

N°27 NOUVELLE SÉRIE 17<sup>e</sup> ANNÉE

# L'AUDIOPHILE

HAUTE FIDÉLITÉ PLUS!

## QUID

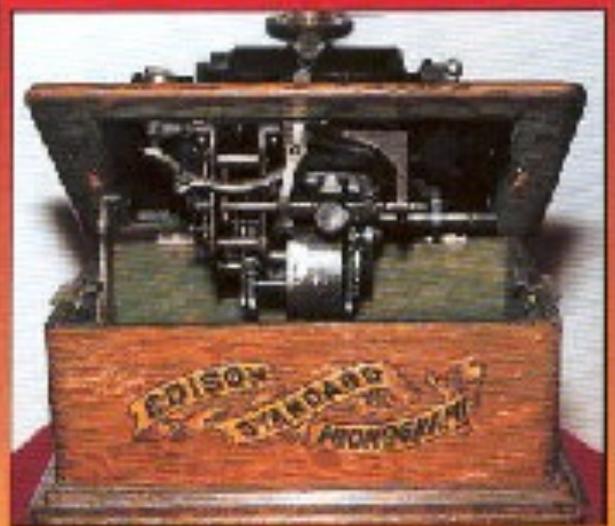
- **THÉORIES :**  
CHRONIQUE D'UNE OPTIMISATION SOUS CONTRAINTES
- **NOUVELLES TECHNOLOGIES :**  
LE FILTRE ACTIF NUMÉRIQUE YAMAHA D2040
- **RÉALISATION PERSONNELLE :**  
KIT ENCEINTE ACOUSTIQUE DSA : LE FILTRE
- **IDÉES NOUVELLES :**  
POUR EN FINIR AVEC LE CABLE...



**CLASSIQUE :**  
LE CD NUMÉRIQUE...  
L'AVÈNEMENT DE L'ÂGE D'OR  
OU LE FRUCTUEUX COUP DE "D"  
DE LA DEUTSCHE GRAMMOPHON.

**JAZZ :** DE BONNE COMPAGNIE.

### Quoi de Neuf ?



*Faire du neuf avec du vieux.*  
Restauration, réédition d'enregistrements...  
quelques points de repère.

M 2569 - 27 - 55,00 F - FD

**Page non  
disponible**

**Page non  
disponible**

**Page non  
disponible**

# Quoi de neuf ?

## RESTAURATION, REEDITION D'ENREGISTREMENTS : QUELQUES POINTS DE REPERE

*Maxime et Florian Louineau*

# L

*ors d'un précédent article\*, la réédition par Nimbus Records d'enregistrements du début du siècle avait été évoquée. Mais le domaine de la restauration ne se restreint pas à des documents sonores si anciens.*

*Beaucoup d'éditeurs possèdent en effet des archives gigantesques - EMI ou RCA par exemple, pour les plus "riches" - dont la réédition en Compact-disc, si elle se poursuit régulièrement n'en est pas moins à ses débuts. Ces fonds de catalogue contiennent bien sûr des enregistrements effectués avant guerre mais aussi, pour une large part, dans les années 50 et 60.*

*Autant de témoignages qui, selon leur état de conservation mais aussi les différentes politiques éditoriales, demandent un traitement particulier avant leur réédition en CD. Sans aller jusqu'au cas limite de cet éditeur allemand qui restaure des bandes des années 80 - le numérique n'était pas au point ! - on conviendra tout de même que le concept de restauration semble s'appliquer à un vaste éventail de matériaux sonores.*

Tout restaurateur, quel que soit son champ d'investigations, est confronté à un problème de taille : le format d'enregistrement. C'est que, contrairement à l'idée reçue, la jungle des standards n'est pas l'apanage de l'époque moderne. Des différents types de rouleaux disponibles au début du siècle en passant par les nombreuses déclinaisons du disque, microsillon ou pas, il n'a jamais existé de format unique. On peut dire en fait que, sans parler de l'état de

conservation du support lui-même, lié à sa nature et à son âge, mais aussi aux conditions de stockage, plus l'enregistrement est ancien, plus il a de chance d'avoir été réalisé dans un format au mieux obsolète, au pire, totalement oublié.

### **Un enregistrement acoustique sur rouleau**

Ainsi une expérience menée il y a quelques années aux Etats-Unis montre à quel point une technique ancienne peut être délicate à utiliser

de nos jours. L'auteur, John C. Fesler s'est efforcé de réaliser, à l'aide de matériel d'époque une prise de son acoustique. Démarche qui, pour la restauration, peut être fort instructive, puisque pour rééditer un document, quel qu'il soit, il faut d'abord le relire. De même la maîtrise du procédé original permet le cas échéant d'enregistrer des échantillons musicaux, voire des signaux de test afin d'avoir un point de comparaison avec les documents d'époque. Pour la circons-

tance une machine Edison fut utilisée dont le développement date de la fin du siècle dernier (1890). Cette machine (voir fig.1) se compose des éléments suivants :

- un cylindre de cire solide, effaçable par usinage et pourvu d'un évidement conique s'ajustant au mandrin approprié ;

- un diaphragme (pour l'enregistrement et la reproduction) constitué d'une très fine plaque de verre. Matériau ensuite remplacé par du mica et, plus tardivement par un alliage de cuivre ;

- un moteur électrique entraînant le mandrin à vitesse constante ;

- un mécanisme d'usinage comportant une lame de saphir afin de "peler" le rouleau ;

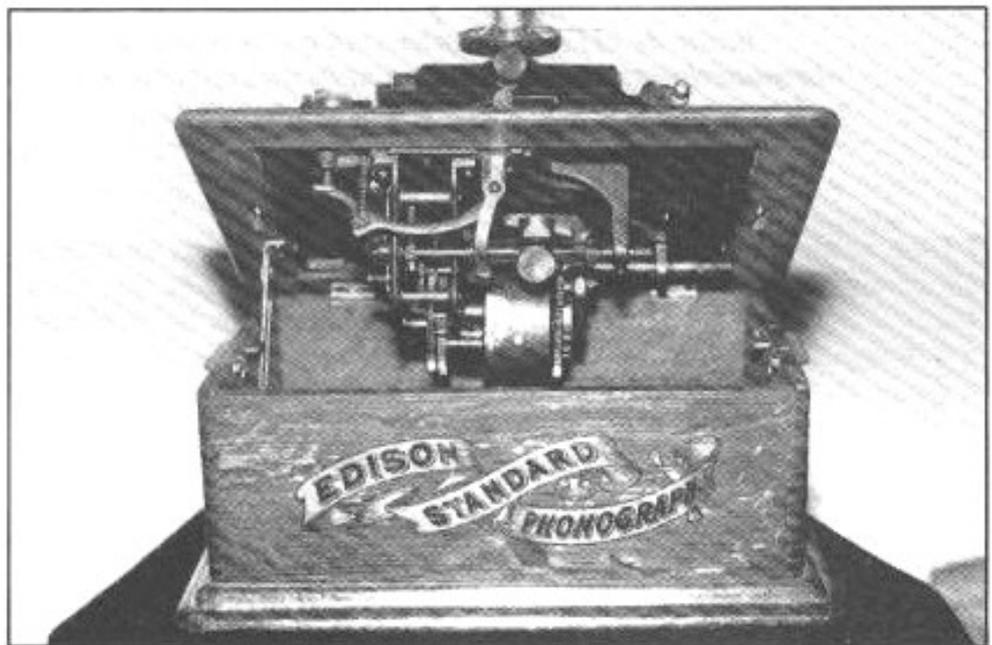
- un stylet d'enregistrement en saphir pour creuser le sillon ;

- un stylet de lecture en saphir à extrémité sphérique. Cette forme fut ensuite modifiée en une surface sphérique perpendiculaire au sillon mais présentant un contour elliptique parallèlement au sillon.

L'une des principales difficultés d'une telle entreprise, on s'en doute, réside dans la confection des rouleaux de cire. Leur composition était souvent fort complexe et pouvait varier dans de larges proportions. Les premiers cylindres utilisés par Edison en 1887 étaient de couleur claire et composés d'un mélange de plusieurs types de cire (cérat, cire d'abeille, cire de stéarine). Quelques années plus tard apparurent des rouleaux faits à partir de ce que l'on nomme communément cire brune, terme trompeur qui, en fait, recouvre une multitude de formules possibles dans lesquelles n'entre souvent aucune part de cire. Ainsi des mélanges de sels métalliques et d'acides gras saturés étaient fréquents. Pour donner un exemple de "recette" typique, le mélange utilisé par Edison en 1896 était le suivant : acide stéarique (48%), stéarate de sodium (20,2%), stéarate d'aluminium (11,3%) et cérat (20,5%). Rappelons que l'acide stéarique, acide gras saturé, est



Ph. 1 : Phonographe Edison modèle C.

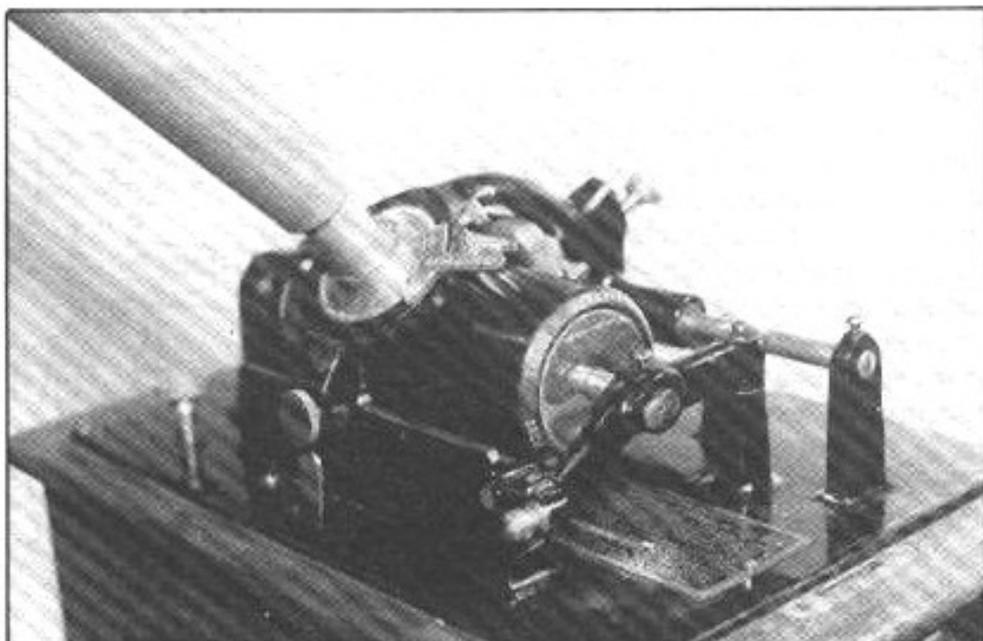


Ph. 2 : Phonographe Edison, vue ouverte.

présent en abondance dans les graisses animales (suif de bœuf ou de mouton) et, à un moindre degré, dans certaines huiles végétales. D'autres ingrédients tels que la colophane, l'huile d'olive, le spermaceti, les cires d'abeille, de parafine ou de carnauba pouvaient être utilisés.

On imagine bien qu'une telle variété de mixtures ne facilite pas la tâche des restaurateurs. Une connaissance approfondie de la chimie en usage à l'époque semble de mise. D'autant plus que leur composition à base de matières organiques rend nombre de ces rouleaux très sensibles aux moisissures. En l'état actuel des choses, aucun traitement chimique n'est à même de supprimer - avec une bonne fiabilité dans le temps - la moisissure sur des rouleaux contaminés. Tout au plus des conditions de stockage adéquates peuvent-elles enrayer la propagation du phénomène : température de 10 à 15 degrés avec un taux d'humidité dans l'atmosphère compris entre 40 et 20%. Les rouleaux, une fois moulés, nécessitent une opération d'usinage afin de présenter une surface lisse et sans faux rond. Selon J. Fesler, l'opération n'est pas sans risques. Il est préférable d'effectuer plusieurs passes fines plutôt qu'une seule trop épaisse, et la vitesse de rotation de l'appareil doit être optimisée. A savoir assez rapide pour autoriser une bonne coupe mais sans pour cela être trop élevée sinon le cylindre peut se désintégrer : en fait la plage idéale se situe entre 1 500 et 2 800 tr/mn. En ce qui concerne la vitesse d'enregistrement choisie lors de l'expérience, elle s'élevait à 160 tr/mn, ce qui correspond à un temps d'enregistrement de deux minutes conforme aux normes de l'époque. En effet, le standard au début du siècle variait entre 144 et 160 tr/mn, à comparer aux 100 tr/mn rencontrés vers 1890.

Autre paramètre décisif : le choix d'un pavillon, chargé d'adapter



Ph. 3 : Gros plan sur le système de lecture.



Ph. 4 : Exemple de rouleaux Edison.

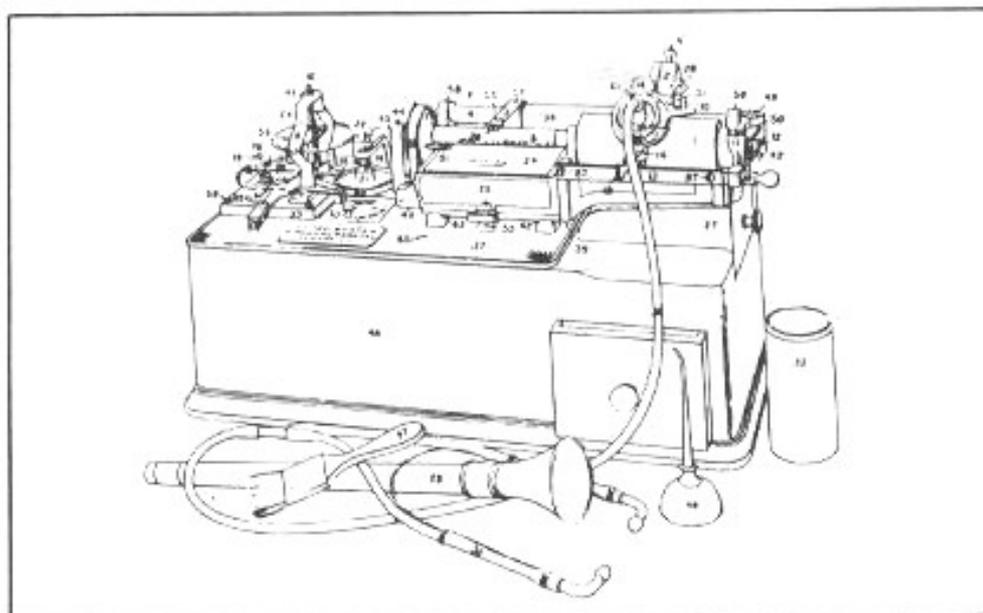


Fig. 1 : Phonographe à moteur pour l'enregistrement, Edison modèle M. Pour la circonstance, un modèle A, similaire, fut utilisé.

l'impédance acoustique entre la membrane solidaire de la pointe de gravure et la salle d'enregistrement. Là encore les documents d'époque furent de bon conseil tant les choix possibles étaient nombreux : il faut savoir qu'à la fin du siècle dernier déjà, les laboratoires Edison disposaient d'une large gamme de pavillons adaptés à des situations différentes selon une méthode à la fois théorique et expérimentale (voir fig. 2). On sait par exemple que les techniciens de l'époque préféraient utiliser à la prise de son des pavillons coniques, à la directivité plus facile à maîtriser tandis que les phonographes - pour l'écoute, donc - étaient souvent dotés de modèles exponentiels. On peut voir sur la figure 3 l'influence de la taille du pavillon sur la réponse obtenue. Par ailleurs, le mariage entre un diaphragme et un pavillon n'est pas forcément réussi dans la mesure où les résonances de chacun doivent, autant que faire se peut, tendre à s'annuler réciproquement (voir fig. 4). D'autres facteurs tels que la pièce de liaison entre le pavillon et le diaphragme entrent aussi en ligne de compte. A ces contraintes on peut ajouter le placement des instrumentistes autour du pavillon. J. Fesler s'est bien sûr inspiré de documents d'époque (charte Edison pour l'enregistrement d'ensembles à vent, indiquant la position des musiciens) et de ses propres essais, réalisés in situ en partie grâce à un outil fort astucieux permettant un monitoring avant relecture du cylindre. Appareil acoustique évidemment, constitué d'une sorte de stéthoscope dont l'embout est fixé entre le pavillon et la pièce d'adaptation en caoutchouc avec le diaphragme (voir fig. 5). On peut ainsi avoir une idée de la pression acoustique au niveau du diaphragme ainsi que du son capté par le pavillon.

Pour plus de détails, le lecteur intéressé pourra se reporter utilement à la bibliographie. Au-delà de l'aspect fascinant d'une telle expé-

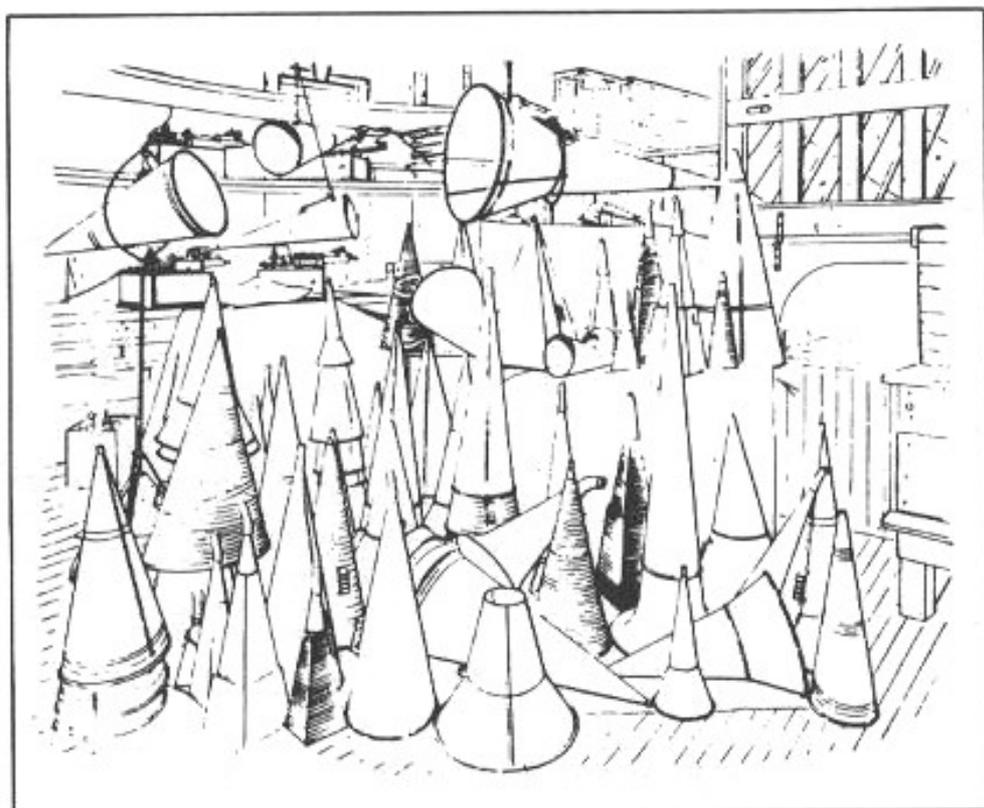


Fig. 2 : Pavillons d'enregistrement expérimentaux, Laboratoire Edison, Circa, 1897.

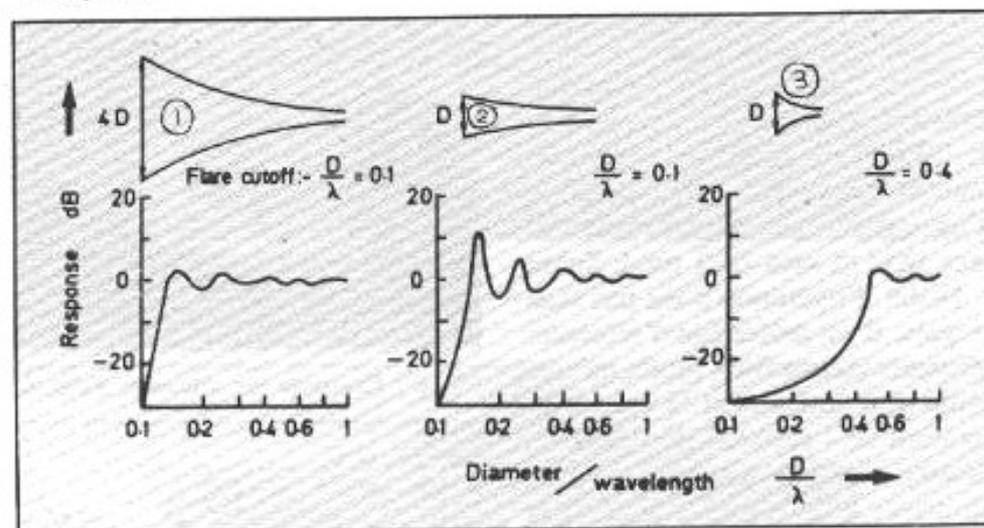


Fig. 3 : Influence de la taille du pavillon sur la réponse obtenue.

rience, on comprend bien que la connaissance de ces procédés d'enregistrement depuis fort longtemps oubliés prend une valeur considérable lors de la restauration de documents nés au début du siècle.

### Disques Mercury Living Presence : une réédition exemplaire

Plus près de nous cette démarche a été appliquée avec succès à des

documents des années 60. La réédition sur compact disc des séries Living Presence de Mercury en est un bon exemple. Enregistrés en trois pistes sur bande demi-pouce ou sur 35 mm, ces disques sont bien connus des mélomanes en raison de leur qualité artistique mais aussi de leur exceptionnel rendu sonore. Le procédé original était volontairement d'une simplicité extrême. La prise de son était confiée à trois microphones omni-

directionnels à tube placés le long du plan frontal de l'orchestre. La modulation était enregistrée sur trois pistes selon les formats cités plus haut (machine Westrex film pour le 35 mm et Ampex 350 pour le magnétophone à bandes). Cette modulation était réduite de trois à deux canaux par une console Westrex 1524 à tubes et acheminée directement à la tête de gravure. Une seule génération de bande ou de film magnétique était admise et on ne trouvait sur le trajet du signal ni limiteur, ni compresseur, ni filtre d'aucune sorte sauf parfois un equaliser Pultec compensant les variations de la tête de gravure.

Partant de là, la restauration s'est naturellement organisée autour d'une philosophie très simple : créer une chaîne analogique/numérique utilisant dans sa "première moitié" un équipement d'origine soigneusement reconditionné. Au cours du développement de cette chaîne de transfert un soin extrême a été apporté à l'ensemble du système d'écoute : préamplificateur Cello Audio Suite attaquant via des lignes symétriques des amplificateurs Cello Performance, suivis d'une paire de BW 808. Le choix du convertisseur A/D s'est fait selon des critères subjectifs. De nombreuses écoutes ont permis de sélectionner des convertisseurs DCS 900. Par ailleurs, afin de pouvoir contrôler à chaque étape de la production la fidélité aux masters d'origine, une table de lecture VPI TNT avec cellule Vanden Hull MC10 plus préampli phono Cello P101 a été utilisée. Ce qui, par simple commutation, a permis de comparer les masters d'origine, le signal traité en numérique et les pressages d'époque sur disque noir des différents documents à traiter.

Les originaux (masters de première génération) étant stockés à Baarn, en Hollande, il a fallu les acheminer aux studios Polygram dans le New Jersey, où se faisait tout le travail non sans réaliser auparavant des sauvegardes de sécu-

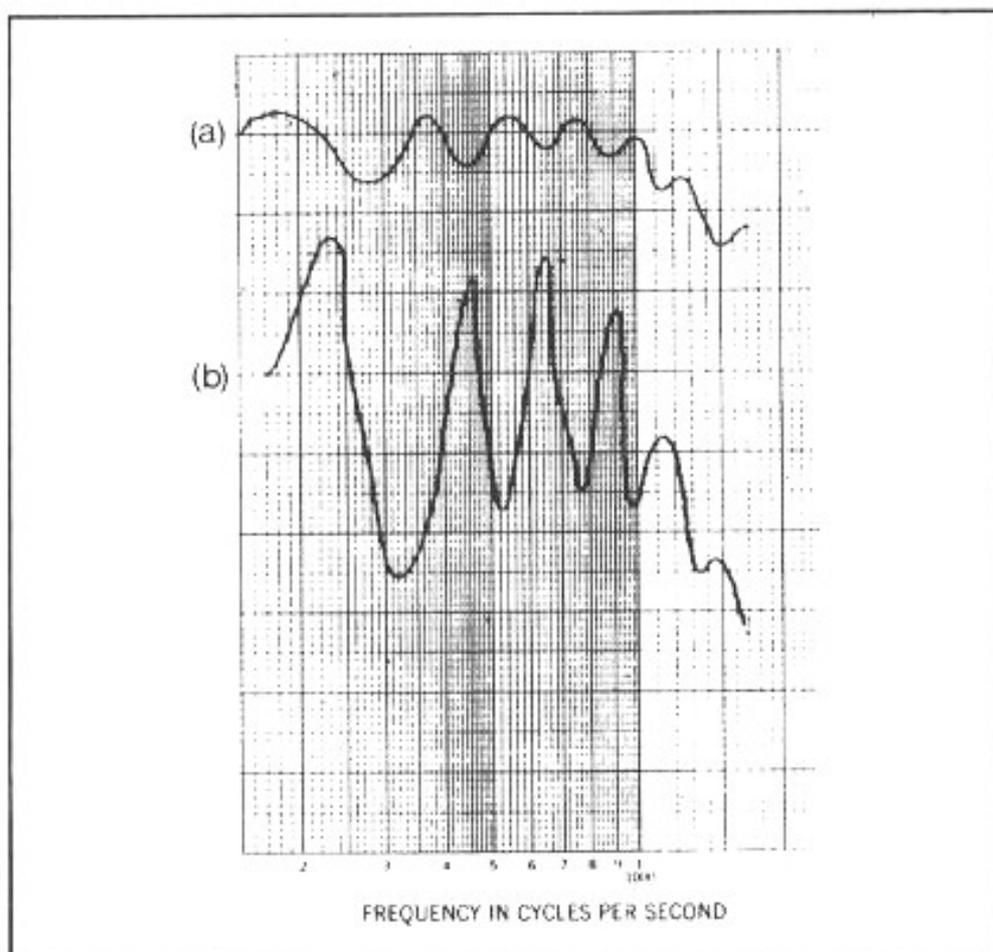


Fig. 4 : Exemples de couplage diaphragme/pavillon. En a, le résultat est bon ; en b, les résonances ont tendance à s'ajouter.

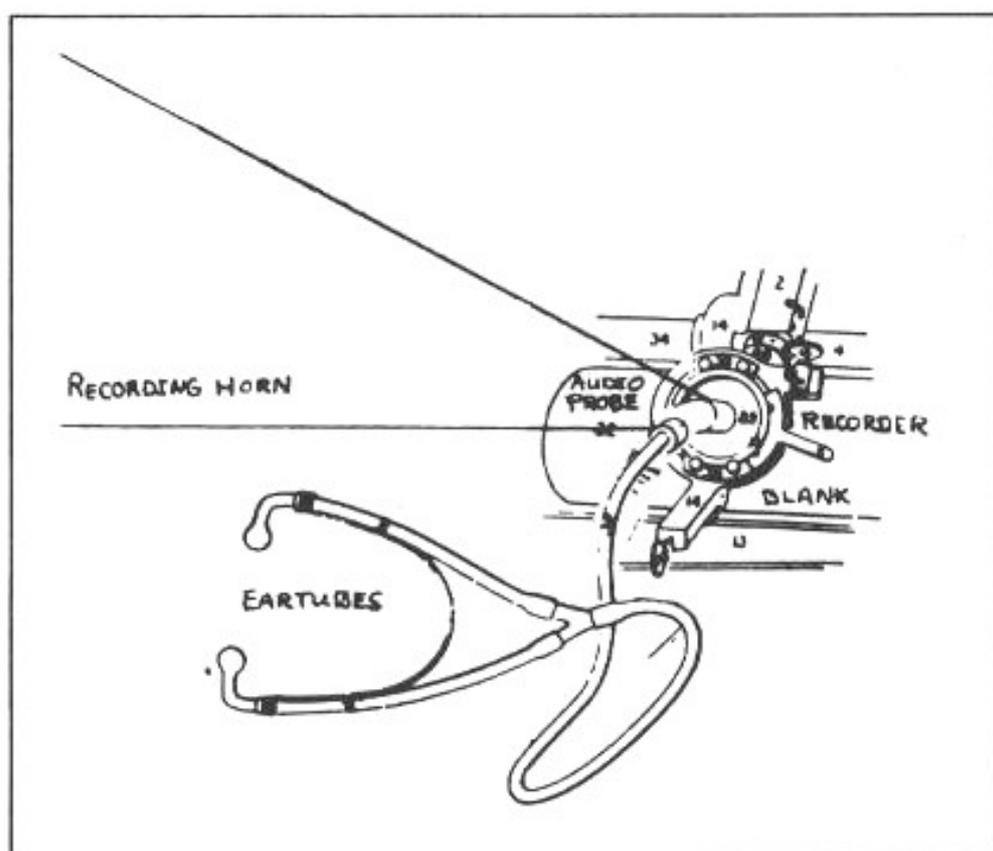


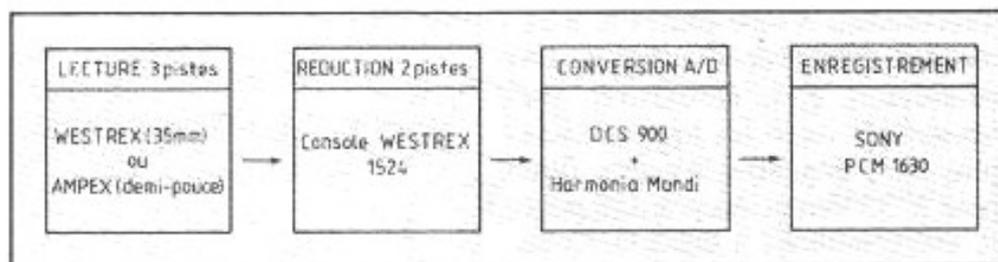
Fig. 5 : Appareil de contrôle auditif.

rité sur 3324 Sony, les trois pistes pouvant ainsi être copiées séparément. Les bandes les plus délicates, bien qu'en fort bon état pour leur âge, étaient celles au format demi-pouce. Les précautions usuelles furent donc prises pour ne pas détériorer la couche d'oxyde : éviter par exemple tout rembobinage trop rapide. Quant aux bobines en 35 mm, elles se sont avérées d'une qualité surprenante, montrant un faible niveau de bruit, une belle spatialisation de la scène sonore et une réponse en fréquence très étendue. Selon Dennis Drake, ingénieur en charge du projet l'étape la plus délicate a bel et bien été la conversion du signal en numérique. Les écoutes attentives menées tout au long du processus ont clairement montré que ce "passage" n'était pas toujours transparent en termes subjectifs. D'où la sélection rigoureuse des convertisseurs afin de préserver l'aération et l'impression de perspective en trois dimensions ressenties à l'écoute des masters. D'où aussi l'utilisation d'un module de redithering conçu par Harmonia Mundi (BW 102/49) utilisant un algorithme de noise shaping propre à augmenter la finesse de restitution sur des signaux bas niveau.

Ce sont donc les tests d'écoute qui, tout au long de ce projet, ont présidé à l'élaboration de la méthode de travail. Avec parfois des bénéfices inattendus : le premier CD test livré par l'usine, une fois comparé aux originaux, ne semblait pas satisfaisant. Son dur, manque d'ampleur dans le bas du spectre, le résultat n'était pas conforme aux espérances. Il apparut après investigation que sur les trois machines utilisées pour la confection des glass master, l'une, responsable du master "fautif", possédait une électronique différente des deux autres.

## Méthode traditionnelle de restauration

Le choix volontaire d'une chaîne de transfert la plus simple possible



Chaîne de transfert utilisée pour la réédition des disques Mercury.

n'est pas toujours praticable. Lorsque le document est trop dégradé, il faut parfois avoir recours à des solutions plus radicales. Parmi les défauts les plus fréquents sur des supports anciens, disques noirs ou bandes magnétiques, on peut citer les bruits parasites de fréquence et d'amplitude constante affectant toute la durée d'un enregistrement. Ces bruits indésirables peuvent avoir des causes extérieures (pollution en provenance du secteur si l'alimentation est déficiente) ou bien inhérentes au format. Les bruits de surface des disques par exemple, qui peuvent se situer dans des bandes de fréquence dépendantes du format en question : de 1 500 Hz à 6 000 Hz pour les disques shellac et de 4 000 Hz à 15 000 Hz pour les 33 trs. Les bandes magnétiques, elles, présentent parfois une réduction de niveau dans les hautes fréquences, due à un effet naturel de démagnétisation. D'autres défauts sont liés à la nature du signal enregistré et se présentent donc de manière intermittente. Distorsions causées par des sifflantes, saturations sur les pointes de niveau sont le lot de beaucoup de formats anciens. De même d'infimes variations de vitesse peuvent induire une gêne auditive réelle, l'oreille étant très sensible aux changements de hauteur.

L'évolution la plus flagrante dans ce domaine est certainement l'apparition de logiciels de traitement dédiés tels que les célèbres Cedar ou No Noise. Ces outils récents - le Cedar est apparu sur le marché en 1990 - possèdent de

nombreux atouts : suppression des bruits parasites grâce au découpage du spectre en un grand nombre de bandes traitées séparément (plus de 2 000), reconstitution des parties manquantes suite à une analyse de fréquences adéquate (séries de Fourier). Malgré l'avenir certain de ces outils, leur poids financier, tant à l'achat qu'à l'utilisation demeure considérable : l'investissement peut atteindre 1 million de francs et certaines opérations sont encore loin de se faire en temps réel, allant parfois jusqu'à un temps de traitement dix fois supérieur à la durée du programme.

Des approches plus conventionnelles existent de longue date (travaux de R.S. Brink, cf. bibliographie), sans toutefois être directement comparables à l'outil informatique. Il ne s'agit plus là d'un outil unique mais d'une chaîne de traitement cohérente constituée de périphériques courants. Un tel ensemble est présenté en figure 6. Assez complexe comme on peut le voir, il résulte d'une réflexion sur les problèmes spécifiques de la restauration de documents sonores.

Le premier élément actif de cette chaîne (expander) est destiné à réduire le niveau de bruit dans les passages faiblement modulés et d'autre part à augmenter la plage dynamique de l'enregistrement. Les filtres paramétriques permettent d'intervenir précisément sur la courbe de réponse ; on peut accorder la fréquence pour réaliser une correction de grande amplitude (en plus ou en moins) dans une bande qui sera la plus étroite possible (grande sélectivité). L'équaliser

graphique est destiné à moduler la courbe de réponse dans son ensemble selon les caractéristiques voulues. On peut ainsi, grâce au compresseur, contrôler le niveau de manière optimale afin de ne pas saturer le magnétophone de fin de chaîne. Ce compresseur permet aussi comme nous le verrons plus loin de réduire, en conjonction avec l'équaliser qui le précède, certains défauts intermittents. On trouve ensuite un second equaliser graphique destiné à deux types d'usage : correction des changements apportés par le compresseur à la courbe de réponse et correction des bruits générés par les étages précédents. Viennent enfin un filtre passe-bande réglable et un magnétophone équipé ou non de réducteurs de bruit.

