé (donc liquide), ce qui donnait, après une douzaine de couches, un bloc rigide, amortissant les résonances du boîtier.

Pour la Denon DL 103, cellule munie d'un capot plastique creux, on constate, malgré le résultat global remarquable, le même inconvénient d'une cavité munie d'une ouverture (levier porte-pointe). L'ouverture se trouve, ce qui est évident, juste à l'endroit où se place le levier porte-pointe. Il suffit alors qu'une résonance de cavité se produise pour que la pointe lectrice capte cette résonance parasite.

Une solution simple consiste à retirer le capot, opération relativement simple sur la DL 103, mais ce aux risques et périls de l'utilisateur : la fixation sur le porte-cellule ne peut plus se faire que par collage. D'autre part, la pointe lectrice est très apparente, donc fragile. Le minuscule film de caoutchouc ne protège plus les bobines mobiles. Enfin, les quatre fils émaillés de sorties, dont le diamètre n'est que de 15 microns (la plus petite section que l'on puisse réaliser au Japon dans cette qualité) risquent de se rompre facilement, rendant une soudure ultérieure impossible (l'effet de capillarité de la soudure en fusion suffisant à rompre le fil à souder).

Cependant, on a pu constater un résultat supérieur sur le plan de l'absence de coloration : son plus « coulant », « n'accrochant pas » sur certains passages, une plus grande linéarité subjective dans le bas du spectre sonore. Était-ce la solution ? Peut-être...

Mais comment s'imaginer qu'un certain chirurgien-

dentiste, un spécialiste de la prothèse dentaire puisse être d'une aide précieuse pour permettre de confectionner des DL 103 « spéciales » ?

Le docteur Kazuhisa Yamaguchi est sans doute l'un des meilleurs chirurgiens-dentistes du Japon. C'est sans doute aussi le mieux équipé, le plus au courant des techniques les plus récentes, un personnage doté d'une dextérité fantastique parcourant le monde à la recherche des dernières innovations. En sortant de chez lui, la majorité des patients ont comme l'impression « qu'ailleurs », il y a vraiment beaucoup de charlatans. Pourtant, le docteur Yamaguchi est loin de s'en vanter et il a pu acquérir une grande renommée.

Mais le docteur Yamaguchi, c'est aussi un puriste en matière de haute fidélité. C'est ainsi qu'il en arriva un jour, sur les conseils d'un certain « J.H. », à « traiter » ses cellules Empire, à amortir le boîtier des cellules à l'aide de matières à base de fibre de verre et de ciments dentaires (plus rigides que l'époxy). Soucieux de ne pas se laisser « prendre au piège », il confectionna ainsi plusieurs « paires », soit une cellule « traitée », l'autre d'origine, afin de pouvoir effectuer des comparaisons instantanées. Les résultats les plus intéressants furent obtenus sur la fameuse Shure V 15 IV (ce qui avait déjà été vérifié par d'autres), ainsi que sur le modèle Empire 4 000 D 1.

Enthousiasmé par les résultats obtenus, le certain « J.H. » qui habitait la ville de Kobé comme lui-même, lui conseilla cette fois de « remplir » une DL 103, ce qui était relativement facile pour le docteur Yamaguchi.

Pour cela, il fallait opérer en trois fois. Retirer le capot (légèrement collé et facilement amovible), coller les fils de sortie

(presque invisibles à l'œil nu) à l'aide d'époxy liquide et chauffé, contre les pièces polaires, pour éviter une rupture de ces fils lors du remplissage. Ce remplissage se fit à l'aide de cire H.F. chauffée et injectée à l'aide d'une seringue, ce à l'aide de deux perforations faites sur la partie supérieure du capot remis en place. Cette opération se fit en plusieurs fois, par petites couches successives, pour diverses raisons et surtout pour des raisons de sécurité, le niveau de la cire devant arriver environ 1,5 mm en dessous de la partie inférieure des bobines mobiles. Ces bobines devant rester « mobiles »... C'était déjà beaucoup mieux. Le supplément de poids ne gênait pas (3,6 g en plus). Le grave « descendait » mieux, le bas médium semblait « plus vrai » et l'aigu semblait « filer mieux ».

Mais une autre idée vint. Puisque le docteur Yamaguchi avait à sa portée tout ce qu'il fallait pour réaliser des moulages de haute précision, pourquoi ne pas lui faire réaliser des capots de DL 103 dans d'autres matériaux ? La seule condition à respecter étant de ne pas dépasser des valeurs trop excessives, soit 16 g au maximum pour le capot seul, 30 g environ pour l'ensemble complet cellule + capot + porte-cellule. Ceci permettait, à l'aide des bras Fidelity Research FR 64S ou encore SME 3012 (ancien modèle) de lire les gravures directes les plus « exagérées », y compris le fameux coup de canon de « 1812 » (disque Telarc que les lecteurs connaissent). On pouvait lire même les disques moyennement voilés sans pour autant faire « s'affoler » le haut-parleur de grave. Dans ce cas, une élasticité relativement basse de l'équipage mobile est un avantage, les fréquences trop basses (moins de 10 Hz) n'étant

pratiquement pas amplifiées par la cellule.

Les matériaux testés pour réaliser le capot de la DL 103 ont été variés :

- Plomb pur ;
- Etain ;
- Plomb + 4 % d'antimoine ;
- Alliage basse fusion (140° C) ;
- Or + argent ;
- Or pur.

Réaliser un capot en or pur était chose facile pour le docteur Yamaguchi. Ce n'était pas non plus un luxe, car il faut bien plus de 13 g d'or pour réaliser un grand « bridge ». Un capot en or pur revenait à peu près à 1 200 F et cet or était de toutes façons « récupérable » entièrement. Les empreintes, les moulages successifs sont des opérations délicates au cours desquelles viennent s'interposer des petites difficultés : formations éventuelles de bulles, contraction, expansion dues à la température, problèmes que connaît parfaitement tout prothésiste dentaire. Une constatation curieuse : les capots refaits, modifiés au niveau des pièces polaires, afin de permettre un meilleur contact capot/pièce polaire dorsale (figure 2) n'étaient pas interchangeables avec divers « châssis » de DL 103. Il existait, en effet, quelques dispersion dues principalement aux collages.

Pour ces « super-DL 103 », les résultats ont été les suivants :

- Alliage plomb/antimoine : meilleur compromis rigidité/ finition, résultats d'écoute excellents. Finition assez bonne.
- Or + argent : finition impeccable. Résonances prononcées si le capot n'est pas rempli intérioritément : son clair, large partie du médium « en avant », aigu à tendance métallique.
- Or pur : très belle finition. Son relativement clair, légères résonances dans le bas médium.
- Plomb pur : très fragile et trop mou, les parois du capot n'ayant

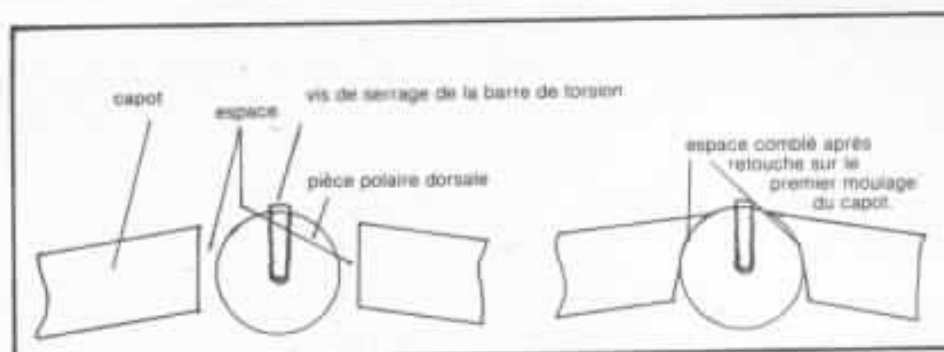


Fig. 2 : Modification de la partie supérieure du capot, afin de permettre un meilleur contact capot/pièce polaire dorsale.

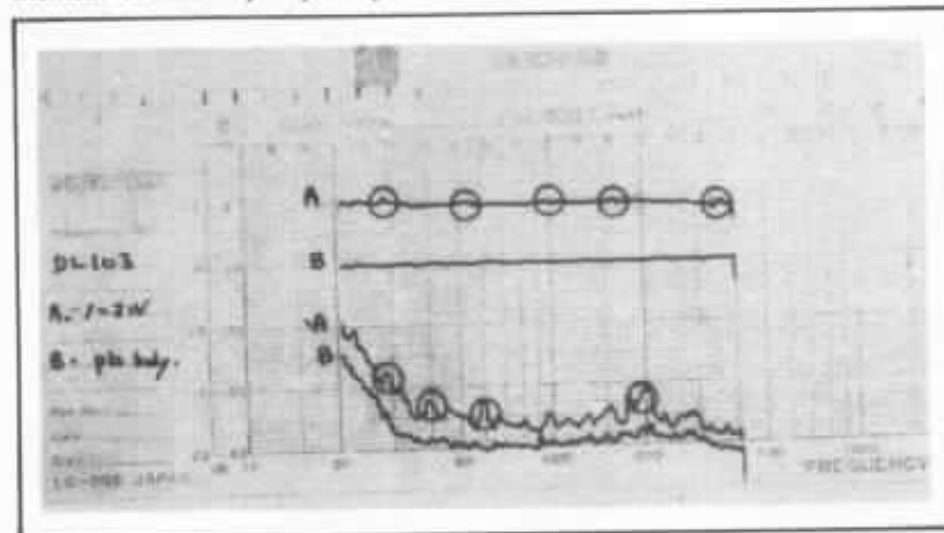


Fig. 3 : Cellule Denon DL 103. En A, modèle normal, fréquence glissante entre 20 et 400 Hz. En B, cellule DL 103, capot modifié (alliage plomb-antimoine).

En haut, en A, dans les cercles, quelques résonances parasites dues au boîtier. En B, décalé, l'amélioration obtenue.

En bas, en A, dans les cercles, irrégularités obtenues sur la caractéristique de diaphonie.

En B, décalé, modèle modifié où ces principales irrégularités ont pratiquement disparu. Noter que ces mesures répétées plusieurs fois ont donné des résultats très homogènes. Cette mesure demande l'emploi d'un socle anti-vibratoire spécial (SPZ 100K, Japon).

par endroits qu'un millimètre d'épaisseur. Résultats excellents, supérieurs à l'alliage plomb/antimoine. Finition moyenne (défauts de surface).

- Alliage basse fusion. Densité légèrement inférieure au plomb. Subjectivement proche de l'alliage plomb/antimoine. Finition assez bonne.

- Etain. Bonne finition. Résultats subjectif excellents, proches de ceux en alliage plomb/antimoine.

Autres constatations :

Effets « needle talk » inférieur si l'intérieur du capot est rempli

(cire H.F.), en particulier pour le capot or + argent.

A la mesure, beaucoup moins d'irrégularités au-dessous de 500 Hz. Caractéristique de diaphonie plus régulière dans le bas du spectre (figure 3). Bruit de surface moins audible.

Sur le plan de la dynamique, les résultats subjectifs sont très nets : les percussions sont plus « percutantes », plus nuancées, le piano plus délié, le bruit mécanique des touches de piano encore plus perceptible.

Que de différences, bien réelles, bien « palpables » qu'il est

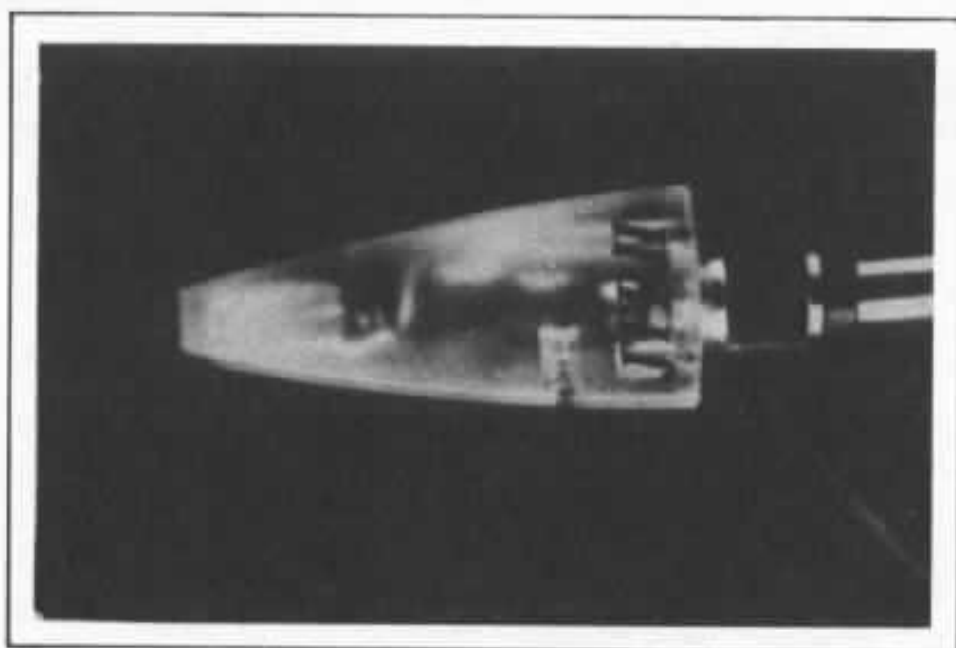


Fig. 4 : Cellule Jewel Tone JTR II (ensemble cellule/porte cellule moulé dans la masse).

possible de comparer à la DL 103 courante, qui est pourtant un compromis exceptionnel, le seul modèle qui ait su rester l'un des meilleurs, cela plus seize années durant, ce qui n'est pas rare, mais unique.

Mais croire qu'une telle modification est une idée nouvelle est une erreur. N'oublions pas que les premières cellules Shure (M 7 D, M 77) possédaient des bobines imprégnés dans l'époxy et que récemment, on a même

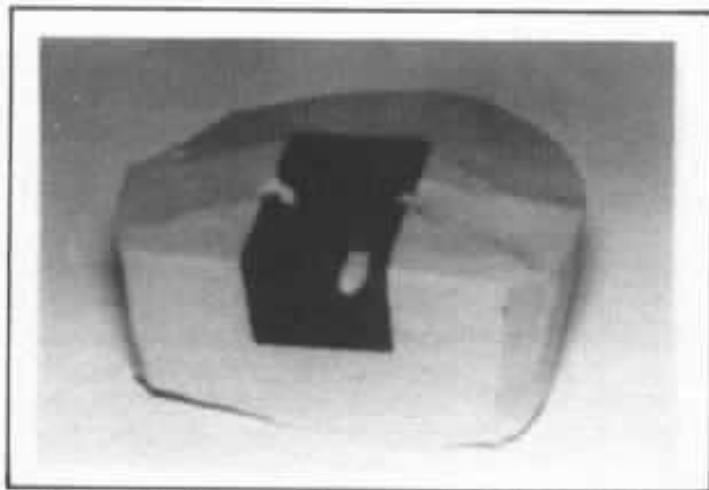
trouvé chez le constructeur japonais Jewel Tone un modèle (JTR II), entièrement moulé dans de la résine acrylique semi-transparente (figure 4). Que l'on soit à Osaka, à Paris ou à Beverly Hill, les problèmes restent les mêmes, les solutions qui y sont apportées bien souvent plus ou moins ressemblantes...

Ci-après, le lecteur trouvera sous forme de photos, le processus de fabrication du « capot de DL 103 », une suite d'opérations

à faire par des spécialistes. Pour un alliage plomb/antimoine, le prix de revient est ridiculement bas... à condition d'être bien équipé.

Gageons que, d'ici quelques mois, quelques français se lanceront dans la même aventure. Compte tenu des résultats obtenus, du remarquable rapport qualité-prix de la DL 103 une tentative semble en valoir largement la peine.

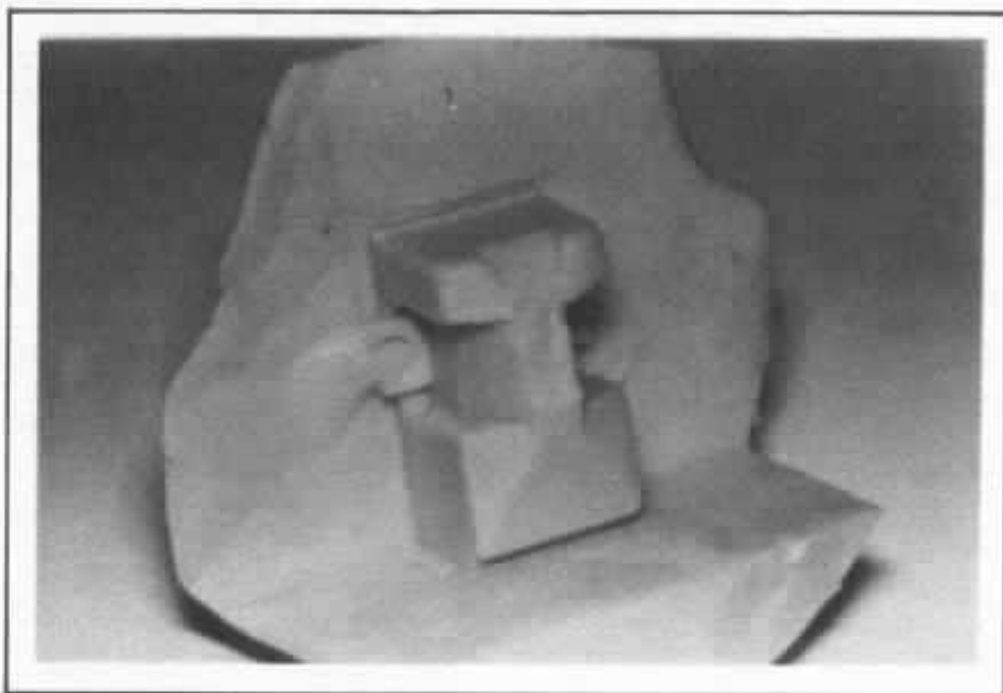
### Technique de fabrication d'un capot de DL 103 en métal moulé



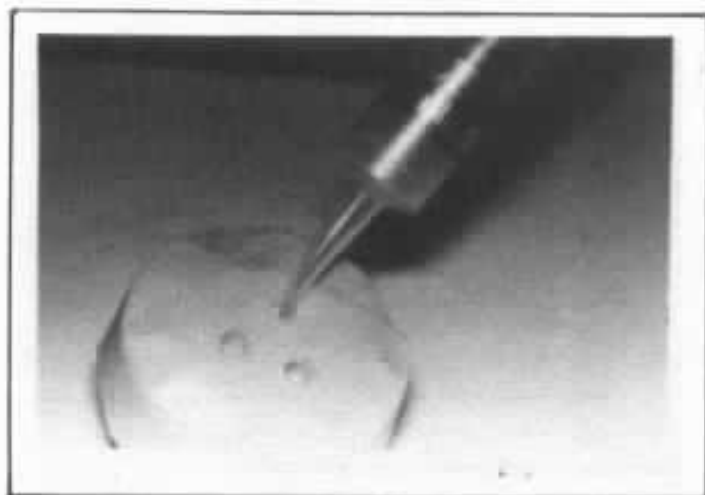
1. Empreinte d'une partie du capot, à l'aide de l'élastomère « Optosil plus » (Bayer, RFA).



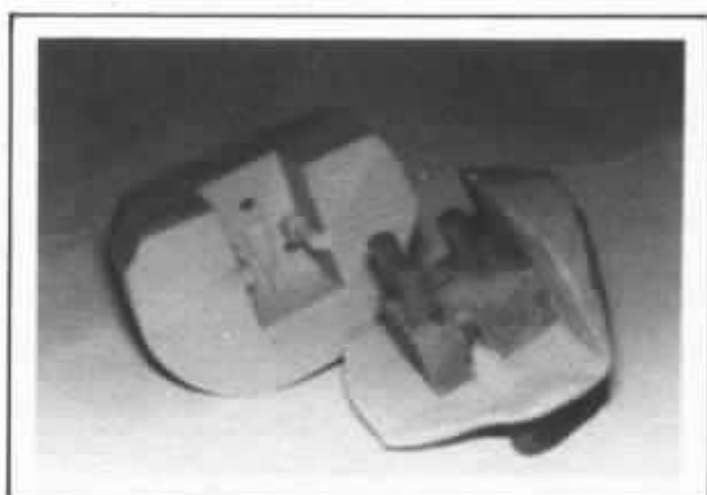
2. Elastomère Optosil plus, avec à gauche, le durcisseur.



3. Seconde partie de l'empreinte du capot, après démoulage.



4. Remplissage du premier moule à l'aide de cire spéciale, après perforation de trois trous et après avoir retiré le capot de l'intérieur du moule.



5. Premier moulage en cire du capot.



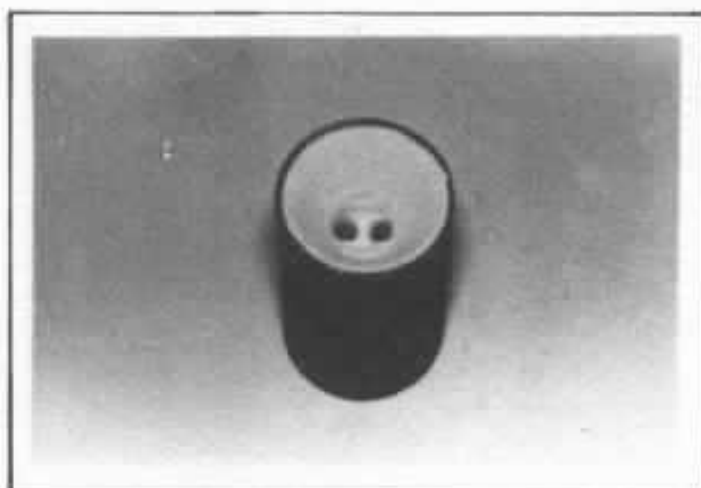
6. Cire spéciale ayant servi au premier moulage.



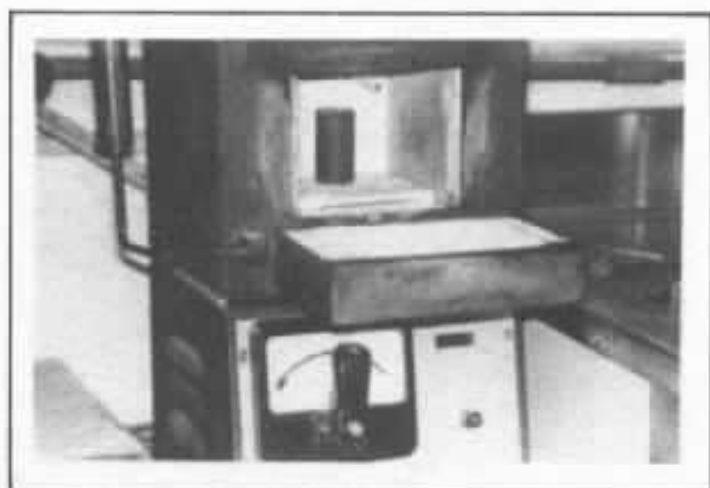
7. Montage de la première empreinte en cire sur le support. Les deux colonnes soutenant la cellule serviront à couler le métal. En haut, on enduit le capot de plâtre pour éviter la formation de bulles.



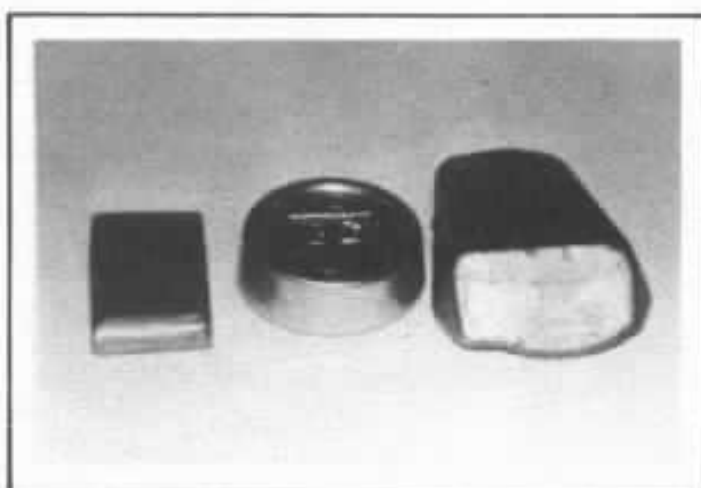
8. Coulage du plâtre dans le tube réfractaire en carbone.



9. Partie où pourra s'effectuer l'introduction du métal.



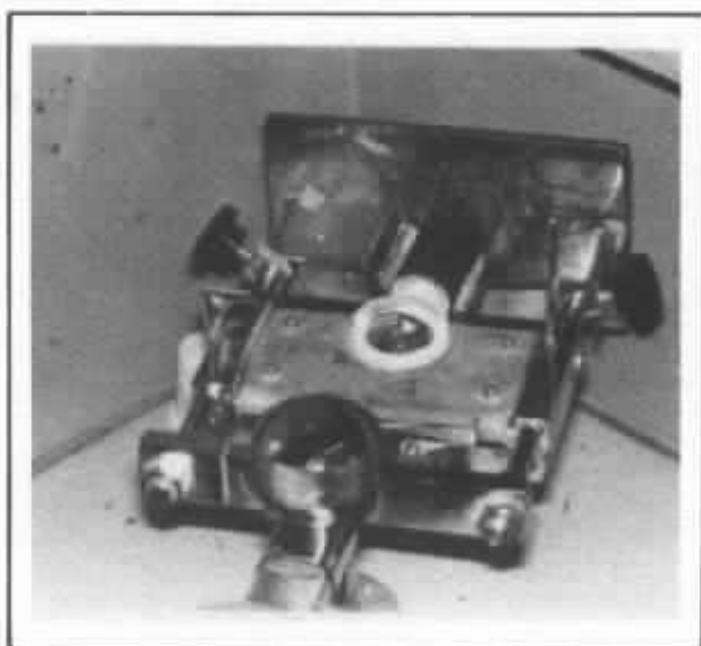
10. Opération de « cire perdue », la cire, par effet de la chaleur ( $800^{\circ}\text{C}$ ) étant absorbée par le plâtre.



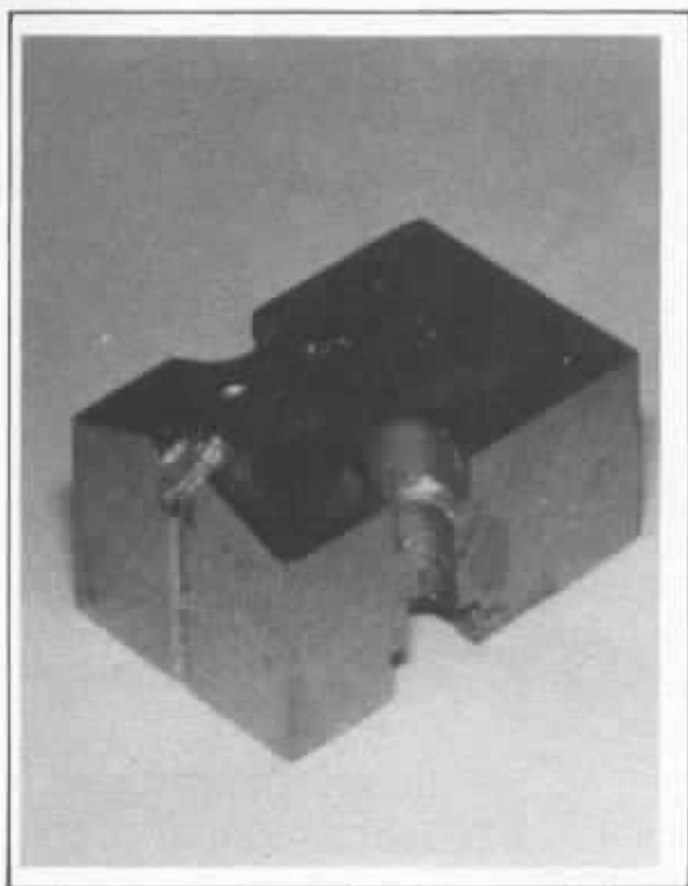
11. Métaux essayés pour la confection du capot : de gauche à droite : plomb/antimoine, or pur, plomb pur.



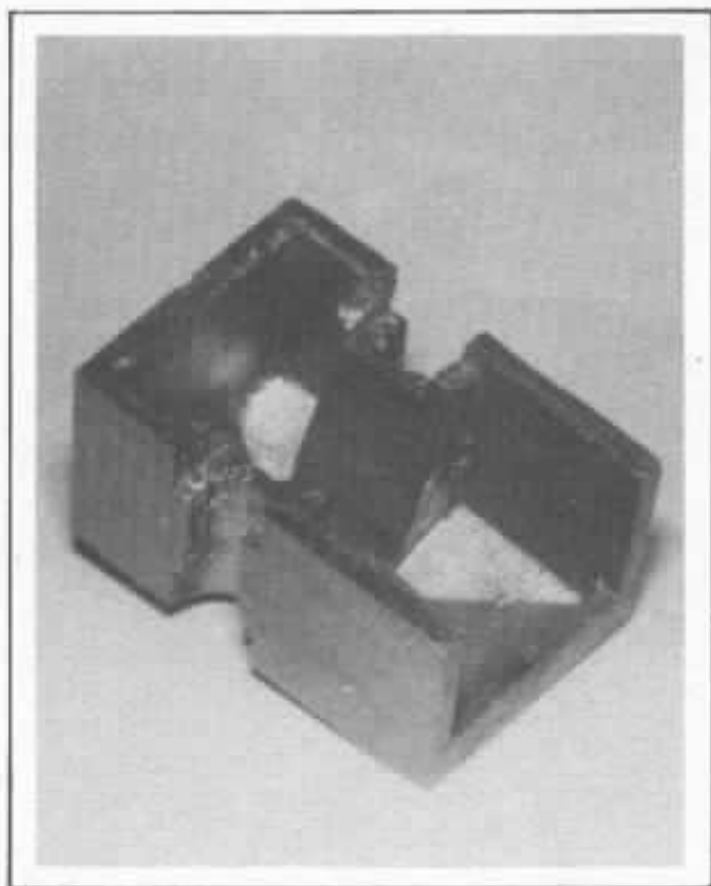
12. Four à induction permettant la fusion instantanée du métal choisi et l'introduction du métal fondu dans le moule. Le tout est soumis ensuite à un mouvement rotatif rapide, l'opération pouvant se faire éventuellement sous vide. Ce four permet d'obtenir, instantanément, pour de petits volumes, des températures dépassant  $2\ 800^{\circ}\text{C}$ .



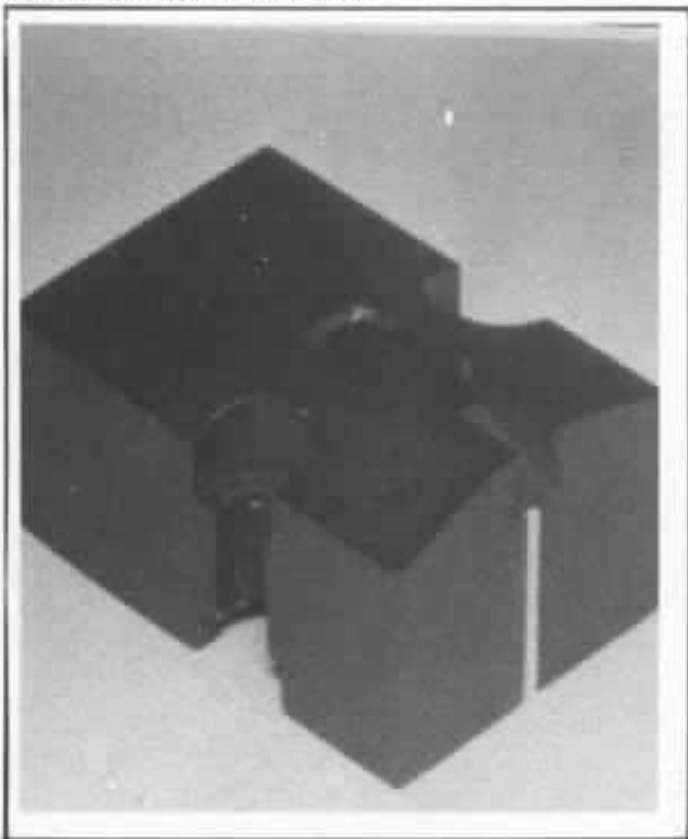




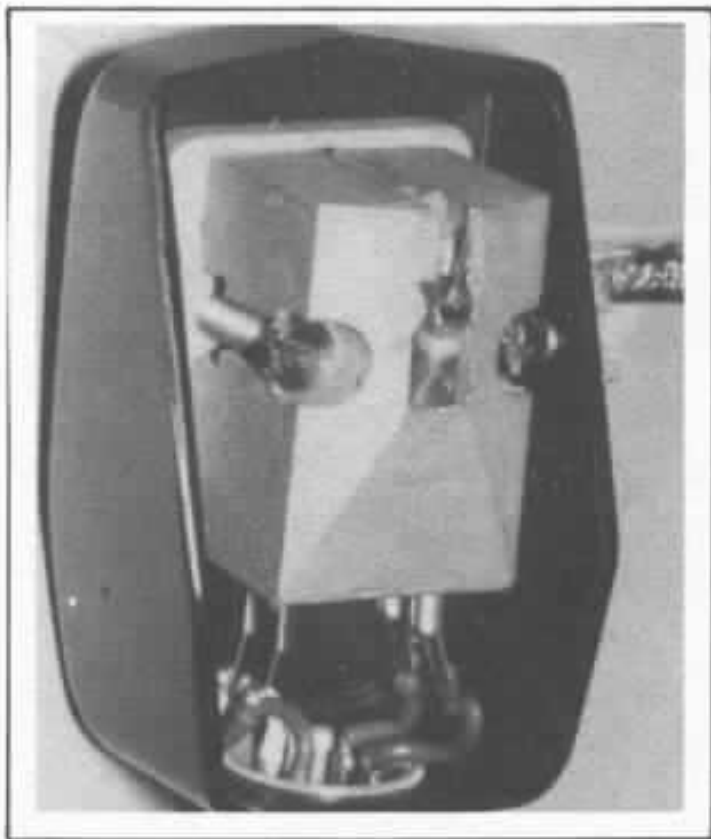
13. Capot en plomb pur. La finition est relativement bonne mais difficile à réaliser.



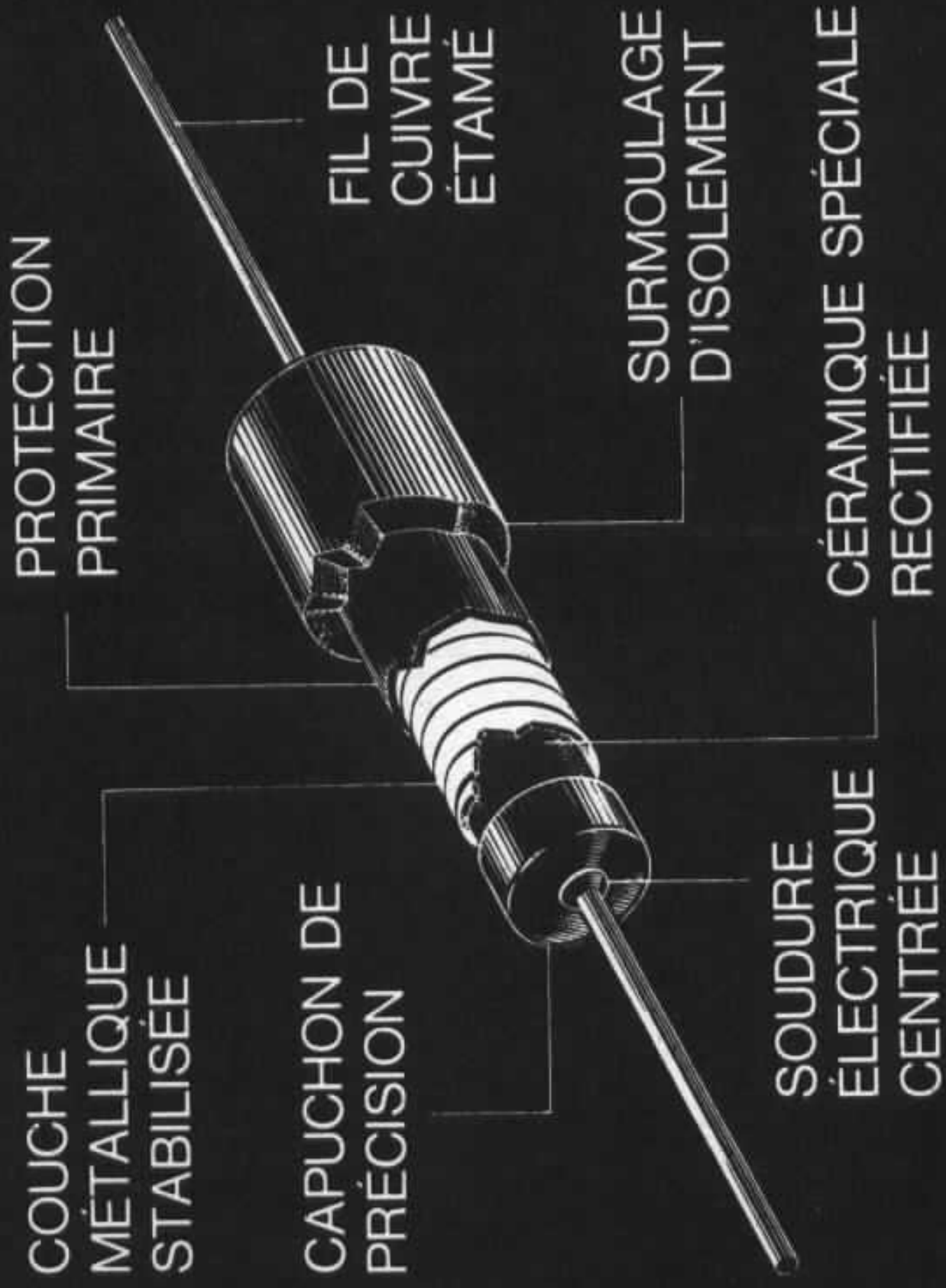
14. Intérieur d'un capot en alliage plomb/antimoine.



15. Exemple de capot en or pur, repeint en noir. Original ou copie ? Pour obtenir une telle finition, le capot d'origine doit être sacrifié, pour laisser une empreinte parfaite.



16. Une Denon 103, capot refait (alliage plomb/antimoine). Poids de la cellule complète : 17 g.



COUCHE  
MÉTALLIQUE  
STABILISÉE

PROTECTION  
PRIMAIRE

CAPUCHON DE  
PRÉCISION

FIL DE  
CUIVRE  
ÉTAMÉ

SURMOULAGE  
D'ISOLEMENT

CÉRAMIQUE SPÉCIALE  
RECTIFIÉE

SOUDURE  
ÉLECTRIQUE  
CENTRÉE

# Enquête sur des résistances au-dessus de tout soupçon

*Héphaïstos*

*Dès le début, L'Audiophile s'est attachée à l'influence des composants passifs. Pour les condensateurs, cela était compréhensible sachant qu'ils ont de tout temps composé les maillons les plus faibles en électronique. Cependant, pour les résistances, l'influence pouvait a priori sembler négligeable si l'on prenait toutefois en compte les critères de bruit et de stabilité. Or, des expériences systématiques ont montré que sur le plan subjectif les résistances n'avaient pas la neutralité à laquelle on était en droit de s'attendre. Malheureusement, nous n'avons pu trouver de corrélation avec des mesures rigoureuses. L'auteur de cet article était à l'origine, extrêmement sceptique face aux hypothèses que nous avançons. Il s'est attaché à élaborer une méthodologie qui puisse différencier les résistances en dehors des critères habituellement retenus dans le domaine industriel. Les résultats qu'il nous livre ici sont intéressants à plus d'un titre et appuie les constatations d'ordre subjectif que nous avons pu faire à plusieurs reprises.*

C'est vrai, j'ai parfois été agacé par certaines querelles provoquées par l'audiophilie (le choix des composants par exemple) et gêné par le manque de dialogue entre ceux qui disent « Ecouter la différence », ceux qui répondent « Je n'entends pas de différence », et ceux qui font remarquer « Mon appareil de mesure n'entend pas de différence ».

