

# L'AUDIOPHILE



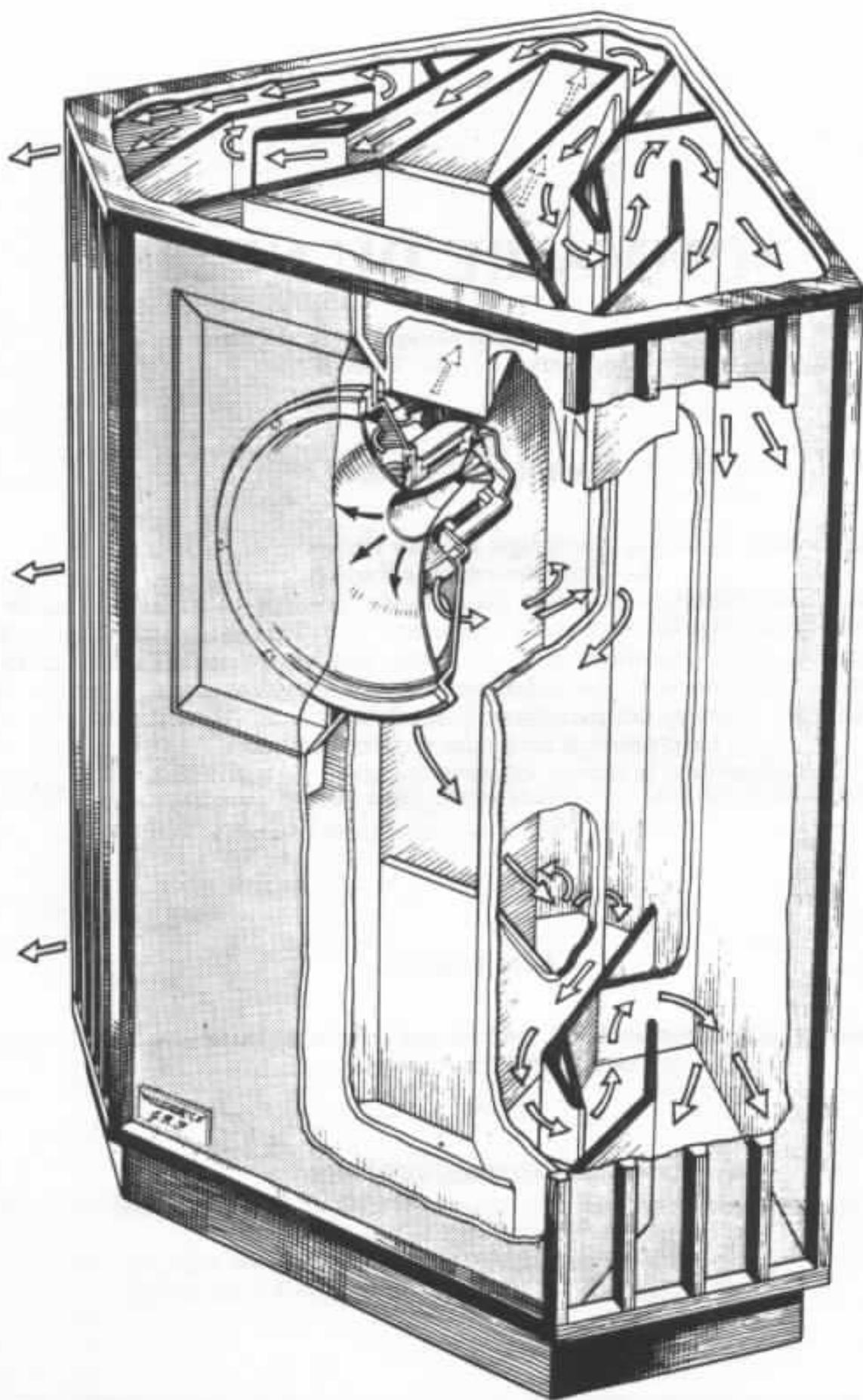
 6<sup>e</sup> Année - N° 28 Mai 1983 - 35 F

**Page non  
disponible**

**Page non  
disponible**

**Page non  
disponible**

**Page non  
disponible**



# L'enceinte Tannoy

## « Autograph »

Jean Hiraga

*Tannoy est une ancienne et prestigieuse firme britannique spécialisée depuis plus de 50 ans dans la conception et la réalisation d'enceintes acoustiques, de haut-parleurs dont l'originalité, les qualités acoustiques ont fait des adeptes dans le monde entier. Du côté historique comme technique, c'est une histoire passionnante. Les lecteurs trouveront ici un aperçu historique sur cette firme ainsi que des plans très détaillés encore jamais publiés en Europe, de la fameuse enceinte « Autograph ».*

### Guy R. Fountain

Un beau jour de printemps de l'année 1926, un nommé Guy R. Fountain fondait une petite firme dans la banlieue de Londres. Cette firme construisait des alimentations remplaçant avantageusement les accumulateurs ainsi que des chargeurs de batteries. Cette même année, Guy Fountain déposait un brevet d'invention concernant un nouveau type de redresseur spécialement adapté à la charge des accumulateurs au plomb. C'était un redresseur de structure électrolytique dont l'électrode positive était réalisée en alliage de tantale. Cette invention permit à cette firme d'obtenir un succès



Guy R. Fountain

marqué. En fin 1926, Guy R. Fountain décidait de donner un nom à cette firme. Ce nom était

TANNOY, l'abréviation des mots anglais TANtalum alloY (Alliage de Tantale). D'après les archives de cette firme, cette marque déposée figura sur près de 18 millions de redresseurs au tantale destinés en grande partie à l'armée britannique.

Quelques années plus tard, de nouveaux redresseurs haute tension construits par cette firme permettaient le remplacement des valves de redressement par ces nouveaux composants spécialement adaptés aux amplificateurs de puissance basse fréquence de qualité. C'était aussi entre autres, le passe-temps préféré de Guy R. Fountain. Ainsi, dès la fin des années 20, Tannoy,

l'ancien spécialiste des redresseurs à alliage de tantale devenait peu à peu un constructeur d'amplificateurs basse fréquence de qualité. En 1931, il était déjà capable de construire des amplificateurs de puissance 100 watts dont le taux de distorsion à pleine puissance ne dépassait pas 2 %, ce qui mérite d'être mentionné. Entre 1932 et 1935, Tannoy s'occupait également de la sonorisation des trains de luxe, du train Royal, d'installations dont la qualité méritait la qualification « haute fidélité ». C'est d'ailleurs à partir de 1934 que Tannoy commençait à proposer sur le marché anglais ses amplificateurs haute fidélité.

Il convient ici d'ouvrir une parenthèse sur un personnage d'une importance capitale pour la firme, personnage qui est pourtant resté dans l'ombre, ou presque, de l'inconnu, mais dont l'apport sur le plan technologique, des idées, des originalités fut considérable. Cette ombre, c'est celle de Norman Crowhurst.

### Norman Crowhurst

Norman Crowhurst fut d'abord un conseiller technique chez Tannoy. Tannoy était constitué d'une petite équipe de passionnés de basse fréquence, d'idées nouvelles. La bi-amplification active existait déjà chez Tannoy et Norman Crowhurst avait d'ailleurs conçu un filtre de qualité exceptionnelle, dont les coupures étaient continuellement variables. En filtres passifs deux et même trois voies, il avait aussi réalisé des filtres universels, c'est-à-dire adaptables en fréquence et en impédance. Mais c'est surtout dans le domaine des amplificateurs basse fréquence que Norman Crowhurst excella, au point que la somme de ses trois-cents articles, ses livres sur les circuits amplificateurs doivent être considérés comme une bible, une

encyclopédie de l'amplification à tubes. Alors que plusieurs de ses articles sont signés de pseudonymes tels que Mr Integrant, M. Ravenswood, Norman Crowhurst s'est néanmoins souvent montré choqué de n'avoir pas été reconnu comme le véritable inventeur de nombreux procédés, de nombreuses idées telles que le pavillon replié, le haut-parleur coaxial ou des montages à tubes qui prirent plus tard des noms tels que « Olson » ou « Williamson ». Six ans avant « l'invention » du haut-parleur asservi, Norman Crowhurst décrivait effectivement dans un article intitulé « Do it yourself » un haut-parleur reposant sur ce principe. Toujours est-il que Norman Crowhurst ne fut connu que d'une minorité d'amateurs.

Seule l'association américaine de l'AES sut reconnaître l'importance de ses travaux. Comme certains autres pionniers de la haute fidélité, il avait aussi, dès 1935, une vision extrêmement précise du futur de la haute fidélité des années 70 ou 80 : qua-



Norman Crowhurst

rante ans plus tôt, il parlait déjà de « codage numérique », de « circuit intégrés », de subminiaturisation, de haut-parleurs dynamiques à membrane plane (du genre Magnéplanar), de bras de lecture tangentiels, de synthé-

tiseurs électroniques. L'important dans l'histoire est de reconnaître son appui dans cette firme, de reconnaître que plusieurs de ses idées telles que le pavillon replié, le haut-parleur coaxial, le filtre passif comportant des selfs à plots, la base principale des enceintes et haut-parleurs encore fabriqués aujourd'hui sont des idées de sa provenance. D'autre part, le groupe de chercheurs de la maison Tannoy, a toujours su rechercher, parmi les idées et inventions de l'époque, le plus performant et le plus original. C'est ainsi que le fameux pavillon Tractrix, conçu par P.G.A. Voigt en 1934 fut et reste encore employé dans les réalisations Tannoy, notamment pour l'amorce de pavillon grave de leurs enceintes.

Pour en revenir à Guy R. Fountain, celui-ci exposait en 1935 un microphone à condensateur de haute qualité muni d'un préamplificateur incorporé. Jusque vers 1947, les activités de Tannoy étaient surtout orientées vers les matériels électroniques pour applications militaires, bien que concernant l'électro-acoustique ou la sonorisation de qualité. Pour beaucoup, Tannoy n'est qu'une marque d'enceintes et de haut-parleurs. En réalité, on peut trouver, parmi les « antiquités » Tannoy, des bras de lecture, des phonolecteurs à réluctance variable, des amplificateurs, des filtres, des alimentations régulées, des chargeurs de batteries, des microphones, produits dont la bonne moitié seraient des créations de « l'ombre », Norman Crowhurst.

En avril 1947, Tannoy exposait un nouveau type de haut-parleur de 15'', le « Dual concentric », celui dont l'originalité et les performances aboutiront 30 ans plus tard et après quelques modifications, au modèle actuel.

## Le haut-parleur « Dual Concentric »

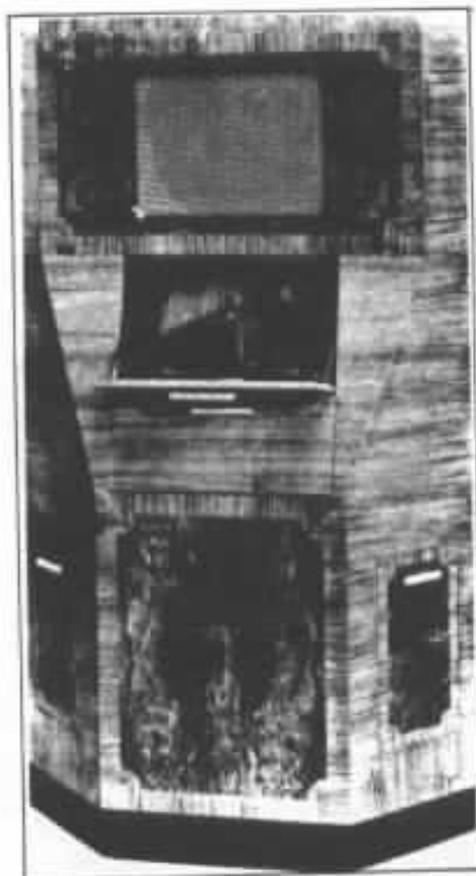
L'idée repose sur la conception d'un circuit magnétique comportant deux plaques de champ, deux entrefers, une pièce polaire centrale creuse permettant de placer sur le même moteur, dans le même axe, deux haut-parleurs, l'un à membrane, pour la reproduction des sons graves, l'autre à chambre de compression, réservé à la reproduction des aigus. Cette idée est souvent considérée comme ayant pour inventeur l'Américain Olson. Plusieurs haut-parleurs américains (Altec, Jensen, Utah, University, Stephens), parfois très anciens sont également conçus de la même façon, que l'appellation soit « Coaxial » ou « Dual Concentric ». Mais si l'on s'en tient aux dires de Crowhurst, il est fort possible que cette idée soit d'origine anglaise.

Dès la fin 1947, le Dual Concentric Tannoy était déjà utilisé sur un combiné « haute fidélité » comprenant la table de lecture (à changement automatique), les circuits amplificateurs et le haut-parleur chargeant un pavillon replié.

De 1947 à 1952, le Dual Concentric était de couleur noire, c'était le « Monitor Black ». En 1953, une version améliorée, munie d'un cache-noyau (cache-poussière) était présentée avec un capot recouvrant le moteur, de couleur gris-argent, c'était la version « Monitor Silver ». En février 1954, Tannoy présentait sa fameuse enceinte « Autograph », signée G.R.F. (Guy R. Fountain). C'était un modèle imposant par sa taille, ses performances et même par son prix de 125 Guinées. Cette enceinte d'encoignure comportait un pavillon frontal et un pavillon replié, ce qui permettait à la membrane grave de charger ceux-ci pour la reproduction des fréquences inférieures à 200 Hz.



Première version du Dual Concentric de Tannoy (1947) en finition noire marquée. Remarquer l'absence de dôme anti-poussière utilisée ultérieurement.



Combiné hifi Tannoy. Il était composé du fameux « Dual Concentric ». L'amplificateur, le préamplificateur, le phonolecteur étaient aussi d'origine Tannoy. Le haut-parleur était chargé à l'arrière par un pavillon exponentiel relié. Le combiné était muni d'un changeur automatique.

Entre 200 et 1 000 Hz, le pavillon frontal travaillait au maximum de ses possibilités. A partir de 1 000 Hz, la chambre de compression concentrique couplée au pavillon triple, reproduisait les fréquences comprises entre 1 000 Hz et 20 000 Hz. Un filtre passif très élaboré permettait aussi d'effectuer plusieurs réglages, en fonction de l'acoustique, des maillons utilisés. Tannoy complétait la chaîne en proposant un amplificateur, un préamplificateur aux performances remarquables (200 kHz de bande passante, taux de distorsion inférieur à 0,07 %). Les démonstrations de l'audio Show de 1954 furent si bien menées que dès cette année les noms de Tannoy, de G.R.F., d'Autograph devenaient synonymes de maillons haute fidélité de tout premier ordre.

En 1958, les haut-parleurs haute fidélité passant progressivement de l'impédance 15 ou 16 ohms à l'impédance 8 ohms, Tannoy proposait son « Monitor Red », la version 16 ohms destinée aux amateurs réalisant eux-mêmes leur enceinte. Vint enfin la version très connue « Monitor



L'enceinte Tannoy « Autograph ».

Gold » qui parut sur le marché en 1967, en version 8 ohms. En 1973, les nouvelles versions Monitor Gold HPD paraissent, munies des dernières améliorations effectuées sur les membranes. Ces versions récentes portent les références K-3808 (suspension périphérique à corrugations traitées) et K-3838 (suspension périphérique moulée, en demi-tube convexe), la première étant une version de monitoring. Sur la version K-3838 on remarque aussi la présence de raidisseurs placés en étoile sur le dos de la membrane. Quant aux membranes de la chambre de compression, les

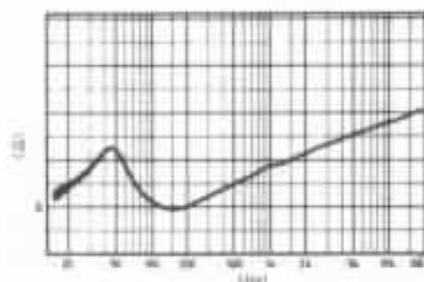
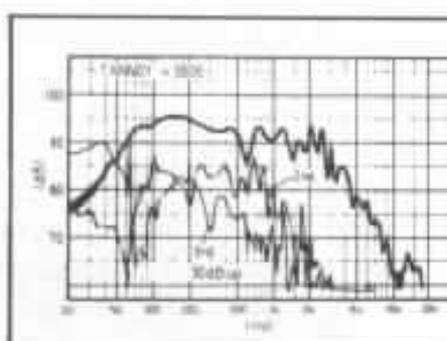


Fig. 1 : Réponse niveau/fréquence et caractéristique d'impédance de la voie grave du haut-parleur Tannoy « Dual Concentric » K 3808.

modifications furent minimes et les diamètres de bobine mobile restèrent identiques. Au total, on compte donc huit modèles, neuf en y ajoutant la version de monitoring K-3808.

Le rendement chez Tannoy a toujours été un critère d'importance capitale. Selon les modèles, il se situe entre 94 et 98 dB/W/m.

La fréquence de coupure choisie se situe entre 1 000 et 1 200 Hz, suivant les modèles. Sur la courbe de réponse de la plus grande majorité des modèles, on a toujours pu remarquer un point très important. C'est une courbe de réponse niveau/fréquence particulièrement bien étudiée en vue du résultat subjectif recherché, liée à une caractéristique de distorsion harmonique elle aussi très recherchée.

La fréquence de résonance grave se situe en général aux

alentours de 40 Hz, des fréquences de résonances plus basses liées à une trop grande compliance, à une latitude de déplacement trop grande de la membrane menant souvent à une réponse transitoire plus « molle », à un effet de roulis de la membrane, à un traînage dû principalement à une force de rappel mécanique trop faible. La voie grave du Dual Concentric s'étend d'une façon homogène jusqu'à 3 kHz dans l'axe (figure 1), ce qui permet d'effectuer une coupure électrique vers 1 200 Hz sans risque de perte de définition. La légère prédominance de distorsion par harmoniques 3 entre 200 et 800 Hz semble volontaire, étant sans doute destinée à améliorer la clarté du son dans cette zone, trop souvent « ronde » ou « étouffée » sur d'autres haut-parleurs. Le médium-aigu, à chambre de compression munie du fameux égaliseur de phase en forme de « pomme d'arrosoir » possède un très bon rendement puisqu'il atteint 105 dB/W/m entre 2 et 4 kHz. La courbe de niveau/fréquence non filtrée est relativement arrondie (figure 2), avec une chute de l'ordre de 10 dB/octave au dessous de 2,1 kHz et une atténuation en pente plus douce (4 à 5 dB/oct.) à partir de 4 kHz.

Entre 3 et 10 kHz, la prédominance très nette de distorsion par harmonique 2 semble aussi volontaire, apportant à la fois une excellente finesse de restitu-



Les huit « Dual Concentric », conçus entre 1947 et 1973.

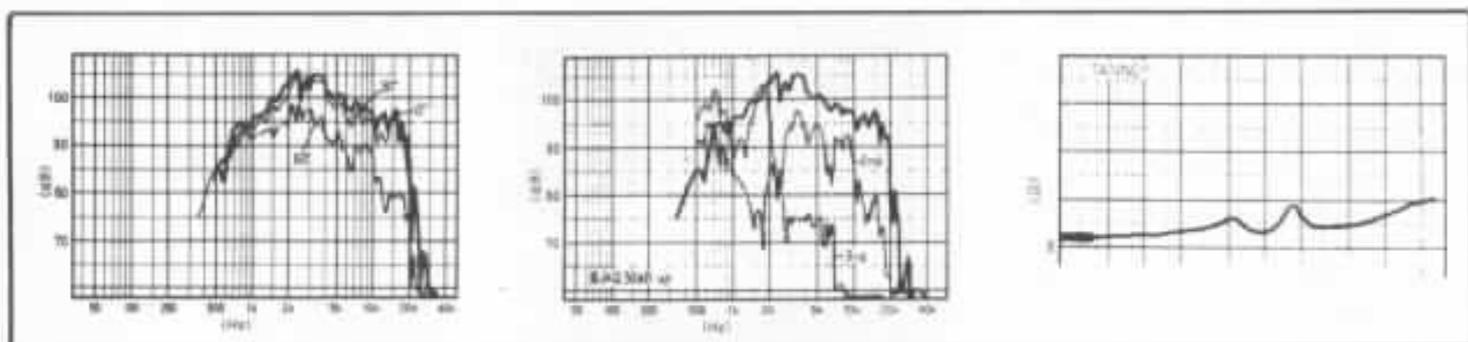


Fig. 2 : Médium-aigu Tannoy « Dual Concentric » K 3808, avant correction et filtrage.

tion due à la qualité du moteur, une absence de dureté sonore due justement à cette prédominance d'harmoniques pairs. Ceci semble dû aux non-linéarités d'écoulement d'air entre la membrane, de diamètre 50 mm et la gorge, de diamètre 14 mm.

### Le filtre

Le filtre est particulier, permettant les réglages de niveau médium et aigu ne se rencontrant que chez Tannoy (figure 3). Pour le secteur médium-aigu, on note l'action du filtre destiné non seulement à procurer une coupure à 1,25 kHz mais destiné aussi à linéariser la zone remontante 2-5 kHz et à procurer une courbe de réponse niveau/fréquence légèrement montante entre 1 et 20 kHz (figure 4). L'atténuation volontaire de près de 10 dB, de la zone 1 kHz-5 kHz, très sensible à l'oreille, abaisse d'autant le taux de distorsion subjectif. La légère remontée entre 1 et 20 kHz, après insertion du filtre passif, est destinée à suppléer aux pertes d'énergie totale radiée (c'est-à-dire réponse moyenne à

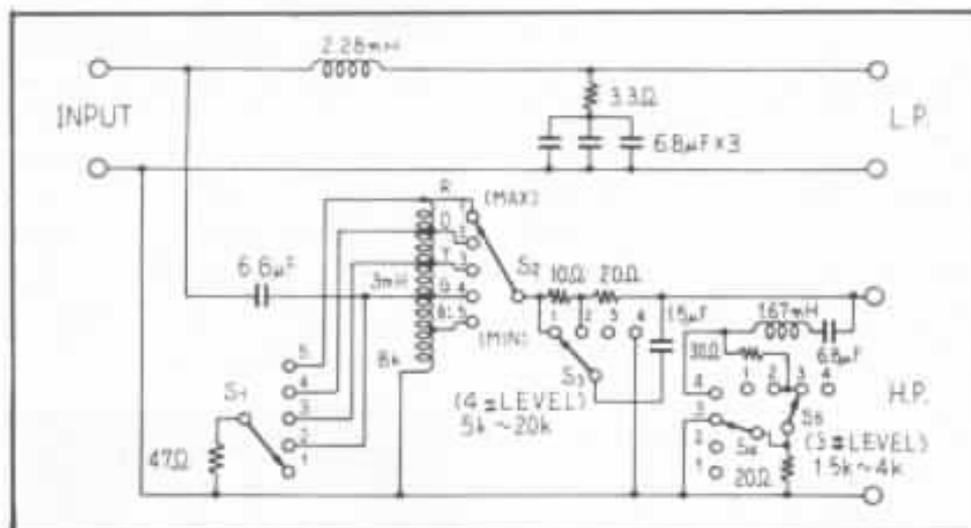


Fig. 3 : Filtre adapté spécialement au Tannoy Dual Concentric. Les valeurs exactes des selfs ont été retrouvées, après démontage et mesures précises, afin de permettre des calculs, vérifications ou des modifications éventuelles.

partir de mesures de sensibilité faites dans toutes les directions et non sous deux ou trois angles), aux pertes de niveau acoustique aux fréquences élevées, dues à la pièce d'écoute. La zone 4 kHz-9 kHz est ici un point capital, le relevé de 5 à 6 dB étant volontaire. Il permet de compenser l'effet physiologique, particulièrement homogène sur la courbe de Fletcher (ou de Robinson-

Dadson), cette correction étant peu dépendante du niveau acoustique, dans cette bande de fréquences. La seconde remontée à 15 kHz, dans l'axe, semble également volontaire et correspond exactement à la correction physiologique. Il en résulte, sur l'écoute de violons par exemple, une finesse de reproduction exemplaire, la mise en évidence des nombreux harmoniques des

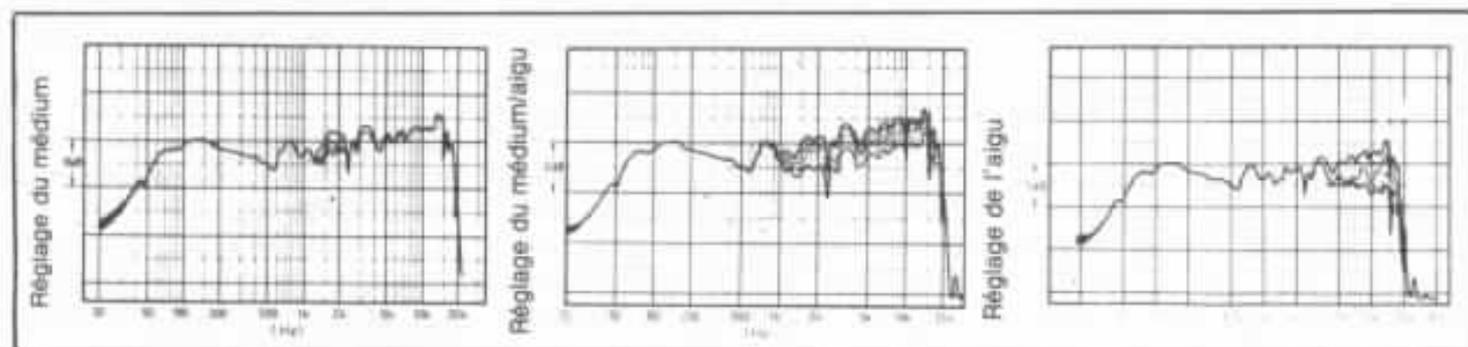


Fig. 4 : Dual Concentric K-3808 après filtrage et corrections, avec possibilités de réglages de niveau entre 1 et 20 kHz.

instruments sans toutefois atteindre l'exagération. C'est, sur ce point, une réussite exceptionnelle sur le plan subjectif, la différence par rapport aux systèmes particulièrement linéaires aux mesures n'étant pas un son plus « musical » ou tout simplement « agréable », mais étant cette fois la « certitude d'entendre plus de choses », ce qui est décisif sur le plan subjectif. Réaliser un système de ce genre, avec un tel rendement est déjà difficile. Quant à en faire, sur le plan de l'écoute, un système de « haute définition », aussi vrai que possible, ceci représente un travail beaucoup plus long. Depuis l'apparition des modèles Dual Concentric, déjà au point dès 1947, les retouches effectuées successivement ne pouvaient donc concerner que des petits détails.

### L'enceinte « Autograph »

Elle fait partie de la gamme des « grandes enceintes », tant du point de vue dimensions que du point de vue performances ou rendement. Pour les autres enceintes concurrentes de cette gamme, on pourrait citer les « Hartfield » de J.B.L., les Vitavox, les Klipsch ou l'Altec « Voix du Théâtre ». Le haut-parleur rayonne ici par la face avant par l'intermédiaire d'une amorce de pavillon dont le profil est basé sur le pavillon Tractrix de Voigt. L'arrière est chargé par un pavillon replié d'allure exponentielle. L'enceinte étant un modèle d'encoignure, avec deux pans latéraux coupés en biais, la construction de cette enceinte est particulièrement difficile. Tannoy possédait quelques plans, malheureusement inutilisables par un amateur ou même par un menuisier relativement « débrouillard ». Sur le plan original, une seule vue est donnée alors que certaines parois sont disposées en biais dans une direction ou dans l'autre. Lorsque l'on a des parois qui, en plus



Guy R. Fountain à l'âge de 35 ans.

possèdent des bords coupés selon des angles de 135°, la vue sous un seul angle rend pratiquement impossible la détermination exacte des cotes. Si, en plus, il faut tenir compte des jeux nécessaires en certains endroits, des



Haut-parleur Tannoy (1931) pour usage domestique.

collages, il est absolument essentiel de posséder les cotes exactes de chacun des panneaux composant l'enceinte, et non de déterminer celles-ci par calcul ou par procédé graphique.

La solution, qui existe fort heureusement, consiste à démonter complètement une enceinte originale, à condition de pouvoir, par procédé chimique, procéder à un décollage des parois. Ensuite, il est nécessaire de corriger les petites erreurs et les tolérances de coupe, qui existent toujours. Vient alors le dessin de chacune des parois, puis plusieurs dessins généraux de

l'ensemble, réalisés à l'échelle 1 sur des supports de bonne stabilité (ne changeant pas de dimensions sous l'effet de la chaleur). Sur un papier calque par exemple, l'effet de la chaleur, même modéré (lampe à 1 m de distance) suffit pour que sur 50 cm, on obtienne des écarts de 3 à 4 mm. Dans le cas de l'enceinte Autograph des cotes calculées graphiquement demandent donc une bonne connaissance de ces petits problèmes. Il ne serait pas question de combler au mastic des erreurs de cotes ou de coupe.

Les autres difficultés résident essentiellement dans les coupes qui ne sont pas toujours à angle droit. Les petites scies sauteuses pour bricolage permettent ce genre de découpe par réglage d'inclinaison du support. Par contre, ce principe de scie, excellent pour les coupes de parties non rectilignes, ne peut convenir si l'on souhaite obtenir une bonne précision. La réalisation de l'enceinte Autograph devrait presque être confiée à un spécialiste en marquetterie, en mosaïque de bois. La vraie enceinte Autograph comporte, en plus de ses coupes sous angles divers, des feuillures, rainures, tenons et mortaises parfois réalisées dans des épaisseurs relativement faibles. Pour en revenir au plan original, celui-ci, s'il existe, ne pourrait qu'être celui utilisé par l'ébéniste en question. Dans le cas où des plans précis de chaque pièce n'existeraient pas, il est par contre fort possible que des gabarits de découpe pour chacune des pièces, gabarits modifiés chacune en fonction des problèmes de tolérance constatés auparavant, aient existé.

Depuis fort longtemps au Japon, Tannoy a toujours été un produit de haut de gamme particulièrement apprécié.