Le plus difficile avec une telle méthode reste probablement de maîtriser les interactions entre les différents traitements, c'est pourquoi l'ordre dans lequel interviennent les corrections est primordial. Prenons l'exemple de l'utilisation de filtres réjecteurs pour réduire les produits de distorsion harmonique (fig. 7 et 8). Après insertion des filtres la courbe perçue est celle de la figure 9. La réduction - efficace - de ces composantes harmoniques provoquant une perte de niveau, il est alors nécessaire de redonner du gain à la bande de fréquence considérée. Ce qui, malheureusement, a pour effet de remonter le bruit dans le haut du spectre. Il

faut alors utiliser un coupe-haut mais ce faisant, on risque d'arriver à une courbe de réponse subjective

trop mate, manquant de brillant. La seule solution pour y remédier est alors de remonter la bande située

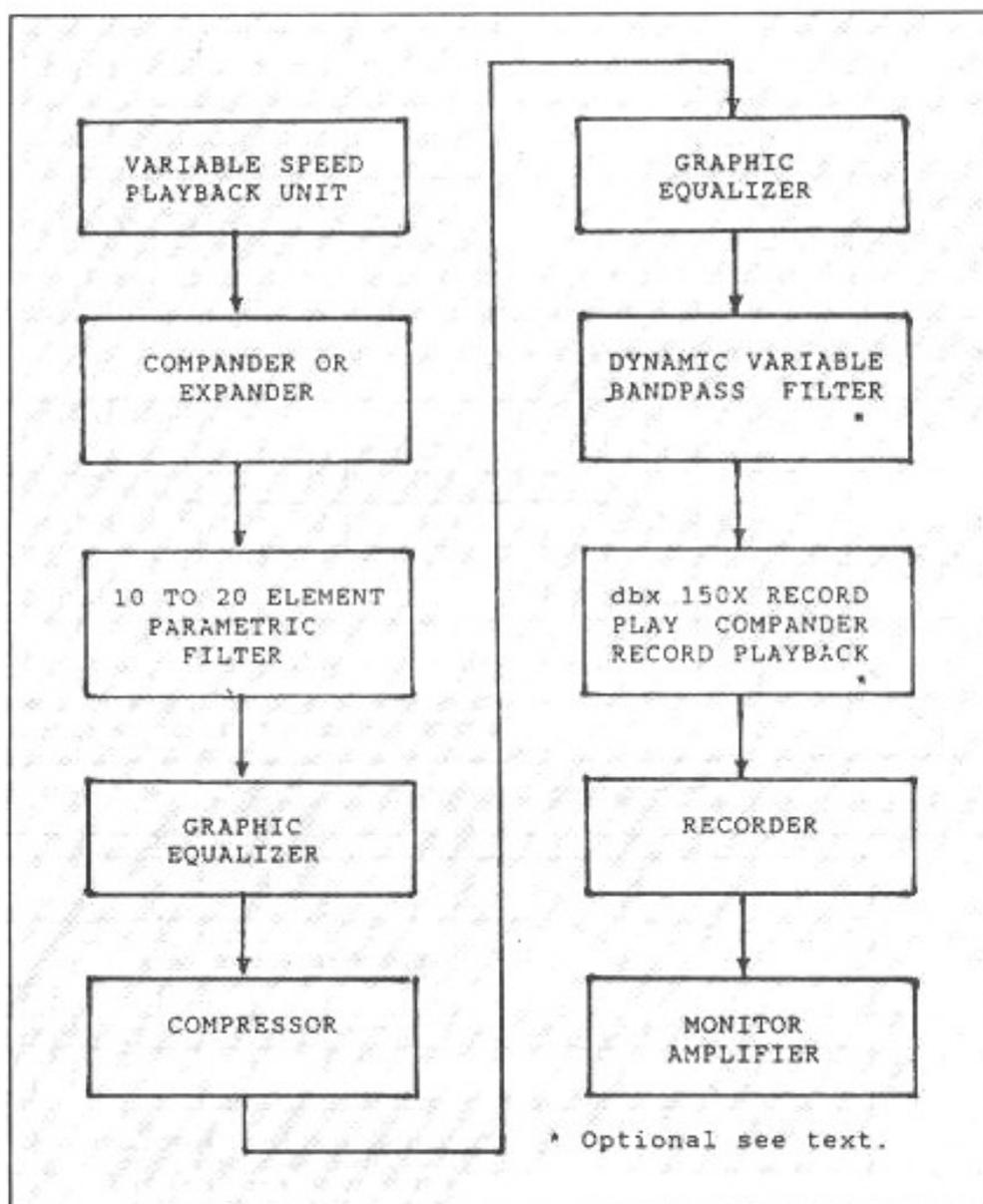


Fig. 6 : Synoptique d'une chaîne de restauration analogique.

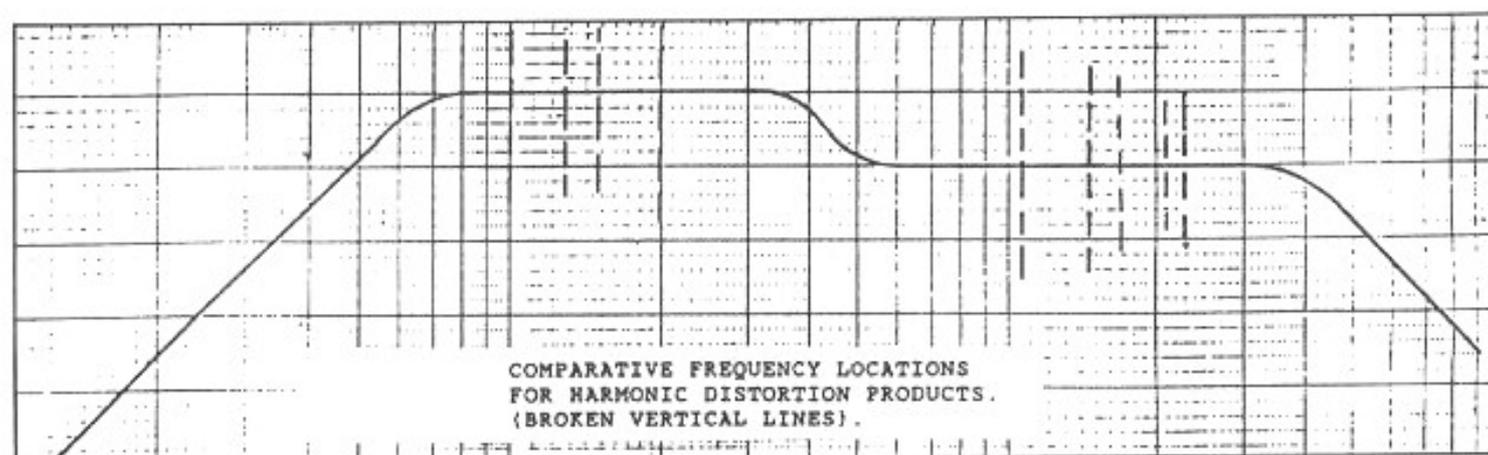


Fig. 7 : Utilisation de filtres réjecteurs afin de réduire les distorsions.

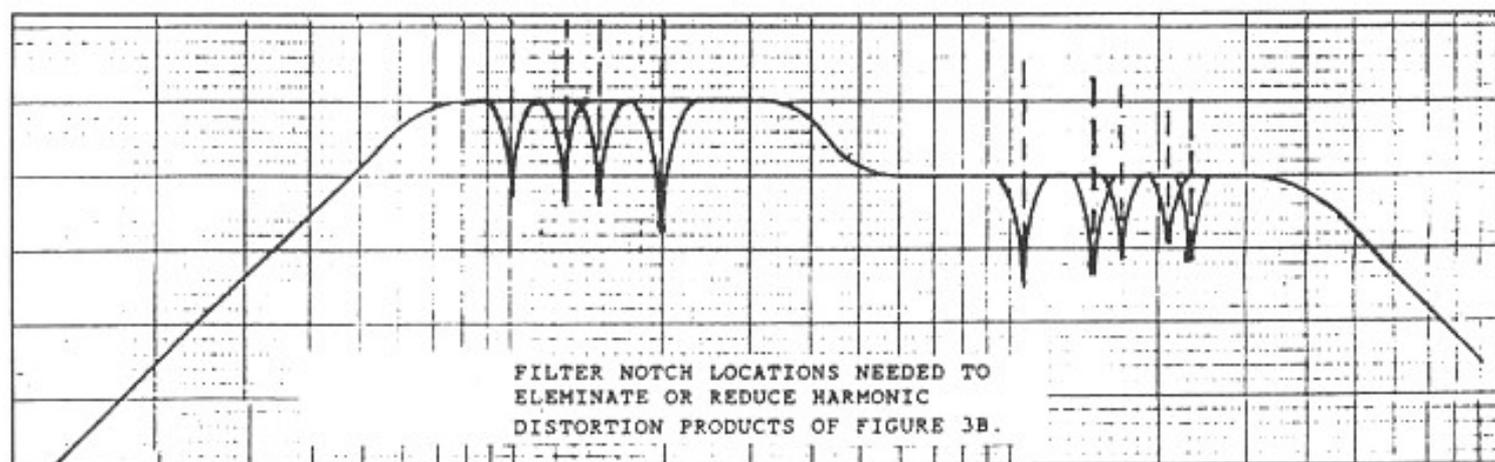


Fig. 8 : Utilisation de filtres réjecteurs afin de réduire les distorsions.

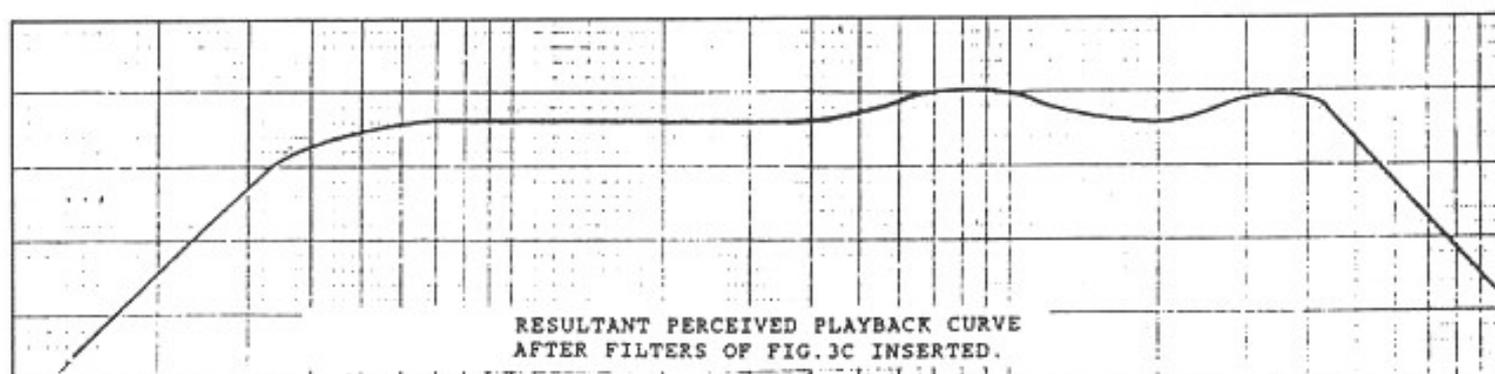


Fig. 9 : Courbe subjective après insertion des filtres réjecteurs.

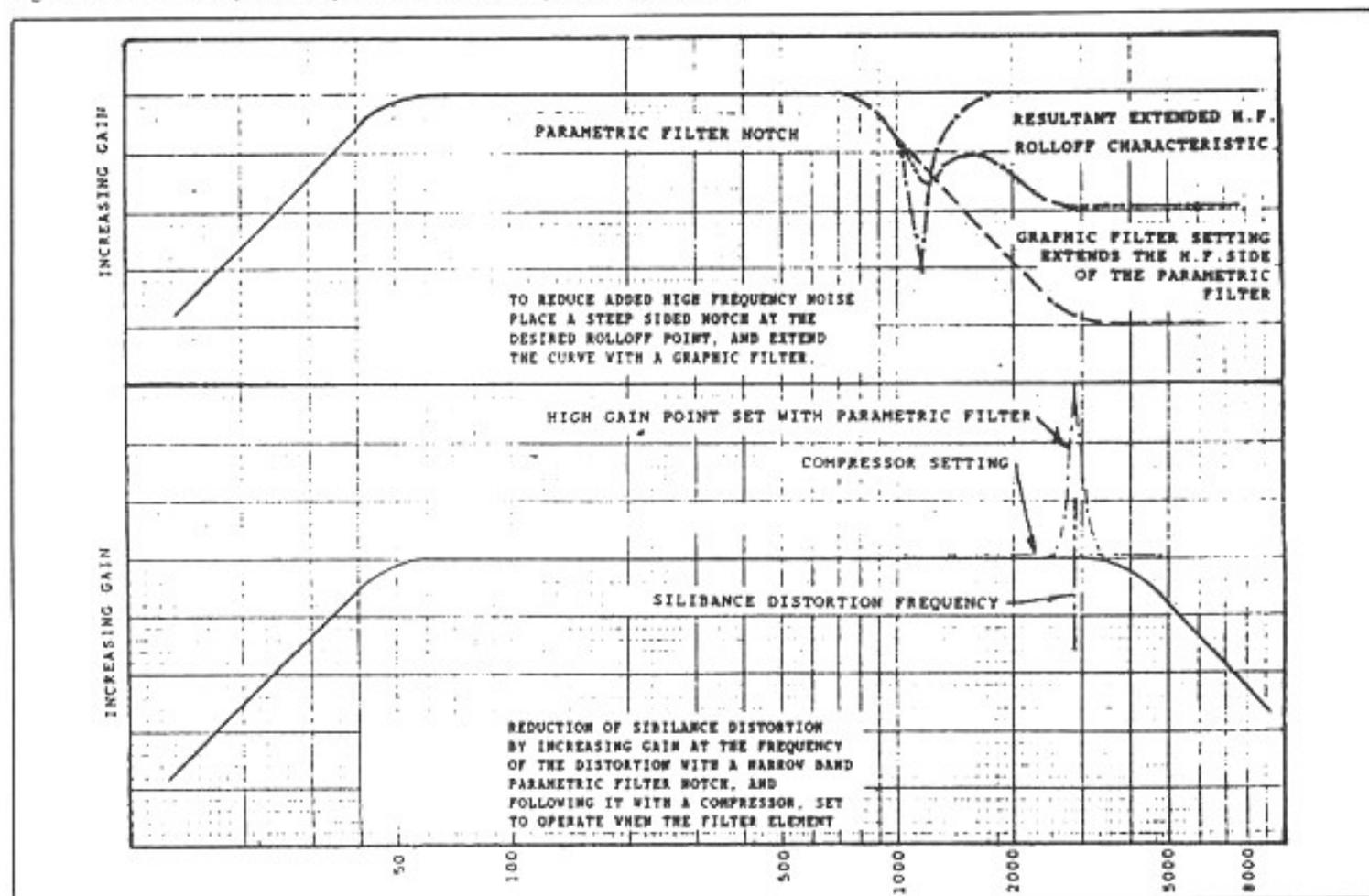


Fig. 10 : Supression des distorsions de sibilance.

juste avant la coupure haute pour obtenir un effet de présence.

Une bonne suppression des distorsions de sibilance peut, elle aussi, être obtenue par l'utilisation judicieuse d'une telle chaîne de transfert. On peut visualiser sur la figure 10 l'action d'un filtre paramétrique très sélectif réglé pour accentuer la fréquence à laquelle se produit la distorsion. Le signal est ensuite dirigé sur un compresseur, taux de compression réglé au maximum et temps d'attaque et de release les plus courts possible. En ajustant de manière précise le seuil de déclenchement on peut espérer une atténuation convenable de la distorsion audible.

Une telle méthode est, comme on le voit, essentiellement fondée sur l'évaluation subjective des corrections opérées mais aussi sur une

parfaite connaissance du matériel requis. Elle semble en tout cas être utilisée aux Etats-Unis (cf. bibliographie III), avec des résultats satisfaisants. Si l'informatique offre les possibilités de repérage visuel, la facilité d'édition, des interventions "microscopiques" ou des reconstitutions du signal, l'emploi d'un dispositif de transfert plus traditionnel propose en revanche une souplesse d'emploi et un accès à tous les paramètres qu'on ne peut négliger.

## Bibliographie

I. "Electrical Reproduction of Acoustically Recorded Cylinders and Disks, Part 2". John C. Fesler. JAES vol. 31, n°9, 1983 September.

II. "Record Materials Part 1: Chemical Technology in the

Edison Recording Industry". L.S. Burt, JAES vol. 25, p. 713, 1977 Oct/Nov.

III. "Empirical Methods in Restorative Processing of Historical Recordings". Roy Summer Jr Brink, AES preprint 3241.

IV. "Digital Mastering of the Mercury Living Presence Recordings for Compact Disc Release". Dennis Drake, AES preprint 3242.

A écouter: "Frederick Fennel conducts Cole Porter & George Gershwin", Mercury living presence 434 327-2.

L'Edison modèle C photographié provient de la collection de M. P. Louvet.

\* Voir *L'Audiophile* n° 21.

---

**Page non  
disponible**

# POUR EN FINIR AVEC LE CABLE...

*Pierre Johannet*

**L**

*es câbles sont un sujet qui fera encore couler beaucoup d'encre sous les ponts de la Haute-Fidélité... Il n'est d'ailleurs pas mauvais, en ces temps moroses, qu'un élément aussi simple garde autant de mystère et reste peuplé, outre de quelques électrons plus ou moins libres, de gnomes, farfadets et autres lutins électroniques qui s'ingénient à nous brouiller l'écoute à qui mieux mieux tout en faisant les délices de maint constructeurs...*

## Introduction

Le câble est un sujet décidément inépuisable. Rappelons les épisodes précédents :

- *L'Audiophile* n° 9 (mars 90) : "Le son des câbles" mettait déjà en cause les phénomènes de mémoire des isolants et les non-linéarités internes du conducteur, qui se sont avérés par la suite dus essentiellement aux contacts entre brins dans les conducteurs multibrins.

- *L'Audiophile* n° 12 (octobre 90) : "Le câble coaxial, cet inconnu" soulignait la complexité des câbles blindés et l'intérêt des liaisons bifilaires blindées.

- *L'Audiophile* n° 16 (juin 91) : "A la poursuite du 300 B" soulignait l'intérêt des liaisons inductives avec les haut-parleurs.

- *L'Audiophile* n° 23 (février 93) : "Les câbles : la fin du mystère" dénonçait sans ambages les problèmes de contacts entre brins dont l'effet était particulièrement nocif dans les câbles de haut-parleurs à fort niveau.

- Enfin, *L'Audiophile* n° 25 (juillet 93) : "Les câbles, les condensateurs et la mémoire des isolants" dénonçait les effets de mémoire pernicieux des isolants.

## Les câbles proposés

Ces études ont débouché sur deux réalisations accessibles aux amateurs :

- Le câble haut-parleur type PTT, dont le schéma est rappelé fig. 1.

Il est essentiellement constitué de deux câbles PTT à 5 paires, le diamètre individuel de chaque brin étant 5 à 6/10<sup>e</sup> de mm, séparés par une distance de 35 mm par des entretoises en joint mousse distantes de 30 cm.

Les selfs d'entrée de 1  $\mu$ H sont constituées par 10 spires en cuivre

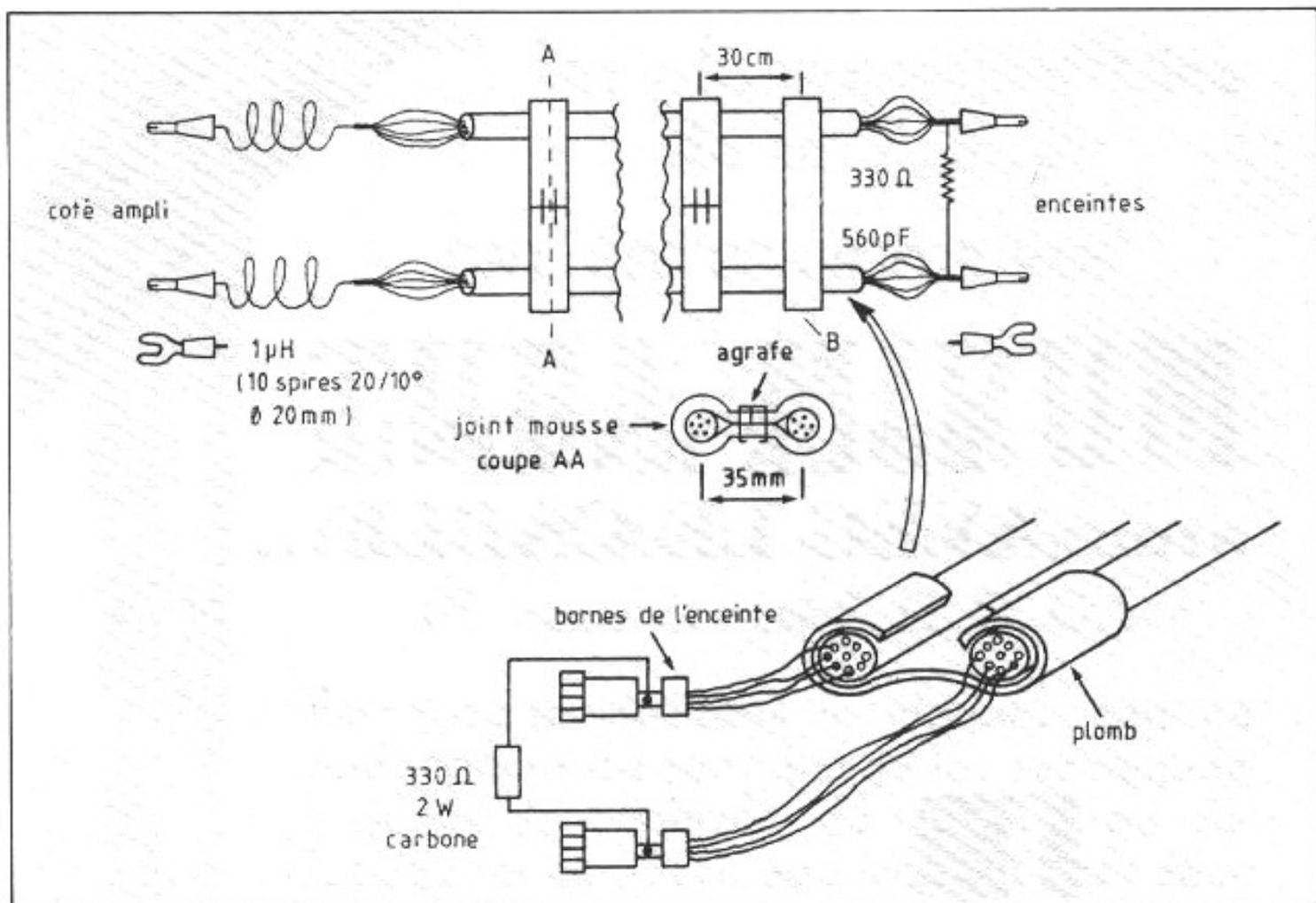


Fig. 1 : Câble "type PTT" version définitive ; en B : morceau de plomb destiné à éviter la transmission des vibrations. Câble PTT 5 paires 6/10<sup>e</sup>.

émaillé de diamètre 15 à 20/10<sup>e</sup>, sur un diamètre de 20 mm.

On dispose côté enceintes un morceau de plomb destiné à bloquer d'éventuelles vibrations en provenance des haut-parleurs ainsi qu'une résistance d'adaptation de 330 Ω 2 W (type carbone de préférence).

L'expérience montre que cette résistance n'est utile que dans certains cas : son effet est faible dans le cas d'enceintes électrostatiques.

L'accueil reçu par ce câble a été très favorable, au vu des témoignages des lecteurs qui l'ont réalisé : définition et ouverture, sensation de puissance illimitée sont les termes qui reviennent le plus souvent.

L'expérience a montré que l'amélioration était sensible, même pour des distances aussi réduites

que 50 cm.

L'apport des petites inductances de 1 µH est aussi indéniable, bien que l'interprétation de leur mode d'action ne soit pas évident : linéarisation de la phase ? Blocage de parasites radioélectriques HF ? Protection de la contre-réaction de l'amplificateur contre les perturbations haute fréquence ? Toujours est-il que le résultat en est parfaitement audible.

• Le câble de liaison réalisé à partir du câble Flatline a également rallié tous les suffrages (fig. 2).

Rappelons que celui-ci est constitué de 4 conducteurs méplats côte à côte dans une gaine en Téflon extrudée. Il résout ainsi les principaux problèmes rencontrés dans les câbles :

- l'effet de peau par l'utilisation de ruban conducteur mince ;

- la suppression des contacts entre brins (conducteur monobrin) ;
- la suppression de l'effet de mémoire des isolants par l'utilisation du Téflon.

L'expérience a montré que la configuration la meilleure auditivement était la configuration a) (fig. 13 *L'Audiophile* n° 25), ce qui peut s'expliquer par des effets de proximité défavorables dans la configuration b).

Ce câble de liaison a été réalisé par des nombreux lecteurs avec un plein succès : il est significatif de voir que les publicités correspondantes du câble Flatline ont été modifiées en conséquence par son représentant...

Ce succès confirme bien la très grande influence des effets de mémoire dans la musicalité globale des câbles de liaison.

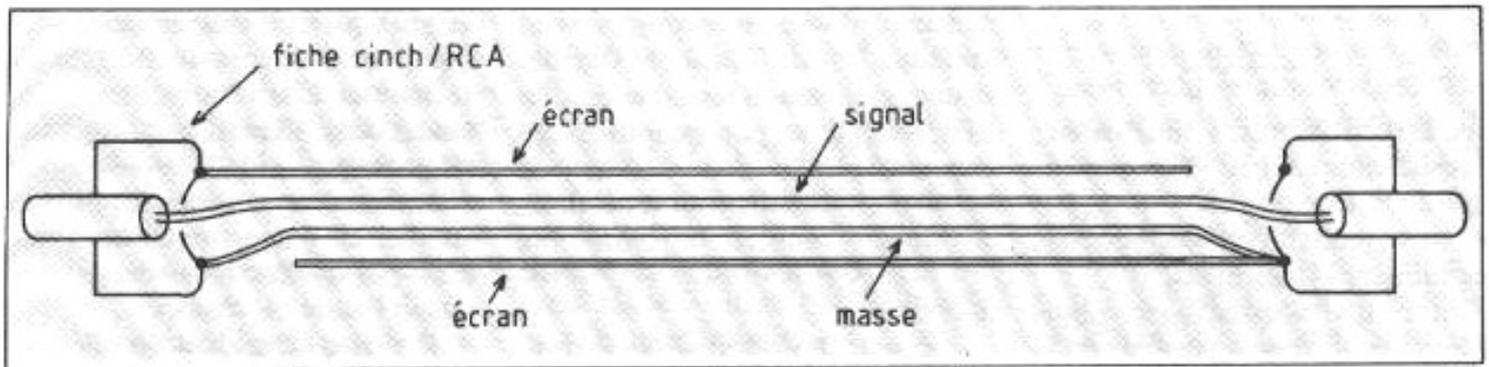


Fig. 2 : Câble de liaison haut niveau (0 dB - 1 V) réalisé à partir de câble Flatline (1/2 câble, à 4 conducteurs), structure symétrique à 2 écrans statiques.

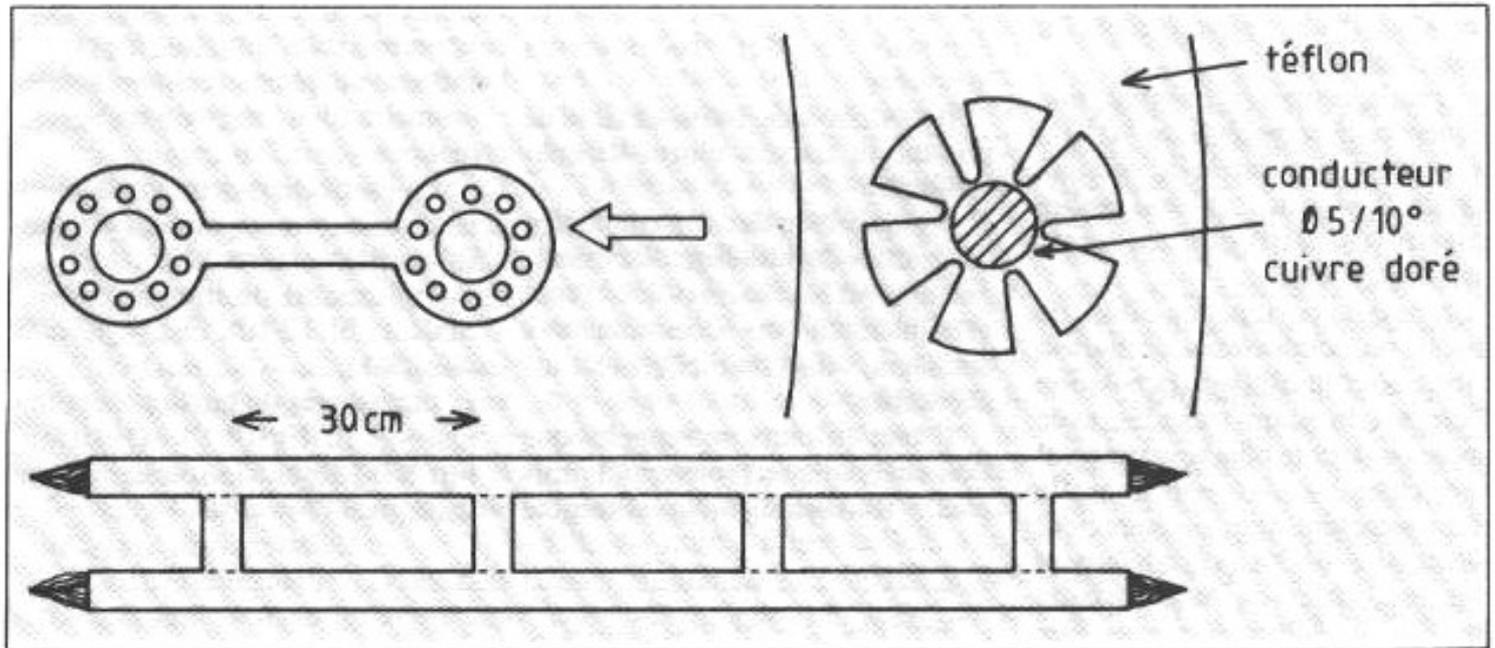


Fig. 3 : Essai de câble HP "idéal" ; isolement en Teflon extrudé.

## Réflexions et développements

Nous ne prétendons aucunement avoir apporté des solutions définitives au problème des câbles, mais seulement avoir confirmé les principales contraintes qui s'y exercent :

- l'effet de peau qui interdit des épaisseurs ou diamètre de conducteurs supérieurs à 0,5 mm ;
- les contacts entre brins, dont l'élimination conduit à l'utilisation exclusive de conducteurs monobrins ;
- l'effet de mémoire des isolants, qui conduit à utiliser comme isolants préférentiels l'air ou le Téflon, sans exclure d'autres diélectriques sans mémoire.

Si l'air constitue l'isolant sans

mémoire presque idéal, il est difficile d'utiliser des configurations de câbles de haut-parleur en fil nu (bien qu'une des plus récentes réalisations de câbles Fadel y corresponde) et les câbles monobrins isolés Téflon ne courent pas les rues... Par ailleurs un problème subsiste : par action du milieu ambiant, presque tous les conducteurs - et le cuivre en particulier - se recouvrent d'une couche d'oxyde généralement isolante ou mauvaise conductrice et dont le rôle n'est pas sans incidence sur le rendu sonore.

Quel pourrait être finalement le câble idéal et sans reproches réalisable industriellement ? Il pourrait avoir la configuration de la figure 3 où chaque conducteur cuivre  $\varnothing < 5/10^e$  mm serait maintenu en place

par une structure en Téflon extrudé assurant un contact minimal avec chaque conducteur pour en réduire au maximum la capacité propre. Chaque conducteur élémentaire serait individuellement poli et doré pour éviter les effets de pointes et d'oxydation. Une couche minimale de dorure serait largement suffisante pour assurer la protection, dans la mesure où on n'a pas à craindre de frottement comme dans les contacts de raccordement (fiches).

En ce qui concerne le choix du diamètre, il existe une relation donnant la fréquence de transition d'un câble en fonction de son diamètre ; elle est donnée par la relation rigoureuse :

$$f_c = \frac{k^2 \rho}{2\pi r_1^2 \mu}$$

avec  $k=1,91085$  (sans dimension) ;  
 $\rho$ =résistivité= $1,68 \cdot 10^{-8} \Omega m$  pour le cuivre ;  
 $r_1$ =rayon (m) ;  $\mu=\mu_0\mu_r=4\pi \cdot 10^{-7} \cdot 1$  pour le cuivre, pour les conducteurs cylindriques.

Pour les conducteurs plans minces ; on dispose également de la formule :

$$f_c = \frac{k'^2 \rho}{2\pi e p^2 \mu}$$

avec  $k'=1,14129$  ;  $e p$ =épaisseur du conducteur.

Avec la première formule, une fréquence de transition de 20 kHz est associée à un rayon de conducteur de 0,44 mm : on voit qu'un diamètre de  $6/10^6$  mm est largement satisfaisant.

En ce qui concerne les câbles de liaison, ou conducteurs de liaison utilisés pour le câblage, la solution idéale est la paire torsadée avec simple ou double blindage si nécessaire, chaque conducteur ayant la même structure que le conducteur élémentaire défini précédemment pour les câbles de haut-parleurs (fig. 4). Le blindage pourra être constitué d'un blindage électromagnétique raccordé au point froid (Fig. 5).

La situation est encore plus favorable dans le cas de sorties et d'entrées symétriques (type XLR ou autres) où la tresse de blindage pourra être raccordée des deux côtés.

Toutefois, l'expérience du câble Flatline a montré que le blindage n'était pas nécessaire dans la plupart des cas de liaison à niveau voisin de 0 dB, cas des liaisons tuner ou CD → préampli, à condition d'éviter de les faire cheminer à proximité des câbles d'alimentation.

## Le problème des liaisons bas niveaux

Si les câbles Flatline (entre autres...) apportaient une solution au problème des liaisons à niveau

voisin du volt, le problème des liaisons entre platines tourne-disque et préampli restait entier. En effet les cellules phonocaptrices ont des tensions de sortie voisines de quelques millivolts pour les cellules à aimant mobile, à moins de 0,1 mV pour les cellules à bobine mobile.

De plus, les impédances de sortie sont assez importantes, de l'ordre du k $\Omega$  pour fixer les idées : l'utilisation de conducteurs simplement torsadés sans blindage va conduire à des ronflements inévitables.

Il devient donc indispensable de blinder la liaison tourne-disque-préampli.

Il existe bien dans le commerce des gaines de blindage électromagnétique ad hoc, mais celles-ci sont généralement peu accessibles aux amateurs, voire financièrement inabordable.

Il faut en outre se rappeler que l'on cherche à se protéger à la fois contre les rayonnements d'origine

magnétique et d'origine électrostatique dus en général au 50 Hz du secteur et à ses harmoniques : il faudra donc à la fois une protection magnétique et électrostatique ; contrairement à une opinion bien ancrée, en basse fréquence, l'une n'est pas automatiquement assurée quand l'autre est réalisée...

Il existe cependant un blindage commode et peu coûteux pouvant assurer ces deux fonctions, réalisé à partir d'un ressort de traction à spires jointives et qui peut se trouver en assez grandes longueurs (50 cm ou plus), réalisé en acier ordinaire (donc magnétique) galvanisé.

En particulier, deux modèles intéressants sont disponibles au sous-sol du BHV (rayon 1 bis...) :

- un ressort de traction marque Malsor, fil 12/10<sup>e</sup>,  $\varnothing$  ext. 12 mm, réf. BT 12 ;

- un ressort de traction de même marque, fil 10/10<sup>e</sup>,  $\varnothing$  ext. 10 mm, réf. BT 10 pour la somme raisonnable de 32 F.

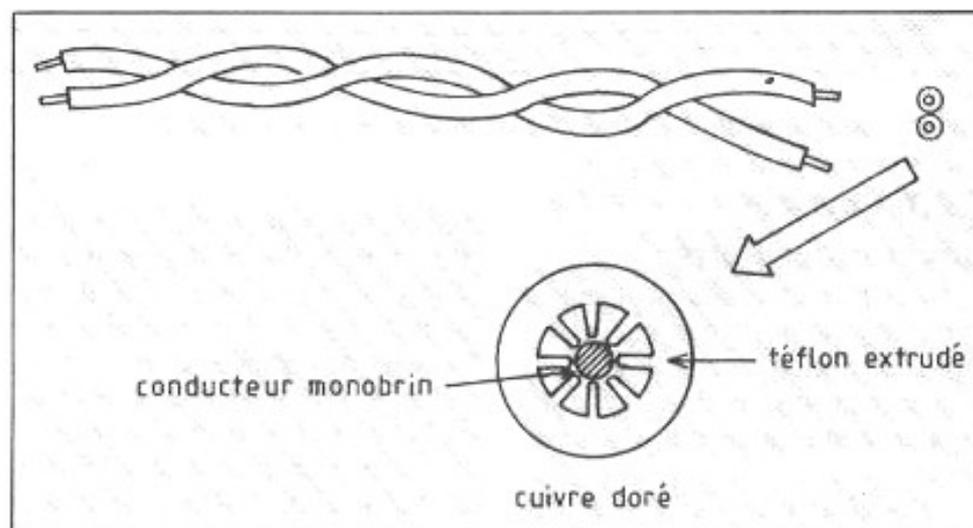


Fig. 4 : Prise "idéale" torsadée non blindée.

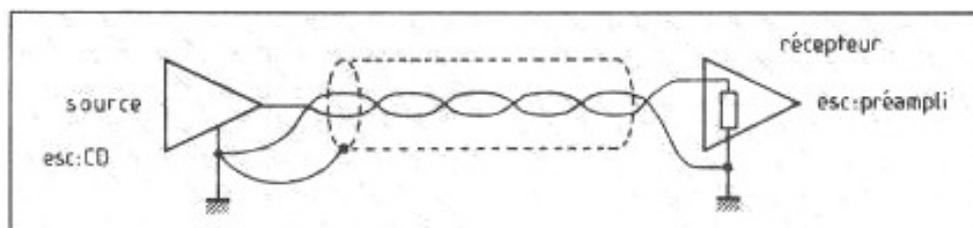


Fig. 5 : Connexion correcte d'une paire torsadée blindée.