Je suis extrêmement réticent à

l'usage de l'oreille comme instrument de mesure, car, même si finalement c'est elle qui nous permet de jouir des plaisirs acoustiques, le canal de mesure qu'elle peut représenter est faussé par de nombreux paramètres. Il faut donc filtrer les résultats des écoutes comparatives et faire preuve d'une rigueur telle que peu de gens ont la patience de l'avoir. Et l'on voit fleurir des articles contradictoires dont les

auteurs se persuadent que leurs expériences prouvent ce qu'ils veulent.

Lors des comparaisons subjectives, combien d'auditeurs se trouvent-ils dans la situation des sujets d'un empereur décrite dans un conte d'Andersen ? Ceux-ci avaient le choix entre prétendre voir un vêtement qui n'existait pas ou passer pour incompetents ou malhonnêtes.

En ce qui concerne les compo-

sants passifs, je ne pensais pas qu'ils étaient parfaits (la perfection n'est pas de ce monde) mais que les altérations qu'ils pouvaient apporter aux signaux audio devaient être négligeables devant les mutilations que leur infligent les composants actifs dont les non-linéarités me sont bien connues.

Pourtant, une rencontre avec des membres de l'équipe de « L'Audiophile » (des gens fort sympathiques au demeurant, et à l'esprit beaucoup plus ouvert que je ne le croyais) a ébranlé cette confortable certitude et tout remis en cause dans mon esprit. C'est pourquoi je me suis penché sur le problème des résistances, bien décidé à y voir un peu plus clair, et à mettre des chiffres sur les différences (s'il y en avait) entre les résistances.

Après beaucoup de recherches, j'ai réussi à lever un coin du voile et les quelques résultats que je présente ici, même s'ils ne sont que partiels, devraient intéresser bien des audiophiles.

### Analyse mathématique du problème

Partons de la loi d'Ohm (de l'approximation d'Ohm comme plaisaient certains) :  $U = R.I$ . Si la résistance n'est pas parfaite,  $R$  n'est pas une constante :

$$U = F(I)$$

La fonction  $F(I)$  peut être exprimée sous réserve d'être continue (ce que nous supposons) sous la forme d'un polynôme infini :

$$U = R.I + a.I^2 + b.I^3 + c.I^4 + d.I^5 + e.I^6 + \dots$$

En supposant que la résistance est symétrique (hypothèse contestable, mais néanmoins vraisemblable), les coefficients des puissances paires sont nuls.

$$U = R.I + b.I^3 + d.I^5 + \dots$$

Si on se limite aux deux premiers termes qui sont les seuls à compter pour les faibles valeurs de  $I$ , nous avons :

$$U = R.I + b.I^3 =$$

$$R.I \left(1 + \frac{b}{R} I^2\right) = R.I (1 + \alpha I^2)$$

Ce qui est assez satisfaisant d'un point de vue physique, car si  $\alpha$  est suffisamment petit, on peut écrire sans trop d'erreur :

$$P = R.I^2 \text{ donc } I^2 = \frac{P}{R}$$

$$U = R.I \left(1 + \frac{\alpha}{R} P\right)$$

La puissance dissipée dans la résistance, donc la température, influencerait la résistance. Il n'y a là rien de bien révolutionnaire.

Pour un signal sinusoïdal :

$$I = I_0 \sin \omega t$$

$$U = R I_0 \sin \omega t + \alpha R I_0^3 \sin^3 \omega t$$

$$\text{Or, } \sin^3 A = \frac{3}{4} \sin A - \frac{1}{4} \sin 3A$$

$$U = R I_0 \left(1 + \frac{3\alpha}{4} I_0^2\right) \sin \omega t - \frac{\alpha R}{4} I_0^3 \sin 3\omega t$$

$I_0^2 \sin 3\omega t$

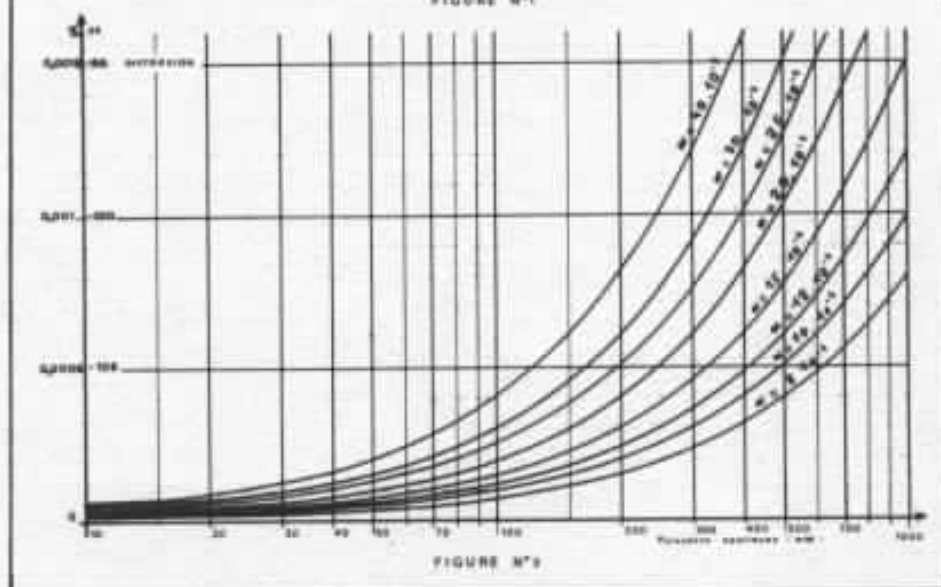
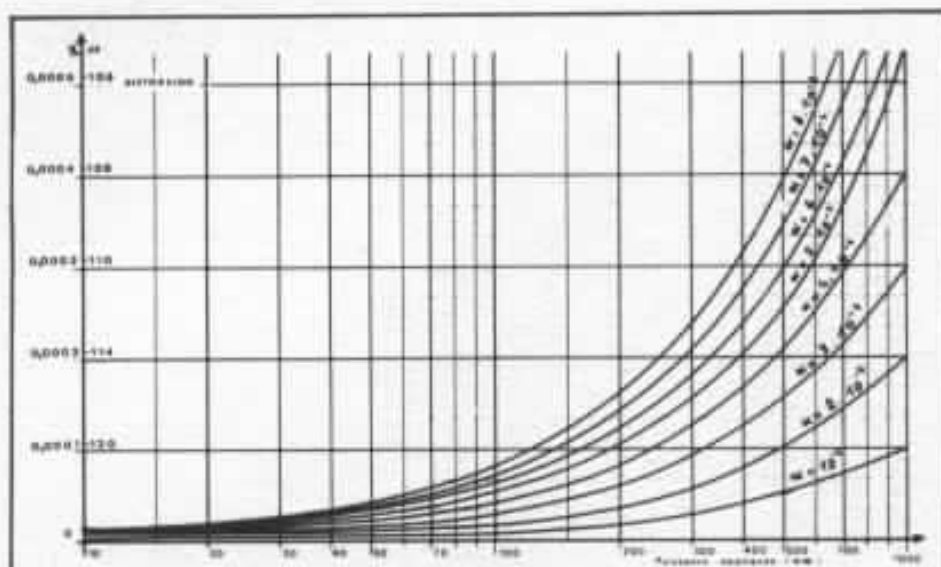
Les non-linéarités de la résistance génèrent de la distorsion par harmonique 3 et la valeur du taux de distorsion vaut, si  $\alpha$  est petit :

$$D = \frac{|\alpha| I_0^2}{4}$$

Ou encore en fonction de la puissance moyenne :

$$P_m = \frac{R I_0^2}{2}$$

$$D = |\alpha| \frac{P_m}{2R}$$



Les figures 1, 2 et 3 montrent l'évolution de ce taux de distortion en fonction de la puissance moyenne dissipée dans la résistance (pour  $R = 50 \Omega$ ).

Le but de mes manipulations a donc été d'observer la distortion par harmonique 3 et de suivre son évolution en fonction de la puissance moyenne dissipée dans plusieurs types de résistances.

### Principe de la mesure

La figure 4 montre un synoptique du dispositif expérimental :

Un amplificateur A de gain +1 amplifie le signal issu d'un générateur de grande pureté spectrale, et attaque la résistance à tester. Une résistance de faible valeur ( $5 \Omega$ ) surdimensionnée permet de transformer le courant qui traverse la résistance à tester en tension. Cette tension est analysée au moyen d'un filtre réjecteur du fondamental et d'un voltmètre sélectif. Un pont diviseur en sortie de l'amplificateur permet de contrôler le taux de distortion. Un voltmètre alternatif BF permet de mesurer les tensions en sortie de l'amplificateur et aux bornes de la résistance testée.

Ce synoptique nécessite quelques commentaires :

— l'oscillateur fonctionne à 1 kHz. Pourquoi 1 kHz ? Un peu par paresse intellectuelle, et parce que l'harmonique 3 correspond à la sensibilité maximale de l'oreille. En fait, il fonctionne à exactement 1 008 kHz, pour que l'harmonique 3, à 3 024 Hz, se glisse entre le soixante et le soixante-et-unième harmonique du secteur : les pollutions dues au 50 Hz sont en effet la première limitation à la sensibilité des mesures.

Une autre limitation réside dans la distortion propre de l'oscillateur. Celle-ci varie avec le niveau de sortie, et pour d'autres mesures il faudrait réaliser la commande de niveau à l'extérieur, et ainsi résoudre ce

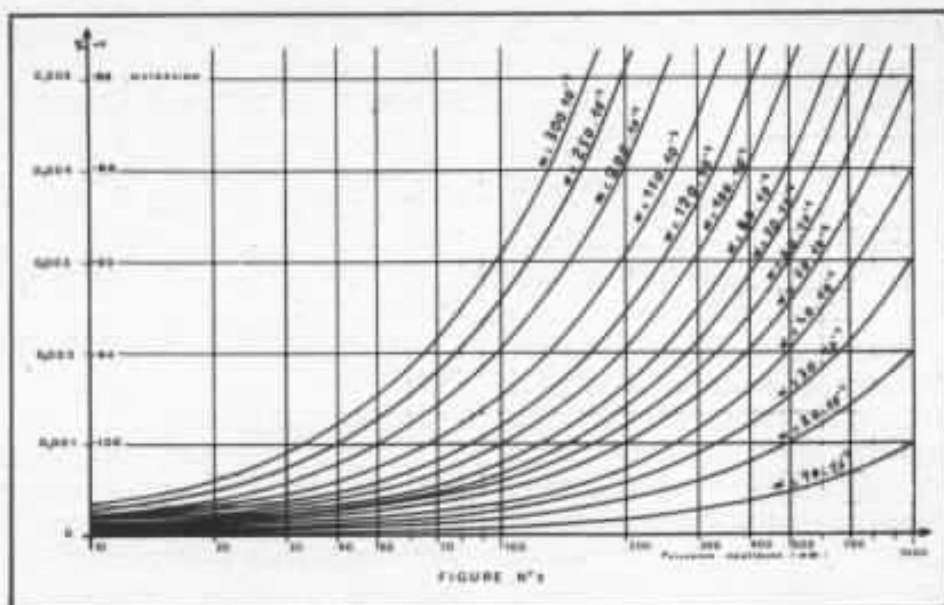


Fig. 1, 2 et 3 : Taux de distortion en fonction de la puissance selon le modèle théorique pour différentes valeurs du coefficient de distortion  $\alpha$ .

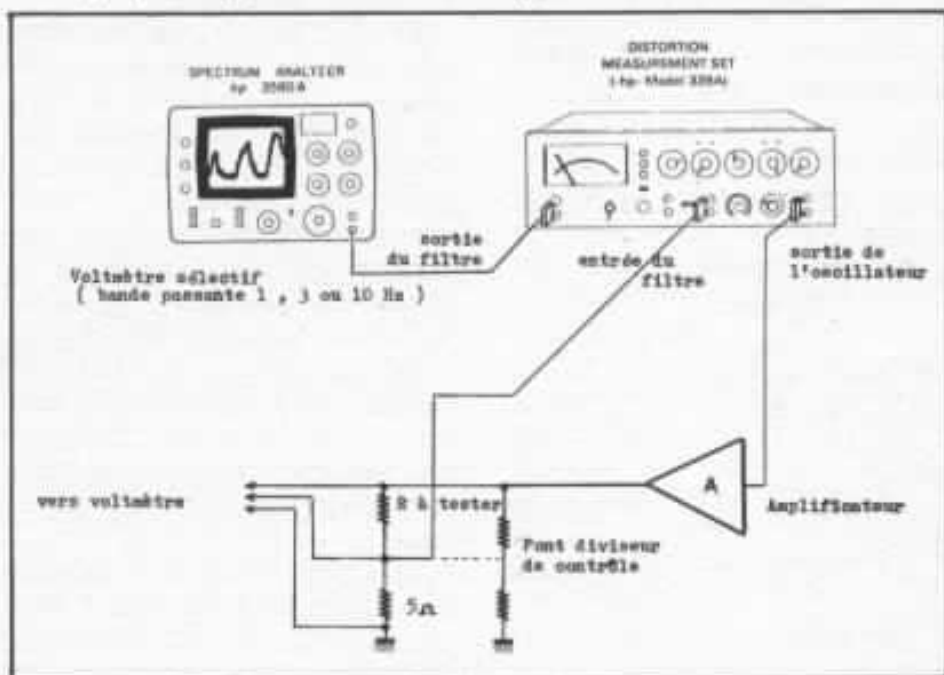


Fig. 4 : Synoptique de la mesure.

problème plus élégamment qu'en limitant la course d'utilisation du réglage continu de niveau.

Le niveau de sortie maximal est d'environ 6 V, sous une impédance de  $600 \Omega$ . L'amplificateur permet d'augmenter la puissance que l'on peut dissiper dans la résistance testée.

— L'amplificateur fonctionne en pure classe A et a été spécialement conçu pour ces mesures. Il est décrit plus loin.

— Le choix des valeurs des résistances à tester ( $50 \Omega$ ) et de la

résistance de  $5 \Omega$  résulte d'un compromis entre plusieurs exigences contradictoires :

- augmenter la puissance dissipable dans la résistance testée,
- conserver une certaine linéarité à l'amplificateur,
- avoir aux bornes de la résistance de  $5 \Omega$  des signaux qui ne soient pas d'une trop faible amplitude,
- rester pour les résistances à tester dans des valeurs réalistes pour des applications audio.

— L'association du filtre

réjecteur d'un distorsiomètre et d'un analyseur de spectre permet d'obtenir une sensibilité d'analyse des distorsions bien supérieure à celle de chacun de ces appareils pris séparément. Toutefois, cet usage inhabituel pose certains problèmes que nous verrons plus loin.

**Remarque importante.** La distorsion ainsi mesurée est la somme algébrique de trois distorsions qui s'ajoutent ou se retranchent selon qu'elles sont en phase ou en opposition de phase : celle en sortie de l'amplificateur, celle de la résistance à tester et celle de la résistance de 5  $\Omega$ .

### Schéma du montage

La figure 5 montre le schéma du montage utilisé.

### Nomenclature

A1 : 0P 16 (ampli. op. professionnel)

Q1 : 2 N 2219 A

Q2 : TIP 35 C

C1, C5 : 1  $\mu$ F 250 V, Mylar

C2, C3 : 0,01  $\mu$ F 250 V, Mylar

C4, C6 : 4,7  $\mu$ F 160 V, Mylar

R1, R5 : 15  $\Omega$  1/4 W, couche métal

R2, R3 : 100  $\Omega$  1/4 W, couche métal

R4 : 10 k $\Omega$  1/4 W, couche métal

R6, R7 : 1 k $\Omega$  1/2 W, couche métal

R8 : 10  $\Omega$  1/2 W, couche métal

R9 : 220  $\Omega$  6 W, bobinée

R10 : 1 k $\Omega$  2 W, couche métal

R11 à R14 : 4,7  $\Omega$  25 W, bobinée dans châssis aluminium

R15 à R22 : 10  $\Omega$  16 W, bobinée

P1 : 4,7 k $\Omega$  2 W, carbone moulé

P2 : 100  $\Omega$  2 W, carbone moulé.

### Commentaires

Q1, Q2, R11, R12, R13, R14 sont montés sur un radiateur important.

La résistance à tester a finalement été soudée car les premières mesures faites avec des pinces ont fait apparaître des problèmes au niveau des contacts.

P1 et P2 jouent le même rôle : minimiser les distorsions produites par le circuit d'entrée du filtre réjecteur. En effet, celles-ci, qui ne perturbent pas le fonctionnement normal de l'appareil, pourraient limiter la sensibilité des mesures. P1 et P2 permettent de ramener le niveau d'entrée du filtre au minimum de la gamme utilisée et ainsi de minimiser ce phénomène qui a été difficile à mettre en évidence et qui a fait perdre beaucoup de temps en faussant toutes les premières mesures.

La résistance de 5  $\Omega$  obtenue par l'assemblage de R15 à R22 n'introduit pas de distorsion détectable. Cela a été vérifié en

faisant deux séries de mesure : l'une avec seulement R15 et R16 en parallèle, l'autre avec le schéma définitif. Elles ont donné les mêmes résultats.

### Résultats

Deux douzaines de types de résistance ont été essayées. Elles ont été regroupées par performances et les courbes correspondant aux résultats ont été tracées sur les figures 6, 7 et 8.

Type 1 : 47  $\Omega$ , 5 %, 1/8 W, professionnelle miniature à couche métallique sur substrat de verre, coefficient de température inférieur à 100 ppm (100.10<sup>-6</sup>/°C).

Type 2 : 56  $\Omega$ , 5 %, 1/4 W, professionnelle à couche de carbone sur substrat de céramique, coefficient de température inférieur à 200 ppm.

Type 3 : 51  $\Omega$ , 5 %, 1 W, professionnelle en carbone moulé.

Type 4 : 47  $\Omega$ , 10 %, 1/4 W, grand public à couche carbone sur substrat céramique.

Type 5 : 47  $\Omega$ , 10 %, 1/4 W, grand public à couche carbone sur substrat céramique.

Type 6 : 56  $\Omega$ , 10 %, 1/8 W, grand public subminiature en carbone moulé.

Type 7 : 47  $\Omega$ , 5 %, 1/2 W, professionnelle à couche carbone sur substrat céramique, coefficient de température inférieur à 200 ppm.

Type 8 : 47  $\Omega$ , 5 %, 1/4 W, professionnelle à couche métallique sur substrat en verre, coefficient de température inférieur à 70 ppm.

Type 9 : 48,7  $\Omega$ , 1 %, 1/2 W, professionnelle ancienne à couche carbone sur substrat céramique.

Type 10 : 47  $\Omega$ , 10 %, 1/2 W, grand public à couche carbone sur substrat céramique.

Type 11 : 47  $\Omega$ , 10 %, 2 W, professionnelle en carbone moulé.

Type 12 : 47  $\Omega$ , 5 %, 1/2 W,

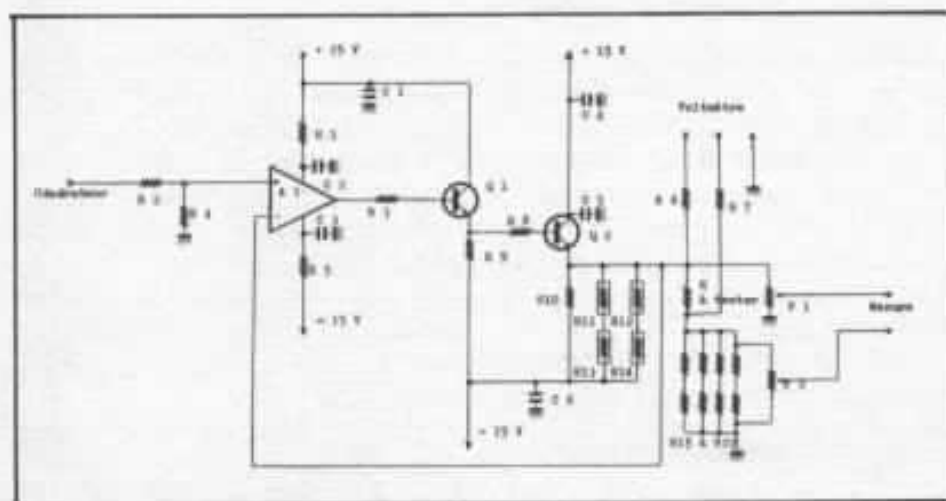


Fig. 5 : Schéma du montage expérimental.

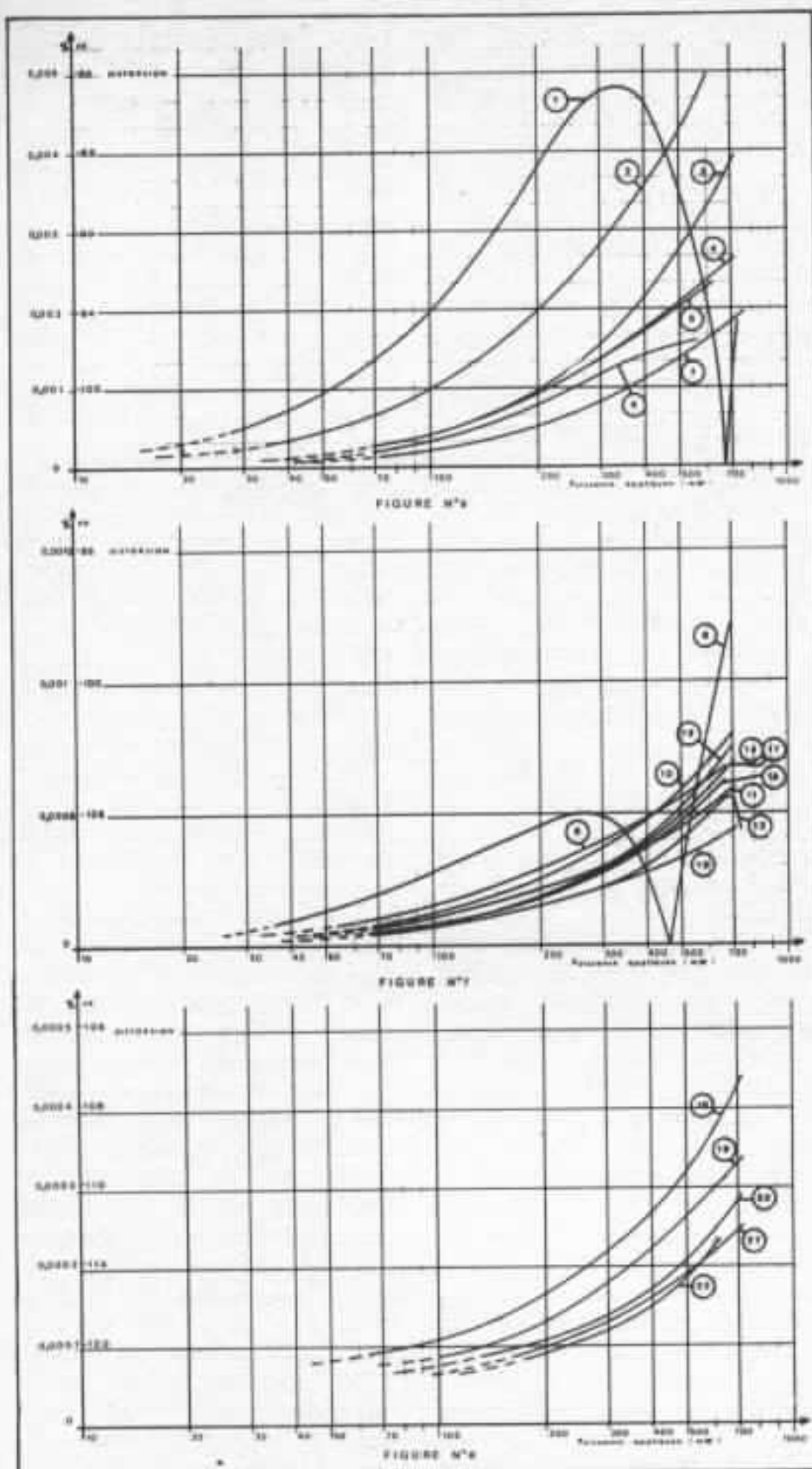


Fig. 6, 7 et 8 : Taux de distorsion mesuré expérimentalement sur 22 types de résistances. Les types 23 et 24 ne sont pas représentés, la valeur de la distorsion étant trop faible.

grand public à couche carbone sur substrat céramique.

Type 13 : 50  $\Omega$ , 0,1 %, 1/4 W, professionnelle de très grande

précision en métal laminé et photogravé sur un substrat de verre, coefficient de température inférieur à 5 ppm.

Type 14 : 50  $\Omega$ , miniature d'origine inconnue.

Type 15 : 47  $\Omega$ , 5 %, 1/2 W, professionnelle à couche métallique sur substrat en verre, coefficient de température inférieur à 70 ppm.

Type 16 : 47  $\Omega$ , 5 %, 3 W, bobinée sur substrat de céramique.

Type 17 : 47  $\Omega$ , 5 %, 2 W, professionnelle à couche d'oxyde métallique sur substrat de céramique.

Type 18 : 43  $\Omega$ , 5 %, 2 W, grand public à couche carbone sur substrat céramique.

Type 19 : 47,5  $\Omega$ , 1 %, 1/4 W, professionnelle à couche métallique sur substrat de céramique, coefficient de température inférieur à 50 ppm.

Type 20 : 47  $\Omega$ , 5 %, 13 W, bobinée sur substrat céramique.

Type 21 : 47  $\Omega$ , 5 %, 6 W, bobinée sur substrat céramique.

Type 22 : 46,4  $\Omega$ , 1 %, 1/2 W, professionnelle à couche métallique sur substrat céramique, coefficient de température inférieur à 50 ppm.

Type 23 : 10  $\Omega$ , 1 %, couche tantale sur substrat céramique pour audiophile (il n'a pas été possible d'obtenir pour ce type de résistance de valeur proche de 50  $\Omega$  ; les mesures ont donc été faites avec deux résistances de 10  $\Omega$  en série).

Type 24 : 47  $\Omega$ , 5 %, 1/4 W, grand public à couche métallique sur substrat céramique.

**Nota.** Pour les deux derniers types de résistance, les courbes n'ont pas été tracées. En effet, elles étaient pratiquement confondues avec celles de la distorsion en sortie de l'amplificateur, aux erreurs de mesure près, et par conséquent n'étaient pas significatives.

### Commentaires sur les mesures

Les courbes obtenues sont passionnantes et certaines réflexions viennent tout de suite à l'esprit.

— L'allure générale des courbes nous surprend : la belle harmonie des courbes du modèle théorique a disparu et, si certaines résistances suivent ce modèle (type 3, 7, 14 ou 15 par exemple), d'autres s'en écartent progressivement et ont un comportement surprenant. Mais on n'abandonne pas comme cela un modèle théorique.

Prenons un terme de plus dans le développement polynomial de  $U = F(I)$  :

$$U = RI (1 + \alpha I^2 + \beta I^4)$$

Pour un signal sinusoïdal, nous avons :

$$U = RI_0 (1 + \frac{3\alpha}{4} I_0^2 + \frac{5\beta}{8} I_0^4)$$

$$\sin \omega t + RI_0^3 \left( -\frac{\alpha}{4} - \frac{5\beta}{16} I_0^2 \right)$$

$$\sin 3\omega t + RI_0^3 \left( \frac{\beta}{16} \right) \sin 5\omega t$$

Donc :

$$D_3 = \left| \frac{\alpha}{4} I_0^2 - \frac{5\beta}{16} I_0^4 \right| =$$

$$\left| \alpha \frac{P_m}{2R} - \beta \frac{5P_m^2}{4R^2} \right|$$

$$D_3 = \left| \frac{\beta}{16} I_0^4 \right| = \left| \frac{\beta P_m^2}{4R^2} \right|$$

Pour la résistance de type 1 dont l'allure est caractéristique, la formule de  $D_3$  ci-dessus colle assez bien avec les mesures pour :

$$\alpha = 300 \cdot 10^{-4} \text{ et } \beta = 0,62$$

$$(R = 50 \Omega)$$

Malheureusement, des mesures faites sur l'harmonique 5 ne confirment pas la formule de  $D_3$  pour cette valeur de  $\beta$ . Il nous faut donc abandonner ce modèle proposé au début de cet article.

— Les différences entre résistances ainsi mises en évidence ne semblent pas liées avec la qualité reconnue pour chacune d'entre elles : des résistances grand public semblent meilleures que des résistances professionnelles bien plus chères.

— Pour des résistances de

même technologie et provenant du même fabricant (type 1, 8 et 15) (types 2 et 7) (types 19 et 22) (types 16, 20 et 21), il semble que plus la puissance maximale définie par le constructeur est élevée, meilleure est la résistance, alors que pour des technologies ou des origines différentes, il ne semble pas y avoir de corrélation entre cette puissance et la qualité de la résistance mesurée par nos expériences.

### Analyse physique du problème

Même si les mesures effectuées ont démenti la première approche théorique du problème posé par les résistances, elles sont très fécondes car elles m'ont conduit à formuler des hypothèses qui doivent mieux expliquer les phénomènes révélés par mes mesures.

En effet, l'idée que la puissance dissipée joue linéairement sur la valeur de la résistance comme il est écrit au début de cet article ne tient pas compte de deux faits :

— la puissance dissipée dans la résistance met un certain temps avant de se répartir autour de l'endroit où elle est apparue;

— la variation de la résistivité de l'élément résistif n'est pas le seul phénomène à jouer sur la valeur de la résistance, lors des échauffements provoqués par le courant. En effet, par exemple dans les résistances à couche, on retrouve le phénomène utilisé dans les jauges de contraintes (variation de la résistance par déformation mécanique du support). Les résistances du type 13 utilisent ce phénomène pour compenser les variations de résistivité du métal conducteur et elles sont étudiées pour que les dilatations du substrat qui étirent le film métallique conducteur, les compensent avec grande précision. On peut aisément imaginer que d'autres phénomènes interviennent dans les résistances

(effet thermocouple, piézo-électricité, etc.).

On voit ainsi se dégager la notion de transitoire thermique au sein de notre résistance, faisant jouer tel ou tel phénomène avec sa constante de temps. Tout cela colle assez bien avec ce qu'ont donné les mesures que j'ai faites sur les résistances et avec ce que disent les audiophiles. Les résistances en carbone moulé par exemple, qui donneraient de très bons résultats subjectifs, sont constituées d'un élément résistif massif d'une grande homogénéité et ayant une grande inertie thermique. Les résistances au tantale sont des résistances à couche, mais elles utilisent un matériau conducteur qui a une résistivité assez élevée : la couche conductrice est donc plus épaisse que dans les résistances à couche métallique habituelles. C'est pourquoi elles sont moins sensibles aux effets jauge de contrainte et présentent une inertie thermique plus importante au niveau du conducteur.

Tout cela explique pourquoi les audiophiles insistent sur l'origine des composants : la technologie utilisée peut avoir une très grande influence sur la réponse en transitoire de la résistance, et donc sur les distorsions apportées aux signaux audio. Cela est d'autant plus important que les fabricants de résistances ne s'occupent pas de cela et que, pour améliorer les performances auxquelles ils sont sensibles (précision, coefficient de température, etc.), ils peuvent apporter des modifications technologiques, dont les effets sur la réponse en transitoire de la résistance peuvent être catastrophiques. L'utilisation de résistances de haute qualité (selon les critères habituels) n'est pas du tout un gage de meilleure qualité pour les montages audio.

On peut objecter que les effets de ces phénomènes sont très faibles (comme le montrent mes



mesures). Certes, mais l'accumulation de petites distorsions, surtout dans les montages qu'affectionnent les audiophiles et qui évitent les contre-réactions globales, finit par devenir audible. On peut également dire que les messages audio ne sont constitués que de transitoires et que le comportement en transitoire des résistances doit générer plus de distorsions pour les signaux musicaux que pour les sinusoides de mes mesures.

### Conclusions

On peut faire de graves reproches à mes mesures. Pour chaque type de résistances, je n'ai fait des mesures que sur *un* échantillon d'*une* valeur à *une* fréquence. C'est insuffisant pour comparer de façon valable les propriétés des types de résistances utilisées (c'est pour cela que je n'ai pas voulu indiquer les marques des résistances testées). Les mesures faites ont pris beaucoup de temps, une investigation

plus rigoureuse nécessiterait des moyens et un temps que je ne peux pas lui consacrer.

Autre reproche important : mes mesures ont été faites avec des signaux sinusoïdaux pour des commodités de mesure, alors que ce qui est important c'est le comportement en transitoire des résistances. Je répondrai que j'ai déjà fait avancer le problème en montrant l'importance des mesures dynamiques pour les résistances utilisées dans les montages audio, alors que les seules mesures habituelles sont des mesures statiques qui passent à côté des problèmes. Il faudrait imaginer des mesures qui explorent les comportements en transitoire et qui soient assez sensibles.

Ces mesures ont néanmoins quelques mérites : avoir montré par des mesures qui échappent aux reproches que l'on peut faire aux essais subjectifs, que le choix des résistances dans le domaine

des applications audio est un paramètre à ne pas négliger dans la recherche d'une grande qualité, et que ce choix n'utilise pas les mêmes critères de qualité que pour les autres réalisations électroniques de haut niveau (circuits professionnels ou militaires).

En ce qui me concerne, je tiendrai compte de ce qui est dit ici, dans mes futures réalisations audio et je serais heureux si cet article pouvait faire comprendre à quelques électroniciens que les affirmations des audiophiles, sous leurs airs dogmatiques, traitent de problèmes réels, et à quelques audiophiles que même dans leurs montages tout s'explique si on en prend la peine : la merveilleuse sonorité des violons de Stradivarius s'explique par la façon dont ils ont été construits, et non pas par les propriétés mystérieuses et magiques d'un vernis qui pourrait métamorphoser tous les crin crins du monde.

**Page non  
disponible**

# Un homme et une firme extraordinaire

## Interview de John Iverson d'Electro Research

*Klaus Renner*

*La haute fidélité américaine jouit, en matière de haut de gamme, d'un intérêt tout particulier de la part des audiophiles du monde entier. L'une des raisons essentielles réside sans doute dans le fait que de nombreuses petites firmes se développent autour de constructeurs ayant pour la plupart une très forte personnalité. John Iverson est l'une de ces grandes individualités, il est président de la firme Electro Research dont les produits sont considérés par beaucoup d'audiophiles comme de véritables objets de culte... Durant le CES 1981 de Chicago, nous avons pu rencontrer John Iverson et nous entretenir avec lui de ses réalisations.*

*Klaus Renner :* John, de nombreuses rumeurs circulent en Europe sur vous et sur l'histoire de votre firme. Pourriez-vous nous rappeler brièvement le pourquoi de la création de la firme et la voie qu'elle s'est fixée ?

*John Iverson :* J'ai créé Electro Research en 1970. Durant mes études de physique appliquée à l'Institut Technologique du Massachusset, je m'intéressais déjà de très près à la haute fidélité. Toutefois à sa création, Electro Research n'était en rien une firme consacrée à la hifi.

Son créneau était orienté vers des réalisations électroniques, des moutons à cinq pattes, pour les domaines de l'aéronautique et du militaire. En 71, les deniers publics devenaient de plus en plus rares et les contrats n'étaient plus suffisants pour faire tourner mon entreprise. C'est donc à cette période que je me suis décidé à changer mon hobby en profession. Notre premier produit fut un haut-parleur. Je pensais à l'époque, et je le pense toujours aujourd'hui, que la transformation entre les états d'énergies différentes est

l'un des aspects les plus importants dans une chaîne de restitution haute fidélité. Ce haut-parleur a rencontré un bon succès, cependant c'est l'amplificateur A 75 qui nous a réellement fait connaître dans le monde.

C'est d'ailleurs un fait curieux car le A 75 n'a pas été développé à l'origine pour écouter de la musique. Il a été conçu comme un amplificateur d'instrumentation pour le domaine militaire. C'est un peu par hasard que j'ai eu l'idée d'essayer l'amplificateur sur ma chaîne haute fidélité, le résultat fut extraordinaire.



La face avant du préamplificateur EK 1 « s'enfiche » directement sur les circuits imprimés.

Ceci m'a décidé à offrir l'amplificateur aux audiophiles. J'ai très vite réalisé alors qu'il était très onéreux de fabriquer un ampli tel que le A 75 aux Etats-Unis. Orienté par l'exemple des grandes firmes de semi-conducteurs américaines, je me suis décidé à créer une société à Singapour pour fabriquer mes appareils. Je dois dire que je n'ai pas regretté cette décision. J'ai ainsi pu fabriquer le A 75 suivant les mêmes normes de qualité mais avec des coûts de fabrication beaucoup moins onéreux qu'aux Etats-Unis.

Le A 75 a été suivi par le EK 1, un ensemble cellule-préamplificateur.

**K.R.** : Le modèle EK 1 est un ensemble extraordinaire. Pouvez-vous nous en expliquer le concept ?

**J.I.** : J'ai construit le EK 1 pour ma chaîne personnelle. Le but était de réaliser un ensemble cellule-préamplificateur qui puisse attaquer mes amplificateurs. Après avoir étudié les cellules reconnues, je me suis rendu à l'évidence que le principe de transduction magnétique est loin d'offrir une linéarité parfaite. J'ai donc cherché en consé-

quence d'autres principes de transformation de l'énergie mécanique en énergie électrique. Durant ces recherches, j'ai obtenu par chance une cellule à jauge de contrainte de chez Panasonic (Technics). Le principe m'a convaincu et j'ai décidé de construire un préamplificateur parfaitement adapté.

**K.R.** : Comment une cellule à jauge de contrainte fonctionne-t-elle exactement et où voyez-vous les avantages de son principe par rapport à la cellule de type magnétique ?

**J.I.** : Une cellule à jauge de contrainte est un transformateur électro-mécanique, qui produit un équivalent électrique à une excitation mécanique. Dans le cas de ma cellule, il s'agit d'une lame de cristal piezo-électrique dont la résistance varie proportionnellement à l'excitation mécanique qui lui est appliquée. Si l'on applique un courant constant dans le cristal, la variation de résistance produira une différence de potentiel qui sera le reflet de la force mécanique qui lui est appliquée. Dans le cas de la lecture d'un disque, l'énergie mécanique contenue dans les ondulations du sillon est recueil-

lie par le diamant et transmise par le stylet porte-pointe. Ce dernier excite le cristal. Dans ce type de transduction, nous avons affaire à une lecture en amplitude à l'inverse de la lecture en vitesse des cellules magnétiques conventionnelles. Pour ma part, je pense que la lecture en amplitude est plus linéaire que la lecture en vitesse.