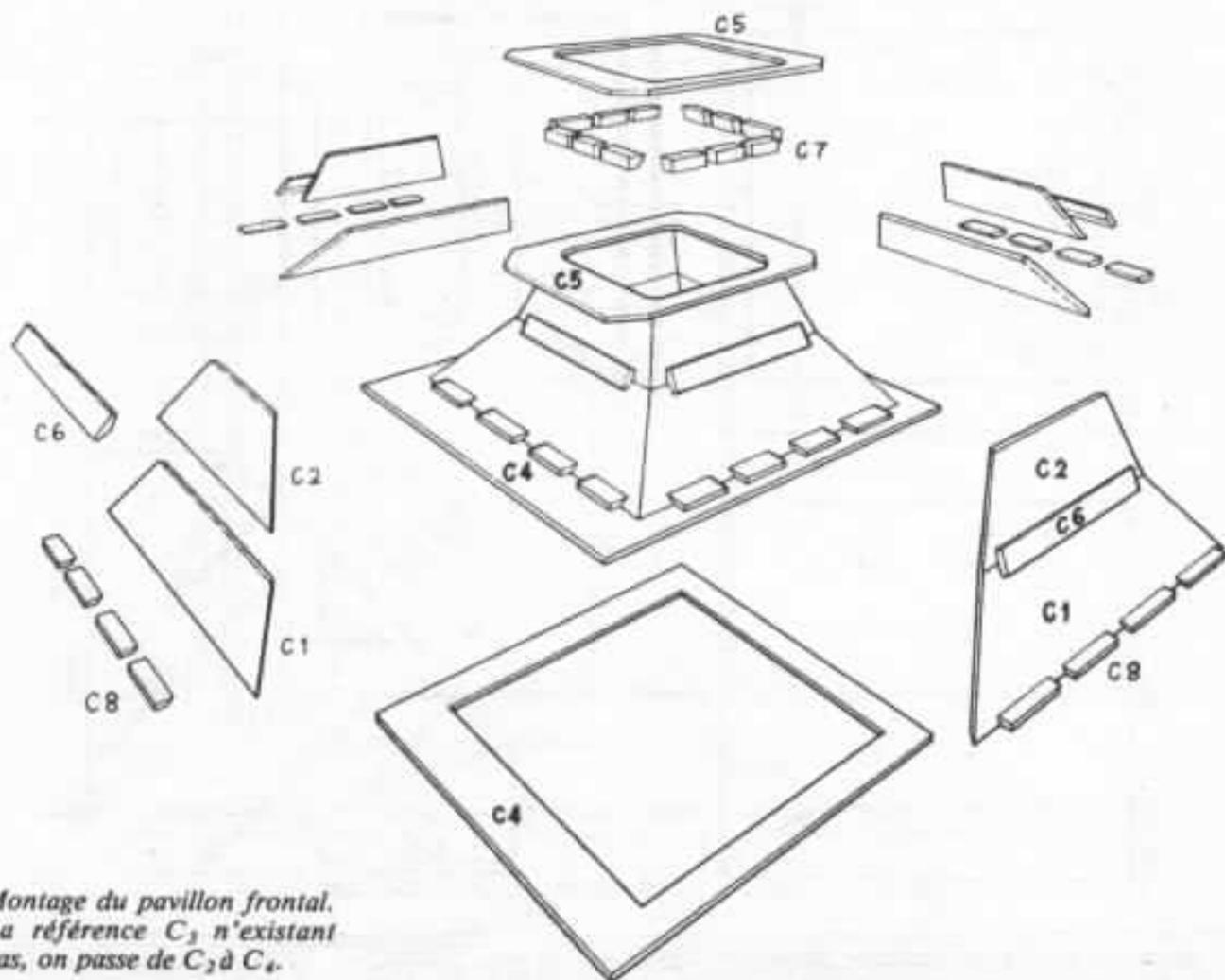
Pour n'importe quel audiophile japonais, le nom « Tannoy » évoque immédiatement l'enceinte « Autograph », l'enceinte « G.R.F. », les haut-

parleurs « Monitor Gold » et autres dérivés. Il y a quinze ans, la combinaison classique de haut de gamme consistait à faire précéder l'Autograph de l'amplificateur Mac Intosh MC 275, ou bien du Marantz 8B, du préamplificateur Mac Intosh C 22 ou encore du Marantz 7B, des tables de lecture Thorens TD 124 (ou bien Garrard 401), des cellules Shure, Empire et Ortofon. Le tout combiné assurait une reproduction d'une qualité remarquable pour l'époque. Quant aux Autograph, il est important de ne pas perdre de vue que ces enceintes ont surtout été conçues pour être adaptées aux amplificateurs à tubes : faible coefficient de surtension, rendement élevé, puissance admissible moyenne (sauf pour certaines séries très récentes). Plusieurs

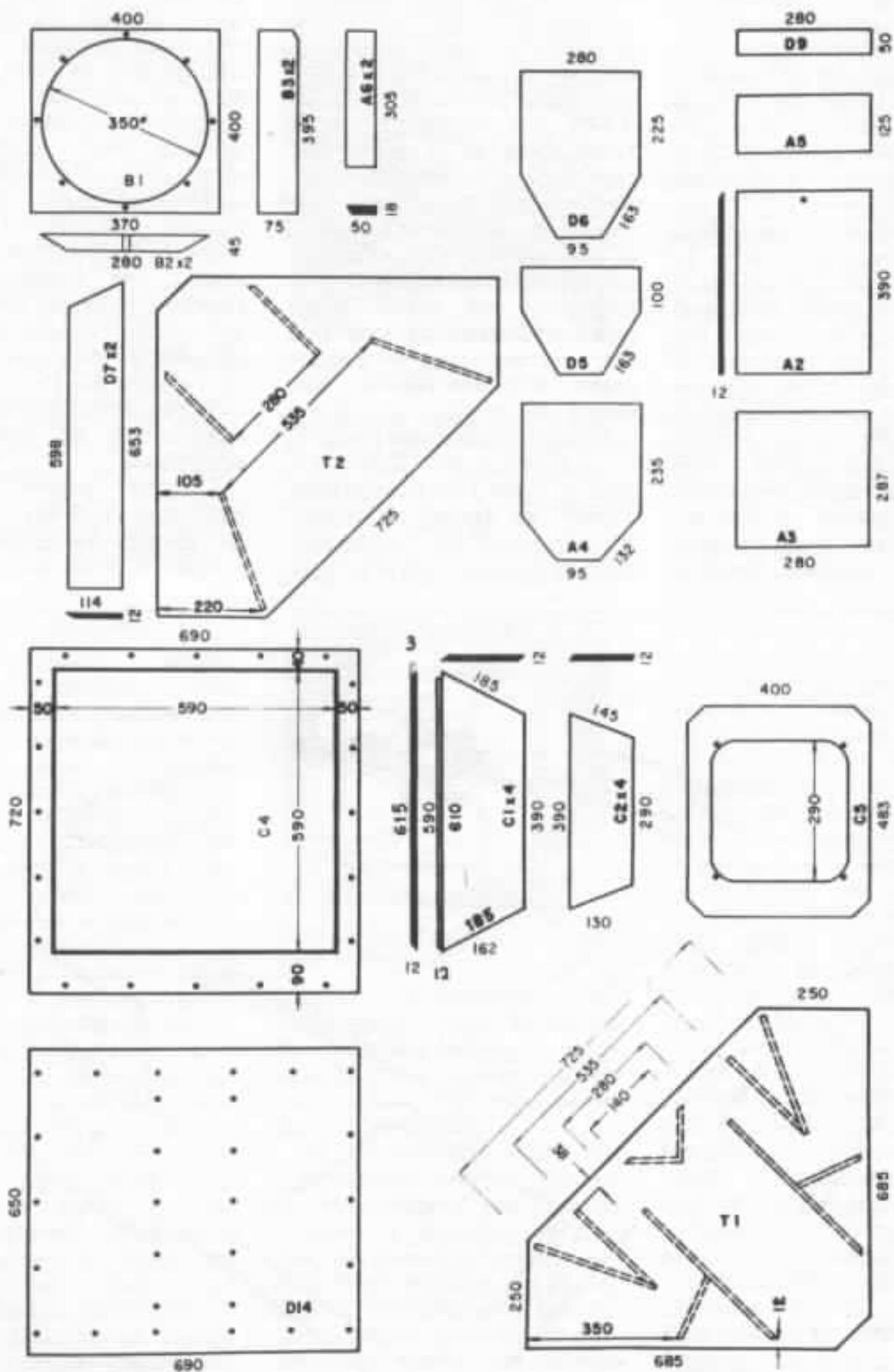
petits fabricants d'enceintes ont, autrefois, comme aujourd'hui construit et vendu — sous forme de kit ou sous forme montée — des enceintes similaires aux Tannoy. Quant à l'Autograph, celle-ci n'a été réalisée que d'une façon simplifiée, l'aspect extérieur restant toutefois le même. Plus récemment, quelques ébénistes japonais, spécialisés dans la reproduction exacte d'anciennes enceintes, disparues depuis longtemps du marché, ont repris, en très petite série bien sûr, la construction de l'Autograph. Un critique japonais, passionné de musique et surtout d'enceintes acoustiques a réalisé, il y a deux ans, en collaboration avec la firme Teac (importateur Tannoy au Japon), la reconstruction exacte de l'Autograph, selon la méthode citée plus haut,

ce qui représente plusieurs mois de travail. Ce critique, M. Jun Saïto, publiait, en 1979, dans une revue japonaise, les plans très détaillés de cette enceinte, ainsi qu'une vue éclatée de l'ensemble, absolument indispensable pour comprendre le montage et l'assemblage des nombreuses parois constituant l'enceinte. Le lecteur trouvera ci-après, la reproduction exacte de ceux-ci. Sa construction est réservée aux initiés, à ceux ayant de solides connaissances en menuiserie. Mais que le lecteur ne s'étonne pas s'il trouve prochainement des enceintes dont la construction est encore plus compliquée.

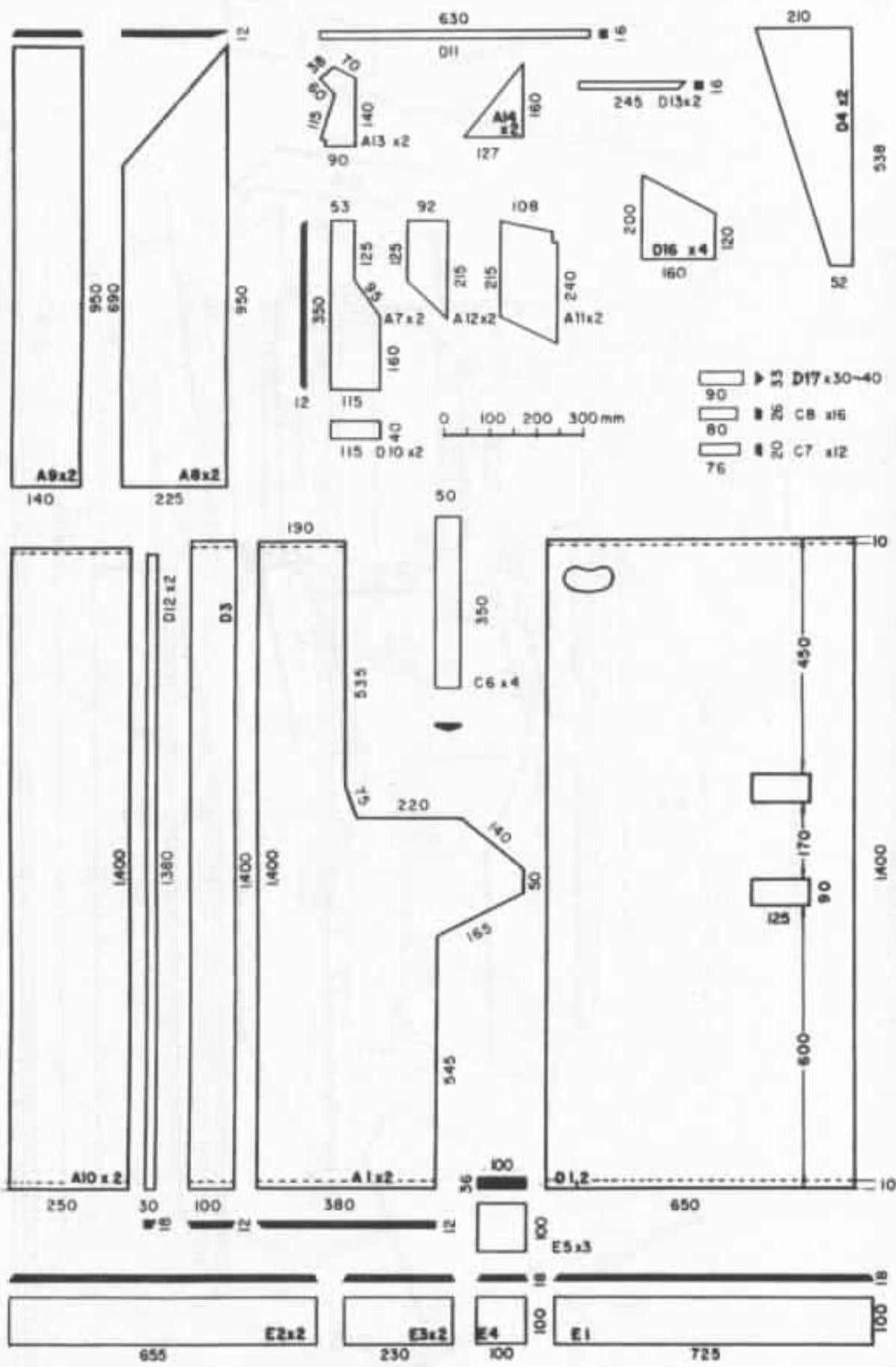
L'auteur remercie M. Jun Saïto pour l'aide apportée (plans de l'enceinte Autograph) pour la réalisation de cet article.



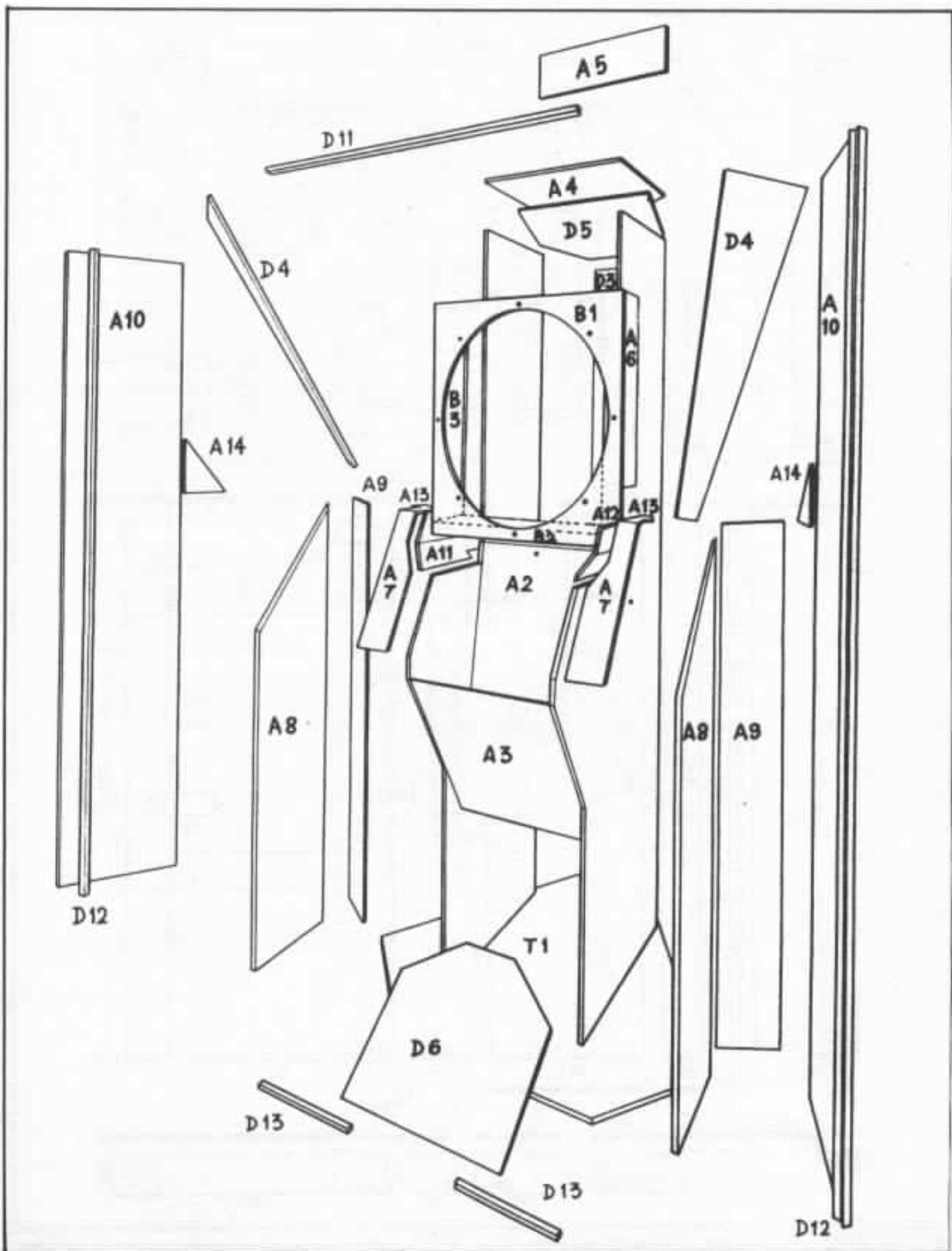
Montage du pavillon frontal.  
La référence C<sub>3</sub> n'existant pas, on passe de C<sub>3</sub> à C<sub>4</sub>.



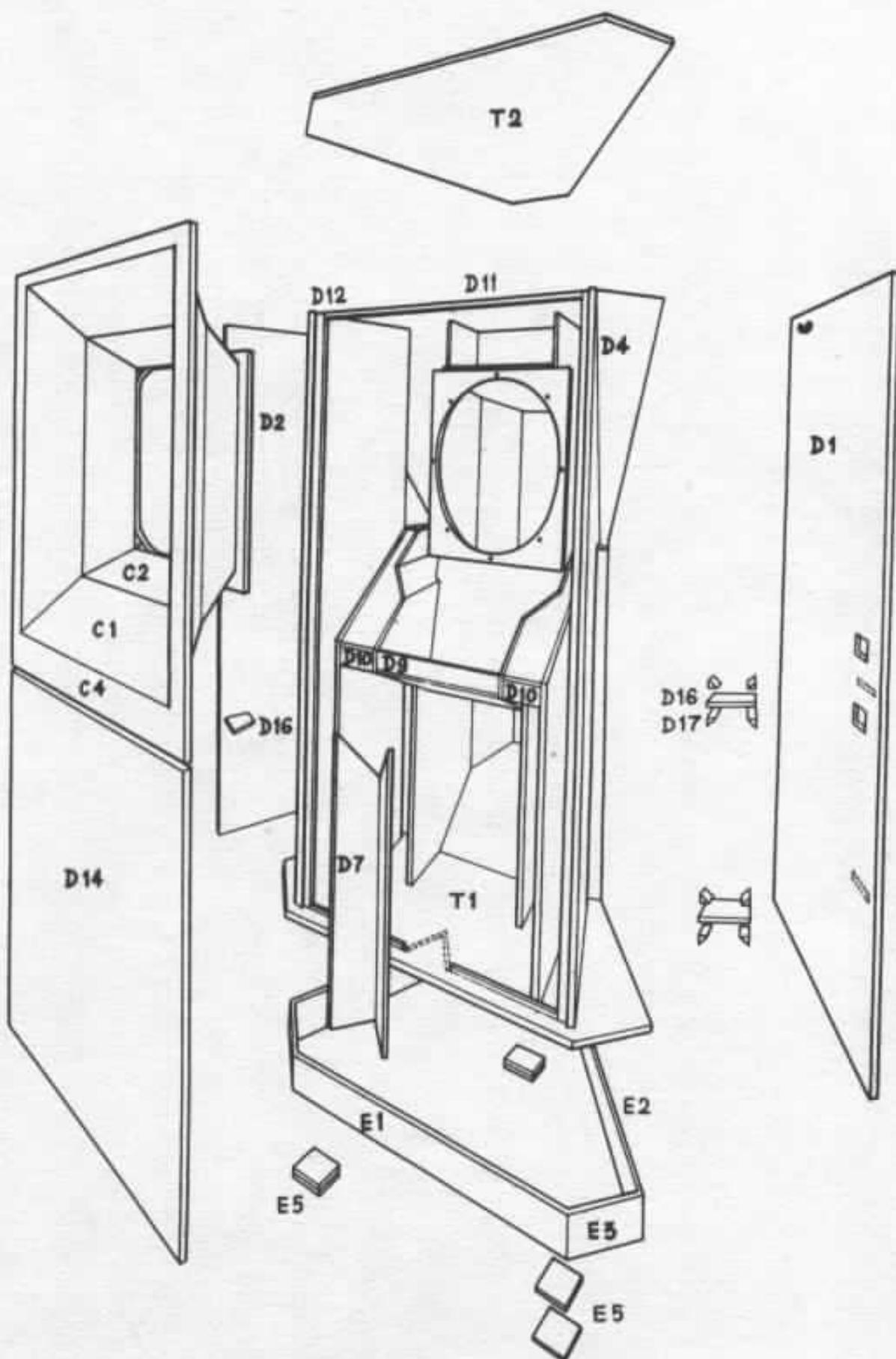
Toutes les parois sont en contreplaqué de qualité, d'épaisseur 12 mm, T<sub>1</sub> et T<sub>2</sub> sont en contreplaqué d'épaisseur 18 mm. D<sub>8</sub> et D<sub>13</sub> sont des références inexistantes ; on passe de D<sub>7</sub> à D<sub>9</sub> et de D<sub>14</sub> à D<sub>16</sub>.



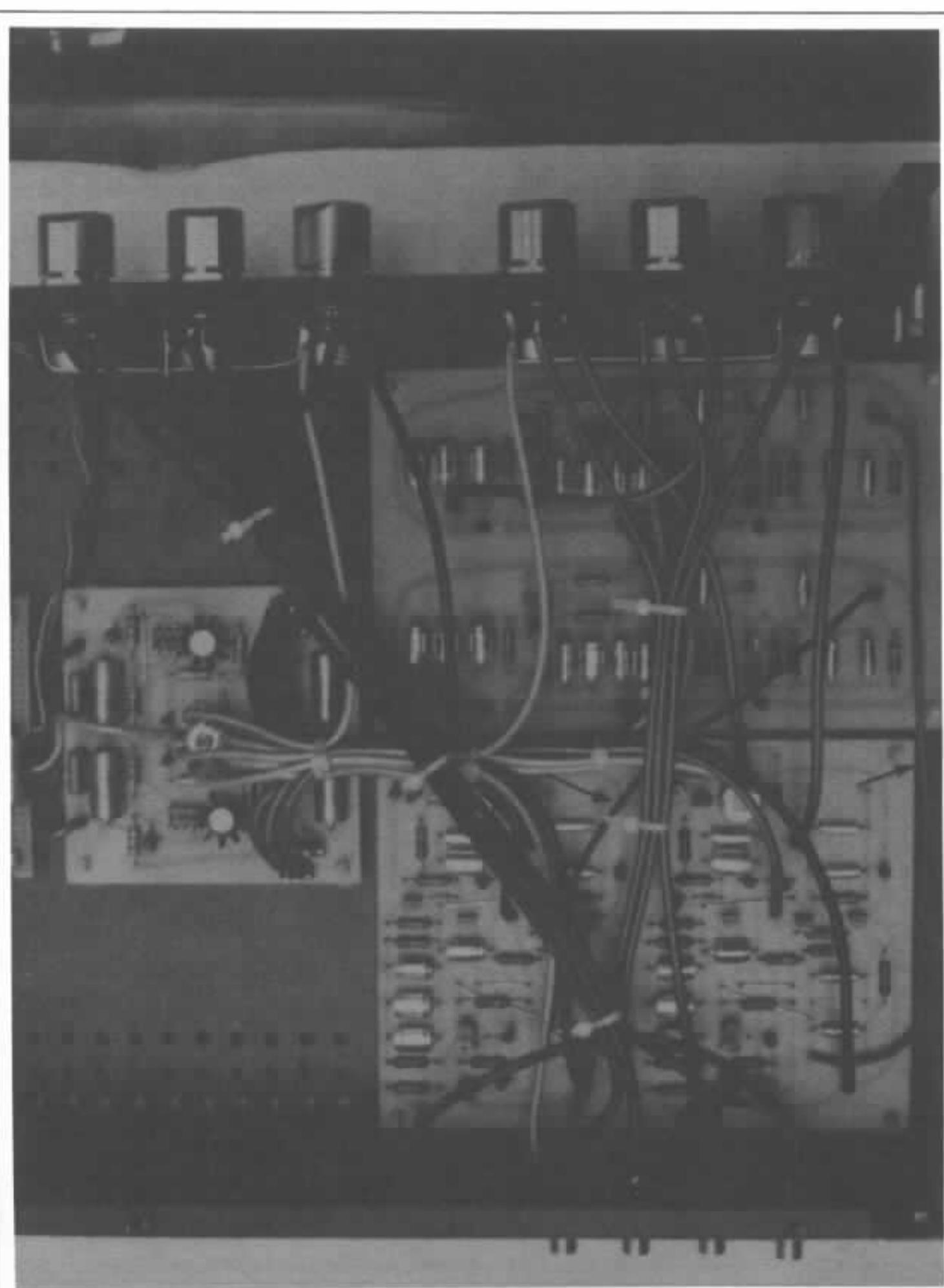
A = châssis du pavillon replié. B = baffles du haut-parleur. C = pavillon frontal. D = parois externes du pavillon replié. E = socle. Les parties en pointillé entrent dans les rainures.



Assemblage des pièces (1).



Assemblage des pièces (2).





## 2) Carte alimentation stabilisée

L'alimentation stabilisée proposée fig. 11 p. 36 n° 24, extrêmement simple malgré des performances exceptionnelles, a amené beaucoup de questions de la part de nos lecteurs et leur a semblé-t-il, posé quelques problèmes :

a) Cette alimentation n'est pas protégée, c'est-à-dire qu'une surcharge ou un court circuit à la sortie même momentanée entraînera la destruction quasi automatique du transistor de sortie 2N1711 ou 2N2905. Dans 90 % des cas ce sera le seul dégât. Ce transistor sert en quelque sorte de fusible. Nous n'avons pas voulu de protection car cela dégradait les performances. Pour information, nous avons relevé sur notre prototype une tension de bruit et ronflement inférieure à 0,5 mV crête à crête et une réjection de plus de 100 dB des harmoniques secteur.

b) De nombreux lecteurs se sont inquiétés de ne pas obtenir + et - 30 V en sortie ; une explication s'impose :

- L'examen du schéma théorique de la fig. 11 montre que la tension de sortie est dépendante d'une tension de référence donnée ici par une diode zener par la relation  $1 + R_2/R_1$  avec  $R_2 = 6 \text{ Kohms}$ ,  $R_1 = 3 \text{ Kohms}$  soit avec une zener de 10 V et un facteur 3 une tension de sortie de 30 V. Or, il faut savoir que la tolérance sur la tension délivrée par une diode zener est d'environ 5 % ; d'où une variation possible de la tension de référence de 9,5 V à 10,5 V environ. La tension de sortie pourra donc varier dans les mêmes proportions soit entre 28,5 V et 31,5 V. On peut donc se trouver avec, dans le pire des cas, une alimentation délivrant 28,5 V d'un côté et 31,5 V de l'autre ; des essais ont montré que cela n'était pas du tout critique pour les filtres Kanéda. Celui-ci est beaucoup plus sensible à la qualité de la tension con-

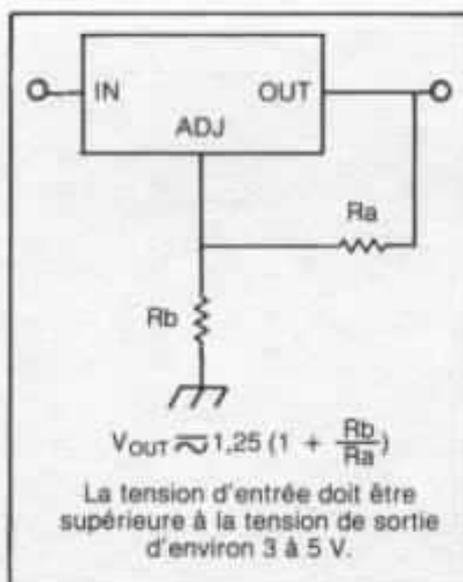


Fig. 2 : Principe d'utilisation des régulateurs 317 et 337.

tinue délivrée qu'à l'exacte symétrie entre le positif et le négatif.

Néanmoins il est tout à fait possible de réduire cette dissymétrie de deux manières :

- Choisir une paire de diodes zener délivrant la même tension (pas nécessairement 10 V exactement).

- Mettre en parallèle une résistance de forte valeur sur celle de 6 Kohms du côté délivrant la tension la plus élevée afin de réduire le gain. Par exemple : supposons que nos mesures en sortie d'alimentation : +29,10 V, il va falloir ramener la tension négative à la même

valeur absolue que la positive, pour cela nous allons réduire légèrement le coefficient multiplicateur (2 théoriquement) à 2,84. Une résistance de 68 Kohms fera l'affaire et la tension de sortie sera alors d'environ -29,08 V.

- Il est possible de diminuer la valeur des condensateurs tantale (initialement 47  $\mu\text{F}/35 \text{ V}$ ) jusqu'à 10  $\mu\text{F}$  : une bonne valeur est 22  $\mu\text{F}/50 \text{ V}$ . La valeur du condensateur 0,47  $\mu\text{F}$  mylar peut être portée à 1  $\mu\text{F}$ .

- Ne pas oublier le strap sur le circuit imprimé du côté de la partie négative.

- Placer un radiateur sur les transistors 2N1711 et 2N2905 qui chauffent un peu en fonctionnement normal.

## 3) Pré-régulateur

Nous n'avons pas prévu de circuit imprimé devant le peu de composants à câbler. Il vous suffira d'utiliser un petit morceau de circuit universel.

La formule approchée permettant le calcul de la tension de sortie des circuits intégrés régulateurs 317 et 337 est la suivante :  $1,25 (1 + R_b/R_a)$  voir fig. 2.

Les valeurs de résistances proposées fig. 10 p. 36 vous donnent approximativement +34,6 V et -35,5 V.