Les deux conviennent à la réalisation prévue, le ressort  $\varnothing$  12 logeant "plus confortablement" un 1/2 câble Flatline (4 conducteurs) que le ressort  $\varnothing$  10 où le demi-câble Flatline se place "à frottement dur".

Pour les câbles longs, il est possible :

- d'utiliser des ressorts disponibles "au mètre" chez les détaillants industriels ;

- de raccorder bout à bout les ressorts "type BHV" qui se soudent très facilement à l'étain (même plus facilement que les composants électroniques !).

Le schéma théorique auquel on aboutit est donné fig. 6.

Le ressort n'est raccordé à la masse que côté source. Le raccordement effectué, rien n'empêche :

- de faire un essai de raccordement du blindage également côté récepteur ;

- d'inverser le câble pour voir si le raccordement côté récepteur ne serait pas plus favorable ;

En effet, en matière de raccordement bas niveaux, si la théorie conseille de ne raccorder le blindage qu'à la masse côté source, en un seul point, la pratique montre que les champs électromagnétiques n'en font qu'à leur tête au grand désespoir des Audiophiles.

La réalisation pratique du câble est détaillée sur les photos de a) à d).

## Essais et résultats

Nous avons remplacé les câbles de liaison de notre platine tourne-disque qui restait le dernier élément non câblé Flatline par crainte des ronflements induits.

Le câble côté source a été raccordé directement par soudure à la barrette à cosses sur laquelle arrive le câblage du bras de lecture. Les ressorts de blindage ont été raccordés à la masse du châssis par des vis disponibles à proximité de la barrette.

La longueur du raccordement est de 1 m : il a fallu souder deux ressorts bout à bout. Les deux autres extrémités du câble sont reliées à des prises WBT de bonne facture.

Il s'agit d'une platine Dual 1219 à plateau lourd et entraînement à galet par moteur à fort couple, ce qui l'apparente à une version (très) économique de l'inoubliable EMT. Elle est munie d'une cellule à aimant mobile Shure M97HE à diamant elliptique et petit balai chasse-poussière - surtout intéressant pour l'amortissement supplémentaire qu'il procure.

Le tout est raccordé au préamplificateur Kanéda bien connu des lecteurs.

Le premier contact est prometteur, bien que le son tire sensiblement vers le médium-aigu : ceci est normal car la charge optimale de la cellule utilisée est  $47\text{ k}\Omega // 330\text{ pF}$  et la capacité du câble Flatline seule est insuffisante.

Après avoir raccordé 330 pF polystyrène +47 pF mica à l'entrée du préampli, tout rentre dans l'ordre. Un problème subsiste : en augmentant le niveau, bras levé, un ronflement apparaît : il est dû au voisinage du cordon d'alimentation de la platine qui longe le câble de sortie sur 20 à 30 cm. Il faut dire que le câble Flatline n'a pas été torsadé avant introduction dans le ressort de blindage; La solution est obtenue en utilisant comme câble secteur du câble PTT (cf. L'Audiophile n° 23) en en reliant l'écran à la terre de la prise (et non côté platine).

L'écoute peut alors commencer sereinement. Le premier sentiment qui se dégage est une suppression presque complète du bruit de fond. Ce phénomène surprenant avait déjà été constaté sur certains grands systèmes à très haut rendement, notamment lors des démonstrations à l'Espace Kiron où le bruit de fond s'étalait loin derrière les enceintes, en arrière de la scène sonore.

C'est la même chose ici : le souffle est rejeté à gauche et à

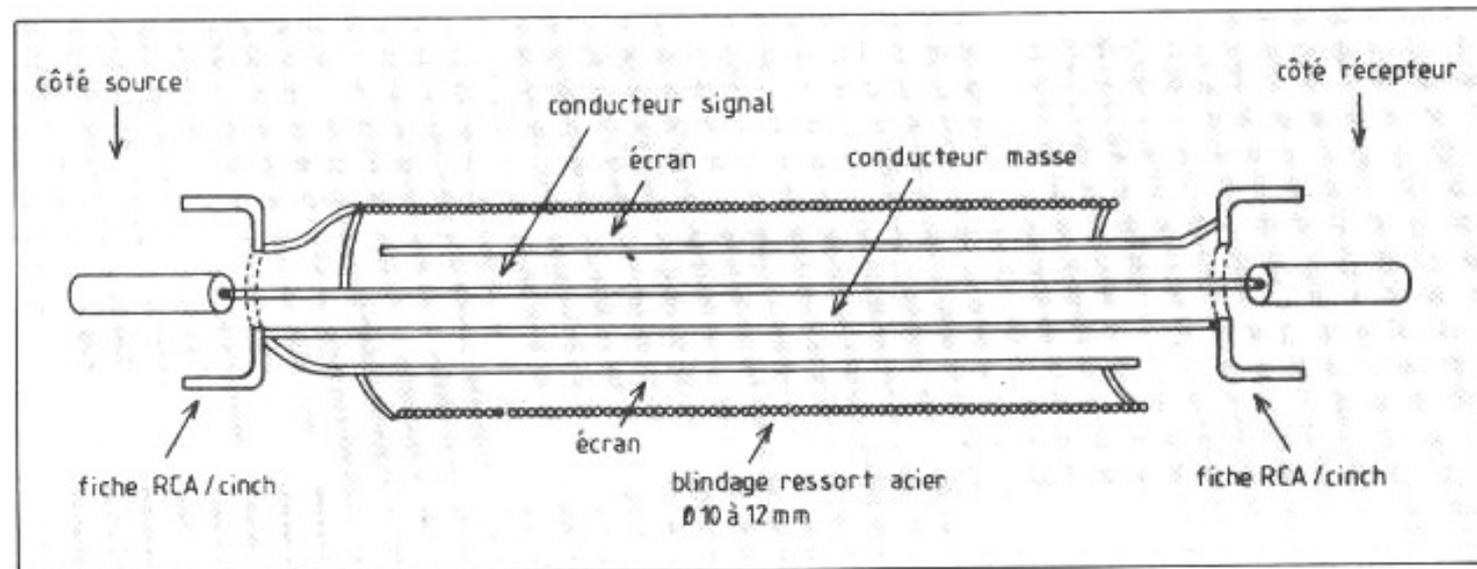
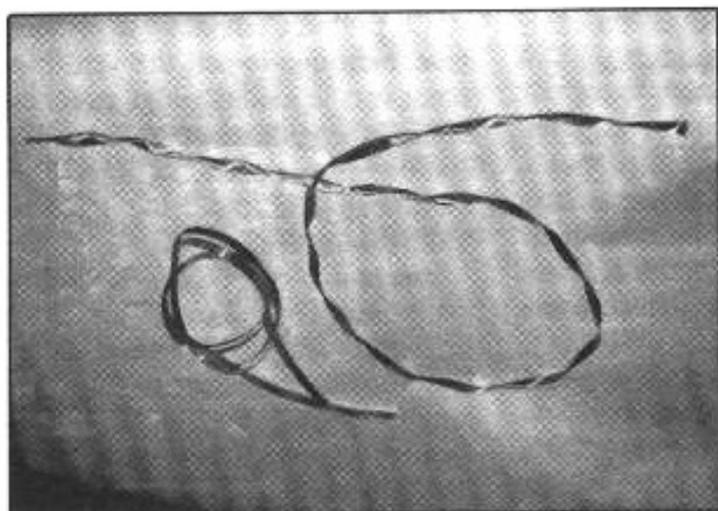
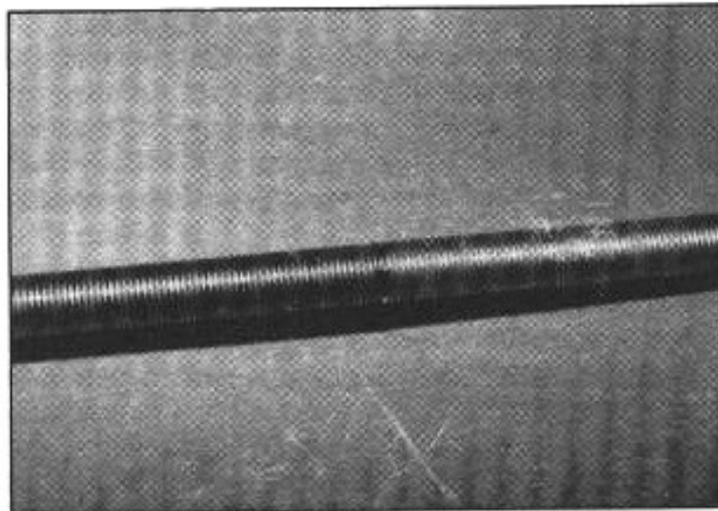


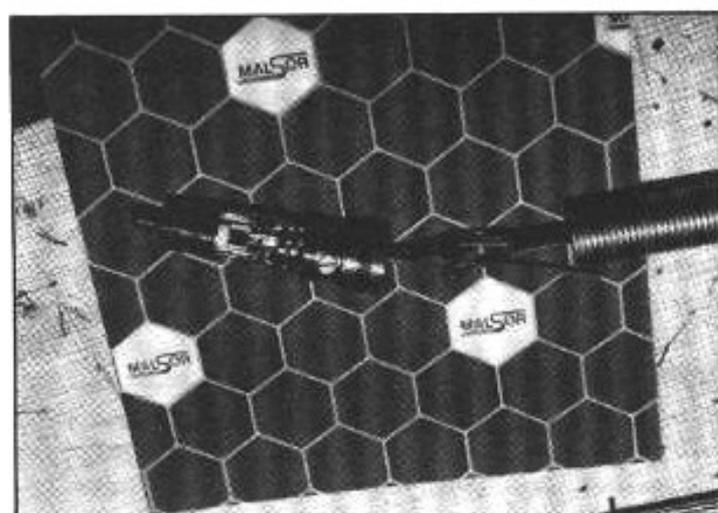
Fig. 6 : Schéma de principe du câble Flatline blindé bas niveaux.



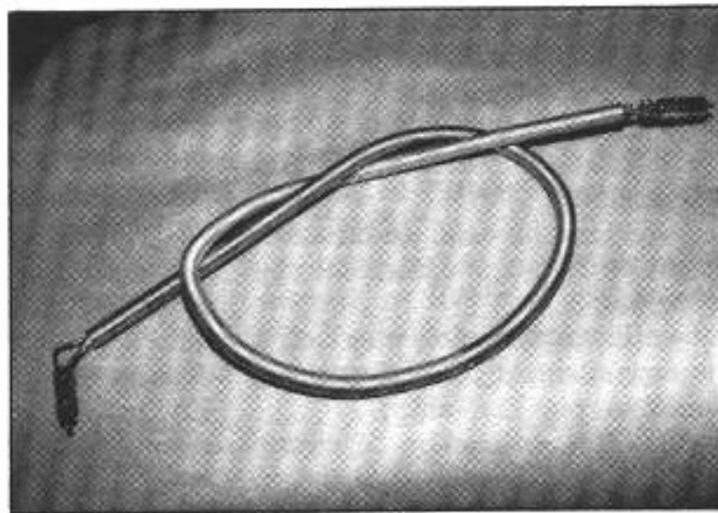
a) Demi-câble Flatline torsadé -longueur 1,10 m environ.



b) Soudure de deux ressorts de 50 cm.



c) Détail de la soudure sur fiche BWT.



d) Câble terminé ; le ressort n'est relié à la masse que d'un seul côté.

droite, mais rien n'apparaît au milieu : le souffle semble totalement décorrélé du signal musical.

Ce phénomène est certainement dû à la suppression de l'effet de mémoire, dû à l'utilisation du Téflon comme isolant.

On gagne de manière spectaculaire en musicalité : les signaux sont parfaitement détourés, sans halo parasite, avec des micro-informations bien détachées. On peut véritablement parler de redécouverte de ses disques, et constater avec nostalgie comment une vieille platine de 1970 est capable de damer le pion à bien des lecteurs CD actuels...

## Conclusion

Il est bien réconfortant de voir

aussi bien vérifiées nos hypothèses sur les câbles, et notamment les phénomènes pernicious de mémoire qui polluent les signaux à bas niveau. La solution proposée est peu coûteuse - inférieure à 200 F par mètre, fiches comprises - et ne nécessite qu'un peu de temps et quelques soudures de la part des Audiophiles intéressés.

Un problème esthétique subsiste cependant : le câble terminé ressemble plus à un raccord de douche qu'à un câble HiFi, mais quand on écoute, on ne regarde pas...

## Dernière minute...

Devant les bons résultats obtenus avec le câble Flatline blindé par ressort, les autres câbles de liaison haut niveau de la chaîne ont égale-

ment été blindés : l'amélioration est nette. Une expérimentation supplémentaire va consister à polariser l'isolation du câble par une tension continue (pile de 9 V) sans débit, raccordée entre la masse côté source et le ressort de blindage : les lecteurs seront tenus au courant des résultats obtenus.

**ABONNEZ-VOUS  
À  
L'AUDIOPHILE**

**Page non  
disponible**

**Page non  
disponible**



# Chronique d'une optimisation sous contraintes

**L**

*apparition sur le marché de filtres actifs numériques  
bouleverse les habitudes du microcosme des enthousiastes de la multi-amplification.  
Jadis existaient bien des filtres actifs analogiques relativement performants,  
mais ils n'arrivent pas à la cheville des appareils actuels.  
Ces filtres actifs numériques sont caractérisés par une extrême souplesse  
et des performances hors du commun.  
En particulier, la mise en phase des différentes voies  
est aujourd'hui d'une déconcertante facilité.*

## 1. Introduction, conceptualisation, la multi-amplification

• L'auteur s'est fixé comme objectif la quadri-amplification de ses enceintes et la restitution correcte d'un signal impulsionnel en salle d'écoute. Le pragmatisme et l'indépendance d'esprit sont de rigueur en dehors de tout dogme établi.

Cet objectif est atteint pour les trois voies supérieures. La mise en phase de l'Extrême-Grave est plus délicate et, d'ailleurs, moins critique à l'écoute. Elle fera l'objet d'un travail ultérieur, en collaboration avec le constructeur.

• Une réponse en bruit rose par tiers d'octave régulière est une condition nécessaire mais non suffisante à l'obtention d'une écoute optimale.

L'adjonction de mesures en régime impulsionnel permet de franchir un pas important vers une meilleure qualité subjective d'écoute. C'est le concept fondamental mis en évidence dans les lignes qui suivent.

L'utilisation successive et corrélative de mesures en régime impul-

sionnel et en bruit rose judicieusement alternées à la position d'écoute est décrite in extenso ci-dessous.

• Les bienfaits de la multi-amplification sont nombreux et bien connus. Cette technique est relativement peu développée car elle implique :

- un investissement lourd
- un encombrement à la limite du tolérable
- un bagage technique important
- un matériel de réglage non né-

gligeable, tant il est vrai que l'oreille seule est incapable d'informer objectivement l'auditeur du réglage idoine d'une chaîne multi-amplifiée.

Une caractéristique mise en évidence dans les lignes qui suivent est la possibilité

- d'optimiser la réponse impulsionnelle par la mise en phase rigoureuse des différentes voies en ajustant les retards de phase de chacune de celles-ci,

- de respecter une réponse en fréquence (bruit rose) de façon très fine en ajustant les fréquences de coupure, les pentes et les niveaux du filtre actif.

L'annexe 1 donne une idée des possibilités du filtrage actif utilisé.

## 2. Sémantique

Il est utile d'établir le petit glossaire qui suit pour guider le lecteur dans les arcanes de la multi-amplification et de l'optimisation. Le vocabulaire et les abréviations suivantes seront donc utilisés par la suite dans cet opuscule :

- les quatre voies du système, leurs domaines fréquentiels respectifs et les sigles correspondants sont :

Aigu  $f > 4,5$  kHz (A)

Haut-médium  $f = 630$  Hz - 4,5 kHz (HM)

Bas-médium  $f = 100$  Hz - 630 Hz (BM)

Extrême-Grave  $f < 100$  Hz (EG)

- les canaux gauche et droit de la stéréophonie (G, D)

- le câblage ou l'électronique symétrique (sym.)

- les transducteurs ou haut-parleurs (HP)

- octave : intervalle de fréquence ( $f_1, f_2$ ) où  $f_2 = 2 f_1$ .

- chaque octave [ $f_1, f_2$ ] du spectre audible est à son tour divisée en trois tiers d'octave [ $f_a, f_b$ ], [ $f_a', f_b'$ ], [ $f_a'', f_b''$ ] avec  $f_a = f_1$ ,  $f_b = \sqrt[3]{2} f_a$ ,  $f_b' = \sqrt[3]{2} f_a'$ ,  $f_b'' = \sqrt[3]{2} f_a'' = f_2$ ;

Les valeurs des fréquences charnières  $f_1, f_2, f_a$  et  $f_b$  des différents tiers d'octave sont normalisées pour les travaux

acoustiques à des valeurs arrondies (16, 20, 25, 31,5, 40, 63, 80, 100, 125, 160, 200 Hz...).

- le bruit blanc : bruit brownien contenant toutes les fréquences du spectre sonore.

Ce bruit n'est pas adapté aux réglages en acoustique car il présente une pente de +3 dB/oct. : son contenu énergétique est beaucoup plus élevé aux hautes fréquences.

- le bruit rose : bruit adapté aux mesures en acoustique. Chaque 1/3 d'octave émet la même quantité d'énergie (16-20 Hz rayonne la même énergie que 16 000-20 000 Hz).

- la vitesse du son dans l'air  $v$

- la longueur d'onde d'une vibration de fréquence  $f$  :  $\lambda = v/f$

- la période d'une vibration de fréquence  $f$  :  $T = \frac{1}{f}$

- les paramètres du filtre numérique stéréophonique quatre voies sont :

- le filtre passe-bas PB (extrême-grave),

- les deux filtres passe-bande  $PM_1$  et  $PM_2$  (BM et HM),

- Le filtre passe-haut PH (aigu)

- les fréquences de coupure  $f_c$

- les atténuations à la fréquence de coupure  $A_c$

- les pentes des filtres  $pk$  ( $k=1,6$ )

- les retards appliqués aux signaux de chaque voie  $\Delta t$

- les silencieux prévus sur chaque voie du filtre actif : ils permettent d'opérer avec une seule voie en service, par exemple pour le relevé des signatures temporelles des transducteurs de chacune des voies.

- les "signatures microphoniques" des voies  $S_v$

- la pression acoustique reçue par le microphone  $p_a$ .

- la fonction objectif d'un optimiseur  $f_{obj}$  (voir annexe 2)

- poids relatifs de la fonction objectif  $\alpha, \beta, \gamma$

- optimisation : donner le meilleur fonctionnement possible à

un processus, par exemple.

## 3. De la nécessité de la mise en phase des voies

A la fréquence de coupure  $f_c$  du filtre (actif ou passif) qui sépare deux voies, les deux transducteurs Haut (H) et Bas (B) rayonnent la même fréquence  $f_c$ , en régime sinusoïdal. Si le montage mécanique sur la paroi avant est tel que les centres de gravité des cônes vibrants  $C_{gh}$  et  $C_{gb}$  (voir la figure 1) ne sont pas alignés, les deux sinusoïdes qu'ils rayonnent ne sont pas en phase et leur somme, c'est-à-dire le son finalement perçu dans l'axe d'écoute peut prendre toutes les amplitudes, entre (4-2) et (4+2) divisions à la fréquence  $f_c$ , en fonction de la valeur de l'écart  $\Delta m$ .

La figure 1a représente le cas où  $C_{gh}$  et  $C_{gb}$  sont supposés écartés de  $\Delta m = 99,2$  millimètres. Ceci conduit, à  $f_c = 1\ 000$  Hz, à un  $\Delta t = 292 \mu s$  mis en évidence par le curseur de l'oscilloscope utilisé sur la voie H manifestement en avance sur la voie B (la valeur affichée est en fait  $290 \mu s$ ). La somme des deux sinusoïdes H et B déphasées est donnée dans l'axe d'écoute supposé être l'axe médian et égale 4 divisions.

Sur la figure 1b, l'écart  $\Delta m$  existe toujours, mais un retard électrique de  $292 \mu s$  a été appliqué au signal envoyé à la voie H. Le résultat est éloquent : les signaux étant en phase, leur somme égale bien  $4+2=6$  divisions, contre 4 sur la figure 1a, ce qui représente un affaiblissement de -3,5 dB. Le calcul du  $\Delta t$  à appliquer pour compenser  $\Delta m$  est donné par

$$\lambda_c = \frac{v}{f_c} = \frac{339,7}{1000} \cong 0,33397 \text{ m}$$

Les 99,2 mm à rattraper correspondent donc à

$$\frac{99,2}{339,7} = 0,292$$

longueur d'onde  $\lambda_c$  soit  $0,292$  ms puisque 1 période = 1 ms à 1 000 Hz.

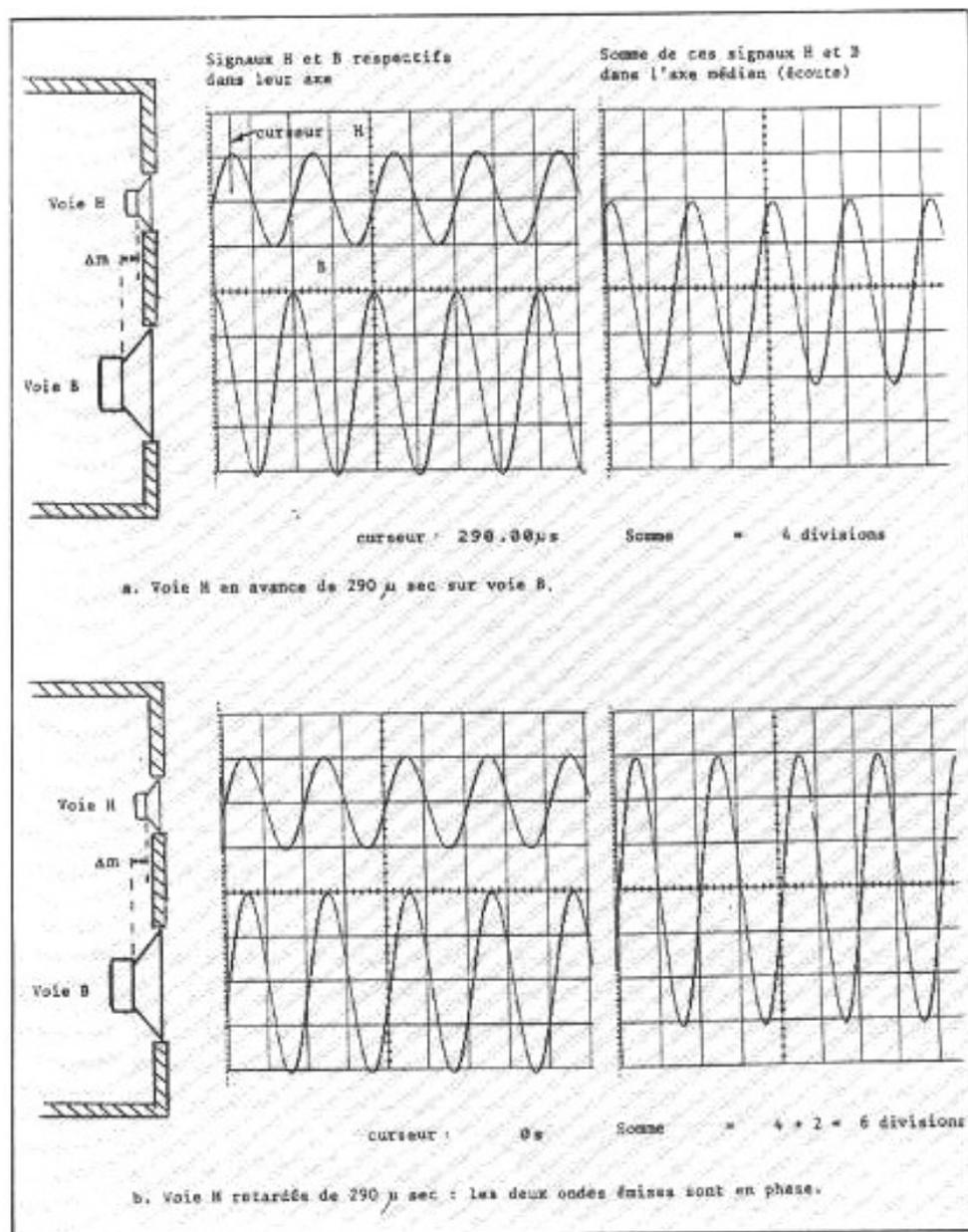


Fig. 1 : Mise en phase d'une enceinte deux voies (H et B).

Il doit être clair que les simulations présentées ici sont purement électroniques et que, dans la pratique, les imperfections des transducteurs (lobes de directivité...) compliquent singulièrement le problème.

Deux méthodes sont généralement utilisées conjointement en filtrage passif pour tenter de régler ce problème :

- un positionnement relatif des transducteurs sur la face avant tel que tout ou partie de l'écart  $\Delta m$  soit rattrapé,
- une action sur les signaux électriques respectifs envoyés aux transducteurs retardant le signal Haut (dans ce cas) de  $\Delta t$  de façon

que les deux sinusoïdes émises se retrouvent en phase.

Souvent, les constructeurs utilisent les deux méthodes en inclinant la face avant et en rattrapant le déphasage restant par un choix judicieux des paramètres L, C du filtre passif.

Dans le cas de l'enceinte 4 voies étudiée ici, le retard de phase sera toujours appliqué aux HP les plus rapprochés dans l'espace de la position d'écoute et donc exprimé par rapport à un HP de référence qui est le plus éloigné de la position d'écoute. Tous les retards de phase  $\Delta t_A, \Delta t_{HM}, \Delta t_{BM}$  sont donc mesurés par rapport à l'EG qui se trouve être la référence des phases et pour

lequel  $\Delta t_{EG}=0$ .

## 4. Les problèmes du filtrage et leur solution numérique

Les quelques obstacles à franchir lors du filtrage et leur solution en électronique numérique sont décrits ci-après :

### 4.1. L'accident à la fréquence de coupure

Ce phénomène est bien connu des utilisateurs de filtres actifs analogiques dans lesquels l'atténuation  $A_c$  à la fréquence de coupure  $f_c$  est toujours de -3 dB : il y correspond des niveaux des voies Haut et Bas de 0,707 ( $20 \log 0,707 = -3 \text{ dB}$ ) et la somme de deux signaux d'amplitude 0,707 ne donne évidemment pas 1,0, sans parler des rotations de phase...

Dès lors, la réponse en fréquence de ces filtres actifs analogiques classiques présente une bosse irréductible à la fréquence  $f_c$  illustrée par la figure 2a.

La ligne en pointillé représente la réponse plate idéale tandis que la courbe en tireté est la réponse réelle du filtre : la linéarité en fréquence n'est pas obtenue.

Cet accident est corrigé très aisément dans les filtres actifs numériques en utilisant une valeur d'atténuation à la coupure  $A_c$  égale à -6 dB puisque  $20 \log 0,5 = -6 \text{ dB}$ . Ceci signifie que les signaux Haut et Bas participent ici chacun à 50% à la réponse totale qui redevient linéaire.

### 4.2. L'écartement des fréquences de coupure

Au cas où l'utilisation d'une fréquence de coupure unique  $f_c$  et d'une atténuation à la coupure  $A_c = -6 \text{ dB}$  se traduit encore par une bosse dans la courbe de réponse en bruit rose à la fréquence  $f_c$  (phénomène de salle), l'utilisateur a la possibilité d'utiliser deux fréquences de coupures  $f_{cH}$  et  $f_{cB}$

éloignées, respectivement pour le passe-haut et le passe-bas, et de creuser la courbe de réponse.

La figure 2b illustre cet artifice.

Elle montre clairement qu'en gardant les mêmes pentes, ce qui n'est pas obligatoire, l'atténuation  $A_{c2}$  peut être nettement inférieure à  $A_{c1}$ . En pratique, le fait d'écartier symétriquement  $f_{cb}$  et  $f_{ch}$  de 1/3 d'octave par rapport à  $f_c$  fait passer  $A_{c2}$  à -12 dB avec des pentes de -24 dB/oct.

### 4.3. Le recouvrement des fréquences de coupure

Dans le cas, contraire, où l'utilisation d'une fréquence de coupure unique  $A_c$  et d'une atténuation à la coupure  $A_c = -3$  dB se traduit encore par un creux dans la courbe de réponse en bruit rose à la fréquence  $f_c$ , la possibilité existe d'utiliser deux fréquences  $f_{ch}$  et  $f_{cb}$  qui se croisent et même de diminuer la valeur des pentes  $p_k$  correspondantes de façon à relever la courbe de réponse.

Ceci est illustré par la figure 2c mais cet artifice n'a pas été utilisé dans le cadre de ce document.

### 4.4. Pentes différentes pour le passe-haut et le passe-bas

Le filtrage numérique permet cet artifice (figure 2d) impensable en électronique analogique. Il peut s'avérer très utile pour traiter des effets de salle et modifier la courbe de réponse, mais l'effet sur la réponse impulsionnelle doit être surveillé (voir 12).

L'ensemble de ces subterfuges facilite grandement le processus de réglage décrit ci-dessous et met en évidence l'extrême souplesse intrinsèque du filtre numérique.

## 5. Un équipement peu usuel

Celui-ci est décrit en figure 3.

L'installation complète est représentée par souci d'exhaustivité (un canal !). La partie de gauche de la figure fait apparaître toutes les

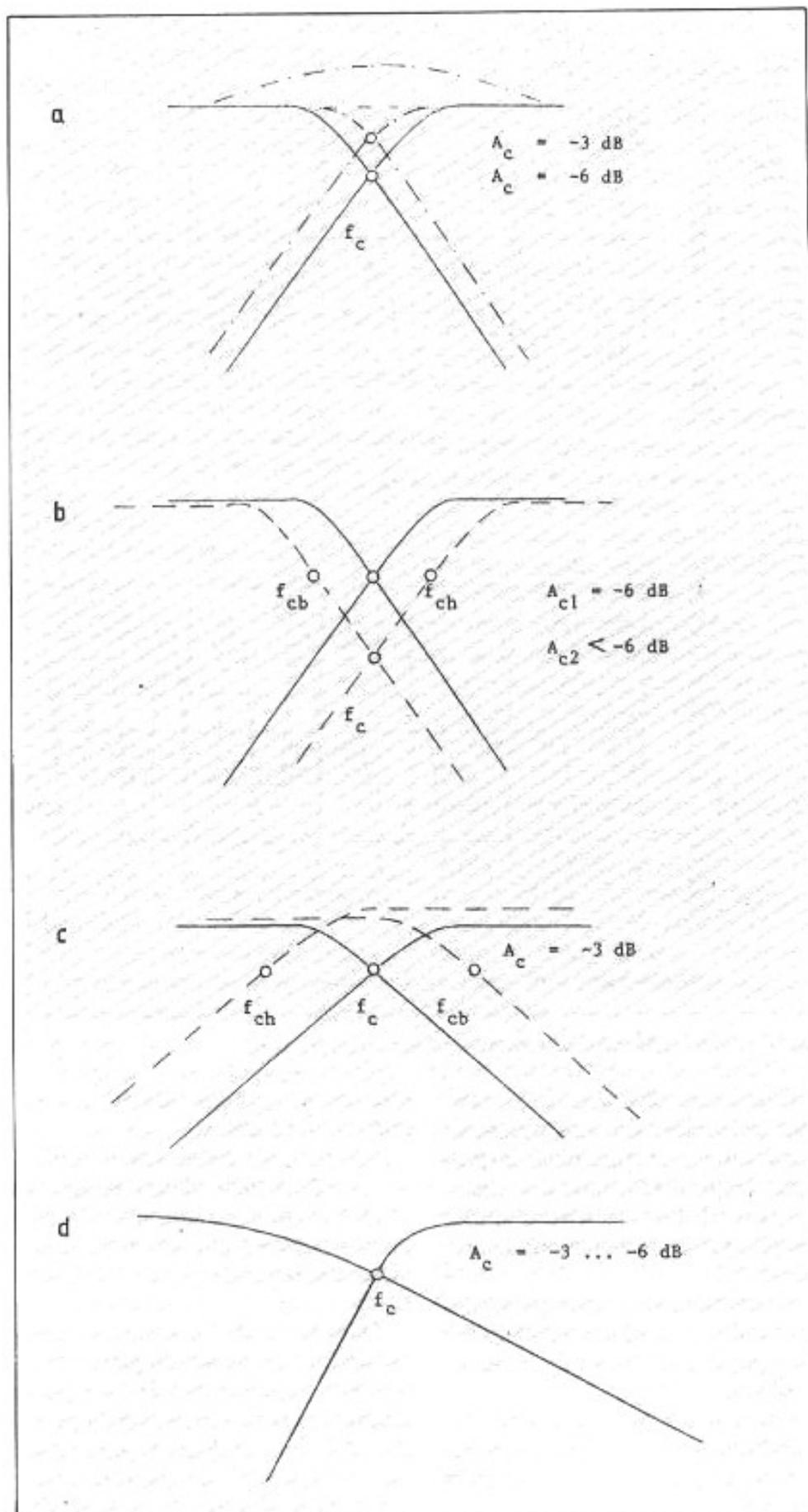


Fig. 2 : a) L'accident à la fréquence de coupure. b) L'écartement des fréquences de coupure. c) Le recouvrement des fréquences de coupure. d) L'utilisation de pentes différentes pour le PH et le PB.

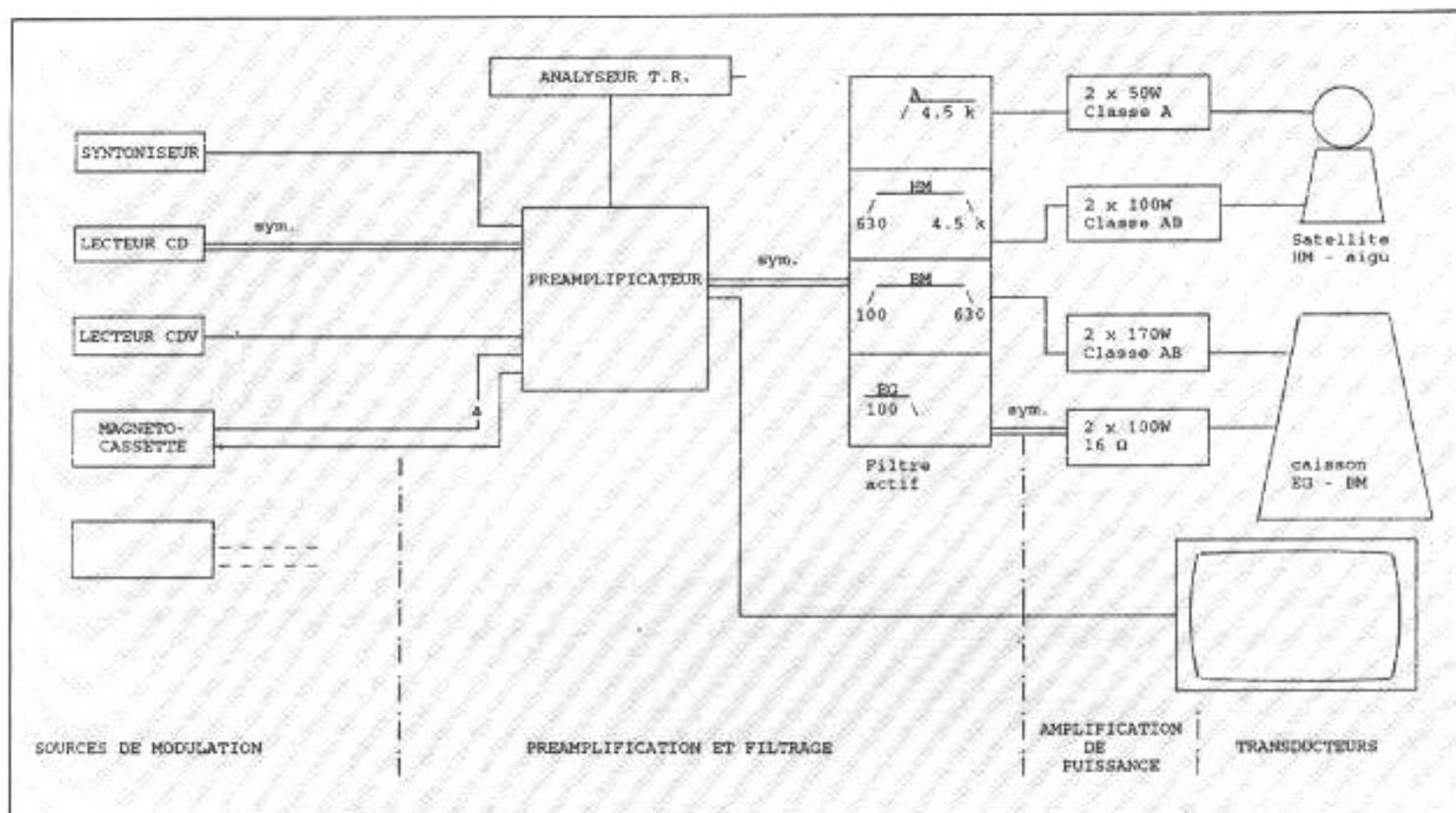


Fig. 3 : Synoptique de l'installation.

sources de modulation habituelles disponibles. La partie centrale est relative à l'étage de préamplification (électronique symétrique) et au filtrage actif (électronique symétrique).