**K.R.** : On a souvent avancé que les cellules qui effectuent une lecture en amplitude avaient des problèmes de courbes de réponse. Est-ce qu'à votre avis cette affirmation est justifiée et si oui, comment avez-vous fait pour contourner le problème ?

**J.I.** : Il est juste de dire qu'il est très difficile d'obtenir une courbe de réponse linéaire avec une cellule à jauge de contrainte. C'est justement à ce stade que mon idée a été de concevoir, à l'inverse de ce qu'il est courant de rencontrer à l'heure actuelle dans le développement de nouveaux produits, un ensemble cellule-préamplificateur indivisible. L'électronique du préamplificateur de mon système EK 1 délivre non seulement le courant constant nécessaire au fonctionnement du cristal, mais linéarise

également la courbe de réponse de la cellule.

*K.R.* : Quel type de filtre ou d'égaliseur utilisez-vous ?

*J.I.* : Au tout début du développement, j'ai réalisé quelques tentatives avec des filtres actifs et passifs qui soient à même de procurer une courbe de réponse globale linéaire. Les résultats étaient relativement probants mais la mise au point extrêmement pointue. Aussi ai-je décidé de m'orienter sur une autre voie qui est la suivante : la cellule est excitée par des impulsions et j'analyse la réponse du système à ces impulsions. On a ainsi, sans avoir à faire de longues séries de manipulations, suffisamment de valeurs pour en déduire les courbes d'amplitude et de phase. De plus, il est possible de déterminer la fonction de transfert du système et ainsi d'en donner un modèle électrique, schéma équivalent électrique du transducteur mécano-électrique que constitue la cellule. Ayant ce modèle il est tout à fait possible de construire un circuit électronique qui lui est complémentaire et ainsi le linéarise. Si l'on combine le signal généré par la cellule et le signal qui a traversé le circuit de compensation, on obtient une égalisation quasiment parfaite des non-linéarités de la cellule. Les résultats obtenus à partir de l'analyse en régime impulsionnel du système sont beaucoup plus précis que ceux que l'on est en droit d'attendre avec les techniques de filtrage conventionnelles.

*K.R.* : Votre système paraît extrêmement séduisant, néanmoins une question vient immédiatement à l'esprit : est-ce que les tolérances communément rencontrées en fabrication sont suffisamment serrées pour obtenir une constance dans la production ?

*J.I.* : Vous avez raison, c'est effectivement un point délicat. Vous ne devez pas non plus



*John Iverson.*

oublier que je vends la cellule et le préamplificateur comme un ensemble indissociable. Aussi m'est-il possible de faire les quelques ajustages individuels pour chaque combinaison. C'est ainsi que le préamplificateur est calibré très précisément en fabrication à la cellule qui lui est destinée et, par conséquent, il est nécessaire de retourner le préamplificateur lorsque la cellule est usée. Cela constitue une dépense importante il est vrai mais c'est la seule solution pour être certain que l'ensemble est parfaitement adapté.

*K.R.* : Pour les cellules magnétiques, la température ambiante et le degré hygrométrique de l'air sont des paramètres qui ont une influence non négligeable. Qu'en est-il pour les cellules utilisant un cristal piezo-électrique ?

*J.I.* : J'ai fait des séries de mesures dans des environnements très différents et j'ai ainsi constaté que la cellule Panasonic est d'une fabrication extrêmement résistante. En fait, il y a très peu d'éléments en caoutchouc ou élastomère comparativement à une cellule magnétique, ce qui limite sa sensibilité aux influences que vous mentionnez. De plus, les ingénieurs de Panasonic ont aussi résolu les problèmes de couplage entre le stylet porte-pointe et le cristal, lequel constitue un point délicat de ce type de phonolecteur. Quoi qu'il en soit, je suis extrêmement satisfait par la réalisation mécanique qui est très précise. Pour le reste, je m'en accommode, vu que la linéarisation est l'affaire de mes circuits électroniques.

*K.R.* : Quelle topologie

utilisez-vous pour le schéma du préamplificateur ?

*J.I.* : Chaque partie du préamplificateur utilise des circuits parfaitement complémentaires. Je n'utilise que des transistors bipolaires car, compte tenu des impératifs qui sont les miens, les Fets ne donnent pas des résultats probants. Tous les éléments, qu'ils soient actifs ou passifs, sont sans exception d'origine militaire. J'ai travaillé jusqu'à ces dernières années avec le militaire comme je vous le disais précédemment, aussi ai-je moins de difficultés que la plupart des autres firmes pour obtenir des composants spéciaux. La mécanique correspond elle aussi à des exigences bien particulières. La conception de la façade facilite des ajustages éventuels. La forme a aussi sa fonction, l'appareil peut être placé sur

l'amplificateur A 75 sans perturber le refroidissement de l'amplificateur.

*K.R.* : Pour quelles raisons avez-vous incorporé un capacimètre dans le EK 1 ?

*J.I.* : Le EK 1 a été construit pour l'utilisation professionnelle et j'ai constaté qu'il est utile d'avoir la possibilité de mesurer vite et précisément la qualité du câblage d'un système. Mon opinion est que chaque audiophile doit avoir cette possibilité car un câblage défectueux avec des capacités parasites élevées a vite fait de détériorer la qualité d'un système.

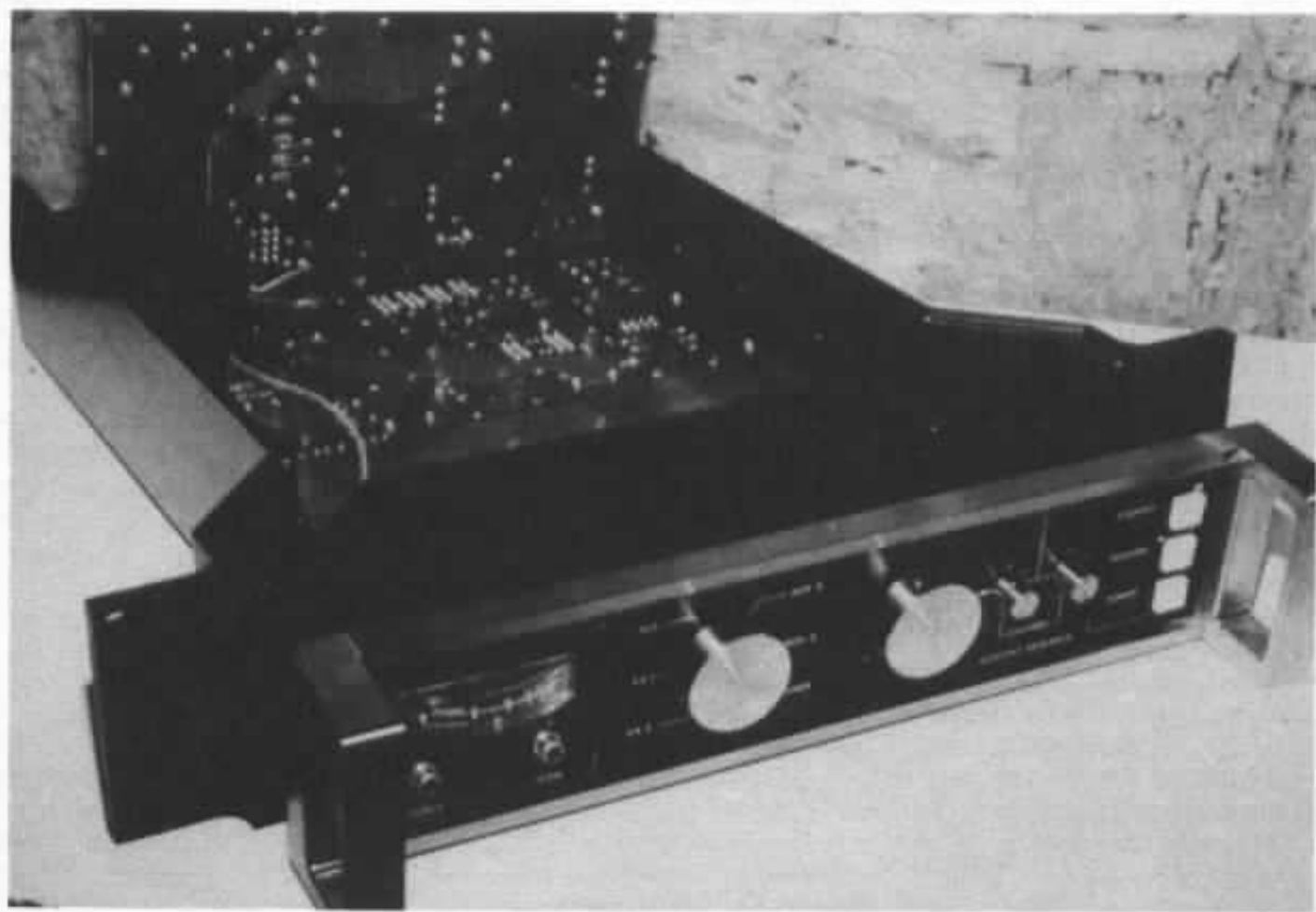
*K.R.* : Pour le CES, John, vous avez présenté le prototype d'un nouvel amplificateur. Celui-ci est-il le successeur du légendaire A 75 ?

*J.I.* : L'amplificateur que j'ai présenté à Chicago est le résultat

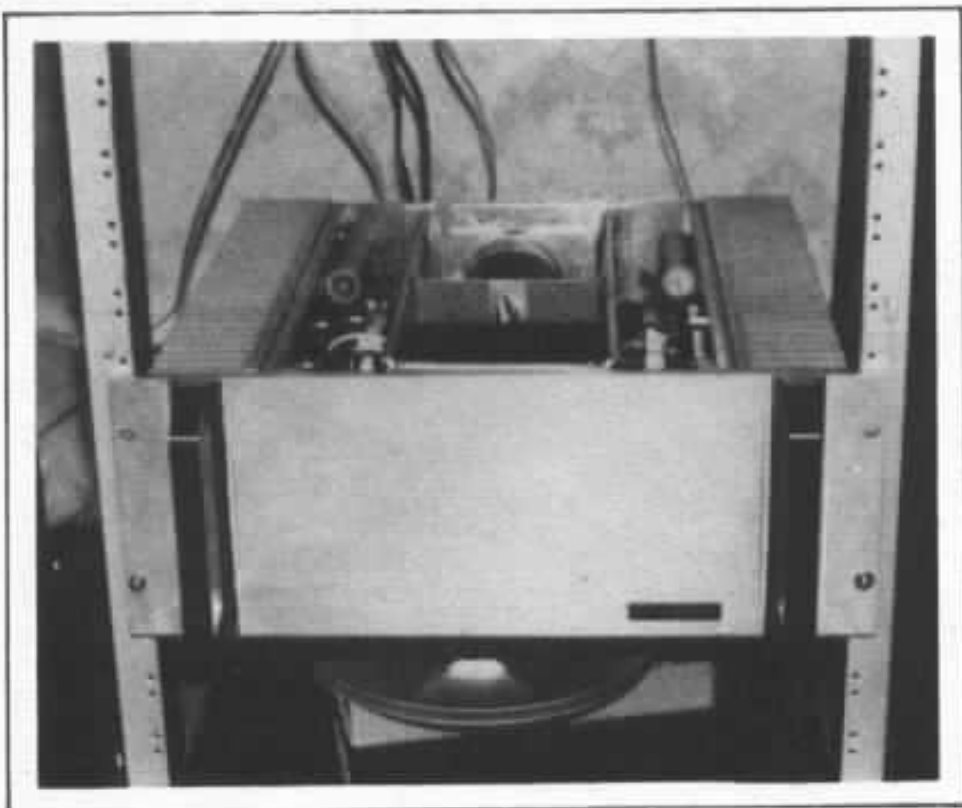
d'un long travail. Du point de vue « hiérarchique », cet amplificateur est sûrement le successeur du A 75. Néanmoins, au point de vue technique et qualité d'écoute, ils ont beaucoup de liens de parenté. Les principes de construction restent les mêmes. Par exemple, comme le A 75, il est extrêmement stable vis-à-vis des variations de la charge. J'ai toujours été persuadé qu'une charge, aussi complexe soit-elle, ne doit rien, absolument rien, changer au fonctionnement de l'amplificateur.

*K.R.* : En quoi ce nouvel amplificateur se différencie-t-il du A 75 ?

*J.I.* : L'amplificateur n'est pas encore complètement terminé. Aussi je ne tiens pas à vous expliquer exactement sa configuration. Néanmoins, je peux vous dire qu'il sera le premier amplifi-



*Le préamplificateur EK 1, vue des circuits imprimés.*



*Prototype d'un nouvel amplificateur Electro Research.*

cateur réellement complémentaire. Cela ne veut pas dire que je me contente d'utiliser des transistors complémentaires. Ce n'est pas de cela qu'il s'agit, du moins pas exactement. Le problème réside en ce qu'il n'existe aucun transistor complémentaire.

C'est un problème de physique du solide, les jonctions NPN et PNP se distinguent toujours les unes des autres par leur capacité et même si les transistors semblent parfaitement équivalents sur tous les autres paramètres. Le problème est que l'effet introduit par cette différence de capacité de jonction est lié à la fréquence. C'est-à-dire que deux transistors peuvent être complémentaires aux fréquences basses,

ils ne le seront plus aux fréquences élevées. C'est un aspect qui a une très grande influence sur la stabilité et la qualité du circuit. La topologie de mon nouveau circuit résoud ce problème.

*K.R.* : Qu'avez-vous fait, jouez-vous sur les réactances des transistors ?

*J.I.* : Pensez-vous à un circuit où une paire de transistors complémentaires pilote une autre paire complémentaire. Toutefois, si la fréquence augmente les impédances des transistors commencent à diverger et l'ensemble redevient non-complémentaire. Dans le cas de mon circuit, cela ne se passe pas. La méthode consiste à utiliser une configuration qui s'apparente à un pont où des

impédances de sources se règlent automatiquement, c'est-à-dire que le courant dans une branche augmente ou diminue selon l'état dans l'autre branche. Le résultat est un circuit réellement complémentaire à toutes les fréquences. Le circuit est très complexe en particulier pour ce qui concerne la détection des variations d'impédance. Néanmoins, il fonctionne et apporte la preuve de la grande différence que l'on peut constater à l'écoute entre un circuit réellement complémentaire comparé à un circuit normal. L'amplificateur n'est pas encore en production, il est nécessaire encore de figurer quelques points de détails ainsi que le montage.



**Page non  
disponible**



# Un préamplificateur à très faible bruit

Philippe Faugeras

*Dans un article précédent (Audiophile n° 21) nous avons vu comment calculer et optimiser le rapport signal sur bruit d'un préamplificateur audio. Nous nous proposons dans ce numéro de donner un exemple de réalisation utilisant les concepts précédemment énoncés.*

Le principal reproche que l'on fait aux circuits intégrés actuels par rapport aux composants discrets tels les transistors ou les FETs, est leur faible qualité en bruit. La figure 1 montre les tensions de bruit de différents amplificateurs opérationnels réputés pour leur bonne tenue en bruit et la paire différentielle NPN LM 194 étudiée dans l'article précédent : la suprématie du LM 194 est incontestable.

Par contre les amplificateurs opérationnels présentent de nombreux avantages par rapport aux transistors : impédance d'entrée élevée, faible impédance

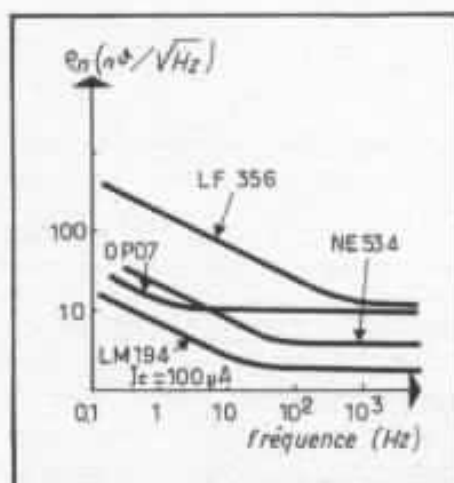


Fig. 1 : Caractéristique en bruit de différents amplificateurs opérationnels et de la paire différentielle LM 194.

de sortie, grande bande passante, facilité de mise en œuvre. La figure 2 montre une approche inhabituelle permettant d'allier les qualités à la fois des amplificateurs opérationnels et des composants discrets et de réaliser un préamplificateur très faible bruit. Dans ce schéma l'étage d'entrée de l'amplificateur opérationnel LM 118 est remplacé par la paire différentielle bipolaire LM 194. Pour ce faire on relie l'étage d'entrée du LM 118 à l'alimentation négative ; polarisé dans le sens négatif, ce premier étage se trouve bloqué. La paire LM 194

connectée aux pattes 1 et 5 du LM 118 (compensation) se substitue à l'étage d'entrée de celui-ci et améliore ainsi notablement les performances en bruit du préamplificateur sans dégrader pour cela le slew rate ( $70 \text{ V}/\mu\text{s}$ ) du LM 118. Cette substitution évite les problèmes de stabilité que l'on retrouve quand un étage supplémentaire est inclus dans une boucle de réaction (les problèmes de stabilité sont critiques dans les circuits égalisateurs RIAA où une contre-réaction à 100 % a lieu dans les hautes fréquences).

Suivant le même principe que le préamplificateur précédent, la figure 3 représente un préamplificateur RIAA utilisant une double paire FET en entrée. Ce montage fait appel à un circuit du type cascode où la seconde paire FET  $Q_2$  (montée en gate commune) est utilisée dans la charge de la première paire FET  $Q_1$ . Cette configuration présente plusieurs avantages : la plus importante est la réduction du courant de fuite de gate de  $Q_1$  à moins de 2 pA. Un autre avantage de la configuration cascode est la réduction importante de la capacité d'entrée (effet Miller) de  $Q_1$ . Par rapport au montage utilisant une paire de transistors bipolaires des résistances de drain ont été ajoutées en parallèle sur les résistances internes du LM 118  $R_3$  et  $R_4$  (figure 4) et qui permettent d'augmenter le courant de drain de 2 mA.

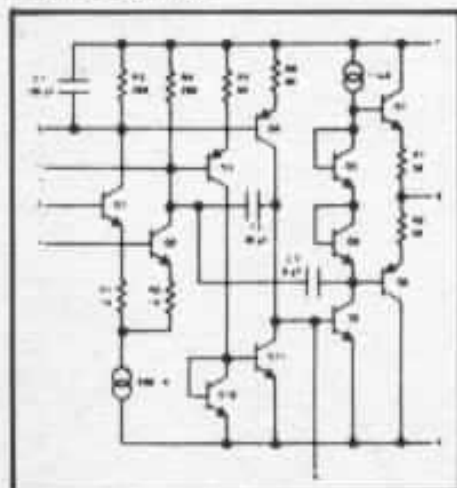


Fig. 4 : Schéma simplifié du LM 118.

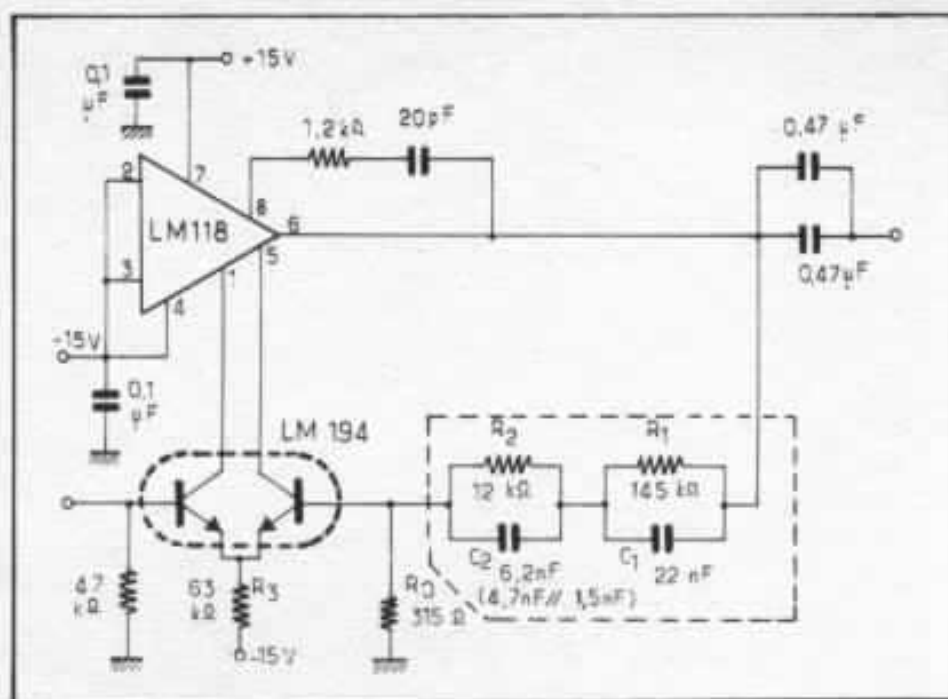


Fig. 2 : Préamplificateurs RIAA. Transistors bipolaires.

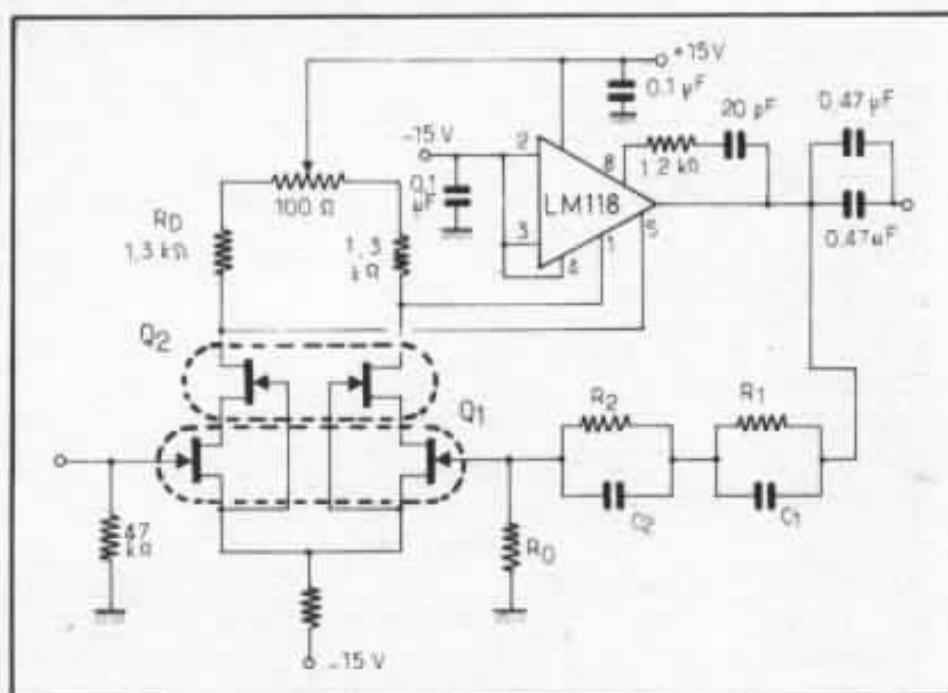


Fig. 3 : Préamplificateur RIAA. Transistors à effet de champ.

La figure 4 montre le schéma interne du LM 118, les principales caractéristiques de celui-ci étant résumées dans le tableau 1.

#### Correction R.I.A.A.

Les caractéristiques d'enregistrement d'un disque (accentuation du registre aigu et désaccentuation du registre grave) font qu'à la lecture d'un disque, le préamplificateur doit effectuer

l'opération inverse et suivre la courbe de réponse normalisée RIAA (Record Industry Association of America).

Tension offset	2 mV
Gain en boucle ouverte	$200 \times 10^3$
Bande passante	15 MHz
Slew Rate	$70 \text{ V}/\mu\text{s}$

Tableau 1

Cette courbe est représentée à la figure 5 : on a d'une part la courbe asymptotique et d'autre part la courbe réelle correspondant aux points calculés rigoureusement tableau 2.

La courbe asymptotique fait apparaître trois fréquences de changement de pente  $f_1 = 50$  Hz,  $f_2 = 500$  Hz,  $f_3 = 2120$  Hz qui correspondent respectivement aux trois constantes de temps.

$$T_1 = 3180 \mu s \quad T_2 = 318 \mu s$$

$$T_3 = 75 \mu s$$

$$T = \frac{1}{2 \pi f}$$

Une telle fonction de transfert est généralement réalisée à l'aide d'une contre-réaction sélective sur le préamplificateur phono (il existe aussi des égalisateurs du type passif SRPP Anza). Le réseau de contre-réaction généralement employé est choisi parmi les quatre cas présentes en figure 6. Sur cette même figure est donnée également l'impédance  $Z$  (notation de Laplace) de chacun de ces réseaux. Le réseau a est le plus couramment employé (Kaneda, Sunsey...) aussi dans la suite du calcul nous raisonnerons sur l'impédance  $Z_1$  ; le même type de raisonnement pouvant être fait sur les autres impédances.

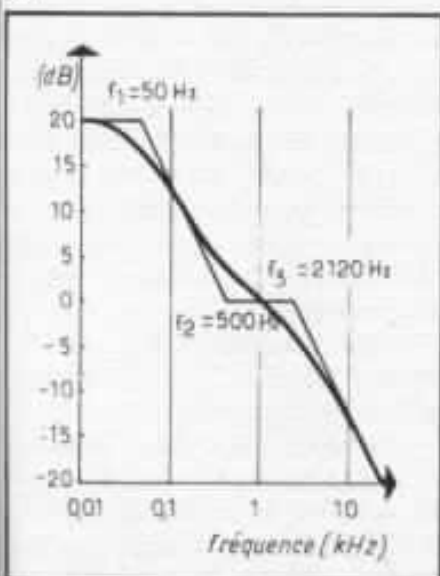


Fig. 5 : Courbe normalisée RIAA.

## Calcul des différents éléments d'un préamplificateur phono

Si on reprend la figure 2, la fonction de transfert d'un tel circuit est

$$\frac{V_{out}(p)}{V_{in}(p)} = 1 + \frac{Z_1(p)}{R_0}$$

En remplaçant  $Z_1(p)$  par sa valeur donnée à la figure 6,  $G(p)$  devient

$$G(p) = \frac{R_0 + R_1 + R_2}{R_0} \left[ \frac{\frac{R_0 R_1 R_2 C_1 C_2}{R_0 + R_1 + R_2} p^2 + \frac{R_1 C_1 (R_0 + R_2) + R_2 C_2 (R_0 + R_1) p}{R_0 + R_1 + R_2} + 1}{(1 + R_1 C_1 p)(1 + R_2 C_2 p)} \right]$$

Les deux pôles de  $G(p)$  (termes qui annulent le dénominateur) correspondent aux deux fréquences  $f_1 = 50$  Hz et  $f_3 = 2120$  Hz d'où les deux premières relations

$$(2) f_1 = \frac{1}{2\pi R_1 C_1} = 50 \text{ Hz} \quad (3) f_3 = \frac{1}{2\pi R_2 C_2} = 2120 \text{ Hz}$$

Quant au numérateur, polynôme du second degré, il admet deux zéros  $f_2$  et  $f_4$ . L'un  $f_2$  correspond à la seconde cassure (500 Hz) de la courbe RIAA, l'autre  $f_4$  qui devra être choisi en dehors de la bande audio afin qu'il n'ait aucune incidence sur la courbe RIAA. Si  $f_2$  et  $f_4$  sont les deux solutions annulant le numérateur, celui-ci peut aussi se mettre sous la forme :

$$(4) \frac{p^2}{4\pi^2 f_2 f_4} + \frac{1}{2\pi f_2} + \frac{1}{2\pi f_4} p + 1$$

En identifiant les deux équations (1) et (4), on trouve les deux nouvelles expressions :

$$(5) f_2 f_4 = \frac{1}{4\pi^2} \frac{R_0 + R_1 + R_2}{R_0 R_1 R_2 C_1 C_2} \quad (6) f_2 + f_4 = \frac{1}{2\pi} \left[ \frac{R_0 + R_1 + R_2}{R_1 C_1 (R_0 + R_2) + R_2 C_2 (R_0 + R_1)} \right]$$

Enfin, en regroupant (2), (3) et (5), on en déduit :

$$(7) f_4 = \frac{R_0 R_1 + R_2}{R_0} \times 212$$

$G = \frac{R_0 + R_1 + R_2}{R_0}$  représente le gain aux basses fréquences (à 1 kHz le gain est égal à  $\frac{G}{10}$  : courbe RIAA) ; deux critères vont dicter le choix de ce gain :

- La sensibilité de votre amplificateur ou de l'étage linéaire suivant l'étage phono ;
- $f_4$  située en dehors de la bande audio.

Pour une cellule délivrant une tension de 2 mV, un gain de 50 à 1 kHz ( $G = 500$ ) donne une tension de sortie de l'ordre de 100 mV (ce qui correspond à la sensibilité des entrées auxiliaires sur un préamplificateur) et une fréquence  $f_4 = 106$  kHz bien située en dehors de la bande audio.

Ayant choisi  $G$  et en utilisant (2), (3) et (6), on peut en déduire les expressions de  $R_1$  et  $R_2$  :

$$R_1 = R_0 \left( \frac{1908G - 450}{2070} \right) \quad G = 500 \quad R_1 = R_0 \times 460,65$$

$$R_2 = R_0 \times 162 \left( \frac{G - 10}{2070} \right) \quad G = 500 \quad R_2 = R_0 \times 38,35$$

Le choix de  $R_0$  pourra se faire afin de donner aux différents composants de la boucle de contre-réaction une valeur proche des valeurs normalisées, un tri final permettant d'arriver aux valeurs proches des valeurs théoriques.

Une résistance  $R_0 = 315 \Omega$  donne

$$R_1 = 145,1 \text{ k}\Omega \quad C_1 = \frac{1}{2\pi f_1 R_1} = 21,9 \text{ nF}$$

$$R_2 = 12,08 \text{ h}\Omega \quad C_2 = \frac{1}{2\pi f_2 R_2} = 6,21 \text{ nF}$$

Dans le cas d'une paire différentielle bipolaires LM 194, on avait vu dans l'article précédent que le bruit généré par l'ensemble cellule magnétique préamplificateur passait par un minimum pour un courant collecteur  $I_c = 115 \mu\text{A}$  ( $f = 1 \text{ kHz}$ ). On en déduit la résistance

$$R_3 = \frac{15 \text{ V} - 0,6 \text{ V}}{115 \mu\text{A}} = 62,6 \text{ k}\Omega$$

Hz	dB
20	+19,3
30	+18,6
40	+17,8
50	+17
60	+16,1
80	+14,5
100	+13,1
150	+10,3
200	+8,2
300	+5,5
400	+3,8
500	+2,6
800	+0,7
1k	-0,0
1,5k	-1,4
2k	-2,6
3k	-4,8
4k	-6,6
5k	-8,2
6k	-9,6
8k	-11,9
10k	-13,7
15k	-17,2
20k	-19,6

Tableau 2

lité de votre amplificateur de puissance. Pour une cellule délivrant une tension de 5 mV (Shure) et un amplificateur ayant une sensibilité de 1 V, le gain devra être choisi égal à 4 ( $R_{11} = 22 \text{ k}\Omega$ ,  $R_{10} = 7 \text{ k}\Omega$ ). Le rôle du condensateur  $C_6$  est de limiter la bande passante de cet étage linéaire à 155 kHz. La présence de cet étage linéaire n'est pas obligatoire, sa fonction est uniquement de pouvoir relier des sources auxiliaires à votre préamplificateur. Si vous supprimez cet étage le gain de l'étage RIAA devra être, bien sûr, choisi en conséquence.

Enfin, on remarquera que ce schéma fait appel à un minimum de liaison capacitive.

On l'a vu dans de précédents articles, l'alimentation au niveau subjectif est un point crucial du préamplificateur, on pourra donc se référer aux excellentes études de Guy Marec afin de réa-

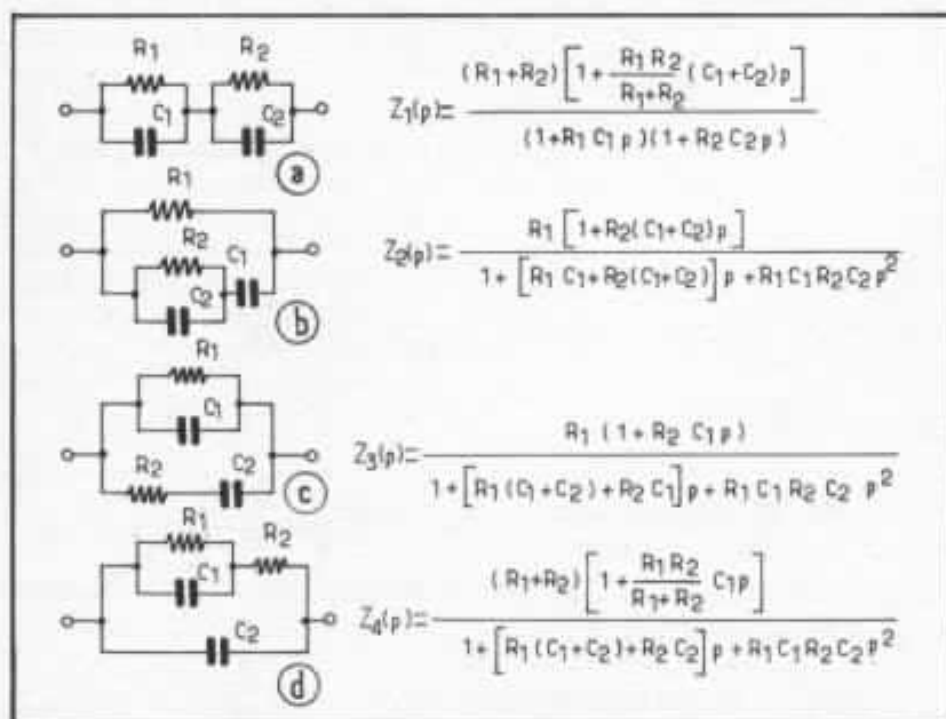


Fig. 6 : Différents types de réseaux de correction RIAA.

### Le préamplificateur complet

Un schéma général du préamplificateur est donné à la figure 7. On trouve à la suite de l'étage RIAA un étage linéaire qui utilise le même principe de réalisa-

tion. Le gain de cet étage :  $G = \frac{R_{11}}{R_{10}} + 1$ , devra être choisi suivant le gain donné à l'étage RIAA (50 à 1 kHz) et la sensibi-

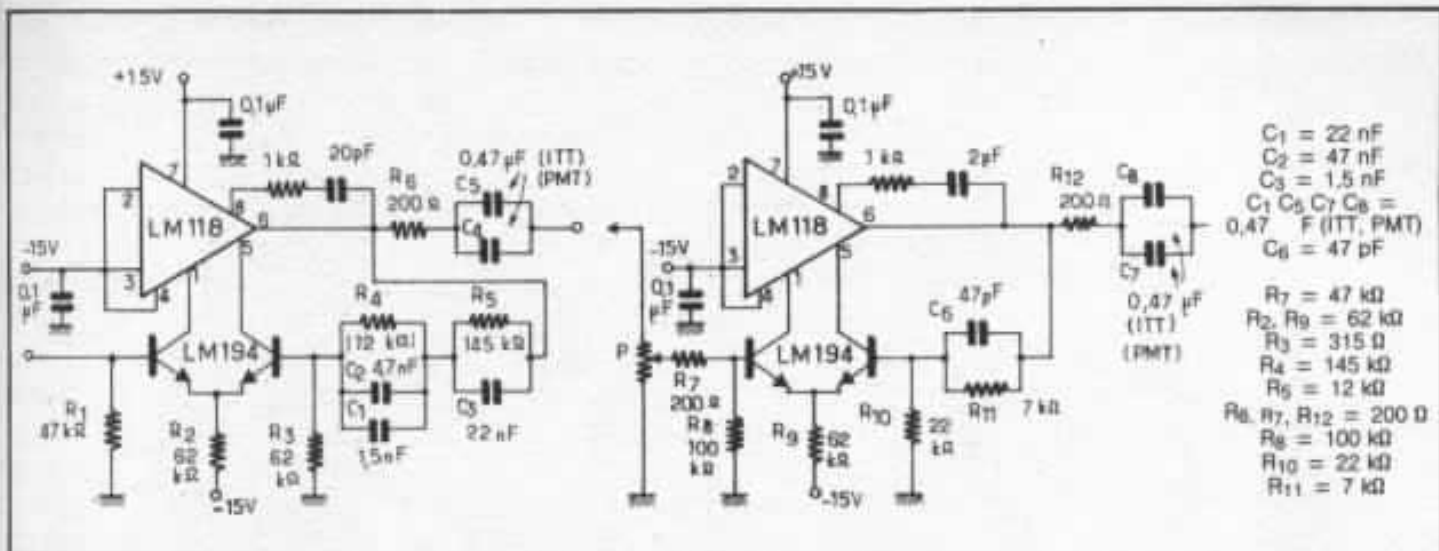


Fig. 7 : Schéma complet du préamplificateur (un seul canal est représenté)

liser une alimentation + 15 V, - 15 V. Pour ceux qui manquent de place et de moyen, un exemple d'alimentation est donné à la figure 8 : elle fait appel à deux régulateurs intégrés. L'emploi d'un transformateur torique et le découplage des régulateurs par des condensateurs au tantale est indispensable.

### Réalisation

La réalisation de ce préamplificateur fait appel à un circuit imprimé epoxy double face, une face (côté composants) servant de plan de masse. Cette technique souvent employée en haute fréquence évite les boucles de masse et jouit d'un excellent comportement en bruit.

Au niveau subjectif, ce type de réalisation peut apporter une perte de détail (effet capacitif), un compromis doit donc être fait. Une prochaine réalisation sera effectuée avec un circuit simple face et permettra ainsi une comparaison subjective.

Les composants actifs choisis LM 194 et LM 118 (version militaire du LM 394 et du LM 318) sont issus de chez National Semiconductor. La paire différentielle bipolaire LM 194 a été étudiée en détail dans l'Audiophile n° 21. Quant au LM 118, ses principales caractéristiques ont

été résumées dans la première partie de cet article.

Le choix des composants passifs a déjà été développé en détail par J. Hiraga. Rappelons simplement qu'il est impératif d'utiliser dans l'étage RIAA des résistances métalliques ou encore mieux des résistances au tantale. A titre d'exemple pour une tension de 1 volt appliquée, un bruit de l'ordre de  $1 \mu\text{V}$  est généré par une résistance au carbone et de l'ordre de  $0,05 \mu$  par une résistance à film métallique !

Quant au filtrage RIAA, les condensateurs polypropylène ou polyester présentent la meilleure stabilité (constante diélectrique, facteur de dissipation) en fonction de la fréquence et de la température.

### Rapport signal sur bruit

Les mesures de bruit dans le domaine audio s'effectuent en général à l'aide d'un analyseur de spectre. En effet, celui-ci permet de visualiser la densité spectrale du bruit, c'est-à-dire le tracé de l'amplitude du niveau de bruit en fonction de la fréquence.