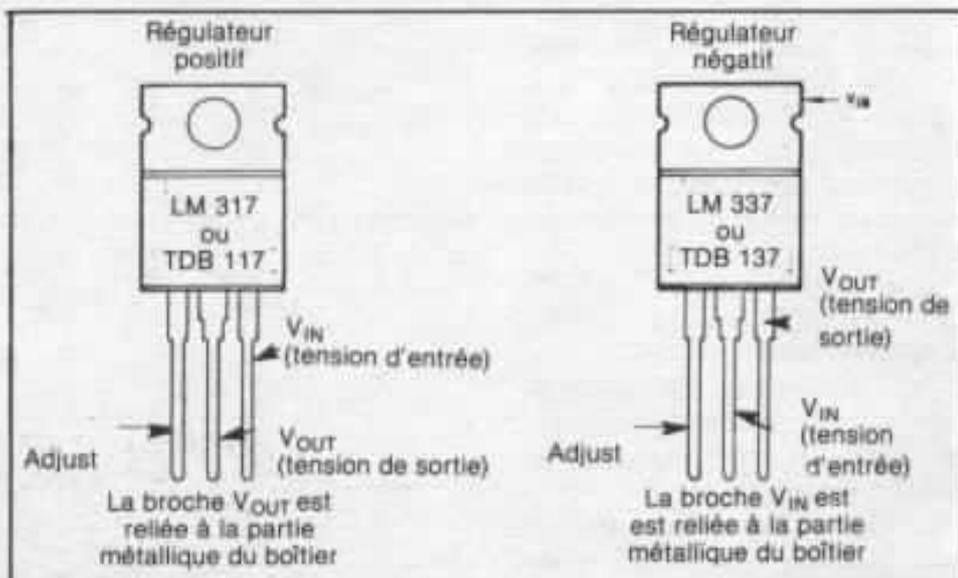


Fig. 3 : Brochage des régulateurs 317 et 337 en boîtier TO 220 vue de face. Nota : Ne pas tenir compte du brochage incorrect donné dans le n° 25 de l'Audio phile page 66.

*Nota : un équivalent au LM317 de chez National est le TDB0117SP de chez Thomson. Le brochage de ces régulateurs en boîtier T0220 vous est proposé en fig. 3. Attention : la broche  $V_{out}$  est reliée à la partie métallique du boîtier dans le cas du 317 ou du 117 ; la broche  $V_{in}$  est reliée à la partie métallique du boîtier dans le cas du 337 ou du 137.*

*Il est possible de modifier la valeur du condensateur de filtrage jusqu'à 10 000  $\mu$ F, et celui de 1  $\mu$ F au tantale par 10  $\mu$ F/50 V.*

## B) Construction du filtre

Nous avons construit un filtre trois voies, car il regroupe l'ensemble des cartes qui vous ont été proposées. Nous avons utilisé un coffret de marque ESM : hauteur 2U anodisé noir. Ceux qui désireront construire un filtre deux voies seulement n'auront qu'à omettre la carte médium. Vous pouvez voir le résultat sur les photos 1 et 1bis.

Sur la face avant nous trouvons de gauche à droite :

- Les réglages aigu - médium - grave voie gauche ensuite, grave - médium - aigu voie droite et enfin l'interrupteur secteur et la diode Led témoin de mise en route.

Sur la face arrière nous trouvons de gauche à droite :

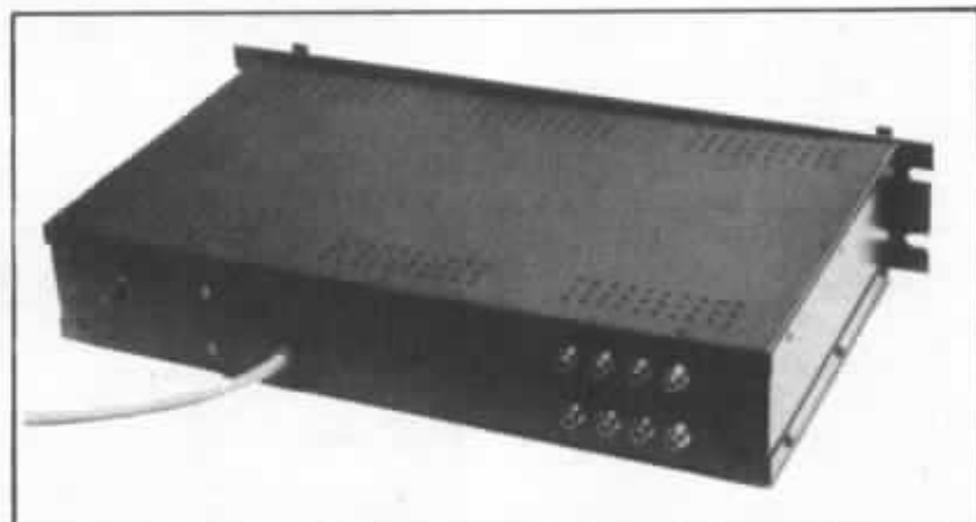
- Le porte fusible secteur avec un fusible de 0,25 à 0,5 Ampère de type rapide, le cordon secteur, la rangée supérieure de fiches Cinch pour la voie droite avec successivement sortie grave - médium - aigu - entrée (située à l'extrême droite), la rangée inférieure de fiches Cinch pour la voie gauche avec successivement sortie grave - médium - aigu - entrée (située à l'extrême droite).

### 1) Préparation mécanique

La première opération ne consiste pas à brancher le fer à souder, mais à procéder aux quelques perçages nécessaires.



1. Le filtre habillé dans un coffret 2U.



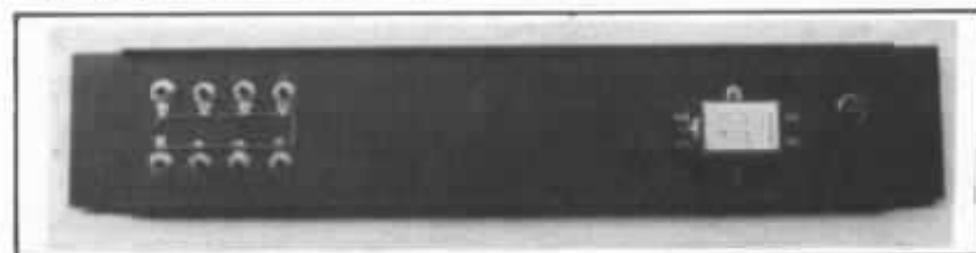
1 bis. Vue de la face arrière.

- La photo n° 3 vous montre les éléments à fixer sur la face arrière. Remarquez que la partie secteur est éloignée le plus possible des fiches Cinch. Nous avons utilisé un filtre secteur pour une atténuation maximale des parasites (voir à ce sujet l'article paru dans le n° 27). Le cordon secteur est placé à proximité du filtre de façon à limiter au maximum la distance entre le boîtier et le secteur non filtré. A l'autre extrémité de la face arrière, on peut

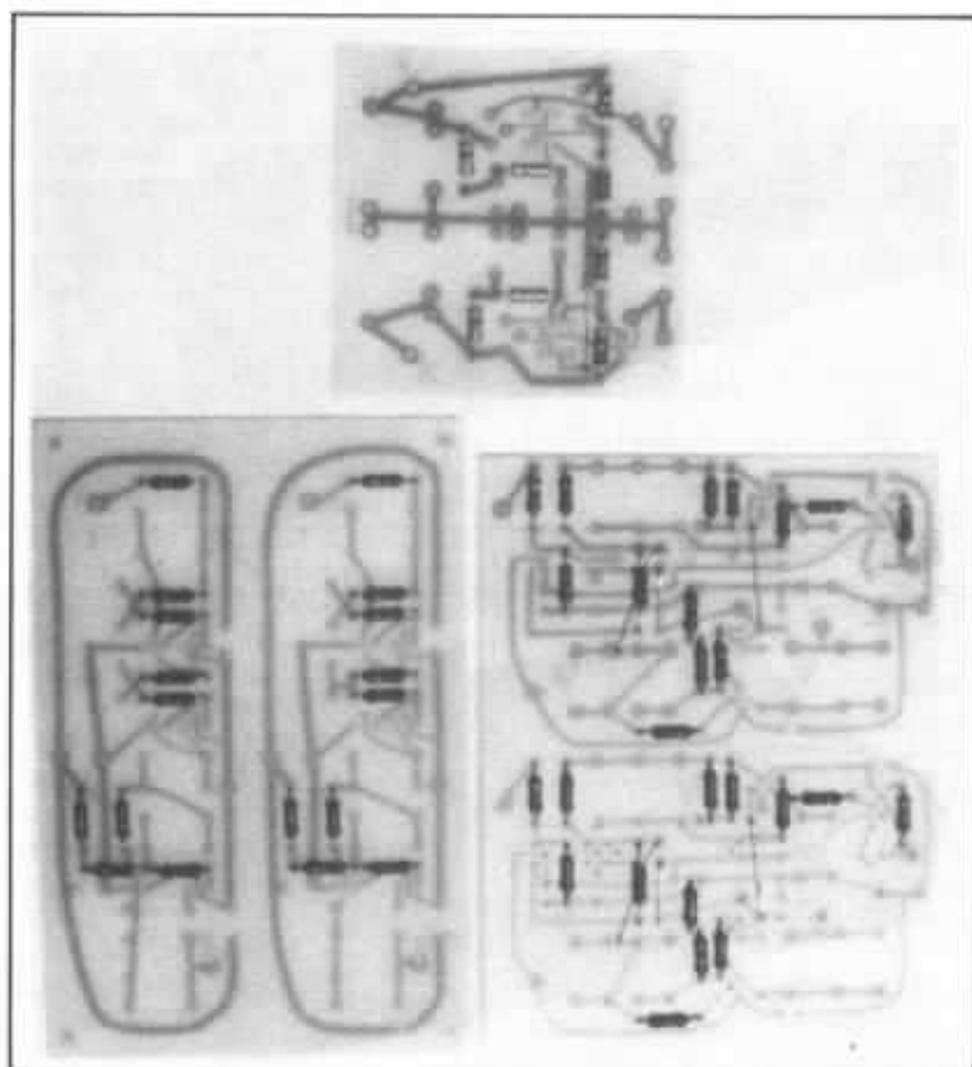
apercevoir les deux rangées de fiches Cinch qui sont vissées directement sur le boîtier sans isolement.

Remarquez le fil nu qui relie les masses de ces huit fiches.

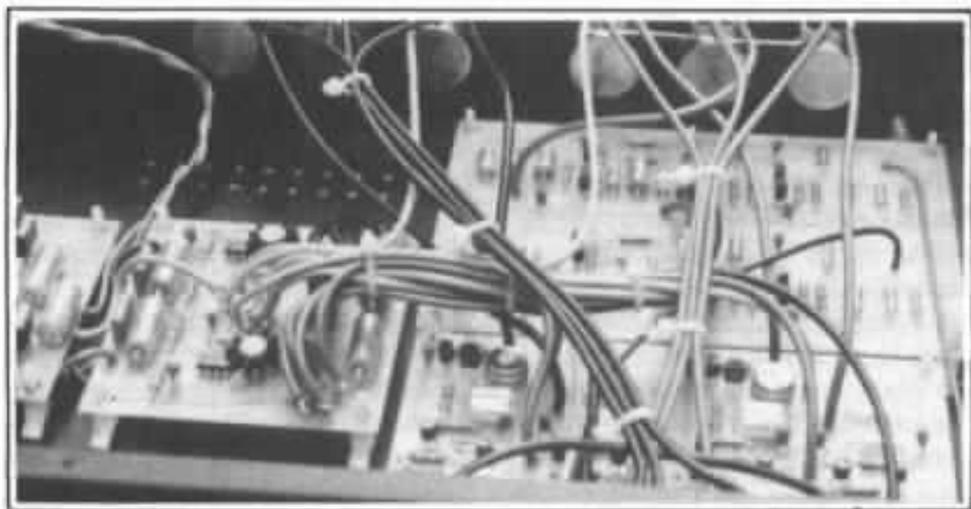
- La photo n° 4 vous montre les éléments à fixer sur la face avant. Les six potentiomètres doivent être de haute qualité (Cosmos, Sfernice...). Leur valeur est de 10 Kohms LIN ou LOG.



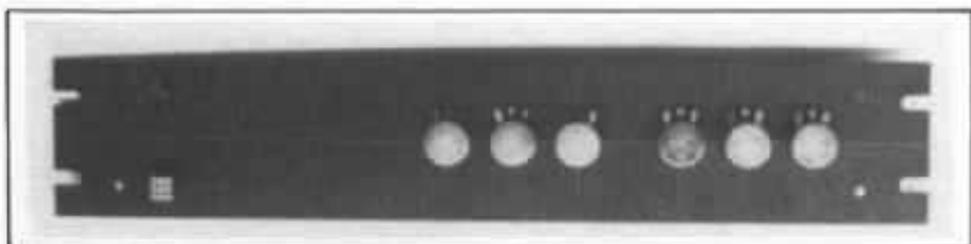
3. Préparation de la face arrière.



2. Câblage des circuits, commencez par les straps et les résistances.



5. Les circuits se clipsent sur des entretoises.



4. Préparation de la face avant.

*Nota : Nous avons utilisé pour la voie grave uniquement un potentiomètre de 20 Kohms cela n'est pas obligatoire mais diminue légèrement la charge de travail du buffer de sortie voie grave.*

Remarquez sur cette photo que les potentiomètres sont éloignées de l'interrupteur secteur (les six potentiomètres n'occupent qu'un peu plus de la moitié de la longueur de la face avant).

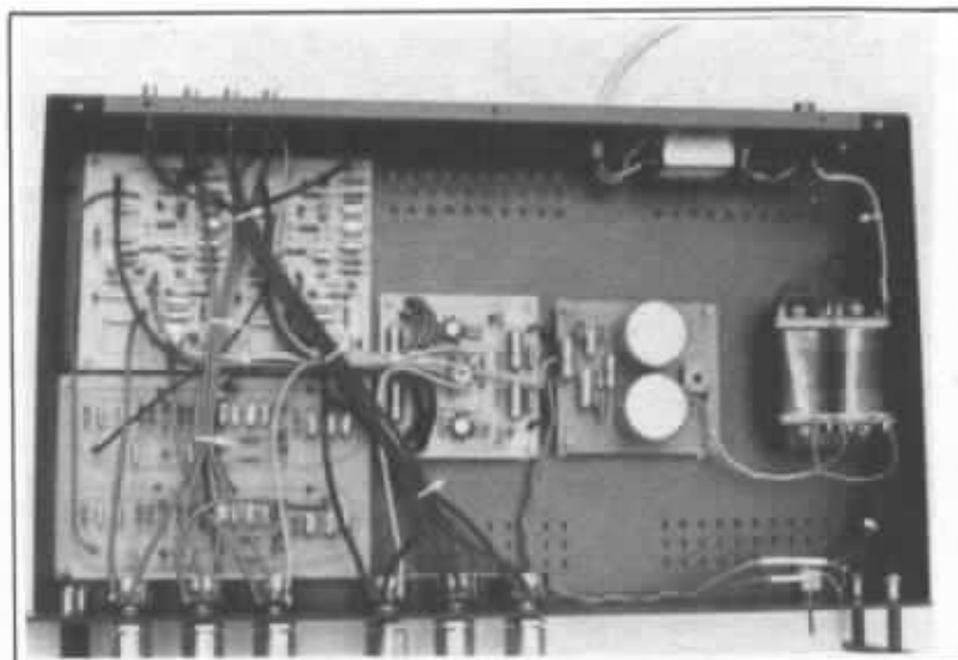
- Les circuits imprimés ainsi que le transfo sont fixés sur la place de fond. Nous avons utilisé pour fixer les circuits imprimés des entretoises en plastique (identiques à celles utilisées pour l'ampli 20 W Hiraga). Cela évite l'utilisation de vis et écrous et facilite énormément le câblage des circuits imprimés qui sont extraits simplement par traction. Il vous faudra donc percer chaque circuit imprimé de quatre trous de diamètre 3,5 mm. La position de ces trous et le type d'entretoises utilisées sont particulièrement visibles sur les photos n° 5 et 6. Pour faciliter le câblage des fils d'alimentation sur le circuit imprimé de l'alimentation stabilisée, nous vous proposons de percer trois trous de diamètre 3,5 mm aux endroits marqués V<sub>-out</sub>, V<sub>+out</sub>, Masse ; cela permettra de placer quatre cosse à souder du côté positif et négatif et huit cosse à souder du côté masse. Ces cosse seront fixées par une vis et un écrou et permettent ainsi de raccorder plusieurs câbles au même point sans difficultés, ces cosse sont clairement visibles sur la photo n° 7.

## 2) Câblage des circuits imprimés

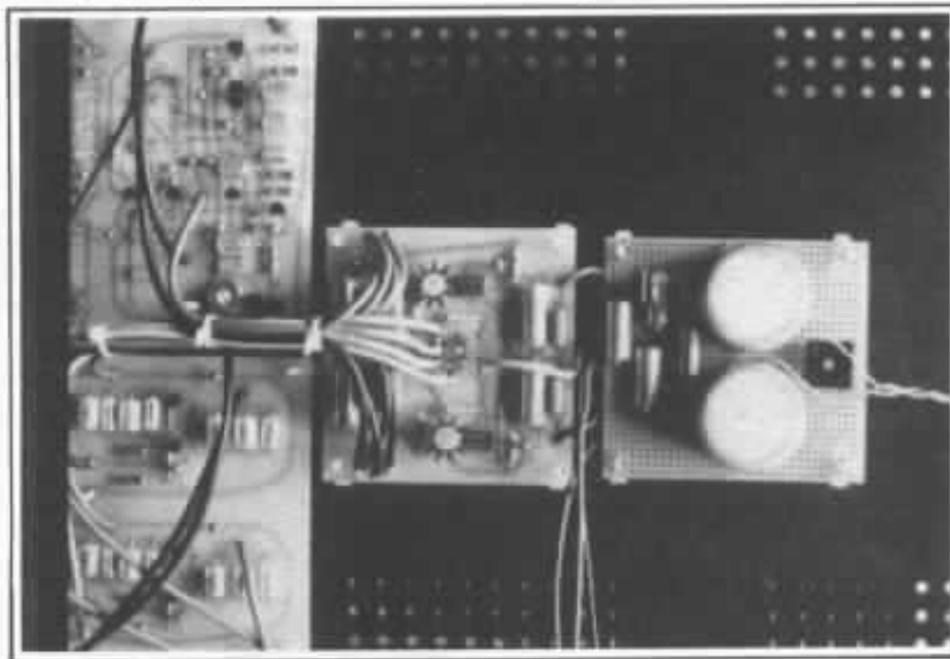
- Câbler les six straps sur la carte deux voies et le strap sur la carte alimentation.

- Souder les résistances 100 ohms / 150 / 180 / 470 / 10 K / 20 K / 56 Kohms sur les circuits imprimés du filtre.

Les résistances de 3,01 K, 6,04 K, 3,32 K et 47,4 Kohms sur le circuit imprimé d'alimen-



6. Disposition générale des circuits dans le coffret.



7. Détail du câblage des masses.

tation. Vérifier à l'aide de la photo N° 2 que vous n'avez pas fait de fautes d'implantation.

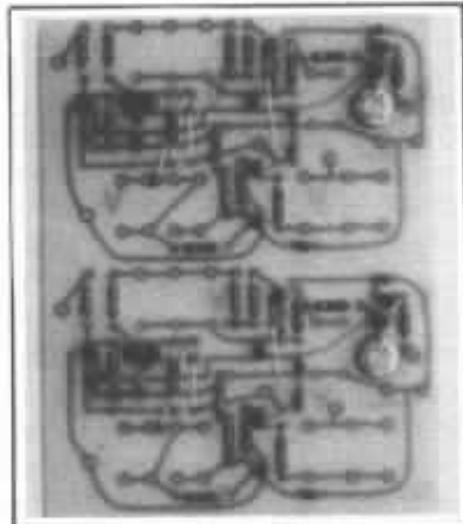
*Nota : Nous vous avons présenté un tableau pour ajuster les valeurs  $R_e$  fonction des IDSS des 2N5465 ; les transistors livrés par la Maison de l'Audiophile sont triés de façon à utiliser une résistance de 10 ohms pour  $R_e$ .*

- Câbler les transistors, les trimers, les diodes (attention à leur sens) et les tantales goutte 2,2  $\mu$ F/35 V.

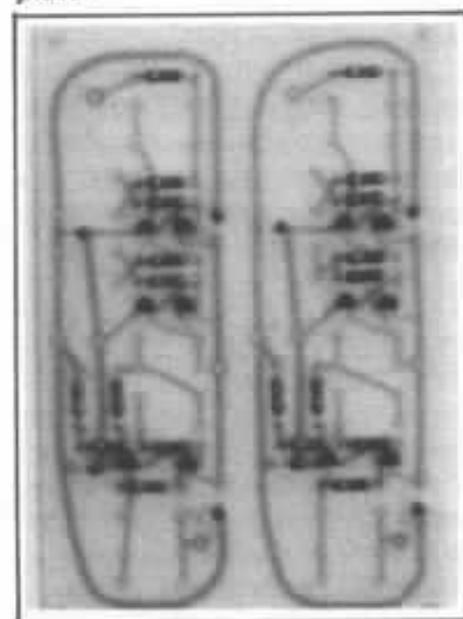
Attention à la polarité de ces

tantales goutte, en effet, ceux-ci ne supportent pas la moindre inversion de polarité, surtension, ou sur-oscillation ; ils présentent le désagréable inconvénient de se mettre alors en court circuit, ce qui revient à faire claquer automatiquement les transistors de sortie de l'alimentation stabilisée.

Les photos n° 8 et 9 vous montrent le câblage des cartes grave-aigu et médium. Tous les composants sont soudés excepté les condensateurs spécifiques à la



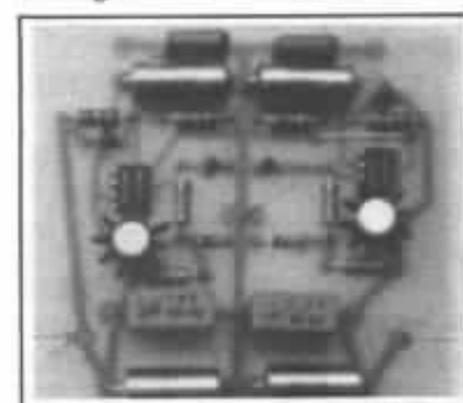
8. Câblage des circuits, grave-aigu, transistors et trimers sont mis en place.



9. Câblage des circuits médium, transistors mis en place.

sélection de la fréquence de coupure.

La photo n° 10 vous montre le câblage de l'alimentation stabilisée.



10. Câblage de l'alimentation stabilisée.

sée. Remarquez l'orientation des diodes zener et les endroits où il vous faudra percer les trois trous permettant de fixer les cosses à souder. Nous avons choisi comme fréquence de coupure 600 Hz et 8 kHz soit :

$$\begin{aligned} C01 &= 10 \text{ nF} + 3 \text{ 300 pF} \\ 2C01 &= 22 \text{ nF} + 4 \text{ 700 pF} \\ 1/2C01 &= 2 \times 3 \text{ 300 pF} \\ C02 &= 1 \text{ 000 pF} \\ 2C02 &= 2 \times 1 \text{ 000 pF} \\ 1/2C02 &= 470 \text{ pF} \end{aligned}$$

Pour d'autres fréquences de coupure reportez-vous au tableau p. 35 n° 24.

Vous pouvez remarquer les cartes complètement câblées photos n° 11 et 12.

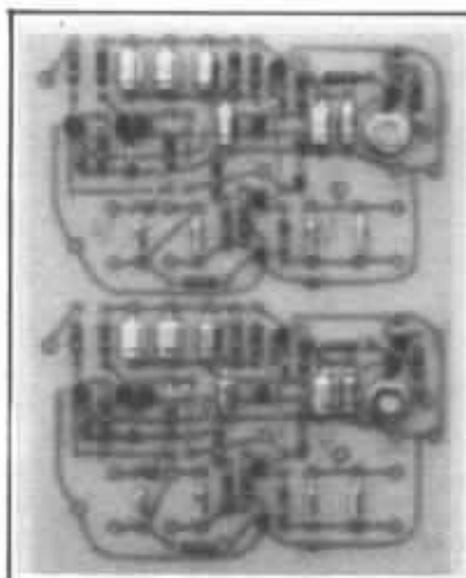
*Nota :* Il est conseillé de placer un radiateur sur les 2SC1400 de la voie grave afin de limiter la dérive en courant continu. Ces radiateurs ne sont pas présents sur les photos publiées.

- Placer alors provisoirement sans les enfoncer les trois circuits imprimés sur leurs entretoises respectives et préparer les câbles de section 1 mm<sup>2</sup> qui serviront aux différents raccordements : V+, V-, masse, entrée filtre, sortie grave - médium - aigu, liaison entre les deux cartes grave/aigu et médium.

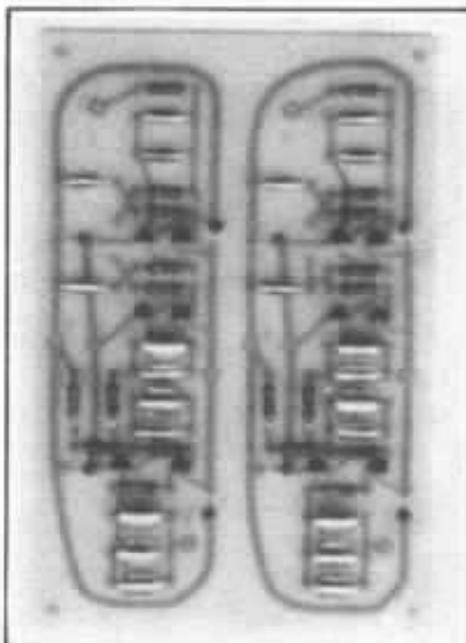
Lorsque tous ces câbles seront préparés et soudés sur les circuits imprimés du côté filtre, enfoncer alors les trois circuits imprimés sur leurs entretoises respectives.

*Nota :* Remarquez sur la photo n° 6 la position des différents circuits imprimés sur le fond du coffret.

- Réunir en toron les douze fils d'alimentation (quatre fils V+, quatre fils V-, quatre fils Masse) du filtre à l'aide de serre-câbles, puis souder ce toron au circuit imprimé de l'alimentation stabilisée sur leurs cosses respectives. Voir photo n° 13. Remarquez sur cette photo la position du toron ainsi que les deux fils qui relient la carte grave-aigu à la carte médium.



11. Câblage des circuits grave-aigu. Mise en place des condensateurs.



12. Câblage des circuits médium, mise en place des condensateurs.

- Visser alors les faces latérales ainsi que les faces arrière et avant sur la plaque du fond.

- Relier ensuite les entrées gauche et droite du circuit imprimé aux fiches Cinch correspondantes sur la face arrière.

- Souder les sorties grave, médium, aigu aux potentiomètres situés sur la face avant.

- Relier avec un fil étamé les trois potentiomètres côté point froid de chaque voie, ceci est particulièrement visible sur la photo n° 13.

- Relier alors les fiches Cinch de sortie avec les curseurs de

potentiomètres correspondants. (Attention aux éventuelles inversions de câblages, en cas de doute observez minutieusement la photo n° 13).

Relier les masses des potentiomètres gauche et droite à la masse principale de l'alimentation stabilisée par deux fils distincts.

- Relier la masse fiche Cinch à la masse générale.

- Relier les sorties du pré-régulateur aux entrées du circuits imprimé de l'alimentation stabilisée, vous devez alors avoir sur ce circuit quatre fils V+, quatre fils V-, huit fils de masse. (Voir photo n° 13).

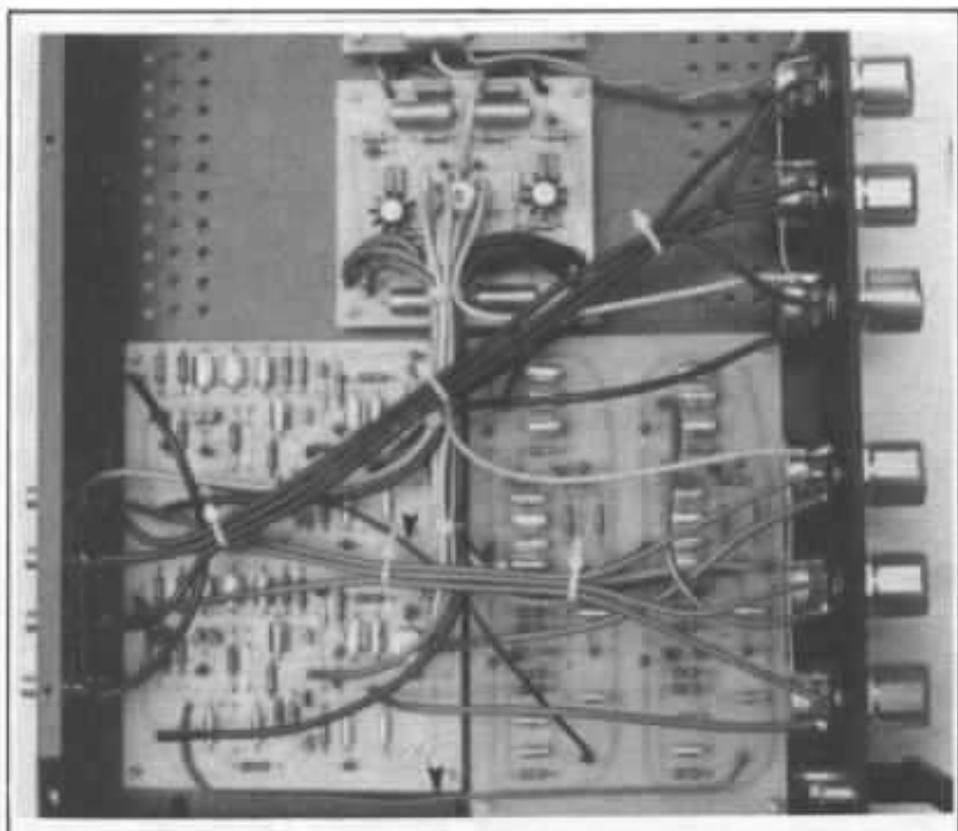
- Le câblage est alors pratiquement terminé, il vous reste à raccorder le transfo, l'interrupteur secteur, le cordon secteur, le filtre secteur et le porte-fusible.