Le côté droit de la figure montre les quatre amplificateurs de puissance attaquant chacun des transducteurs spécialisés des enceintes représentées à l'extrême-droite. L'aigu est monté dans une sphère remplie de plâtre solidaire du caisson haut-médium, le tout formant le satellite Haut-Médium-Aigu (orientable) isolé du caisson BM-EG par des pieds en sorbothane. Le Bas-Médium et l'Extrême-Grave sont rassemblés dans un caisson d'environ 120 litres. L'Extrême-Grave est confié à deux transducteurs montés en push-pull série (16 Ω) et disposés en charge symétrique. Le caisson est posé sur un piétement d'environ 30 cm de hauteur et isolé du sol par quatre amortisseurs de caoutchouc.

Le rendement des transducteurs utilisés (≈90 dB/W à 1 m) est tel que, la plupart du temps, l'équipe-

ment complet fonctionne en classe A en conditions d'écoute normale, ce qui constitue une garantie de qualité supplémentaire.

La connectique fait usage exclusivement de fiches et de prises plaquées or et soudées, en ce compris les câbles de puissance. Pérennité oblige...!

## 6. Objectifs, contraintes et variables de commande

Disposer d'un équipement aussi performant et permettant tant de variantes est une aubaine pour un audiophile-méromane. L'idée d'optimiser le fonctionnement de ce système sophistiqué est donc née très naturellement : pas la peine d'avoir un système quatre voies de haut niveau sans chercher à en affiner les performances. Tel est le but des multiples mesures et réglages présentés ici. La mesure et le réglage ne sont pas un but en tant que tel, mais uniquement un moyen d'obtenir une satisfaction auditive maximale du système existant.

Une optimisation nécessite la réalisation d'un objectif en agissant sur des variables de commande tout en respectant des contraintes.

L'annexe 2 explicite le terme "optimisation" dans son acceptation mathématique.

### 6.1. L'objectif est triple :

- optimiser la réponse impulsionnelle des trois voies supérieures à la position d'écoute,
- Obtenir une réponse fréquentielle (en bruit rose) la plus régulière possible à la position d'écoute.
- En second rang, minimiser les écarts sur certaines variables par rapport à des valeurs supposées optimales (et donc "désirées").

En termes mathématiques, cet objectif peut s'énoncer (voir figures 4α, 4β et 4γ) :

$$f_{\text{obj}} = \min \left[ \alpha \sum_{t=0}^{t_1} (u(t) - u_{\text{des}})^2 + \beta \sum_{j=1}^{10} (P_{a,j} - P_{a,\text{dés}})^2 + \gamma \sum_{k=1}^6 (P_k - P_{k,\text{dés}})^2 \right]$$

où :  $u(t)$ =réponse réelle instantanée à l'échelon tempore à l'instant discret  $t$  ;

$u_{dés}$ =réponse désirée (idéale) à l'échelon tempore ;

$t_f$ = durée de l'impulsion (ici 1,2 ms) ;

$pa_j$ =pression acoustique réelle en bruit rose moyenné à l'octave  $j$  ;

$pa_{dés}$ =pression acoustique en bruit rose désirée à l'octave  $j$  ;

$pk$ =pente du filtre PH ou PB à chaque  $f_c$  ;

$pk_{dés}$ =pente désirée pour ce même filtre, car supposée optimale ;

$\alpha$ =poids attaché à la réponse impulsionnelle ;

$\beta$ =poids attaché à la réponse en bruit rose ;

$\gamma$ =poids attaché au respect des pentes désirées.

$\alpha + \beta + \gamma = 1.0$

Il s'agit donc de minimiser une somme de trois termes affectés de poids différents traduisant l'importance donnée à chacun de ces termes dans le processus global d'optimisation.

Les deux premiers termes de  $f_{obj}$  (en  $\alpha$  et  $\beta$ ) sont relatifs aux résultats du processus tandis que le troisième terme, en  $\gamma$ , est relatif à des variables de commande.

Les poids  $\alpha$ ,  $\beta$  et  $\gamma$  (exprimés en grandeurs réduites) permettent de pondérer chaque série de termes de  $f_{obj}$  en fonction de l'importance qui leur est assignée.

En l'occurrence, la priorité est donnée dans cette démarche à la réponse impulsionnelle. Par contre, de faibles écarts dans la réponse en bruit rose sont admis car il est plus important qu'elle soit régulière qu'étendue. Enfin, des écarts sur les pentes proposées au départ ne sont pas importants dans la mesure où ces écarts conduisent à une meilleure réponse impulsionnelle.

Ces considérations conduisent à  $\alpha \gg \beta > \gamma$ .

Des ordres de grandeur réalistes pourraient être :

$$\alpha = 0,7$$

$$\beta = 0,2$$

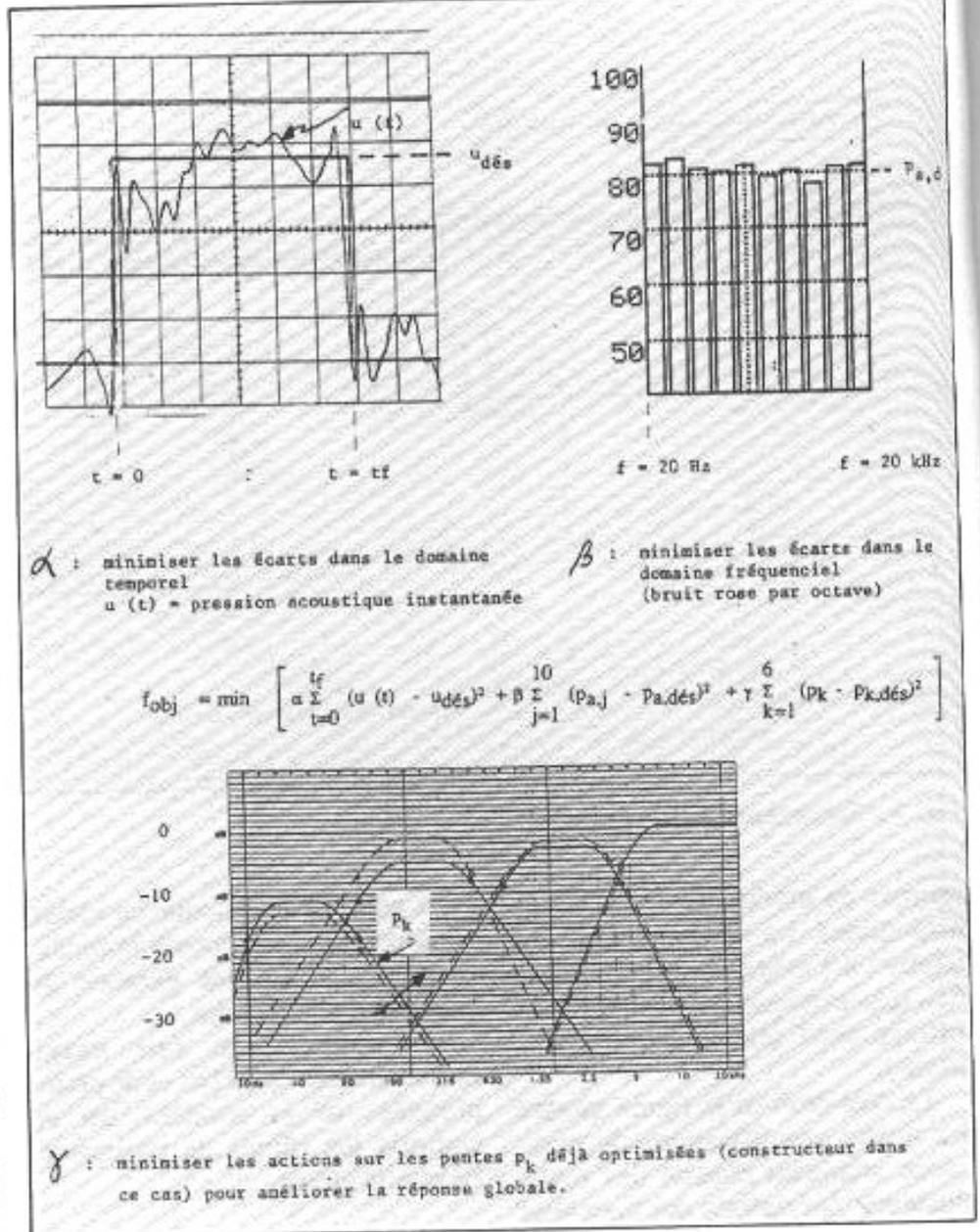


Fig. 4 : Les trois termes de la fonction objectif  $f_{obj}$

$$\gamma = 0,1$$

Pour clarifier les idées, le choix  $\alpha = \beta = 0,5$  et  $\gamma = 0$  conduirait à donner la même importance à la réponse impulsionnelle et à la réponse en bruit rose, tandis que les pentes pourraient varier ad libitum puisque leurs contributions à  $f_{obj}$  sont alors nulles.

La présence du troisième terme, dépendant des variables de commande (pentes) suggère qu'un nombre élevé de modes opératoires peuvent être choisis pour tendre vers l'optimum (ou un des sous-optima !). D'autre part, le cheminement sera forcément heu-

ristique. Des choix sur ces modes opératoires doivent donc être opérés, ab initio.

Deux modes exploratoires ont été choisis en ce qui concerne les pentes ( $pk$ ) :

a. La solution "sécurisante" consistant à reproduire à peu près la fonction de transfert proposée par le constructeur. Celle-ci est illustrée en figure 5a tandis que sa mise en œuvre pratique en filtrage actif apparaît en figure 5b.

Des valeurs de  $A_c = -6$  dB ont été systématiquement adoptées pour éviter l'accident à la fréquence de coupure;

b. La solution "maximale" conduisant à la séparation maximum entre voies par l'utilisation systématique de pentes de -24 dB. Cette solution maximale se transformera en fait rapidement en solution maximale "hybride" compte tenu des résultats des niveaux d'optimisation.

Ces deux choix ont été guidés par les considérations suivantes :

a. Il est raisonnable de penser que le constructeur a mis tout son savoir-faire dans le filtrage passif de ses enceintes pour optimiser le fonctionnement des transducteurs choisis. Inutile donc de réinventer le monde : la fonction de transfert "constructeur" devrait, a priori et en moyenne, représenter une bonne solution. La figure 5b montre que tel est bien le cas : les travaux de réglages effectués sur la base des critères évoqués ne déforment guère la fonction de transfert initiale (à par les niveaux, bien entendu, reflétant la dissymétrie de la salle d'écoute, les sensibilités d'entrée et les puissances des différents amplificateurs utilisés).

b. D'un point de vue strictement technique (et non subjectif), la séparation maximale des voies a des avantages indéniables : il est intéressant de se faire une idée des résultats auditifs qu'elle procure.

## 6.2. Les variables

**de commande** sont bien entendu les différents paramètres du filtre actif, en particulier :

- les fréquences de coupure des différentes voies,
- les pentes des filtres passe-haut et passe-bas,
- les atténuations à la fréquence de coupure,
- les niveaux de chaque voie,
- les retards applicables aux signaux de chaque voie.

De la même façon qu'exposé en 6.1 pour les pentes, les fréquences de coupure  $f_c$  des différentes voies n'ont pas été a priori remises en question : le constructeur connaît parfaitement les limites des

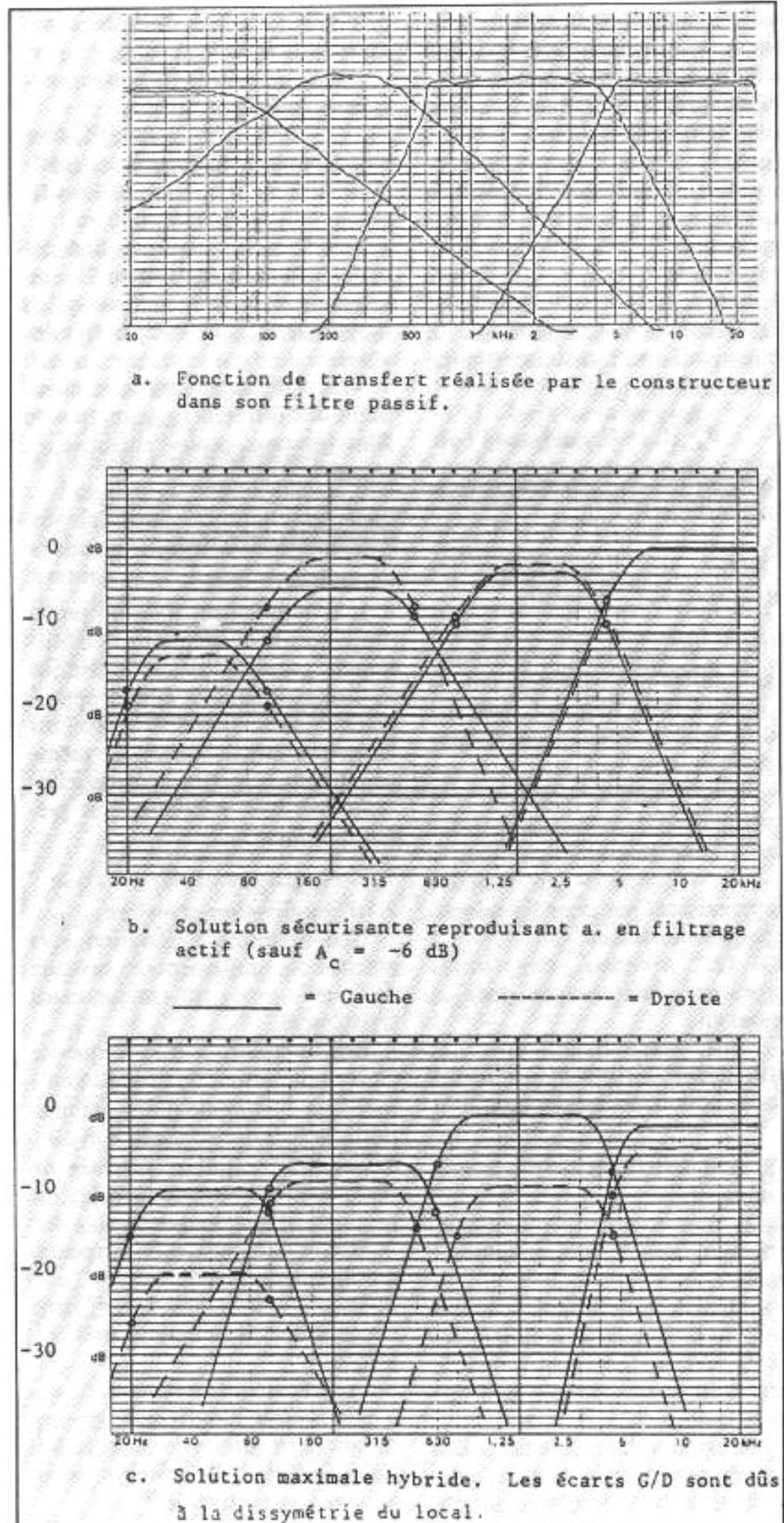


Fig. 5 : Les fonctions de transfert utilisées.

transducteurs qu'il utilise pour chaque voie et choisit leur domaine de fréquence en conséquence.

Quelques essais de modification des valeurs de  $f_c$  ont d'ailleurs montré que la réponse impulsionnelle se dégradait rapidement pour des écarts supérieurs à 2 tiers d'octave; les fréquences de coupure "constructeur" ont donc été considérées comme optimales. En termes mathématiques, ceci signifie qu'un terme du type

$$\partial \sum_{i=1}^3 (f_{c,i} - f_{c,i, \text{des}})^2$$

ne doit pas être introduit dans la fonction objectif.

### Effet des variables de commande sur l'objectif

Les variables de commandes étant celles qui influencent le processus, il est fréquent, mais pas indispensable, de les trouver dans la fonction objectif  $f_{\text{obj}}$ :

- les pentes apparaissent explicitement dans les termes en  $\gamma$  mais avec un poids faible

- les fréquences de coupure n'apparaissent pas pour les raisons expliquées ci-dessus.

- les niveaux des voies apparaissent indirectement dans les termes en  $\beta$

- les retards de voie  $\Delta t$  influencent fortement la forme d'onde et donc les termes en  $\alpha$ .

### 6.3. Les contraintes sont nombreuses :

Les plus irréductibles, puisque exogènes, sont d'ordre environnemental :

- utilisation d'enceintes de qualité existantes sans modification et placées dissymétriquement dans le local d'écoute (l'enceinte de droite est en encoignure),

- intégration harmonieuse et discrète de ces enceintes dans la salle de séjour en n'en bouleversant pas l'esthétique,

- invisibilité totale de l'ensemble

de l'électronique et des câbles toujours par souci d'esthétique,

- absence de tout traitement spécifique du local.

Les contraintes endogènes ne sont pas très souvent actives car le système fonctionne loin de ses limites :

- exclusion de toute non-linéarité et donc de toute égalisation : les niveaux ne peuvent être ajustés qu'au moyen des réglages de niveau des voies,

- les valeurs minimum et maximum des différents paramètres du filtre (niveaux, pentes, atténuations, retards...)

## 7. Méthodologie et outils

L'aboutissement d'un tel projet d'optimisation nécessite l'établissement préalable d'une logistique et d'une stratégie d'action appropriées, sous peine d'errements longs et confus... au risque même de rater ses objectifs. L'essentiel de ces conditions préalables est présenté ci-dessous.

### 7.1. Réglages en bruit rose

#### 7.1.1. Egalisation grossière

Une première égalisation sera obtenue par ajustement des niveaux des quatre voies sur chaque canal séparément.

Les irrégularités à la fréquence de coupure seront en général gommées par l'adoption d'une atténuation à la coupure  $A_c$  égale à -6 dB.

#### 7.1.2. Les irrégularités dues au local peuvent être supprimées (en bruit rose !) en jouant sur les fréquences de coupure et/ou les pentes du filtre.

Dans le cas précis traité, deux irrégularités de ce type se sont présentées :

- une bosse à 650 Hz à droite qui a été éliminée élégamment en modifiant la fréquence de coupure initiale BM-HM de 630 Hz et en adoptant respectivement :

- $f_c=500$  Hz pour le passe-bas BM (-1/3 d'octave)

- $f_c=800$  Hz pour le passe-haut HM (+ 1/3 d'octave)

- un creux vers 100 Hz à gauche et à droite éliminé en adoptant au contraire la valeur la plus faible  $A_c=-3$  dB à cette fréquence et en choisissant des pentes de -12 dB/oct pour la voie EG et la voie BM à cette fréquence.

Ces deux artifices apparaissent clairement sur la figure 5c représentant les fonctions de transfert (G ou D) dites "hybrides" : l'idée originale étant la solution maximale mettant en œuvre une séparation maximum (-24 dB/oct) entre les voies.

L'adéquation de ces artifices doit être confirmée par une écoute critique car ils introduisent de fortes dissymétries entre canaux G et D.

### 7.2. Fonctions de transfert G et D résultantes

Ces premiers réglages en bruit rose permettent de déterminer les paramètres essentiels ( $f_c$ ,  $p_k$ ) des fonctions de transfert à introduire dans le filtre actif.

L'examen de la figure 5 conduit aux remarques générales suivantes :

#### 7.2.1. Solution maximale

- la dissymétrie G/D de position des enceintes se manifeste clairement, en particulier dans le grave, où le niveau de l'enceinte de droite, en encoignure, est 11 dB plus faible que celui de la voie correspondante de gauche. Cette dissymétrie est accentuée par le filtrage maximal hybride,

- le niveau de signal à appliquer aux quatre voies va en montant de l'EG à l'A pour respecter les objectifs choisis,

- le traitement de la bosse à 650 Hz D se remarque clairement : il conduit à écarter les fréquences de coupure et à abaisser sensiblement le niveau de la voie HM de droite,

- le creux à 100 Hz à G et D a donné lieu à deux solutions différentes :  $A_c=-3$  dB et niveau EG et BM assez relevé à G, tandis qu'à D

les pentes adoptées à 100 Hz sont relevées à -12 dB/oct et  $A_c=3$  dB.

Il s'agit seulement d'un des sous-optima possible : l'examen de ces figures tracées bien après le travail de réglage fait penser qu'une solution plus orthodoxe aurait probablement pu être trouvée au creux à 100 Hz de droite.

### 7.2.2. Filtrage "constructeur"

- les pentes de la figure 5b, reproduisent en filtrage actif optimisé le filtrage passif constructeur (donné en figure 5a). Il est fort intéressant de constater que l'optimisation n'a pas débouché sur de profondes modifications des pentes proposées par le constructeur.

Deux exceptions s'observent à ce sujet :

- la pente à 500 Hz de la voie BM de droite a été portée de -12 à -18 dB/oct. Cette action conjuguée à l'écartement des fréquences de coupure

(500 Hz ← 630 Hz → 800 Hz)

a permis d'accentuer encore le creusement à 650 Hz.

- Les pentes du passe-bas de la voie EG et du passe-haut de la voie BM ont été portées de -6 dB/oct à -12 dB/oct.

Ces deux modifications ne sont pas surprenantes puisqu'elles ont été effectuées pour traiter des effets de salle : tout audiophile sait combien il est difficile d'obtenir une réponse régulière (en bruit rose) au-dessous de 150-200 Hz.

## 7.3 Réglages en mode impulsionnel

Les considérations émises en 3 sur la figure 1 pourraient faire croire qu'il est possible de procéder à un réglage des phases relatives  $\Delta t$  des différents transducteurs au moyen d'un générateur sinusoïdal générant la fréquence  $f_c$ . En pratique, il n'en est rien, en tout cas pour des fréquences  $f_c \leq 600$  Hz, car

les résonances propres du local rendent toute mesure illusoire et imprécise : le seul déplacement de 10 cm d'un bras de l'opérateur modifie les conditions de résonance et rend toute mesure inutile. Seules les mesures en régime impulsionnel sont efficaces car leur contenu fréquentiel est élevé et ce type de signal règle d'un seul coup les problèmes mentionnés ci-dessus. Le choix de la largeur de l'impulsion doit cependant faire l'objet d'un examen attentif.

### 7.3.1 Choix de la largeur de l'impulsion

Une analyse de Fourier a été effectuée de façon à analyser le contenu fréquentiel (fft) et la densité de puissance spectrale ( $V^2/Hz$ ) (ou de densité d'énergie (psd)) des impulsions sollicitant au mieux chacune des voies : la figure 6 illustre ces résultats. La théorie de Fourier donne la relation suivante entre les fréquences  $f$

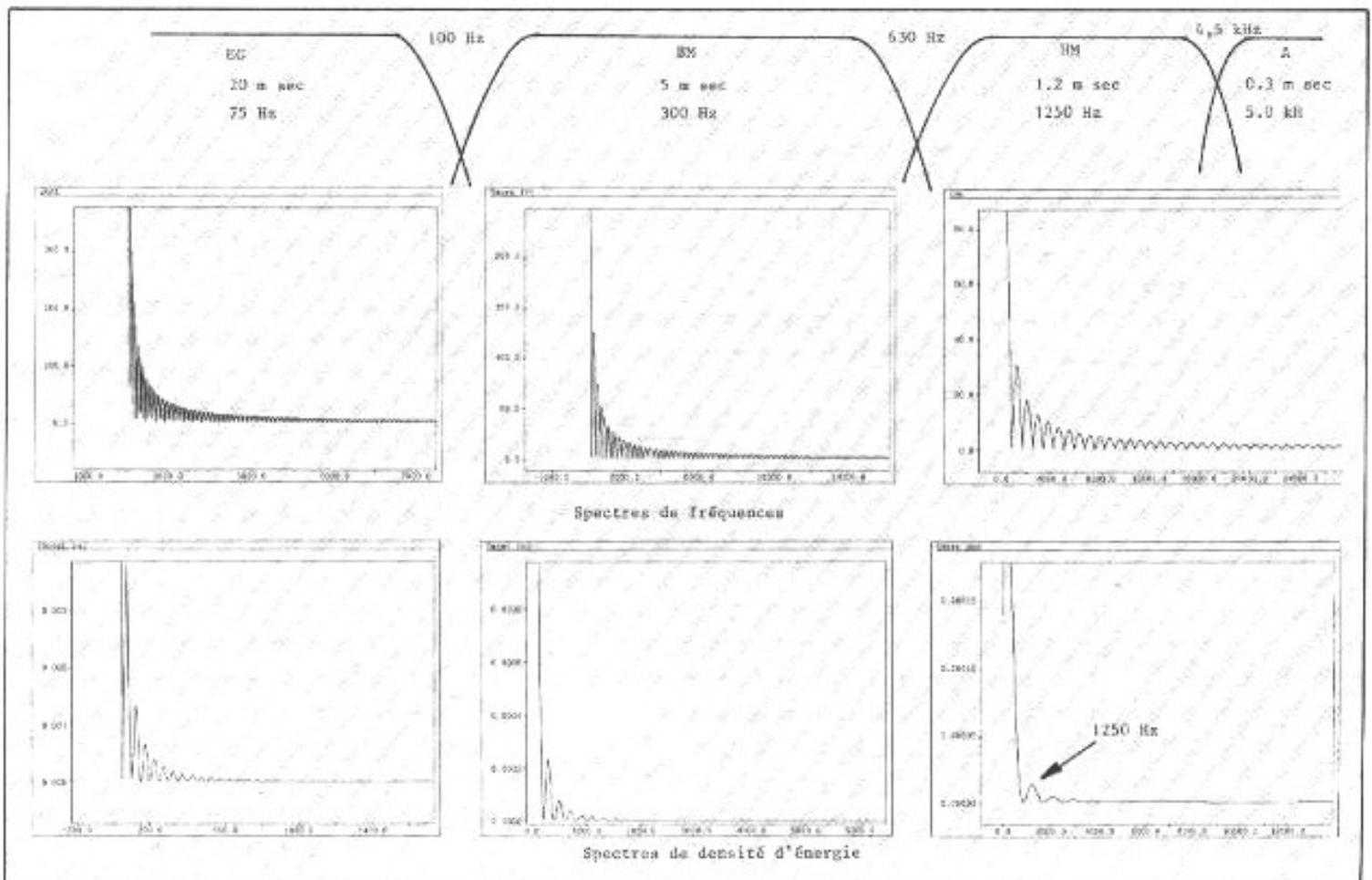


Fig. 6 : Analyse de Fourier des principales impulsions utiles.

auxquelles se produisent les maxima de puissance et la largeur T de l'impulsion appliquée :

$$T = \frac{1}{2f}(1+2k) \quad k = 0 \dots \infty$$

En prenant  $k=1$ , ceci nous conduit, pour chacune des voies représentées à

20 ms et 75 Hz pour l'EG

5 ms et 300 Hz pour le BM

1,2 ms et 1 250 Hz pour le HM

0,30 ms et 5 000 Hz pour l'A.

Il est intéressant de remarquer que les valeurs de T ainsi déterminées sont dans un rapport de 1 à 4 pour chacune des voies : le choix des fréquences de coupure  $f_c$  par le constructeur n'est pas le fruit du hasard.

Les deux valeurs extrêmes ont été rejetées (la voie A n'est pas représentée sur la figure 6 par manque de place) et le choix s'est finalement porté, après essais, sur la largeur de 1,2 ms qui sollicite suffisamment, en pratique, les trois voies supérieures pour les essais envisagés ici. La voie EG n'est pas traitée en régime impulsionnel et fait uniquement l'objet d'adaptations de niveau en bruit rose, d'autant plus que la reproduction d'une impulsion de 20 ms n'est pas évidente en électronique numérique.

**7.3.2 Les étapes utilisées lors des réglages en impulsionnel** sont les suivantes (le lecteur se reportera à

la fig.7 où les chiffres encadrés caractérisent ces étapes) :

1. première mise à niveau des quatre voies (G et D séparément) en bruit rose à la position d'écoute.

2. premier calage en phase des trois signatures des voies supérieures séparément à 1 m de distance au moyen du curseur de l'oscilloscope. Celui-ci permet de placer un repère temporel sur les signatures.

3. examen de l'onde carrée résultant de ce premier réglage à 1 m et ajustement du  $\Delta t$  des différentes voies pour l'obtention de la forme d'onde la meilleure à l'oscilloscope.

4. vérification de la réponse en

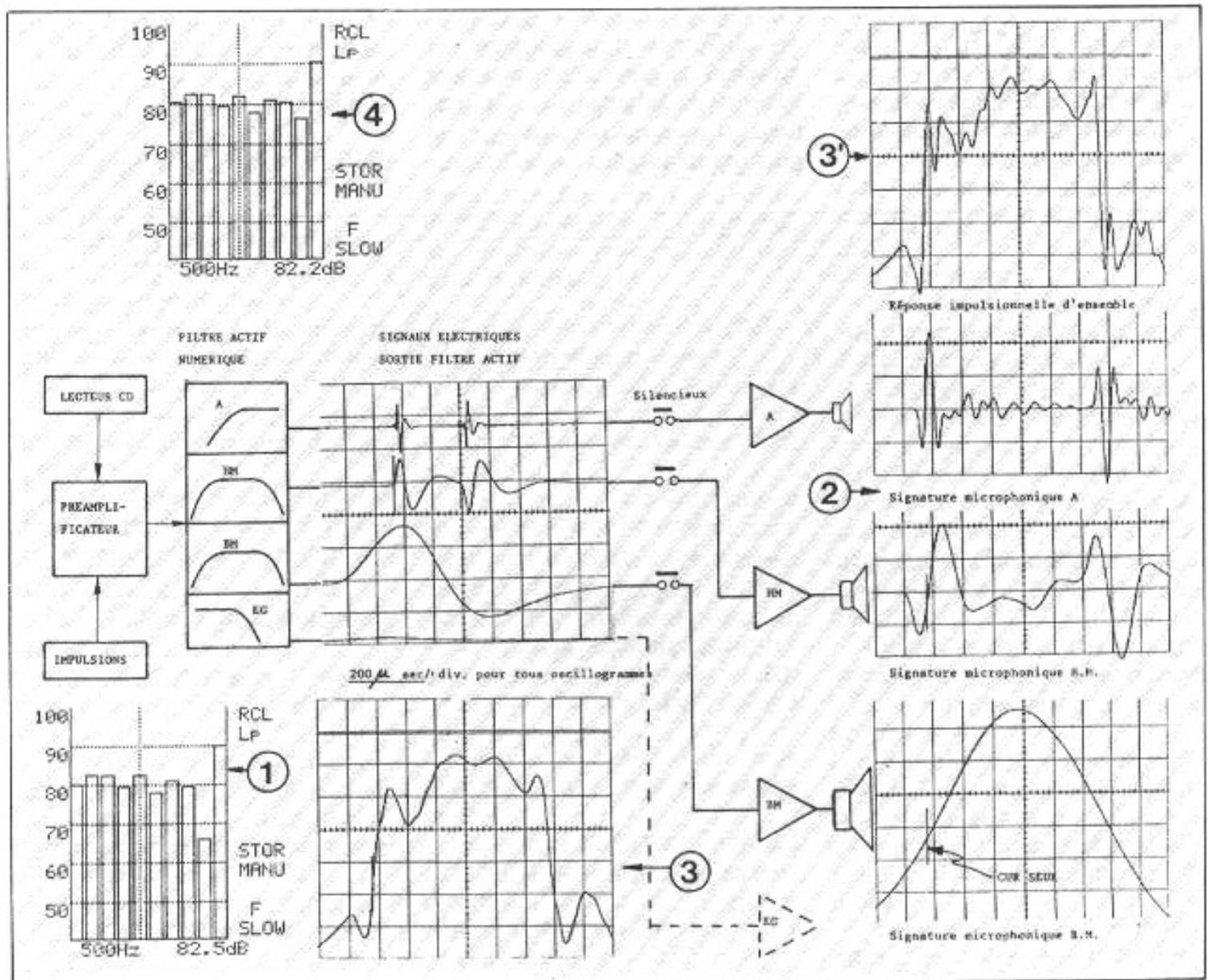


Fig. 7 : La méthodologie. Ses étapes. Les mesures fréquentielles et temporelles.

bruit rose à la position d'écoute; si des adaptations de niveau doivent être réalisées, retour à l'étape 3, sinon passage à l'étape 5.

5. relevé de l'onde carrée à la position d'écoute dans des conditions électriques strictement identiques à celles de l'étape 4. Si l'onde obtenue est satisfaisante, l'optimisation est terminée. Si des retouches de  $\Delta t$  s'avèrent nécessaires, retour à l'étape 4.

Si des passages successifs par une phase s'avèrent nécessaires, ils seront identifiés par des indices (p. ex.3,3'...) sur la figure 7.

## 7.4 Les outils disponibles

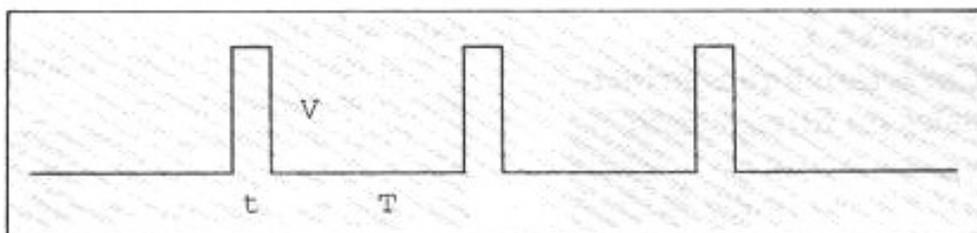
sont :

- pour la génération du son,
    - des enceintes quatre voies quadriamplifiées,
    - un filtre digital stéréophonique quatre voies numérique.
  - pour les réglages et les mesures
    - un générateur d'impulsions (voir ci-dessous),
    - un disque générant du bruit rose,
    - un oscilloscope numérique 4 canaux à mémoire, muni d'une imprimante (Gould 1600),
    - un sonomètre à analyse par octave, muni d'une imprimante (Rion),
    - un sonomètre couplé à une analyse en temps réel par tiers d'octave sans imprimante,
    - ... un bon casque anti-bruit !
- A bon vin point d'enseigne...

### 7.4.1 Le générateur d'impulsions

Celui-ci a été réalisé sur base d'un contrôleur (microprocesseur muni d'une mémoire interne RAM et EPROM) programmé en PLM de façon à générer des impulsions dont la durée varie de 80  $\mu$ s à 20 ms environ par incréments de 1 à 2. L'obtention d'une impédance de sortie de l'ordre de 600  $\Omega$  a nécessité l'adjonction d'une porte.

Ses caractéristiques principales sont illustrées ci-dessous.



$t=80 \mu\text{s} \dots 20 \text{ ms}$  ;  $T=1,2 \text{ s}$  ;  $V=2 \text{ volts}$  ;  $Z_{\text{out}}=600 \Omega$ .

## 8. Imagerie et méthodologie

Celle-ci ne met en œuvre qu'une partie de l'installation et des outils décrits en 7.4. La figure 7 représente de façon synoptique les connexions utilisées et les signaux électriques obtenus aux points clés, à savoir :

- a. aux sorties des voies A, HM, BM et EG du filtre actif ;
- b. aux sorties des transducteurs spécialisés pris un à un : ce sont les "signatures microphoniques" des transducteurs A, HM et BM ;
- c. à la sortie de l'ensemble de l'enceinte ("réponse impulsionnelle d'ensemble")..

Le microphone recueillant les signaux mentionnés en b, et c, est situé à 1 m de distance et à la hauteur d'écoute. Une même base de temps de 200  $\mu$ s/div est utilisée pour tous les oscillogrammes présentés sur cette figure 7 et d'ailleurs pour la plupart des traces apparaissant dans ce document.

Sur la figure 7 sont également mentionnées, par des chiffres encerclés, les étapes méthodologiques 1 à 5 décrites ci-dessus en 7.3.2.

L'étape 1 consiste à aligner approximativement les niveaux des quatre voies (G puis D) en bruit rose à la position d'écoute. Les mesures en bruit rose sont intégrées sur une période de 10 s de façon à éliminer les variations de niveau intrinsèques du bruit et les bruits aléatoires provenant de l'environnement pendant la mesure.

Le sonomètre RION utilisé permet la visualisation du niveau acoustique dans les 9 octaves centrées entre 31,5 Hz et 8000 Hz.

Le dernier niveau apparaissant sur les graphiques relatifs aux étapes 1 et 4 est le niveau moyen sur tout le spectre (égal à 82,5 dB sur le relevé 1 de la figure 7).