Cette mesure s'effectue l'entrée court-circuitée, ce qui veut dire que l'on ne prend en compte que la composante en tension  $e_n$  du bruit (voir schéma équivalent d'un amplificateur, l'Audiophile 21). Il faut noter que cette mesure avantage les transistors bipolaires ; en effet,

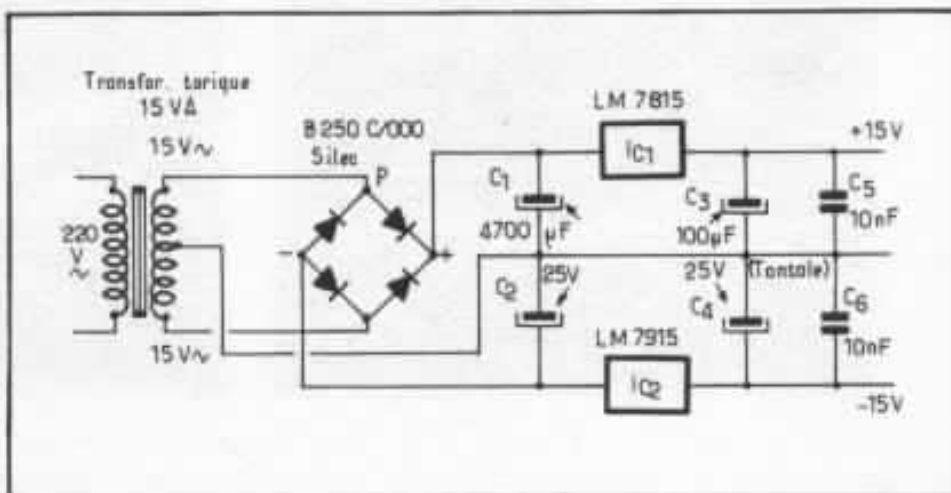
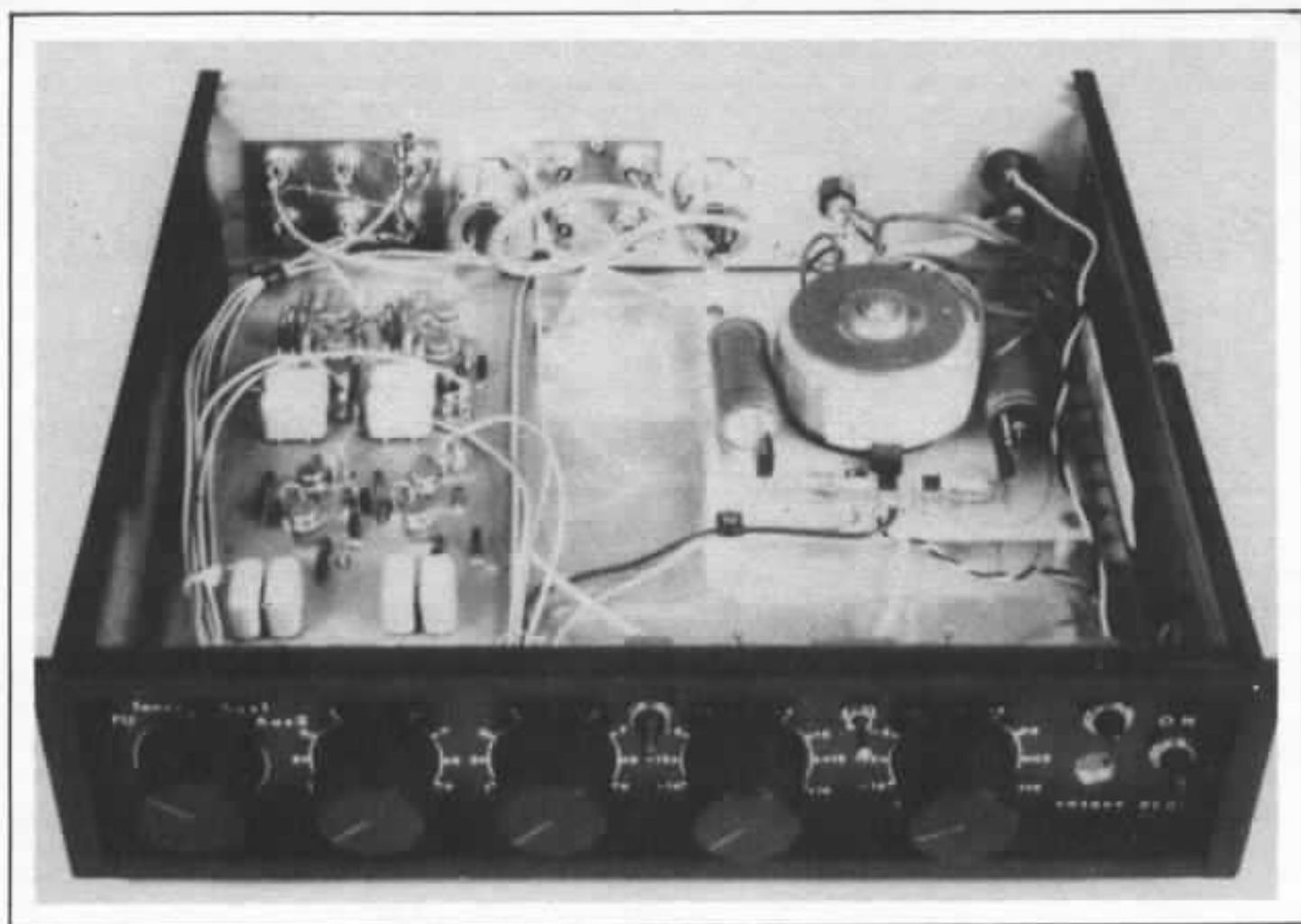


Fig. 8 : Schéma de l'alimentation utilisée pour l'expérimentation.



Les lecteurs désireux d'effectuer cette réalisation peuvent se procurer le plan du circuit imprimé avec l'implantation à la Maison de l'Audophile.

**Caractéristiques de réglage 10 dB/diV 500 Hz/diV, résolution 100 Hz**

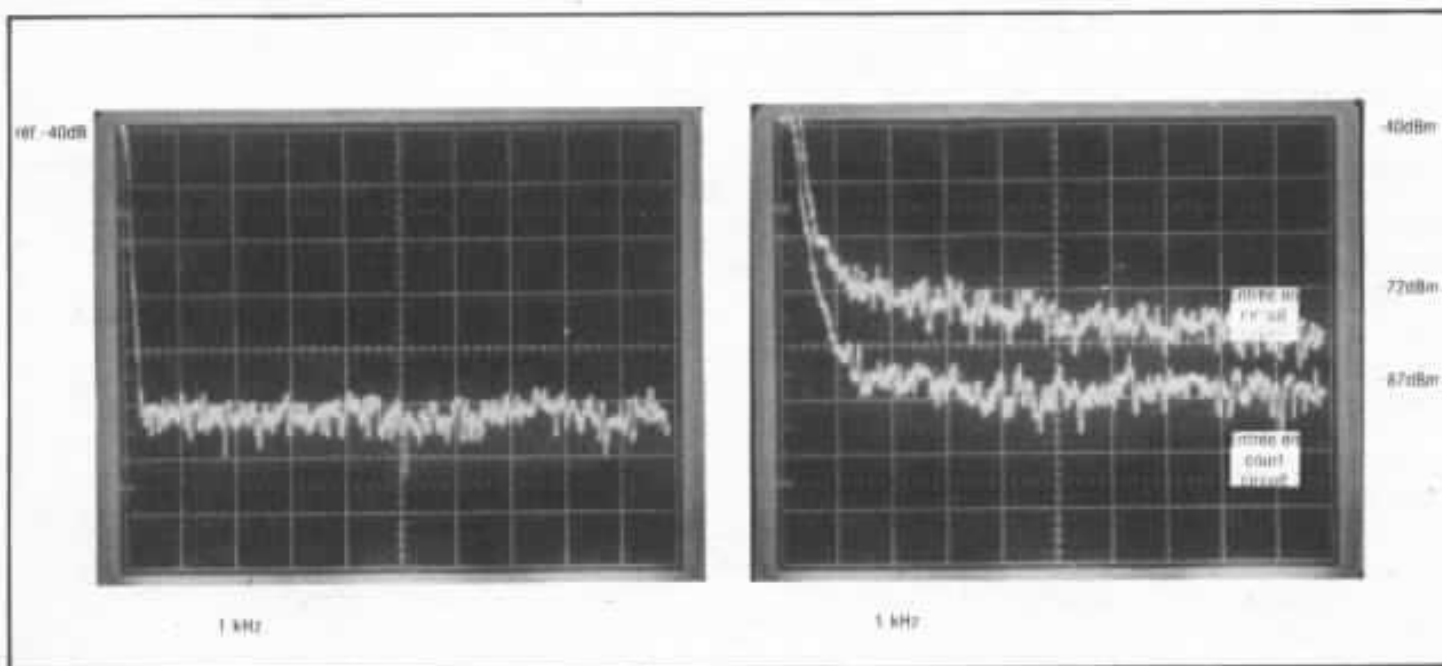


Fig. 9 : Densité spectrale de bruit de l'analyseur de spectre

Fig. 10 : Densité spectrale de bruit du préamplificateur

leur composante en courant In de bruit est plus importante que pour les transistors à effet de champ. Or, celle-ci est éliminée par la mesure. Des photographies de la mesure sont données aux figures 9 et 10, la figure 9 représente le bruit interne de l'appareil (Hewlett Packard). La courbe supérieure représente la densité spectrale du préamplificateur en circuit ouvert (47 kΩ) et la courbe inférieure cette même densité, l'entrée en court-circuit.

De ces photographies, on peut tirer plusieurs remarques :

— augmentation du bruit du préamplificateur aux basses fréquences (apparition du bruit en  $1/f$ ) ;

— bruit en circuit ouvert beaucoup plus important (+ 15 dB), cette augmentation étant due au bruit généré par la résistance de 47 kΩ et la composante courant In du préamplificateur à travers cette même résistance de 47 kΩ ;  
— aux fréquences plus élevées, le bruit du préamplificateur et de l'analyseur de spectre sont confondus.

A 1 kHz, on peut mesurer en court-circuit un niveau de bruit égal à - 87 dBm, pour un niveau de 10 mV en entrée, la tension de sortie vaut + 19,8dBm.

Le rapport signal sur bruit est donc égal à la différence d'amplitude entre le niveau du signal de référence et le niveau de

bruit moins le facteur de correction VN de l'analyseur de spectre (bande passante, 5 kHz, résolution 100 Hz,  $VN = 20 \text{ Log} \frac{510^3}{100}$

$VN = 16,98 \text{ dB}$ ).

$S/N = 19,8 - (-87) + 16,98$

$S/N = 89,8 \text{ dB}$ .

Les différentes mesures sont résumées dans le tableau 3.

Entrée en court-circuit	S/N = 89,8 dB
Entrée en circuit ouvert	S/N = 75 dB
Entrée reliée à une cellule magnétique à aimant mobile	S/N = 85 dB

Tableau 3 : Rapport signal sur bruit pour une tension d'entrée de 10 mV à une fréquence de 1 kHz.



**Page non  
disponible**



# Harmonie et distorsion

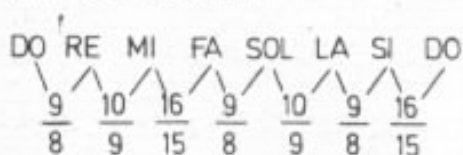
Jean Hiraga

*Parmi les divers éléments composant la musique, l'harmonie des sons, des enchaînements sonores et des accords musicaux est très certainement l'élément le plus important. L'harmonie des sons est, pour nos oreilles, le synonyme de beau, d'agréable et ses répercussions au niveau de la sensibilité des sensations psychophysiques sont très profondes.*

*A l'exemple de l'harmonie des formes et de celle des couleurs, l'harmonie des sons est une science tenant compte non seulement des phénomènes purement physiques, mais aussi des réactions naturelles de l'homme devant un phénomène physique ou acoustique. Pour chacun de nos sens que sont l'odorat, le toucher, la vue, le goût ou l'ouïe, chacun de ces stimuli est perçu par le système nerveux comme une « sensation ». Sensation qui n'est plus alors représentée sur une échelle simple (amplitude, etc.) mais sur une multitude d'échelles, plus ou moins enchevêtrées, représentant des sensations telles que beau, agréable, désagréable, froid, plat, profond, léger, etc. Certaines de ces sensations régissent aussi en bonne partie des lois purement physiques. On peut citer en exemple, pour les formes, le fameux « nombre d'or », rapport de proportions, de dimensions pouvant se trouver d'une façon naturelle (forme de la feuille d'un arbre, d'un visage, etc.) ou encore « artificielle » (peintures du 16<sup>e</sup> siècle comme celles de Luini ou Léonard de Vinci).*

*Sans vue et sans ouïe, lumière, couleurs, sons n'existent pas et l'œil comme l'oreille sont des capteurs qui, bien que doués d'une grande sensibilité, sont aussi affectés par de nombreux phénomènes de non-linéarité. Malgré tout, chacun peut ressentir la mystérieuse harmonie existant entre plusieurs fréquences dont les rapports « disparates » vont pourtant former les sept couleurs de base de l'arc-en-ciel, ou bien une octave sonore. Ainsi, lorsque l'oreille entend deux sons de fréquences données qui, émis simultanément, vont se « fondre » pour former cette fois un « nouveau son » procurant un effet sonore agréable à l'oreille ou même une certaine émotion, on dit que ces deux sons sont en « harmonie ». C'est, pourrait-on dire, un phénomène naturel, car cela pourrait procurer la même sensation sur n'importe quel sujet. Cependant, on peut noter que cette sensation « d'harmonie » est en partie affectée par des questions de société, de goût, de culture, d'époque. Ce que l'on peut d'ailleurs constater dans la musique et à travers les siècles, d'où l'on peut tirer de nombreuses « gammes » sonores, de nombreux « accords » sonores qui ont été ainsi maniés, remaniés, retouchés pour former une « harmonie sonore » conforme à l'époque en question.*

Par exemple, un accord en cinquième (ou quinte) parfaite peut sembler, de nos jours, moins harmonieux qu'un autre accord, d'harmonie pourtant imparfaite, en troisième (ou tierce) majeure. Il y a donc là une question d'époque, de culture, et même de progrès dans la psycho-acoustique. Si l'on prend par exemple une gamme « harmonique » majeure ou encore une gamme diatonique (qui procède par les tons naturels) majeure, les rapports de fréquences entre les notes s'établissent comme suit :



Parmi ces rapports, on peut trouver certains d'entre eux dits « en harmonie », en concordance, en consonance, en sympathie. Le rapport le plus simple est 1/2, correspondant à deux tons séparés d'une octave (une octave correspondant à deux tons dont l'un possède une fréquence double de l'autre). C'est une harmonie parfaite, dite aussi « unisson » (sur la même octave ou sur une autre octave). Les harmonies un peu moins parfaites viennent ensuite, telles que celles ayant le rapport 2/3 ou 3/4.

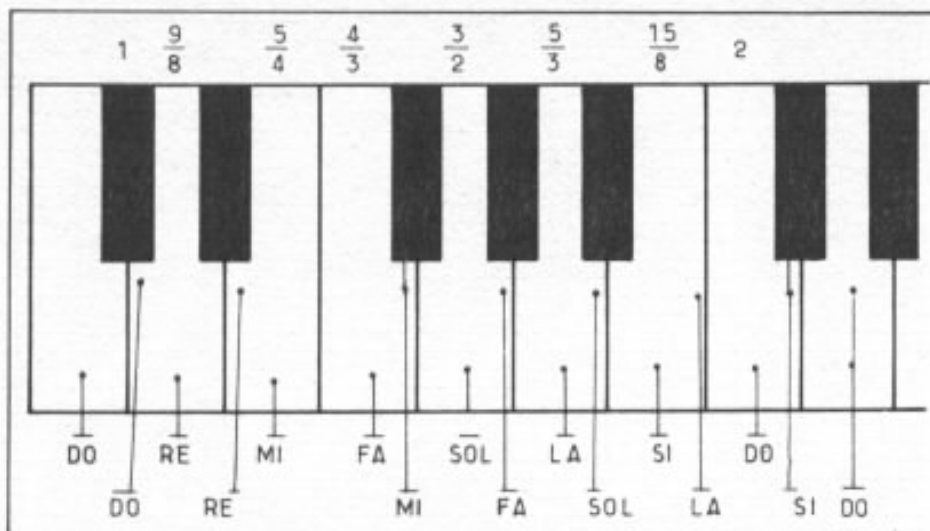


Fig. 1 : Gamme en do et en ré.

Prenons par exemple do et sol :

$$\frac{9}{8} \times \frac{10}{9} \times \frac{16}{15} \times \frac{9}{8} = \frac{3}{2}$$

ce qui procure une bonne harmonie entre do et sol, ou bien do et fa :

$$\frac{9}{8} \times \frac{10}{9} \times \frac{16}{15} = \frac{4}{3}$$

ce qui procure aussi une bonne harmonie entre do et fa. Cependant, si l'on conserve rigoureusement ces rapports et si l'on commence l'octave par un ré (pris comme un do), on obtient alors une gamme « discordante ».

Ceci est représenté sur la figure 1 où apparaissent ces deux gammes. On observe que, si l'on prend le do comme le do du début d'une gamme et que si l'on compose les notes do, ré, fa de cette gamme, on a :

$$1 : \frac{9}{8}$$

$$: \frac{9}{8} \times \frac{10}{9} \times \frac{16}{15}$$

$$= 1 : \frac{9}{8} : \frac{4}{3}$$

Mais si l'on prend le ré comme le do du début de la gamme, on a

DO	DO#	RE	RE#	MI	FA	FA#	SOL	SOL#	LA	LA#	SI
16,35	17,32	18,35	19,45	20,60	21,83	23,13	24,50	25,96	27,50	29,14	30,87
32,70	34,65	36,71	38,89	41,20	43,65	46,25	49,00	51,91	55,00	58,27	61,74
65,41	69,30	73,42	77,78	82,41	87,31	92,50	98,00	103,83	110,00	116,54	123,47
130,81	138,59	146,83	155,56	164,81	174,61	185,00	196,00	207,65	220,00	233,08	246,94
261,63	277,18	293,66	311,13	329,63	349,23	369,99	392,00	415,30	440,00	466,16	493,83
523,25	554,37	587,33	622,25	659,26	698,46	739,99	783,99	830,61	880,00	932,33	987,77
1 046,50	1 108,73	1 174,66	1 244,51	1 318,51	1 396,91	1 479,98	1 567,98	1 661,22	1 760,00	1 864,66	1 975,53
+2 093,00	2 217,46	2 349,32	2 489,02	2 637,02	2 795,83	2 959,96	3 135,96	3 322,44	3 520,00	3 729,31	3 951,07
4 186,01	4 434,92	4 698,64	4 978,03	5 274,04	5 587,65	5 919,91	6 271,93	6 644,88	7 040,00	7 458,62	7 902,13
8 372,02	8 869,84	9 397,27	9 956,06	10 548,08	11 175,30	11 839,82	12 543,85	13 289,75	14 080,00	14 917,24	15 804,27

Fig. 2 : Fréquences de la gamme dite « tempérée », pour les notes comprises entre 16,35 Hz et 15 084,27 Hz. Pour le piano, ces notes sont réparties entre 27,5 Hz et 4 186 Hz soit 88 notes.

cette fois :

$$\begin{aligned} \frac{9}{8} &: \frac{9}{8} \times \frac{9}{8} \\ &: \frac{9}{8} \times \frac{9}{8} \times \frac{10}{9} \times \frac{16}{15} \\ &= \frac{9}{8} : \frac{81}{64} : \frac{3}{2} \end{aligned}$$

ce qui montre que si le rapport entre le do et le fa est le même, on doit par contre constater un écart notable entre le do et le ré. Ce problème se produisant pour de nombreuses notes et à chaque octave, il faudrait en conséquence une infinité de claviers pour conserver des rapports en harmonie entre eux.

Actuellement, on utilise la gamme dite « chromatique », composée des douze sons de la gamme tempérée. Si c'est la plus répandue, il reste néanmoins de nombreuses difficultés encore non résolues.

La gamme dite tempérée s'établit donc comme suit :

DO RE MI FA SOL LA SI DO  
 $1 \quad 2^{\frac{1}{12}} \quad 2^{\frac{2}{12}} \quad 2^{\frac{3}{12}} \quad 2^{\frac{4}{12}} \quad 2^{\frac{5}{12}} \quad 2^{\frac{6}{12}} \quad 2^{\frac{7}{12}} \quad 2^{\frac{8}{12}} \quad 2^{\frac{9}{12}} \quad 2^{\frac{10}{12}} \quad 2^{\frac{11}{12}} \quad 2$

(rapport basé sur le premier do)

soit le  $\sqrt[12]{2}$  d'un demi-ton, ou encore 1,059. Cette gamme, comparée à l'échelle diatonique\* (ou naturelle) donne :

	Echelle diatonique	Echelle tempérée
DO	1,000	1,000
RE	1,125	1,122
MI	1,250	1,260
FA	1,333	1,325
SOL	1,500	1,498
LA	1,667	1,682
SI	1,875	1,888
DO	2,000	2,000

On constate, cependant, que les différences sont relativement faibles et que seule une oreille ayant le don de bonne perception de hauteur de son peut discerner la différence entre ces deux gammes. Pour le piano ou l'orgue, il peut arriver qu'une gamme diatonique procure des sons moins « sales » qu'une gamme chromatique. Il arrive encore qu'un chœur soit contraint de chanter sur une gamme diatonique pour bien s'harmoniser avec des instruments à cordes. Il faut encore ajouter le « goût » du chef d'orchestre ou du premier violon, et l'on sait que le fameux La<sub>3</sub>, fixé à 440 Hz (température 20° C, degré d'hygrométrie 65 %), n'est que rarement respecté. Certains pianistes également, désirant faire « de l'effet » sur les auditeurs, « élargissent » les octaves de sorte que, pour les notes extrêmes, les instruments à cordes ont parfois beaucoup de mal à s'y accorder.

Pour la gamme tempérée, les sons compris entre 16,35 Hz et 15 084,27 Hz sont indiqués sur le tableau de la figure 2. Parfois, certains pianos sont accordés au fréquencemètre, au 1/100 de Hz près, ce qui n'empêche pas, d'ailleurs, les accordeurs de piano comme les pianistes d'y faire quelques retouches pour que « cela sonne mieux ».

Sur ce point, il est regrettable de noter qu'il n'existe pas de tableau de fréquences correspondant aux notes ajustées par les soins d'accordeurs de piano connus, ce qui permettrait, par la suite, et par des moyens plus simples, d'accorder de la même façon un piano. Il faut ajouter, pour le piano, que celui-ci est très riche en harmoniques et que cela dépend aussi des notes et de la facture de l'instrument. En conséquence, il faudrait non pas un tableau représentatif, mais plusieurs tableaux, chacun étant

\* dite aussi échelle des « physiiciens », ou « gamme de Zarlin ».

établi en fonction de la marque et du modèle, cela pour un accordeur de piano.

Si l'on frappe simultanément les notes do et sol, on remarque que ces deux sons se « fondent » bien mais qu'il reste malgré tout deux notes coexistantes formant un son « paraissant » unique. Pour ces deux notes jouées en même temps, on peut soit entendre leur harmonie, soit encore « distinguer séparément » chacune de ces notes. Le contraire « d'harmonie » étant « dissonance » on s'aperçoit en fait qu'il s'agit d'une progression d'un extrême à l'autre et non de deux mondes séparés. Pour la lumière et la vue par exemple, le mélange de rayons lumineux de couleurs jaune et bleu donne une couleur verte, résultante « harmonique » dont on n'arrive plus, cette fois, à discerner les composantes (jaune et bleu).

Pour prendre un exemple encore plus frappant, on peut prendre la lumière « blanche », comme celle du soleil par exemple, résultante harmonique parfaite des sept couleurs de base, parfaite au point que, si l'on ne connaissait que cette résultante, on serait incapable de discerner ses composantes. Cependant, pour le son, le cas est très différent. Si l'on prend cette fois du bruit « blanc », que l'on peut considérer comme « analogue » à la lumière blanche, on ne ressent pas ce bruit comme la fusion parfaite d'une myriade de sons purs, ni comme un son composé continu. On ressent plutôt une multitude de sons de fréquences diverses semblant changer de niveau d'une façon transitoire, et donnant l'impression de très mal se mélanger. Ainsi, lorsque l'on écoute un son composé, formé de nombreuses fréquences pures, on a l'impression d'écouter non pas un son unique, mais une multitude de sons.

Cette faculté de l'oreille de discerner les composants de ce

son complexe ne vient pas du fait que ces fréquences sont « trop nombreuses » pour pouvoir se mélanger « parfaitement ». Cela vient du fait que les fréquences reproduites, infiniment nombreuses, ne sont pas encore assez proches les unes des autres, forçant l'oreille à distinguer des sons séparés. Cette faculté très importante de l'oreille a été baptisée « loi d'Ohm acoustique », par le célèbre physicien allemand Georg S. Ohm, très connu pour avoir découvert les lois de base des courants électriques. Lorsque deux instruments jouent presque la même note, on peut entendre le « battement », sorte d'ondulation de durée variable du niveau acoustique, battement que l'on peut entendre à une fraction de Hertz près. Pour que ce battement disparaisse et pour que l'on puisse obtenir malgré tout deux fréquences légèrement différentes, on constate que ces fréquences devraient, en fait, être « infiniment » rapprochées. En pratique, le « son blanc » est, pour ainsi dire, quasi impossible à générer, alors que le « bruit blanc » peut être généré avec une linéarité pratiquement parfaite. Cette loi d'Ohm acoustique montre l'extraordinaire degré de précision de l'oreille concernant la distinction des fréquences, ceci malgré une transmission mécanique primaire (tympa, oreille moyenne, oreille interne) dont la masse en mouvement, l'inertie ne sont pas du tout négligeables. Sur ce point, signa- lons, par exemple, que S. Asa- kura, de la firme japonaise Grace, avait remarqué, sur les phonolecteurs, que la lecture d'un signal de 1 000 Hz pouvait, malgré tout, procurer un signal de sortie de fréquence instable\*, oscillant entre 997 et 1 003 Hz (effets conjoints de la masse dynamique, de la distorsion de

\* et indépendant des caractéristiques de pleurage ou de scintillement de la table de lecture.

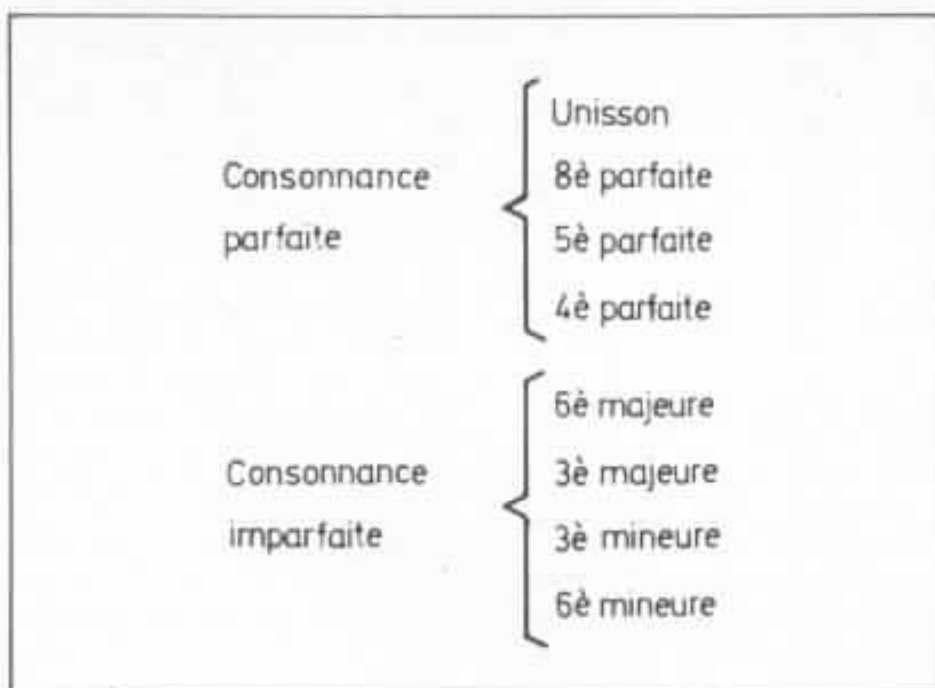


Fig. 3 : Degré de perfection des accords musicaux, classés par ordre.

« trace »). Quant au haut- parleur, celui-ci doit être encore plus imparfait et toutes ces ques- tions rejoignent le thème de l'harmonie sonore. D'une façon plus explicite, la loi d'Ohm acoustique peut être vérifiée par expérience. Cette expérience consiste à analyser les limites des possibilités de l'oreille concer- nant la « largeur de bande criti- que » (déterminée par Fletcher), c'est-à-dire l'effet de masque du bruit blanc sur des fréquences pures. De nombreux physiciens ont étudié cette question d'effet de masque et, outre Fletcher, on peut citer les travaux de Schafer, French, Steinberg, Zwicker, S.S. Stevens (très connu) ou J.E. Hawkins.

Toutes ces recherches, qui pourraient présenter un aspect de recherche théorique abstraite en physique, peuvent prendre un aspect beaucoup plus pratique si on les applique à la reproduction des sons musicaux ou au contenu harmonique de la distorsion d'un amplificateur.

### Sons harmoniques

Lorsque deux notes séparées par une octave sont reproduites

simultanément, elles produisent une nouvelle note, un nouveau son dont les composantes se « fondent » parfaitement pour former un son homogène. On dit alors que ces notes « s'accor- dent », qu'elles sont en « har- monie ». Ce son résultant est une « harmonie » sonore. Par expérience, on peut établir un tableau des harmonies sonores, classées par degré de perfection et pour lequel l'accord parfait, « l'unisson », correspond à un rapport de 1 : 1 (1,000), que l'on trouvera sur la figure 3. Ces recherches sur les sons harmoni- ques remontent aux 15<sup>e</sup> et 16<sup>e</sup> siècles, mais les recherches les plus sérieuses sont très certaine- ment dues au physicien allemand Hermann Von Helmholtz (1821- 1894). Il publia à ce sujet un livre remarquable (en 1862), intitulé « Sensation of tone ». De ce livre, on peut tirer une courbe très importante, le « degré har- monique » (ou discordant) des intervalles situés dans une octave. La figure 4 montre cette courbe où sont représentées une échelle de grandeur des sons dis-

\* Zarlino, physicien vénitien, 1517 - 1590.

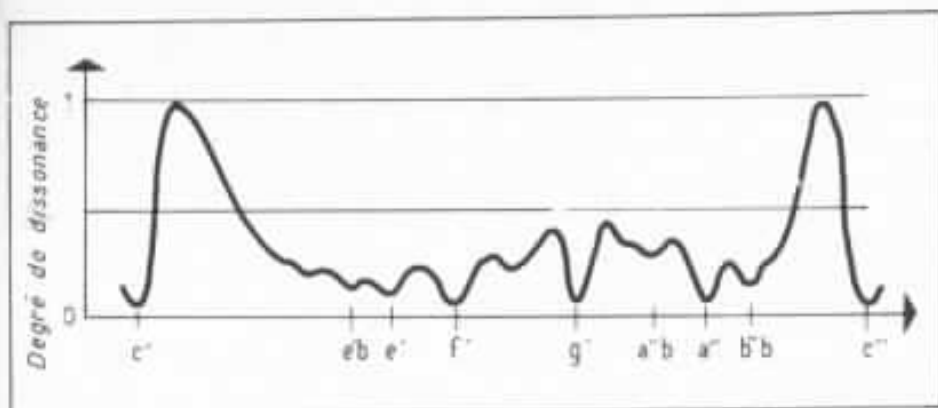


Fig. 4 : Degré de dissonance de diverses notes de la gamme tempérée jouées en même temps que le do ( $c'$ , octave de première ligne).

cordants d'une part et, d'autre part, diverses notes jouées en même temps que la note  $c'$  (do, octave de première ligne). Cette courbe montre que la « discordance » entre le do et le do dièse est la plus importante, de même que le do et le si. De part et d'autre de ces notes, on remarque aussi des notes en très mauvais accord avec le do. Les bons accords sont ceux en unisson, en octave, en cinquième (ou quinte) parfaite, en quatrième parfaite et en sixième parfaite, alors que l'accord en troisième (ou tierce) majeure (rapport  $2^{2/12}$  ou 1,260, soit 400 cents) donne une harmonie beaucoup moins parfaite.

Toutes ces questions relatives à l'harmonie, au degré de qualité de l'harmonie sonore, aux accords dits « consonants » ou « dissonants » relèvent donc de lois purement acoustiques sur lesquelles interviennent d'autres lois, moins bien connues, relevant de la psychoacoustique. On constate par exemple, comme cela existe pour les illusions optiques, que l'oreille peut créer elle-même certains harmoniques qui sont en fait inexistantes dans le son perçu. On peut, d'autre part, créer des accords « dissonants » particulièrement intéressants sur le plan musical, ou bien encore créer des mélanges « homogènes » et « harmonisés » d'accords dissonants, sans que l'on puisse ressentir pour autant un effet résultant désagréable,

loin de là. Le morceau « Les dissonances » de Mozart, ou bien certaines œuvres de Stravinsky prouvent que l'on peut tirer des effets d'accords dissonants des impressions subjectives ou émotionnelles impossibles à obtenir par l'effet d'accords « consonants » habituels.

Certains chercheurs\* se sont par ailleurs demandés s'il ne pouvait pas exister un lien entre les sons harmoniques et les cou-

\* On peut consulter à ce sujet un article de Michel Combastet : « Equivalence physique du timbre sonore et de la couleur », paru dans les *Conférences des Journées d'Etudes*, Editions Radio, 1976.

leurs « harmoniques », c'est-à-dire un assortiment « heureux » de couleurs. Sur le plan mathématique, on s'aperçoit que « l'octave » des couleurs n'est pas du tout similaire en progression à celui des notes musicales. Malgré tout, une sorte de lien devrait exister puisque, pour le son comme pour les couleurs, on peut y trouver une variété assez grande d'impressions subjectives similaires (ex. : froid, chaud, contrasté, harmonisé, criard, élégant, doux, etc.). Par cette voie, certains chercheurs, dont plusieurs Français sont même allés jusqu'à créer des appareils capables de transcrire de la musique en couleurs en tentant de respecter leurs effets subjectifs.

Or, sur le plan de l'harmonie sonore et à condition de respecter certaines lois et certaines normes, il est possible, par le calcul, de déterminer si deux ou plusieurs sons vont bien s'accorder ou non, cela sans l'aide de l'oreille. Pour les couleurs, il reste par contre impossible de déterminer, par le calcul, les fréquences exactes des couleurs qui donneront ensemble une bonne harmonie. Cela semble encore à

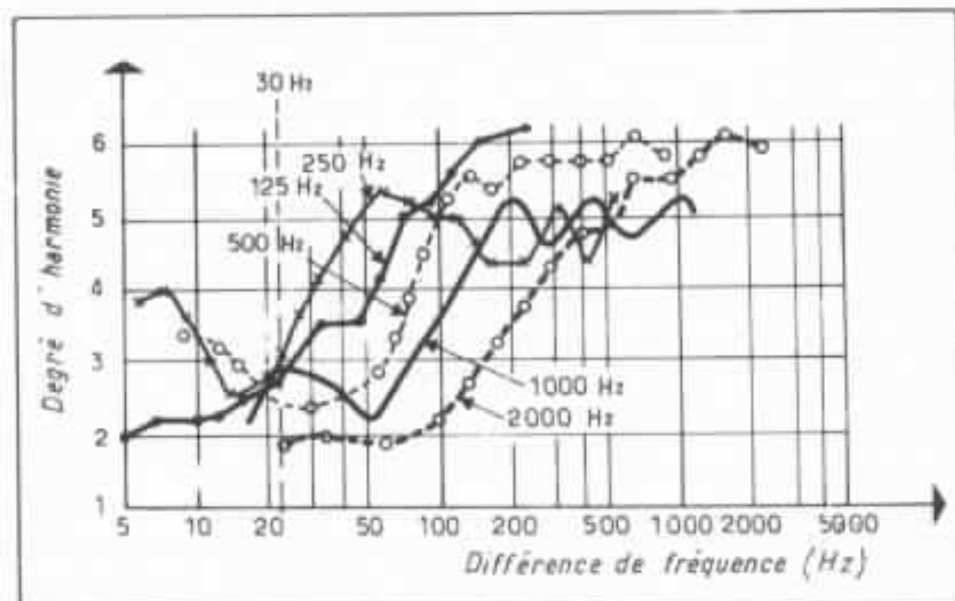


Fig. 5 : Effet d'harmonie ou de dissonance pour des fréquences de 125 Hz, 250 Hz, 500 Hz, 1 000 Hz et 2 000 Hz superposées à des fréquences dont l'écart de fréquence est compris entre 5 Hz et 2 kHz. Noter qu'un écart moyen de 30 Hz donne la plus forte dissonance, ce qui confirme la théorie de Helmholtz.

l'heure actuelle purement subjectif et on doit noter, là aussi, une influence sans doute marquée de la culture, de l'époque et même de la mode en cours. Mais par cette voie, il serait peut-être possible un jour d'aboutir à une science nouvelle, que l'on pourrait appeler « harmonie universelle », et qui tiendrait compte, non pas de l'harmonie des formes, des sons ou des couleurs, mais de « l'harmonie générale unifiée » répartie entre nos cinq sens. Séparées, ces sciences ne sont en effet encore appliquées qu'à la musique, à l'architecture, à la sculpture, la peinture, la photographie, les parfums, la cuisine ou au toucher (appliqué par exemple à la qualité des tissus). En 1981, la vidéo, mélange heureux du son et de l'image en couleurs, n'est donc encore qu'un premier pas...

### Sons dissonants

Ce sujet est tout à fait similaire à celui des sons consonants ou sons harmoniques, à la différence près qu'il produit un effet subjectif opposé. Lorsque deux sons purs sont émis en même temps, on s'aperçoit que le degré de dissonance varie selon un cycle particulier sur chaque octave. Lorsque ces sons sont exactement de la même fréquence (unisson) on n'entend plus qu'un seul son, l'harmonie étant parfaite. Au fur et à mesure que ces fréquences pures s'écartent l'une de l'autre, il va se produire un « battement », de fréquence variable, dont l'effet sera plus ou moins négatif sur la qualité du son composé. Lorsque cette différence de fréquence se situe entre 20 Hz et 100 Hz, la dissonance est importante. Si cet écart de fréquence s'agrandit, l'harmonie revient lentement, puis disparaît de nouveau dès que l'on retombe sur l'octave supérieure. Ces travaux et recherches sur les dissonances sont, sur le plan de la psycho-

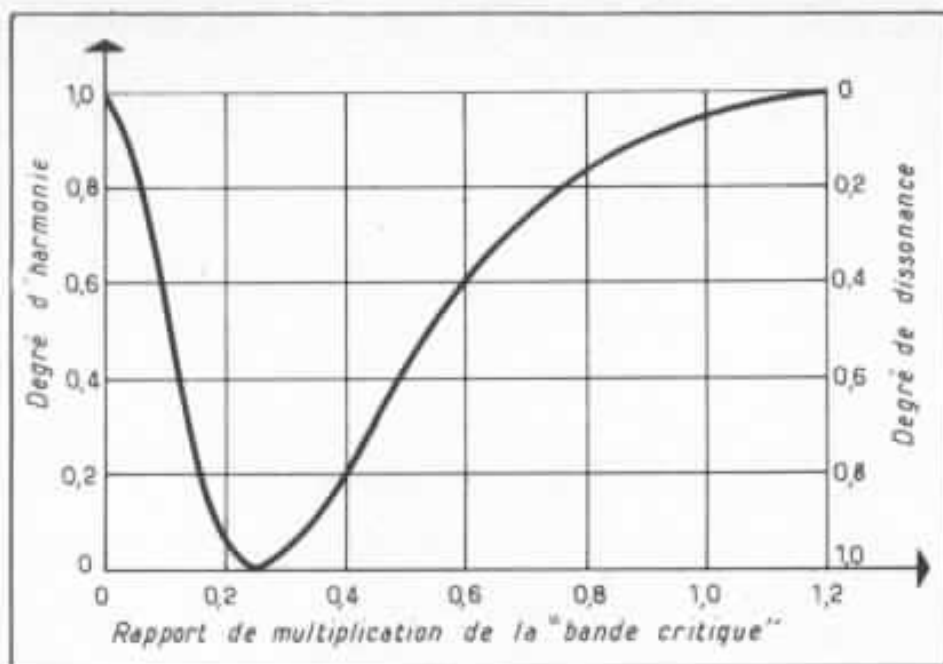


Fig. 6 : Rapport de fréquence entre deux notes pures, relatif à leur effet harmonique.

acoustique, relativement récents et les plus intéressants sont certainement ceux de Kuriyakawa (Toshiba, Japon), de Kaméoka (Japon) et de Plump (Laboratoire hollandais de psychoacoustique) et datent des années 1960. Ils complètent, en quelque sorte, les travaux de Helmholtz. Selon Helmholtz, un écart de 30 Hz entre deux fréquences donnait une forte dissonance. Les courbes de la figure 5 montrent qu'il s'agit plus exactement d'une dissonance dépendant aussi de la moyenne de ces deux fréquences.