Notez que la diode Led est alimentée en courant continu par la sortie du pré-régulateur et non par la sortie de l'alimentation principale. Nous avons choisi la tension positive du pré-régulateur et intercaler en série une résistance de 3,3 Kohms 1/2 W pour limiter la tension vue par la diode.

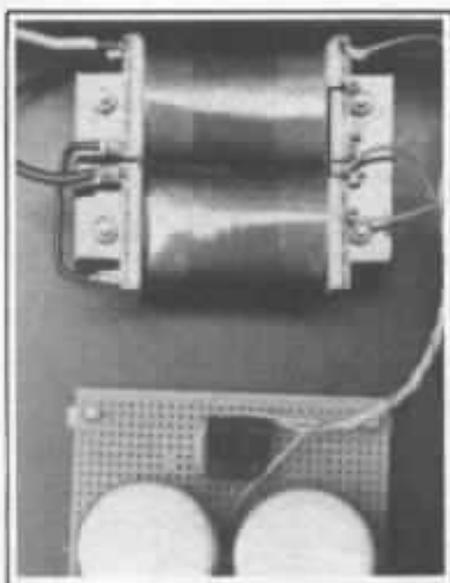
La photo n° 14 vous montre le câblage de la partie secteur et en particulier celui du transformateur. Il s'agit d'un modèle à très faible rayonnement spécialement développé pour le filtre FA 1, version finie. Il comporte trois secondaires : 2 x 26 V 0,5 Ampères et 1 x 24 V/0,5 Ampères. La sortie 24 V n'est pas utilisée ici.

Remarquez sur la photo n° 14 le câblage du transfo et en particulier les deux straps, au niveau du primaire et du secondaire.

Le point milieu du secondaire du transfo est à relier à la masse située entre les deux condensateurs de filtrage se trouvant sur la carte du pré-régulateur. Ceci est important car des essais ont



13. Vue générale du câblage. les flèches indiquent les liaisons entre carte grave-aigu et carte médium.



14. Câblage du transformateur, noter les deux straps.

montré une très grande différence de bruit résiduel en sortie d'alimentation. L'interrupteur secteur est un modèle bipolaire dont les contacts ont été mis en parallèle.

#### Contrôle et réglage du filtre

Vous voici donc au terme de cette réalisation qui devrait fonc-

tionner du premier coup. Néanmoins par expérience personnelle nous vous conseillons de vérifier toutes les polarités des condensateurs, zeners, transistors, et l'ensemble de votre câblage avant la première mise en marche.

Rappelons que si vous disposez d'instruments de mesure tels qu'oscilloscope et voltmètre, il serait intéressant de désouder temporairement les huit fils V+ et V-, et vérifier après mise en marche que vous avez bien des tensions + et -30 V environ ; coupez alors l'interrupteur et resouder les fils V+ et V- sur leurs cosses respectives. Mettre en marche et vérifier alors les tensions aux bornes de l'alimentation ; vérifier qu'il n'y ait pas d'oscillation en plaçant la sonde de l'oscilloscope sur l'alimentation positive et négative ; placer le sélecteur sur alternatif et choisir l'amplitude la plus faible (en général 2,5 ou 10 mV/cm).

Si tout va bien, il vous reste à régler la dérive en continu sur la voie grave. Pour cela, court-circuiter les deux entrées voies gauche et droite du filtre au niveau des fiches Cinch. Mettre alors le filtre sous tension et placer un voltmètre en continu à la sortie de la voie grave potentiomètre au maximum, régler alors le trimer de 500 ohms jusqu'à lire 0 V. Laisser le filtre se stabiliser en température (capot supérieur posé) environ 30 mn, puis procéder au réglage définitif.

Lors de l'utilisation, il faut savoir qu'à la mise en route et à l'arrêt du filtre il apparaît une tension continue en sortie de la voie grave pendant une dizaine de secondes environ, le temps que les divers composants trouvent leur équilibre thermique. C'est pourquoi nous vous conseillons fortement soit de laisser votre filtre continuellement en fonction (la consommation est suffisamment faible pour cela) ou alors de toujours mettre en marche votre filtre environ 30 secondes avant les amplificateurs et d'arrêter ces derniers avant le filtre.

Nous avons obtenu sur notre prototype moins de 3 mV de dérive en continu. Mettre alors un point de vernis sur les trimers et visser le capot supérieur. Votre filtre est alors définitivement terminé et il ne nous reste plus qu'à souhaiter une excellente écoute.

*Nota : Tous les composants sont disponibles à la Maison de l'Audiophile pour ne pas vous poser de problèmes d'approvisionnement. Le prototype réalisé pour la préparation de cet article y est exposé. Les 2SC-1400 sont remplacés par les 2SC-1775, ils ne sont plus fabriqués à l'heure actuelle.*

**Page non  
disponible**

# Les vibrations parasites sur enceintes et pavillons

Jean Hiraga

*Tout amateur de haute fidélité ayant une certaine expérience ou ayant encore conçu par lui-même une enceinte ou un pavillon sait à quel point l'influence des vibrations parasites des parois sur le résultat subjectif est importante. Deux pavillons, deux enceintes, parfaitement identiques mais réalisés dans des matériaux différents vont procurer, sur le plan subjectif, des différences nettement perceptibles concernant la coloration, les timbres sonores, la linéarité subjective. Aussi bien calculés soient-ils un pavillon, une enceinte acoustique réalisés dans des matériaux mal adaptés arrivent à procurer un résultat global d'une qualité auditive de médiocrité imprévisible. Il semble par ailleurs que les systèmes à haut rendement soient particulièrement sensibles à ce problème délicat et parfois difficile à résoudre.*

Pour prendre un exemple concret, l'enceinte Jensen/Onken, équipée du haut-parleur Altec 416-8A est un cas typique. Sans chercher à entourer de mystère cet exemple, on a pu constater, selon les matériaux employés, un résultat global compris entre le médiocre et l'exceptionnel. Pour les pavillons, les écarts sont parfois beaucoup plus importants.

Il faut d'abord signaler qu'au cours des années, on a pu constater parallèlement à une miniaturisation de la plupart des mail-  
lons constituant la chaîne haute

fidélité, une réduction très nette du volume et du poids des enceintes acoustiques. On comprend facilement que la réalisation d'enceintes sablées à parois doubles de grand volume ne représente aucun intérêt commercial. Les échecs commerciaux constatés jusqu'ici étant la plupart du temps liés à des questions de prix de revient de stockage, de transport, de rapport volume/marge bénéficiaire. La meilleure preuve étant la généralisation, à l'échelle mondiale, des enceintes « bookshelf ». Dans

les produits commerciaux courants, les matériaux constituant les enceintes sont la plupart du temps basés non pas sur des critères exclusivement acoustiques, mais plutôt sur des questions de disponibilité, de poids, de robustesse, de facilité de coupe ou même sur des questions de durée de vie des lames de scie. Ce qui n'est pas un point négligeable si l'on pense qu'un excellent aggloméré à « fibres croisées » de haute densité et contenant un pourcentage de colle très élevé abîmerait rapidement les lames

de scie au diamant les plus onéreuses. C'est pourquoi il est relativement facile de se vanter des améliorations « spectaculaires » obtenues sur tel modèle grâce à un sablage de parois, à quelques tasseaux bien disposés.

Avant d'entrer dans le détail, il est préférable de se rappeler quelques paramètres essentiels. En premier lieu, il faut savoir que l'amplitude de déplacement de la membrane diminue lorsque la fréquence augmente, ceci dans une proportion notable. Si, pour 10 watts, le déplacement est de 200 microns à 1 kHz, celui-ci ne sera plus que de 2 à 3 microns à 10 kHz (fig. 1). Sur une chambre de compression, l'écart de rendement sera tel que l'on aura affaire à des plages de déplacement beaucoup plus réduites. En termes d'amplitude de déplacement, c'est bien peu de chose si l'on pense qu'un stéthoscope, des doigts, une oreille posée sur la paroi de l'enceinte ou du pavillon permet de déceler facilement les vibrations parasites. Il faut alors se rappeler de l'écart de surface existant entre la membrane, du moins sa partie active, et les cinq surfaces composant

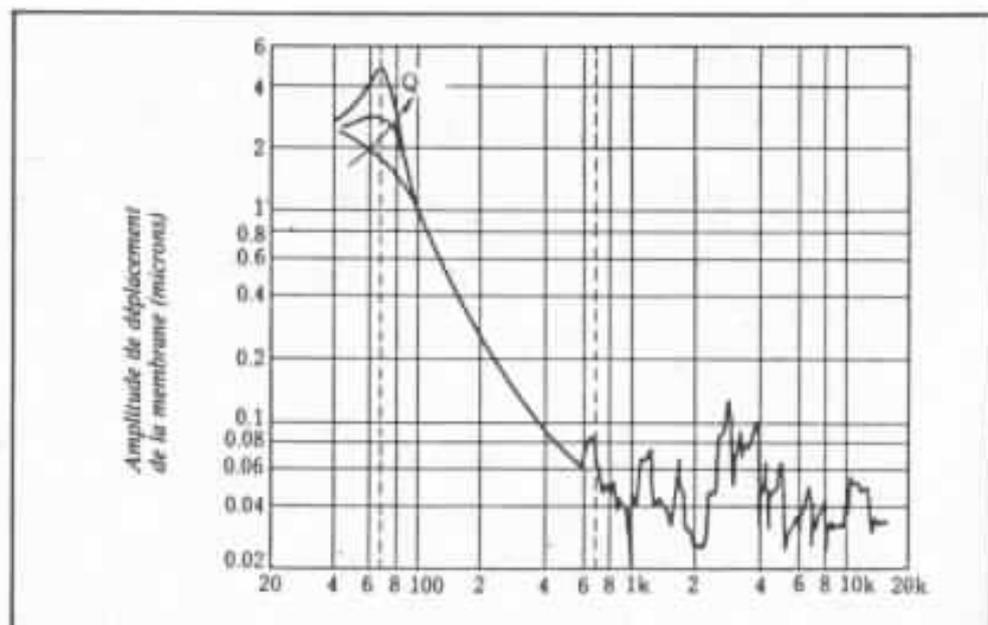


Fig. 1 : Amplitude de déplacement de la membrane d'un haut-parleur large bande, selon la fréquence, pour un niveau acoustique déterminé. Elle n'est que de quelques dizaines de microns pour les fréquences supérieures à 400 Hz.

l'enceinte (la sixième, côté sol, n'étant pas prise en considération). Il suffit alors, par centimètre carré, de bien peu de chose pour que l'on puisse considérer les cinq parois comme étant acoustiquement actives. En second lieu, des mesures de moyennage spectral sur des programmes de musique indiquent que le maximum d'informations musicales est contenu dans la

bande 200 Hz - 800 Hz. Le reste, les échos, harmonique, « traînées » de réverbération ne représente qu'une petite partie de l'énergie totale (fig. 2) ce qui ne signifie pas pour autant que son importance est moindre. Sur un violon, le pourcentage de chaque harmonique supérieur à 3 ne représente qu'une fraction de pour cent par rapport à l'énergie acoustique totale. Ce qui est bien

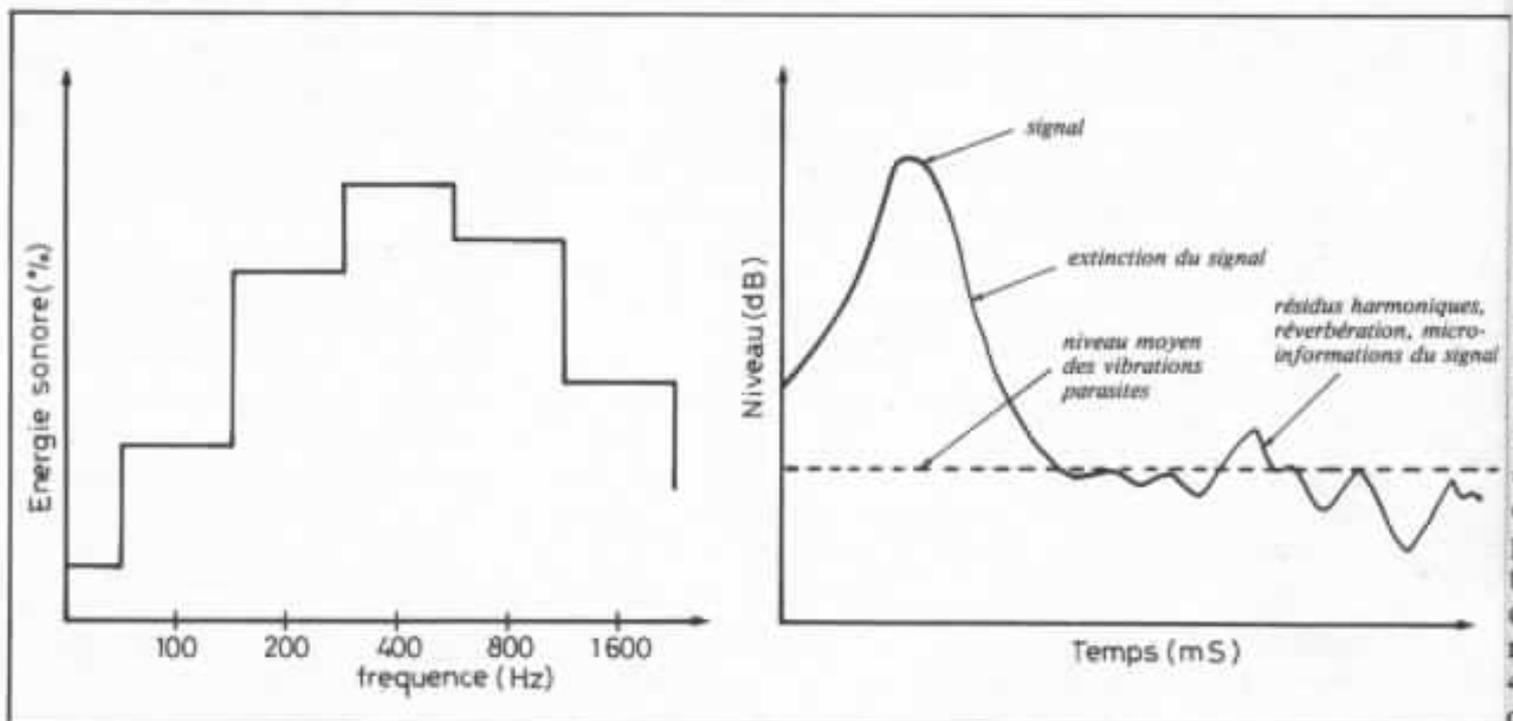


Fig. 2 : Pourcentage moyen de l'énergie sonore contenue dans un signal musical. Influence des vibrations parasites de parois sur les résidus harmoniques et micro-informations du signal musical.

peu si l'on pense que du sable fin, de la poudre de lycopode saupoudrée sur une paroi produit, même à bas niveau des modes de vibration correspondant à des amplitudes de vibrations parasites élevées.

### Les traitements du problème

On doit surtout considérer les rapports de masse existant entre la membrane active, le châssis du haut-parleur, et l'enceinte acoustique. Sur un système à haut rendement à pavillon, la membrane de la chambre de compression ne représente qu'une fraction de gramme, tandis que le poids total du moteur, du pavillon peut dépasser 20 kg. A l'opposé, un haut-parleur grave à bas rendement, dont le châssis, aimant compris ne pèse qu'environ 2 kg peut se trouver équipé d'une membrane dont la masse est comprise entre 60 et 150 g. Le désavantage dans le second cas est net et il se trouve aggravé dans la plupart des cas par une enceinte basée sur des critères commerciaux. Le résultat ne se fait pas attendre et, même en dehors de ces questions de vibrations parasites, on aboutit au même écart remarqué entre un mauvais ventilateur et un mauvais haut-parleur. Le premier fait du bruit et presque pas de vent. Le second fait un peu de vent et presque pas de bruit.

La disposition des haut-parleurs, le rapport des proportions de l'enceinte, l'efficacité des haut-parleurs employés influencent notablement les phénomènes du vibrations parasites. Quelques idées, pour le moins « acrobatiques » ont pu prouver que des formes données, une orientation appropriée du haut-parleur et un type d'enceinte particulier, on pouvait se contenter de parois d'épaisseur ridiculement faible, comme par exemple 4 mm. Un positionnement étudié du haut-parleur peut lui aussi annuler certains modes de vibrations parasites.

Ces vibrations parasites sont reçues de deux façons. Soit par le haut-parleur dont le châssis est de masse trop faible pour s'opposer au mouvement de la membrane. Soit par l'air contenu dans l'enceinte. Dans le cas d'une enceinte close ou non, l'absorbant interne est fréquemment utilisé, ceci avec les limites et les inconvénients de ce traitement. Une enceinte parfaitement optimisée devrait en fait procurer de bons résultats avec le minimum d'absorbant. La figure 3 montre pour exemple une

enceintes closes, la pression acoustique peut dépasser facilement 100 dB. Au dessous de 100 Hz, l'efficacité de la laine de verre ou de l'absorbant est presque nulle ; au dessus de 500 Hz, la viscosité de l'air est telle que la liaison mécano-acoustique membrane/parois devient de plus en plus efficace.

Pour les enceintes closes, pour laquelle l'onde arrière n'est pas utilisée, cette onde arrière doit être totalement absorbée, c'est-à-dire convertie à 100 % en énergie calorifique. Sur ce point la

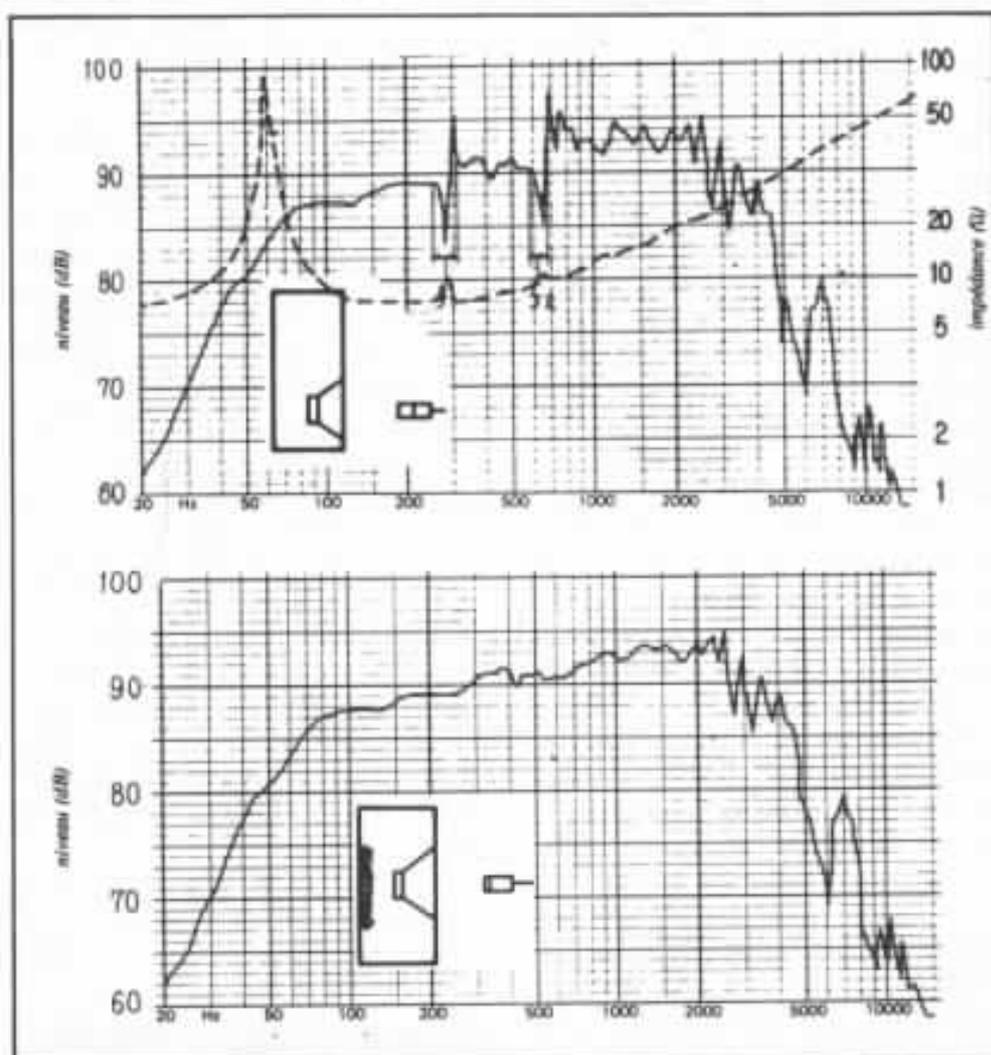


Fig. 3 : En (a) une enceinte close, sans absorbant interne. Noter les deux accidents à 300 et 700 Hz, visibles sur la courbe d'impédance. En (b) même enceinte, avec positionnement différent (et optimisé) du haut-parleur. Le minimum d'absorbant est utilisé sur la face dorsale de l'enceinte. En (b), l'amélioration est très nette.

enceinte close, sans absorbant interne, munie du même haut-parleur que dans un second cas où, seule la position du haut-parleur sur la face avant est modifiée. A l'intérieur des

laine de verre, excellent isolant thermique, n'est qu'un mauvais compromis. Fort heureusement quelques nouveaux matériaux, comme les fibres métalliques (fibres micrométriques d'acier,

d'alliage métallique) permettent d'obtenir un taux de conversion acoustico-thermique beaucoup plus intéressant. On peut citer les matériaux proposés par Unitika (Japon) de marque Rask. Avant de tenter un traitement interne dans une enceinte acoustique, il convient tout d'abord de connaître les performances sans traitement. Même dans le cas de parois parallèles favorisant les ondes stationnaires, une optimisation des rapports de dimensions, de positionnement du haut-parleur devrait mener à une configuration dans laquelle le minimum d'absorbant interne serait utilisé, ceci du moins pour les enceintes non closes. Alors que pour les fréquences assez élevées, l'absorbant interne est d'une efficacité incontestable, le point le plus difficile à traiter semble bien être le traitement des vibrations aux fréquences supérieures à environ 500 Hz. Les remèdes semblent en apparence simples : tasseaux, doublage des parois. Pour les fréquences basses et dans la majorité des cas ces traitements sont efficaces. Un accéléromètre captant le signal émis par le haut-parleur et « filtré » par les parois est un bon moyen de s'assurer de l'efficacité du traitement.

La figure 4 représente le niveau acoustique des vibrations mesurées par un capteur placé sur la paroi de l'enceinte. On constate que les résonances se situent surtout entre 200 Hz et 1 500 Hz pour ce cas courant : enceinte aux parois de 19 mm d'épaisseur, en aggloméré courant. Vu le matériau utilisé, le « son » propre de ce bois, celui que l'on obtient en le frappant du doigt, est un son composite. Une dominante, située quelque part entre 400 et 700 Hz s'entend pourtant, quelle que soit la forme de l'enceinte, quel que soit le type de haut-parleur utilisé. Invisible sur la figure 4, cette résonance entendue est en fait la « traînée » sonore, la forme

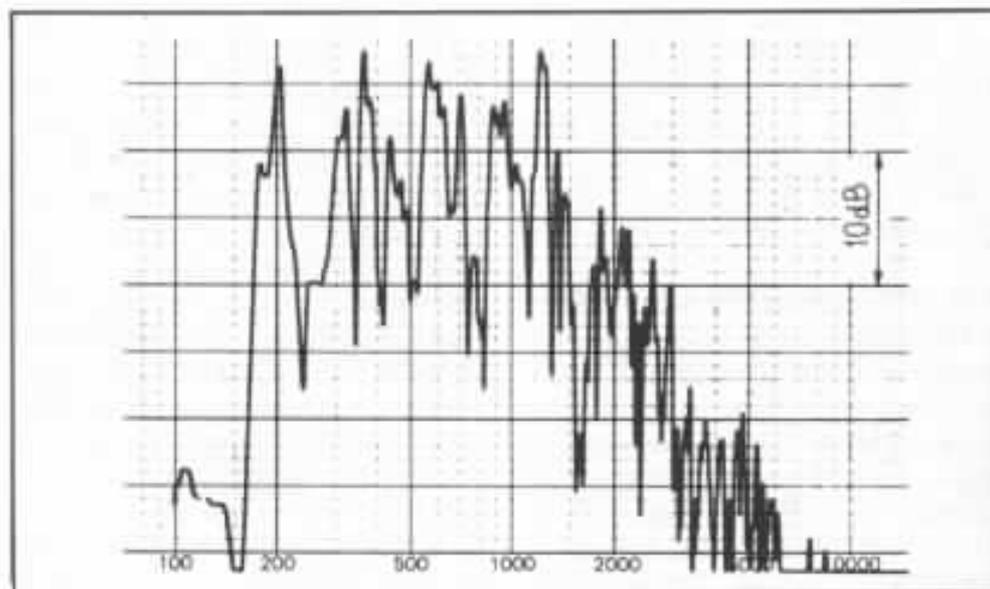


Fig. 4 : Amplitude des vibrations parasites d'une paroi d'enceinte réalisée dans un aggloméré courant, de 19 mm d'épaisseur.

spectrale de la vibration dans la paroi jusqu'à son extinction. Ce trainage de résonance de paroi est particulièrement gênant dans le sens que, même d'un niveau faible, elle suffit pour couvrir, pour masquer partiellement les « résidus » de musique après chaque signal, c'est-à-dire les résidus d'harmoniques, les bruits ambiants, les résonances de la salle, la réverbération. Le plus petit écart à ce niveau est perceptible tout comme celui que l'on pourrait voir sur un fond flou d'un dégradé de gris en photo, ou sur celui d'un dégradé de couleurs. L'œil comme l'ouïe sont dans ces domaines des instruments d'une précision extraordinaire.

Le résidu de vibration, son spectre de vibration jusqu'à son extinction étant d'une impor-



Fig. 5 : Représentation tridimensionnelle de la figure 4.

tance capitale, on comprend que la mesure de vibration doit être connue d'une façon complète, c'est-à-dire dans son évolution temporelle. Ici, l'ordinateur sera d'une aide capitale. La figure 5 est une mesure faite sur ordinateur. Alors que la figure 4, une mesure pourtant précise, ne concerne qu'un moment « figé » en amplitude et en forme spectrale, la figure 5, grâce à l'ordinateur, va permettre de suivre dans le temps, jusqu'à l'extinction du signal (vibration parasite), la forme de disparition de celle-ci. On constate, par exemple, que le défaut ressenti à l'écoute, la résonance qui était perçue à l'écoute, en frappant l'enceinte du doigt, mais invisible sur la figure 4 apparaît sur la figure 5 d'une façon très nette. Elle se situe ici à 610 Hz. Son amplitude, sa durée suffisent pour masquer les signaux de bas niveau que l'on voit sur la figure 2. Ce type de mesure tridimensionnel est par ailleurs très pratique pour déceler les résonances parasites des membranes de haut-parleur, après le signal, la forme spectrale du trainage et le temps de trainage de celles-ci. Les défauts toujours facilement audibles autant qu'impossibles à révéler par les méthodes de mesure conventionnelles.

## La confusion

Trop souvent, à propos de matériaux « appropriés » pour réaliser des enceintes ou des pavillons, on confond densité, masse totale, rigidité, vitesse de transmission et facteur d'absorption. Pour beaucoup, « lourd », « dur », « massif » paraît suffisant. Prenons l'exemple d'un amateur « éclairé » qui, au Japon, avait réalisé une enceinte acoustique imposante, dont la face avant était réalisée en fonte d'épaisseur 35 mm. Vu l'épaisseur, la face avant sonnait « mat ». C'est d'ailleurs avec fierté qu'il présentait son enceinte à un acousticien de la firme Sony, lequel prenait la chose sous un aspect tout à fait différent. « Ce qui sonne mat, quand vous frappez sur l'enceinte, répondait-il, ce n'est pas l'enceinte, mais c'est votre doigt... ». Raisonnablement tout à fait logique si l'on pense qu'en effectuant une mesure tridimensionnelle, qu'en remplaçant ce doigt par un petit marteau la résonance parasite aurait cette fois été facilement audible comme mesurable. C'est l'exemple de l'immeuble en béton dans lequel on peut entendre, du 7<sup>e</sup> étage, des bruits provenant du rez-de-chaussée. Des vibrations se propageant, avec très peu de pertes, à une vitesse élevée et pendant une durée relativement longue (due justement aux faibles pertes de transmission), dans un matériau dont la masse totale n'est pourtant pas négligeable.

Dans certaines enceintes, on a pu constater la même erreur, le même raisonnement menant, de toute évidence à un résultat opposé à celui que l'on recherchait. Il est, par ordre d'importance, absolument impératif d'éviter la création de résonances parasites de fréquence élevée, c'est-à-dire supérieures à 2 kHz. Dans un signal musical, la quantité d'informations, qui diminue

rapidement au dessus de 1 kHz, explique pourquoi certaines modifications dont les effets pourraient paraître infimes, concernant les bras de lecture, les couvre-plateaux, les socles de table de lecture sont en fait facilement audibles et apportent des améliorations marquées.

Pour mieux illustrer les erreurs faites trop souvent concernant les parois d'enceintes ou de pavillons, deux ingénieurs japonais, appartenant aux firmes Trio-Kenwood et Sony ont réalisé volontairement plusieurs « erreurs » courantes.

### La première erreur

Elle consiste à employer, pour la réalisation de l'enceinte, un bois constitué de particules agglomérées, mais à la fois trop dense et à faibles pertes internes de transmissions. Déjà, au niveau de l'absorption interne (laine de verre, etc.) la quantité utilisée sur une autre enceinte de même volume réalisée dans un bois moins dur ne suffit plus ici pour amortir de nouvelles résonances situées entre 300 et 800 Hz. Sur l'enceinte, des renforcements, sous formes de tasseaux disposés en croix, réalisés dans des bois très durs, rigidifiant encore les parois, ce qui est donc un avantage, mais diminuent encore les pertes de transmission des vibrations. Les résonances vont alors se déplacer vers des fréquences plus élevées et stagner un peu plus longtemps, ce qui est donc l'opposé de ce que l'on recherchait. C'est ce que dévoile la figure 6. Par rapport à la figure 5 et en s'en tenant aux mesures conventionnelles, on aurait pu constater quelques petites améliorations, soit une réduction de 7 à 8 dB du niveau moyen des vibrations.