Les différentes "signatures de voies" présentées en fig.7 sont très aisément alignées dans le temps au moyen du curseur disponible sur l'oscilloscope (voir BM). La procédure d'alignement des voies HM et A consiste à agir sur le  $\Delta t$  de la voie correspondante de façon que les signatures HM et A (relevées à 1 m) viennent se positionner correctement par rapport au curseur (au passage par zéro) et donc "coiffer" avec précision le signal de base BM. Le relevé de la réponse impulsionnelle de l'ensemble reconstitue alors assez correctement l'impulsion originale. Ceci constitue l'étape 2 de la méthodologie présentée ci-dessus.

L'étape 3 consiste à effectuer de légères retouches aux  $\Delta t$  des différentes voies en observant la réponse impulsionnelle d'ensemble à 1 m de distance du HP et à hauteur d'écoute.

L'étape 4 consiste à vérifier la réponse en bruit rose de l'ensemble : sur la figure 7, cette étape 4 s'est soldée par un relevé très important ( $\approx 10$  dB) du niveau de la voie A. Ceci explique la différence entre la réponse impulsionnelle d'ensemble de l'étape 3 et celle de l'étape 3.' L'opportunité de cette action sera discutée plus loin.

L'étape 5 consiste à relever le tracé microphonique définitif à la position d'écoute. Celui-ci n'est pas repris sur la figure 7 faute de place. Ce type de relevé est analysé au paragraphe 9 (n° 28 prochain numéro).

## Annexe 1

### Caractéristiques principales du filtrage actif

Yamaha D 2040

(D&F Audio, Beerse, Belgique)

- En plus des caractéristiques telles que l'égalisation paramétrique et les limiteurs / compresseurs, huit voies sont disponibles et offrent les particularités suivantes en matière de filtrage :

- un passe-bande dont les fréquences de coupure haute et basse peuvent varier de 20 Hz à 16 kHz par incréments d'1/6<sup>e</sup> d'octave,

- des pentes d'atténuation du passe-haut et du passe-bas pouvant prendre les valeurs -6, -12, -18 et -24 dB/oct,

- des atténuations à la coupure pouvant prendre les valeurs -3, -4, -5 et -6 dB

- un retard de voie réglable de 0 à 1 365 ms par incréments de 0,021 ms

- un inverseur permettant d'inverser la phase du signal,

- un silencieux électronique permettant de couper le signal à la

sortie de la voie,

- un réglage de niveau en sortie de type analogique motorisé.

- l'appareil possède 15 mémoires dans lesquelles peuvent être mémorisés tous les paramètres introduits. Chacune de ces mémoires peut être rappelée en quelques secondes (le temps de fonctionnement des potentiomètres analogiques motorisés): cette caractéristique est d'une grande utilité pour les comparaisons de réglages différents.

- Performances :

Domaine de fréquence : 20 Hz-20 kHz

Rapport signal/bruit : 110 dB

Distorsion à 1 kHz : 0,03%

Convertisseur A/D : 19 bits

Convertisseur D/A : 20 bits

Fréquence d'échantillonnage : 48 kHz.

## Annexe 2

### Le concept d'optimisation, sa formulation mathématique

Une optimisation consiste à donner le meilleur fonctionnement

possible à un processus (par exemple la reproduction du son au moyen d'un appareillage donné). Ceci nécessite la poursuite d'un "objectif" en agissant sur des variables influençant ce processus ("variables de commande") tout en respectant des "contraintes" dues au fait que tout appareillage a ses limites (par exemples les pentes du filtre actif utilisé ne peuvent dépasser -24 dB/oct.).

En termes mathématiques, l'optimisation revient à minimiser (ou maximiser) la valeur d'une "fonction objectif"  $f_{obj}$  :

$$f_{obj} = \min [ \dots ]$$

en agissant sur les variables de commande (pk) tout en respectant les contraintes, par exemple :

$$-6 \text{ dB/oct.} > \text{pk} > -24 \text{ dB/oct.}$$

$$k=1 \dots 6$$

La fonction objectif est généralement écrite de façon telle qu'elle pénalise fortement les grands écarts par rapport à l'objectif désiré tandis que de petits écarts sont autorisés : ceci est obtenu par une fonction objectif de type quadratique :

$$f_{obj} = \min [ \dots \sum ( )^2 \dots ]$$

A suivre...

**Page non  
disponible**

**Page non  
disponible**

# LE FILTRE ACTIF-NUMÉRIQUE YAMAHA D2040



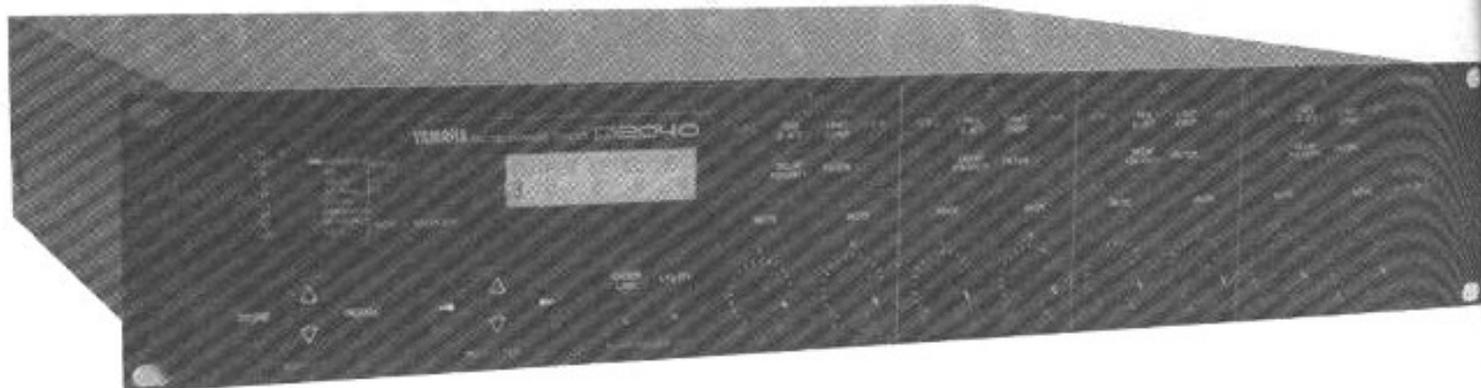
Philippe David

*Yamaha, outre la haute-fidélité, et parmi d'autres activités, possède un département très actif qui propose aux professionnels du son des processeurs audionumériques qui ont fait la renommée de la marque. Le succès incontestable des rack d'effets spéciaux SPX est toujours d'actualité, mais Yamaha ne s'en tient pas là : le D2040, filtre actif numérique le prouve. Nous n'en aborderons ici que les aspects techniques et technologiques, en laissant le soin à Jean-Pierre PIRET de le présenter au travers d'une application très complète.*

La multi-amplification est très tentante, dès lors que l'on compare les courbes de phase des filtres passifs avec celles de leurs homologues actifs, sans parler des inévitables pertes d'énergie dans les selfs, capacités et autres résistances, ces dernières, soit dit au passage, étant un vrai non-sens dans un circuit passif, on leur préférera les auto-transformateurs.... Les filtres électroniques existent depuis très longtemps dans le domaine de la sonorisation, où l'on privilégie le rendement qui va, bien-sûr, de pair avec la pression acoustique que l'on veut obtenir, à une distance  $x$  des châteaux d'enceintes, compte-tenu de la puissance électrique développée par les nombreux amplificateurs. Linkwitz, Bessel et Butterworth ont chacun alimenté et orienté les applications des construc-

teurs, faisant de leur mieux pour réaliser des filtres performants, mais aux possibilités limitées, eu égard à la technologie. L'avènement du numérique ouvre des champs d'application jusque-là inconnus ou irréalisables, et nous vous en avons donné une illustration à l'occasion de la présentation du correcteur d'environnement acoustique Sig-Tech dans l'Audiophile N°25. Ces produits de haute-volée, dont fait partie le D2040, bénéficient de la technologie audionumérique de pointe des DSP et de leurs algorithmes spécifiques. Ces appareils professionnels peuvent trouver acquéreur chez les audiophiles désirant améliorer leur installation haute-fidélité, et le D2040, coûtant à peu-près le prix de 220 disques-compacts, nul doute qu'il puisse intéresser de nombreux aficionados de la multi-amplifica-

tion. Là où les aspirations de l'audiophile divergent des contraintes du sonorisateur, se situe lors du choix des amplificateurs. Le professionnel privilégie le rendement et adapte éventuellement les puissances RMS de ses amplis en fonction des abaques mettant en rapport énergie et gamme de fréquences. L'audiophile, lui, va s'efforcer d'avoir le même son sur toutes les sorties sélectionnées du filtre-actif, ce qui veut dire qu'il choisira, en principe, les mêmes amplificateurs, afin d'obtenir une certaine homogénéité des sons reproduits, cette cohésion n'étant pas entachée de déséquilibres dus, par exemple, à des contre-réactions différentes pouvant étouffer les micro-informations plus dans une bande de fréquences que dans une autre, ce qui peut-être facilement décelable, notamment dans les médium/aiguës...



*Le YAMAHA D2040 est un outil fiable, ergonomique, dans la lignée des produits de la marque.*

### Morphologie et ergonomie du D 2040 :

Le Yamaha D2040 est un filtre actif numérique qui possède une entrée analogique stéréo symétrique sans transformateur et une entrée numérique. Il possède quatre sorties pour la voie gauche, et autant pour la droite, soit huit sorties analogiques en symétrie active sur prises XLR3. Tous les paramètres de fréquences, niveaux pentes, phases, nombre de filtres par canal, ainsi que leur dénomination en passe-bas, passe-bande, passe-haut sont accessibles. Fidèle à son design, le D2040 ne se distingue pas des autres processeurs audionumériques de Yamaha, si ce n'est son épaisseur de deux unités-rack, soit 88mm, contre une pour les SPX. On retrouve toujours les mêmes touches de fonction, cette ergonomie éprouvée ne déroutera pas les utilisateurs professionnels, pas plus que les audiophiles, en raison d'une grande clarté des commandes qui s'affichent avec les paramètres sur un écran vert rétro-éclairé. Un seul sept-segment rouge indique le numéro de mémoire en activité, parmi quinze, qui sont décomptées en hexadécimal, la dixième sélection s'affichant A, la quinzième F...

Les touches "MEMORY" et "PARAMETER", comme leurs noms l'indiquent, servent pour la première à la gestion des mémoires et la deuxième permet d'accéder au menu déroulant des paramètres. La touche "UTILITY" est aussi pré-

sente et sert à changer les fonctions des touches de gestion de la mémoire. Il est possible également d'intervenir sur des réglages différents à gauche et à droite, ou bien de copier les paramètres d'un canal sur l'autre (canal-maître, canal-esclave), au moyen de la touche L/R. Autre particularité intéressante, les potentiomètres de niveau, au nombre de deux par filtre, soit huit en tout, sont motorisés et agissent sur la section analogique de sortie, de façon à travailler toujours à pleine échelle numérique, cette solution conservant la meilleure définition, suivant les habituels 6dB par bit (voir la section électronique). Une touche "FADER LINK" couple, comme son nom l'indique, tous les potentiomètres sur le premier Left et le premier Right, ou, mieux, un réglage peut modifier les sept autres, si la fonction L/R est activée en maître/esclave.

### Description des filtres :

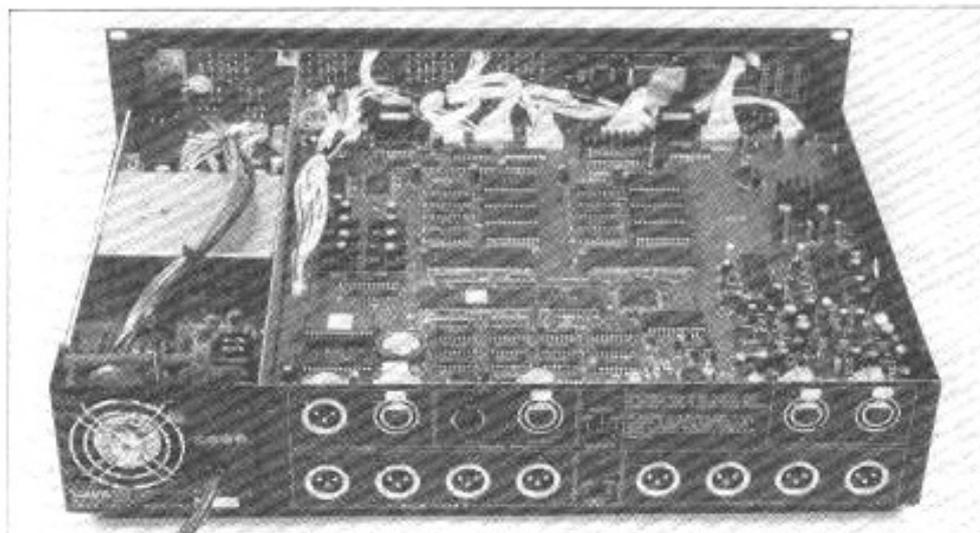
Lorsque l'on change de présélection de mémoire, les potentiomètres motorisés, peuvent, le cas échéant, changer de position, conformément aux paramètres ayant été programmés par l'utilisateur ; dans ce cas, un message d'attente apparaît sur l'afficheur, directement lié au temps que mettent les potentiomètres pour tourner jusqu'à leur niveau programmé. Il n'est pas question, dans ce mode, d'agir manuellement, sous peine de détériorer le moteur entraînant l'axe du curseur.

Au dessus de ces potentiomètres, on retrouve un mute par canal, ce qui est bien pratique pour isoler une voie du reste du spectre... Quatre touches par filtre agissent sur leurs commandes spécifiques, munis en particulier d'une sélection de polarité, ce qui était très rare du temps des systèmes totalement analogiques : un filtre actif à 12dB par octave produit un déphasage de 180° à la fréquence de transition, il fallait donc inverser la polarité une fois sur deux, en partant de la bande de fréquence la plus basse, en montant jusqu'à la plus haute. Le numérique apporte une souplesse d'exploitation inégalable, et ce réglage de polarité va bien au-delà : Chaque canal est retardable, la valeur maximale exploitable grâce à la mémoire numérique est fonction de Fs : A 44,1 kHz, le delay est de 1486,1 millisecondes, et il descend légèrement (en proportion) pour une Fs de 48 kHz à 1365,3 millisecondes. Cette banque de mémoire est à répartir entre l'"Offset delay" et le "Channel delay", retard de canal, utilisé pour compenser la distance existant entre deux châteaux d'enceintes, en sonorisation, ce qui ne nous intéresse pas dans le cadre d'une application audiophile. L'"Offset Delay" rattrape l'écart de phase d'une voie à l'autre en fonction de la fréquence de transition, avec une valeur fixe dans le filtre, puisqu'elle ne varie pas progressivement en fonction de la courbe de phase plus ou moins glissante des haut-parleurs, suivant la gamme de

fréquences à restituer. La fréquence de la pente du filtre actif est ajustable de 6 à 24 dB par octave en quatre bonds, évidemment. Il n'est plus utile d'aligner ou de décaler physiquement les moteurs des haut-parleurs, puisque le D2040 peut le simuler. Bien sûr, nous ne saurions trop conseiller, pour régler au mieux un système, d'établir une approximation par le calcul, (ou l'expérience), et d'analyser le tout avec un FFT (disponible à la location) qui donnera précisément les graphiques

compresseur dont le ratio varie en fonction du seuil de déclenchement et du niveau général, qui le fait varier de 1/1 à  $\infty/1$ . Yamaha a très bien étudié toutes les éventualités pouvant se présenter et, ainsi, a eu l'excellente idée d'intégrer toutes ces fonctions grâce à des DSP décidément très performants. En fonction des différents réglages pouvant presque varier à l'infini, le D2040 se configure de toutes les façons possibles, chaque filtre pouvant être paramétré de la bande étroite, suivant

ce qui est remarquable. Elles autorisent aussi la génération de tensions régulées multiples dans un espace réduit, sans transformateur puissant, donc lourd et coûteux. Le revers de la médaille est une certaine difficulté pour le dépannage, liée directement à la complexité du circuit. Passons brièvement sur les circuits de la face avant, réunissant la gestion des commandes et de l'affichage, ainsi que le circuit des potentiomètres motorisés, et examinons les deux grandes cartes internes dont l'épaisseur et la complexité nécessitent leur montage dans un rack de deux unités.



*La connectique avec son entrée analogique symétrique, les entrées numériques AES et YZ et les huit sorties en symétrie active.*

adéquats en régime impulsionnel, ce qui servira à affiner les filtres, de manière à réaliser des systèmes de diffusion ayant des courbes virtuellement plates. Au cas où, malgré ces ajustements d'une grande finesse, on ne parvenait pas à obtenir la "droite" désirée, soit à cause de la salle, soit à cause de haut-parleurs présentant des écarts de linéarité, il faut corriger les défauts avec l'égaliseur paramétrique intégré (un par voie), dont la plage d'action s'étend de 20Hz à 16 kHz, sur une plage de  $\pm 18$ dB avec un facteur Q de 0,5 à 10. Si cela ne convient toujours pas, il est possible d'atténuer numériquement le signal ou de mettre en service, avec prudence et parcimonie, le compresseur/limiteur numérique, lui aussi, qui est soit l'un, soit l'autre, la seule différence entre les deux étant une variation des paramètres de réglage, puisque le limiteur est un

le choix des coupures hautes et basses, jusqu'en en large-bande, de 20Hz à 20kHz : sur un système de diffusion trois voies, soit, grave, médium et aigu, le quatrième filtre n'intervient donc pas dans l'alimentation des différents haut-parleurs, c'est pourquoi il peut servir, par exemple, à pourvoir en modulation une paire d'enceintes diffusant en stéréophonie dans une autre pièce, en large-bande...

#### **L'électronique :**

Les alimentations à découpage, en principe, ne font pas bon ménage avec les circuits audio. Cependant, force est de constater que cette alimentation est absolument silencieuse, ce qui démontre le savoir-faire de Yamaha qui n'en est pas à son premier découpage. Ces alimentations permettent d'obtenir un rendement élevé, supérieur à 80%,

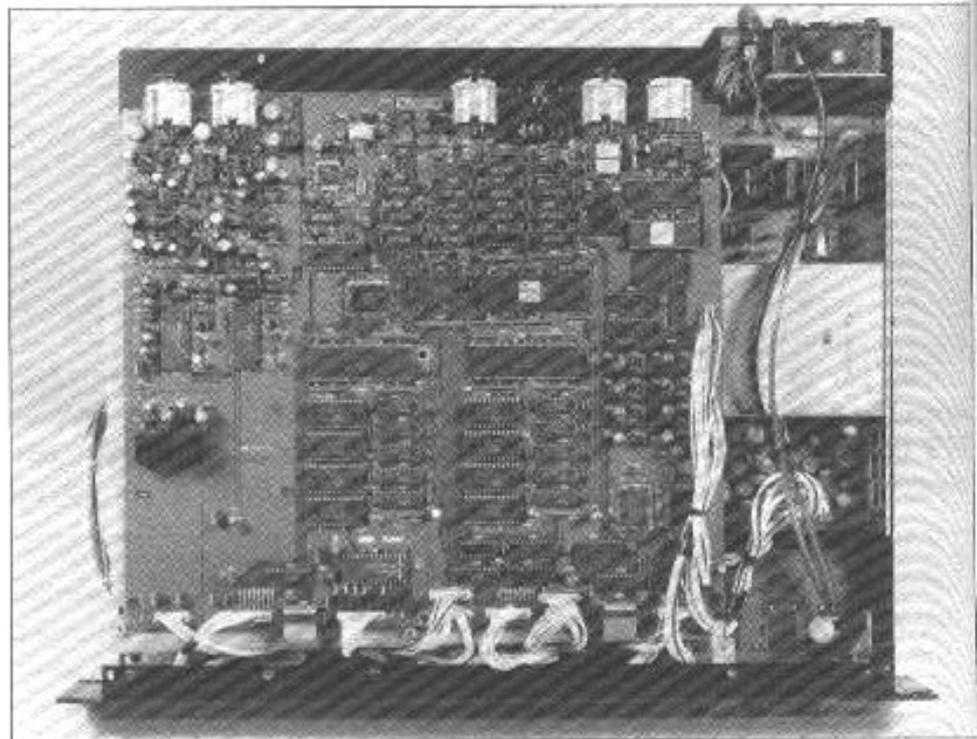
#### **La carte supérieure :**

La carte supérieure rassemble les circuits de mise en forme du signal audio, c'est-à-dire qu'il se voit désymétrisé, filtré, bref, soigné par des composants, qui, outre les amplificateurs opérationnels-doubles JRC 5532, nous réserve quelques excellentes surprises : Des résistances demi-watt (et non pas quart, comme la grande majorité des systèmes habituels), sont soudées verticalement et ressemblent étrangement à des ALLEN-BRADLEY. Du côté des condensateurs, les choix se sont portés tout naturellement sur ce qui se fait de mieux à l'heure actuelle, des polypropylènes pour les non-polarisés et une combinaison efficace de NICHICON MUSE et d'ELNA DUOREX, tout ce petit monde étant conçu pour les circuits audio en général, leur présence dans les découplages des alimentations apportant un plus intéressant parce qu'audible. Sur cette carte, soit-dit en passant, on remarque que les 5532 sont alimentés en  $\pm 15$  volts par une paire de régulateurs de proximité soudés sur des pistes de grande largeur de la carte en double-face au plan de masse exemplaire. Ensuite, la modulation entre sur une paire de convertisseurs analogiques-numériques ASAHI KASEI, fonctionnant sur le mode Delta-Sigma en 1bit, à sur échantillonnage incorporé à 64 Fs, le filtre intégré quantifiant sur 19bit. Il est possible d'entrer un

signal sans passer par l'analogique, directement en numérique, au standard spécifique à la marque (Y2) ou, plus simplement en AES-EBU par l'intermédiaire de la traditionnelle XLR. Pas d'entrée en SPDIF, mais en principe l'AES peut le recevoir, à condition de respecter l'impédance des câbles préconisée par la norme, à savoir 110 Ohms, pour ne pas avoir de problèmes de drops ou de réflexion des signaux numériques pouvant générer du jitter... Cette carte reçoit aussi tous les DSP Yamaha qui gèrent le filtrage actif et toutes les autres fonctions numériques annexes... La firme a aussi prévu une entrée et une sortie sérielles, au standard RS 485, bus bidirectionnel en tension, pour, en sonorisation, télécommander plusieurs D2040, au moyen d'un logiciel... Le dos de l'appareil reçoit aussi un petit inverseur trois positions, inopérant sur la première, la deuxième bloquant l'accès aux mémoires, et la dernière bloquant les fonctions du clavier en façade. Les autres chips présents gèrent les mémoires sauvegardées grâce à une pile qui dure, à ce qu'il paraît, cinq ans. Elle doit être changée dès l'indication fatidique "Battery Low" sur l'afficheur, il n'y a malheureusement pas de super-capacité qui aurait permis de garder les paramètres en mémoire durant le changement de pile.

#### La carte inférieure :

La carte inférieure, très difficile d'accès, mérite d'être examinée, car c'est le module de conversion numérique-analogique qui alimente les huit sorties. L'organisation est relativement simple, puisqu'on remarque immédiatement une batterie de quatre filtres numériques à sur échantillonnage octuple Yamaha YSF 210 suivis de huit convertisseurs BURR-BROWN PCM 63, ce qui tendrait à renforcer l'idée selon laquelle, du pro au grand-public haut de gamme, ce type de convertisseur se retrouve dans environ 70% des appareils audionumériques, on les trouve chez Burmester, Cello,



*De gauche à droite : les entrées analogiques et les convertisseurs A/D, les DSP YAMAHA et l'alimentation à découpage.*

Counterpoint, EAD, Mark Levinson, Madrigal, évidemment, Stax, Wadia et dans le domaine professionnel, dans les convertisseurs Apogee (Cf Cello), dans les consoles numériques Sony, dans les DAT Otari, et bien sûr, chez Yamaha, liste non exhaustive... Une seule raison à cela : leurs qualités, enviabiles à plus d'un titre, sont leur stabilité jusqu'à 16 Fs, l'absence de glitch, leur excellente linéarité. Ce sont des 20bit à structure différentielle, donc, en fait, des 2 fois 19 Bit, l'une pour la partie positive du signal, l'autre pour la partie négative. Chaque convertisseur ne traite qu'un seul canal à la fois, ce qui explique la présence de huit PCM 63 Y dans le D2040. Le suffixe Y signifie un tri en caractéristiques conforme au cahier des charges Yamaha. Malgré cela, les ingénieurs de la firme ont prévu sur la sérigraphie du circuit l'emplacement des réglages "d'offset numérique", c'est à dire l'ajustement du bit de poids fort (MSB) de chacune des parties du convertisseur, de façon à profiter au mieux de leur structure différentielle, dont l'avantage est d'éviter les distorsions au passage par zéro. Ces potentiomètres permettent d'affiner encore et de dimi-

nuer les non-linéarités, surtout sur les signaux de faible amplitude, les micro-informations. Il serait intéressant, dans le cadre d'une utilisation audiophile, de souder ces ajustables qui permettront de diviser par sept la distorsion en sortie. Les PCM 63 ayant une sortie en courant, deux transistors complémentaires assurent la conversion courant/tension. Les étages de sortie sont pourvus, comme les entrées, de JRC 5532 qui constituent les étages de filtrage passe-bas et les buffers de symétrisation, la suppression de la composante continue en sortie s'effectue au moyen de condensateurs Nichicon Muse de 100uF, juste avant le connecteur XLR mâle. Les niveaux nominaux analogiques sont de +4dBm.

Le Yamaha D2040 est un instrument performant, d'une remarquable souplesse d'utilisation, puisque presque tous les paramètres sont accessibles, grâce à la technologie des DSP développés par la marque nipponne. Cet appareil professionnel de grande classe correspond aux aspirations des audiophiles s'intéressant à la multi-amplification sans concession.

**Page non  
disponible**

**Page non  
disponible**

**Page non  
disponible**

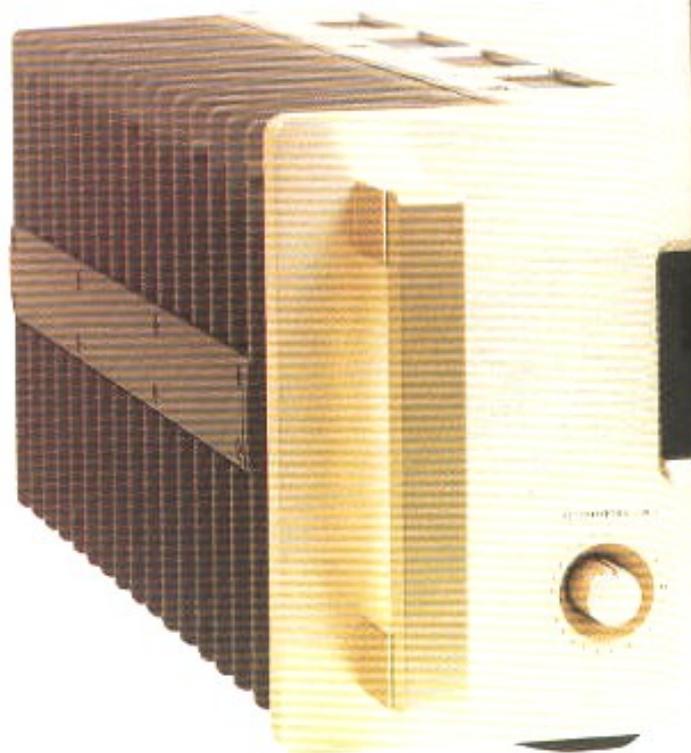


◀ **CEC TL-1**

Ce lecteur CD réalisé sans compromis dispose d'une platine mécanique totalement originale. L'entraînement du disque CD s'effectue par un mini-plateau mis en rotation par une courroie via un moteur asservi électroniquement. Un deuxième moteur entraîne lui aussi, via une courroie, le pignon attaquant la crémaillère de déplacement du bloc diode laser. Ainsi tout l'ensemble mécanique est découplé des vibrations extérieures mais aussi de celles engendrées par les deux moteurs. A l'écoute la stabilité de l'image stéréo est exceptionnelle avec un grave d'une profondeur inouïe. Il existe une version avec un convertisseur intégré de très haute performance.

**ACCUPHASE A-50**

Cet amplificateur en pure Class A fournit deux fois 120 watts sur 8 ohms grâce à ses étages de sortie comprenant dix paires de transistors Mosfet montés en parallèle en configuration push pull. L'alimentation est capable de 1000 VA d'où des possibilités en courant exceptionnelles afin de pouvoir attaquer même des charges difficiles dont l'impédance chute dans l'aigu. Le résultat à l'écoute dépasse l'entendement par la tenue du grave, l'extrême douceur du médium aigu, la capacité dynamique hors du commun même avec des enceintes à bas rendement. Un ampli de très grande classe dont la beauté des timbres est sublime quelque soit les enceintes utilisées.



◀ **SPENDOR S-100**

Ce système trois voies propose une écoute très raffinée avec un grave d'une assise et d'une articulation surprenantes, un médium lumineux très précis, un aigu ciselé sans trace de distorsion. La transparence de ce système électro-dynamique fait penser à celle obtenue à partir de panneaux électrostatiques ! L'effet stéréophonique s'avère hyper réaliste. Un système qui peut défier le temps et les modes par la justesse de sa restitution en trois dimensions.

### **MICROMEGA T DRIVE/TDAC**

Premier constructeur français de sources numériques, Micromega propose avec l'ensemble TDrive, lecteur de haute précision et TDac, convertisseur universel, un ensemble hautement musical qui répond à la demande des sources modernes numériques à très large capacité dynamique, grâce à son circuit de mise en forme des informations numériques propres à Micromega. Le lecteur TDrive envoie des informations parfaitement cadencées au convertisseur TDac qui peut travailler avec un minimum de jitter. Cet ensemble se caractérise par une très haute définition sur les petits signaux de faible amplitude, primordiaux pour la transcription des ambiances sonores et le respect de la profondeur des plans.



### **ONKYO TX-SV5 15Pro**

Cet ampli tuner est doté du décodeur Dolby Pro Logic capable de transformer votre salle d'écoute en salle de cinéma chez soi grâce à un traitement précis des informations figurant sur la bande son des vidéo-disques laser ou des cassettes vidéo. Cet intégré dispose de 5 amplificateurs, 55 watts par voies pour celle de droite, de gauche et centrale, 20 watts pour les deux voies arrière. Il est naturellement entièrement télécommandable. Un afficheur alpha-numérique révèle en clair toutes les données sur les sources et leurs modes de traitement. La section FM ou AM peut mettre en mémoire jusqu'à 40 stations.





◀ **FORSELL**

Cet incroyable lecteur CD avec son convertisseur fait appel, pour la section mécanique, à un large palais presseur qui est mis en application par une forte pression d'air comprimée, fournie par une petite pompe extérieure. Ainsi il n'y a pas de contacts mécaniques, l'ensemble tournant sur coussin d'air, absorbant toutes les vibrations parasites. Le système de lecture est logé dans le couvercle à base d'une mécanique CDM-9. Le convertisseur indépendant de technologie 1 bit beatstream dispose de nombreuses alimentations indépendantes. Ecoute superbe !



◀ **HARMAN KARDON FESTIVAL 500**

Cette chaîne tranche radicalement avec les autres systèmes au format midi par son approche simplifiée des commandes. Aucune commande apparente, elle est prévue pour être dirigée par une télécommande qui trouve son support naturel au sommet de la chaîne. Elle se compose d'un lecteur CD à convertisseur beatstream, d'un tuner FM avec programmation de 19 stations, d'un lecteur de cassettes à chargement par tiroir avec Dolby B et C, d'une section préampli avec menu informatique afin de faciliter l'utilisation et d'une section amplificatrice de 2x 60 watts ultra musicale. Une nouvelle approche de Hifi domestique.

### CALIFORNIA

#### AUDIO LABS DX-1

Ce lecteur CD a pour base un châssis en acier multi-couches faisant au centre un décrochement pour supporter la section mécanique qui est totalement dé-couplée de cette



base. Avec cette disposition les concepteurs ont raccourci

au maximum la distance entre la sortie du capteur diode laser et le circuit de mise en forme des informations numériques tout en logeant à proximité le convertisseur de type Delta Sygma avec suréchantillonnage 32 fois. Le transformateur, l'alimentation et les circuits analogiques sont montés dans le creux de la base pour une isolation maximale. Cette remarquable conception apporte à l'écoute une finesse, une précision d'analyse que l'on ne rencontre pas avec des lecteurs à convertisseurs intégrés dans cette catégorie de prix. La distinction sonore qui se dégage de la transcription aussi bien des instruments à cordes que de ceux synthétiseurs est permanente. Sur les grandes formations il n'y a pas de confusion sonore, les plans s'échelonnent selon une perspective qui reste stable avec une puissance acoustique dans l'extrême grave qui donne une assise à l'ensemble à la manière des "meilleures tables de lecture analogique".

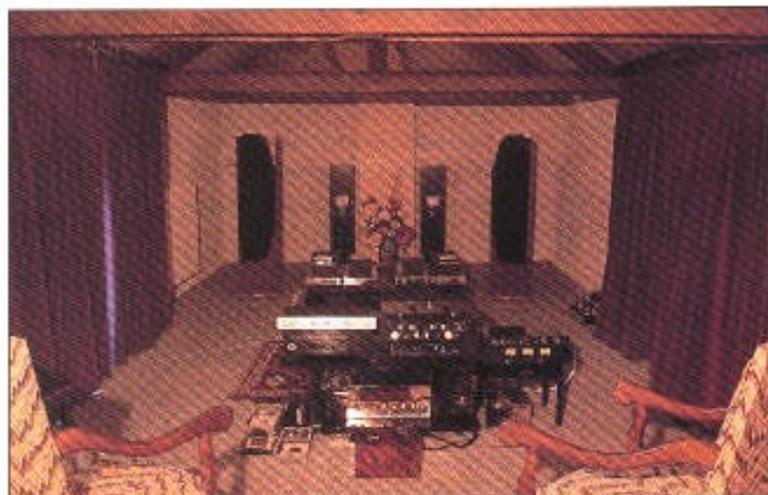
### ◀ SONY CDP-X707ES

Cette platine bénéficie d'un fabuleux châssis de 16 kg à base d'un socle de type Gibraltar (fibres de carbone noyées dans de la résine de haute densité) pour lutter contre les vibrations extérieures. La mécanique, toute nouvelle, fait appel à un moteur linéaire pour un accès ultra rapide avec un minimum de frottements. L'axe de rotation repose sur un saphir à la manière des montres mécaniques de haute précision. Le convertisseur dispose en fait de 16 convertisseurs N/A dans une configuration spécifique à Sony de type différentiel pour une haute précision même sur les petits signaux. Résultat sonore splendide de clarté.



### AUDIO SIGNATURES

Cet auditorium, situé à Contres, propose un éventail de matériels haut de gamme remarquablement sélectionnés en partant exclusivement du meilleur rapport agrément d'écoute/prix, cela sur une large échelle. Les conseils avisés de l'équipe permettent d'éclaircir ses idées sur le choix et le mariage des éléments et ce, dans une quiétude totale sans aucune agressivité extérieure. Un auditorium qui mérite vraiment le détour au 8, rue Jean Jaurès 41700 Contres Tél : 54 79 07 65



**Page non  
disponible**

CLASSIQUE

La  
Création  
musicale

# LE CD NUMÉRIQUE...

## L'AVENEMENT DE L'AGE D'OR ... OU LE FRUCTUEUX COUP DE "D" DE LA DEUTSCHE GRAMMOPHON



*Francis Albou*

*Chacun connaît l'édition Karajan Gold publiée par la Deutsche Grammophon. La presse a largement commenté cette série de vingt CD qui, techniquement, laisse entrevoir de larges possibilités d'amélioration des enregistrements numériques.*

Nous ne reviendrons pas sur les moyens techniques mis en œuvre pour le rajeunissement de ces disques puisque Florian et Maxime Louineau ont commenté le procédé (avec le nouveau concept 4D) dans le n°24 de *L'Audiophile*. Aussi voudrions-nous livrer aujourd'hui quelques impressions subjectives concernant ces nouvelles gravures que nous avons comparées avec les premières éditions, parues dans les années 80. Les symphonies de Beethoven ont fait l'objet, en leur temps, de commentaires critiques dans nos colonnes. On pourra s'y reporter pour l'appréciation artistique... Quelle est donc la plus value technique ?