La figure 6 représente une autre courbe où sont représentés le degré de consonance (accord), le degré de dissonance (même échelle mais inversée) ainsi que l'écart de fréquence entre notes pures, appelé par Fletcher « Ecart critique de largeur de bande ». Cette courbe de la figure 6, transposée sur une échelle « bien tempérée » explique que certains accords, pourtant imparfaits sur le plan musical, sonnent « mieux » (c'est-à-dire avec une meilleure consonance subjective) que d'autres accords plus « parfaits ». Cela explique aussi qu'un bon compo-

siteur doit avoir soit un sens très aigu de l'harmonie, soit des connaissances poussées en physique acoustique et en psychoacoustique pour vraiment réussir une œuvre. Cela peut même obliger certains interprètes à « réajuster » certaines notes, quitte à subir quelques critiques.

Mais il faut bien retenir que les « harmonies » et « dissonances » dont il a été question jusqu'ici concernent le mélange, heureux ou non, de sons purs, c'est-à-dire absents de toute distorsion harmonique. Ce qui n'est pas le cas des instruments de musique, et encore moins celui des maillons destinés à la reproduction sonore.

Supposons, cette fois, qu'un instrument émette simultanément deux fréquences de 250 et 375 Hz, fréquences choisies parce qu'elles représentent entre elles un accord en cinquième (ou quinte) parfaite. Supposons que chacune de ces fréquences ne soit pas pure, mais comporte aussi des harmoniques. Pour ces deux fréquences de 250 Hz et 375 Hz, représentant un écart de 125 Hz, on trouverait donc des harmoniques de fréquences respectivement égales à 500 Hz, 750 Hz,

1 000 Hz, 1 250 Hz, 1 500 Hz d'une part et, d'autre part, de 750 Hz, 1 125 Hz, 1 500 Hz, 1 825 Hz. Supposons maintenant qu'une des fréquences de base, soit 350 Hz, glisse vers le haut et se place à 375 Hz, ce qui donnerait des harmoniques de respectivement 770 Hz, 1 155 Hz, 1 540 Hz, 1 925 Hz. Malgré l'écart de fréquence passant de 125 Hz à 135 Hz, on constate une uniformité de l'harmonie s'il n'est question que des fréquences de base. Par contre, si l'on tient compte de la consonance, de l'harmonie (ou dissonance) pouvant se présenter entre les harmoniques de chacune de ces fréquences de base, on s'aperçoit, par exemple, que l'harmonique 3 de la première fréquence (750 Hz) présente cette fois un écart de vingt hertz avec l'harmonique 2 de la seconde fréquence (770 Hz) ce qui aura pour effet d'apporter une dissonance marquée. De plus, on constate que les harmoniques 4 et 6 respectifs (1 500 et 1 540 Hz) présentent un écart de quarante hertz.

Ces deux dissonances que présentent les fréquences harmoniques de ces deux sons de base montrent que, même si le graphe de la figure 6 donne une bonne harmonie, l'ensemble des fréquences de base additionné des harmoniques va donner, pour un petit écart d'une des fréquences de base, un effet subjectif de dissonance prononcé.

En prenant à présent une fréquence pure de 250 Hz, mais additionnée de six harmoniques, on effectue un mélange acoustique de ce son avec le même son, composé des mêmes harmoniques, mais capable de glisser en fréquence (avec un glissement conséquent des harmoniques), soit entre 250 Hz et 500 Hz. On recherche ensuite, entre 250 Hz et 500 Hz (l'un des sons composés restant fixe) sur l'échelle des fréquences, des demi-tons d'une octave tempérée, le degré de dissonance. Cette recherche présente un intérêt beaucoup plus pratique, car elle est plus proche d'une condition réelle. Ce degré de dissonance est indiqué sur la figure 7 et on constate, fort heu-

reusement, une bonne similitude avec les résultats obtenus par Helmholtz et autres chercheurs en psychophysique. Entre les figures 6 et 7, on peut constater un changement assez radical de l'aspect de la courbe de consonance, ceci étant dû à l'effet très prononcé des harmoniques contenus dans chacune des fréquences de base.

Sans ces difficultés que présente l'apport des harmoniques, il est certain que la science qu'est l'harmonie, la facture des instruments de musique serait considérablement simplifiée. La figure 8 montre la courbe de réponse amplitude/fréquence d'un très bon violon, genre Stradivarius.

On remarque que cette courbe n'est pas linéaire, mais présente, pour pratiquement tous les bons violons, trois résonances ( $\text{Sol}_2$ ,  $\text{Ré}_3$ ,  $\text{La}_3$ ) et que chacune de ces fréquences comporte souvent trois harmoniques prononcés (dominant, médiant, tonique), formant ainsi, pour chacune des notes jouées, un « accord harmonique » excellent. Mais tout cela peut se compliquer si un microphone, écoutant ces accords, heureux ou non, est remplacé par une tête artificielle ou un auditeur. Dans certains cas, un mélange de deux canaux en monaural peut apporter un effet de dissonance marqué, alors que ces deux canaux, écoutés séparément sur un casque stéréo, ne procurent pas de « salissements » du son. En effet, on constatait, lors du mélange des canaux, l'apparition de battements gênants. A ce sujet, donnons l'exemple d'un éditeur de disques japonais qui, vers 1960, dut, pour effectuer correctement le mélange de deux canaux en monaural, utiliser des vitesses de défilement des bandes légèrement décalées, ceci pour tenter de supprimer cet effet de battement.

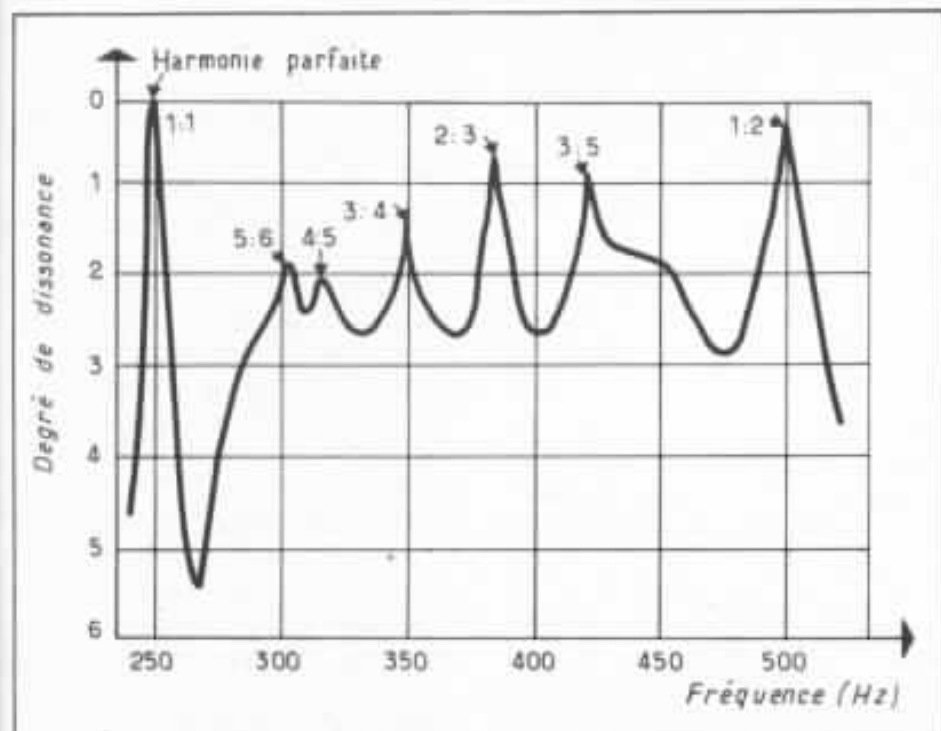
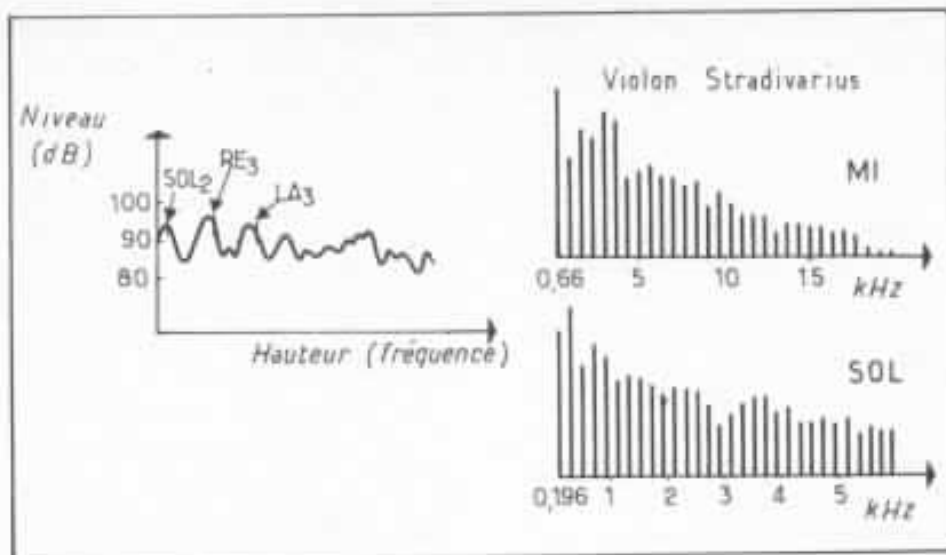


Fig. 7 : Degré de dissonance entre deux sons purs, chacun étant altéré par des harmoniques (2 à 6). L'un des sons complexes est fixe (250 Hz), tandis que l'autre glisse entre 250 Hz et 500 Hz, y compris ses harmoniques.



Caractéristique d'un très bon violon (Stradivarius, 1713) (D'après Scientific-American, et RDS n° 129, 1964).

Courbe de réponse (spectre harmonique) d'un bon violon (Stradivarius), pour deux notes, mi et sol. (D'après Revue du Son n° 163, 1966).

Fig. 8 : Caractéristiques d'un bon violon. Courbe de réponse, spectre harmonique.

FREQUENCES Hz	RANG DE L'HARMONIQUE	POURCENTAGE DE L'ENERGIE TOTALE	NIVEAU EN dB
198	1	0,1	0
392	2	26,0	24,2
588	3	45,2	26,6
784	4	8,8	19,5
980	5	8,5	19,3
1176	6	4,5	16,5
1372	7	0,1	1,3
1568	8	4,8	16,8
1764	9	0,1	0,6
1960	10	0,0	*
2156	11	0,1	1,3
2352	12	0,0	*
2548	13	0,2	2,4
2744	14	0,0	*
2940	15	0,1	*
3136	16	0,0	*
3332	17	1,1	10,4
3528	18	0,1	*
3724	19	0,2	2,6
2920	20	0,0	*
		TOTAL = 99,9	

Tableau comparatif d'après « Psychology of Music » de Seashore des énergies contenues dans chacun des harmoniques du (196 Hz) du violon (corde jouée à vide). (RDS n° 272, 1975).

### Harmonie et distorsion « bien tempérée »

Les diverses considérations faites ci-dessus montrent que la musique contient un nombre considérable de fréquences pures combinées savamment et que la

plus petite altération des harmoniques d'une fréquence donnée peut suffire pour détruire l'harmonie sonore. L'oreille est, d'autre part, un récepteur d'une sensibilité extraordinaire. Malgré sa taille, son épaisseur, sa

masse, un tympan humain vibrant sous une amplitude inférieure au 1/10 du diamètre d'une molécule d'hydrogène suffit pour que l'homme perçoive un soupir, un bruit de respiration, le bruit d'un léger mouchoir qui tombe. On connaît d'autre part l'extraordinaire acuité de l'oreille concernant la perception des fréquences, de la hauteur respective de nombreuses fréquences émises en même temps. Au cours des dernières décennies, on a pu noter un progrès soit apparent, soit réel des divers maillons constituant la chaîne de reproduction de haute fidélité. Après l'ère des tubes triodes à vide, on est passé progressivement aux tubes pentodes, aux transistors au germanium, aux transistors au silicium, aux circuits intégrés. Malgré tout, malgré l'amélioration très nette des performances, de la bande passante, des diverses formes de distorsion, on s'est très vite aperçu de l'acuité étonnante de l'oreille concernant la perception de phénomènes de non-linéarité, pourtant infimes.

Pour les amplificateurs ou préamplificateurs, il a été reconnu depuis au moins 1975 (voir Revue du Son, déc. 1975, analyse spectrale de la distorsion par harmoniques) que le contenu de la distorsion était bien plus important que sa valeur totale, évaluée en pourcentage.

Plus tard, plusieurs chercheurs, dont Matti Otala, ont pour ainsi dire découvert les effets gênants de la charge active que représente le haut-parleur d'une part et, d'autre part, les divers problèmes de stabilité, de linéarité dynamique apportés par les boucles de contre-réaction négative. L'auteur a, de plus, souvent parlé des questions telles que celles de la distorsion dite « douce » ou « dure », le résidu harmonique étant soit l'harmonique 2 prédominant (distorsion douce), soit un nombre important d'harmoniques, dont des



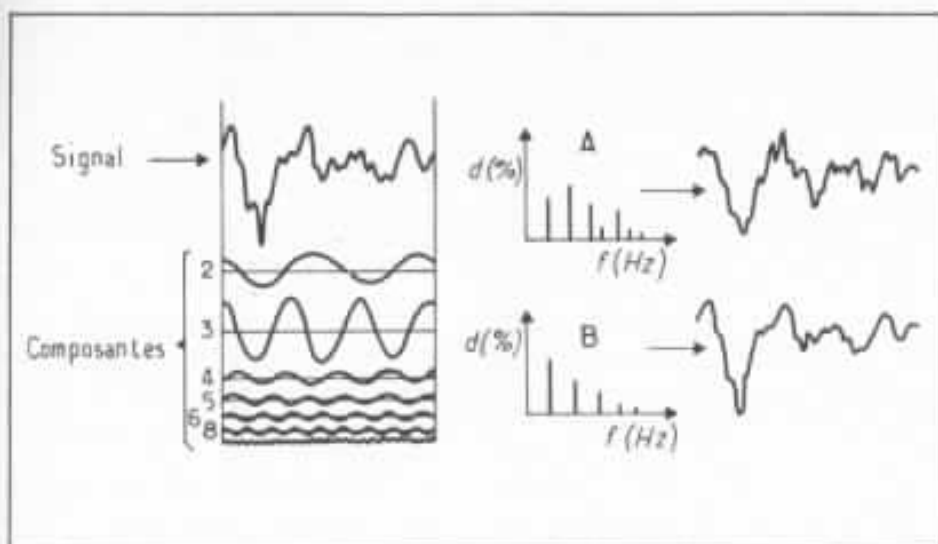


Fig. 9 : Signal complexe (par exemple signal audio de musique) soumis à un amplificateur possédant une caractéristique de distortion irrégulière (A) ou régulière (B). On voit que les harmoniques de rang élevé, bien que très faibles en niveau, se combinent pour former l'enveloppe du signal amplifié. Dans ce cas un spectre de distortion irrégulier déforme d'une façon plus ou moins marquée le signal original, alors qu'une caractéristique de distortion « douce » respecte l'enveloppe du signal original, donc le timbre de l'instrument.

harmoniques impairs (distorsion dure), ainsi que de leur influence sur la qualité sonore.

Le contenu de la distorsion par harmonique, aussi faible qu'il soit, peut influencer directement la qualité, le timbre sonore. Les mesures effectuées sont d'autre part le plus souvent des mesures faites à l'aide de fréquences pures et fixes. Dans la pratique, les conditions sont beaucoup plus sévères puisqu'il s'agit, non pas d'une fréquence pure, mais de millions de fréquences pures ayant chacune des caractéristiques bien déterminées de fréquence, de stabilité de fréquence, de phase, de niveau, de variation de niveau. Si des mesures simples d'analyse de la distorsion harmonique donnent d'ores et déjà un spectre très mal dégradé, instable en fonction du niveau de sortie, de la fréquence, de la charge de sortie (haut-parleur par exemple), il est certain que les répercussions seront très nettes sur le résultat auditif. La figure 9 montre un signal complexe auquel on ajoute un certain type de distorsion (A). En B, il est ajouté une distorsion

« douce », faite d'un spectre régulièrement dégradé. On constate qu'en B l'enveloppe résultant du signal d'origine n'est que peu affectée alors qu'en A, distorsion de taux faible mais « dure » et instable sur le plan transitoire, l'enveloppe spectrale sera modifiée et le timbre sera instable lors de son évolution temporelle.

Sur la figure 10, on prend cette fois un signal carré auquel on ajoute soit une distorsion dure (A) soit une distorsion douce et bien dégradée (B), où l'on constate encore un respect plus parfait de la courbe d'origine.

L'analyse spectrale du taux de distorsion par harmoniques est donc un point très important, dont le rapport est étroit avec la qualité auditive. Ce n'est pas, bien sûr, le seul critère à retenir, cette mesure étant encore trop simple. Cependant, on peut trouver de nombreux amplificateurs pour lesquels ce spectre de distorsion est le reflet fidèle de la qualité subjective. La figure 11 en montre plusieurs exemples, concernant des mesures effectuées en 1975 par la firme japonaise NF Circuit, pour le compte de la revue « Radio Gijutsu ». Les diverses considérations faites ci-avant à propos de « l'harmonie des harmoniques » émis simultanément, suffit pour comprendre combien est importante cette caractéristique.

A propos de la distorsion « douce », des spectres d'harmoniques « bien dégradés » les effets très peu gênants de cette forme de distorsion que l'on

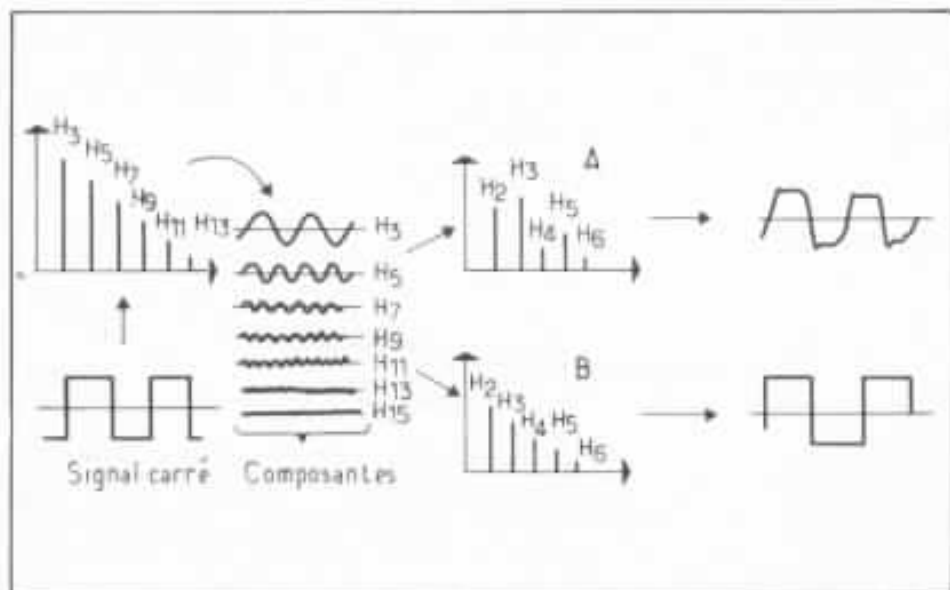
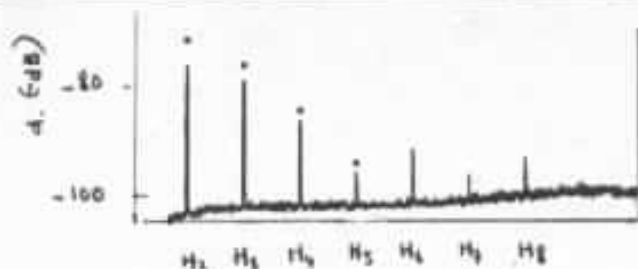
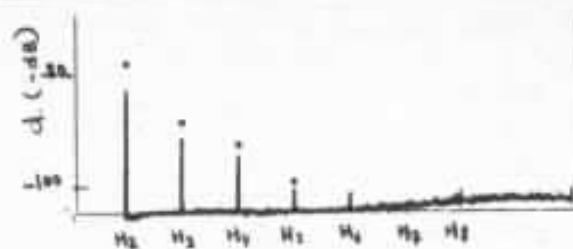


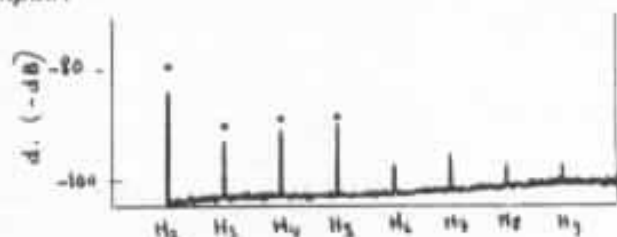
Fig. 10 : Signal carré, dont on voit la décomposition spectrale, soumis à deux amplificateurs possédant une caractéristique de distortion soit « dure » et irrégulière, soit « douce » et régulière. On remarque qu'en B (distorsion « douce »), le signal n'est pas déformé.



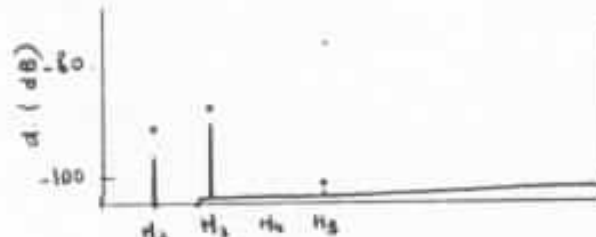
*Amplificateur de 2 x 30 W de prix moyen mais de bonne musicalité. Remarquer la présence des principaux harmoniques, la présence de H6 et H8, légèrement prédominants par rapport aux harmoniques de rang impair.*



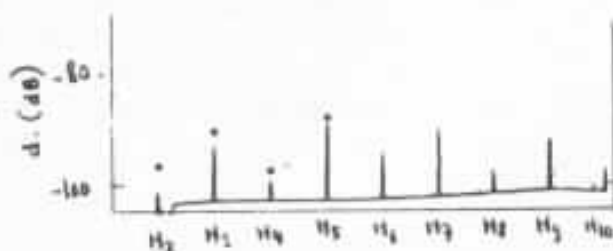
*Amplificateur de 2 x 40 W, de prix moyen mais d'excellente musicalité. Remarquer la légère prédominance des harmoniques pairs sur les harmoniques impairs.*



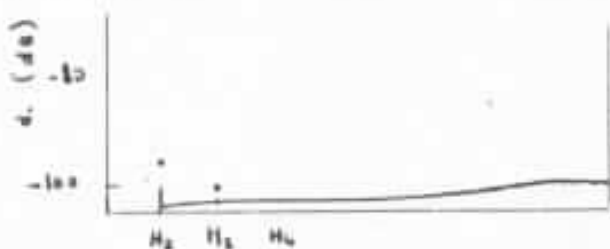
*Amplificateur de 2 x 60 W, d'assez bonne musicalité mais au son un peu trop « brillant », semblant manquer de bas-médium. Remarquer la prédominance de H7 et H9, harmoniques impairs.*



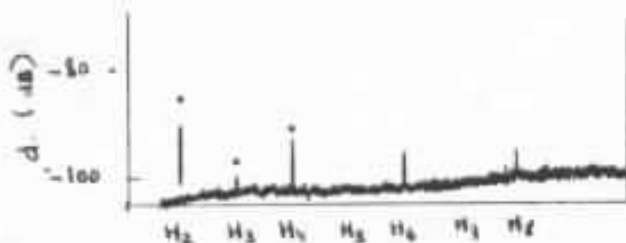
*Amplificateur de grande puissance (400 watts), caractérisé par un son dynamique, mais très dur et manquant de définition. Remarquer la prédominance gênante de H3, très sensible à l'oreille, l'absence de H4 (circuit de contre-réaction négative partielle dans l'étage de puissance) et l'absence d'harmoniques de rang élevé (taux global de contre-réaction élevé).*



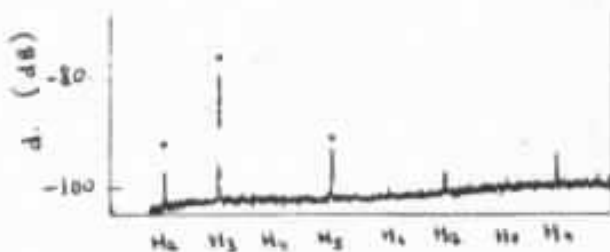
*Amplificateur de grande puissance (2 x 300 W) travaillant en classe B. Remarquer l'absence de l'harmonique 2 et la prédominance des harmoniques de rang impair. Le son un peu plus défini que celui de l'amplificateur de 400 W est subjectivement comme « décalé » vers le haut du spectre. La classe B, la présence de plusieurs diodes zéner, des transistors complémentaires imparfaits semblent être à l'origine de ces défauts.*



*Amplificateur classe A de 2 x 50 W. Réputé pour sa musicalité, sa définition exemplaire. Remarquer le dégradé régulier, dont le haut est masqué par le bruit de fond (-100 dB).*



*Amplificateur de 2 x 40 W. Le circuit très particulier et symétrique a tendance à absorber les harmoniques de rang impair. Le son produit, agréable et assez défini, semble légèrement « rond » et rappelle un peu certains amplificateurs à tubes.*



*Amplificateur de 2 x 200 W. Le son est particulièrement dur et désagréable, « métallique ». Remarquer l'effet du circuit « auto-compensateur » de distorsion n'annulant que les harmoniques de rang pair.*

**Fig. 11 : Caractéristiques de distorsion harmonique de divers amplificateurs transistorisés. Effet du spectre de distorsion sur le timbre produit. (Laboratoire N.F. Circuit, pour le compte de la revue japonaise Radio Gijutsu, juin 1975, « 55 new amplifiers tested ».)**

pourrait appeler distorsion « linéaire » ou encore mieux, « distorsion bien tempérée » peuvent se prouver très facilement par les théories de Wegel et Lane, parues pourtant dès 1924 dans « *Physical Review* » sous le titre : *The theory of auditory masking of one pure tone by another tone, and its probable relation to the dynamics of the inner ear*.

Ces recherches ont été reprises plusieurs fois et concernent essentiellement les effets de masque de sons purs par d'autres sons purs, de sons complexes par d'autres sons complexes. Depuis, on a pu établir des « normes » définitives des caractéristiques de nos oreilles lors de l'écoute de sons purs quelque peu « salis » par des harmoniques (distorsion harmonique). L'une des plus importantes, vis-à-vis des fameux « beaux dégradés » de la distorsion « douce » est certainement l'effet de masque, les valeurs exactes du niveau de chaque harmonique dans une condition donnée, donnant l'illusion à l'oreille de n'écouter qu'un son pur. Le « beau dégradé », contrairement à ce que l'on pourrait penser, n'ajoute pas quelque chose au son, comme une sorte de « queue » faite de nombreux harmoniques et enjolivant le son. La figure 10, par exemple, montre qu'une enveloppe irrégulière du dégradé de distorsion, même de très faible niveau, suffit pour modifier l'enveloppe du signal original.

### Distorsion et effet de masque

Par effets de masque successifs, il est possible, malgré la présence d'une fondamentale altérée par des harmoniques (distorsion harmonique) de trouver une combinaison de niveau de chacun de ces harmoniques procurant par effet d'harmonie, de fusion des sons d'une part, et par effets multiples de masque

d'autre part, d'obtenir à l'écoute l'illusion de n'entendre qu'une sinusoïde pure. Dans la pratique, écouter une sinusoïde pure n'est pas très facile et un son pur est souvent considéré comme étant, subjectivement, un son paraissant plutôt de pureté moyenne. Ceci semble faux. En effet, sur la plus grande majorité des haut-parleurs, même ceux dont la linéarité et le taux de distorsion semblent particulièrement exemplaires, on a pu remarquer, à l'écoute, que la sinusoïde injectée aux bornes de la bobine mobile ne semble pas produire un son parfaitement pur. A la mesure, on peut déjà déceler une instabilité en fréquence et en niveau, qui aura des répercussions telles que celles indiquées ci-dessus. La mesure de distorsion ne donne une pureté spectrale que de l'ordre de 0,5 à 1 % et le contenu harmonique n'est jamais parfaitement régulier et stable (surtout dynamiquement). Or, un son sinusoïdal est en fait

bien plus agréable et plus « doux » que ce que l'on a l'habitude d'entendre par l'intermédiaire des membranes de haut-parleurs courants. Alors que notre voix produit un spectre sonore très particulier, une « empreinte » facilement révélable par le sonographe (empreinte sonore), un son « sifflé » de fréquence assez basse produit une sinusoïde d'assez grande pureté, quoique mélangée à du bruit blanc et affectée de petites instabilités (fréquence, niveau). Ce son semble, malgré tout, « à l'oreille », plus pur que celui reproduit par un haut-parleur et seules quelques rares chambres de compression, parfois non chargées de pavillon, sont capables de reproduire une sinusoïde de grande pureté subjective. Sur de tels haut-parleurs, un balayage en fréquence produit un effet sonore très différent d'un haut-parleur à membrane courante : le son est plus « doux », plus « coulant », plus « chan-

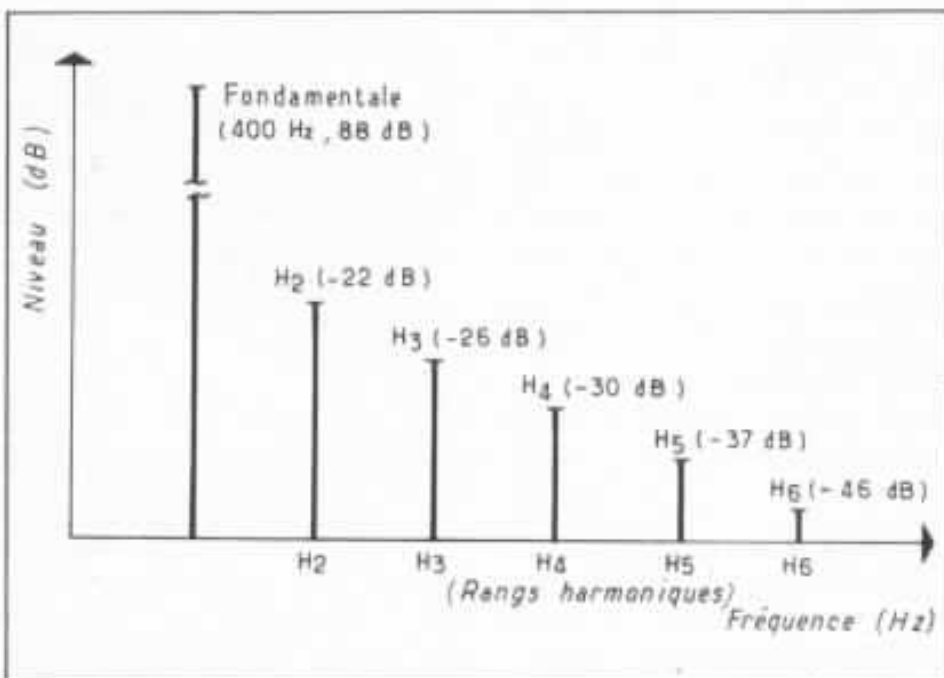


Fig. 12 : Caractéristique d'altération d'un son pur par des harmoniques, donnant l'illusion auditive, par effet harmonique et par effet de masques multiples, de n'entendre qu'un son pur. Elle avait été définie vers 1930 par Wegel et Lane et a été réétudiée dès 1960 par Kuriyakawa, Kaméoka (Toshiba laboratories, Japon). Pour être vraiment « transparente » sur le plan subjectif, cette caractéristique doit être non seulement statique mais dynamique, c'est-à-dire être stable en fonction de la fréquence, du niveau de sortie et de la charge, conditions très difficiles à obtenir en pratique.

tant », mieux « sifflé » et surtout plus agréable. Sur ce point, une expérience est beaucoup plus évidente que des mots pour exprimer ces impressions subjectives.

Dès 1930, Wegel et Lane avaient pu déterminer avec une très bonne précision les niveaux respectifs de chaque harmonique permettant d'obtenir un résultat auditif qui, par effets de masque successifs et par effets de multiples harmoniques, donnait l'illusion de n'écouter qu'une sinusoïde pure et non un son affecté de distorsion harmonique. Pour un niveau acoustique de 76 dB SPL et une fondamentale de 400 Hz, Wegel et Lane purent établir que les harmoniques devaient avoir un niveau de :

- 800 Hz (harmonique 2) 61 dB
- 1 200 Hz (harmonique 3) 58 dB
- 1 600 Hz (harmonique 4) 55 dB
- 2 000 Hz (harmonique 5) 50 dB (SPL : Sound Pressure Level)

Cependant, les appareils de mesures de l'époque n'étaient pas de pureté suffisante pour monter plus haut dans l'ordre des harmoniques.

Ce n'est que vers 1960 que l'on put monter jusqu'à des rangs harmoniques élevés, soit jusqu'au vingtième harmonique. Pour les harmoniques de rang compris entre 2 et 5, on obtenait, en se référant au niveau du 400 Hz (88 dB actuels, 80 dB SL, 76 dB SPL), des niveaux respectifs de ces rangs harmoniques de respectivement -22 dB, -26 dB, -30 dB, -37 dB, soit des taux de distorsion de 0,08 % (H<sub>2</sub>), 0,05 % (H<sub>3</sub>), 0,03 % (H<sub>4</sub>), 0,014 % (H<sub>5</sub>). Pour les rangs supérieurs, les niveaux obtenus étaient extrêmement faibles, atteignant des valeurs de 0,0008 % pour les derniers harmoniques.

Tout cela explique, d'une façon claire, pourquoi les amplificateurs actuels, aussi parfaits semblent-ils être, produisent encore *trop* de distorsion, pro-

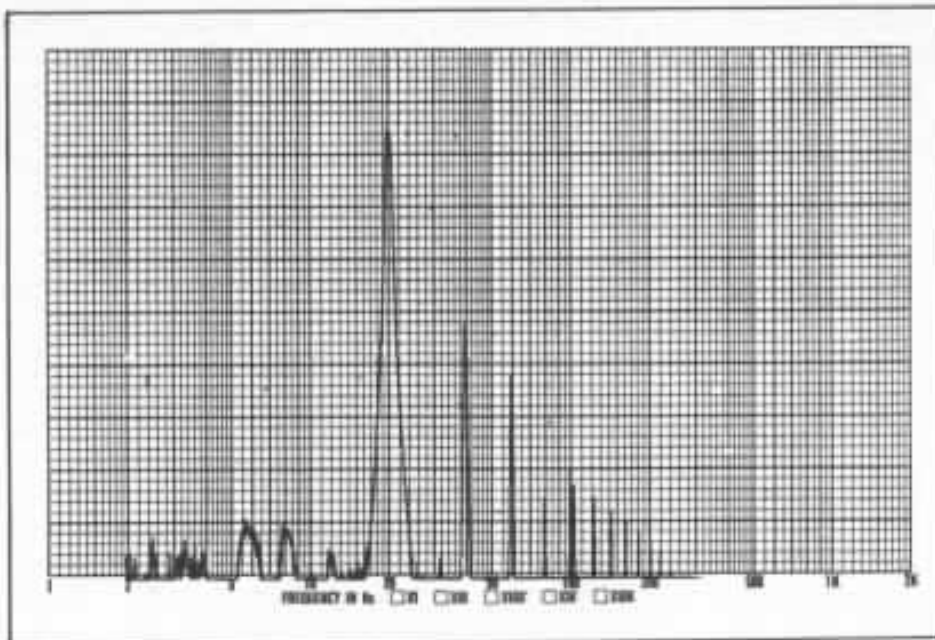


Fig. 13 (A) : Amplificateur à simple étage de sortie, tube PX 4 (Marconi) de puissance 5 watts. Le circuit, très simple, n'utilise pas de contre-réaction négative. Le tube triode de sortie, particulièrement bon, procure, malgré un taux de distorsion assez important (plus de 1 %) une impression subjective de distorsion pratiquement nulle et surtout une définition très poussée. Remarquer l'exceptionnelle régularité du spectre harmonique, s'étendant jusqu'à l'harmonique 13. Cette caractéristique ne doit pas être confondue avec une courbe de distorsion près de la saturation procurant un taux d'harmoniques impairs élevé.

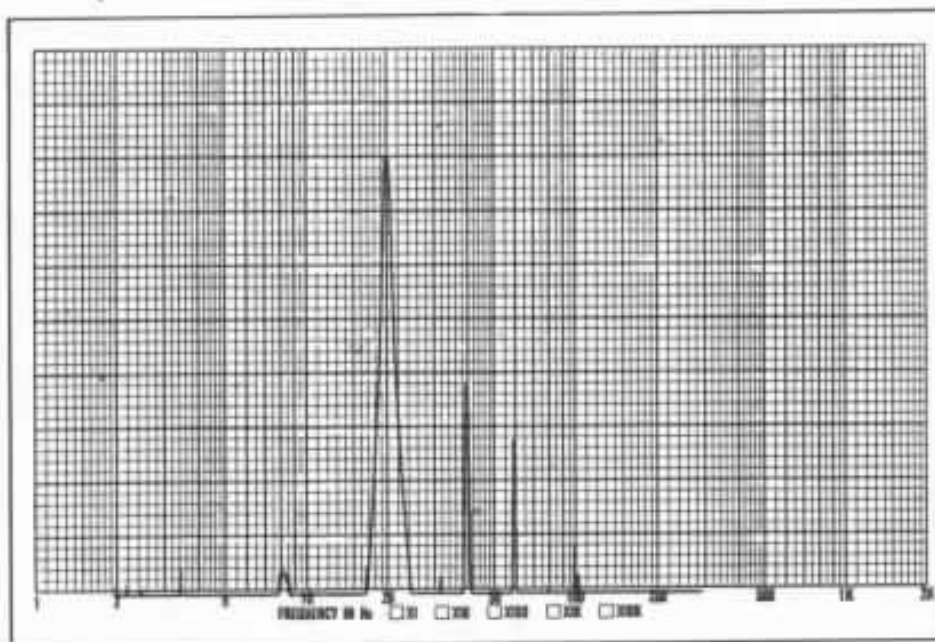


Fig. 13 (B) : Même amplificateur qu'en 13 (A), mais sur lequel on a appliqué un taux de contre-réaction négative de 6 dB, ce qui est malgré tout très peu. Bien que le taux de distorsion ait baissé, bien que la bande passante soit légèrement élargie, on note comme un « tassement » du son, un manque d'aération, de finesse (dans l'aigu). Remarquer que les harmoniques de rang élevé ont disparu, absorbés par la boucle de contre-réaction.

duisent une forme de distorsion trop instable en fonction du niveau, de la fréquence et des variations transitoires de chacun

d'eux pour ne pas passer inaperçue à l'écoute.