Dans le cas d'une mesure tridimensionnelle, qui va donner la forme spectrale exacte du traînage, on remarque l'apparition d'une résonance marquée vers 1 300 Hz, susceptible de procu-

rer à l'écoute un son dur, agaçant. On constate sur la courbe que, 120 millisecondes après le signal, la paroi vibre encore à cette fréquence. La preuve de cette faible perte de transmission à cette fréquence est démontrée à l'aide d'un signal de même fréquence qui, une fois généré dans la paroi, est facilement récupéré par le capteur de vibrations. La seconde résonance se situe vers 490 Hz, celle-ci étant moins importante en raison de la bonne rigidité à cette fréquence. La stagnation de la résonance à 1 300 Hz est due au matériau trop dense, à la présence des tasseaux se comportant à cette fréquence comme un transmetteur de vibration. Un second tasseau, placé d'avant en arrière, va améliorer la rigidité aux basses fréquences, mais va transmettre les vibrations parasites de la face avant sur la face arrière, comme le ferait l'âme d'un violon, cette barre placée verticalement entre les deux faces du violon, dont le but est de propager les vibrations dans tout l'instrument.

### La seconde erreur

Elle pourrait provenir d'un souci très poussé de combattre ces vibrations parasites, lié à un traitement mécano-acoustique mal conçu. M. Yamazaki, se mettant « à la place » d'un amateur perfectionniste, a réalisé cette fois une enceinte, de même dimensions que les précédentes.

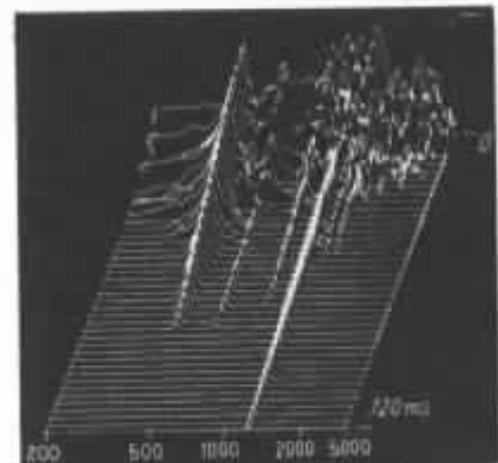


Fig. 6 : Paroi d'aggloméré très dense, avec renforcements.

Au lieu de prendre un matériau de densité 0,6 à 1 (bois agglomérés divers), on emploie ici de la pierre artificielle de marque Asahi (matériau de construction japonais). L'épaisseur de l'enceinte est très généreuse : 8 cm et la masse de l'ensemble conséquente. Le poids dépasse 180 kg. De toute évidence, et conformément à la remarque faite au début de l'article, celle menant à une confusion assez fréquente, en tapant du doigt sur l'enceinte, même fort, les parois sonnent « très mat ». Ce qui serait peut-être vrai pour les fréquences inférieures à 600 Hz. Ce que prouve la mesure tridimensionnelle de la figure 7 où l'on constate des résonances faibles, une atténuation rapide et homogène des fréquences inférieures à environ 600 Hz. A l'écoute d'une telle enceinte, M. Yamazaki n'est pourtant pas surpris d'entendre un son dur, « criard » et fatigant. Elle est due à la pointe, au traînage « centré » sur la fréquence de 920 Hz. On constate encore une vibration harmonique (1 840 Hz, 3 680 Hz) qui va encore « durcir » le son, masquer les harmoniques et micro-informations contenus dans le message musical.

#### 180 kg de verre

Dans ce troisième cas, l'enceinte est réalisée en verre, par moulage. La densité est voisine de celle de la pierre artificielle préalablement utilisée. Par contre ce matériau est beaucoup plus dur, beaucoup plus cassant.

Pour le collage des parois entre elles, de la colle spéciale pour verre (Nippon-Glass) est employée afin d'en faire un bloc homogène. Ici aussi, l'enceinte possède des parois d'épaisseur 8 cm, de quoi rendre bien mat un choc produit par un doigt frappant les parois de l'enceinte. Le résultat ne se fait pas attendre. Au dessous de 700 Hz, les performances sont remarquables.

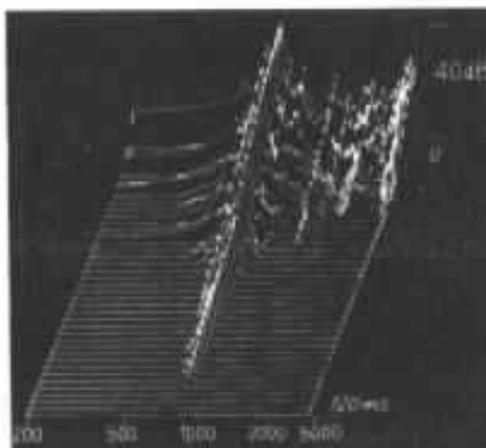


Fig. 7 : Paroi en pierre artificielle, épaisseur 8 cm.

Après 30 millisecondes, toutes les vibrations de fréquence inférieure à 600 Hz ont totalement disparu. A l'écoute, cette enceinte révèle un son d'une grande dureté, ainsi qu'une confusion sur des accords de violons rendant le son particulièrement criard. « Cela me fait penser au crissement d'une fourchette sur une assiette en faïence » remarque M. Yamazaki. Les résonances sont cette fois d'amplitude élevée, de fréquence élevée, l'opposé de ce que l'on recherche. La figure 8 révèle des pointes marquées à 780 Hz, 1 080 Hz stagnant plus de 600 millisecondes dans les parois de l'enceinte.

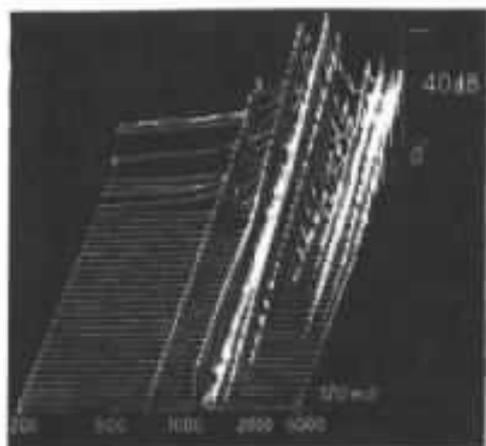


Fig. 8 : Paroi en verre, réalisée par moulage et assemblage.

Entre 2 et 5 kHz, on constate d'autres résonances dont la durée atteint presque 100 millisecondes.

#### Des parois d'acier de 16 cm d'épaisseur

M. Yamazaki n'hésite pas à jouer aux perfectionnistes che-

vronnés. Il se fait cette fois monter une enceinte aux parois d'acier de 16 cm d'épaisseur, soit plus de deux fois celles des parois d'un coffre-fort courant. Parmi toutes les expériences, cette enceinte est celle qui sonne le plus mat, en tapant du doigt sur les parois. A l'écoute c'est de loin, le résultat le plus mauvais, le son le plus « aigu » (équilibre sonore général très « montant », porté vers l'aigu). Un auditeur parle « d'enclumes frappées en même temps dans une salle de bain », tant le son devient criard. La figure 9 montre qu'

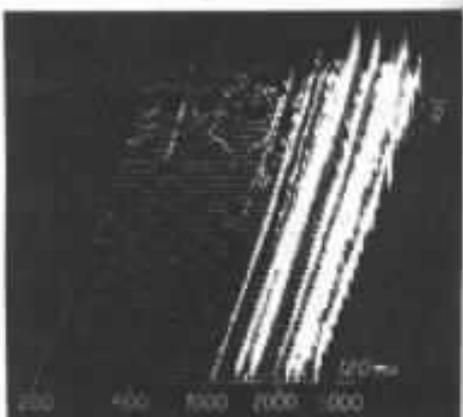


Fig. 9 : Paroi d'acier, de 16 cm d'épaisseur.

cette fois, malgré le poids énorme de l'enceinte, la perte de transmission des vibrations dans le matériau est faible au point que même au dessous de 500 Hz, les résultats sont inférieurs à ceux obtenus avec de la pierre, du béton ou même du verre. En fait, la transmission des vibrations est si bonne que le capteur permet de visualiser sur l'oscilloscope des sinusoides de 1 kHz, 2,5 kHz sans trop de déformation, signaux pourtant émis à plusieurs dizaines de centimètre de distance. L'analyse tridimensionnelle des vibrations dévoile tant de résonances au dessus de 1 kHz que les courbes, effectuées par bonds de 12 millisecondes, se chevauchent au point de rendre la lecture presque impossible.

#### Le compromis à trouver

Le présent article n'a pas pour but de proposer le meilleur com-

promis. M. Yamazaki en propose un, que l'on voit sur la figure 10, et qui consiste à employer un sandwich de matériaux durs, en couche fine, et de matériaux plus mous. La face avant passe ainsi à une épaisseur de 46 mm. A l'extérieur, de l'aluminium en couche fine 1,5 mm. Juste au dessous, une couche de mastic mou (ne durcissant pas dans le temps) d'épaisseur 15 mm, vient ensuite un bois aggloméré dur, d'épaisseur 22 mm suivi d'une dernière couche d'isolant mou de 7,5 mm d'épaisseur. Visuellement, l'ensemble est peut-être moins imposant qu'un « coffre-fort ». Mais le résultat est là : dégradé homogène et régulier des vibrations comprises entre 200 Hz et 5 kHz, atténuation rapide des vibrations (40 millisecondes environ).

Le sandwichage de plusieurs matériaux de densité différente, l'emploi de couche denses, très absorbantes, mais sans effet élastique (mastic mou) semble être un bon moyen d'éliminer rapidement et d'une façon homogène les stagnations des vibrations dans les parois de l'enceinte. En souhaitant aller très loin en neutralité, en absence de vibration dans ce domaine, on bute rapidement sur quelques incompatibilités : la vibration doit se transmettre très mal dans le matériau ce qui peut aboutir à des parois insuffisamment rigides (mauvais résultat dans le grave). A l'opposé, les mesures faites ci-avant montrent qu'une bonne rigidité est souhaitable pour la reproduction des sons graves sans effet de coloration des parois. Par ailleurs, on constate, par expérience personnelle notamment, que des couches de mastic, même très épaisses prises en sandwich entre deux parois de bois (aggloméré par exemple) d'épaisseur moyenne (22 mm par exemple), ne sont que d'une efficacité moyenne et discutable. En effet, on constate cette fois une

conduction des vibrations en surface à travers chacune des couches dures constituant le « sandwich ». En passant ensuite à une structure en « mosaïque », faite de petites portions dures reliées par des joints mous (à ne pas confondre avec un joint « élastique ») l'ensemble perd rapidement en rigidité. Quant à l'emploi de tasseaux dans ce cas, il serait plus défavorable que bénéfique. La paroi « sablée » est encore une très bonne solution. Pour les pavillons, la paroi métallique fine derrière laquelle se trouve une épaisseur généreuse de mastic permet d'obtenir un minimum de stagnation de vibrations parasites. Dans le cas

fragile aux chocs. L'avantage du sable employé comme absorbant est d'être d'une grande dureté.

Par contre, les espaces entre les grains de sable, les contacts par points disposés d'une façon désordonnée permettent une dispersion rapide des vibrations et des pertes de transmissions importantes, ce qui n'est pas le cas d'un bloc de pierre ou de métal. Le remplacement du sable par un mélange (difficile à faire) de grenaille de plomb, de sable, de grains de liège devrait permettre une perte de transmission des vibrations encore plus favorable.

De ce côté, un gros travail reste encore à faire. Pour les systèmes

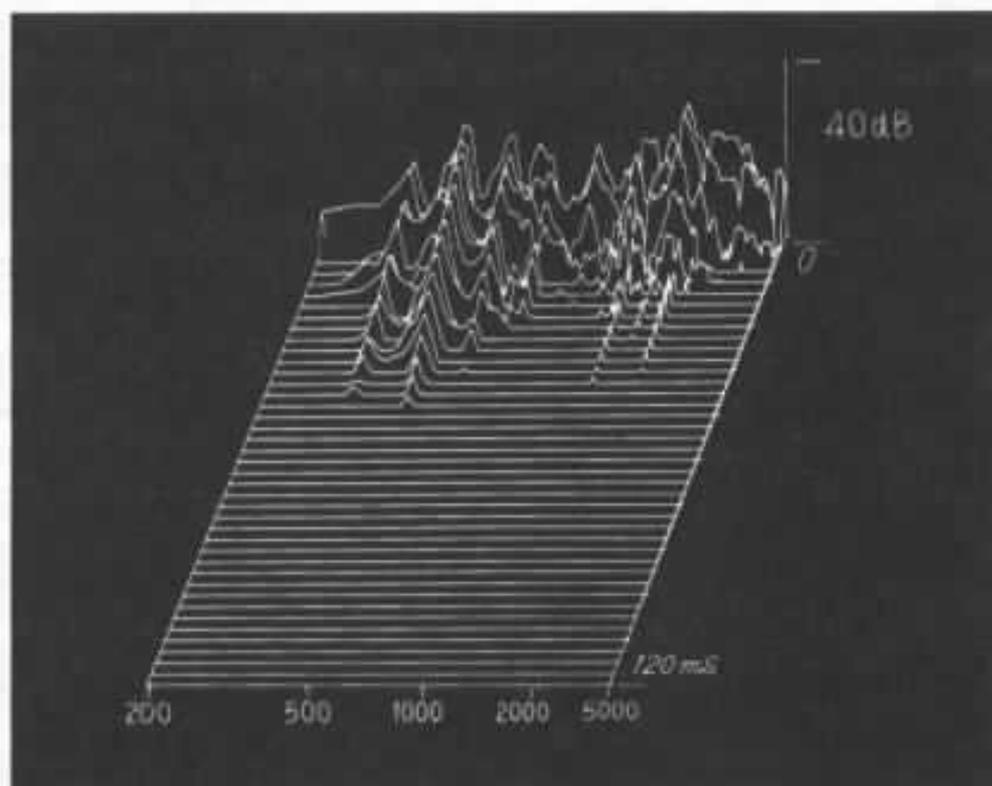


Fig. 10 : Compromis trouvé (un parmi plusieurs autres), réalisé par sandwichage et assemblage de plusieurs matériaux. On remarque un temps de traînage des vibrations homogène et rapide. (Selon Yamazaki, Kenwood, Japon).

de la paroi sablée, il est important de constater que, sur les pavillons comme sur les parois d'enceintes, l'effet d'amortissement mécanique procuré par le sable est d'autant plus prononcé si l'on a affaire à des parois externes fines (2 et 5 mm), ce qui ne procure qu'une rigidité moyenne et qui rend l'ensemble, une fois sablé, particulièrement

à pavillon, systèmes à haute impédance acoustique, le traitement de ce problème ne commence pas dès la gorge du pavillon, mais dès la pièce de phase, laquelle doit être aussi inerte, aussi lourde que possible. Toutefois, pour des réalisations commerciales de grande ou moyenne série des améliorations spectaculaires sont peu prévisibles.

**Page non  
disponible**

# La distorsion dans l'amplificateur de puissance

*Héphaïstos*

*Cet article est le premier d'une série qui relatera les réflexions et les expérimentations accompagnant l'étude et la réalisation d'un amplificateur de puissance expérimental. Les buts de cette étude sont principalement de pourchasser sous toutes ses formes la distorsion (désignée comme ennemi n° 1) et d'optimiser l'interface amplificateur-haut-parleur.*

*Pour l'amplification, la distorsion est bien l'ennemi à abattre, mais c'est une ennemie sournoise, pas toujours assez connue et qui a vite fait de profiter de la moindre inattention lors de la conception ou de la moindre négligence lors de la réalisation, pour se loger dans le recoin le plus innocent. C'est pourquoi il faut bien la connaître pour pouvoir la traquer et lui concéder le moins de terrain possible.*

Les notions couramment admises sur la distorsion remontent aux premiers temps de l'électronique et correspondent à la nature des distorsions connues alors et aux valeurs de distorsion mesurées en ces temps héroïques : les distorsions connues étaient alors la distorsion en S et la saturation. La courbe donnant la distorsion (distorsion harmonique ou distorsion d'intermodulation) en fonction de l'amplitude du signal de sortie, avait l'allure de celle de la figure n° 1 :

une courbe s'infléchissant vers le haut jusqu'à un coude correspondant au début de la saturation. Définir une limite supérieure pour la distorsion à une puissance de sortie donnée (voir figure n° 2) permettait de bien définir, et la puissance utile en sortie avant la saturation, et le comportement à bas niveau puisque la courbe de distorsion présente une concavité tournée vers le haut et qu'elle est donc située sous la droite pointillée de la figure n° 3. Pour spécifier une

chaîne d'amplification, constituée d'une succession d'étages amplificateurs, il suffisait donc de connaître le niveau du signal en sortie de chaque étage et de répartir entre ceux-ci la distorsion globale.

Tout était alors clair pour tous, et quand M. Lazenby dans le « Wireless World » de septembre 1957, se pose la question « How Little Distortion Can We Hear ? » et après une étude théorique, fait la synthèse des études antérieures, il avance des

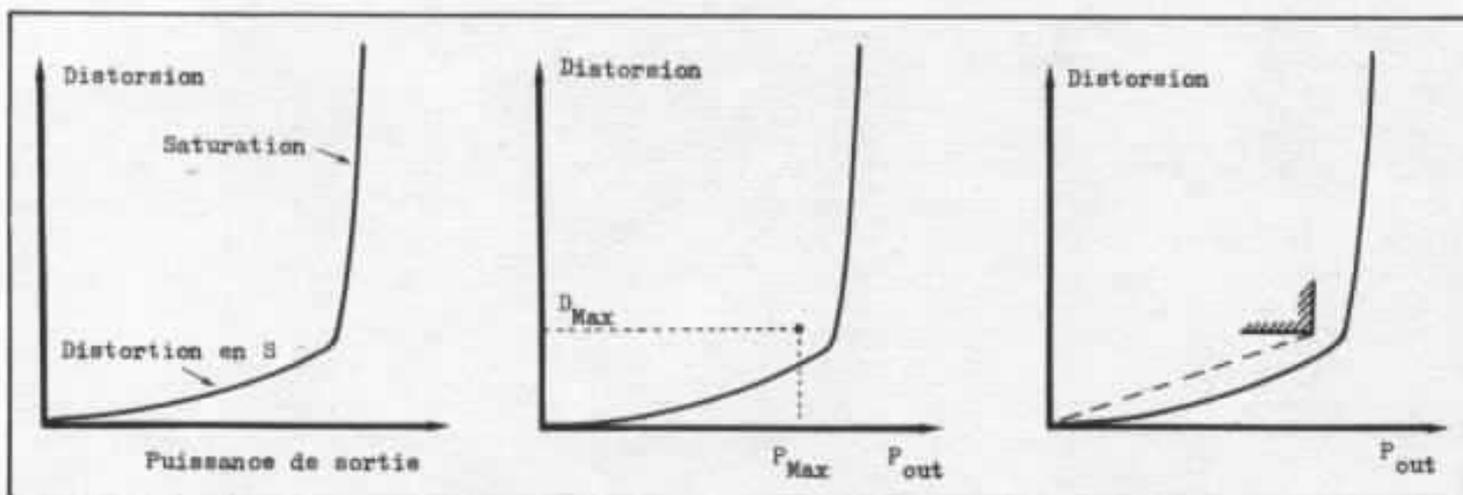


Fig. 1-2-3 : Courbes classiques de distorsion.

chiffres qui vont de 0,3 % à 7 %. L'objectif d'une distorsion inférieure à 0,1 %, était vu comme la garantie d'une amplification sans reproche.

Depuis la technique a progressé, la valeur des taux de distorsion a beaucoup diminué révélant des phénomènes insoupçonnés, de nouveaux types de distorsion sont apparus avec les nouveaux circuits et les nouveaux composants actifs. C'est pourquoi ces notions anciennes sont actuellement dépassées, mais elles continuent cependant à rester les seules universellement reconnues ; il en résulte une regrettable confusion : la contradiction entre des chiffres de distorsion incroyablement faibles et les résultats de l'écoute, a provoqué une véritable crise des valeurs. Il est aujourd'hui bien difficile de s'y retrouver parmi toutes les opinions émises, entre ceux qui s'accrochent désespérément aux vieilles mesures, confondant ainsi but et moyens, et ceux qui déniaient toute valeur à toute mesure. De plus, des arrière-pensées commerciales viennent ajouter à la confusion d'un débat qui devrait d'abord être scientifique.

Certains, je pense ici en particulier à Matti Ojala, ont par des idées originales enrichi le débat, mais leurs approches pour intéressantes qu'elles soient, ne sont que partielles et n'ont pas tou-

jours été bien comprises. De nouvelles méthodes de mesure de distorsion, plus ou moins compliquées, ont été proposées mais aucune n'a encore fait la preuve qu'elle appréhende bien le problème et ne s'est imposée.

Je ne veux pas ici prendre position dans ce débat, même si cela peut surprendre de la part de quelqu'un qui est parti en guerre contre la distorsion, car je ne veux pas me laisser prendre au piège de la « distorsion acceptable ». En effet, accepter une des méthodes de mesure de distorsion, c'est souvent pour le concepteur lui associer un objectif ou un chiffre dans un cahier des charges ; et cette distorsion acceptable devient le juge souverain de ce qu'il convient de faire ou de ne pas faire. C'est un pouvoir exorbitant qu'on ne peut confier à la légère, c'est pourquoi je ne reconnais pour l'instant à aucune mesure objective le droit de diriger cette étude qui sera donc (au sens premier) résolument anarchique.

Je voudrais inviter ceux qu'une telle attitude pourrait choquer, à une réflexion sur les mesures de distorsion. Certes, il est rassurant pour le concepteur, pour l'industriel, pour le revendeur et enfin pour le consommateur d'associer à un appareil ou à un circuit un chiffre qui permet des comparaisons et des classements qu'on prétend, un peu

vite, objectifs, mais il faut être bien conscient de ce qu'est une mesure de distorsion.

Une mesure de distorsion, c'est une mesure, et une mesure c'est l'attribution d'un chiffre à une réalité physique. La réalité étant par nature pluridimensionnelle et notre chiffre étant dans une échelle linéaire à une seule dimension (ou à deux dimensions si ce chiffre est fonction d'un autre : distorsion en fonction de la puissance, par exemple) faire une mesure est donc par nature ce qu'on appelle en mathématiques une projection, c'est-à-dire que dans le résultat une partie de la réalité est amputée. On comprendra aisément que si on mesure un tas de sable, une botte de radis ou une cuillerée de caviar, selon qu'on s'intéressera au poids, au prix ou à la valeur nutritive on obtiendra des mesures conduisant à des classements divergents. Cet exemple, volontairement saugrenu, montre bien qu'avant de faire ou d'utiliser une mesure il faut savoir si la grandeur mesurée correspond bien au phénomène qui nous intéresse.

Les mesures de distorsion cherchent à mesurer la dégradation des signaux audio. Les mesures traditionnelles (distorsion harmonique ou distorsion d'intermodulation) mesurent le rapport entre la puissance du signal ajouté et celle du signal

total pour des signaux permanents. C'est une mesure intéressante mais qui ne tient compte ni des signaux audio (constitués essentiellement de transitoires) ni du récepteur final : notre oreille (que l'effet de masque rend peu sensible à ce genre de distorsion). Ces mesures ne peuvent donc pas être garantes d'une qualité extrême.

En attendant donc la définition d'une mesure de distorsion satisfaisante (si la chose est possible, c'est-à-dire si ce phénomène et sa perception par l'oreille correspondent à une réalité physique d'un nombre de dimension faible) cette étude ne tiendra pas compte des mesures actuelles, tout au moins au niveau de la conception, car il n'est pas exclu a posteriori de tester notre amplificateur de puissance avec telle ou telle méthode.

Après ces réflexions sur les mesures de distorsion, venons-en à la distorsion elle-même. Un philosophe a résumé la démarche de sa réflexion sur l'homme par la formule : « Qui sommes-nous ? D'où venons-nous ? Où allons-nous ? ». La logique de cette démarche qui s'interroge successivement sur la nature, sur l'origine et sur l'avenir de l'homme, m'a séduit. C'est pourquoi je l'ai reprise pour cette réflexion sur la distorsion : qu'est-ce que la distorsion ? D'où provient-elle ? Comment la combattre ?

### Qu'est-ce que la distorsion ?

Cette question est très vaste, notre propos sera donc limité ici à ce qui se passe dans un amplificateur de puissance (et même à ce qui se passe dans un amplificateur de puissance à transistor puisque c'est cette technologie que je connais bien qui a été retenue, alors que les tubes me sont moins familiers). Un amplificateur de puissance amplifie des signaux électriques pour alimenter le transducteur électroméca-

nique qu'est l'enceinte acoustique. Nous assimilerons pour l'instant l'amplificateur de puissance à un amplificateur de tension qui amplifie une tension électrique et qui fournit une tension électrique en sortie. En fait, cette convention qui est due à des raisons technico-historiques est plus que discutable au niveau de la sortie de l'amplificateur de puissance, nous aurons dans cette étude l'occasion de revenir sur ce point, mais pour l'instant cette convention ne sera pas remise en cause car elle ne modifie guère notre propos sur la distorsion.

Pour un amplificateur théorique parfait, nous avons :

$$V_{out} = A.V_{in}$$

Pour les amplificateurs réels, ce n'est malheureusement pas le cas :

$$V_{out} \neq A.V_{in}$$

$$V_{out} = A.V_{in} + \Delta(t)$$

Dans ce signal ajouté  $\Delta(t)$ , il y a des signaux qui ne sont pas corrélés avec le signal d'entrée :

— Parmi ces signaux non corrélés avec le signal d'entrée, certains ont un spectre continu : c'est le **bruit**. Le problème du bruit en électronique est un problème bien connu qui a fait l'objet de nombreuses études car c'est un problème capital pour les télécommunications. Dans le cadre de l'amplificateur de puissance, le bruit n'est pas critique aussi nous n'en parlerons pas.

— Les signaux non corrélés avec le signal d'entrée qui ont un spectre de raies discontinues sont les **parasites** : ils sont principalement dus aux rayonnements électromagnétiques ou à une mauvaise isolation par rapport aux circuits d'alimentation.

Pour ce qui est des problèmes liés aux circuits d'alimentation, je renvoie à l'étude sur ceux-ci, qui est en cours (cf. l'Audiophile n° 23 et 24) et qui est présentement dans sa phase d'expérimentation subjective.

Les problèmes dus aux rayonnements électromagnétiques étaient, jusqu'à il y a peu de temps, faciles à résoudre, à moins d'être à proximité d'un émetteur de T.D.F. Mais, maintenant, l'éther est très pollué et il faut faire attention : chaque toit d'immeuble peut recevoir l'antenne d'une radio libre, et j'ai déjà eu la surprise, en écoutant une maquette, de reconnaître entre deux plages d'un disque, la voix de mon voisin : celui-ci converti depuis peu à la CB et pensant être protégé par l'anonymat, se défoulait gaillardement sur les ondes.

Pour se défendre de ces parasites dus à des redressements intempestifs de signaux HF, il faut mettre ses circuits dans des boîtiers radioélectriquement étanches et protéger chaque entrée. C'est pourquoi, bien que, dans la plupart des cas, ces réceptions fortuites polluent des signaux bas-niveaux qui bénéficient d'une forte amplification, nous protégerons ainsi notre amplificateur expérimental des rayonnements électromagnétiques.

Dans le signal ajouté  $\Delta(t)$ , il y a aussi des signaux qui sont corrélés avec le signal d'entrée : c'est la **distorsion**. Ce terme recouvre de nombreux phénomènes mais il est possible de les analyser en les décomposant en distorsions élémentaires :

— il y a, d'abord, les **distorsions linéaires** ; ce sont celles qui correspondent à des phénomènes qui suivent le théorème de superposition des états électriques. Leur propriété essentielle est de respecter le contenu spectral du signal : il n'y a pas création de nouvelles raies dans le spectre des signaux amplifiés.

Les modifications du signal concernent :

• l'amplitude en fonction de la fréquence

$$A = A(\omega)$$

La bande passante est limitée

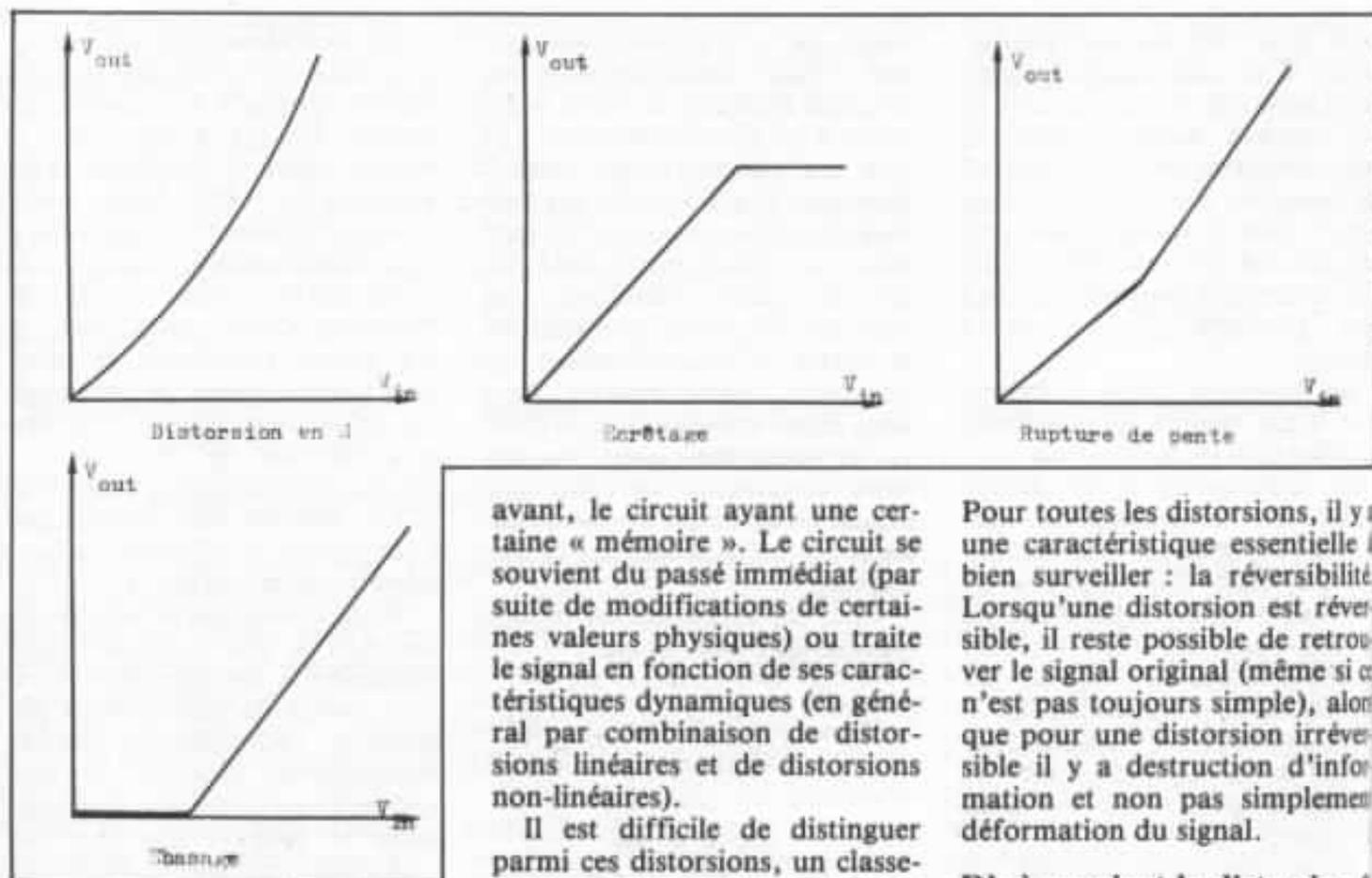


Fig. 4 : Les quatre principales distorsions statiques.