Tout d'abord, il y a lieu de distin-

guer les grandes masses symphoniques ou chorales, telles que les pages de Richard Strauss, Saint-Saëns, Grieg ou Debussy, de celles aux effectifs plus restreints telles que Beethoven, Mozart, voire Brahms. C'est avant tout en largeur, en profondeur, en aération, que le nouveau mixage fait valoir ses mérites. Bien sûr, les symphonies de Beethoven ont gagné en précision, en analyse, en ampleur (il suffit de comparer les finals des 7ème et 9ème symphonies), mais là n'est pas la principale surprise. La subtilité du détail est accrue, et les interventions des solistes se font plus chaleureuses, tout en s'intégrant davantage aux tutti. Les solos de

hautbois de basson, dans le troisième mouvement de la "Pastorale" sont infiniment mieux proportionnés dans l'échelle dynamique, tout en étant géographiquement mieux situés dans l'orchestre. Mais, bien plus probantes encore sont les œuvres de Strauss. "Zarathoustra" se déploie dans toutes les dimensions, avec une ampleur stupéfiante. Cette impressionnante "mise en scène" de l'orchestre ne se fait pas au détriment du détail qui demeure d'une beauté, d'un naturel, saisissants. La dynamique s'en trouve virtuellement élargie, tant vers le bas que vers le haut. Dans les symphonies de Tchaïkovsky, le même gain se vérifie. Les tutti, beaucoup plus transpa-

rents, paraissent moins cassants, disons moins "numériques" ! Il en est de même dans les fortes modulations de "la Mer" de Debussy ou de la symphonie de Saint-Saëns.

Secondement, il faut distinguer les effets de masse, des instruments solistes concertants rencontrés dans les concertos de Grieg et Schumann (piano) ou Brahms (violon et violoncelle). Là, une écoute scrupuleuse révélera des différences moins spectaculaires. On notera même un élargissement du piano qui ne va pas toujours dans le sens de la vraisemblance des proportions. Prenons un exemple : l'attaque du final du concerto pour violon de Brahms. Dans l'ancienne gravure, le violon d'Anne Sophie Mutter est d'une pureté diaphane ; l'orchestre le soutient avec délicatesse. Dans le report, la soliste, toujours aussi pure, est portée par un orchestre immense, qui nous détourne un peu du charme du violon. Par contre, dans la Messe en ut mineur de Mozart, les voix solistes sont magnifiquement définies et proportionnées à l'orchestre et aux chœurs. Toutes ces améliorations se vérifient d'autant mieux que la chaîne est performante. Mais, plus elle l'est, plus l'amélioration est subtile, et moins elle donne dans le spectaculaire. Une comparaison des gravures à l'aide d'un excellent casque permet de se faire une idée très précise de l'évolution.

Enfin, et c'est peut-être là qu'apparaît la plus singulière amélioration, le son global (entendons, la perception d'ensemble des masses instrumentales) se rapproche de ce que aimions tant dans les grandes réussites de l'ère analogique. Les limites des haut-parleurs sont franchies, l'orchestre s'étend en profondeur et sonne comme une totalité, et non comme la juxtaposition de différents timbres captés par un grand nombre de microphones. L'image obtenue confirme la réalité du concert. Au niveau de la qualité intrinsèque des timbres, la finesse, la vraisemblance, n'excluent pas toujours une certaine froideur propre



*Herbert von Karajan*

au numérique... Mais si peu ! Et que c'est beau à entendre !...

Il reste à dire que Gunther Hermann, le fidèle preneur de son de Karajan, ne s'aventurera pas dans le remixage d'enregistrement de chefs-d'œuvre d'orchestre, non préoccupés par l'aspect technique de leur travail. Karajan, on le sait, s'intéressait à tout, supervisait tout... On peut donc regretter que les enregistrements numériques de la DG, parus depuis dix ans, ne bénéficient pas des mêmes avantages. On songe aux Schubert, aux Brahms d'Abbado, aux Mahler de Bernstein, aux Bach, Haendel, Mozart de Gardiner... On peut également se demander si un CD "normal" acquis aujourd'hui (le Requiem de Verdi d'Abbado par exemple), ne sera pas présenté demain dans une gravure séduisante... en prix spécial ! La même question se pose pour les laserdiscs...

Mais la DG, décidément très à la pointe de la technique d'aujourd'hui, n'en reste pas là. Elle lance sur le marché des enregistrements splendides qui se signalent par le sigle D (pour "4D Audio Recording"). Il s'agit de ce système nouveau qui fait appel à une technologie de pointe qui met en œuvre quatre maillons entièrement nouveaux :

- un préampli de microphone télécommandé ;

- un convertisseur analogique-numérique 21 bits (qui suppose une précision 32 fois supérieure à la normale) ;

- le principe du Stagebox qui permet d'effectuer la conversion des signaux numériques directement dans la salle d'enregistrement, éliminant toute distorsion et tout parasite ;

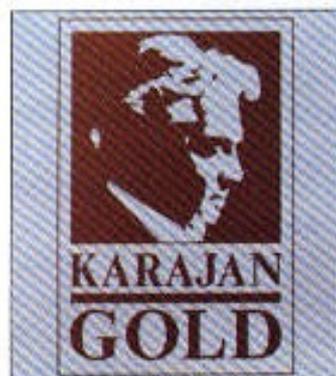
- un mixage entièrement numérique qui permet d'atteindre une largeur et une profondeur inégalées.

En somme, une technologie qui s'apparente à celle de la Karajan Gold et qui va permettre aux productions DG de vivre une mutation exceptionnelle; (Reportons-nous à nouveau aux textes de F. et M. Louineau du n°24).

A ce jour, quelques enregistrements "4D" sont publiés. Dans ce numéro, on trouvera le War Requiem de Britten dirigé par J.-E. Gardiner. L'audition est envoûtante. On se prend à songer aux grands moments du microsillon où triomphaient les gravures légendaires d'Ansermet, de Krips, de Solti, d'Haitink... Mais avouons qu'aujourd'hui la précision, le naturel des timbres, la dynamique sont encore plus grisants.

Avec ces nouvelles techniques, l'enregistrement numérique arrive à maturité et prouve ostensiblement sa supériorité. Il aura fallu attendre une décennie. Dommage que les éditeurs aient tenté de faire croire, dès 1983, que le numérique avait atteint d'insurpassables sommets ! On nous conta d'ailleurs la même chose au sujet des lecteurs laser... On sait ce qu'il en a été !...

A quand la généralisation du procédé 4D dans le groupe Polygram, puis chez EMI, puis ailleurs ?...



**Page non  
disponible**

- Réalisation personnelle -

## KIT ENCEINTE ACOUSTIQUE DSA: LE FILTRE

*Charles-Henry Delaleu*



*Après avoir formulé notre cahier des charges dans le n° 24, puis la description de l'ébénisterie dans le n° 25 de L'Audiophile, nous abordons aujourd'hui la fin de notre étude avec la description du filtre.*

De nombreux lecteurs ont été surpris de ne pas voir la suite de notre étude sur le kit d'enceinte acoustique DSA dans le dernier numéro. En effet, la mise au point du filtre a été douloureuse. Dès le départ, nous avons décidé d'utiliser en haut-parleur de médium l'Audax HM130Z0, ce dernier nous avait séduits par ses qualités dans le médium. Toutefois, à l'usage, ce fut une catastrophe. Il nous a été impossible de trouver un compromis idéal. En désespoir de cause, nous étions prêts à le remplacer par un autre haut-parleur. Nous avons donc appelé le laboratoire Audax pour lui indiquer les problèmes que nous rencontrions avec ce transducteur. La coupure haute était quasi-

impossible à maîtriser. Si le mariage du HM130Z0 avec le haut-parleur de grave SEAS CA25 FEY/DD ne posait aucun problème, il était quasiment impossible de trouver un bon compromis entre le HM130Z0 et le tweeter Dynaudio D-260. Si nous arrivions à réaliser un filtre donnant de bons résultats en amplitude/fréquence dans l'axe de l'enceinte, les résultats hors de l'axe étaient catastrophiques. La réponse en phase dans la partie haut-médium était difficile à maîtriser. La moindre variation de la valeur d'un élément du filtre provoquait des différences à la mesure rarement rencontrées. Sans doute avons-nous fait une erreur en commençant la description de

cette réalisation avant son complet achèvement. Heureusement, la chance allait tourner. Après un appel au laboratoire d'Audax, la solution a été trouvée. En fait, il semble que nos déboires avaient déjà été rencontrés par d'autres. Audax, conscient de la difficulté à filtrer le haut-parleur HM130Z0 sort, en ce début d'année 94 une nouvelle version de ce transducteur. Une paire de cette nouvelle mouture nous a été envoyée d'urgence pour essais et là, ô miracle, tous nos ennuis qui auront duré quand même quelques mois étaient résolus en quelques minutes. La grosse différence entre les deux versions tient au fait que l'ancien modèle était avant tout un boomer-médium à

bobine mobile longue alors que la nouvelle version est destinée exclusivement à un usage médium (une bobine plus courte). Notre cahier des charges stipulait une coupure entre le médium et l'aigu par un filtre à 6 dB/octave. L'ancienne version du HM130Z0 possédait, dans la partie haute de sa bande passante, des réactions en phase très versatile en fonction du filtre. La nouvelle version ne pose plus du tout ces problèmes. De ce fait, nous avons décidé de garder le HM130Z0 en haut-parleur de médium car ce dernier nous donnait désormais pleine satisfaction ; en plus nous décidions de le garder avec son ogive. Il n'y aura donc pas de modifications à faire sur ce transducteur. Toutefois il faudra veiller, lors de son achat, à se procurer un nouveau modèle, soit la version vendue en magasin à partir de janvier 94. Audax nous a dit à ce sujet que très peu d'anciennes versions avaient été livrées et vendues. Il ne devrait y avoir aucune difficulté à se procurer la nouvelle version.

## Le CA25FYDD

Ce haut-parleur de grave est filtré à l'aide d'une cellule à 12 dB/octave. La self série possède une valeur de 3 mH et le condensateur est de 33  $\mu$ F. En ce qui concerne la self, il faudra utiliser une self à air d'une section de fil importante afin de limiter au maximum les pertes d'insertion dues à la résistance interne de ce composant. Le bon choix est d'utiliser un diamètre de fil de 15 ou 20/10<sup>e</sup>. Le fait d'utiliser une self à faible perte permet d'obtenir une bien meilleure tenue des sons dans le grave. La dynamique est plus importante, la précision globale de l'enceinte bien meilleure. En ce qui concerne le condensateur, il est conseillé de ne pas utiliser un seul condensateur d'une valeur de 33  $\mu$ F mais plutôt trois condensateurs de 10  $\mu$ F en parallèle avec un quatrième de 3,3  $\mu$ F.

## Le HM130Z0

Le HM130Z0 est filtré à raison de 12 dB/octave dans sa partie basse fréquence et 6 dB/octave dans la partie haute. En ce qui concerne le filtre passe-haut, la valeur du condensateur est de 15  $\mu$ F, et la self de 2,5 mH. Un soin tout particulier a été porté à ce condensateur de 15  $\mu$ F. La qualité de ce composant influe énormément sur les caractéristiques de l'enceinte dans le médium. Il convient donc, là aussi, de mettre plusieurs condensateurs de faible valeur en parallèle pour obtenir la bonne valeur. Dans notre cas, nous avons opté pour trois condensateurs de 3,3  $\mu$ F mis en parallèle avec un quatrième d'une valeur de 4,7  $\mu$ F. Pour la self de 2,5 mH, une self à air réalisée en 10/10<sup>e</sup> suffira. En ce qui concerne le filtre passe-bas, ce dernier est réalisé grâce à une self de 0,33 mH. Là aussi le fil devra être de forte section afin de limiter les pertes d'insertion. De plus, la tenue mécanique de ce composant devra être soignée. L'égalisation en niveau du HM130Z0 est réalisée à partir d'une résistance en série de 3,3  $\Omega$ . La qualité de cette résistance est, elle aussi, d'une grande importance. En ce qui nous concerne, lorsque nous atteignons un certain niveau de qualité, nous préférons ne pas utiliser les classiques résistances de puissance à enrobage céramique ou vitrifié telles que celles généralement disponibles dans les magasins spécialisés. Notre préférence va vers l'utilisation de résistances à couche métallique de faible puissance. Dans ce cas, il n'existe pas dans le commerce de telles résistances en fortes puissances. Il convient donc d'utiliser des résistances d'un 1/2 W mises en parallèle pour obtenir une puissance dissipée convenable. Dans notre cas, la résistance de 3,3  $\Omega$  sera remplacée par 20 résistances à couche métal 1/2 W d'une valeur unitaire de 67  $\Omega$  mises en parallèle pour obtenir la valeur recherchée (3,35  $\Omega$  par défaut).

## Le D-260

Ce haut-parleur d'aigu est, dans cette réalisation, extrêmement facile à filtrer. Un seul condensateur en série suffit. Sa valeur est de 3,3  $\mu$ F. Il faudra choisir ici aussi un composant de qualité. Il sera possible de remplacer le condensateur de 3,3  $\mu$ F par plusieurs condensateurs de plus petite valeur mis en parallèle pour obtenir la bonne valeur et diminuer la résistance interne globale. Pour tous les condensateurs utilisés dans ce filtre, il est conseillé de choisir des condensateurs de type polypropylène d'une tension comprise entre 200 et 400 V. Une attention particulière sera portée à la tenue mécanique de ces composants.

## La charge acoustique du HM130Z0

Les paramètres électro-mécano-acoustiques de ce transducteur ayant changé, nous avons dû modifier notre accord bass-reflex. L'ancien évent est remplacé par un nouveau modèle dont les cotes sont les suivantes :

- Diamètre externe : 40 mm
- Diamètre interne : 33 mm
- Longueur : 40 mm.

Il conviendra donc de ne pas utiliser les cotes données dans les précédents articles.

## Conclusion de l'étude

Nous voici arrivés à la fin de cette étude, nous proposerons bientôt une seconde étude basée sur une enceinte 2 voies réalisée à partir d'un 17 cm associé à un tweeter à dôme. En comparant les programmes LEAP et CALSOD nous pouvons dire qu'ils sont en fait plutôt complémentaires que concurrents. Chaque programme possède des atouts majeurs. LEAP est idéal pour les simulations de charge d'un haut-parleur de grave. Il autorise des modélisations à différentes puissances et différentes températures. Il est en effet intéressant d'observer le comportement d'un haut-parleur à 1 watt, 10 watts et

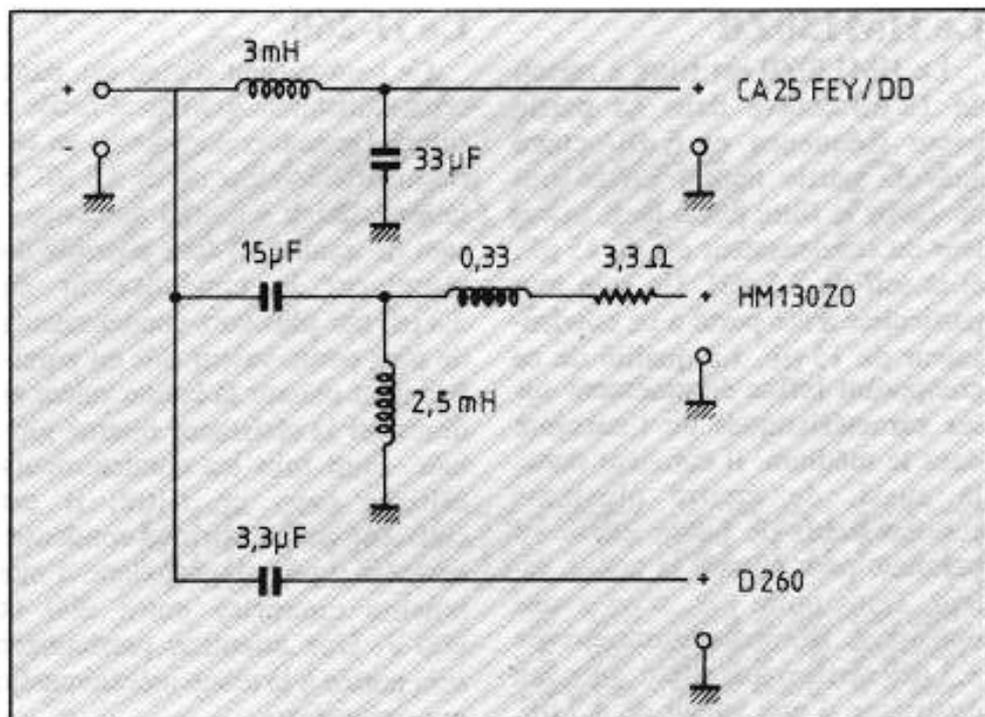


Fig. 1 : Schéma du filtre répartiteur de fréquence de notre enceinte acoustique DSA. Noter que tous les haut-parleurs sont en phase électrique. Il faudra pour le câblage utiliser des câbles à haute définition.

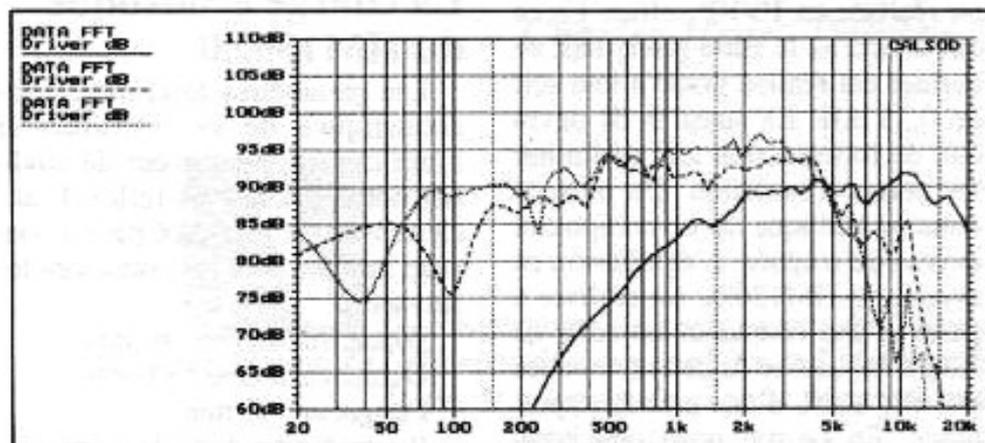


Fig. 2 : Représentation par CALSOD des courbes amplitude/fréquence des trois transducteurs.

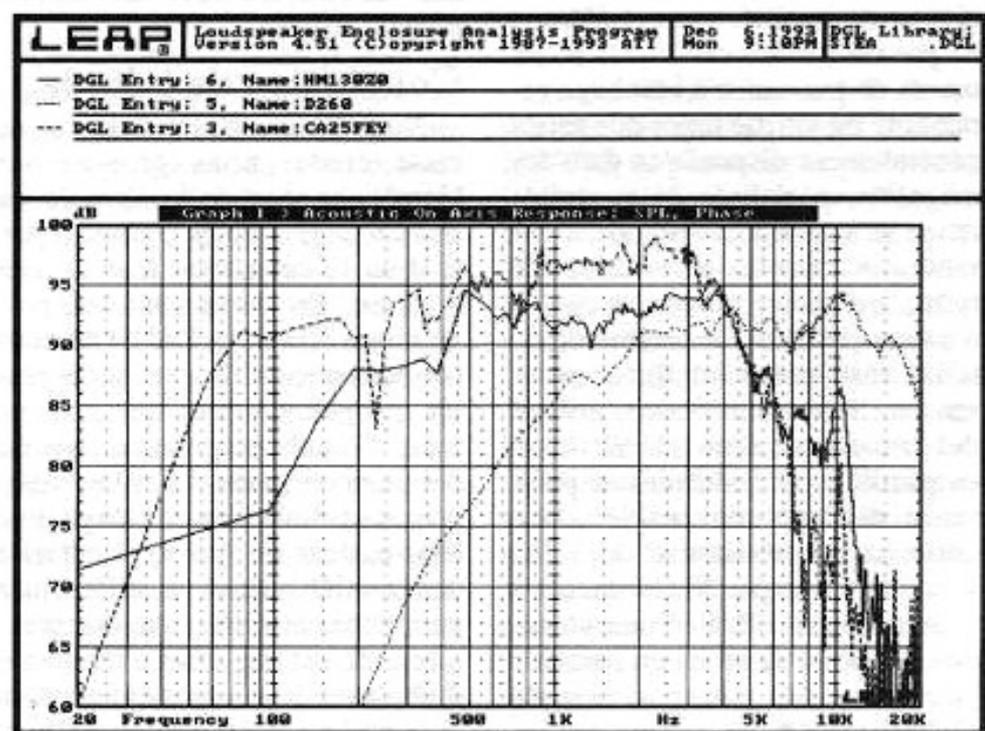


Fig. 3 : Représentation par LEAP des courbes amplitude/fréquence des trois transducteurs.

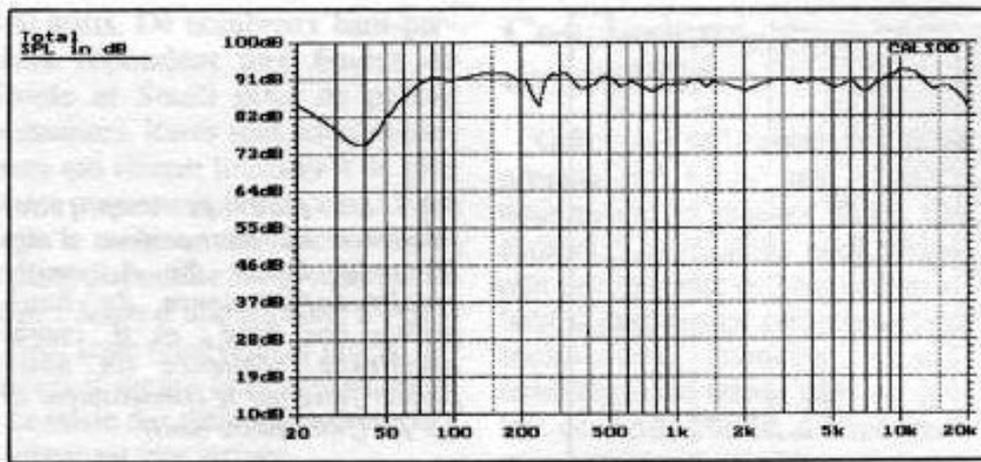


Fig. 4 : Simulation sur CALSOD du filtre répartiteur de fréquence. Le creux à 250 Hz est dû à la pièce où ont été mesurés les haut-parleurs. Noter la belle régularité de la courbe amplitude/fréquence. Les résultats obtenus par LEAP ou CALSOD sont similaires.

Fréquence de résonance :  
 68 Hz  
 Diamètre de la bobine : 25 mm  
 Hauteur de la bobine : 9 mm  
 Impédance : 8  $\Omega$   
 $Q_{MS}$  : 12,2  
 $Q_{ES}$  : 0,32  
 $Q_{TS}$  : 0,31  
 $V_{AS}$  : 8,3 l

Fig. 5 : Nouvelles spécifications de la nouvelle version du HM130Z0.

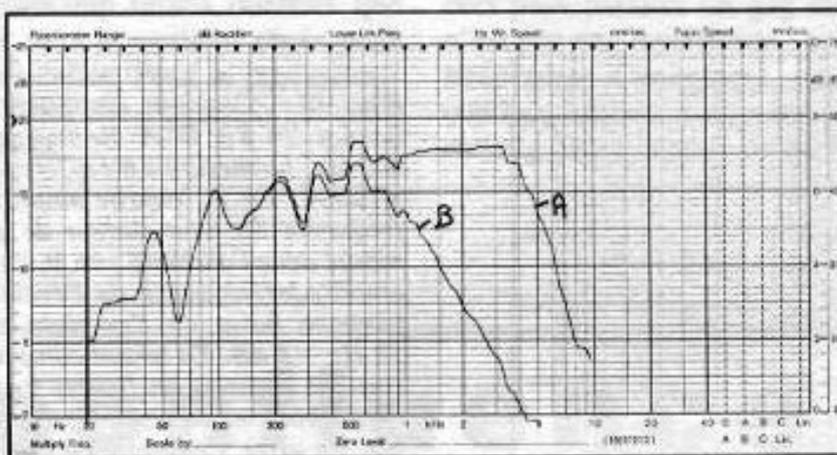


Fig. 6 : Courbes amplitude/fréquence du haut-parleur de grave SEAS CA25FEY/DD. En A, courbe amplitude/fréquence du haut-parleur non filtré ; en B, courbe amplitude/fréquence du haut-parleur filtré par la self de 3 mH et le condensateur en parallèle de 33  $\mu$ F.



Fig. 7 : Courbes amplitude/fréquence du haut-parleur de médium Audax HM130Z0. En A, courbe amplitude/fréquence du haut-parleur non filtré ; en B, courbe amplitude/fréquence du haut-parleur filtré par son réseau passe-bas et son réseau passe-haut.

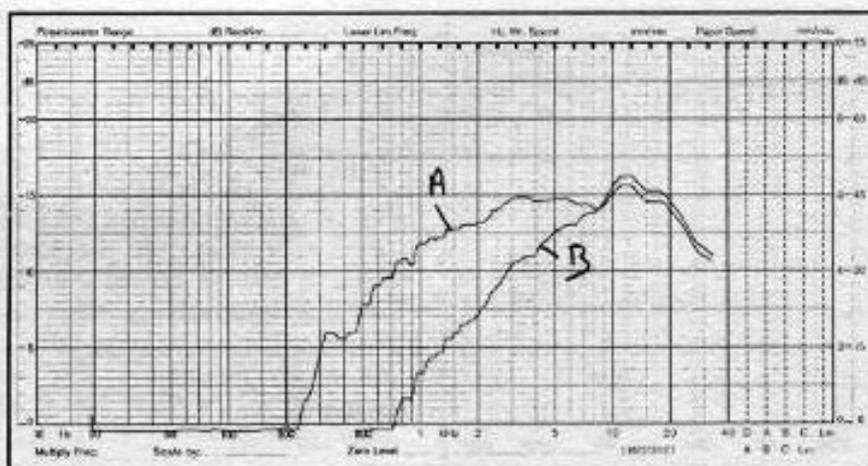


Fig. 8 : Courbes amplitude/fréquence du haut-parleur d'aigu Dynaudio D-260. En A, courbe amplitude/fréquence du haut-parleur non filtré ; en B, courbe amplitude/fréquence du haut-parleur filtré par le condensateur de  $3,3 \mu\text{F}$  (filtre passe-haut).



Fig. 9 : Courbe amplitude/fréquence de l'enceinte complète mesurée dans l'axe à 1 m. Les accidents (atténuations importantes) à 60 Hz, à 120 Hz et à 280 Hz sont dus à la pièce dans laquelle a été mesurée l'enceinte. La courbe est significative à partir de 500 Hz. Noter la parfaite linéarité obtenue.

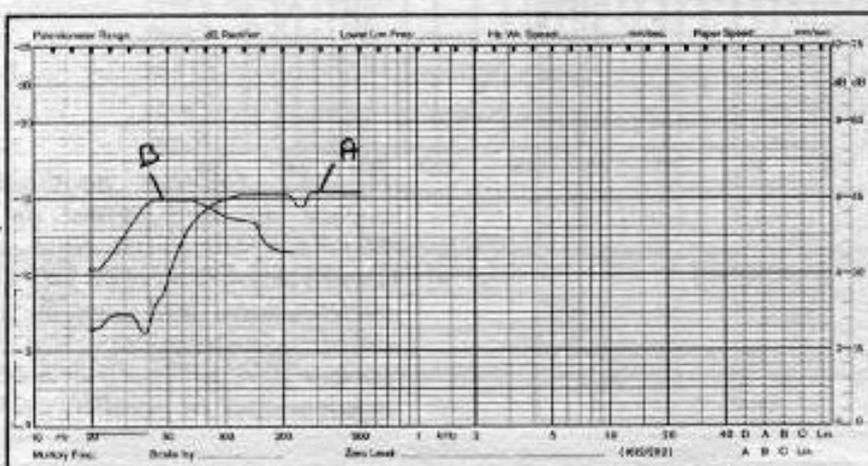


Fig. 10 : Courbes amplitude/fréquence du kit DSA au-dessous de 500 Hz. La mesure a été effectuée en pression. En A, courbe amplitude/fréquence du haut-parleur de grave monté dans l'enceinte ; en B, courbe amplitude/fréquence de l'événement. La coupure basse de l'enceinte est à 32 Hz - 3 dB. En tenant compte des courbes réalisées en figures 9 et 10, nous obtenons un résultat remarquable. En effet, l'enceinte est parfaitement linéaire, de 40 Hz à 10 kHz.

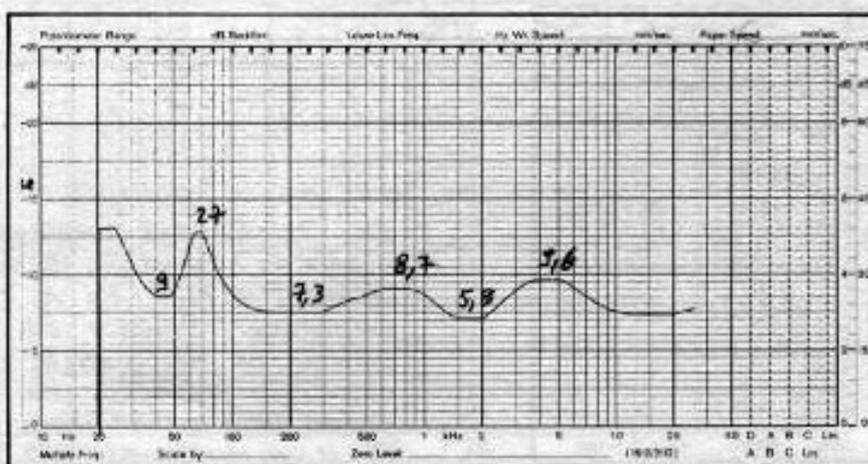


Fig. 11 : Courbe d'impédance du kit DSA. Noter que le minimum du module d'impédance est égal à  $5,8 \Omega$ . Dans ces conditions, il n'y aura aucun problème en ce qui concerne la charge représentée par cette enceinte vue de l'amplificateur. En raison de son rendement important (92 dB/1 W/1 m) et de son impédance très stable, le kit DSA se mariera aussi bien avec des amplificateurs à tubes ou à transistors (MOSFET et bipolaires).

100 watts. De nombreux haut-parleurs répondent aux études de Thiele et Small pour de petites puissances. Rares sont les haut-parleurs qui restent linéaires à de plus fortes puissances. Pour cela, LEAP reste le meilleur simulateur actuellement disponible sur le marché. Si, pour l'étude d'une enceinte 2 voies, LEAP reste relativement précis, au-dessus il faudra faire très attention à la saisie des différentes données ; l'erreur est vite arrivée.

CALSOD est un outil très intéressant pour la simulation de la courbe amplitude/fréquence d'une enceinte multivoies. La position dans l'espace des différents transducteurs est beaucoup plus facile à gérer qu'avec LEAP. La simulation du point de mesure ne pose aucun problème dans l'espace ; de plus il est possible de simuler les accidents apportés par les effets de bord correspondant aux dimensions de la façade avant de l'enceinte.

En conclusion, CALSOD, qui est beaucoup moins onéreux que LEAP, sera le meilleur choix pour un particulier. Pour le professionnel, l'idéal est d'acquérir les deux progiciels.

## Conclusion du kit DSA

Grâce à l'utilisation des deux programmes LEAP et CALSOD, nous avons pu réaliser un kit très élaboré. Les résultats nous procurent une enceinte de haut niveau alliant d'excellentes caractéristiques techniques, courbe amplitude/fréquence tenant dans un couloir de 2 dB, courbe d'impédance ne posant aucun problème à l'amplificateur, courbe de phase extrêmement linéaire, réponse impulsionnelle rapide et amortie. Toutes ces caractéristiques sont retrouvées en amplitude/fréquence lors de mesures hors de l'axe de l'enceinte.

En ce qui concerne la partie la plus importante, qui est l'écoute, les caractéristiques propres de chacun des haut-parleurs ont été respectées, ce qui procure un résultat remarquable. Le CA25FEYDD ne descend que lorsqu'il y a du grave sur le signal reçu par l'enceinte, ceci peut paraître un gag mais ce n'est pas une lapalissade ; en effet, beaucoup d'enceintes ont une courbe amplitude/fréquence relevée dans la bande autour de 80 Hz, ce

qui procure une coloration constante quel que soit le style de musique écoutée. Ici, l'enceinte descend très bas, la dynamique dans l'extrême-grave est importante, il n'y a pas de traînage. Le HM130Z0 nouvelle version possède une grande musicalité et une excellente définition. Son seul défaut est de ne pas monter très haut en fréquence, mais ceci est compensé par la coupure basse du tweeter D-260. Il convient de noter que la charge bass-reflex peut être aussi bien utilisée par un haut-parleur de grave que par un haut-parleur de médium. Les petits volumes clos ont tendance à trop amortir les haut-parleurs. Lorsque le médium "respire" le son paraît beaucoup plus naturel, le haut-parleur est plus vivant. Le D-260 est désormais un grand classique des tweeters à dôme souple. Il donne ici toute sa mesure. Les ultra-perfectionnistes pourront toujours le remplacer par un T330D de la même marque, plus dynamique et plus "piqué", mais beaucoup plus cher. Cette enceinte pourra donc être l'aboutissement d'une chaîne hautement audiophile pour mélomanes avertis.

**Page non  
disponible**

# POINT DE VUE

## ÇA DÉPASSE LA MESURE !

*Héphaïstos*

**L**

*échec est le fondement de la réussite" a écrit Lao-Tseu il y a quelque 15 siècles. C'est une pensée bien réconfortante dans l'échec, car elle veut dire que l'échec porte souvent en lui les germes de la réussite pour qui saura les faire éclore. Nous continuerons donc à essayer de mesurer la distorsion en transitoire ! En effet, le point sur nos recherches que nous vous présentons ici montrera que c'est une mesure bien plus difficile que nous le pensions, mais que les expérimentations faites sont néanmoins fructueuses : elles orientent nos recherches dans une nouvelle direction et nous conduisent à une réflexion intéressante sur la saturation.*

Nous espérons bien dans cet article vous présenter, en scoop mondial, la première mesure de distorsion en transitoire et ainsi conforter solidement les théories que nous avons longuement développées dans ces colonnes. Mais c'était vendre la peau de l'ours avant de l'avoir tué. Non seulement nous ne l'avons pas

tué ce pauvre ours, mais nous ne l'avons pas vraiment vu. Nous en avons toutefois relevé les traces qui montrent son existence réelle mais ne nous renseignent que faiblement sur son aspect.

Le problème de la mesure reste une préoccupation majeure dans nos études ; nous ferons donc

aujourd'hui le point sur ce problème important : nous en poserons les bases théoriques et nous vous expliquerons pourquoi nous y consacrons tant d'efforts; et tout le bénéfice que les audiophiles pourraient tirer d'une amélioration de la métrologie actuelle (celle-ci demeure bien frustrante!). Nous analyserons les

bases théoriques de nos recherches et nous décrivons nos deux tentatives de mesures de distorsion transitoire. Nous verrons les résultats limités auxquels nous avons abouti et les conclusions intéressantes qu'il est malgré tout possible d'en tirer et nous clorons cet exposé par des axes de recherches à venir concernant le problème de la mesure.

Nous avons toujours attaché beaucoup d'importance au problème de la mesure : dès le n°35 de L'Audiophile (printemps 85), nous avons pris position sur ce problème dans le cadre de notre étude d'amplificateur ; nous avons alors examiné les bases traditionnelles de la physiologie de l'audition et vu comment elles conduisaient aux mesures traditionnelles. Ensuite nous avons cerné quelques limites de ces mesures classiques, tant sur le plan physiologique que sur le plan électrique. Nous avons présenté quelques mesures innovantes et défini la philosophie de mesure retenue pour notre étude.

Aujourd'hui, soit 8 ans plus tard, les choses n'ont guère évolué sur le plan des mesures. Nous comprenons mieux les raisons de l'échec de ces nouvelles mesures, mais nous reviendrons sur ce point plus loin.

## Le problème

Essayons de bien poser le problème : dans l'édition du petit Robert, à la rubrique "mesure", on trouve la définition suivante : "Action de déterminer la valeur de certaines grandeurs par comparaison avec une grandeur constante de même espèce, prise comme terme de référence". Je voudrais ajouter un mot sur l'intérêt d'une mesure : il faut aussi que la grandeur à laquelle on s'intéresse soit significative, sinon on retombe sur la problématique de l'âge du capitaine (qui est, bien sûr, une grandeur tout à fait mesurable!).

La reproduction électroacoustique est maintenant une branche de l'électronique (elle implique aussi un peu la mécanique, mais ce n'est pas important pour nos considérations d'aujourd'hui). Or les mesures électriques sont pour beaucoup

basées sur les théories mathématiques de Fourier. Nous vous avons déjà expliqué plus d'une fois pourquoi les théories de Fourier permettaient de caractériser parfaitement un système linéaire par la connaissance de ses réactions à des signaux sinusoïdaux. L'utilisation de signaux sinusoïdaux pour caractériser les systèmes non-linéaires n'a donc aucune base théorique sérieuse, mais on peut raisonnablement l'admettre pour caractériser le fonctionnement linéaire des systèmes presque linéaires. Il devient beaucoup plus hasardeux de vouloir utiliser ces signaux sinusoïdaux pour caractériser les non-linéarités d'un système. C'est pourtant ce qui est le plus couramment du monde admis de nos jours. Ce qui est dramatique, c'est que ce sont ces mesures qui servent à définir la grandeur "distorsion". Peu de gens ont conscience de la perversité de cette situation, alors que beaucoup seraient bien incapables de définir la grandeur "distorsion", indépendamment des mesures. Habituellement les gens se contentent d'une vague notion, confondent mesure et définition et sont sincèrement choqués par les remises en cause fondées sur les impressions subjectives. Cette confusion est bien regrettable et je crains que la seule façon d'en sortir est de prouver par de nouvelles mesures la limite des mesures actuelles.