La figure 12 montre sous forme graphique ce spectre de

Fi  
an  
pr  
gé  
réu  
ap  
di  
in  
re  
tr  
tu  
m  
T  
d'  
re  
pe  
m  
si  
re  
qu  
sp  
m  
ré  
pe  
qu  
la  
ta  
qu  
so  
-  
-  
-  
de  
ne  
-  
ch  
-  
qu

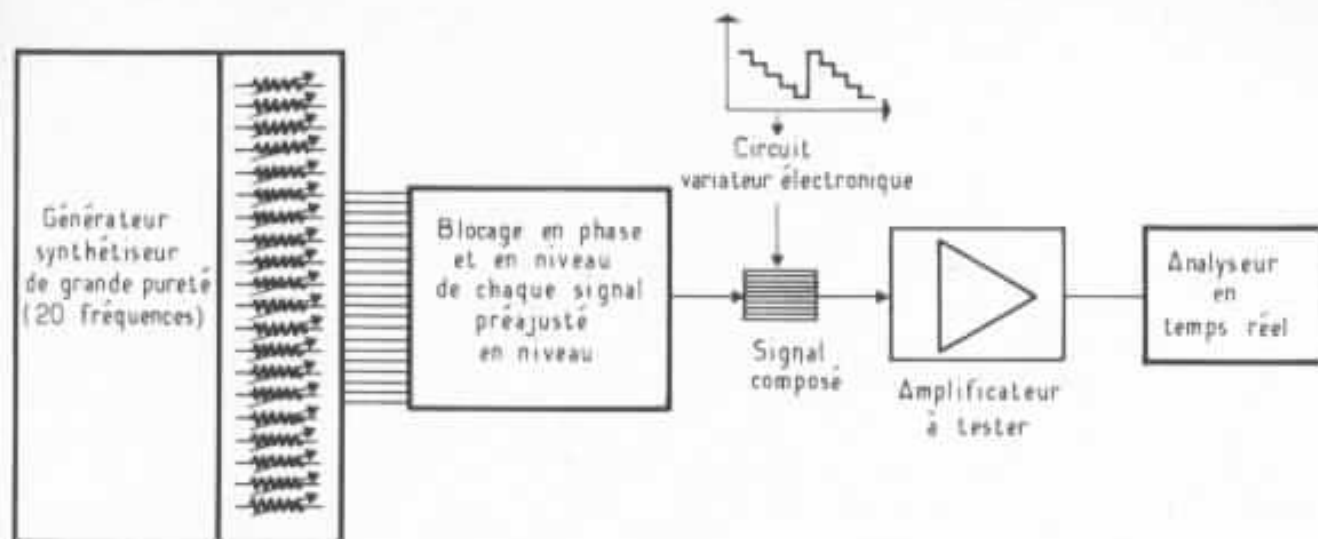


Fig. 14 : Méthode de mesure permettant de connaître le comportement d'un circuit amplificateur recevant un signal audio complexe, mais prédéterminé avec précision (composition de ce signal). L'analyseur permet une comparaison précise de niveau de chaque harmonique avec le signal original. Cette méthode de mesure, demandant l'utilisation d'un générateur/synthétiseur de très haute pureté spectrale, a permis de constater que la plupart des boucles de contre-réaction négative ont une fâcheuse tendance à absorber les rangs harmoniques élevés et de faible niveau du signal audio appliqué.

distorsion idéal, puisque passant inaperçu à l'écoute. Il est à remarquer que certains tubes triodes, certains montages à tubes monolampe tels que les montages à tubes 300 B, PX 4, TM 100, VT 52 permettent d'obtenir un spectre d'allure remarquablement proche. Si, par le moyen d'autres trucages et montages, y compris ceux à transistors, on croit y arriver, cela ne reste valable que sur le plan statique. Sur le plan dynamique, ce spectre change et devient facilement instable. Quant à la contre-réaction, il faut reconnaître, à part les quelques avantages qu'elle procure (élargissement de la bande passante, réduction du taux de distorsion harmonique), que les défauts qu'elle rajoute sont nombreux :

- instabilité dynamique ;
- distorsion « dure » ;
- saturation « dure » (sommet de la sinusoïde « tranché » et non « arrondi ») ;
- instabilité (présence de la charge active du haut-parleur) ;
- absorption des rangs harmoniques élevés.

Pour ce dernier défaut, la figure 13 représente en A le spectre de distorsion d'un amplificateur à tube monolampe (PX 4, Marconi) sans contre-réaction négative. En B, l'application de la contre-réaction, réduisant le taux de distorsion, absorbe les harmoniques de rang élevé. Ceci explique l'impression subjective de « manques » divers sur le plan musical : son moins « brillant », moins « aéré », bruit de l'archet du violon (sorte de bruit blanc) moins perceptible, etc.

Sur ce point, une expérience récente a été décisive. Elle consiste à utiliser un générateur synthétiseur de très grande pureté (ce qui est très rare), capable de fournir simultanément plus de vingt sinusoïdes que l'on peut bloquer en phase et en niveau. Le tout doit d'autre part posséder un rapport signal/bruit exceptionnel si l'on veut « imiter » un signal musical (la plupart des harmoniques ne représentant chacun que 0,01 à 0,5 % de l'énergie totale). La figure 14 montre ce signal qui, une fois composé et bloqué en phase et en

niveau passe par un variateur de niveau aléatoire (variateur électronique). Ce signal, envoyé sur un amplificateur et amplifié par ce dernier, est ensuite analysé et mis en mémoire. Cette méthode, complexe et difficile à réaliser, car demandant un générateur synthétiseur particulièrement performant, est la seule capable de prouver qu'un circuit de contre-réaction absorbe, dans presque tous les cas, les harmoniques de rang élevé et de très faible niveau du signal amplifié. Sur le plan subjectif, cette mesure prouve que des milliers d'amateurs d'amplificateurs à tubes (la plupart des amateurs japonais) ne se trompent pas s'ils préfèrent des circuits simples, sans contre-réaction négative, et des tubes de sortie triode en montage monolampe. La figure 11 montre, pour certains spectres de distorsion, les causes essentielles de déformation ou d'instabilité.

Pour clore cet article sur l'harmonie, la distorsion, les effets de masque, il semble important de signaler que les tables de lecture,

## RÉFÉRENCES

- H. Fletcher *Speech and Hearing*, Van Nostrand, 1929.
- W.R. Gardner ; *The effect of frequency spectrum on temporal integration of energy in the ear. A redetermination of the equal-loudness relation of pure tones (Normes ISO TC 43, 1955).*
- Mathes R.C., Miller R.L. *Phase effects in monaural perception*, JASA, 1947.
- S.S. Stevens, J.E. Hawkins ; *The masking of pure tone by white noise (JASA, 1950).*
- Zwicker E. ; *Critical bandwidth in loudness summation (JASA, 1957).*
- S.S. Stevens, F. Warshofsky ; *Sound and Hearing*, Time/Life, USA, 1965.
- H. Sakai ; *Harmony and relations to distortion (NHK, 1980).*
- R. Lafaurie ; *A propos de la physique du violon*, *Revue du Son* n° 129, 1964.
- Yoshida, Yamaguchi, Miura ; *Sound and Speech*, Denshi publications, 1970, Japan).
- *Conférences de Journées d'Etudes, 1976, Editions Radio.*
- Howard M. Tremaine ; *Audio-Cyclopedia*, Howard W. Sams, New York, 1969.
- E. Zwicker, R. Feldtkeller ; *Traité fondamental sur l'oreille, récepteur d'informations*, Stuttgart, 1967.
- Y. Kita, *Osaka music college.*
- *Normes musicales, références japonaises J.I.S., normes Z 8109, 1967.*
- M. Cleyet-Michaud ; *Le nombre d'Or*, Presses Universitaires de France, 1973.
- P. Righini ; *Transitoires d'extinction et d'attaque du son, influence sur le timbre. Revue du Son*, n° 163, 1966.
- J. Hiraga ; *Amplificateurs, l'analyse spectrale de la distortion par harmoniques. Revue du Son*, n° 272, 1975.
- *Fukuoka Distortion Society ; Amplifiers distortion, 1972.*

les bras de lecture, les haut-parleurs peuvent facilement provoquer des défauts qui vont se répercuter, non pas sur le rapport signal/bruit, mais sur l'harmonie des sons, sur des effets éventuels de *dissonance*. Pour les tables de lecture, les bras de lecture ou les haut-parleurs, certaines résonances mécaniques d'amplitude élevée ont tendance à « décaler », à « déplacer » certaines fréquences du signal audio, exactement à l'image d'une résonance par « sympathie » des cordes d'un piano. Certains constructeurs de tables de lecture ont pu ainsi prouver aisément, lors de démonstrations en public, qu'un disque (soigneusement choisi), comme un passage lent de duo de piano et de guitare, pouvait sur certaines tables de lecture (bien entendu des marques rivales) donner l'impression très nette d'un « battement » lors de l'accord piano/guitare, battement de fréquence très basse, mais nettement perceptible, alors que la table de lecture en question donnait un accord bien « filé », ce jusqu'à l'extinction complète du son.

Ceci nous fait revenir à la figure 7 où l'on voit que des sons purs, altérés par de nombreux harmoniques, deviennent particulièrement difficiles à bien s'accorder et que des taux de distortion, même très faibles, sont cependant suffisants pour provoquer les défauts relatés dans cet article.

Pour conclure, on peut penser que, si des progrès très importants ont été effectués dans le domaine audio durant les dernières années, le travail restant à faire semble le plus difficile puisqu'il s'agit de reproduire parfaitement tous les sons, y compris ce qui est pourtant presque essentiel, c'est-à-dire toutes les « micro-informations », micro-informations qui sont nécessaires pour respecter le timbre.

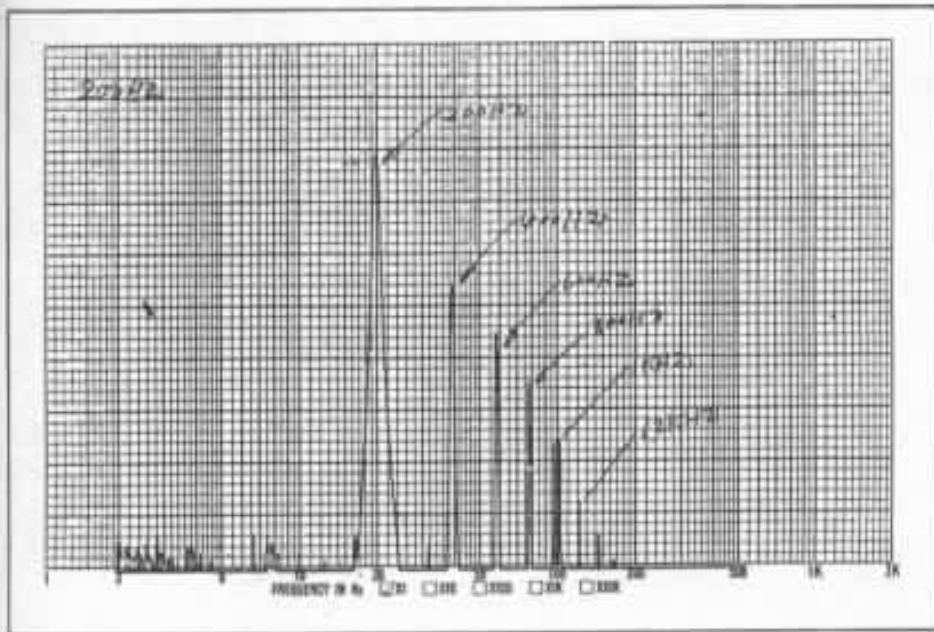


Fig.15 : Amplificateur simple étage à tube de sortie triode de grande puissance de dissipation, à haute linéarité, de référence 300 B. Remarquer la courbe exemplaire du spectre de distorsion.

bre d'un instrument, recréer l'ambiance d'une salle de concert, l'effet d'espace ou de direc-

tion ainsi que toute « l'émotion » que contient la musique. Les caractéristiques de non-

linéarité statique et dynamique des divers maillons d'une part et, d'autre part, le degré de stabilité de travail de ces divers maillons sont les principaux phénomènes qui entravent une reproduction parfaite des sons et de la musique.

En 1981, il reste pratiquement impossible de construire en série des violons de la qualité sonore des meilleurs Stradivarius. Et ce n'est sans doute pas seulement par snobisme que certains artistes n'hésitent pas à payer une véritable fortune pour se procurer un bel instrument d'époque.

Or, croire qu'avec les maillons de reproduction sonore actuels, il doit être possible de reproduire parfaitement le timbre de tels instruments... est peut-être une erreur fondamentale, une grande illusion.



**Page non  
disponible**



# Les problèmes acoustiques d'un audiophile

*Gustavo Altieri*

*Dans plusieurs numéros de L'Audiophile nous avons exposé les principes fondamentaux qui orientent les travaux de conditionnement acoustique d'une salle d'écoute. Désormais, nous vous ferons participer à certaines de nos réalisations pratiques, constituant des exemples intéressants dans lesquels peuvent se sentir identifiés un nombre important d'amateurs de la reproduction sonore de qualité.*

## **Histoire d'un audiophile**

Monsieur Bonin est propriétaire d'un confortable pavillon situé dans la région parisienne. Il a une passion : la musique, passion « comprise » et puis partagée par Mme Bonin. Leurs deux petits enfants complètent le cadre de cette jeune famille qui avait, parmi ses projets, décidé de constituer une chaîne haute fidélité de grande qualité. Sans précipitations, monsieur Bonin se lance à la conquête de sa chaîne. Méthodiquement il rend visite à un certain nombre de revendeurs spécialisés pour essayer les matériels les plus évo-

lués (en « filtrant », parfois, les appréciations à valeur exclusivement commerciale) à l'aide du meilleur système d'évaluation connu à notre époque : l'écoute critique.

Notre ami arrive ainsi à rassembler un équipement performant et surtout bien adapté à son goût musical. La longue attente arrive à sa fin, la salle de séjour abritant désormais une platine Ariston, une électronique Van Alstine, des enceintes IMF. Cependant, les résultats étaient décevants : pas de profondeur de l'image sonore, gonflement de certaines régions du spectre,

manque de précision dans le grave, distribution spatiale imparfaite... rien à voir avec les performances qui ont motivé le choix chez le professionnel !

« Voilà que ma chaîne est en panne » pensa M. Bonin. Le revendeur, après révision du système, n'en revient pas : c'est mauvais ! D'un commun accord revendeur et client réécoutent le même matériel dans la boutique... puis ils réinstallent dans l'auditorium *les éléments appartenant à M. Bonin*. Dans les deux occasions notre audiophile retrouve le son qu'il avait aimé. Alors : la salle est en

cause. Plusieurs configurations ont été envisagées. La déception devient énorme et traumatisante. Le temps passe et M. Bonin n'écoute que les défauts de sa chaîne. Impossible. La chaîne rêvée devient la chaîne haïe. La famille décide, donc, de faire appel à des spécialistes de l'acoustique, mais qui ? Un monsieur, arrive, représentant une société qui annonce « Acoustique, installation de faux plafonds », M. Bonin « sent » que la solution proposée... (installation d'un faux plafond), ne découle pas d'une étude sérieuse, surtout quant on n'a même pas demandé d'écouter la chaîne !

Non, il faut faire appel à des véritables acousticiens, le bottin donne les renseignements nécessaires d'une société « d'études acoustiques », mais il s'agit d'un groupe de consultants internationaux qui font vite savoir, d'une manière plus ou moins correcte que la musique n'était pas leur affaire. On peut se demander, pourquoi cette introduction à caractère historique ? Simplement parce que M. et Mme Bonin ont ainsi constaté que conditionnement acoustique et isolation ne sont pas synonymes, qu'il n'existe pas une solution miracle pour tous les cas, que l'acoustique demeure une discipline mal connue et que enfin, une excellente chaîne peut fournir un son de mauvaise qualité dans une salle inadaptée.

C'est après une année de nombreuses démarches que M. Bonin, suivant un conseil du revendeur haute fidélité, prend contact avec L'Audiophile pour nous exposer son problème. Nous ne voudrions pas cependant nous attribuer le rôle de « Zorro de l'acoustique » qui arrive juste à temps pour mettre fin aux malheurs d'une famille de mélomanes en détresse. Non, la technique appartient à tous ceux qui ont étudié sérieusement les problèmes de propagation

sonore; notre particularité consiste à comprendre que, pour quelques personnes, le respect de Mozart ou de Louis Armstrong peut devenir une préoccupation majeure.

### La salle

Les dimensions de la salle et la disposition schématique des meubles sont rapportées dans la figure 1. Dans ces conditions nous avons écouté la chaîne, nous avons effectué certaines mesures acoustiques, et à partir des premières conclusions tirées sur place, nous avons étudié le comportement vibratoire des murs délimitant la pièce.

A partir d'un disque de bruit filtré à 1/3 d'octave nous avons obtenue la réponse amplitude/fréquence de l'ensemble de reproduction sonore : depuis la lecture jusqu'à la pièce. La représentation graphique est rap-

portée en figures 2 et 3. Le premier graphique correspond à la juxtaposition des voies droite et gauche, tandis que la figure 3 montre la réponse individuelle de chaque voie.

Il n'est pas nécessaire de rappeler que ce type de mesure est considéré uniquement comme un indice du comportement de la salle. Elle n'est pas représentative de la qualité musicale, seulement elle peut mettre en évidence certains défauts importants. Dans cette optique nous avons analysé les courbes, elles nous permettent de considérer que certaines caractéristiques subjectives de l'écoute trouvaient une explication physique concernant la salle :

- dureté dans les aigus
- basses artificiellement gonflées.
- déséquilibre tonal entre les deux voies.

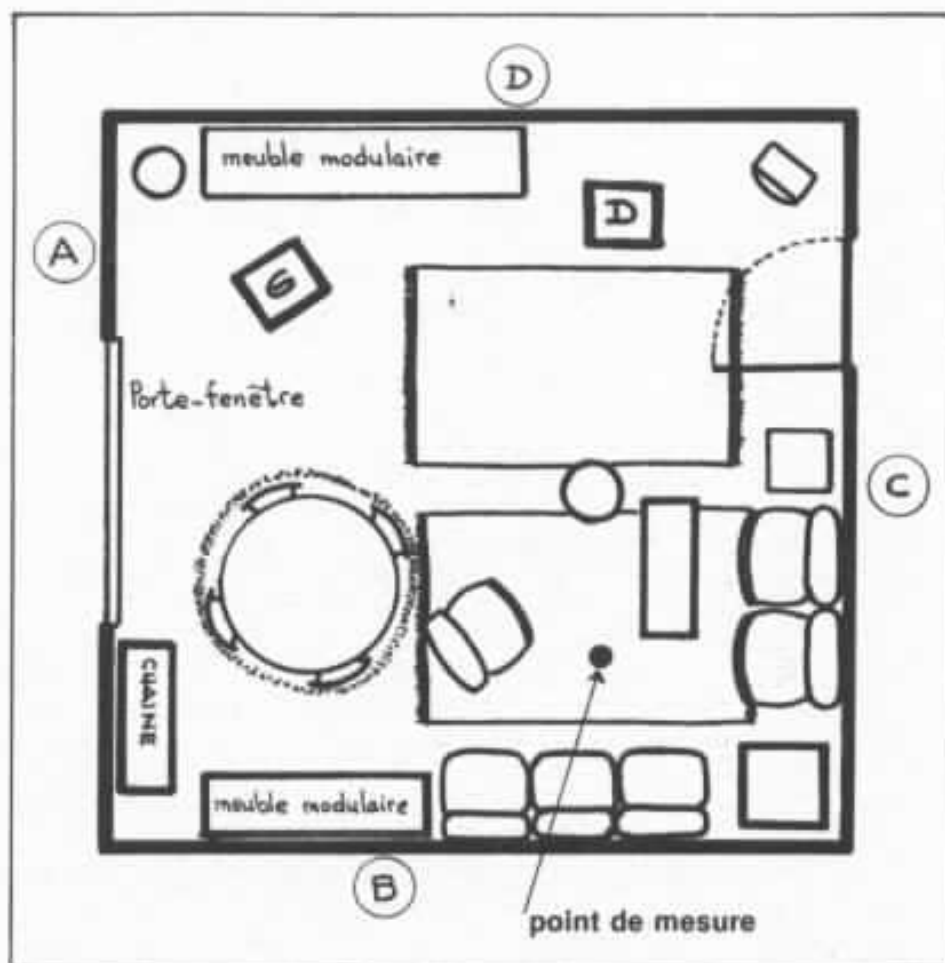


Fig. 1 : Disposition des éléments de la salle.  
G : enceinte gauche D : enceinte droite

## Solutions

Elles sont résumées dans le chapitre « modifications conseillées » qui fait partie du dossier remis à M. Bonin. Nous reproduisons cette partie du document. « Les modifications de caractères acoustiques suggérées comme conséquence des constatations antérieures obéissent aux critères suivants :

- La salle remplit des fonctions de salle de séjour normale, et ceci représente une série de conditions limitatives au sujet des matériaux, de la distribution des éléments et des éventuels travaux de pose.

- Les proportions de la salle n'étant pas optimales, nous sommes obligés de suivre un compromis au niveau du placement des enceintes. Cependant, cette caractéristique ne doit pas interdire l'obtention d'une écoute bien meilleure que celle obtenue actuellement.

- Un effort a été fait pour conserver le mobilier existant et pour garder l'esprit exprimé par les propriétaires en matière d'aménagement intérieur de la salle.

- Les modifications proposées n'exigent pas des investissements disproportionnés ni des bouleversements dans l'organisation de l'habitation.

a) Nouvelle distribution des éléments selon le schéma de la figure 4. On obtient un meilleur équilibre acoustique et la mise en valeur d'une surface réfléchissante derrière les enceintes (recherche d'un plan sonore homogène).

b) Modification de la paroi (c) selon le schéma de la figure 1.

- on travaille de façon à éviter les vibrations de la surface.

- on établit une aire d'amortissement acoustique importante (suppression des réflexions immédiates et équilibre des autres surfaces dures).

c) construction de deux régions absorbantes (e) et (f).

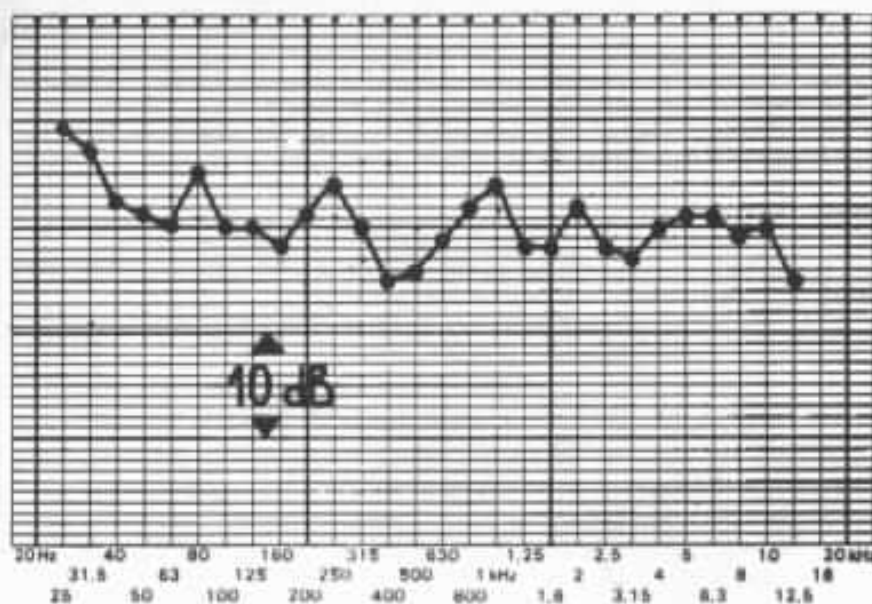


Fig. 2 : Réponse droite + gauche

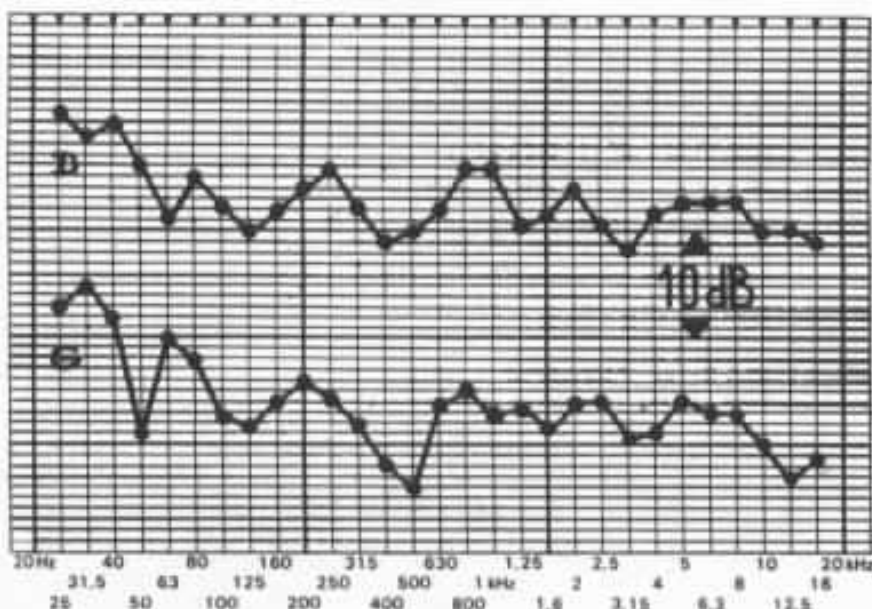


Fig. 3 : Réponse : a) droite b) gauche

La voie gauche montre, aussi, un écart de 20 dB entre l'extrême grave et la région de 500 Hz.

Notre regard se tourna, ensuite, vers les surfaces délimitant l'espace acoustique. Nous avons constaté, aussi, que la paroi située immédiatement derrière la place des auditeurs était extrêmement sensible aux émissions graves des enceintes. Elle est constituée d'une structure légère, et son comportement vibratoire apporte sensiblement le champ sonore à proximité de la zone d'écoute.

La forme de la salle, presque

carrée, constitue un élément défavorable. Dans l'impossibilité de modifier cet état de choses, nous appliquons un concept qui a fait ses preuves dans d'autres cas : le traitement du mur opposé aux enceintes avec un absorbant énergétique. Il est possible de créer, ainsi, une sorte de longueur virtuelle de la salle qui est supérieure aux dimensions physiques d'origine. Ce traitement élimine, aussi, les réflexions produites à proximité de l'auditeur qui vont masquer les signaux arrivant directement de la source.

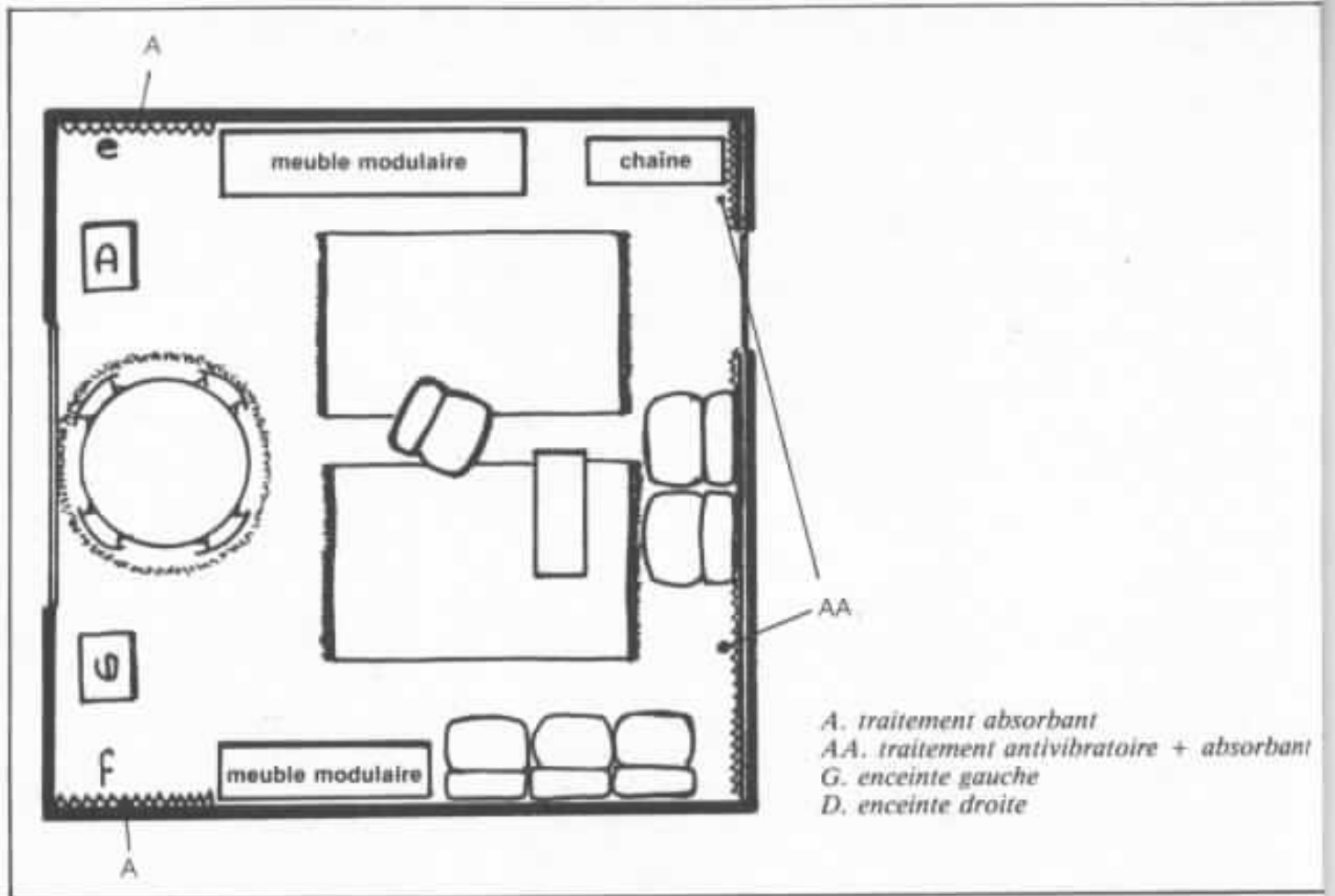


Fig. 4 : Distribution proposée

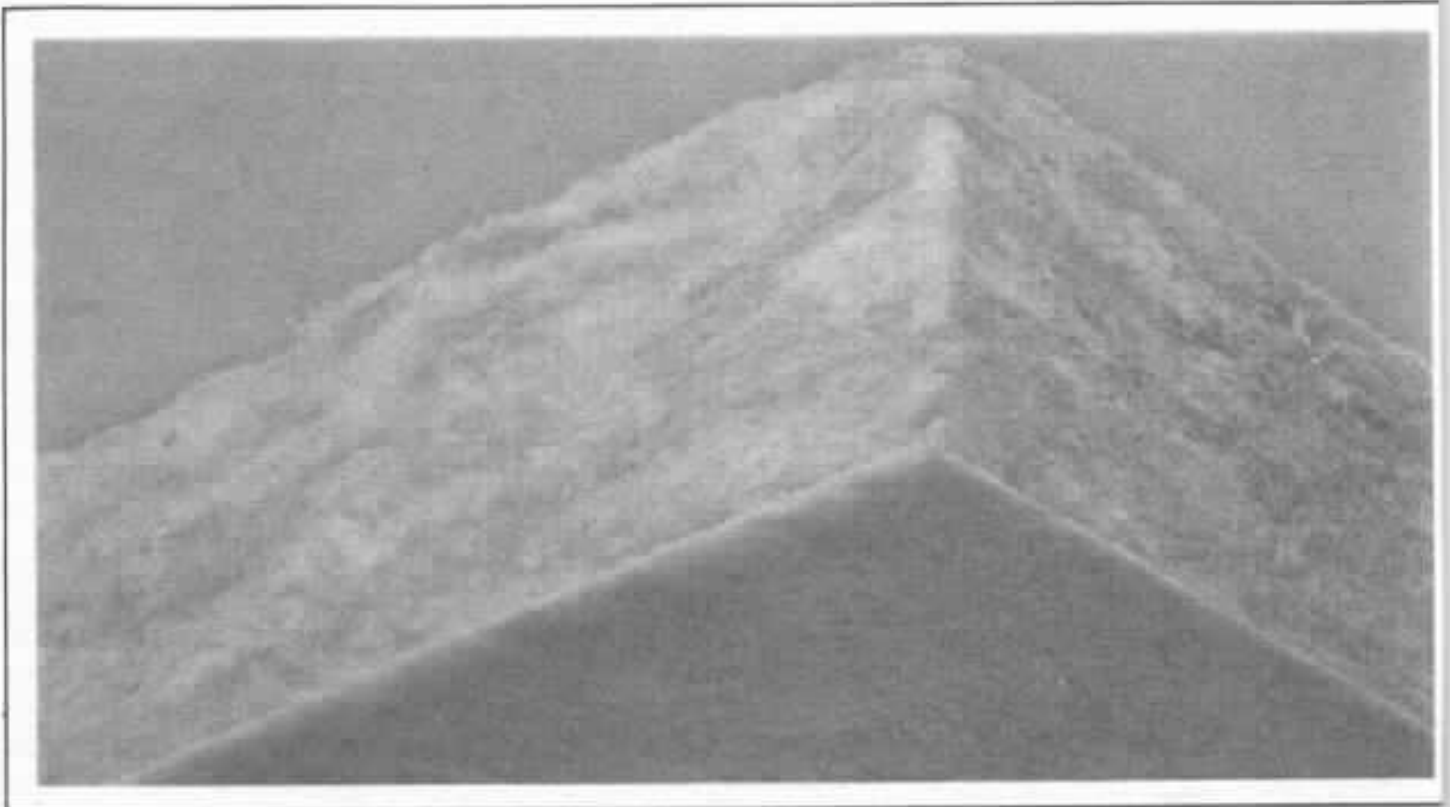


Fig. 6 : Présentation du matériau absorbant utilisé.

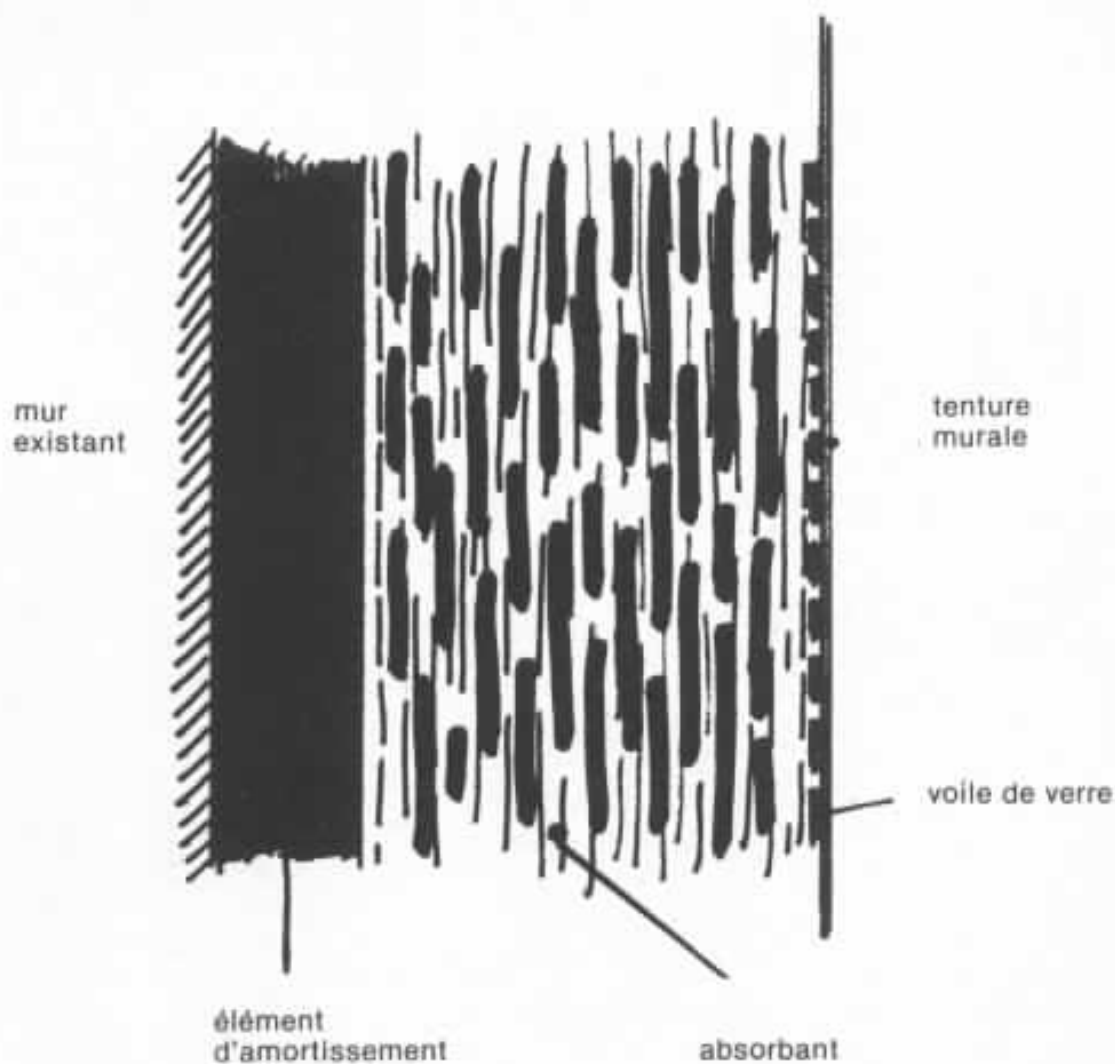


Fig. 5 : traitement du mur (C)  
coupe en dimensions réelles

Le type de matériau employé est fonction de l'efficacité acoustique, des propriétés esthétiques, des coûts et des conditions de pose.