• le retard relatif des différentes composantes du signal ; la phase dépend de la fréquence

$$\varphi = \varphi(\omega)$$

et le retard qui en résulte est aussi fonction de la fréquence

$$\tau = \tau(\omega)$$

— Les distorsions qui ne respectent pas le théorème de superposition des états électriques et qui génèrent de nouvelles raies sont les **distorsions non-linéaires**.

• Parmi celles-ci il y a d'abord celles pour lesquelles le signal de sortie est une fonction instantanée du signal d'entrée :

$$V_{out}(t_0) = f[V_{in}(t_0)]$$

Ce sont principalement : la distorsion en « S », la distorsion de rupture de pente, l'écrêtage, l'ébasage (cf. figure n° 4).

• Il y a enfin celles pour lesquelles le signal de sortie à l'instant  $t_0$  est fonction, non seulement du signal d'entrée à l'instant  $t_0$ , mais aussi de ce qui s'est passé

avant, le circuit ayant une certaine « mémoire ». Le circuit se souvient du passé immédiat (par suite de modifications de certaines valeurs physiques) ou traite le signal en fonction de ses caractéristiques dynamiques (en général par combinaison de distorsions linéaires et de distorsions non-linéaires).

Il est difficile de distinguer parmi ces distorsions, un classement mais les analyses que nous ferons un peu plus loin, de certaines de ces distorsions, devraient éclaircir les notions de distorsions de mémoire et de distorsions dynamiques.

Pour toutes les distorsions, il y a une caractéristique essentielle à bien surveiller : la réversibilité. Lorsqu'une distorsion est réversible, il reste possible de retrouver le signal original (même si ce n'est pas toujours simple), alors que pour une distorsion irréversible il y a destruction d'information et non pas simplement déformation du signal.

#### D'où provient la distorsion ?

Et d'abord la **distorsion linéaire** : l'élimination des transformateurs, l'amélioration des bandes passantes des transistors et la généralisation de l'usage de

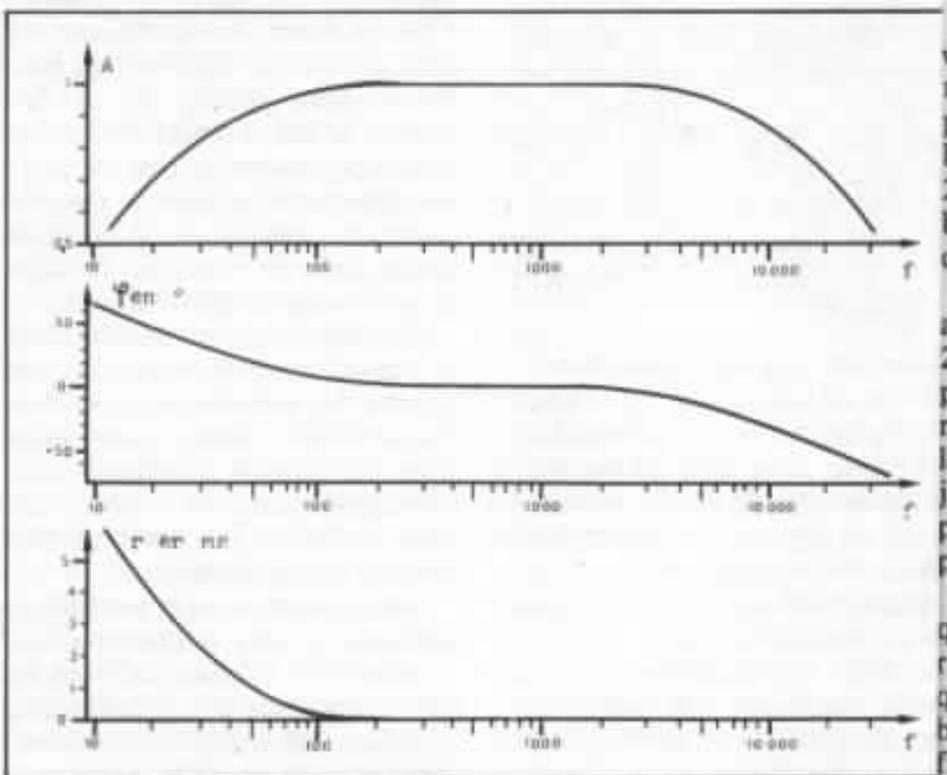


Fig. 5 : Distorsion linéaire pour un circuit 20 - 20 000 Hz.

la contre-réaction ont fortement diminué les variations du gain en fonction de la fréquence. Elles se réduisent, maintenant, aux coupures de bande des circuits. Ces coupures jouent sur le niveau (cf. figure n° 5), la phase et le retard relatif des composantes du signal.

Pour une coupure haute du premier ordre, nous avons

$$A = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{\omega^2}{\omega_0^2}}}$$

$$\varphi = -\text{arc tg } \frac{\omega}{\omega_0}$$

$$r = -\frac{d\varphi}{d\omega} = \frac{\omega_0}{\omega_0^2 + \omega^2}$$

Pour une coupure basse du 1<sup>er</sup> ordre, nous avons

$$A = \frac{\omega}{\omega_0 \sqrt{1 + \frac{\omega^2}{\omega_0^2}}}$$

$$\varphi = \frac{\pi}{2} - \text{arc tg } \frac{\omega}{\omega_0}$$

$$r = -\frac{d\varphi}{d\omega} = \frac{\omega_0}{\omega_0^2 + \omega^2}$$

Sur la figure n° 5, nous voyons les évolutions de A,  $\varphi$  et r en fonction de la fréquence, pour un système ayant une bande passante de 20 à 20 000 Hz, due à une coupure basse du premier ordre et à une coupure haute du premier ordre.

Si on considère que les signaux audio occupent la bande 20-20 000 Hz, on voit que le rapport de gain atteint 0,7, les différences de phase atteignent 45° et les différences de retard vont jusqu'à 4 ms. Nous verrons un peu plus loin ce qu'il y a lieu d'en penser.

On pourrait penser, a priori, que la distorsion due aux différences de retard (hormis celles qui résultent des coupures de bande) ne concerne pas l'amplificateur de puissance et d'ailleurs, qui s'en soucie ? Pourtant

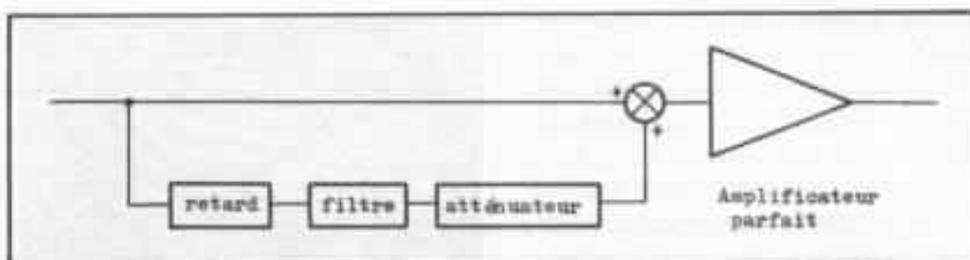


Fig. 6 : Exemple de distorsion linéaire particulièrement pernicieuse.

cette distorsion est terrible pour les signaux audio. Pour s'en convaincre, il suffit de considérer le circuit théorique de la figure n° 6. Celui-ci, pour peu que l'atténuation soit suffisante (supérieure à quelques dB), passerait brillamment les tests classiques (qui prêterait attention aux légères ondulations du niveau dans la bande de fréquence dans laquelle le filtre est passant ?) et se révélerait mauvais à l'écoute. Cet exemple théorique d'amplificateur « sans distorsion » ni limite de bande passante et mauvais à l'écoute, n'est-il qu'une vue de l'esprit destinée à prouver les limites des tests objectifs classiques ? Nous verrons un peu plus loin que, dans certains cas, il y a de tels retards dans des circuits électroniques.

Les sources de **distorsions non-linéaires** sont très nombreuses. Celles-ci peuvent être dues aux composants ou aux circuits.

Les composants qui génèrent le plus de distorsion, sont les éléments actifs. C'est bien connu et de nombreuses études traitent de

leur distorsion en « S ». Pour les transistors bipolaires on utilise des formules déduites des équations d'Ebers et Moll, par exemple (cf. figure 7) :

$$V_{BE} = \frac{K.T}{q} \text{Log} \left( \frac{I_C}{I_0} + 1 \right)$$

Ou les formules plus complexes qui en dérivent quand on prend en compte les phénomènes physiques de plus en plus finement. Pour les transistors à effet de champ, c'est la formule (cf. figure n° 8) :

$$I_D = I_{DSS} \left( 1 - \frac{V_{GS}}{V_{GS(off)}} \right)^2$$

Et je ne compte plus les articles que j'ai pu lire sur les façons de combattre la distorsion, et dont les auteurs se fondaient sur ces modèles exponentiels ou paraboliques. Malheureusement la réalité est très complexe, et la photographie de la figure 9, qui montre les courbes d'un transistor bipolaire révélées par traceur de courbes, peut désespérer un audiophile dans sa quête de linéarité. Car les distorsions dues

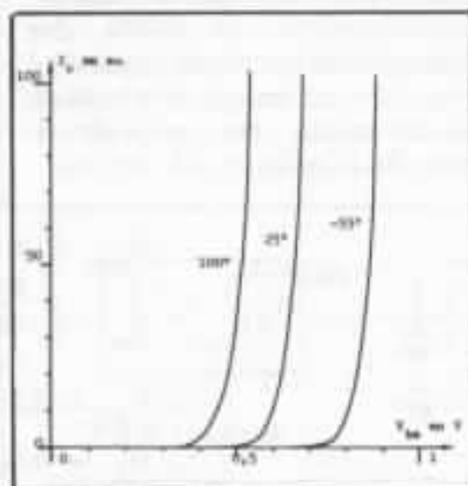


Fig. 7 : Caractéristique d'un bipolaire.

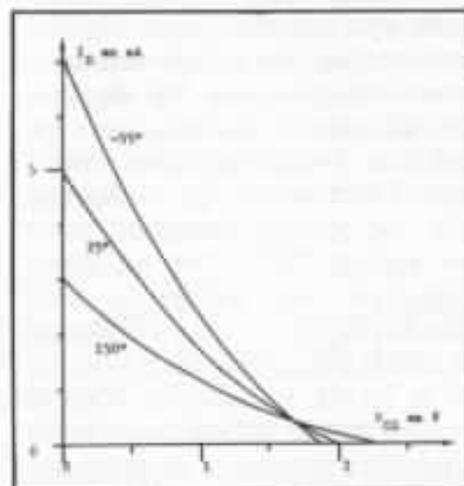


Fig. 8 : Caractéristique d'un Fet.

à des phénomènes mal pris en compte par la théorie (avalanches, capacités intrinsèques non linéaires variant en fonction des courants ou des tensions,...) ou froidement ignorés par celle-ci (transitoires thermiques), ont, hélas, un caractère irréversible.

Je voudrais ici particulièrement insister sur les phénomènes thermiques transitoires dans les semi-conducteurs. Hormis le cas de la seconde avalanche, c'est un phénomène dont on se soucie peu de nos jours. On a du mal à s'en souvenir, pourtant les premiers utilisateurs des transistors avaient plus le sentiment d'avoir affaire à un capteur de température, qu'à un élément amplificateur. Puis on a appris à utiliser ces bêtes curieuses dans des montages qui limitent les effets de l'instabilité fondamentale du transistor bipolaire (contre-réaction d'émetteur en continu, polarisation par contre-réaction...). Les montages ne divergent plus, mais le point de polarisation évolue en fonction des signaux amplifiés. Et ceux qui cherchent à réduire la distorsion ne s'en soucient guère et il faut aller chercher dans une publication soviétique (*Radio-tekhnika*, vol. 35 n° 12, déc. 1980, p. 53/4) pour trouver un article consacré à ce problème. Le « self-heating », comme disent les Américains (qui dénoncent ce phénomène dans les résistances de précision associées aux convertisseurs digital-analogique) peut être légitimement négligé pour les signaux HF ou quand les exigences de linéarité sont classiques, mais pour l'audiophile qui recherche une très grande précision pour des signaux BF, c'est un point auquel il faut porter la plus grande attention : la constante de temps thermique du transistor de la figure 9, calculée d'après les données du constructeur et les propriétés physiques du silicium, est d'environ 30 ms. Cette valeur calculée pour l'ensemble de la

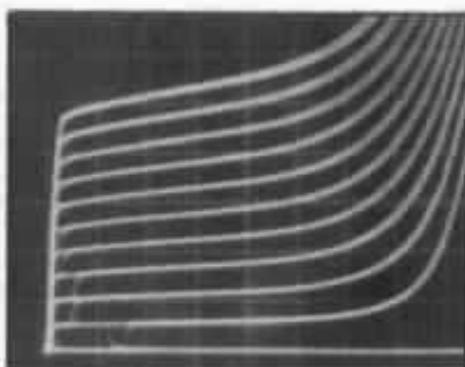
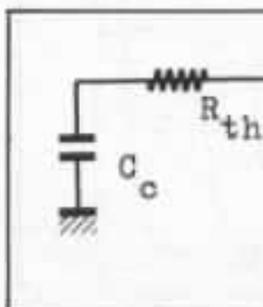


Fig. 9 : Transistor bipolaire au traçeur de courbe.

puce (cf. figure n° 10) donne bien une idée des effets pernicious des transitoires thermiques dans les transistors, effets qui sont plus importants sur des signaux transitoires (audio) que pour des signaux stables (appareil de mesure).

Comme on peut le voir sur la figure 8, pour les transistors à effet de champ, à partir d'un certain courant les phénomènes thermiques ne conduisent pas à une instabilité. Les tubes, à cause du vide entre l'électrode qui dissipe de la puissance et les électrodes de commande, échappent à ces problèmes. Et s'il était montré, un jour, une relation entre les qualités subjectives qui font préférer les tubes aux transistors, ou les transistors à effet de champ aux transistors bipolaires, et ces phénomènes thermiques transitoires, je ne serais pas surpris.

Notons au passage que les transistors n'ont pas à souffrir, contrairement aux tubes, des phénomènes microphoniques qui transforment les accélérations en modifications des caractéristiques électriques.



$R_{th}$  ( Résistance thermique  
puce-boîtier )  
 $C_c$  ( Capacité calorifique  
de la puce )  
 $R_{th} = 146 \text{ } ^\circ/\text{W}$   
 $C_c = 198 \cdot 10^{-6} \text{ J}/^\circ$

Fig. 10 : Caractéristique thermique d'un transistor.

Après les éléments actifs, les éléments passifs. Il faut reconnaître aux audiophiles le mérite d'avoir dénoncé les distorsions dues aux éléments passifs :

— Pour les condensateurs électrochimiques, ce sont les problèmes liés à la mobilité des ions au sein de l'électrolyte.

— Pour les condensateurs solides, ce sont les déformations mécaniques résultant des forces électrostatiques, la résistance des électrodes et les phénomènes d'hystérésis du diélectrique.

— Dans les self-inductions ce sont les non-linéarités et l'hystérésis du matériau magnétique. On pourrait s'étonner de trouver des remarques sur ce composant dans une étude portant sur l'amplificateur, des charges capacitives, il y a des selfs parasites la self qui protège la sortie de l'amplificateur des charges capacitives, il y a des selfs parasites (un constructeur japonais a réduit la distorsion de ses amplificateurs en prohibant tout matériau magnétique) qui peuvent produire des distorsions (voir l'article « A New Distortion Mechanism in class B Amplifiers » de E.M. Cherry, dans *J.A.E.S.* de mai 1981).

— Les résistances sont, elles aussi, génératrices de distorsions. On se reportera, avec profit, à l'article publié sur ce sujet dans l'*Audiophile* n° 22.

— Les contacts et les soudures ont été dénoncées par les audiophiles comme sources de distorsion. Ils ont rencontré un certain scepticisme auprès des électroniciens traditionalistes. Pourtant nier toute non-linéarité due à la

jonction de deux métaux différents, ce serait nier l'effet thermoélectrique, l'effet Peltier et le principe même de fonctionnement des semi-conducteurs. Mais je suis extrêmement gêné par l'absence d'étude connue sur ce sujet, qui permettrait de chiffrer ces phénomènes, et par l'impuissance de l'utilisateur en face des jonctions internes des composants.

Après les distorsions dues aux composants eux-mêmes, considérons celles qui sont engendrées par la manière d'utiliser ceux-ci. Il y a d'abord l'écrêtage et l'ébasage (cf. figure n° 4) qui se produisent lorsqu'on demande à un circuit une amplitude de signal supérieure à ses possibilités.

Pour tout arranger, il advient souvent que dans ces cas-là, le transistor qui a été saturé ou bloqué mette un certain temps à s'en remettre et provoque une distorsion supplémentaire de retard à la commutation.

Les commutations de transistors peuvent également produire des distorsions de rupture de pente (cf. figure n° 4) lorsque les commutations n'ont pas lieu simultanément (la mise en parallèle de deux éléments donne une caractéristique différente de celle de chacun pris individuellement) ou lorsque les éléments qui commutent n'ont pas les mêmes caractéristiques.

Il se produit aussi parfois des effets de bascule qui produisent un certain hystérésis. Outre le cas des instabilités thermiques cela peut être dû à un couplage entre différents étages à cause de l'impédance des circuits d'alimentation, combiné à des non-linéarités.

Lorsque j'entends parler de distorsion de raccordement pour un circuit de sortie comme celui de la figure n° 11, travaillant en classe B ou en classe AB, je me sens un peu perdu, car dans cet étage, il y a déjà en boucle ouverte :

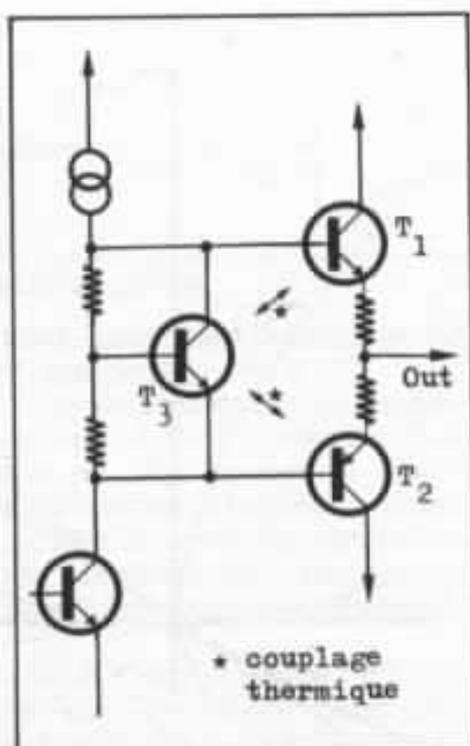


Fig. 11 : Configuration classique d'un étage de sortie.

- une distorsion de rupture de pente due aux caractéristiques différentes du PNP et du NPN,
- une distorsion d'ébasage ou de rupture de pente due à la non-simultanéité des commutations du PNP et du NPN,
- une distorsion de retard au blocage ou à la mise en conduction,
- des distorsions supplémentaires dues au fait que les transistors s'échauffent (instabilité et effet de bascule) et modifient les sources de distorsion citées plus haut. Le couplage thermique entre  $T_1$ ,  $T_2$  et  $T_3$  étant limité par un retard et un filtrage, qui résultent de la conduction thermique.

Tout cela est encore compliqué par des problèmes de contre-

réaction, comme nous le verrons plus loin. Je pense que l'étage de sortie d'un amplificateur de puissance est un problème extrêmement vaste, c'est pourquoi il fera l'objet d'une étude particulière et du prochain article.

Il existe aussi de nombreuses distorsions dues à des « astuces » particulièrement malheureuses (le bootstrap par exemple) que je ne veux pas détailler ici. Je voudrais, par contre, examiner avec vous la fameuse distorsion d'intermodulation transitoire qui a fait couler beaucoup d'encre et qui a déchaîné bien des passions ces derniers temps.

La distorsion d'intermodulation transitoire se produit dans les amplificateurs pourvus d'une contre-réaction globale. Sur le chemin emprunté par les signaux, intervient un filtre passe-bas nécessaire à la stabilité de la boucle de contre-réaction (comme nous le verrons lorsque nous regarderons les problèmes de boucle de contre-réaction). A cause des propriétés de la boucle de contre-réaction, c'est comme si les signaux traversaient les circuits de la figure 12 : un circuit amplificateur situé entre un filtre intégrateur (la coupure de la boucle) et un filtre dérivateur parfaitement complémentaire du premier. Si l'amplificateur est parfait, le filtre intégrateur atténue les fréquences élevées dont le niveau a été relevé par le filtre dérivateur. Deux distorsions linéaires complémentaires s'annulent, le signal ne souffre pas de la « cuisine interne » de la boucle. Mais l'amplificateur n'est pas parfait, il distord et

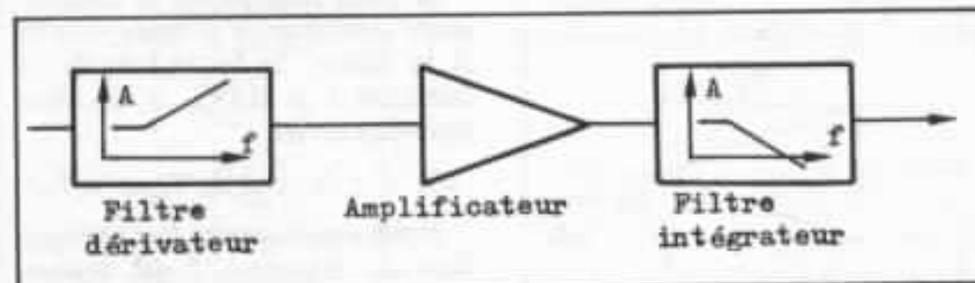


Fig. 12 : Schéma équivalent parcouru par le signal dans un amplificateur contre-réactionné (TIM).

l'amplification supplémentaire des signaux de fréquence élevée augmente la distorsion pour ceux-ci : distorsion en S, transitoire thermique et saturation. Le filtre intégrateur de sortie atténue un peu ces distorsions, transforme la saturation en signal à pente fixe : c'est la fameuse distorsion due à la limitation du « slew rate ».

Si la boucle de contre-réaction est parfaite, elle peut combattre ces distorsions supplémentaires qu'elle a produites, à l'exception des effets de la saturation interne et la distorsion d'intermodulation transitoire se réduit à la limitation de slew rate. Il suffit alors de définir la valeur de slew rate nécessaire pour les signaux audio, et il n'y aura aucun reproche à faire à un amplificateur présentant un slew rate supérieur à cette valeur.

En fait, comme nous le verrons en étudiant les boucles de contre-réaction, une boucle de contre-réaction ne saurait être parfaite. C'est pourquoi la distorsion d'intermodulation transitoire intervient bien avant que la limite de slew rate ne soit atteinte.

La distorsion d'interface est une autre distorsion qui fait intervenir les comportements des boucles de contre-réaction, mais il est difficile d'en parler avant d'avoir étudié celles-ci, nous en parlerons un peu plus loin.

### Comment combattre la distorsion ?

Comment combattre toutes ces horribles distorsions que nous venons de décrire ? Je vous

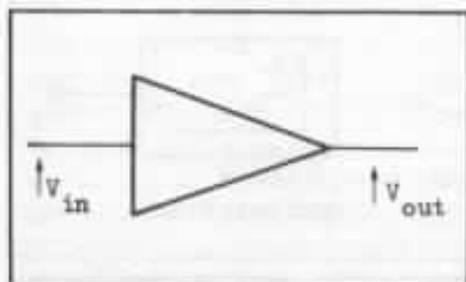


Fig. 13 :

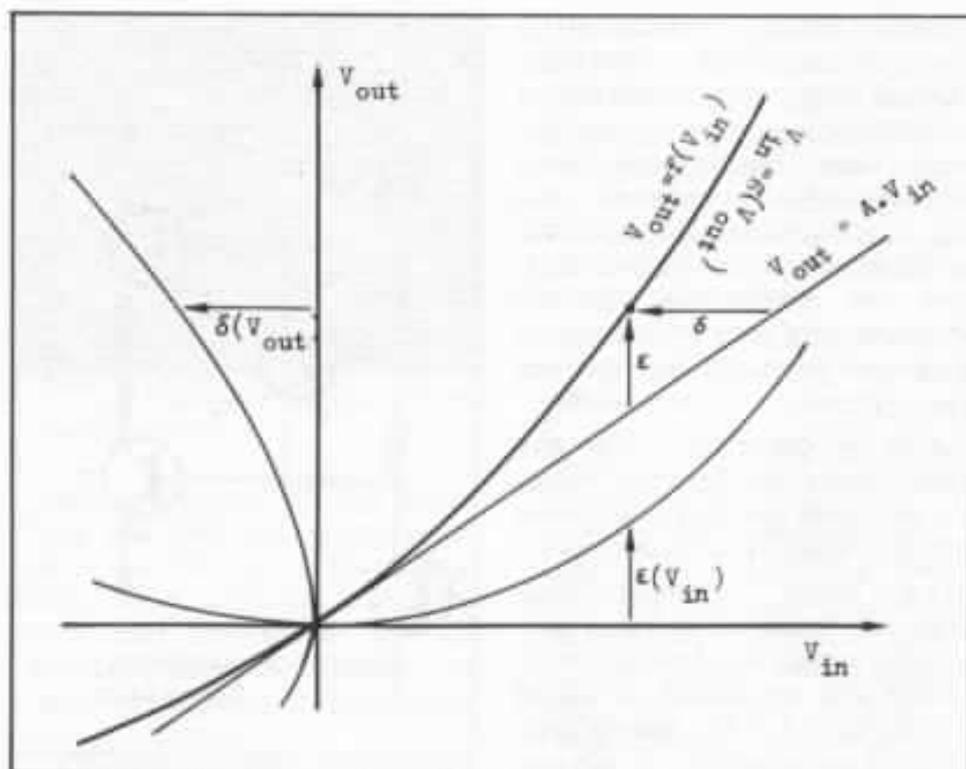


Fig. 14 : Les deux façons d'appréhender la distorsion  $\epsilon$ ,  $\delta$ .

propose d'examiner d'abord dans leur ordre chronologique d'apparition, les solutions que la technique a trouvées pour résoudre ce problème : la distorsion complémentaire, la correction aval (Feed forward dans la littérature de langue anglaise) et la contre-réaction (feedback). Puis je vous exposerai les principes retenus pour notre amplificateur expérimental.

Pour mieux étudier les moyens de combattre la distorsion, définissons quelques outils mathématiques : considérons un amplificateur qui présente une distorsion en S (cf. figure n° 13) :

$$V_{out} = f(V_{in})$$

Si nous négligeons la composante continue et si nous notons A la valeur de la dérivée de la fonction f pour  $V_{in} = 0$ , nous pouvons écrire :

$$V_{out} = f(V_{in}) = A \cdot V_{in} + \epsilon(V_{in})$$

Nous supposons que la fonction de transfert f est monotone ; il existe donc une fonction réciproque g telle que :

$$V_{in} = g(V_{out})$$

et nous pouvons écrire de même que pour f :

$$V_{in} = g(V_{out}) = \frac{1}{A} V_{out} + \delta(V_{out})$$

Nous avons donc deux façons d'appréhender la non-linéarité de notre amplificateur. L'une par rapport aux signaux d'entrée et l'autre par rapport aux signaux de sortie. On trouve aisément la relation entre ces deux formules soit géométriquement sur la figure 14, soit en écrivant que :

$$f[g(V_{out})] = V_{out}$$

$$\epsilon(V_{in}) = -A \cdot \delta(V_{out})$$

La distorsion complémentaire est la première méthode qui a été utilisée pour réduire les non-linéarités des premiers dispositifs amplificateurs. Elle consiste à faire subir au signal une distorsion telle que l'ensemble amplificateur-circuit de correction soit linéaire.

Le circuit de correction peut soit précéder l'amplificateur à

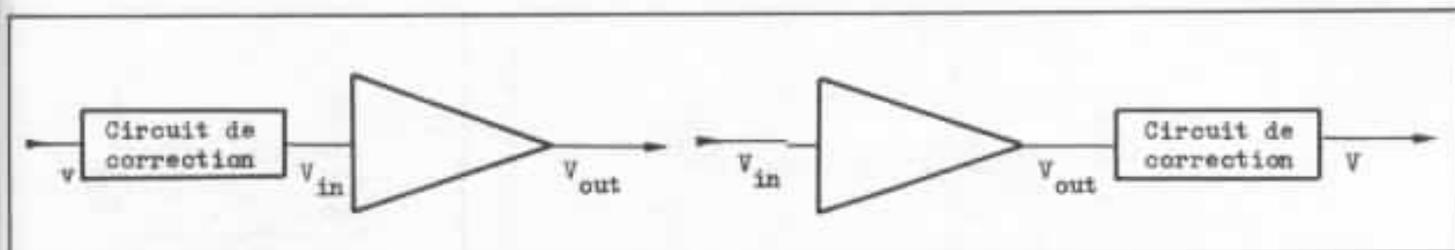


Fig. 15-16 : Principes de compensations des distorsions.

corriger (cf. figure 15), soit le suivre (cf. figure 16).