A défaut d'être fondées sur une base théorique absolue, les mesures actuelles sont fondées sur un modèle. Ce modèle intègre les phénomènes générateurs de non-linéarités recensés à ce jour. La figure n°1, extraite d'un article traitant de la distorsion dans une revue anglaise, illustre parfaitement ce propos. Réfuter la validité des mesures actuelles de distorsion, ce n'est pas, comme tentent de nous le faire croire les chantres de la rationalité, remettre en cause toute démarche scientifique, c'est simplement remettre en cause ce modèle, dénoncer son inexactitude et son impuissance à rendre compte de tous les phénomènes générateurs de distorsion. Si ce modèle n'est pas représentatif de

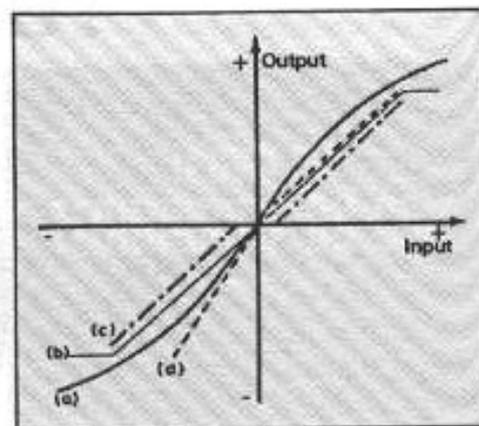


Fig. 1 : Les distorsions de grand-papa (document *Wireless World*) : a) distorsion en S ; b) saturation ; c) distorsion de croisement ; d) distorsion constante avec le niveau.

la réalité physique, alors les mesures qui sont fondées sur lui ne sauraient être totalement représentatives de la réalité. C'est pourquoi, dire que les mesures actuelles de distorsion ne savent pas être garantes d'un certain niveau de satisfaction à l'écoute peut être une attitude parfaitement scientifique. Le seul problème, c'est de pouvoir étayer ce langage, soit par des expériences subjectives, soit, mieux encore, par des mesures objectives.

C'est exactement ce qu'a fait Matti Ojala avec sa fameuse T.I.D. (distorsion d'intermodulation transitoire). Il a défini un nouveau phénomène électrique générateur de distorsion et a présenté des mesures qui illustraient ce phénomène. Il était donc obligatoire que cette distorsion échappât aux mesures traditionnelles, puisqu'elles ne sont pas universelles mais fondées sur un modèle qui n'intégrait pas le phénomène en question. Il est dommage que Matti Ojala ait limité son analyse de la distorsion en transitoire à la simple transposition aux amplificateurs de puissance d'un phénomène bien connu des utilisateurs d'amplificateurs opérationnels : la limitation du slew-rate. Il est également très regrettable que la leçon n'ait pas été comprise et que beaucoup aient pris le peu de retombées techniques des exposés de Matti Ojala - sa T.I.D. n'intervenant finalement que dans les amplificateurs mal conçus et n'expliquant pas cer-

tains phénomènes dénoncés par les analyses subjectives - (et a contrario sa grande exploitation commerciale) pour une validation des mesures traditionnelles : "vous voyez bien que ..."

Il faut également noter que toute nouvelle technique appliquée à l'audio porte en germe de nouveaux phénomènes générateurs de distorsion échappant totalement au modèle précité. Ainsi certains s'étonnent de ce que les techniques numériques audio seraient mal appréhendées par les mesures classiques. C'est pourtant tout à fait normal et presque évident, et il y a probablement des phénomènes parfaitement logiques derrière cela (c'est un beau sujet d'étude qui nous tente. Dès que nous en aurons le temps...)

Il y a un grand danger pour les ingénieurs à vouloir faire valider une nouvelle technique par les mesures traditionnelles : elles en sont fondamentalement incapables ! Ainsi les mesures dites de "wow" et "flutter" sont indispensables pour évaluer un type de distorsion particulier aux magnétophones et aux lecteurs de disques : ici le phénomène est une distorsion du temps, il échappe bien sûr au modèle classique. Ce type de mesure est bien compris et parfaitement admis dans la culture électronique d'aujourd'hui (il est vrai qu'il était tellement évident sur les premiers lecteurs de rouleaux), et pourtant les gens refusent d'en tirer cette conclusion évidente : chaque technique demande des moyens de mesure de non-linéarité qui lui sont particuliers ("c'est la faute à Fourier", chanterait Gavroche).

Il faut échapper au leurre de la mesure universelle de distorsion. C'est un mirage qui a conduit plus d'un à se perdre dans les sables mouvants de la technique : outre les ingénieurs américains que je vous ai signalés dans un article au titre volontairement provocateur ("Faut-il brûler Fourier" dans L'Audiophile n° 22 - nouvelle série-) on peut citer D. R. Self ; dans "Ultra-Low-Noise Amplifiers and Granularity Distorsion" (J. Audio Eng.

Soc. vol. 35 n°11, nov. 87), il montre qu'en poussant très loin la sensibilité de la mesure classique de distorsion sur des signaux très faibles, on ne trouve pas de distorsion de grain (hypothèse avancée par certains pour expliquer les effets subjectifs des condensateurs ou des connecteurs), et il rassure ainsi les esprits bien pensants de l'Audio Engineering Society sur le manque de fondement des affirmations basées sur des tests subjectifs. Quand Léon Lequinquis dans L'Audiophile n° 5 utilise un résultat de mesure de distorsion faite sur un condensateur (0,00005 %) pour laisser entendre que le remplacement d'un condensateur par un autre ne peut pas s'entendre, il a, à la fois, tort et raison. Le phénomène qui induit ce niveau de distorsion est probablement sans effet subjectif ; par contre un autre phénomène, qui n'induit pas de distorsion lors de ces mesures, peut, dans un montage, induire des effets sur la distorsion à un niveau audible (je pense ici à l'hystérésis diélectrique).

Une des raisons de la croyance en l'universalité des mesures classiques de distorsion réside dans le modèle de l'audition le plus répandu ; celui-ci assimile l'oreille et un peu rapidement l'ensemble du système perceptif à un récepteur de type spectral. Les mesures de distorsion classiques sont elles aussi de type spectral. J'avais montré dans mon article du n° 35 de L'Audiophile combien ce modèle était grossier et approximatif et comment il ne prenait pas en compte des phénomènes auditifs non contestables. Malgré cela et malgré son manque de cohérence, ce modèle est souvent considéré par les ingénieurs comme aussi solide que la loi de la gravitation universelle.

Les audiophiles ont beaucoup à gagner dans une amélioration de cette situation. L'absence de mesures fiables limite globalement la qualité des matériels proposés par les industriels. De bonnes mesures permettraient aux ingénieurs qui ne jurent que par leurs appareils de mesure de faire de meilleurs équi-

pements et aux autres, qui tâtonnent à l'heure actuelle, d'être plus efficaces. Les prix des bonnes électroniques seraient moins élevés et il serait plus facile de se monter une bonne chaîne de reproduction électroacoustique : aujourd'hui, c'est encore long, difficile et coûteux !

C'est dans ce contexte où la passion remplace trop souvent la rigueur que se situent nos recherches en métrologie. Notre idée de base fut de rechercher les particularités de la technique des transistors : la supériorité des tubes, inexpliquée par les mesures classiques, ne peut provenir que d'un phénomène ignoré par le modèle classique de distorsion. Nous avons décrit un phénomène nouveau qui pourrait expliquer cette différence : c'est la base théorique de nos recherches actuelles. Nous cherchons maintenant à quantifier ce phénomène. L'idéal serait de définir un procédé de mesure conduisant à une échelle correspondant à la perception auditive de ce phénomène. Nous n'avons pas encore cette ambition ; nous cherchons, dans un premier temps, une confirmation de notre théorie et une quantification de ce phénomène. Cela permettrait de valider notre théorie et nous aiderait à promouvoir nos solutions techniques que nous cherchons actuellement à faire utiliser par un ou plusieurs constructeurs d'électroniques (une utilisation de ces techniques en kit ou sous forme de réalisation personnelle dans L'Audiophile me semble encore trop risquée ; une longue étude préalable est encore nécessaire pour arriver à un montage qui ait de grandes chances de fonctionner pratiquement à coup sûr).

## Rappel de notre théorie

Notre théorie sur la distorsion thermique et ses effets sur la linéarité des électroniques à transistor peut se formuler ainsi : les variations fréquentes de niveau (et, dans une moindre mesure, de fréquence) des signaux audio modulent les puissances dissipées dans les transistors. Ces variations de puissance, à cause de leurs rythmes et des cons-

tantes de temps thermiques des transistors, induisent des variations de température du matériau semi-conducteur et ainsi des caractéristiques fondamentales des transistors. Cela se traduit par une instabilité du point de polarisation. Il en résulte d'abord une instabilité de la fonction de transfert qui se traduit par une distorsion variable pour les signaux audio ; il y a ensuite génération de signaux perturbateurs très basse fréquence qui, dans le cas de liaisons inter-étage passant le continu, se propagent dans le montage avec le signal traité, perturbant ainsi le fonctionnement des autres étages par intermodulation entre ces signaux très basse fréquence et le signal audio.

Au niveau du circuit complet, cela se traduit par une modulation à très basse fréquence de l'amplitude et de la nature des distorsions. Cette modulation des distorsions rend celles-ci particulièrement agressives pour notre oreille, car cette dernière ne sait pas s'y habituer et ne plus y faire attention comme elle sait le faire pour les distorsions stables. Les contre-réactions globales, qui réinjectent le continu, aggravent ce phénomène, en particulier si la contre-réaction est positive pour les signaux perturbateurs, car, alors, la contre-réaction amplifie ces phénomènes au lieu de les atténuer.

Les dispositifs dont le but est d'obtenir pour les derniers étages la polarisation qui conduit au maximum de linéarité, comme les réseaux de contre-réaction avec une capacité de blocage du continu, ou encore les réseaux de contre-réaction utilisant des circuits actifs qui amplifient les signaux très basse fréquence (pompeusement baptisés DC servo loop), renforcent ce côté pervers de la contre-réaction. Ils éliminent bien le continu en sortie, mais au prix d'une perturbation du fonctionnement de l'ensemble du montage !

Cette théorie maintenant bien construite, vous avez pu en voir la genèse en suivant la progression de notre étude d'amplificateur par nos comptes-rendus réguliers dans les colonnes de L'Audiophile : d'abord

vague intuition résultant de l'analyse des résultats de tests subjectifs menés sur plusieurs types de circuits, elle a pris corps après notre campagne de mesure sur la stabilité thermique des transistors petits-signaux. L'analyse de notre première maquette d'amplificateur nous a ensuite conduit à faire un rapprochement entre l'offset et la distorsion et à entrevoir la propagation des perturbations dans les amplificateurs actuels à transistor.

Cette théorie semble bien confirmée par nos derniers amplificateurs qui utilisent deux techniques originales, l'une pour limiter l'action de la distorsion thermique, l'autre pour stabiliser le fonctionnement des transistors les plus critiques dans un amplificateur. Ces amplificateurs donnent des résultats d'écoute impressionnants, en totale rupture avec ceux des amplificateurs à transistor classiques utilisant une contre-réaction globale. Ces résultats sont d'autant plus impressionnants que ces montages n'ont pas été mis au point ou optimisés avec des tests subjectifs.

Les expérimentations qu'a menées de son côté Pierre Johannot, qui applique ma théorie avec enthousiasme, semblent aussi apporter une confirmation à celle-ci. La recherche des points de faible dérive thermique pour le transistor se traduit par une amélioration subjective qu'il juge significative.

En outre, cette théorie explique rationnellement beaucoup de points soulevés par les tests subjectifs : la supériorité des tubes, les effets pervers de la contre-réaction (qui deviennent prédominants quand le taux de contre-réaction devient élevé), les effets des capacités et l'incapacité des mesures traditionnelles à rendre compte de ces phénomènes révélés par les tests subjectifs (mais nous avons vu plus haut pourquoi ce dernier point est finalement assez peu surprenant). Elle explique aussi pourquoi les mesures nouvelles proposées par certains, que nous avons décrites dans le n°35 de L'Audiophile, n'ont pas pu expliquer ces points : le signal

de bruit proposé par la BBC, comme le signal de test de Y. Hirata ont le même défaut : à l'échelle des constantes de temps thermiques des transistors (quelques dizaines de millisecondes) leur niveau est constant. Ce type de signaux ne peut donc révéler des phénomènes liés à des variations de niveau plus lentes.

Pour Einstein, une théorie scientifique a besoin de perfection interne et de confirmation externe. Assez satisfait de la cohérence interne de notre théorie, nous avons maintenant besoin d'une validation expérimentale objective pour la promouvoir au rang de théorie scientifique et la faire admettre à ceux qui ne prennent pas la peine d'écouter ou qui se méfient de leur subjectivité. Nous étions même tellement satisfaits de notre théorie que nous pensions que sa vérification expérimentale ne devait pas poser trop de problèmes : c'est dans un esprit de confiance sereine que nous avons débuté notre première tentative de mesure.

## La première mesure

Pour cette expérimentation, nous sommes partis de l'idée qu'il fallait un signal de test qui présente un niveau variable à l'échelle des constantes de temps thermiques des transistors. D'où l'idée de moduler en amplitude une sinusoïde ; mais toute modulation présente l'inconvénient de générer des raies qui compliquent l'analyse des modifications intervenues dans le signal de test. Pour contourner ce problème, nous avons retenu le principe (voir la figure n°2) d'appliquer une modulation inverse en sortie de l'amplificateur, de manière à retrouver un signal analysable par un distorsiomètre traditionnel.

L'idée semblait séduisante, mais quelle modulation choisir, et surtout comment réaliser un modulateur et un démodulateur de linéarité suffisante ? En nous inspirant de nos mesures sur les dérives thermiques des transistors, nous avons finalement opté pour une modulation en signaux carrés, synchronisée sur les passages à zéro de la sinusoïde, soit pour le signal de la figure n° 3. Le

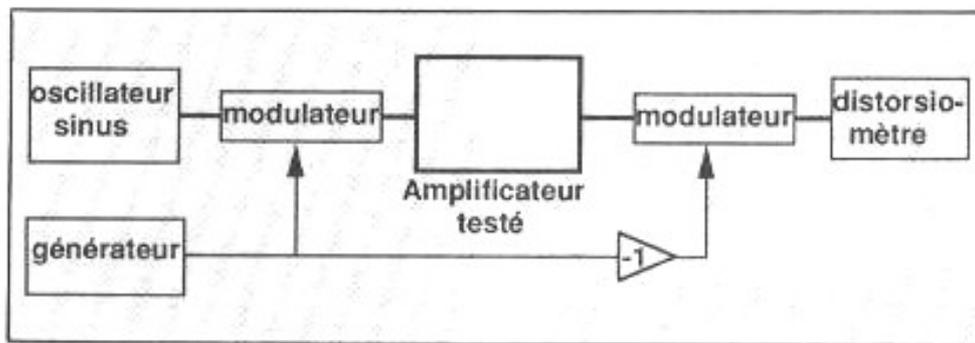


Fig. 2 : Principe de mesure retenu.

commutateur nous semblait être le plus simple et le plus linéaire des modulateurs à réaliser. Les valeurs temporelles choisies pour la sinusoïde et le signal de modulation furent 1 kHz et quelques dizaines de ms.

La figure n° 4 montre l'ensemble du dispositif de test. L'oscillateur de base est un circuit que nous avons réalisé nous-mêmes en utilisant notre fonction amplificateur opérationnel que nous vous avons déjà présentée, et en reprenant le principe de l'oscillateur de notre distorsiomètre ; toutefois, pour faire baisser le niveau des harmoniques, deux modifications importantes ont été apportées à l'oscillateur : la mesure - par échantillonnage - du niveau de sortie se fait à travers un étage d'isolation et, pour la commande de gain, nous avons remplacé le transistor à effet de champ par une photo-résistance. Cette commande de gain est un point assez délicat : il faut un élément bien linéaire dont on puisse faire varier la résistance ; ces deux exigences

sont en général contradictoires.

Nous avons envisagé un moment d'utiliser une thermo-résistance contrôlée par la température de son support, car nous craignions l'influence du coefficient de tension de la photo-résistance. Finalement celle-ci, commandée par une diode électro-luminescente et isolée dans une petite boîte métallique, nous a donné satisfaction.

Nous n'avons pas pu réellement mesurer les performances de cet oscillateur : en le mesurant dans les meilleures conditions pour notre distorsiomètre (au minimum de sa dynamique pour une position du commutateur d'entrée) nous avons obtenu le spectre de la figure n° 5 et l'oscillogramme de la figure n° 6. La distorsion mesurée provient en grande partie du distorsiomètre, l'oscillateur est meilleur, car en intercalant des circuits passifs rejetant le 2 kHz ou le 3 kHz entre l'oscillateur et le distorsiomètre, on retrouve les mêmes chiffres alors que ces filtres atténuent les harmoniques d'au

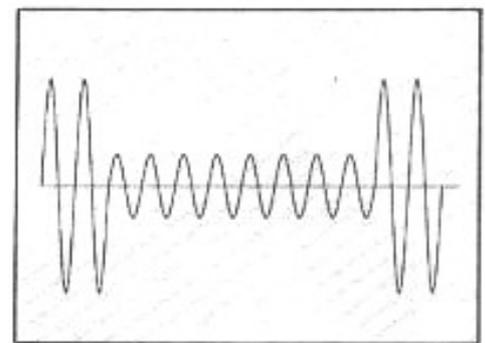


Fig. 3 : Type de signal de test.

moins une vingtaine de dB. Mais cette performance globale (oscillateur + distorsiomètre) nous a semblé suffisante pour les mesures que nous cherchons à effectuer.

Pour les fonctions amplificatrices du montage, nous avons naturellement utilisé notre amplificateur opérationnel. Les commutateurs nous ont posé quelques problèmes-car nous ne voulions pas qu'ils dégradent les performances de linéarité de la chaîne de mesure. Après quelques tâtonnements pour trouver le transistor à effet de champ qui ait la bonne dynamique d'impédance, et en soignant tout particulièrement les circuits de commande, nous avons obtenu un interrupteur fonctionnant en quelques dizaines de ns avec la linéarité voulue.

En testant le dispositif sur lui-même, nous nous sommes heurtés à une nouvelle difficulté : les écarts d'offset entre la voie directe et la voie atténuée généraient au moment de la commutation un petit front qui perturbait les automatismes du distor-

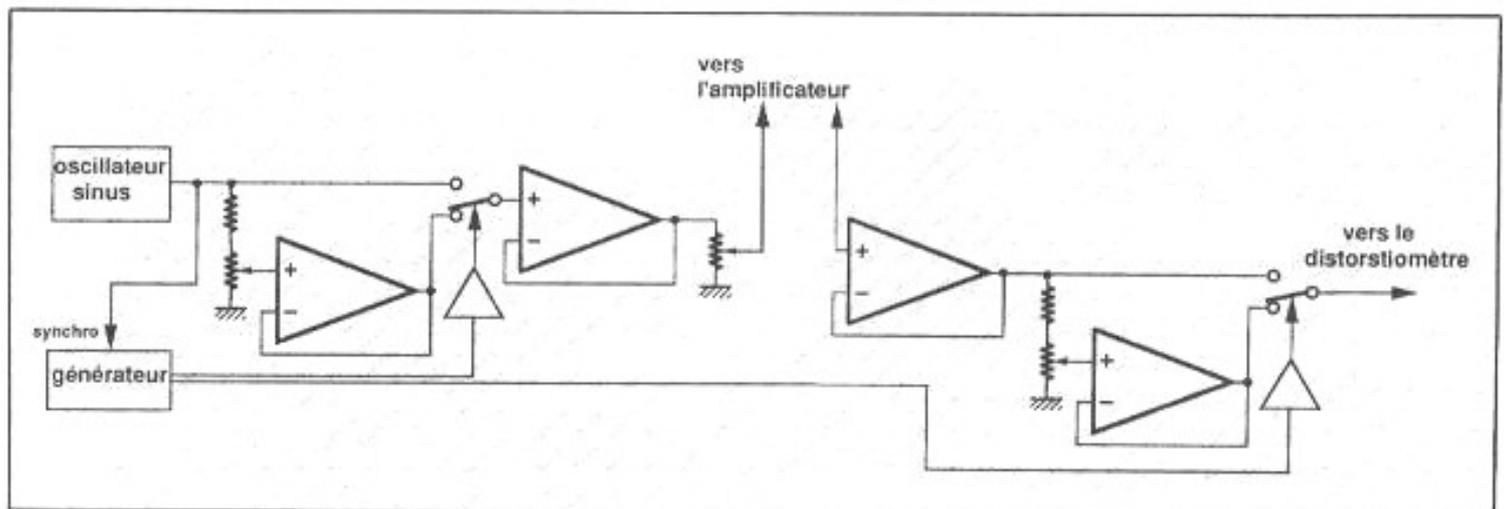


Fig. 4 : Premier dispositif de test.

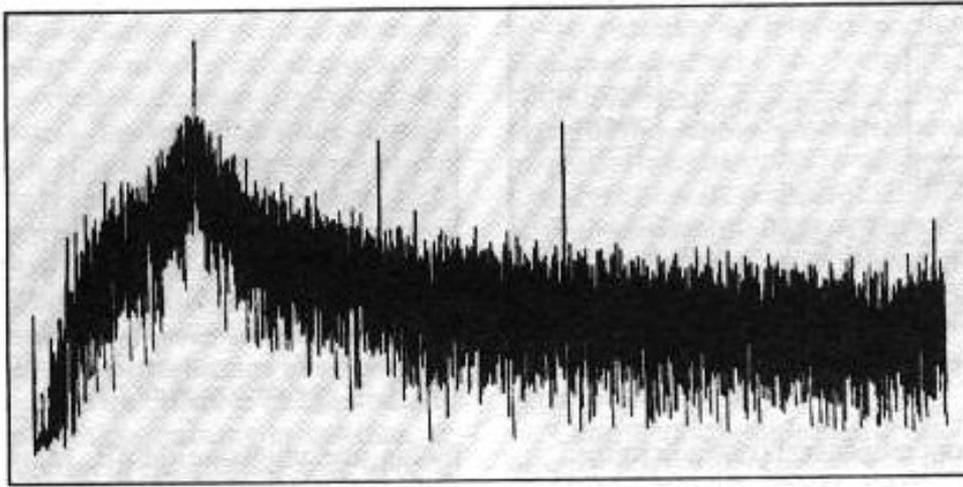


Fig. 5 : Spectre de distortion de l'oscillateur ( $H_2 = -115$  dB,  $H_3 = -111$  dB,  $H_4 < -130$  dB,  $H_5 \approx -125$  dB).

siomètre. Ce problème a été résolu en ajustant sur chaque commutateur la composante continue de la voie atténuée. Nous étions alors prêts à tester un amplificateur.

Notre choix s'est porté sur une maquette faite il y a très longtemps à partir d'un circuit intégré pilote et de transistors de puissance. Son schéma est donné par la figure n° 7. Ce circuit présente de très bonnes performances de distortion aux mesures traditionnelles et ne doit pas être bien merveilleux à l'écoute ; il nous semblait donc être un cobaye parfait pour commencer nos mesures.

Les premiers essais ont été désastreux : il y avait, en sortie de l'amplificateur, une variation d'offset provoquée par la modulation - cette variation était bien sûr prévue par

notre théorie, mais nous pensions que la capacité du réseau de contre-réaction l'atténuerait suffisamment pour qu'elle soit négligeable - et cet offset modulé par les commutateurs du second modulateur provoquait des fronts qui perturbaient le distorsiomètre. Il faut rappeler qu'un distorsiomètre est essentiellement un filtre réjecteur et que, plus sa réjection est élevée - ici elle vaut plus de 100 dB -, plus le filtre est surtendu et plus son amortissement est faible. Et quand l'amortissement est faible, le filtre met beaucoup de temps à se remettre d'une excitation. Or un front raide contient des composantes dans une grande largeur de bande, donc un front raide excite le filtre réjecteur du distorsiomètre et le perturbe pendant un temps important. Dans notre cas, ce problème est

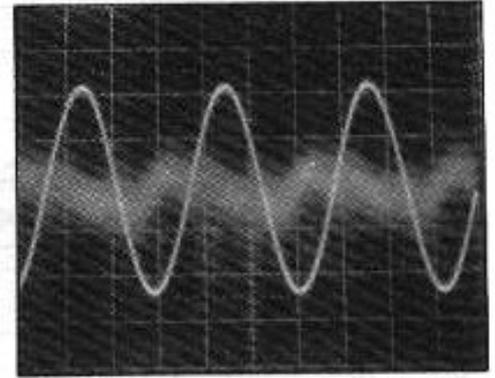


Fig. 6 : Signal de sortie de l'oscillateur et distortion.

encore aggravé par les automatismes de recalage du distorsiomètre qui utilisent le signal de sortie du filtre et qui ont des constantes de temps encore plus grandes.

Pour résoudre ce problème nous avons ajouté sur la voie atténuée du second modulateur le signal issu d'un circuit intégrateur piloté par la commande des commutateurs. En réglant le gain et l'offset de cet intégrateur, nous pensions pouvoir compenser les variations d'offset de sortie de l'amplificateur testé. Nous l'aurions pu, si cet offset n'avait pas comporté des résidus d'alimentation à 100 Hz qui ne pouvaient être compensés par notre intégrateur. Toutefois, grâce à un phénomène de battement, ces parasites laissaient de courts moments de répit où il était possible d'observer la distortion. A force de patience, nous avons pu observer suffisamment la distortion pour nous persuader qu'il n'y avait rien à voir !

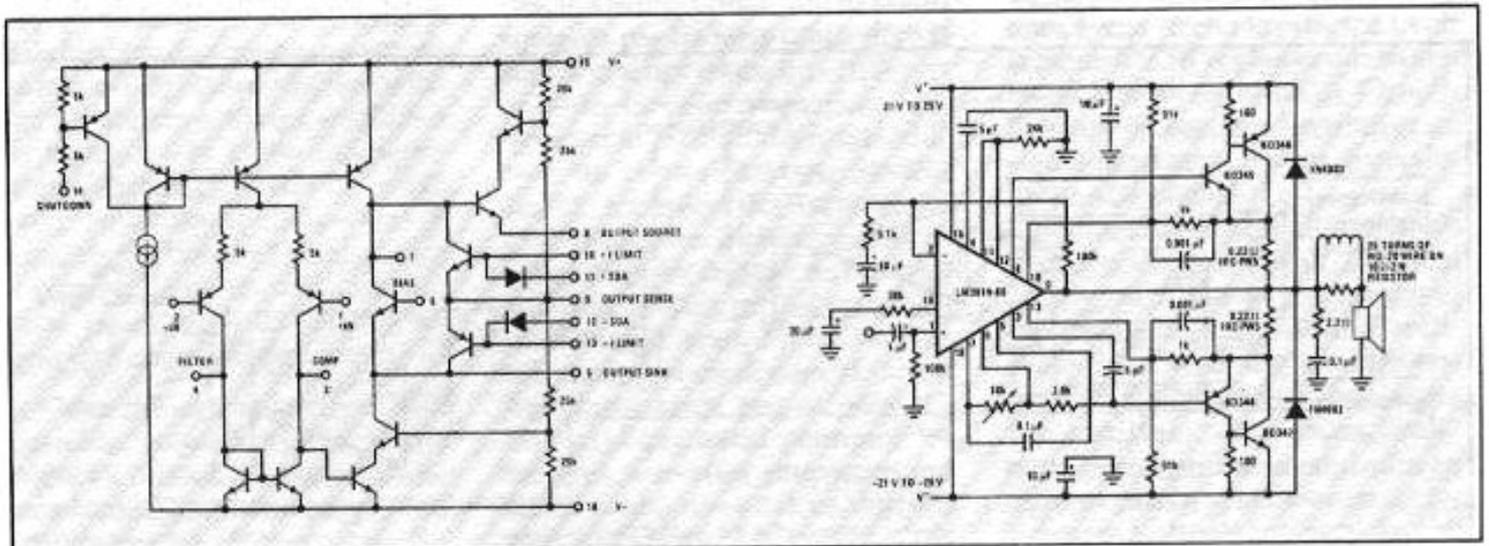


Fig. 7 : Schéma interne et utilisation du LM 391 (doc. National Semiconductor).

Une fois notre immense déception surmontée, nous avons cherché à comprendre et nous avons analysé d'un œil féroce critique ce dispositif expérimental dont nous attendions tant et qui nous avait tellement déçus. Le choix de l'amplificateur à tester nous a paru très mauvais : pas de moyens d'investigation ou d'intervention sur les composants du circuit intégré, mauvaise connaissance de ces composants et de leurs conditions de fonctionnement. En outre, son alimentation extrêmement sommaire avait été une gêne pour nos mesures. Un bon dispositif de test ne devrait pas être sensible aux ronflettes de sortie de l'amplificateur testé - dans notre cas, elles étaient même assez faibles mais incompatibles avec l'amplitude des distorsions que nous voulions analyser -, mais il nous a pas semblé que c'était le problème le plus urgent à résoudre.

Le fait de n'avoir rien vu a été mis sur le compte de la structure de l'amplificateur testé (structure très symétrique) et sur le signal de test. La structure très symétrique de certains amplificateurs à transistor ne leur permettant pas d'être aussi musicaux que les amplificateurs à tube, nous ne nous ne sommes pas arrêtés sur le premier point. En revanche nous avons cherché à comprendre pourquoi notre signal de test n'était pas suffisant pour provoquer les phénomènes prévus par notre théorie alors que les signaux musicaux parviennent (toujours selon notre théorie) à perturber les amplificateurs. La puissance instantanée dissipée par un transistor est fonction de l'amplitude du signal à ce moment. Or l'analyse du temps moyen passé en chaque potentiel d'un signal sinusoïdal a la forme donnée par la figure n° 8. On passe beaucoup plus de temps dans les configurations (de tension, courant et puissance) correspondant à l'amplitude maximale ; c'est une conséquence mathématique de la forme de la sinusoïde. En revanche, des statistiques faites sur des signaux musicaux donnent une courbe de densité de probabilité qui ressemble

plus à une courbe de Gauss, qui correspond à du bruit. Il nous a semblé que la forme des signaux utilisés n'était pas satisfaisante et nous avons décidé de modifier notre dispositif de mesure avec d'autres types de signaux et de commencer les mesures sur un amplificateur mieux maîtrisé.

## La seconde mesure

Pour cette deuxième tentative, nous avons pris une autre maquette qui dormait dans un coin du laboratoire, mais cette fois il s'agissait d'un montage que nous connaissons parfaitement pour avoir longuement travaillé dessus. Il s'agit d'un amplificateur dérivé du fameux schéma donné par Jan Lohstroh et Matti Ojala dans "An Audio Power Amplifier for Ultimate Quality Requirements" (IEEE trans. on audio and electroacoustics, vol. AU-21, n°6 déc. 73). La figure n° 9 en donne le schéma. Nous l'avons tour à tour utilisé en l'attaquant soit directement, soit à travers un condensateur ; nous reviendrons sur ce point qui n'est pas sans importance.

Pour éviter les problèmes que nous avait valu l'alimentation du précédent amplificateur, nous avons réalisé une alimentation quadruple (2 alimentations de puissance et 2 alimentations auxiliaires) qui intègre notre théorie et les solutions techniques associées.

Le choix du signal de test n'a pas été simple. Il faut un signal à la fois capable d'engendrer les signaux perturbateurs prévus par la théorie, et qui se prête à des mesures d'une difficulté raisonnable. Nous avons pensé mélanger un signal audio réel et un signal de test de faible amplitude. Pour pouvoir récupérer en sortie le signal de test et sa distorsion, sans être perturbé par le signal réel, il faut filtrer celui-ci préalablement dans les bandes de mesure : au voisinage du fondamental et de ses harmoniques. Cela semble être une idée intéressante ; le filtrage est possible mais quand même difficile à réaliser, aussi nous n'avons pas retenu cette idée pour notre seconde mesure.

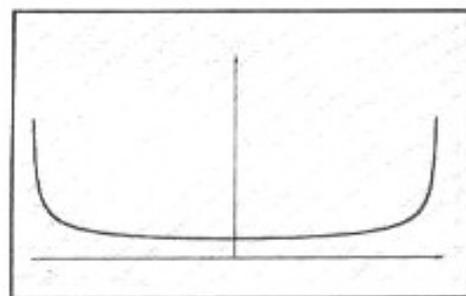


Fig. 8 : Densité de probabilité des différentes valeurs d'une sinusoïde.

Nous avons aussi envisagé de commuter entre un signal musical réel et le signal de mesure ; c'est également une idée intéressante qui semble réalisable avec les possibilités que donnent les techniques digitales audio et les techniques informatiques. Malheureusement nous n'avons pas encore de PC relié à un lecteur de CD, même si nous avons prévu ce moyen pour nos études de l'audio digitale. Nous avons donc aussi mis de côté cette idée.

Dans un souci de simplicité, nous avons finalement retenu comme signal perturbateur pour le signal de test, le signal du générateur après un redressement et un filtrage du continu. Ce signal reste assez loin des signaux réels mais nous espérons que sa forte dissymétrie serait suffisante pour induire les phénomènes recherchés. La figure n°10 montre les signaux de test obtenus - pour cette photo on a volontairement réduit la largeur des créneaux - et la figure n°11 donne la structure du montage de test. Par rapport au premier montage, il a fallu ajouter des circuits déphaseurs pour tenir compte de la forme du signal perturbateur et pour compenser le retard sur la voie qui passe par l'amplificateur.

Avant de commencer toute expérimentation nous avons analysé le fonctionnement de l'amplificateur en fonction de nos recherches. Nous avons commencé par tester les transistors de l'amplificateur (sauf les transistors de puissance) sur notre banc de mesure de stabilité thermique et nous avons cherché à quantifier les dérives mesurées. En sachant que la dérive d'une jonction silicium est de 2 mV par degré, nous avons pu constater que les écarts

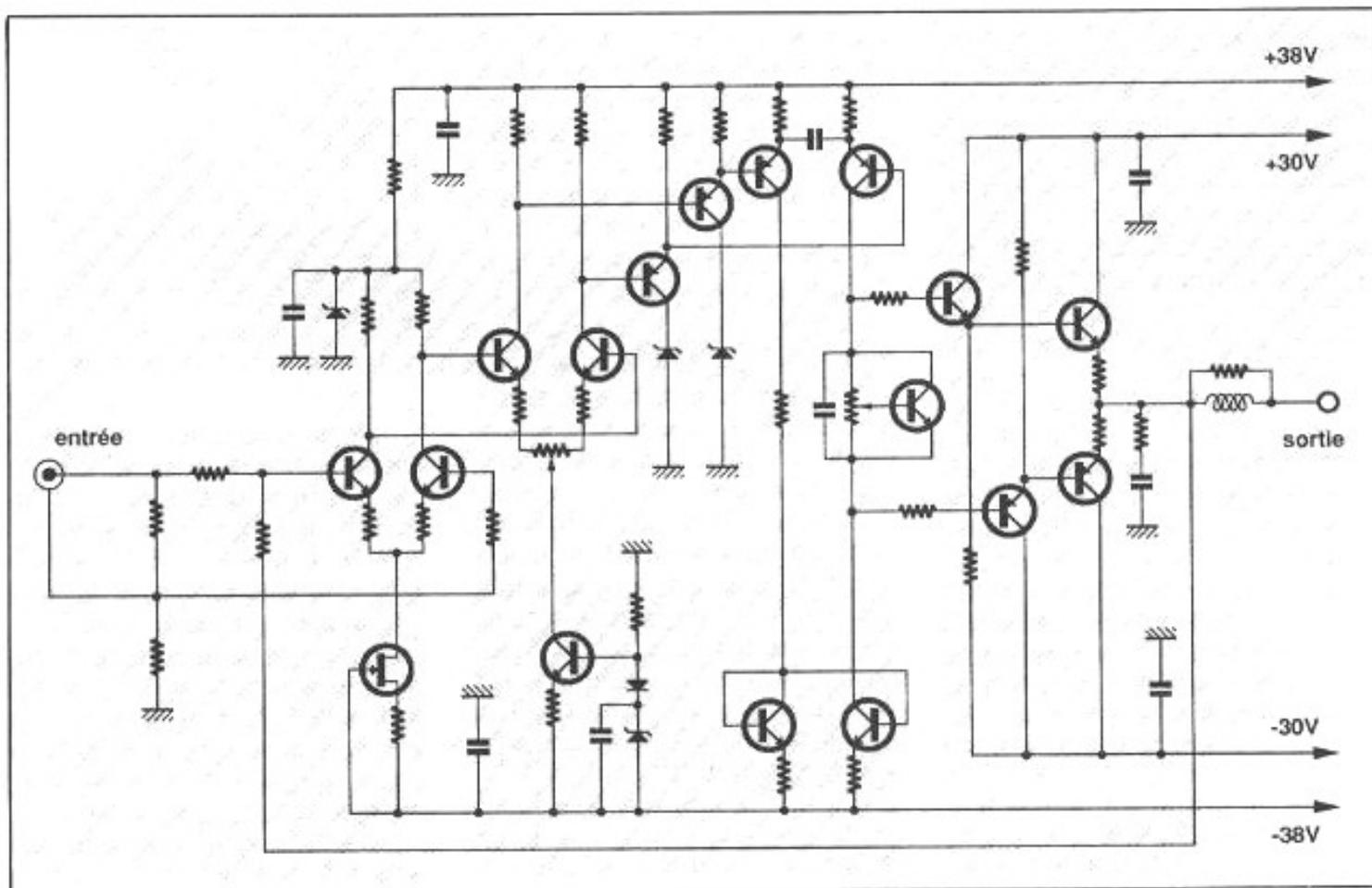


Fig. 9 : Schéma de l'amplificateur utilisé pour la seconde mesure.

mesurés correspondaient assez bien au saut de puissance multiplié par la résistance thermique entre la jonction et le boîtier (les transistors de l'amplificateur utilisent des boîtiers métalliques). Nous avons également vu, par comparaison avec les mêmes transistors en boîtier epoxy, que le boîtier intervenait beaucoup sur la dérive thermique : le boîtier plastique réduit la variation de température mais allonge la constante de temps. Il serait intéressant de connaître l'effet subjectif qui en résulte.