### Exécution des travaux

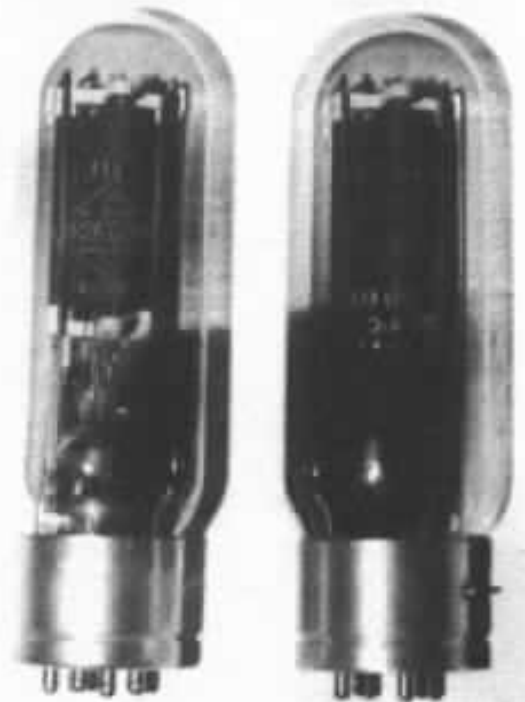
La paroi (c) a été doublée d'un élément amortissant collé à la surface existente. Le matériau se présente sous forme de panneaux de fibre de roche agglomérée de 16 mm d'épaisseur qui se découpe selon la géométrie de la cloison. Le tenue mécanique des panneaux permet une associa-

tion facile avec le matériau qui complète le traitement. Celui-ci est composé de 5 cm de fibre de roche volcanique et d'un voile de fibre de verre non tissée de 0,4 mm d'épaisseur. (Figures 5 et 6), le dernier matériaux a servi, également, pour le traitement des deux surfaces latérales indiquées e et f dans le schéma de la figure 4.

Une tenture murale de qualité a fini cette salle, non sans être à l'origine d'importantes difficultés de pose à cause des différences de niveau entre les portes non traitées et les surfaces qui ont

reçu plusieurs centimètres de traitement acoustique. Ces difficultés vaincues nous avons constaté que le conditionnement acoustique était réussi et, qu'en même temps, nous avons créé des conditions thermiques très intéressantes.

En résumé M. Bonin peut envisager, maintenant, le passionnant travail d'optimisation de sa chaîne dans une salle appropriée, isolée du point de vue thermique et, grâce au goût de Mme Bonin dans le choix des matériaux de finition... d'un très bel aspect.



# Amplificateur classe A, 35 W avec des triodes 211

*José Gomes*

*Le Portugal ne possède pas de traditions dans le domaine de l'électronique appliquée à l'audio. Les influences les plus évidentes sont venues des USA surtout par l'intermédiaire du Brésil pendant les années 1950 à 1960. A cette époque, il y avait quelques mélomanes passionnés qui, peu à peu, ont fait apparaître une nouvelle génération d'audiophiles encore peu nombreuses mais prometteuse.*

*Devant une telle situation, le projet qui va être décrit constitue une solution de haute qualité, n'employant que des « technologies douces », tout en maintenant une définition et une dynamique très poussées.*

## 1 - Les bases du projet

Le point de départ du projet peut être résumé dans les points suivants :

- 1 - Puissance minimale de 30 W.
- 2 - Etage de sortie avec des triodes à chauffage direct polarisés en classe A.
- 3 - Utilisation de seulement deux étages d'amplification.
- 4 - Rétroalimentation négative nulle ou 6 dB maximum.
- 5 - Dans les alimentations, utilisation de condensateurs non-électrochimiques, si possible.
- 6 - Symétrie totale de l'entrée jusqu'à la sortie, si possible.

7 - DHT inférieure à 1% à pleine puissance avec un spectre doux et régulier soit en fréquence soit en puissance.

De cette façon, je cherchais dès le départ une qualité sonore proche des vieux amplificateurs de prestige à tubes (Loftin-White, WE 91 A, Marantz 8 B, etc.).

## 2 - Le choix des tubes de puissance

La puissance et la DHT imposées ont fait pencher le projet vers un schéma push-pull simple. Prenant en compte les pertes

dans le transformateur de sortie du fait que les triodes possèdent, en classe A, un rendement de l'ordre des 25%, la dissipation de plaque par tube sera :

$$\frac{1}{2} \times 35W \times \frac{1}{0,25} = 70W$$

Avec les yeux fixés sur la fameuse WE 300 B, le choix s'est résumé (pour raisons de marché) aux types 2 A3, 6 A3, 211, 810, 811, et 845. A part les 2 A3 et 6 A3 (dissipation de plaque de 15 W), l'option se résumait aux types 211 et 845. La 810 et la





Aussi devra-t-elle faire l'objet d'un choix judicieux à l'achat.

#### 4 - L'étage de puissance

Dans les conditions de polarisation déjà vues, le tube 211 débite 19,7 W sur une charge de 9,2 k $\Omega$  avec 5 % de DHT, dans un amplificateur classe A simple étage. Dans les mêmes conditions de charge, un push-pull classique aurait la configuration représentée dans la Fig. 1.

Ici apparaît la première difficulté du projet. En fait, la qualité des transformateurs de sortie se dégrade très rapidement lorsque l'impédance primaire dépasse 5 ou 6 k $\Omega$  cet aspect a été l'objet de plusieurs remarques dans les articles de Jean Hiraga (Voir L'Audiophile N<sup>os</sup> 9, 10 et 14).

Dans le cas des 211, l'impédance primaire pourrait être réduite à 12 ou 13 k $\Omega$  pour un fonctionnement classe A à fond, mais c'est encore trop pour un transformateur de sortie de haute qualité. La solution trouvée est originale, bien qu'elle ait des précédents. C'est le cas d'un amplificateur produit par la Deutsche Philips AG pendant les années 50 (Fig. 2).

Comme on peut voir, cet amplificateur avait l'étage de sortie en pont (2 X EL 81 en classe B) et débitait 10 W avec 0,2% de DHT même sans posséder une boucle de contre-réaction globale. Ce montage présentait un intérêt commercial évident, il supprimait les fameux transitoires de commutation en classe B avec un transformateur de sortie relativement bon marché.

On remarquera la charge cathodique totale ce qui fait que l'étage de sortie travaille sans aucun gain de tension et sans distorsion (montage du type suiveur-cathodique). Si c'est admissible dans le cas des EL 81 (tension grille - cathode basse, impédance de sortie basse et

puissance peu élevée), un tel montage doit être exclu avec les 211. Quelques calculs sont éloquentes. 35 W sur 5 k $\Omega$  représentent une tension efficace de 410 volts. Avec 100 volts efficaces de tension grille-grille dans le push-pull cela signifierait que le premier étage est obligé de fournir plus de 500 V sans saturation à partir de 1 ou 2 V à l'entrée; une telle excitation touche les limites du cauchemar.

L'alternative retenue a été le montage en pont mais avec charge anodique ce qui permet

d'avoir un push-pull de 211 fonctionnant dans les conditions référées ci-dessus avec seulement 4,6 k $\Omega$  de plaque-à-plaque (Fig. 3). Si l'on compare ce schéma avec le push-pull classique, celui-ci possède des avantages qui justifient le peu de faveur que les constructeurs ont donné au montage en pont. Cependant, le fait d'avoir une charge, vue du primaire, de seulement 1/4 de celle d'un push-pull classique est décisif dans le cas des 211 poussées à fond. Les audiophiles intéressés dans la construction d'amplifica-

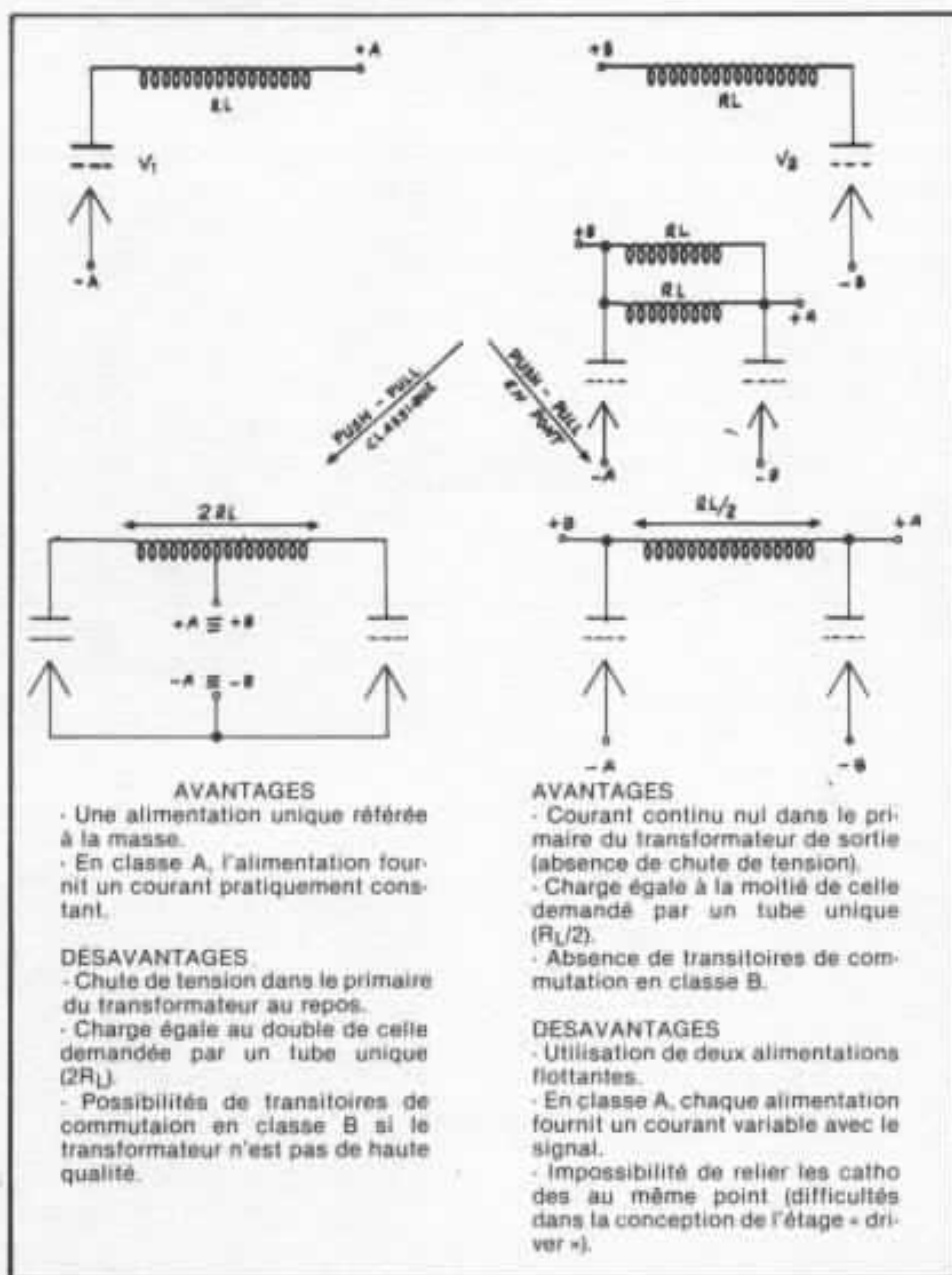


Fig. 3 : Comparaison entre les push-pull classique et en pont.

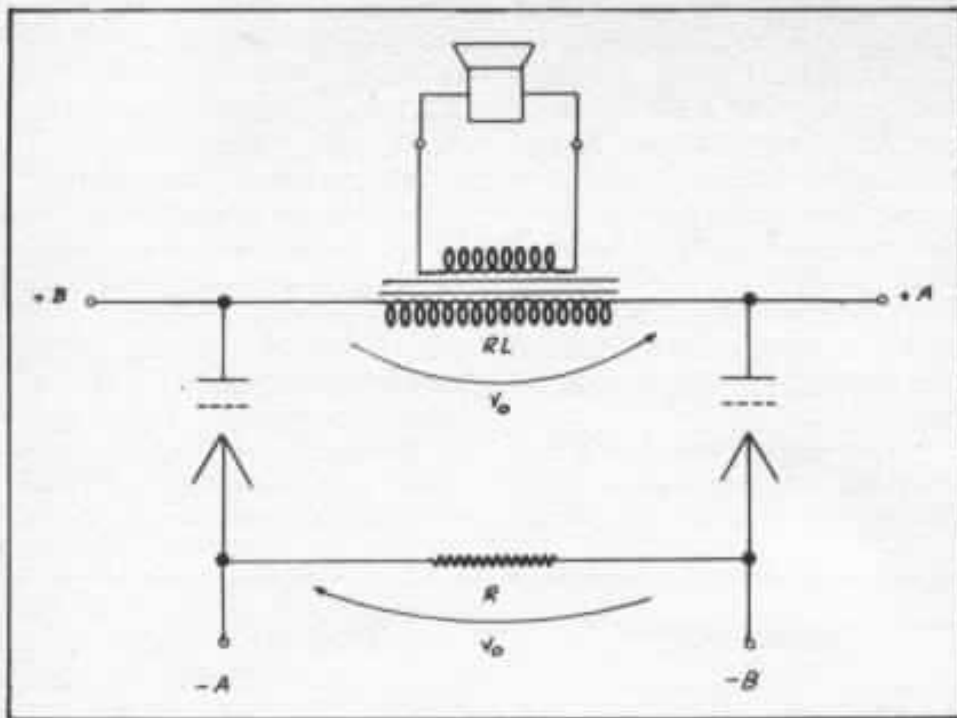


Fig. 4 : La charge vue par le montage est  $\frac{R \cdot R_L}{R + R_L}$

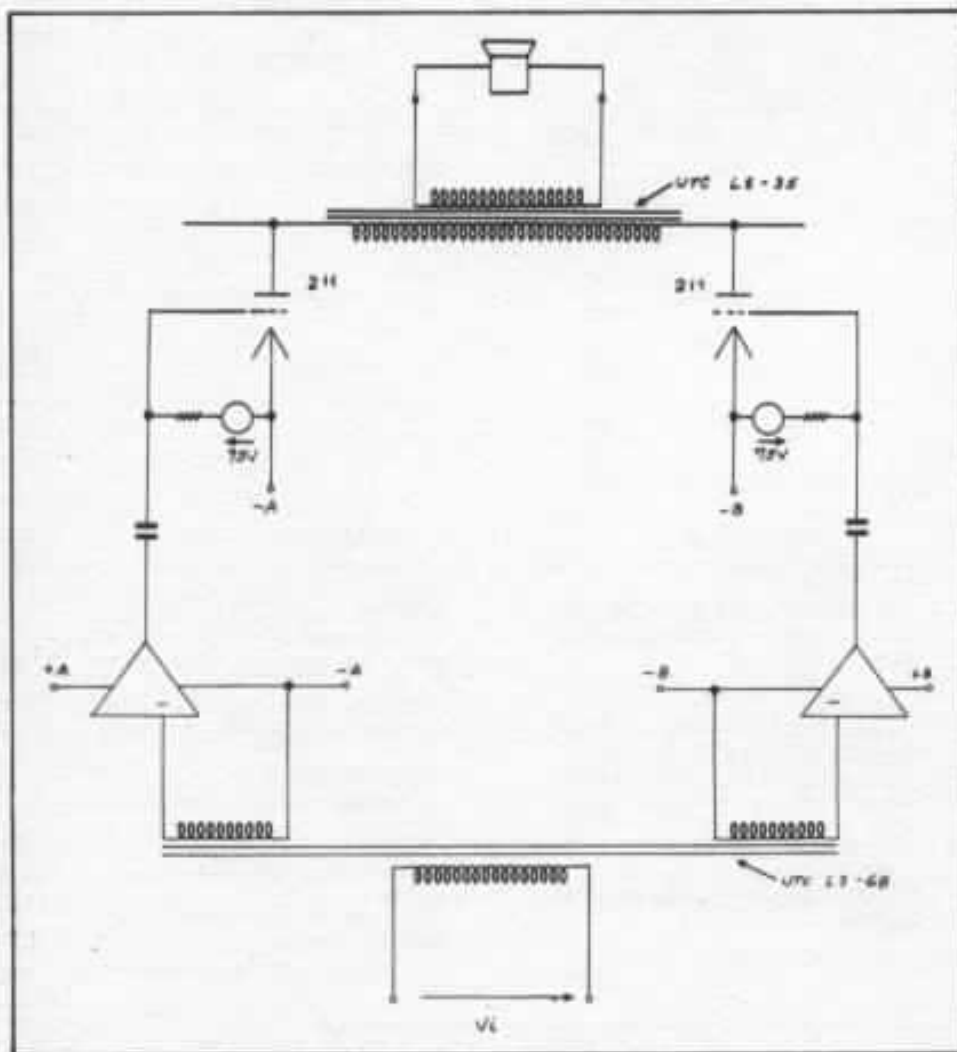


Fig. 5 : Schéma de blocs de l'amplificateur

teurs à moyenne ou forte puissance de qualité avec des tubes d'émission dans la sortie, pourront trouver ce montage très intéressant.

## 5 - Excitation de l'étage de sortie

Avant d'aborder les détails de l'étage d'entrée, il faut dire quelques mots sur les difficultés posées par le montage en pont des tubes 211. Avant tout, n'importe quelle résistance placée entre les points -A et -B va apparaître en parallèle avec la charge, en abaissant ainsi le rendement de l'étage (Fig. 4).

En second lieu, le fait d'exciter les deux tubes par un amplificateur symétrique avec son alimentation, donne lieu à une rétroalimentation négative de 100 % qui détruit le gain de l'étage de sortie.

Sans rentrer dans les détails de toutes les alternatives possibles, la solution finalement retenue fut l'attaque de chaque 211 par un ampli indépendant comme le montre la figure 5. Les raisons d'un tel choix sont surtout de qualité subjective.

Dans la seconde partie sera présentée une version sans le transformateur d'entrée mais qui s'est montrée inférieure en définition et stabilité des plans sonores dans le registre médium-aigu.



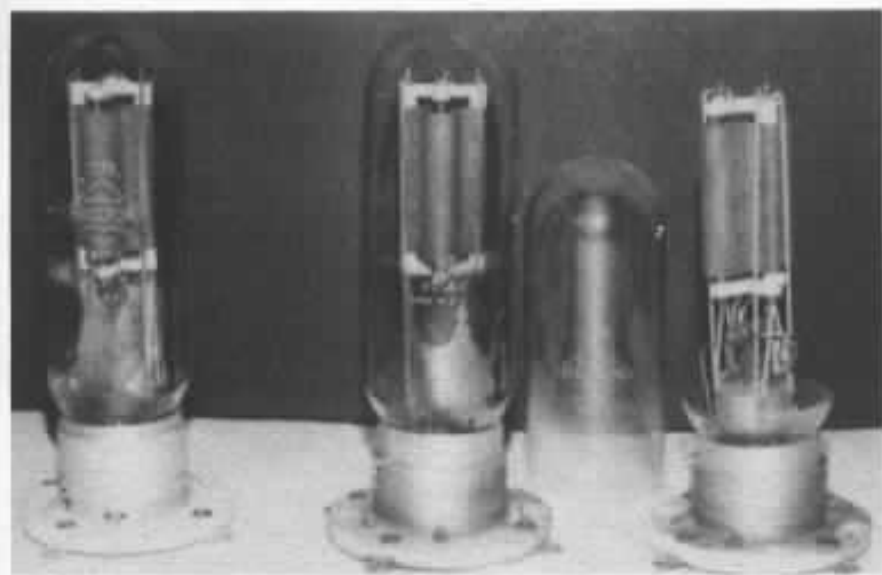
Transformateur de sortie UTC LS-35

## 6 - L'étage d'entrée

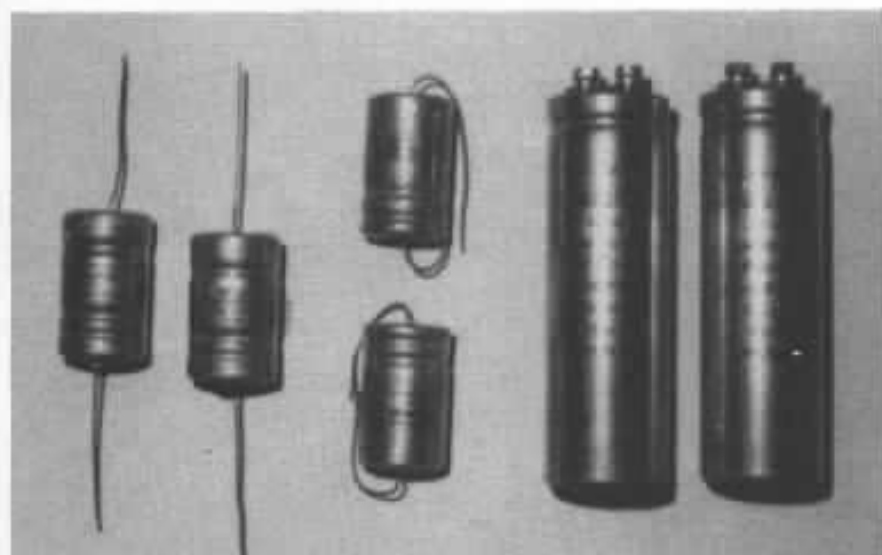
Un amplificateur avec un push-pull de triodes dans la sortie possède des caractéristiques électroacoustiques très particulières qui en rendront le son différent d'un autre avec des tétrodes, pentodes, transistors bipolaires ou dispositifs de la famille des Fet. Sans aller jusqu'aux aspects de non-linéarité (très importants, sans doute), le modèle linéaire de Thévenin montre déjà beaucoup de différences. En fait, les caractéristiques de plaque d'une triode s'approchent de celles d'un générateur de tension à faible gain avec une résistance dynamique série basse (c'est ce que l'on pourra appeler caractéristiques de droite); par contre, les autres dispositifs cités possèdent des courbes équivalentes à un générateur de tension à gain élevé avec une résistance dynamique élevée aussi (caractéristiques de gauche à cause de la courbure due à l'harmonique 3).

Dès que Lee Forest a découvert la triode en 1907, ce dispositif actif s'est maintenu jusqu'à nos jours sans équivalent. En effet, il ne peut être approché par d'autres dispositifs qu'avec des « trucs » (rétroalimentation, montages spéciaux, etc). En particulier, une triode à chauffage direct en classe A produit un spectre de distorsion avec harmonique 2 largement prédominante et harmonique 3 de 10 à 50 fois inférieure en amplitude. Dans ces conditions, lorsqu'on passe à un montage symétrique, le résidu de distorsion par harmoniques impairs est si bas qu'il est difficilement égalé par les actuels circuits à Mos-Fet sans contre-réaction.

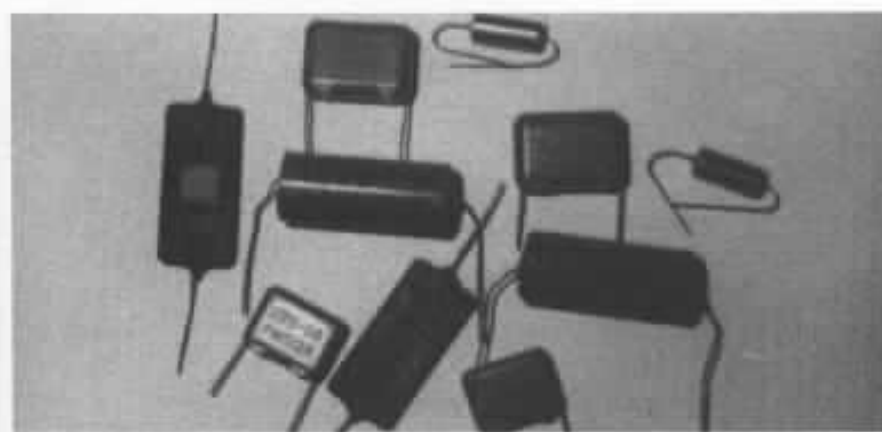
D'un autre côté, les inconvénients de la triode de puissance consistent en un rendement faible, une sensibilité de tension basse et un effet Miller prononcé (capacité grille-anode élevée).



Tubes VT4-C GE et 211 Haltron.



Les condensateurs électrochimiques. Tous de marque SIC SAFCO.



Echantillonnage de quelques condensateurs utilisés : ITT PMT, ITT tantale, mica Ilunts et papier huilé Matsushita.

Ainsi, un étage doit obéir à quelques exigences pour attaquer un push-pull de triode :

- posséder un spectre de distorsion exempt d'harmoniques impairs pour ne pas déséquilibrer encore plus le spectre de l'étage de puissance. Cette philosophie est adoptée dans le présent projet car l'étage d'attaque est également symétrique (il élimine les harmoniques impairs). Bien sûr, il y a d'autres solutions excellentes et éprouvées.

Par exemple, une conception peut-être plus sûre est d'avoir un ensemble étage d'entrée « driver » pas totalement symétrique, à triodes (harmoniques pairs prédominantes), pour recueillir à la sortie un signal avec un spectre de distorsion dont les harmoniques sont régulièrement dégradées — c'est facile à dire ! On retrouve cette conception dans l'amplificateur de 140 W décrit dans l'Audiophile N° 19 et 20.

- avoir un gain élevé, de l'ordre de 50 à 100; dans ce cas, un tel

gain doit être obtenu dans un étage unique pour approcher le « fil droit ».

- impédance de sortie faible pour ne pas avoir son fonctionnement dynamique perturbé par la capacité grille - plaque du tube de sortie dans le haut du spectre. D'ailleurs, une triode de puissance possède normalement un courant de fuite de grille laquelle atteint 1 ou 2  $\mu\text{A}$  dans les pires cas. Donc il y a tout intérêt à maintenir la résistance de grille basse, ce qui exige une impédance d'attaque aussi basse que possible.

La conciliation de ces exigences n'a pas été facile. La solution trouvée est, à la fois, originale et de haute qualité mesurée et subjective (Fig. 6).

Le montage ressemble à deux montages SRPP en parallèle; cependant ses caractéristiques sont bien différentes (Fig. 7). En fait, le montage proposé allie la linéarité et le gain élevé du SRPP à une impédance de sortie de

l'ordre d'un suivi cathodique. Ce montage, à la fois simple et original offre sûrement des perspectives très attirantes dans les préamplificateurs à tubes. En annexe se trouve l'étude théorique du circuit.

La (Fig. 8) montre le schéma complet de l'amplificateur sans modifications. La deuxième partie de cette série d'articles sera destinée à l'analyse des composants employés, aux détails du montage et aux mesures.

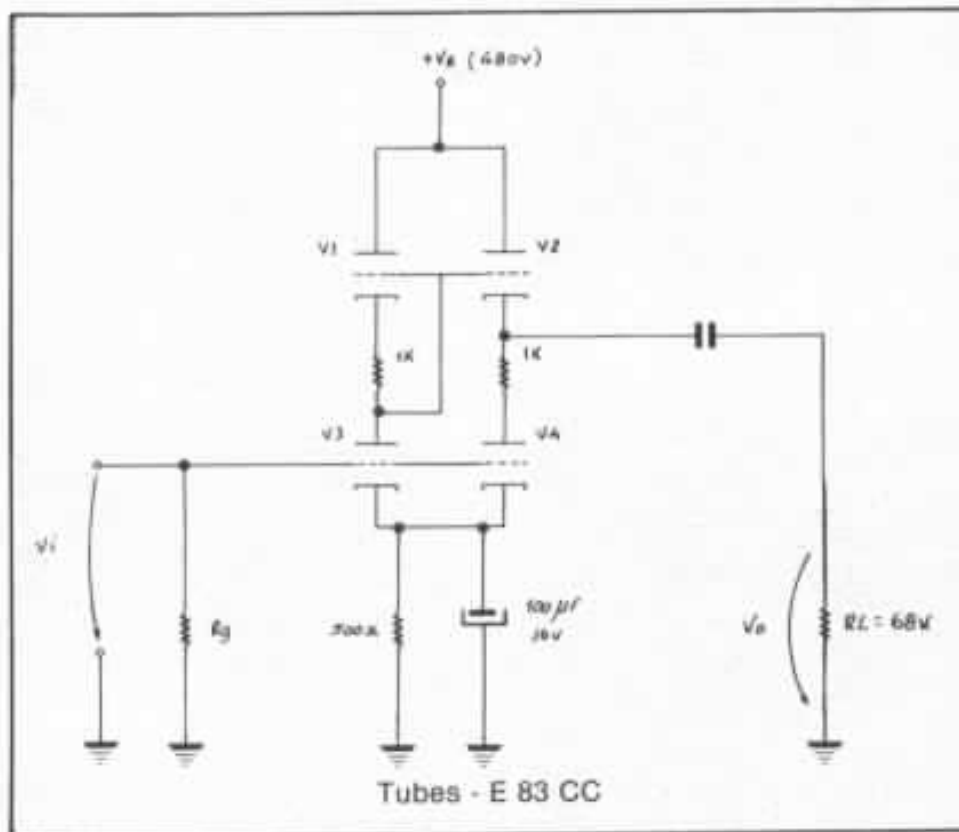
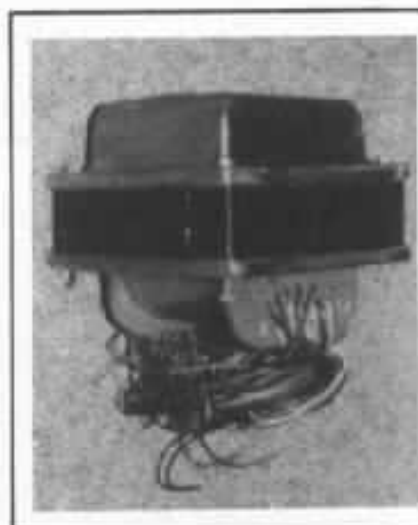
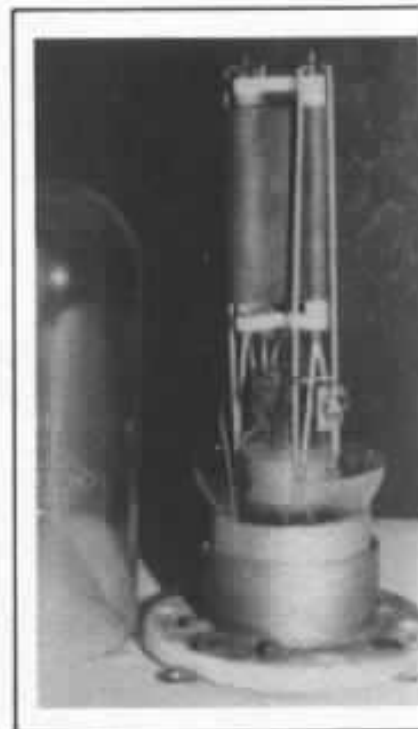


Fig. 6 : Schéma de l'étage d'entrée



Transformateur d'alimentation (remarquer le blindage magnétique).



Le système d'électrodes du tube 211 B tron.

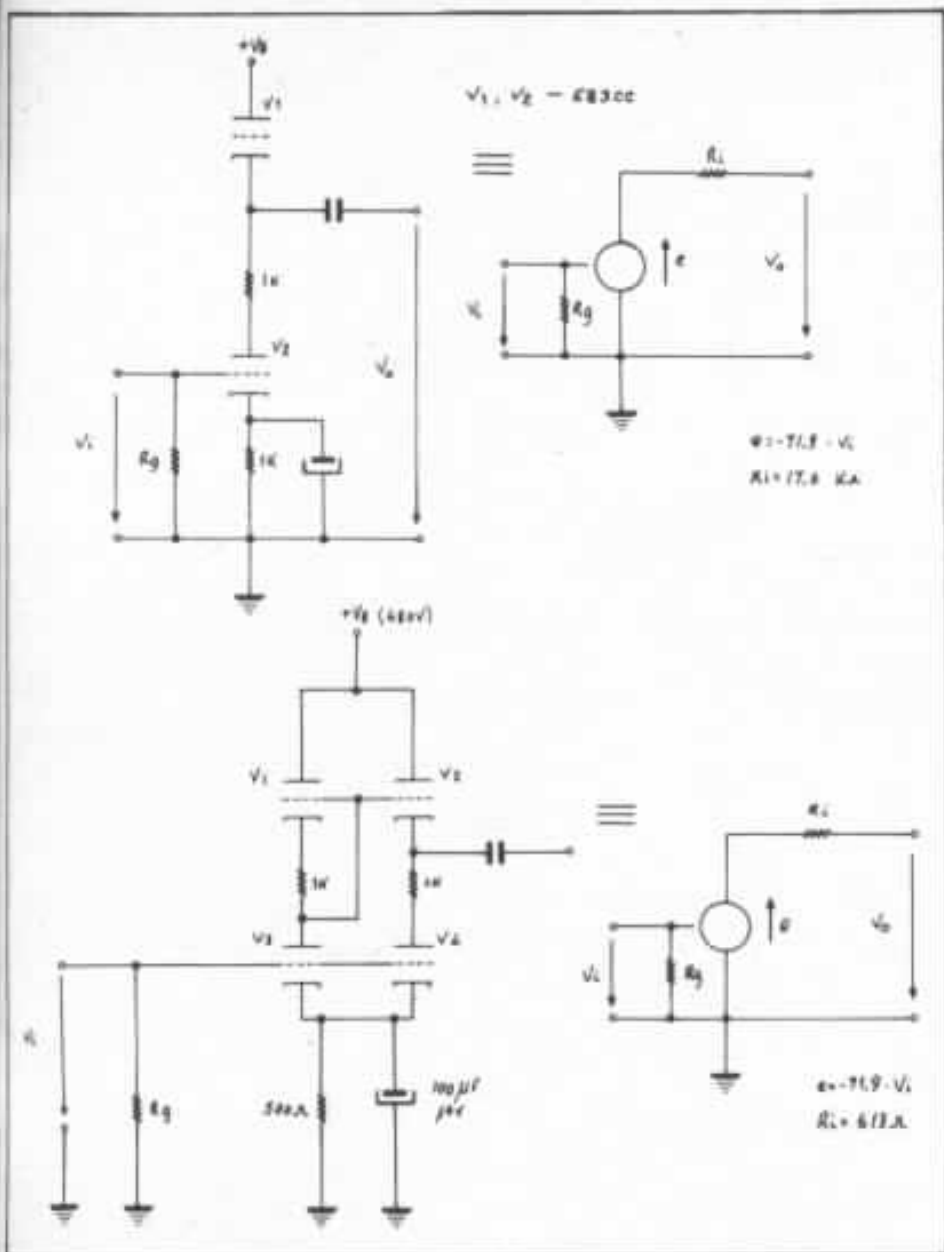
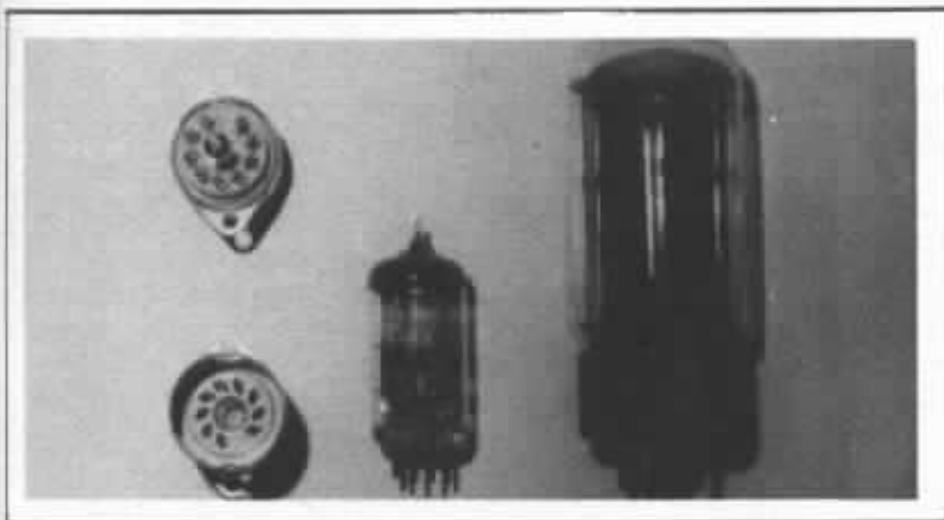
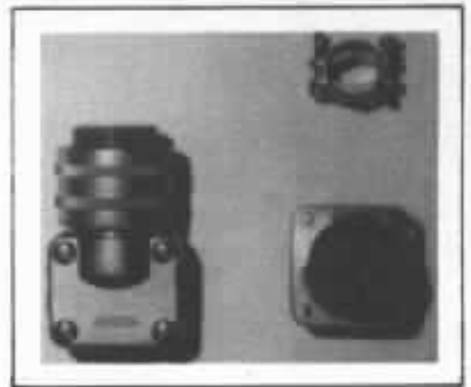


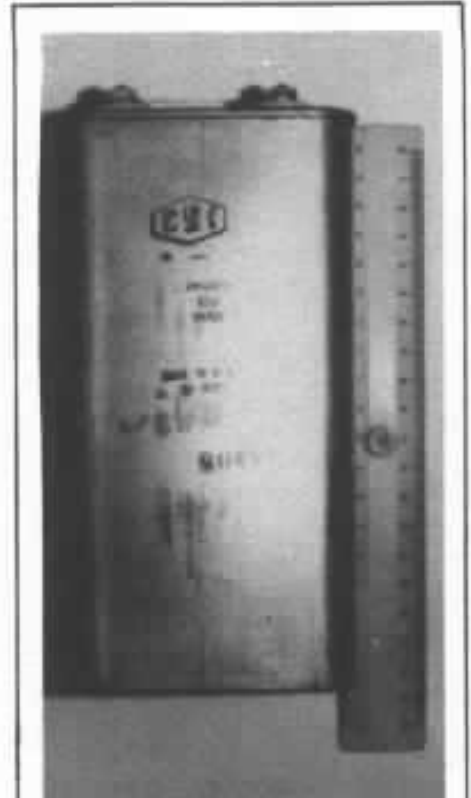
Fig. 7 : Comparaison entre le schéma proposé et le montage SRPP



Les tubes E 83 CC RSD et 5 R4 GB RCA. Supports Noval stéatite avec broches argentées.



Ensemble mâle-femelle Jaeger avec contacts dorés (entrée de signal).



La fabuleux condensateur CSI. On remarquera les valeurs de la capacité et du binaire mécanique maximum exactes après contrôle individuel de chaque condensateur. Malgré les dimensions importantes, l'énergie stockée est énorme (576 joules max.)