Si dans le cas de la figure 15, la loi de transfert du circuit de correction est :

$$V_{in} = k.v + \delta(A.k.v)$$

nous avons une loi de transfert globale :

$$V_{out} = A.k.v$$

Ce qui est une loi linéaire.

Dans le cas de la figure 16, la loi de transfert du circuit de correction est :

$$V = k.V_{out} k.A\delta(V_{out})$$

$$\text{donc } V_{in} = \frac{1}{A.k} V$$

Ce qui est aussi une loi linéaire.

Pour illustrer cette théorie aride, voici deux exemples de distorsion corrigée par une distorsion complémentaire. Tout d'abord, sur la figure n° 17, un exemple de correction précédant le circuit amplificateur : c'est le circuit « NO NFB » de Pioneer. Le circuit miroir de courant impose à  $T_1$  un courant collecteur égal à celui de  $T_2$  :  $I_{C1} = I_{C2}$ . Si  $T_1$  et  $T_2$  ont la même loi

$$I_C = f(V_{BE}),$$

alors  $V_{BE1} = V_{BE2}$  et  $V_E = v$ .  $I_{E2}$  est donc proportionnel à  $v$ . La seconde branche du miroir de courant permet de récupérer aux bornes de  $R_L$  une tension proportionnelle à  $I_{C2}$  ( $\approx I_{E2}$ ), donc à  $v$ .

Le second exemple (figure n° 18) est un montage où la correction de non-linéarité suit l'amplification.  $T_1$  et  $T_2$  ont le même courant collecteur, si leurs résistances d'émetteur ont la même valeur, si la loi  $I_C = f(V_{BE})$  est la même pour  $T_1$  et  $T_2$  et si l'impédance que voit leur base est iden-

tique, alors les non-linéarités de  $T_2$  annuleront celles de  $T_1$ .

Quelles sont les limites de cette méthode ? Tout d'abord il faut que les deux distorsions soient parfaitement complémentaires, qu'elles ne soient pas perturbées par des phénomènes secondaires et qu'elles restent complémentaires.

Or il n'est pas possible d'obtenir des transistors ayant des caractéristiques parfaitement identiques. Tout au plus peut-on obtenir par une diffusion simultanée, des transistors de même polarité ayant des caractéristiques assez voisines pour lesquels on peut assimiler, avec une assez bonne précision, leur différence à un écart constant entre les valeurs de leurs  $V_{BE}$  lorsque  $I_C$  varie. Pour des transistors de polarité différente, une diffusion simultanée n'est pas possible par principe, c'est pourquoi l'identité des lois  $I_C = f(V_{BE})$  n'est qu'approximative. Les performances des deux circuits cités à titre d'exemple sont limitées pour cette raison.

En outre, il faut que les transistors travaillent dans des conditions identiques (même tension

$V_{CE}$ , même impédance vue par la base,...) pour que leurs comportements soient les mêmes (même effet Early, même effet d'avalanche, même variation de  $\beta$ , même température,...). Dans les exemples cités, ce n'est pas le cas. Quand c'est le cas, l'instabilité thermique rend les effets des transitoires thermiques aléatoires.

Enfin, il faut qu'avec le temps, les deux éléments dont les distorsions se complètent vieillissent de façon identique. Comme on peut le voir, cette méthode de réduction des distorsions n'est pas évidente à mettre en œuvre et il y a un écueil terrible dont je n'ai pas encore parlé : pour que la seconde distorsion annule les effets de la première, il faut bien sûr que le signal ne subisse aucun outrage entre les deux distorsions. En général, les deux circuits se suivent et on pense alors que cette condition est forcément remplie ; c'est compter sans la distorsion linéaire : si celle-ci a lieu entre les deux distorsions complémentaires, le second étage aggrave les distorsions au lieu de les combattre, le fonctionnement du montage devient

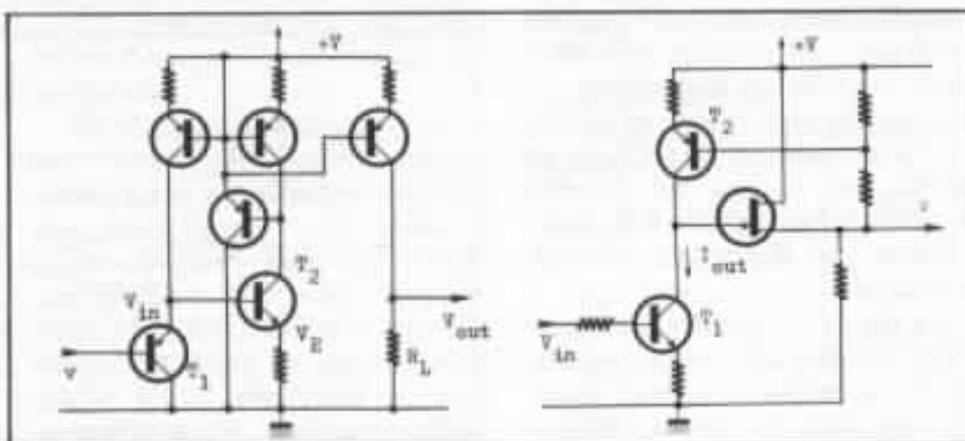


Fig. 17-18 : Exemple de compensation de distorsion.

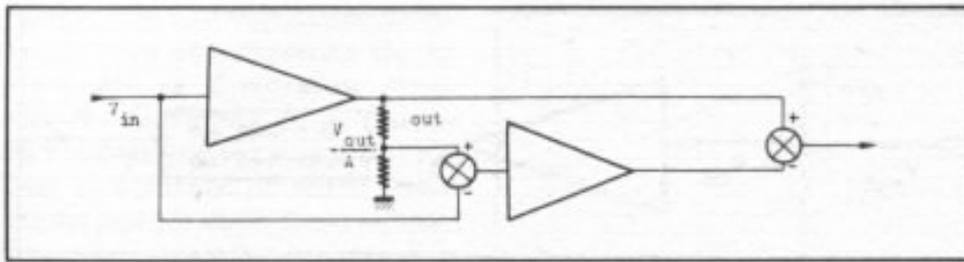


Fig. 19 : Circuit feedforward.

catastrophique. Or, à moins d'avoir une sortie à basse impédance, la moindre capacité parasite va déphaser les harmoniques produits par la première distorsion. Tout cela nous montre bien que cette méthode de linéarisation a beaucoup de mal à satisfaire les exigences des audiophiles.

Elle ne satisfaisait pas non plus ses utilisateurs, au début de l'électronique : la recherche d'autres solutions a conduit Harold S. Black à inventer, un beau jour de mars 1923, la correction aval (feedforward). Le schéma de la figure 19 en donne le principe :

En sortie de notre amplificateur non-linéaire, un pont diviseur permet d'obtenir une tension qui vaut :

$$\frac{V_{out}}{A} = V_{in} + \frac{\epsilon(V_{in})}{A}$$

Si on fait la différence entre cette tension et  $V_{in}$ , on obtient  $\frac{\epsilon(V_{in})}{A}$ . Il suffit alors d'amplifier avec un gain de  $A$  et de retrancher le résultat à  $V_{out}$  pour obtenir  $A \cdot V_{in}$ . Le système tolère toutes les distorsions de la part de l'amplificateur qui est linéarisé (écrêtage, distorsions qui évoluent, transitoires thermiques,...) puisque la distorsion en sortie  $\epsilon(V_{in})$  est mesurée et corrigée en permanence : c'est un progrès important par rapport à la linéarisation par distorsion complémentaire.

La figure 20 montre un exemple de schéma dans lequel on utilise la correction aval pour corriger les défauts de la contre-réaction : le pont diviseur formé

de  $R_1$  et  $R_2$ , utilisé pour la contre-réaction nous fournit un signal qui est constitué de la distorsion présente en sortie divisée par

par  $\frac{R_1 + R_2}{R_1}$  et de  $V_{in}$  fortement

atténué. Le second amplificateur amplifie ce signal pour retrancher la distorsion en sortie.

Un autre exemple qui mélange correction aval et distorsion complémentaire est donné figure 21 : les non-linéarités du montage différentiel  $T_1, T_2$  sont dues aux tensions  $V_{BE}$  de ces transistors ; les transistors  $T_3$  et  $T_4$  parcourus par les mêmes courants collecteur, permettent d'obtenir la différence entre les  $V_{BE}$  de  $T_1$  et  $T_2$ . L'amplificateur différentiel constitué de  $T_3$  et  $T_4$  amplifie cette différence et ses courants de sortie s'ajoutent aux courants de sortie de  $T_1$  et  $T_2$  dont ils corrigent les non-linéarités par rapport au signal d'entrée. Ce schéma a été inventé par Tektronix Inc. (brevet US n° 4146844) qui l'a appelé Cascomp (CAScode COMPensation).

Quelles sont les limites de la correction aval ? Nous avons vu que le système était très tolérant

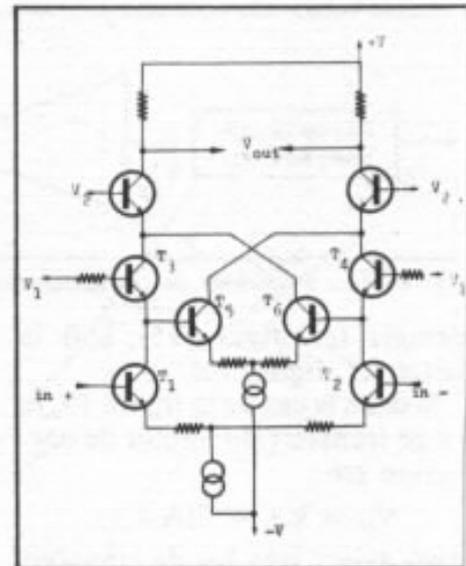


Fig. 21 : Circuit feedforward pour un montage différentiel : montage cascomp.

pour les distorsions de l'amplificateur à linéariser, mais par contre la différence, l'amplification de la distorsion et la sommation en sortie doivent être exemptes de tout défaut sous peine d'empêcher le système de fonctionner correctement.

Dans les deux exemples que nous avons vus, le point critique est la distorsion apportée par l'amplificateur qui traite le signal de correction. Comme, en général, il amplifie un signal d'amplitude plus faible, les distorsions qu'il introduit sont de niveau inférieur. On peut donc les corriger par un troisième amplificateur qui, lui-même, introduira des distorsions qui pourront être corrigées par un autre amplificateur qui, lui-même... (cf figure n° 22).

Plutôt que d'adopter une solu

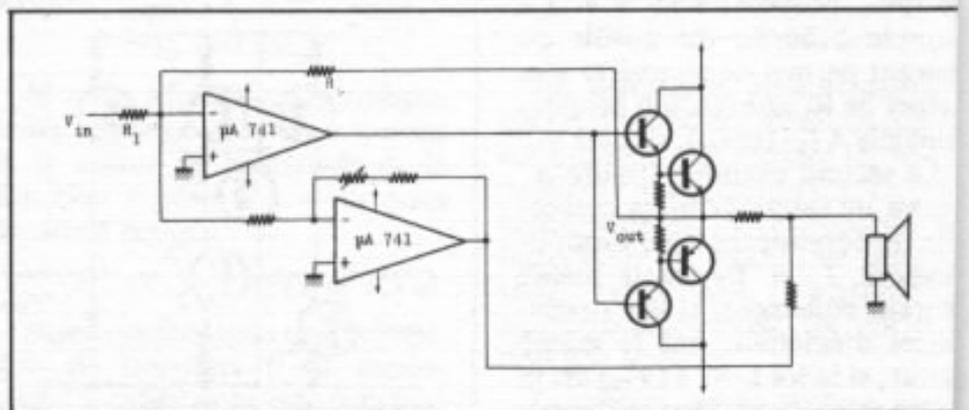


Fig. 20 : Exemple de circuit feedforward pour un amplificateur.

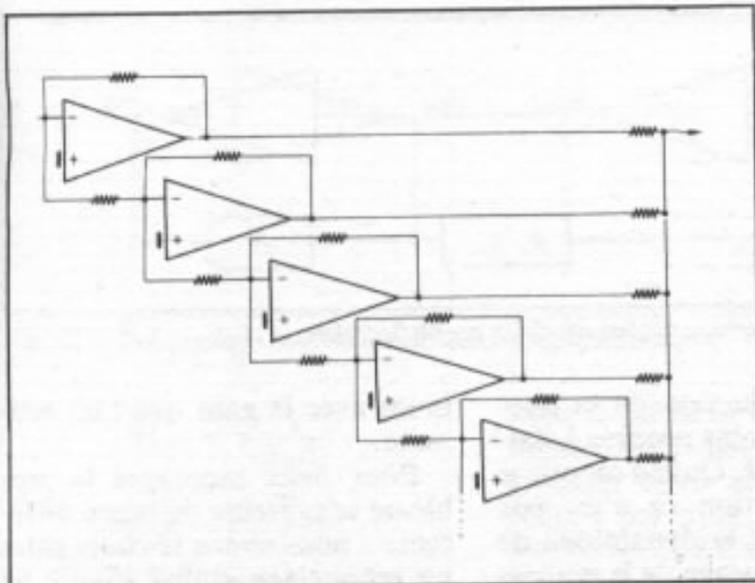


Fig. 22 : Principe du feedforward poussé à l'extrême.

tion de ce type, à la Lewis Carroll, les ingénieurs de Tektronix ont préféré adopter une solution faisant appel à des circuits qui utilisent la contre-réaction (cf. figure n° 23), pour leur dernière série d'oscilloscope.

Harold S. Black utilisait pour faire la différence et la somme des signaux, des transformateurs et eut quelques difficultés avec les problèmes de phase, mais le problème le plus difficile qu'il n'arriva pas à résoudre de façon satisfaisante, fut la dérive du gain de l'amplificateur de correction : malgré les performances modestes (pour nous) qu'il cherchait à obtenir, il fallait ajuster toutes les six heures la tension d'alimentation et toutes les heures le courant filament. Il continua ses recherches et le 2 août 1927, il inventa la contre-réaction (feedback) qui connut les développements que vous savez. La correction aval, elle, ne connut pratiquement pas d'applications.

La contre-réaction est un procédé bien connu, trop connu, dirais-je même. En effet, elle était devenue si familière que personne ne se posait plus de question à son sujet et j'admire le courage de Matti Ojala qui a osé le premier, affirmer que tout n'était pas parfait dans l'usage de la contre-réaction, en particu-

lier dans les montages audio. Son message a bien été entendu et maintenant, on aurait plutôt tendance, chez les audiophiles, à tomber dans l'excès inverse et à voir dans la contre-réaction un nouveau mal à exorciser. On a bien du mal à s'y retrouver. A votre avis, parmi les affirmations suivantes, lesquelles sont exactes ?

- La contre-réaction permet d'annuler toute distorsion
- Pour diminuer la distorsion d'un montage contre-réactionné, il suffit d'augmenter le gain en boucle ouverte
- La contre-réaction réduit tous les harmoniques produits par la distorsion
- Dans un montage présentant un taux de contre-réaction de 40 dB à 1 kHz, la distorsion d'un signal à 1 kHz sera réduite de 40 dB
- La contre-réaction introduit inévitablement de nouvelles distorsions.

Eh bien, elles sont toutes fausses. Certes, elles peuvent correspondre à la réalité, dans certains cas, mais aucune n'est vraie de façon absolue. Pourtant certaines d'entre elles sont couramment admises. S'il règne une telle confusion dans les esprits, c'est qu'il y a plusieurs façons d'analyser le fonctionnement d'une boucle de contre-réaction

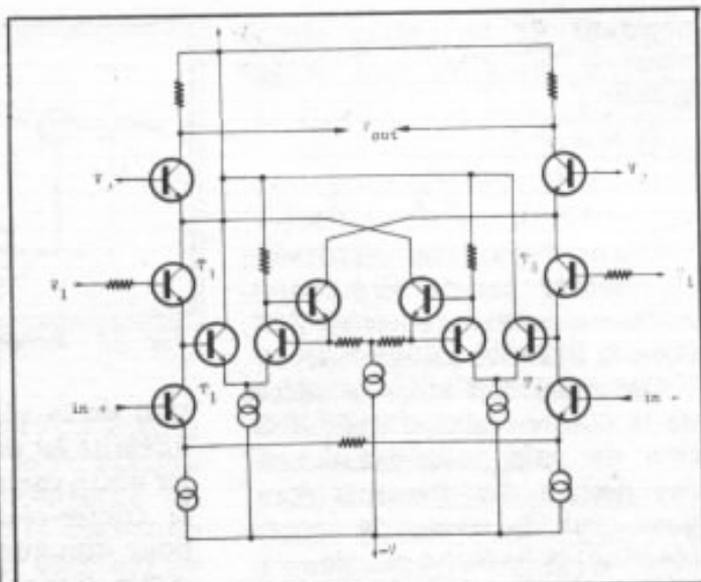


Fig. 23 : Circuit cascomp définitif.

(analyse linéaire, analyse quasi-linéaire, analyse non-linéaire, analyse statique, analyse dynamique) et que trop souvent on confond les résultats de ces différentes analyses en oubliant les hypothèses qui permettent d'obtenir les conclusions qu'on utilise. C'est pourquoi dans notre analyse du fonctionnement (dans nos analyses), j'insisterai bien sur les hypothèses.

Le schéma de principe de la contre-réaction est donné en figure 24 ; le circuit à linéariser amplifie la différence entre le signal à amplifier et le signal de sortie atténué par un réseau de gain  $\beta$ .

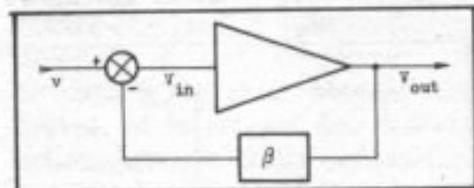


Fig. 24 : Principe de la contre-réaction.

#### Analyse statique

Habituellement on raisonne de la façon suivante :

$$V_{out} = A \cdot V_{in} + \epsilon (V_{in})$$

$$V_{out} = A(v - \beta \cdot V_{out}) + \epsilon(V_{in})$$

Ce qui donne pour  $V_{out}$

$$V_{out} = v \frac{A}{1 + \beta \cdot A} + \frac{\epsilon (V_{in})}{1 + \beta \cdot A}$$

D'où on déduit qu'on a imposé au montage un gain indé-

pendant de la valeur de  $A$  pourvu qu'elle soit assez grande :

Si  $A \cdot \beta \gg 1$

$$\frac{A}{1 + \beta \cdot A} \approx \frac{A}{\beta \cdot A} = \frac{1}{\beta}$$

D'autre part la distorsion représentée par le terme non-linéaire a été divisée par  $1 + \beta \cdot A$ , donc la linéarité a augmenté.

On comprend alors le succès de la contre-réaction : stabilisation du gain indépendamment des dérives des éléments (sauf pour ceux du réseau de contre-réaction) et linéarité accrue.

Certains en ont même déduit qu'en augmentant  $A$  de façon très importante on pouvait pratiquement annuler les non-linéarités. C'est pourquoi je préfère analyser le fonctionnement de la boucle d'une façon différente :

$$V_{in} = v - \beta \cdot V_{out} =$$

$$\frac{V_{out}}{A} + \delta(V_{out})$$

Donc

$$v = V_{out} \left( \beta + \frac{1}{A} \right) + \delta(V_{out})$$

Cette analyse nous montre aussi la stabilisation du gain du montage et la réduction de la non-linéarité, mais la formula-

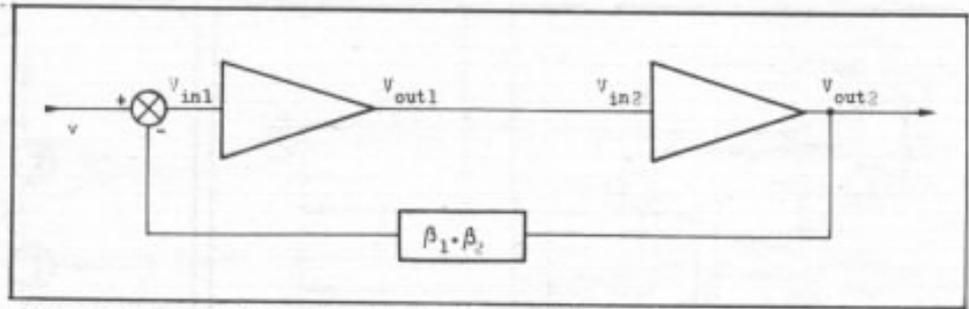


Fig. 26 : Rebouclage global de deux amplificateurs.

tion de la réduction de la non-linéarité est moins propre à flatter notre vanité. Quand on utilise la contre-réaction ce n'est pas pour diminuer la dynamique de sortie, donc l'usage de la contre-réaction laisse  $\delta(V_{out})$  inchangé. Cette analyse, illustrée par la figure 25, nous fait mieux sentir que les gains en linéarité obtenus par la contre-réaction se font aux dépens du gain du montage et que l'amélioration de la linéarité est limitée par principe. En augmentant le gain en boucle ouverte d'un montage on n'est donc pas assuré d'accroître la linéarité du montage rebouclé, il faut pour cela qu'en augmentant le gain, les non-linéarités ne croissent pas plus vite que le gain. Il existe donc pour un montage contre-réactionné un gain optimum, pour lequel la relation entre le gain et la non-linéarité est optimum, la contre-réaction permet alors d'utiliser cet opti-

imum avec le gain que l'on souhaite.

Pour deux montages le problème se présente de façon différente : nous avons le choix entre un rebouclage global (figure n° 26) ou un rebouclage individuel (figure n° 27).

Dans le cas du rebouclage individuel, le premier amplificateur contre-réactionné a un gain de  $\frac{1}{\beta_1}$  et introduit une distorsion qui vaut  $\frac{\epsilon_1(V_{in1})}{1 + \beta_1 \cdot A_1}$ . Le

second étage a un gain de  $\frac{1}{\beta_2}$  et une distorsion qui vaut  $\frac{\epsilon_2(V_{in2})}{1 + \beta_2 \cdot A_2}$ .

Si on admet que ce second étage est assez linéaire pour que l'amplification de la distorsion introduite par le premier étage ne génère qu'une distorsion négligeable, la fonction de transfert de l'ensemble des deux amplificateurs sera :

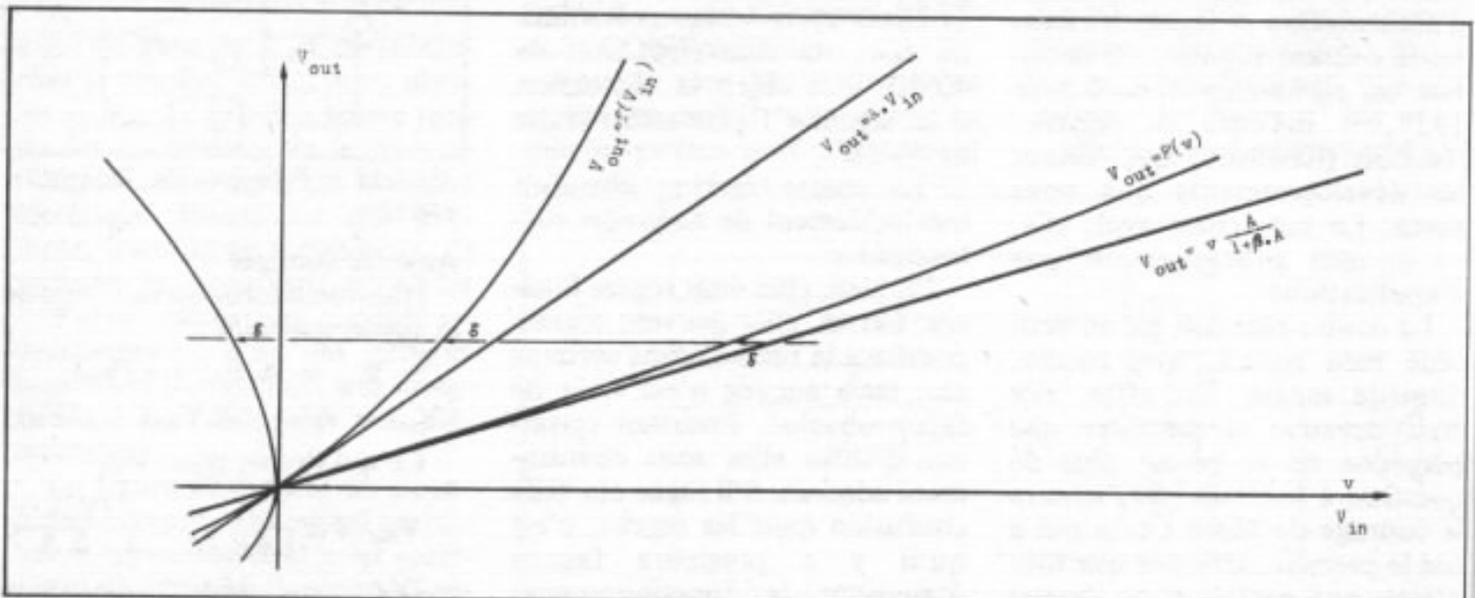


Fig. 25 : Distorsion avant et après action de la contre-réaction.

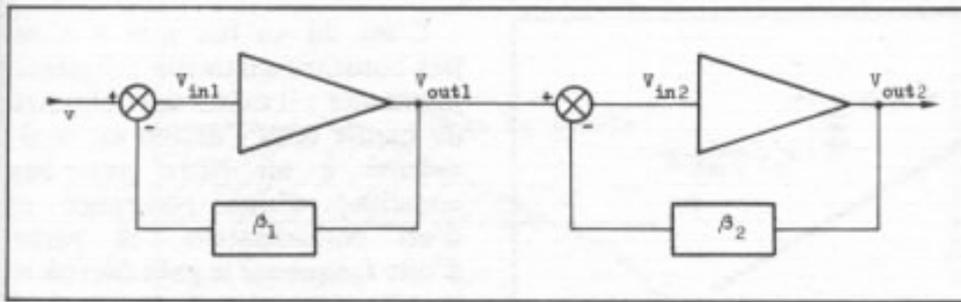


Fig. 27 : Rebouclage individuel de deux amplificateurs.

$$V_{out2} = v \frac{1}{\beta_1 \cdot \beta_2} + \frac{1}{\beta_2} \frac{\epsilon_1(V_{in1})}{1 + \beta_1 \cdot A_1} + \frac{\epsilon_2(V_{in2})}{1 + \beta_2 \cdot A_2}$$

$$V_{out2} = v \frac{1}{\beta_1 \cdot \beta_2} + \frac{\epsilon_1(V_{in1})}{\beta_1 \cdot \beta_2 \cdot A_1} + \frac{\epsilon_2(V_{in2})}{\beta_2 \cdot A_2}$$

Calculons ce qui se passe dans le cas d'un rebouclage global :

$$V_{out2} = A_2 \cdot V_{in2} + \epsilon_2(V_{in2})$$

$$V_{in2} = V_{out1} = A_1 \cdot V_{in1} + \epsilon_1(V_{in1})$$

donc

$$V_{out2} = A_1 \cdot A_2 \cdot V_{in1} + A_2 \cdot \epsilon_1(V_{in1}) + \epsilon_2(V_{in2})$$

et avec une contre-réaction de  $\beta_1 \cdot \beta_2$

$$V_{out2} = v \frac{A_1 \cdot A_2}{1 + \beta_1 \cdot \beta_2 \cdot A_1 \cdot A_2} + \frac{A_2 \cdot \epsilon_1(V_{in1})}{1 + \beta_1 \cdot \beta_2 \cdot A_1 \cdot A_2} + \frac{\epsilon_2(V_{in2})}{1 + \beta_1 \cdot \beta_2 \cdot A_1 \cdot A_2}$$

$$V_{out2} \approx v \frac{1}{\beta_1 \cdot \beta_2} + \frac{\epsilon_1(V_{in1})}{\beta_1 \cdot \beta_2 \cdot A_1} + \frac{\epsilon_2(V_{in2})}{\beta_1 \cdot \beta_2 \cdot A_1 \cdot A_2}$$

On voit que si le gain obtenu est le même (cela était voulu), la distorsion est réduite dans le cas du rebouclage global :

— Pour le second étage :  $V_{out2}$  étant le même dans les deux cas (aux distorsions près),  $V_{in2}$  est

donc le même et  $\epsilon_2(V_{in2})$  aussi le même, mais dans le rebouclage globale, cette non-linéarité est réduite par  $\beta_1 \cdot A_1$  : la distorsion due au second étage bénéficie du gain de boucle du premier étage. — Pour le premier étage : la formule obtenue est la même

$$\frac{\epsilon_1(V_{in1})}{\beta_1 \cdot \beta_2 \cdot A_1},$$

mais  $V_{in1}$  n'est pas le même. Dans le cas des rebouclages séparés

$$V_{in1} \approx V_{out1} \frac{1}{A_1}$$

et  $V_{out1} \approx \beta_2 \cdot V_{out2}$

donc  $V_{in1} \approx \frac{\beta_2}{A_1} V_{out2}$

Dans le cas du rebouclage global :

$$V_{in1} \approx \frac{1}{A_1 \cdot A_2} V_{out2}$$

$V_{in1}$  a donc été divisé par  $\beta_2 \cdot A_2$ , c'est-à-dire par le gain de boucle du second étage. Et si  $\epsilon_1(V_{in1})$  est une fonction croissante sans accident (vu la faible dynamique de  $V_{in1}$ , ce n'est pas difficile à obtenir), le distorsion du premier étage bénéficie du gain de boucle du second étage.