Nous avons également calculé la puissance instantanée de chaque transistor en fonction de l'amplitude du signal. La figure n°12 vous montre un exemple des résultats obtenus pour un des transistors soumis aux plus importantes variations de puissance (hormis les transistors de sortie, évidemment) : les transistors drivers. Ce n'était pas un point nouveau, j'en avais eu confirmation en constatant que pour ses amplificateurs hybrides ( transistors

+1 tube ) LV 103 et LV 105, Luxman avait choisi de remplacer dans cette fonction le transistor par un tube, probablement à la suite d'une démarche empirique utilisant sans doute force tests d'écoute.

Nous avons ensuite fait quelques mesures sur l'amplificateur lui-même. En attaquant l'amplificateur à travers un condensateur, pour éviter les effets du potentiomètre, nous avons mesuré l'offset en fonction du niveau du signal pour des signaux sinusoïdaux et pour le signal perturbateur retenu. Nous avons obtenu les courbes de la figure n°13. L'analyse de ces courbes montre, d'une part, que pour les signaux utilisés la variation d'offset reste faible, mais que la nature du signal joue sur cet offset ; d'autre part, elle montre que la saturation est une source importante d'offset. Ce dernier point s'explique soit par la dissymétrie du signal (signal perturbateur) soit par une dissymétrie des alimentations (signaux sinusoïdaux). Dans ce

dernier cas, en jouant sur les alimentations, on sait modifier l'offset de saturation. Ensuite, toujours en attaquant l'amplificateur à travers un condensateur, nous avons mesuré l'influence d'une modification artificielle de l'offset (obtenue en jouant sur le potentiomètre de réglage d'offset heureusement placé dans la contre-réaction d'émetteur du second étage) et obtenu les courbes des figures n° 14 à 16. Bien sûr, cela ne

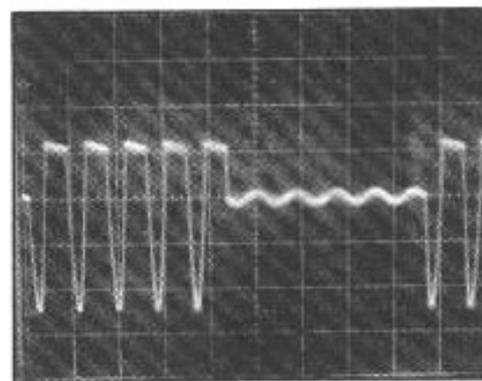


Fig. 10 : Oscillogramme du signal de test de la seconde mesure (vert. 1 V/div.).

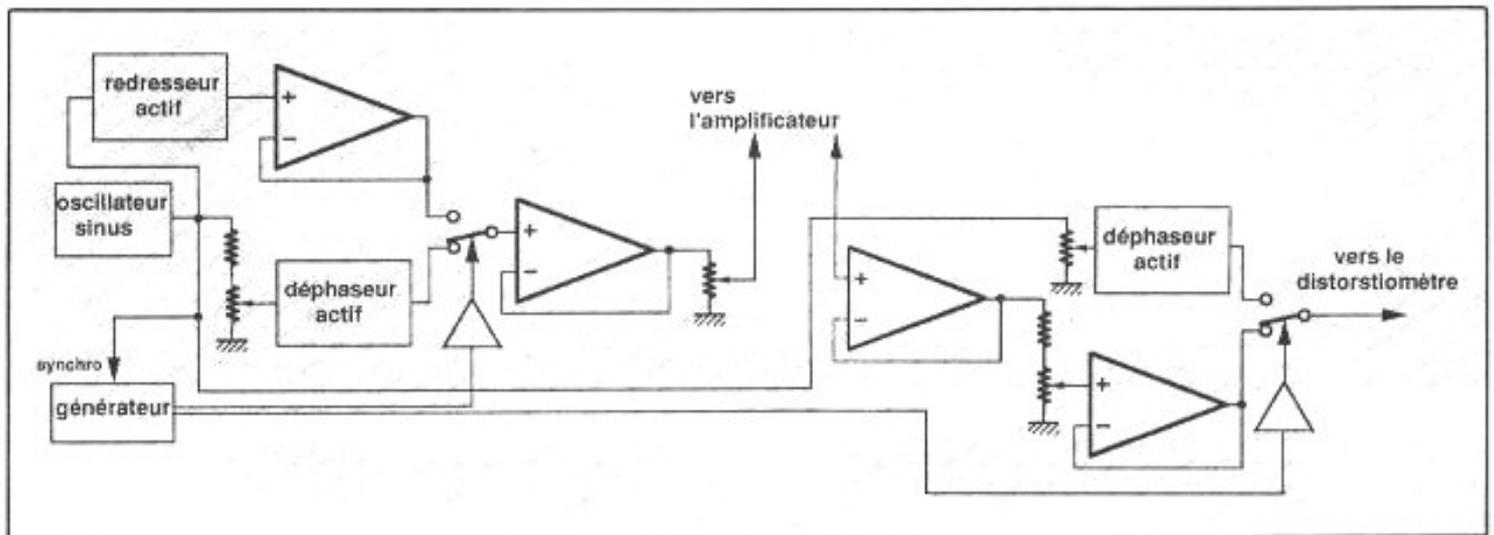


Fig. 11 : Schéma du second dispositif de test.

correspond pas exactement à l'effet d'une variation d'offset d'origine interne liée à la dérive thermique d'un ou plusieurs transistors, mais ces courbes doivent en être voisines et on peut les considérer comme représentatives de l'ordre de grandeur des phénomènes recherchés ; en particulier elles permettent de déterminer les variations de distorsion à observer. On notera que l'offset joue surtout sur l'harmonique 2, ce qui est mathématiquement très logique, et que, lorsque le signal baisse, les harmoniques s'effacent rapidement dans le bruit (cet amplificateur est très linéaire pour les sinusoïdes).

Nous avons ensuite cherché à mesurer l'offset engendré par le

signal perturbateur en transitoire ; pour cela nous avons annulé le signal sinusoïdal en entrée du premier commutateur. Avant de mesurer l'effet sur l'amplificateur, nous avons voulu vérifier que notre système ne générerait lui-même aucun offset. En branchant en sortie de l'amplificateur qui suit le premier commutateur la loupe électronique (incluse dans notre dispositif de mesure des dérives thermiques de transistors), nous avons obtenu l'oscillogramme de la figure n° 17. Le résultat nous a semblé satisfaisant et nous sommes passés aux mêmes mesures en sortie de l'amplificateur.

A la suite d'une erreur, nous avons commencé par faire cette mesure en attaquant l'amplificateur

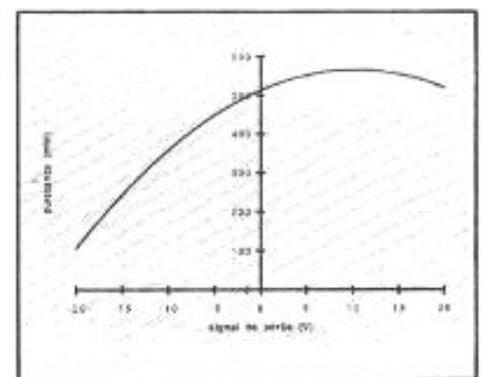


Fig. 12 : Etude de la puissance dissipée dans un des transistors drivers.

à travers un condensateur et nous avons trouvé une dérive d'offset importante liée à l'amplitude du signal perturbateur. Puis, nous étant rendus compte de l'erreur, nous avons retiré le condensateur et mesu-

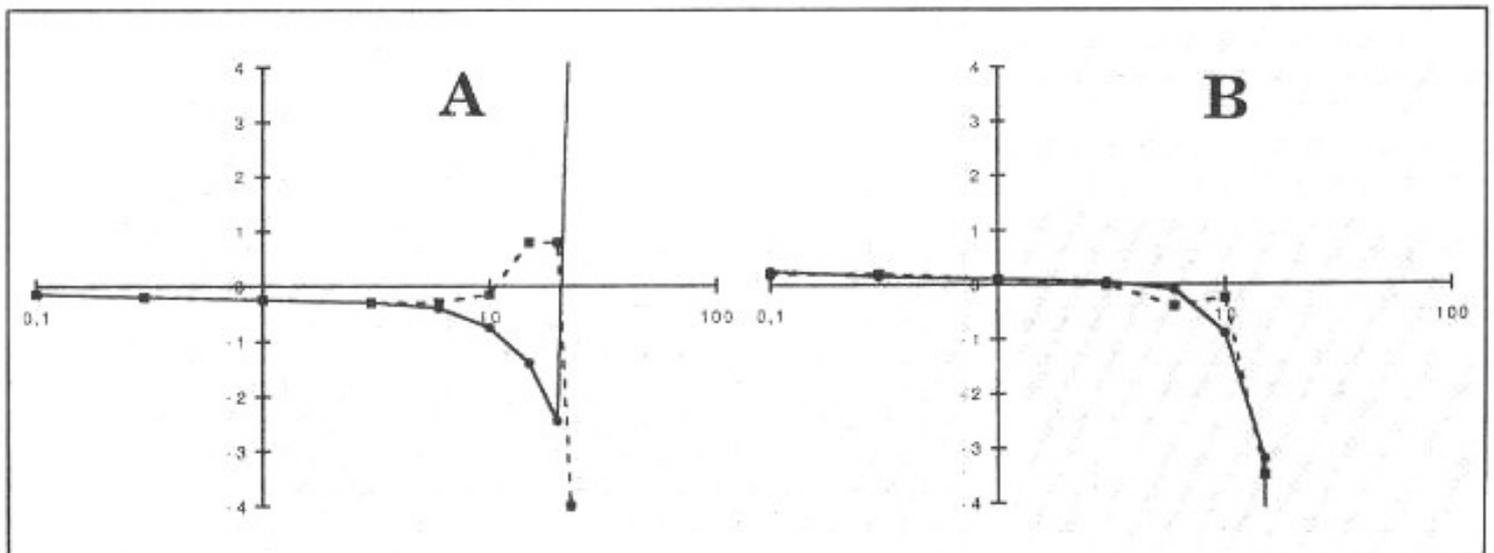


Fig. 13 : Offset de sortie (mV) en fonction du niveau de sortie (V) avec charge ( $8 \Omega$ ) et sans charge : A = signaux sinusoïdaux ; B = signaux dissymétriques.

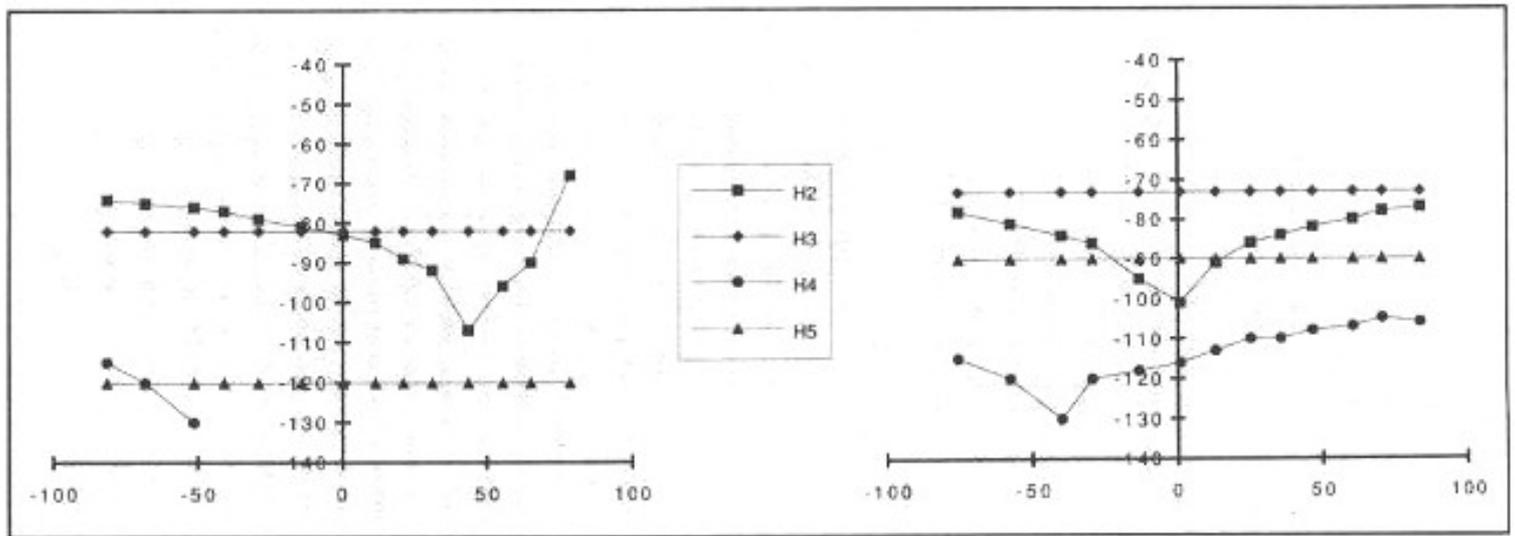


Fig. 14 : Distorsion (dB) en fonction de l'offset (mV) pour  $V_{out}=10$  V avec charge (à droite) et sans charge (à gauche).

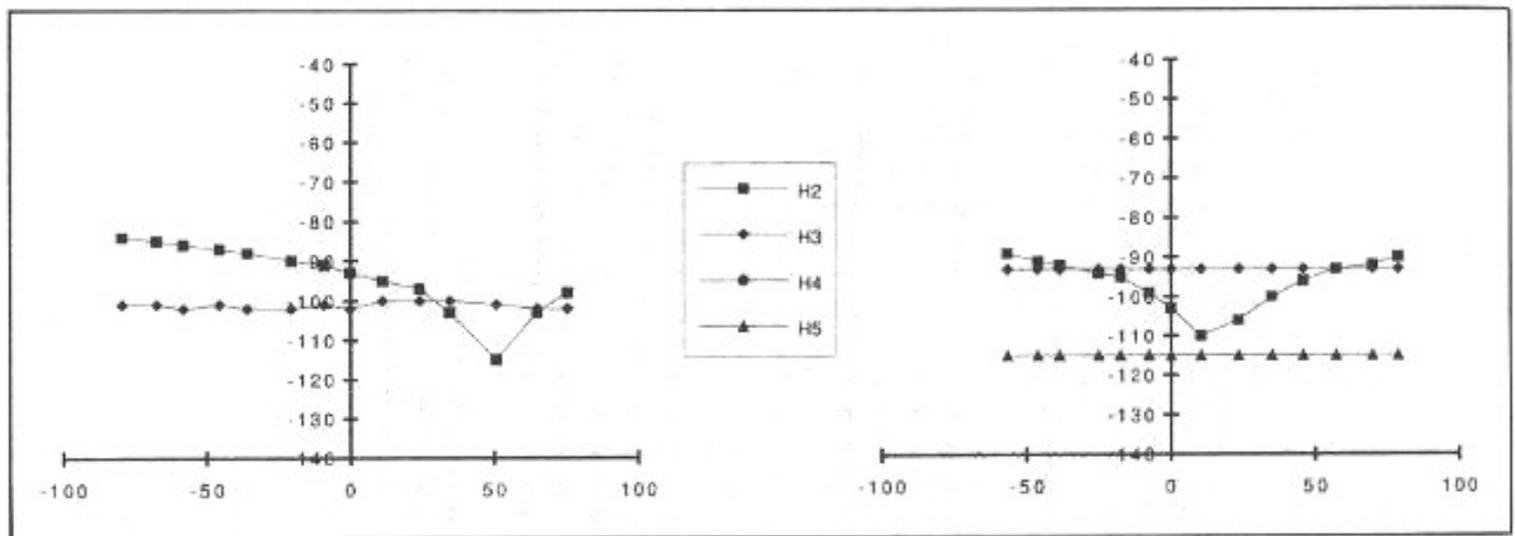


Fig. 15 : Distorsion (dB) en fonction de l'offset (mV) pour  $V_{out}=3$  V avec charge (à droite) et sans charge (à gauche).

ré une variation d'offset extrêmement faible, que le signal de test soit utilisé directement ou inversé (voir la figure n°18).

Nous avons alors repris les mesures précédentes pour estimer les incidences sur la distorsion d'une variation d'offset aussi faible (une quinzaine de millivolt). Nous avons retenu une amplitude de 3 V pour le signal sinusoïdal, car c'est elle qui se prête le mieux à cette observation (compromis entre les effets de l'offset et l'observabilité des harmoniques). En nous plaçant dans les conditions les plus favorables (à proximité du minimum de l'harmonique 2), on obtient les spectres de distorsion de la figure n° 19. On y voit très nettement que l'har-

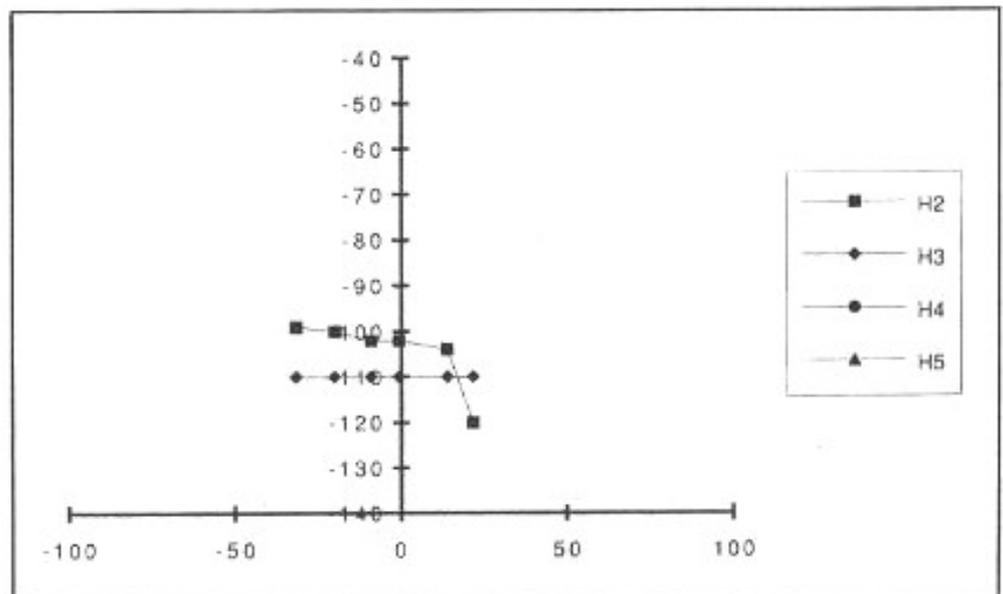


Fig. 16 : Distorsion (dB) en fonction de l'offset (mV) pour  $V_{out}=1$  V avec charge.

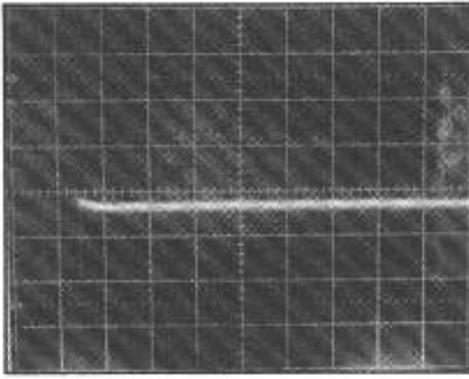


Fig. 17 : Dérive d'offset du générateur (200  $\mu$ V/div. et 10 ms/div.).

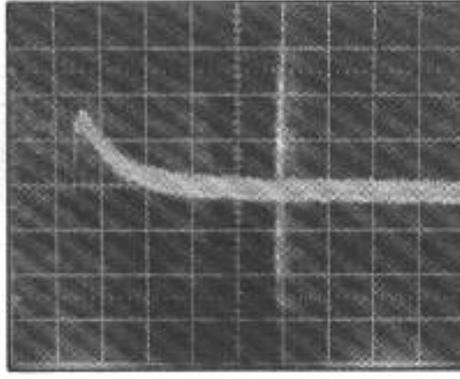
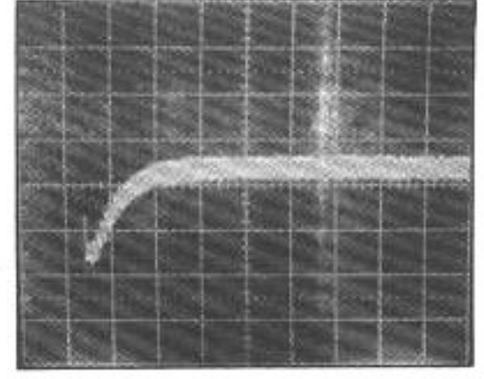


Fig. 18 : Dérive d'offset en sortie du générateur avec le signal de test direct et avec le signal de test inversé (10 mV/div. et 10 ms/div.).



rique 2 peut varier de 15 dB dans ces conditions. C'est une variation évidente pour l'analyse spectrale, mais une analyse temporelle est nécessaire pour une analyse en transitoire.

L'observation à l'oscilloscope des signaux correspondants aux spectres de la figure n°19 est très décevante (voir la figure n°20) : la distorsion est noyée dans le bruit. En utilisant un oscilloscope à mémoire numérique capable de faire les moyennes, on peut voir les signaux de distorsion correspondants (voir la figure n° 21). On voit les effets de la variation du niveau de l'harmonique 2, mais à cause de la présence du signal fondamental (il y a trop de bruit pour que les automatismes du distorsiomètre puissent l'éliminer efficacement), cette différence reste subtile et laisse présager des difficultés d'observation durant un transitoire. C'est hélas ce qui se passe lors du test complet ; malgré l'usage de l'oscilloscope à mémoire numérique, les signaux obtenus sont très sales et il faut beaucoup de foi pour y voir une évolution de la distorsion.

Nous avons bien pensé à améliorer cette observation à l'aide d'un filtre sélectionnant l'harmonique 2, mais les taux de réjection nécessaires pour l'harmonique 3 (qui détermine la largeur du filtre, donc sa surtension, donc son coefficient d'amortissement) ne sont pas compatibles avec les constantes de temps du phénomène que nous cherchons à observer. Nous avons donc jeté l'éponge une seconde fois.

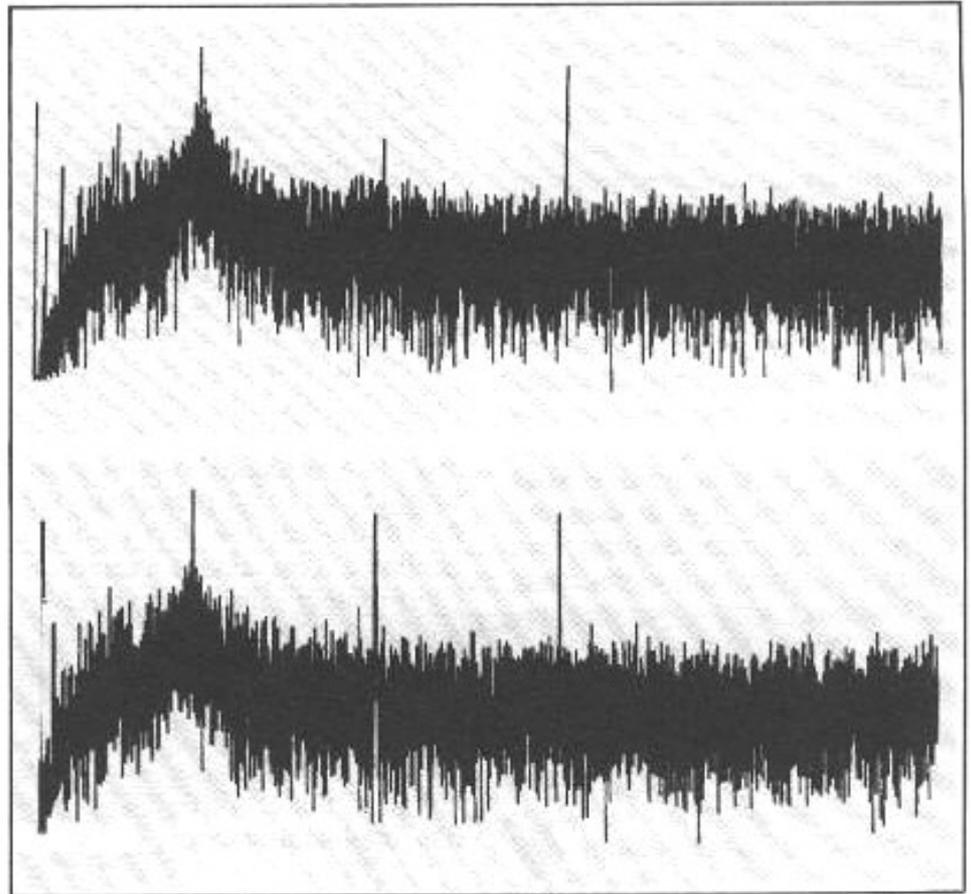


Fig. 19 : Spectres de distorsion de l'amplificateur pour deux tensions d'offset décalées de 15 mV.

### Analyse des résultats

Une fois ce nouvel échec digéré, nous avons essayé de chercher à comprendre en voulant envisager toutes les explications possibles. Nous avons toutefois rejeté l'hypothèse que nous avons déjà entendue et qui prétend que les mesures ne sauront jamais expliquer les différences subjectives qui seraient d'une autre nature.

La première critique qu'on peut faire à cette seconde mesure concer-

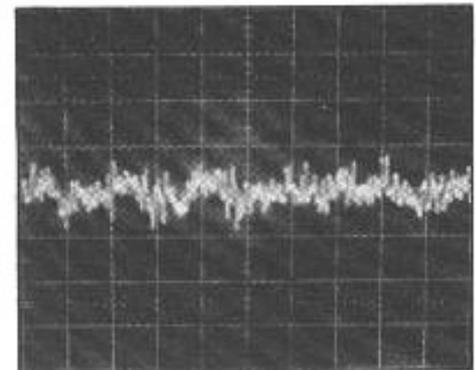


Fig. 20 : Oscillogramme de la distorsion à 3 V en observation directe.

ne la nature des signaux de test : le signal dissymétrique utilisé provoque bien une variation d'offset susceptible d'engendrer des modifications de la distorsion alors que des signaux sinusoïdaux ne semblent pas le faire, mais à un niveau si faible qu'on peut raisonnablement douter qu'il soit audible. A moins que les notions qu'on a sur l'audition soient très erronées, une variation de l'harmonique 2 en dessous de -100 dB, même renforcée par un effet d'émergence lié à sa modulation, me semble difficilement perceptible. Avant de remettre en cause ces notions, il me paraît souhaitable de remettre en cause ma théorie. Mais il faut admettre que, si ma théorie est exacte, le signal perturbateur utilisé est encore trop loin des signaux réels qui provoquent les phénomènes entendus lors des tests subjectifs.

Une seconde critique concerne la nature des mesures que nous avons cherchées à faire : pourquoi s'obstiner à vouloir utiliser des mesures de type spectral alors que nous cherchons à observer des phénomènes transitoires, donc dans le domaine temporel ? Il y a là, en effet, une contradiction que nous avons cherché à tourner par des commutations, mais finalement sans succès.

Parmi les explications à envisager, il y en a une à ne pas négliger : ma théorie est fumeuse ! C'est dur à avaler mais ce n'est pas impossible. Il faudrait alors chercher une autre explication aux améliorations subjectives apportées par son application. J'imagine sans peine l'explication de ceux qui ne croient pas aux tests subjectifs et qui seront les plus durs à convaincre, même si je réussis finalement à faire cette satanée mesure.

Pourtant, en réfléchissant aux résultats des mesures faites, on peut enrichir cette théorie : la théorie initiale ne considérait comme source de signaux perturbateurs très basse fréquence que les dérives thermiques des transistors. Or nos mesures ont révélé deux autres sources possibles de tels signaux ; tout d'abord, ainsi que cela a été signalé, la saturation

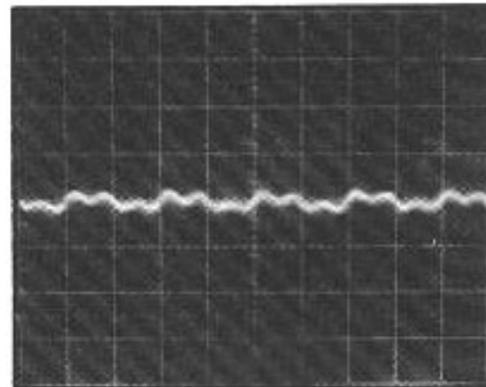
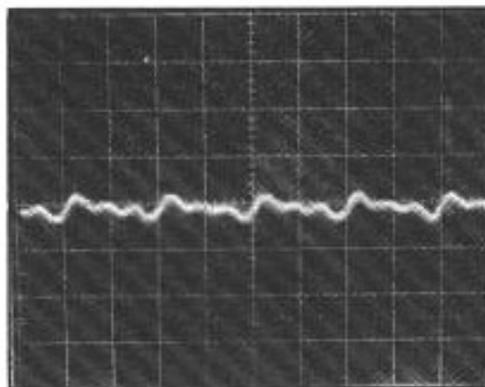


Fig. 21 : Oscillogrammes des distorsions de la figure 19 avec moyenne de plusieurs passages.

est une première source possible. La seconde est la distorsion elle-même qui, par les déformations qu'elle inflige au signal et qui ont peu de chance d'être totalement symétriques ( cela impliquerait dans le domaine spectral la génération des seuls harmoniques impairs ), génère un signal continu. Nous nous en sommes rendus compte à la suite de l'erreur de branchement de l'amplificateur à travers un condensateur : cet amplificateur, dont nous pensions qu'il bénéficiait toujours d'une contre-réaction aperiodique comme le préconise Matti Ojala, présente un taux de contre-réaction accru pour le continu s'il est attaqué à travers un condensateur, puisqu'il est monté en amplificateur inverseur. C'est, à mon sens, un défaut et, lors de notre erreur, c'est la compensation de l'offset dû à la distorsion que nous observions, avec la constante de temps du circuit d'élimination du continu réalisé involontairement.

Cela nous conduit donc à élargir notre théorie à la stabilisation des points de polarisation des transistors, en considérant toutes les causes de dérive : interne au transistor ( distorsion thermique ) ou incluses dans le signal d'entrée ( signaux TBF résultant d'une distorsion thermique, d'une distorsion dissymétrique ou d'une saturation d'un autre étage ).

Je voudrais également vous faire part de mes nouvelles réflexions sur la saturation ; c'est un point qui me semble particulièrement mal appréhendé par les mesures traditionnelles. Pour celles-ci, la saturation correspond au point où la distor-

sion harmonique dépasse un certain seuil, et ce point sert alors à définir la puissance que l'amplificateur est sensé pouvoir délivrer. Pourtant les audiophiles savent bien que les choses ne sont pas aussi simples et que tous les amplificateurs ne sont pas égaux devant la saturation ( c'est pourquoi les tests d'écoute faits avec des enregistrements de percussions sont révélateurs des qualités subjectives d'un amplificateur ). Je pense même que c'est la raison pour laquelle les amplificateurs à tubes donnent une impression subjective de puissance supérieure : l'oreille manque de repères internes pour évaluer la puissance absolue ; l'oreille moyenne comprend un système de CAG ( commande automatique de gain ). L'oreille tient donc compte de sa perception du message sonore pour évaluer le niveau. Selon que la saturation se passe bien ou mal, pour un même niveau électrique et sonore, l'impression subjective de puissance sera différente.

Le fait que la saturation se passe mieux pour les amplificateurs à tubes est bien connu et il est généralement admis que la raison en est la forme de la distorsion ; la contre-réaction rend celle-ci plus nette et plus brutale. Ceci est très bien illustré par l'extrait d'une publicité ( voir la figure n°22 ) d'un constructeur qui cherche à "arrondir les crêtes de saturation". Mon expérience personnelle me suggère une autre explication : j'ai dans l'oreille le souvenir du bruit affreux de la saturation d'un amplificateur à transistors, de cette impression désagréable d'un son brutalement râpé. Pourtant, lors

d'une démonstration de mon amplificateur, alors que nous écoutions un passage particulièrement difficile pour les amplificateurs à transistors fortement contre-réactionnés (les tutti de la fameuse plage 9 du CD "Cantate Domino"), j'ai été surpris de constater sur l'oscilloscope de monitoring branché sur la sortie de l'amplificateur que celui-ci saturait fréquemment. Pourtant cela ne s'entendait pas ; au contraire les auditeurs qui ne voyaient pas l'écran de l'oscilloscope étaient impressionnés par la tenue du son. Or, je sais parfaitement, pour avoir longtemps étudié sa saturation, que cet amplificateur, muni d'une énergique contre-réaction globale, présente une saturation très nette dans la plus pure tradition des amplificateurs à transistors. Je pense que la raison de cette bonne tenue subjective à la saturation réside dans la stabilisation que mon amplificateur impose aux points de polarisation. Les mesures traditionnelles suggèrent une espèce de sauve-qui-peut quand on arrive à la saturation sur une sinusoïde. Or, dans les messages musicaux, la saturation intervient souvent sur de

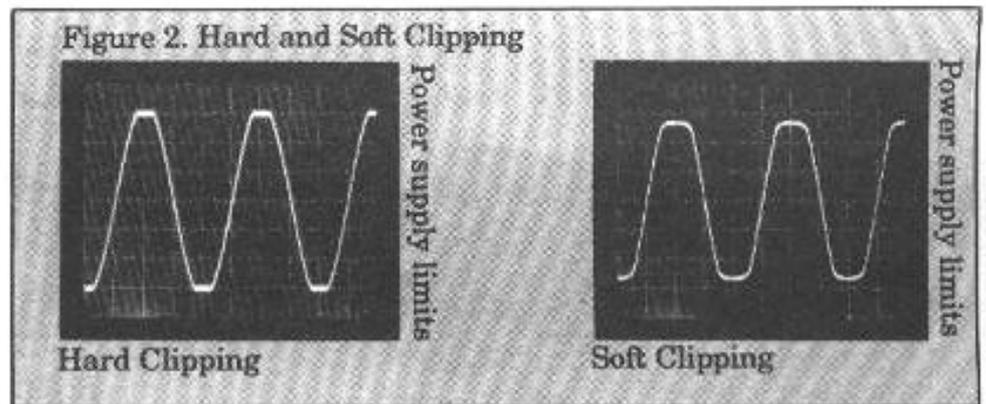


Fig. 22 : La saturation selon la pub (doc. NAD).

très brèves pointes. Il est normal alors que, pendant la faible fraction du temps que représente la saturation, le message sonore soit détruit ; mais selon que l'amplificateur traite le message sonore correctement ou non, le reste du temps cette saturation sera extrêmement désagréable pour l'oreille ou risque de passer inaperçue. La récupération de l'amplificateur après une saturation (certaines saturations internes peuvent rester très discrètes) est un point important pour les amplificateurs. Evidemment les mesures classiques

ne sont pas faites pour analyser ce type de phénomène. Voilà un point intéressant à mesurer !

## Conclusion

Je me trompe peut-être mais j'ai le sentiment que, malgré notre échec, nous continuons à progresser dans la compréhension des problèmes des électroniques à transistors. Nous n'avons pas encore arrêté notre nouvelle stratégie pour traiter le problème de la mesure, mais nous allons continuer à nous battre sur ce terrain et nous en reparlerons !