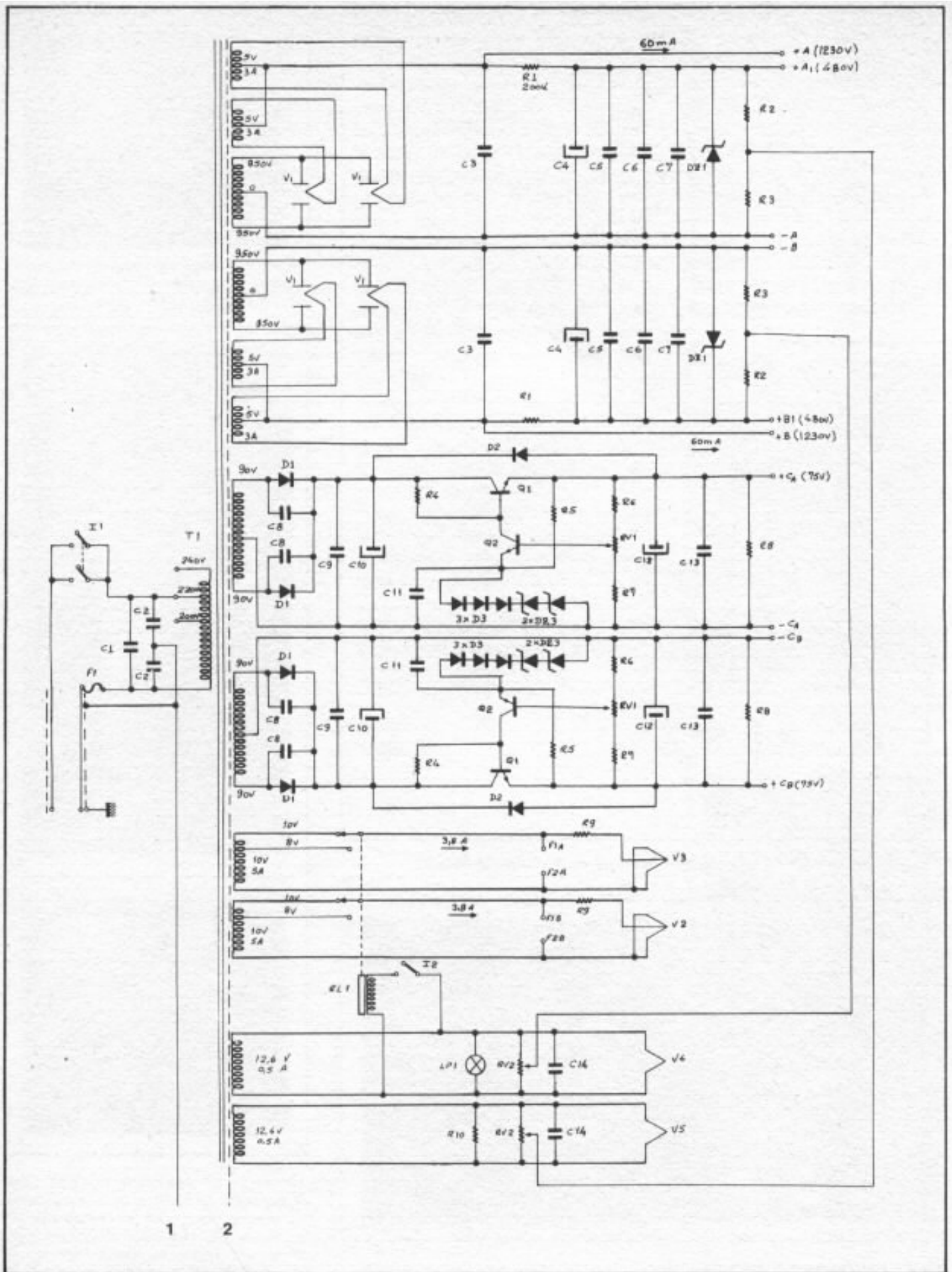


Fig. 8 : Schéma de l'alimentation.

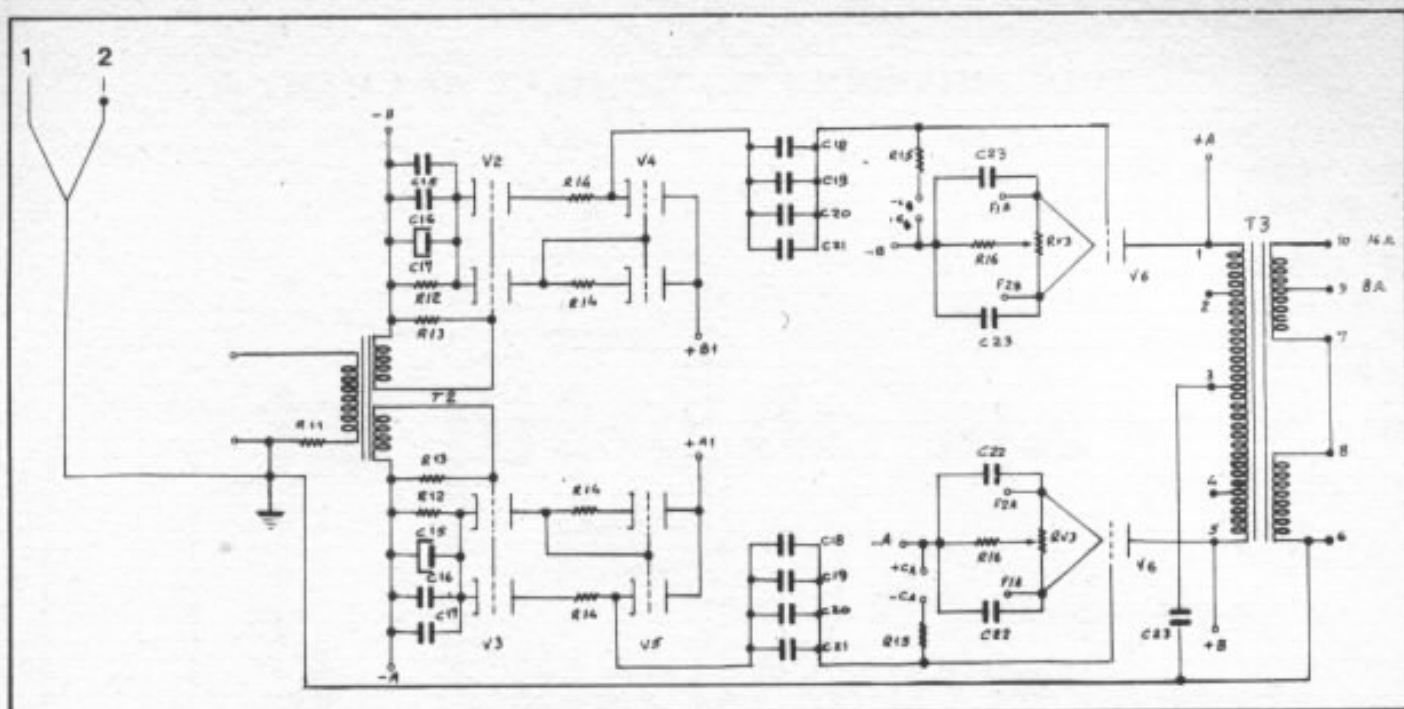


Fig. 8 bis : Schéma de l'amplificateur.

### Liste des composants

- |                                  |  |  |
|----------------------------------|--|--|
| R1 - 200 k, 6 W, 5%              | C4 - 220 $\mu$ F, 500 V, SIC SAFCO         | V1 - 5 R 4 GB RCA                        |
| R2 - 220 k $\Omega$ , 1 W, 5%    | FELSIC 018                                 | V2, V3, V4, V5 - E 83CC RSD ou           |
| R3 - 220 k $\Omega$ , 1 W, 5%    | C5 - C18 - 2 $\times$ 0,47 $\mu$ F, 600 V, | ULTRON                                   |
| R4 - 4,7 k $\Omega$ , 1 W, 5%    | papier huilé, Matsushita                   | V6 - 211 HALTRON (ou VT4 - C             |
| R5 - 10 k $\Omega$ , 1 W, 5%     | C6 - 3 $\times$ 0,47 $\mu$ F, 630 V, ITT   | GE)                                      |
| R6 - 10 k $\Omega$ , 1 W, 5%     | PMT  | T1 - Transf. alimentation, 600 W         |
| R7 - 1 k $\Omega$ , 1 W, 5%      | C7 - C20 - 0,1 $\mu$ F, 1 kV, polystirol   | avec blindage électrostatique,           |
| R8 - 10 k $\Omega$ , 1 W, 5%     | SIC SAFCO                                  | blindage magnétique et impré-            |
| R9 - 12 $\Omega$ , 5 W, bobinée  | C8 - 1 nF, 1 500 V, polyester              | gnation sous vide (ELCAR)                |
| R10 - 100 $\Omega$ , 3 W, 10%    | C9, C11, C14, C16 - 0,47 $\mu$ F,          | T2 - U T C L S - 68                      |
| R11 - 47 $\Omega$ , 1/2 W, 5%    | 400 V, ITT PMT                             | T3 - U T C L S - 35                      |
| R12 - 500 $\Omega$ , 1 W, 2%     | C10 - 100 $\mu$ F, 250 V, SIC              | I1 - Interrupteur double, 250 V,         |
| R13 - 4,7 k $\Omega$ , 1/2 W, 2% | SAFCO RELSIC CO33                          | 2 $\times$ 10 A                          |
| (option 600 $\Omega$ )           | C12 - 220 $\mu$ F, 100 V, SIC              | I2 - Interrupteur 250 V, 1 A             |
| R14 - 1 k $\Omega$ , 1/2 W, 2%   | SAFCO RELSIC TFRS                          | F1 - Fusible 250 V, 4 A                  |
| R15 - 68 k $\Omega$ , 1/2 W, 5%  | C13 - 3 $\times$ 0,47 $\mu$ F, 400 V, ITT  | RL1 - Relais AC double circuit,          |
| R16 - 1 $\Omega$ , 1 W, 5%       | PMT  | 12 V, 10 A par contact                   |
| RV1 - 5 k $\Omega$ , 1 W         | C15 - 100 $\mu$ F, 16 V, tantale prof.     | DZ1 - Association de diodes              |
| RV2 - 47 $\Omega$ , bobinée      | solide ITT                                 | Zener de façon à donner                  |
| RV3 - 47 $\Omega$ , bobinée      | C17 - C21 - 18 nF, 500 V, mica             | VZ = 500 V, 4 W                          |
| C1 - 250 pF, 8 kV, céramique     | argenté HUNTS                              | DZ2 - VZ = 5,1 V, 1/2 W                  |
| C2 - 68 nF, 1 500 V, polyester   | C19 - 0,47 $\mu$ F, 400 V, ITT PMT         | D1 - Diode 2 A, V <sub>inv</sub> = 500 V |
| C3 - 32 $\mu$ F, 6 kV, CSI       | C22 - 4,4 $\mu$ F, 200 V, polycarbo-       | D2 - 1 N 4001                            |
|                                  | nate                                       | D3 - 1 N 4004                            |

## ANNEXE ÉTUDE THÉORIQUE DU MONTAGE DE LA FIG. 6

Tandis que la réactance de  $C_k$  est méprisable, le circuit peut être analysé en deux phases.

### 1 - Calcul de $e_c$

Le modèle de la moitié gauche (tubes 1 et 2) donne successivement :

$$(R + 2R_p)i + \mu R i - \mu V_i = 0$$

$$i = \frac{\mu V_i}{(1 + \mu)R + 2R_p}$$

$$V_i = R_p i - \mu V_i$$

$$V_i = \mu \frac{R_p}{(1 + \mu)R + 2R_p} - i V_i$$

$$V_i = -\mu \frac{(1 + \mu)R + R_p}{(1 + \mu)R + 2R_p} V_i$$

$$e_c = V_i - V_o$$

$$e_c = -\mu \frac{(1 + \mu)R + R_p}{(1 + \mu)R + 2R_p} V_i - V_o$$

### 2 - Calcul de $V_o$

La même analyse appliquée à la moitié droite (tubes 3 et 4) conduit à :

$$R_p i_1 - \mu e_c + V_o = 0$$

$$V_o = (R + R_p) i_2 - \mu V_i$$

$$i_1 = i_2 + \frac{V_o}{R_L}$$

$$R_p i_1 - \mu e_c + V_o = 0$$

$$V_o = (R + R_p) i_1 - \frac{R + R_p}{R_L} V_o - \mu V_i$$

En substituant l'expression de  $i_1$  dans la deuxième équation du système et en utilisant l'expression de  $e_c$  on obtient :

$$\frac{R_p}{R + R_p} V_o \left(1 + \frac{R + R_p}{R_L}\right) +$$

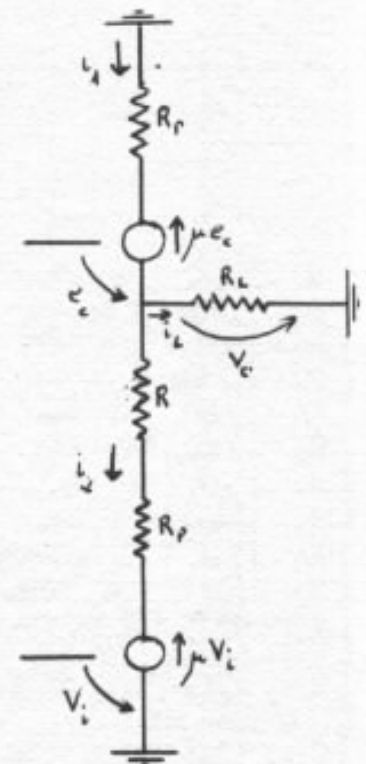
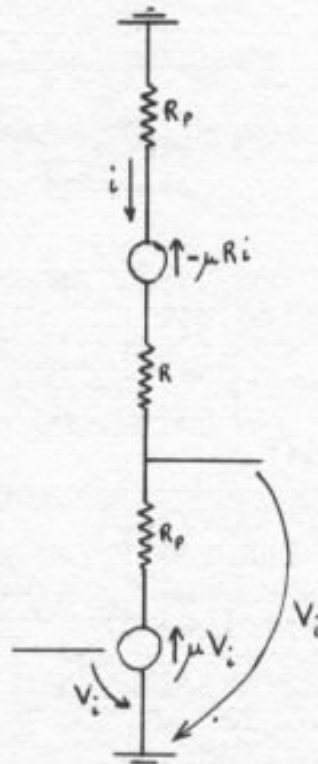
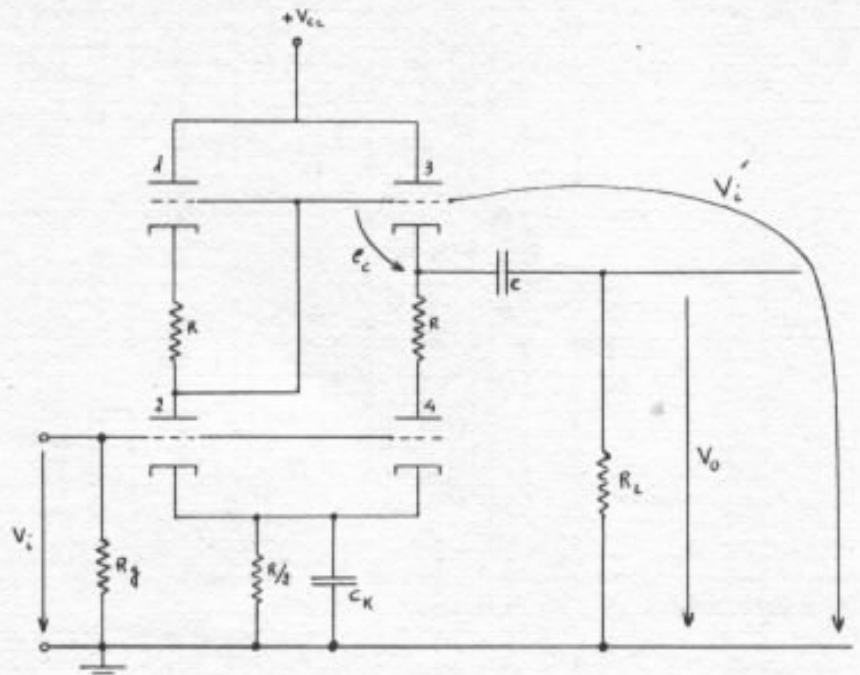
$$\mu \frac{R_p}{R + R_p} V_i +$$

$$\mu^2 \frac{(1 + \mu)R + R_p}{(1 + \mu)R + 2R_p} V_i + \mu V_o + V_o = 0$$

$$\left(1 + \mu + \frac{R_p}{R + R_p} + \frac{R_p}{R_L}\right) V_o =$$

$$-\mu \left[ \frac{R_p}{R + R_p} + \mu \frac{(1 + \mu)R + R_p}{(1 + \mu)R + 2R_p} \right] V_i$$

$$\frac{V_o}{V_i} = -\mu \left[ \frac{R_p}{R + R_p} +$$



$$\mu \frac{(1 + \mu)R + R_p}{(1 + \mu)R + 2R_p} \left. \right]$$

$$\frac{R_L}{R_L \left(1 + \mu + \frac{R_p}{R + R_p}\right) + R_p}$$

D'où l'impédance de sortie  $R_o$ ,

$$R_o = \frac{R_p}{1 + \mu + \frac{R_p}{R + R_p}}$$

et la force électromotrice  $e_c$ ,

$$e_c = -\frac{\mu}{1 + \mu + \frac{R_p}{R + R_p}}$$

$$\left[ \frac{R_p}{R + R_p} + \mu \frac{(1 + \mu)R + R_p}{(1 + \mu)R + 2R_p} \right] V_i$$



# La prise de son

## 3 - Entretien avec un preneur de son

*Claude Gendre*

*Pour continuer cette série d'articles sur la prise de son, nous avons pensé qu'il serait intéressant d'interroger un spécialiste de l'enregistrement sonore car l'expérience est irremplaçable en ce domaine. Néanmoins, pour ne pas décourager ceux qui débutent dans la prise de son et qui ne possèdent pas le matériel sophistiqué d'un studio d'enregistrement, nous avons préféré faire appel à un amateur chevronné plutôt qu'à un professionnel. Robert Pasquier, qui a mis au point son matériel année après année, réalise actuellement des enregistrements dont la qualité dépasse souvent celle de nombreux disques édités et vendus dans le commerce.*

*Claude Gendre* - Comment avez-vous été amené à faire de l'enregistrement sonore ?

*Robert Pasquier* - Certainement, au départ, par la technique pure et l'électronique. Également pour le plaisir d'écouter de la musique en « haute-fidélité » bien que je n'aie aucune culture musicale à part celle de l'école et ce n'est pas grand chose...!

Je pratique l'enregistrement sonore depuis dix ans et j'ai eu un Uher 4200 stéréo avec les micros livrés à l'époque en même

temps que l'appareil, micros que j'ai bien vite jetés étant donné leur qualité médiocre pour acheter des AKG 202. J'ai changé ensuite ce magnétophone pour un Revox A 77 puis pour un Teac 7300 RX qui a l'avantage de posséder un réducteur de bruit dBx incorporé. C'est une excellente machine dont le seul inconvénient est de peser 40 kg (en deux valises séparées). Dans ce cas, on se rend très vite compte qu'il faut trouver plus petit si l'on veut faire souvent

des prises de son dans des salles de concert ou des églises à moins de disposer de « porteurs », ce qui n'était pas mon cas. Je travaille en effet seulement avec ma femme.

— Quand on fait le tour des enregistreurs autonomes d'excellente qualité, on retombe toujours sur les deux mêmes : le Stellavox et le Nagra. J'ai pris le Nagra IV-S parce qu'il dispose du système QGB pour les grandes bobines (avec entraînement par deux moteurs à asservissement élec-



*Micro électrodynamique AKG 202 à deux capsules placées dans une calotte en bronze fritté : l'une pour les fréquences aiguës de 800 à 17 000 Hertz, l'autre pour les graves de 20 à 800 Hertz (sensibilité : 0,16 mV/bar doit 1,6 mV/Pa).*

tronique) alors que le système Stellavox ABR me semble moins pratique et moins fiable à cause de l'entraînement par courroies.

D'autre part, il y a quelques années, le Stellavox disponible était le SP 7 qui a connu quelques problèmes (avec en plus des difficultés pour faire effectuer les réparations en France). Tout cela a maintenant heureusement disparu avec le nouveau SP 8 et le service après vente a été réorganisé. C'est néanmoins ce qui m'a incité aussi à prendre le Nagra dont la robustesse est légendaire... et réelle !

**C.G.** - Et pour la prise de son, qu'utilisez-vous comme micros ?

**R.P.** - Je suis venu à la prise de son par une association, l'AFDERS (Association française pour le développement de l'enregistrement et de la reproduction sonores). Il faut en effet disposer d'une matière à enregistrer et ce n'est pas toujours facile à cause des contrats d'exclusivité

des artistes ou pour des raisons syndicales quand il s'agit d'ensembles instrumentaux ou d'orchestres. On peut évidemment commencer par les bruits de la nature mais on s'en lasse vite et ça ne va pas bien loin. L'AFDERS permet à ceux qui ont un magnétophone et un micro (ou un couple de micros) d'enregistrer un message musical (jazz, piano, clavecin, orgue, musique de chambre) qu'ils écouteront ensuite chez eux avec des résultats plus ou moins bons mais qui ont le mérite de pouvoir servir de point de comparaison.

J'ai commencé comme je vous l'ai dit, avec des AKG 202 mais actuellement j'utilise de préférence des micros statiques en raison de leur niveau et de leur bande passante. J'ai donc deux AKG 451 à capsules interchangeables et des Neumann U87 à triple directivité (par contacteur). Ce sont évidemment des micros assez chers (environ 10 000 F pour les deux Neu-

mann) qui nécessitent en plus une alimentation.

**C.G.** - Quelle technique préférez-vous en stéréophonie ?

**R.P.** - J'ai essayé pratiquement tous les systèmes : ceux qui sont recensés et ceux qui ne le sont pas. On s'aperçoit très vite qu'en essayant des systèmes non recensés, on obtient des résultats très mauvais. Il n'y a pas de miracle en la matière et c'est donc inutile...!

J'ai commencé par le couple ORTF, préconisé par l'AFDERS, qui a beaucoup d'avantages et qui donne de bons résultats quel que soit le message à enregistrer. En fait, quoi qu'on dise, les 17 cm et les 110° ne sont pas impératifs au millimètre ou au degré près ! On peut positionner les micros à « vue de nez » ce qui permet de se mettre très vite en place quand c'est nécessaire. En extérieur, dans la nature, c'est pratiquement le seul système utilisable. Mais on s'en lasse parce qu'on est toujours curieux d'essayer autre chose. J'ai donc essayé la stéréophonie dite A-B ainsi que tous les systèmes de stéréo d'intensité qui ont le mérite de ne pas avoir à tâtonner pour installer les micros.

Puis un jour, j'ai découvert grâce à un ami un schéma d'origine Schoeps, qui datait d'ailleurs de quinze ans, pour effectuer le matricage des signaux. On trouve chez Neumann des transformateurs de matricage mais la paire revient plus cher qu'un couple de KM 84 électrostatiques ! Bien entendu, ce système de matricage (somme et différence des canaux) nécessite deux micros de directivités différentes : l'un à caractéristique cardioïde dirigé vers la source sonore, l'autre bi-directionnel (en huit) orienté vers les côtés. C'est d'ailleurs cette disposition qui a donné son nom à ce procédé : MS c'est-à-dire en allemand Mittel-Seide (milieu-côtés).

J'ai donc réalisé le montage Schoeps qui fait appel à de simples transistors et je l'ai essayé. Les résultats ne m'ont pas semblé mauvais et j'ai comparé différents enregistrements effectués en couple ORTF et en système MS à partir de la même place. Pour des sources sonores comme l'orgue, le résultat est moins bon en MS. Par contre, avec des sources sonores larges, étendues (orchestres, chœurs, etc.), on obtient une prise de son plus agréable à mon goût, ce résultat étant probablement dû au micro en « huit » qui capte les sons à droite et à gauche. Cette disposition ne convient pas pour des instruments solistes. Par contre, avec le système MS, on évite le « trou central » (ou l'image mouvante) reproché dans certains cas et avec juste raison au couple ORTF. Sur de grandes masses orchestrales, ce procédé me donne satisfaction et se rapproche un peu de la stéréophonie A-B avec des micros omnidirectionnels éloignés. On obtient également avec le système MS plus d'ambiance qu'avec le couple mais en public, cela peut être

un inconvénient à cause des bruits indésirables qui prennent trop d'importance par rapport à la musique.

*C.G.* - Que pensez-vous de la tête artificielle ?

*R.P.* - La tête artificielle donne aussi de bons résultats. J'ai eu l'occasion d'entendre une prise de son effectuée avec une tête Neumann. Elle était remarquable. Mais dans ce cas, l'écoute est meilleure au casque qu'avec un système d'enceintes acoustiques ce qui est normal puisqu'on se place alors dans les mêmes conditions qu'au moment de la prise de son.

Pour en revenir au système MS, il a certaines contraintes : celle du boîtier de matricage qui s'ajoute à l'alimentation des micros statiques et nécessite une alimentation supplémentaire ; celle aussi de la fixation des micros qui est moins simple à réaliser que dans le cas du couple ORTF (surtout avec les Neumann U 87).

*C.G.* - Quelles sont les places les plus favorables pour le couple de micros ?

*R.P.* - Pour l'orientation des

micros, il faut qu'ils soient dirigés vers le chœur ou l'orchestre (à mi-distance par exemple entre le premier et le dernier rang des musiciens). Ceci est valable aussi bien pour le couple ORTF que pour le système MS.

La hauteur la plus fréquente se situe entre 2 m et 2,50 m et la place à une distance d'environ 3 mètres derrière le chef d'orchestre. Evidemment, on peut modifier ces indications en fonction de l'acoustique du lieu et de l'importance de l'orchestre ou des chœurs afin de favoriser plus ou moins certaines parties.

Pour l'orgue, on met en général les micros à la hauteur du dispositif et à une distance égale à la largeur de l'instrument mais il faut là aussi modifier ces données en fonction de l'acoustique de l'église en procédant par tâtonnements. Une variation d'un mètre ou deux en longueur ou en hauteur peut amener une grande différence de prise de son en raison des « ventres » et des « nœuds » de réflexion des ondes sonores (interférences).

Pour l'orgue, le meilleur système reste le couple ORTF mais le procédé A-B donne de bons résultats avec des micros omnidirectionnels qui ont une courbe de réponse meilleure dans le grave que les cardioïdes.

*C.G.* - Quels sont les problèmes que vous rencontrez le plus souvent quand vous effectuez une prise de son ?

*R.P.* - Dans une prise de son hors public, il y a peu de problème. On déplace les musiciens, on change la position du couple, etc. Par contre, en concert public, on ne peut pas bouger les spectateurs, on ne peut pas déplacer les musiciens et c'est le pauvre preneur de son qui est dans l'obligation de faire au mieux dans la demi-heure qui précède parce que la plupart du temps, la salle était occupée ou indisponible avant... ! D'autre



*Nagra IV-S avec adaptateur pour grandes bobines ou plateaux de 26 cm.*

part, le pied supportant les micros est forcément dans l'axe du chef d'orchestre. Celui-ci, et quelquefois le producteur du spectacle, ont des « allergies » subites contre l'enregistrement sonore à cause de lui ! J'ai d'ailleurs une anecdote à ce sujet : avant un concert que je devais enregistrer, le chef d'orchestre, pourtant prévenu, a trouvé que le pied (« énhaürme » comme dirait le père Ubu) était horrible à voir. Après avoir refusé de diriger le concert, il a bien été forcé de convenir qu'il n'y avait pas d'autre emplacement possible (surtout après que je lui aie rappelé que le public ne voyait le chef d'orchestre que de dos... et

qu'un pied de micro était beaucoup moins large et pas tellement plus laid... »). En réalité, les spectateurs n'y prêtent pas attention. Le pied fait partie du décor comme les voitures dans la rue.

On a quelquefois aussi des problèmes avec les musiciens (ou le syndicat des musiciens) qui demandent un supplément de cachet quand ils sont enregistrés. En règle générale, il faut bien s'entendre avec l'organisateur du concert qui doit régler lui-même les problèmes éventuels. On ne peut pas en effet arriver avec son matériel, s'installer et enregistrer. Encore que, légalement, à partir du moment où un concert est public, il est licite de l'enre-

gistrer pour son usage personnel quand on a payé sa place. De nombreuses personnes se servent de magnétophones à cassette et c'est ce qui fait d'ailleurs le désespoir des preneurs de son officiels des concerts car la plupart du temps ces amateurs ne prévoient pas une cassette assez longue (ou ne veulent pas perdre la fin d'une bande déjà enregistrée) et on entend très nettement les « clic » et les « clac » de la mécanique qui s'arrête et de la cassette que l'on retourne. Vous avez d'ailleurs vous-même connu semblable mésaventure quand vous avez enregistré le « Reniement de Saint Pierre » de M.A. Charpentier au cours d'un concert donné en l'église des « Blancs-Manteaux » à Paris : un auditeur a fait un bruit épouvantable avec son magnétophone à cassette au moment le plus émouvant, dans les dernières mesures. Mark Deller et le « Petit orgue de Bruxelles » qui interprétaient cette œuvre ont « bissé » la fin, heureusement... mais dans la deuxième version, la tension des chanteurs étant tombée, on ne retrouve pas la même émotion. On ne peut donc pas monter la bande et faire l'échange. Trop souvent, le public ne respecte ni la musique, ni les interprètes ! C'est regrettable...

**C.G.** - Parmi les enregistrements que vous avez effectués, quels sont ceux que vous préférez ?

**R.P.** - Celui qui m'a certainement le plus marqué, c'est la « Clémence de Titus », un opéra de Mozart, donné en l'église Saint Roch en février 1981 par l'atelier « Voix et musique ». J'ai enregistré la répétition générale et les deux représentations du mercredi et du vendredi. On a ensuite monté le meilleur des deux représentations. Il faut noter que cet opéra était joué sans costumes (comme un oratorio) mais les solistes bougeaient

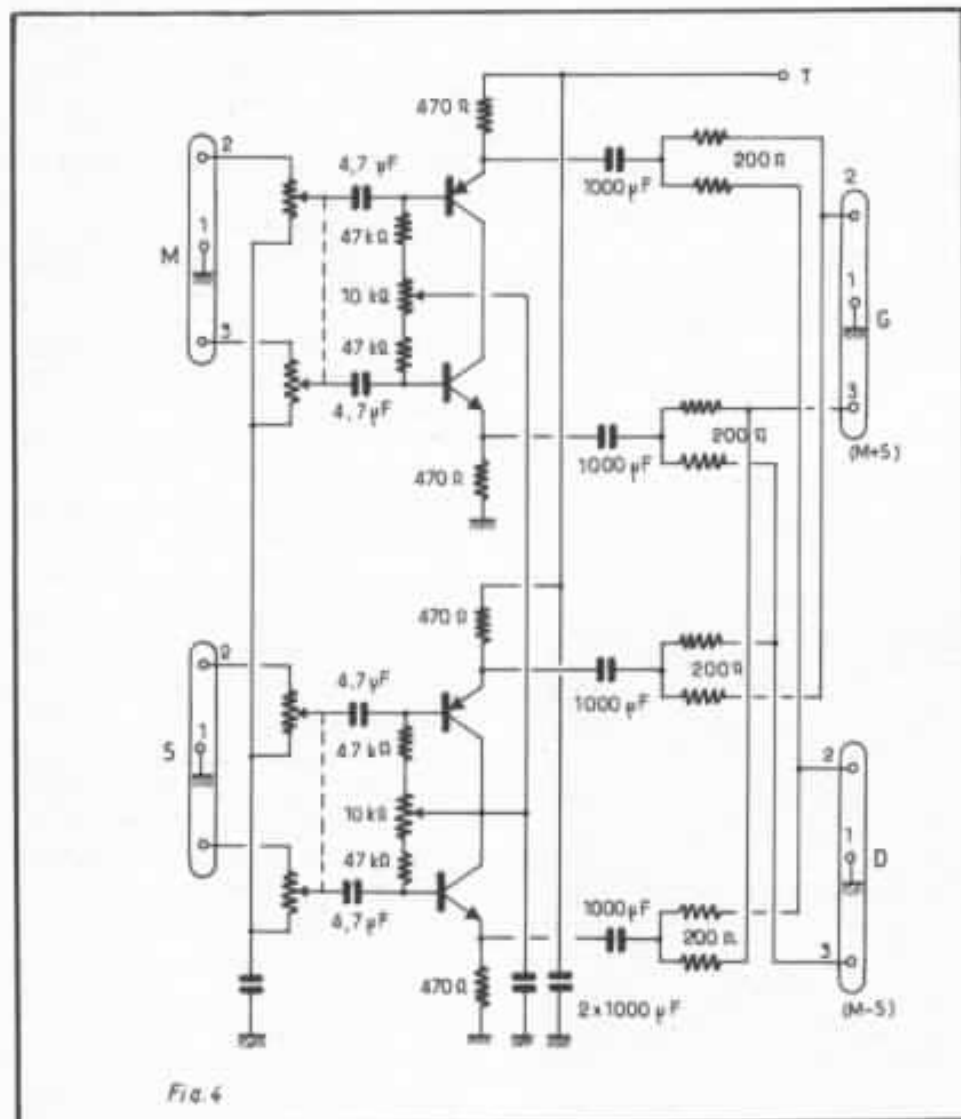
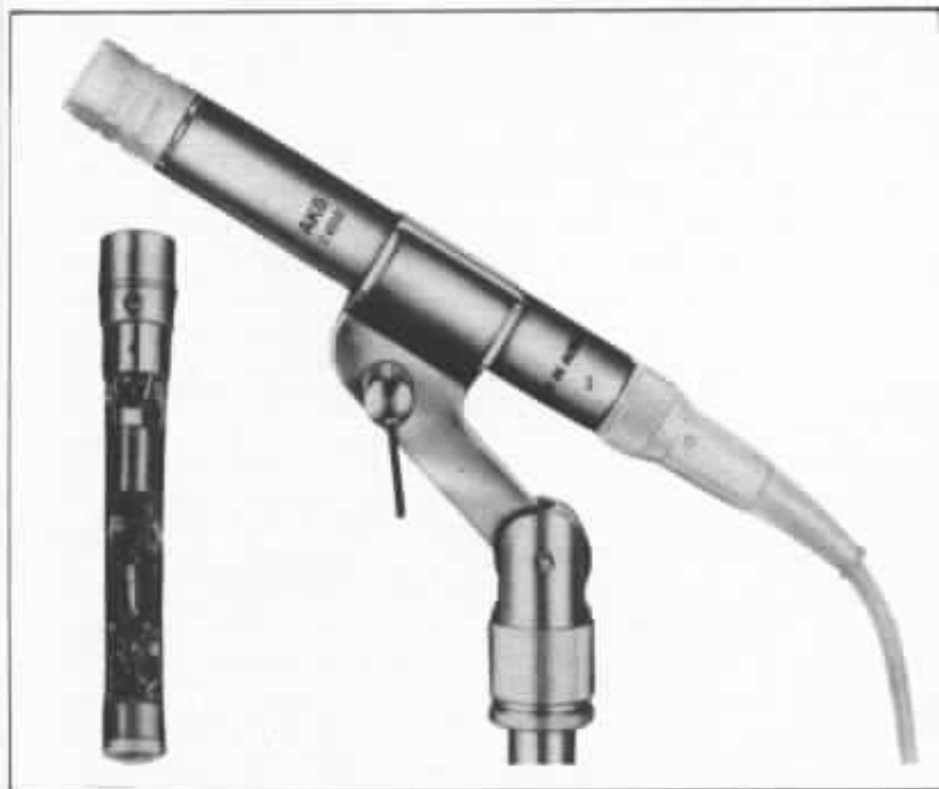


Fig. 4

Schéma du système de matricage (MS) permettant de faire la somme et la différence des canaux pour retrouver l'effet stéréophonique normal à partir d'un micro cardioïde et d'un micro en « huit ».



Concert donné en l'église Saint Roch en février 1981 : l'atelier « Voix et musique » interprète « la Clémence de Titus » de Mozart. A droite le couple MS (U 87 Neumann) doublé pour la circonstance (un peu plus bas sur la perche) de deux micros en couple ORTF destinés à une autre prise de son.



Microphone électrostatique AKG 451 pouvant être alimenté de 9 à 52 volts (en « fantôme »). A gauche, le micro ouvert laisse apparaître les composants du préamplificateur/adaptateur d'impédance.

sur un podium. Il est donc intéressant, en stéréo, de sentir les déplacements qui apportent beaucoup à la compréhension de la musique.

*C.G.* - Vous utilisez un dBx avec le Nagra IV-S qui a pourtant un rapport signal/bruit de fond exceptionnel. Pourquoi ?

*R.P.* - J'utilise depuis peu un dBx avec le Nagra non pas pour améliorer le rapport signal/bruit mais pour augmenter la dynamique utile que l'on peut mettre sur la bande. On atteint ainsi 90 à 100 dB de dynamique mais le dBx apporte quand même un très léger bruit de respiration sur certains messages musicaux (sensible au casque mais pratiquement pas en haut-parleur). Il n'est pas sûr d'ailleurs que je l'utilise pour toutes les prises de son : tout dépendra du message musical.

*C.G.* - Quels sont les conseils que vous pourriez donner à un

audiophile passionné qui voudrait se lancer dans la prise de son ?

*R.P.* - On peut faire de très bons enregistrements avec un matériel n'atteignant pas les prix élevés du Nagra et du Stellavox. On peut citer le Uher 4200 mais surtout les Revox (A 77, B 77 et PR 99), ainsi que le Sony TC 510-2. Dans tous les cas, il faut travailler avec un matériel parfaitement au point afin de n'avoir aucun problème technique au moment de la prise de son. On ne peut pas se permettre de sortir son fer à souder pendant un concert parce qu'un câble a un mauvais contact ! Il est toujours préférable de brancher directement un couple sur les entrées « micros » du magnétophone. L'utilisation d'une boîte de mixage et de nombreux micros ne peut qu'apporter du bruit de fond et des déphasages qui rendront le message sonore plus confus.

Il faut également penser au casque. L'idéal serait une écoute avec une paire d'enceintes mais c'est difficilement réalisable. On utilise donc un casque pour le contrôle. A mon avis, on peut prendre n'importe quel casque à condition de bien connaître ses défauts et ses insuffisances de façon à ce que le cerveau rétablisse ce que l'oreille entend.

D'autre part, il faut impérativement que ce soit un casque fermé supportant suffisamment la puissance sans distorsion pour que le son vienne effectivement du casque et non de la source sonore. Au cours d'un concert public, on est rarement isolé et par conséquent on entend autant le son direct que le son enregistré. Avec certains casques suffisamment isolants, on peut effectuer un contrôle valable avec un niveau élevé. Mais l'écoute permanente au casque (qui serait très fatigante dans ce cas) n'est pas indispensable pendant tout le concert à partir du moment où



*Robert Pasquier aux commandes du Nagra IV-S pendant l'enregistrement.*

l'on est satisfait de la position des micros et de la qualité sonore. Il est préférable de bien surveiller le modulomètre afin d'éviter la saturation. »

Pour terminer cet entretien, nous avons demandé à Robert Pasquier ce qu'il pensait de l'enregistrement numérique. Pour lui, il n'apporte aucune dégradation au signal audio-fréquence et permet évidemment d'obtenir un rapport signal/bruit excellent sans compresseur/expandeur. On atteint environ 90 dB, le bruit provenant d'ailleurs de l'électronique et non de la bande magnétique. Quant à la dynamique réelle, on peut l'évaluer à environ six fois le nombre de bits ( $-2$  bits) soit  $6 \times 12 = 72$  dB pour 14 bits et  $6 \times 14 = 84$  dB pour 16 bits. Les expériences ont montré qu'une sinusoïde n'est pas altérée par l'échantillonnage et la reconversion en analogique. Par contre, un message musical étant très complexe, il est possible qu'il contienne des micro-

informations qui n'ont pas encore été mises en évidence et dont la dégradation ou l'absence donne peut-être une impression de dureté que certains ressentent à l'audition des disques gravés à partir d'un enregistrement numérique. Il serait d'ailleurs intéressant d'effectuer une comparaison entre deux enregistrements réalisés en même temps à partir d'une même source sonore et d'un couple de micros statiques, l'un en numérique, l'autre avec un Nagra équipé du système dBx.

Il est certain qu'à l'avenir, l'enregistrement sonore s'orientera vers le système numérique mais il faut attendre l'arrivée sur le marché d'appareils valables et fiables pour que les amateurs puissent se tourner vers ces nouvelles techniques et envisager la reconversion de leur matériel. Il faudra attendre aussi que les problèmes propres au montage soient résolus. Les magnétophones traditionnels ont donc encore de nombreuses années à vivre.