Contre les distorsions avec la contre-réaction, l'union fait la force et les calculs précédents étendus à plus de deux étages, montrent l'intérêt qu'il y a à accumuler du gain au moyen de plusieurs étages amplificateurs dans une boucle de contre-réaction. Ce qui a été dit plus haut à propos d'un seul étage n'est plus vrai, pour un ensemble d'étages communs à une même

boucle de contre-réaction, il peut être avantageux de s'écarter pour un étage de son gain optimum.

Après cette analyse statique qui a mis en relief les limites individuelles et les avantages collectifs de la contre-réaction, il faut passer à l'analyse dynamique qui va, malheureusement montrer que l'empilage d'étages amplificateurs est limité par des problèmes de stabilité.

### Analyse dynamique

Pour cette analyse dynamique, nous allons être contraints d'abandonner l'analyse non-linéaire (peu ou pas de restriction sur la nature ou l'amplitude des distorsions) que nous avons adoptée pour l'examen statique de la contre-réaction, car son usage pour les problèmes dynamiques conduit rapidement à une complexité inextricable. Nous utiliserons donc l'analyse linéaire (pas de phénomènes non-linéaires) ou l'analyse quasi-linéaire (distorsions de faible amplitude) mais pour éviter l'erreur courante qui consiste à étendre les conclusions de cette approche à tout le champ d'application de la contre-réaction, nous regarderons ce qui se passe lorsqu'on sort du domaine de ces hypothèses.

L'originalité du circuit à contre-réaction, a valu quelques déboires à son inventeur : il attendit 9 ans pour obtenir son brevet, et le service des brevets britanniques le traita comme un brevet pour un mouvement perpétuel. Il est vrai qu'il est presque dans la nature d'un tel montage de se mettre à osciller. Eviter qu'un tel montage oscille spontanément est un des principaux soucis de ses utilisateurs. Mais le problème est assez connu, aussi je serais bref.

Si une boucle de contre-réaction se met à osciller, c'est que son gain est infini pour une fréquence :

$$1 + \beta \cdot A = 0$$

$$\beta \cdot A = -1$$

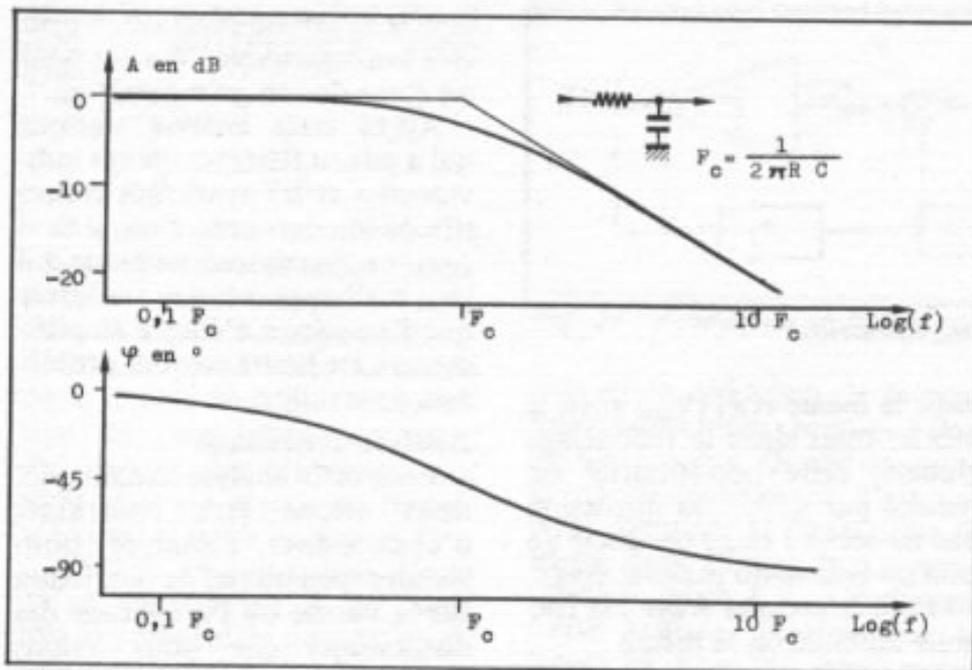


Fig. 28 : Amplitude et phase d'une coupure du 1<sup>er</sup> ordre.

C'est dû au fait que  $A$  n'est pas constant quand la fréquence augmente ; il existe des coupures de bande dont l'action est équivalente à un filtre passe-bas constitué d'une résistance et d'un condensateur. A partir d'une fréquence le gain décroît et la phase se met à tourner (cf figure n° 28) et la phase peut finir par atteindre un décalage de  $180^\circ$  ; le signal de contre-réaction est alors réinjecté en phase et le montage est instable. Les non-linéarités limitent alors l'amplitude du signal (en général la saturation).

H.W. Bode a montré que pour les réseaux à phase minimum, le passage de la phase à  $180^\circ$ , correspondait à une diminution du

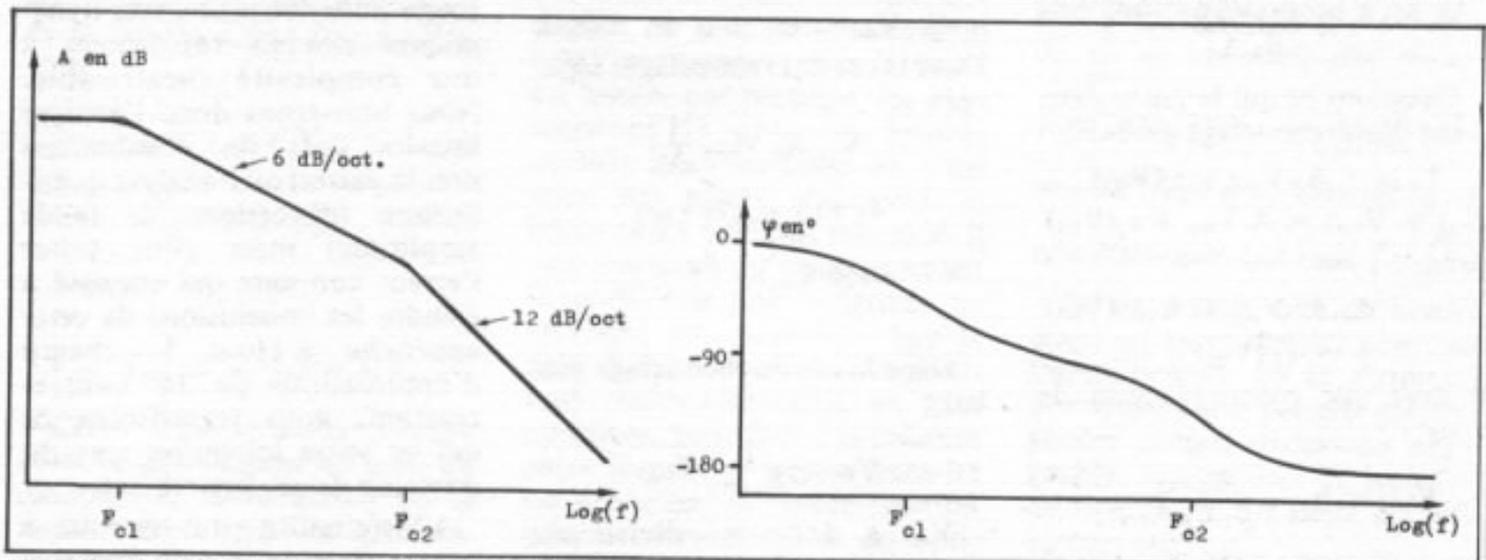


Fig. 29 : Amplitude et phase d'un circuit à deux coupures.

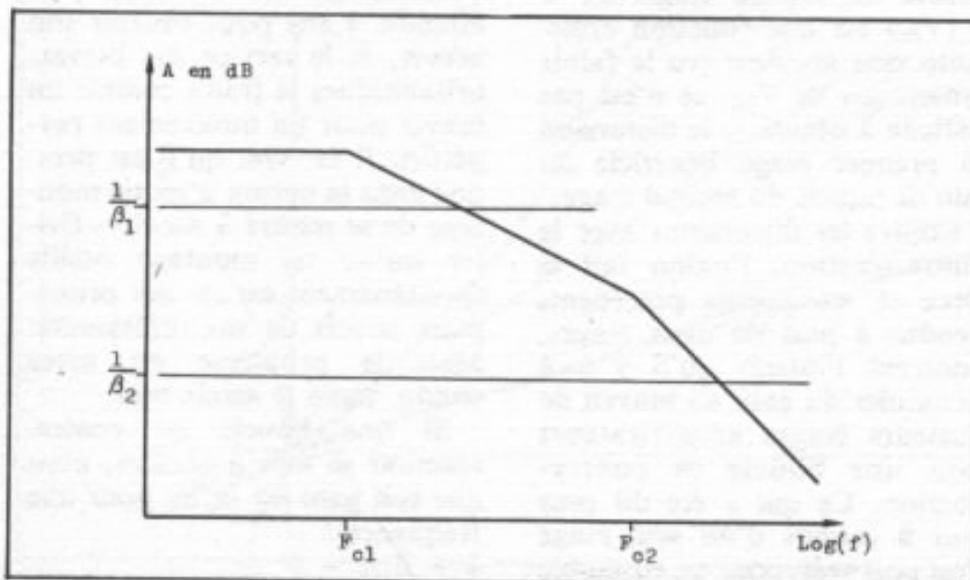


Fig. 30 : Rebouclage d'un circuit à deux coupures.

gain de 12 dB par octave (cf figure 29), cela permet de raisonner très simplement sur la stabilité des boucles en utilisant un diagramme qui représente sur des échelles logarithmiques le gain en fonction de la fréquence. Ainsi sur la figure 30, l'amplificateur dont le gain est représenté peut être rebouclé avec un gain de  $1/\beta_1$ , mais pas avec un gain de  $1/\beta_2$ .

Pour des raisons de stabilité, dans la zone de fréquences où il y a un gain de boucle  $(1 + \beta.A)$ ,  $A$  est de la forme

$$\frac{A_0}{1 + j \omega / \omega_0}$$

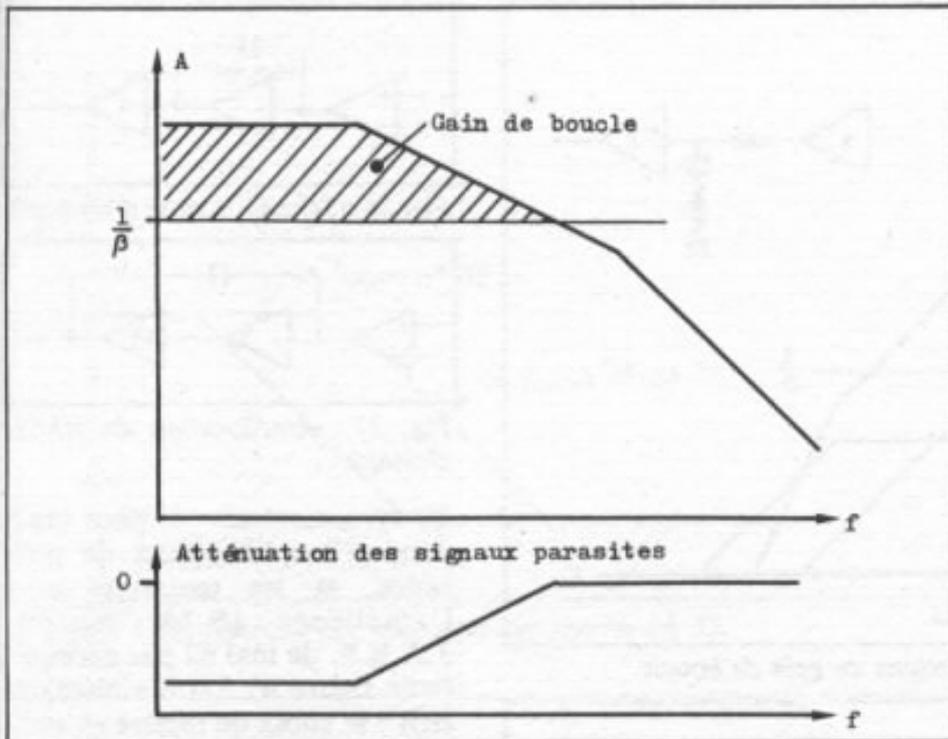


Fig. 31 : Atténuation des signaux parasites en fonction du gain de boucle.

Donc le gain de boucle décroît, à partir de la fréquence de coupure en boucle ouverte (cf figure n° 31). Dans l'analyse quasi-linéaire, on a l'habitude de considérer la distorsion comme un signal parasite introduit dans la chaîne d'amplification (cf figure n° 32).

On montre alors aisément que la boucle de contre-réaction se comporte vis-à-vis de ce signal comme un filtre atténuateur. Et c'est ainsi que l'on présente généralement les vertus de la contre-réaction, mais cette analyse quasi-linéaire ne correspond pas toujours à la réalité.

Tout d'abord parce qu'en réagissant contre ses non-linéarités, l'amplificateur met en jeu à nouveau celles-ci. Un exemple très connu est un amplificateur qui aurait une loi de type parabolique :

$$V_{out} = A \cdot V_{in} + B \cdot V_{in}^2$$

Utilisé sans contre-réaction il génèrera uniquement de l'harmonique 2, alors que la contre-réaction atténuera cet harmonique et créera d'autres harmoniques inexistantes avant son intervention.

Le deuxième point est que les distorsions en S ou de rupture de pente introduisent des variations de gain pour les petits signaux. Ces variations de gain restreignent l'action de la contre-réaction ou introduisent des petites instabilités (effet de bascule) en certains points de la dynamique. Ces phénomènes peuvent être très difficiles à mettre en évidence s'ils correspondent à des fréquences précises par suite de combinaisons de non-linéarités

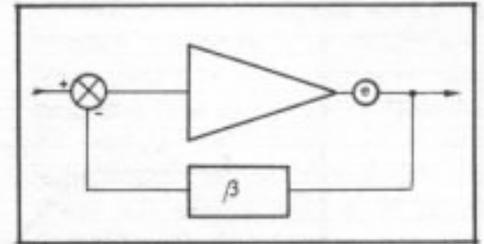


Fig. 32 : Distorsion dans la boucle.

situées de part et d'autre de la coupure.

Un autre point concerne les non-linéarités qui ouvrent la boucle (saturation ou ébasage), celle-ci devient impuissante à les corriger et ses réactions peuvent être brutales : limite de slew rate, inversion de gain, latch up (l'amplificateur se coince dans une configuration stable, il faut l'éteindre), etc...

Enfin selon que les distorsions agissent avant ou après la coupure (en général, elle est provoquée par le concepteur du schéma pour mieux maîtriser les dangers d'oscillation) elles ne seront pas traitées de la même façon.

Lorsque la boucle de contre-réaction reboucle plusieurs étages amplificateurs, les problèmes de stabilité deviennent encore plus difficiles à résoudre. Examinons le cas de deux étages. Nous voyons, par exemple, sur la figure 33 qu'il n'est pas possible de reboucler les deux étages avec

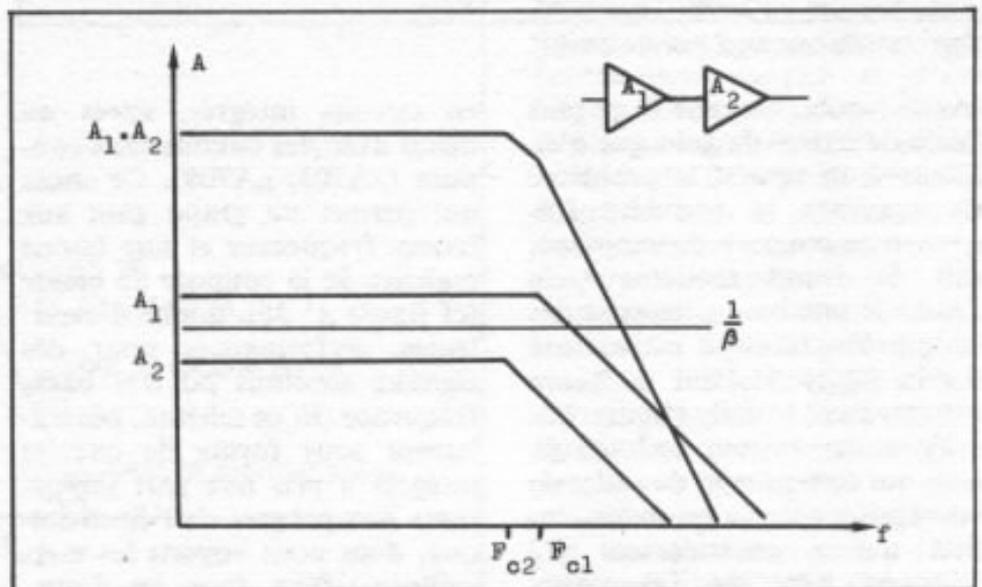


Fig. 33 : Problème du rebouclage de deux amplificateurs en cascade.

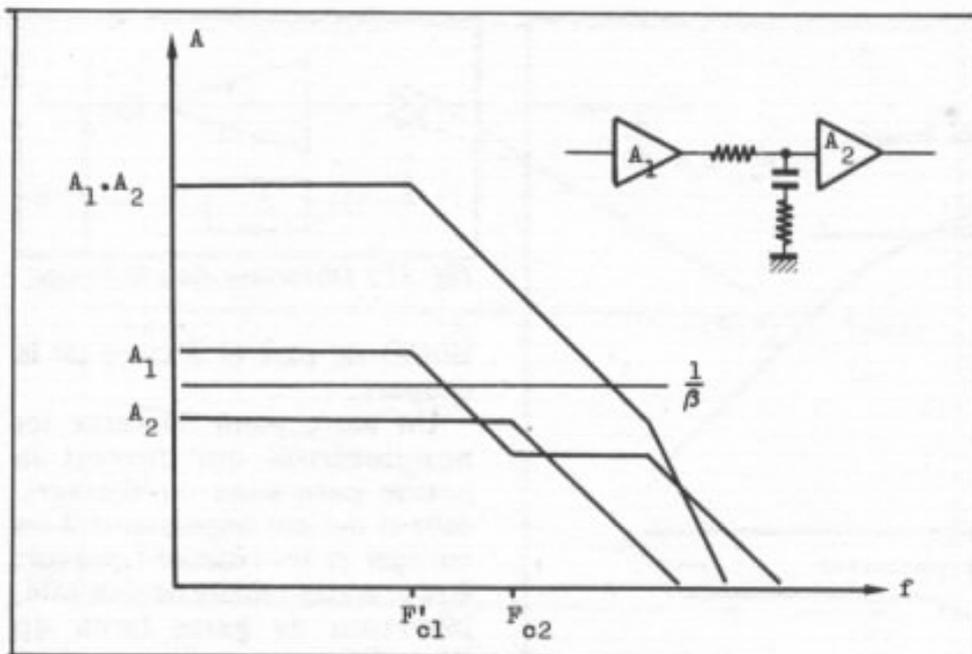


Fig. 34 : Rebouclage minimisant les réductions du gain de boucle.

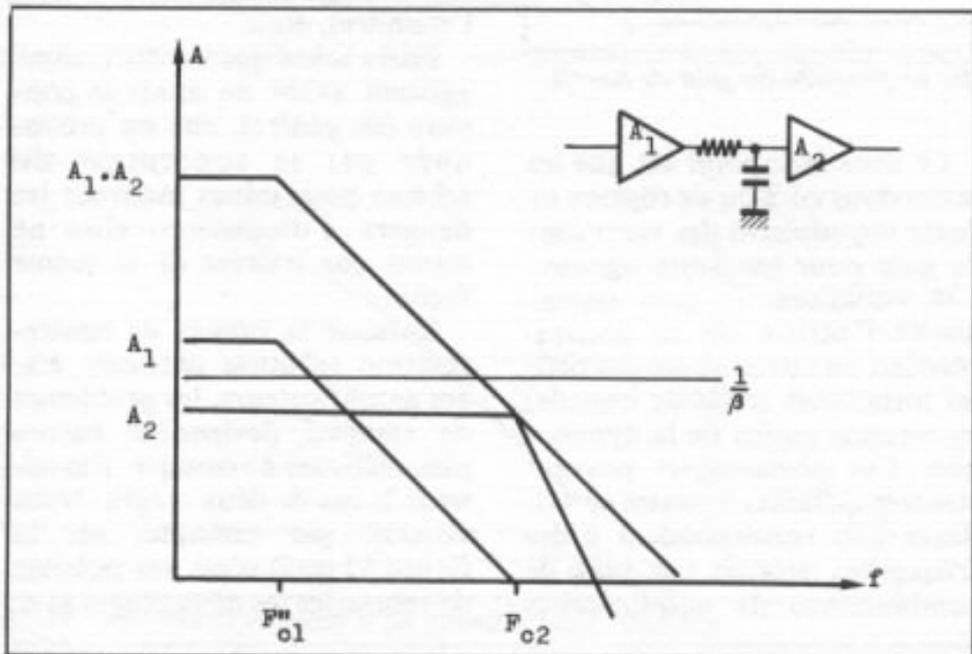


Fig. 35 : Rebouclage conventionnel.

le gain voulu. Comme il est plus facile de retirer du gain que d'en ajouter, on résoud le problème en avançant la première fréquence de coupure du montage, soit de façon modérée (cela demande une bonne maîtrise des coupures) comme il est montré sur la figure 34, soit de façon extrêmement brutale (figure 35).

Pour des raisons technologiques qui sortent trop du cadre de cet exposé, c'est la seconde solution qui a généralement été adoptée par les fabricants d'amplificateurs opérationnels

en circuits intégrés, après un début avec des circuits sans coupure ( $\mu A702$ ,  $\mu A709$ ). Ce choix qui permet un grand gain aux basses fréquences et une bonne maîtrise de la coupure de bande (cf figure n° 36), donne d'excellentes performances pour des signaux continus ou très basse fréquence. Et ce schéma, généralement sous forme de circuits intégrés a pris une part importante aux progrès de l'électronique, dont nous voyons les merveilleux effets tous les jours. Malheureusement ce schéma a

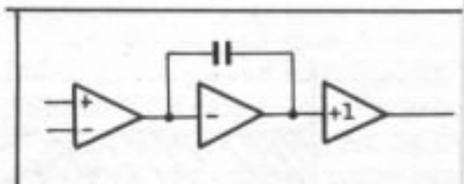


Fig. 36 : Schéma interne d'un ampli

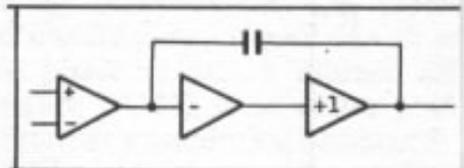


Fig. 37 : Amélioration du schéma classique.

été également adopté pour beaucoup d'amplificateurs de puissance, et les tentatives pour l'améliorer (E.M. Cherry, J.A.E.S. de mai 82 par exemple) (voir figure n° 37) n'y changent rien : le choix de mettre en commun dans une boucle de contre-réaction globale les surplus de gain de chaque étage pour que tous les étages bénéficient d'un taux de contre-réaction maximal, est complètement remis en cause par les solutions retenues pour assurer la stabilité du montage. Les taux de réaction aux fréquences les plus importantes (vers le kHz) deviennent très faibles et c'est très grave parce que le gain important dont on bénéficie aux très basses fréquences (et dont on n'a rien à faire dans les applications audio) est souvent obtenu aux dépens de la linéarité.

Pour l'exemple des figures 33, 34 et 35, on a représenté sur la figure 38 le gain rebouclé ; sur la figure 39, on voit un autre rebouclage qui fait intervenir une contre-réaction locale, ainsi que les gains rebouclés pour les deux étages : on constate une diminution de celui du premier étage (celui où l'amplitude et la distorsion sont plus faibles) et une augmentation de celui du second étage dans une zone de fréquence critique (ce second étage est celui des non-linéarités les plus importantes : forte amplitude et problèmes d'interface).

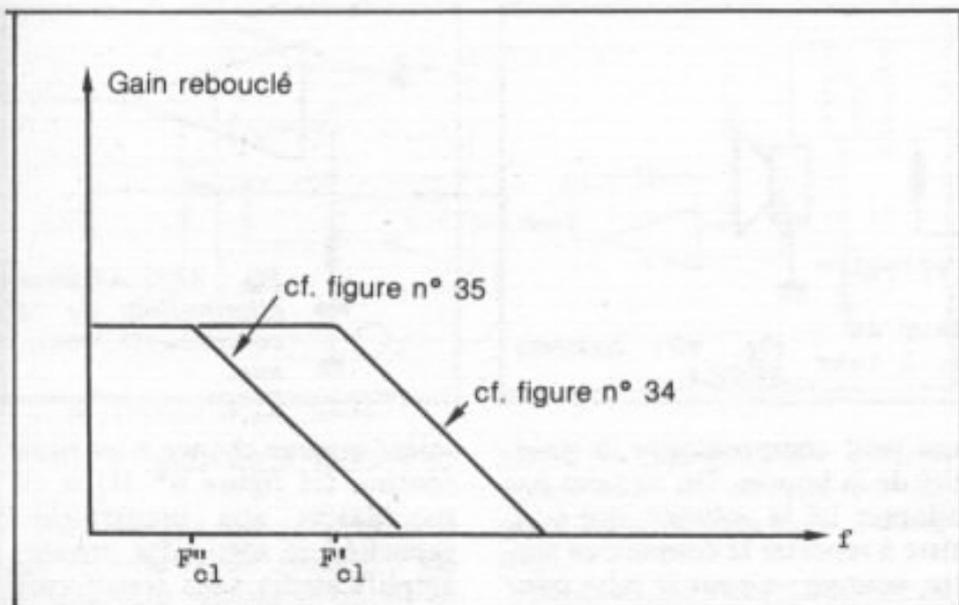


Fig. 38 : Gain rebouclé des montages des figures 34, 35.

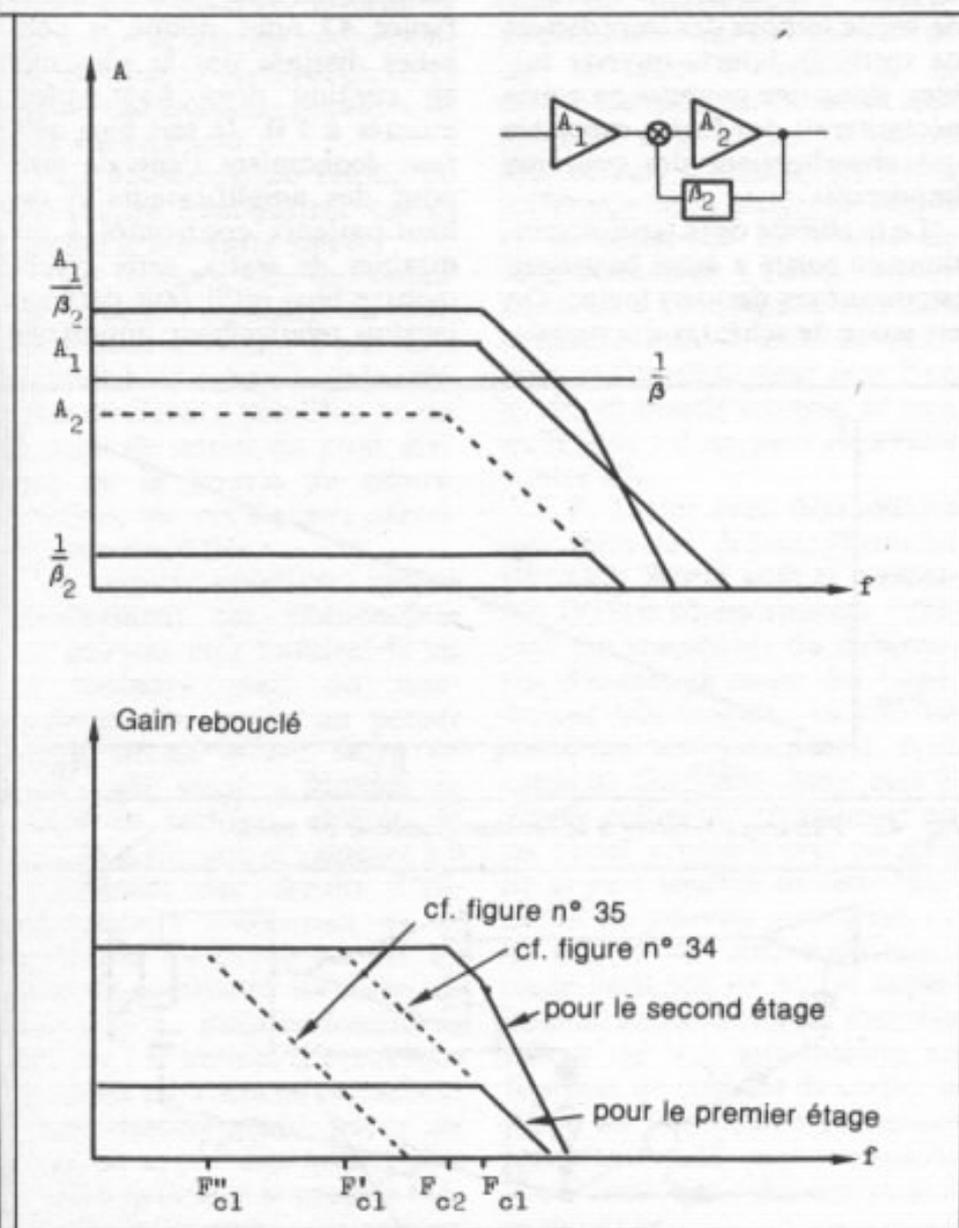


Fig. 39 : Une autre manière de reboucler le gain.

Venons-en justement aux problèmes d'interface : l'amplificateur fournit des courants qui peuvent être élevés, l'impédance de sortie est donc un point important ; la résistance des fils n'est pas négligeable et le point de référence des signaux pose des problèmes ; la tension de sortie en l'absence de signal, est enfin un problème dont il a beaucoup été question ces derniers temps voyons comment la boucle de contre-réaction intervient pour ces différents problèmes.

On a beaucoup parlé, il y a quelques années de l'impédance de sortie des amplificateurs de puissance ; la mode était alors au facteur d'amortissement et il était de bon ton d'avoir celui-ci élevé. Pour cela il fallait abaisser l'impédance de sortie de son amplificateur ; c'était la boucle de contre-réaction qui s'en chargeait et le facteur d'amortissement a sa responsabilité dans la course au taux de contre-réaction de plus en plus élevés.

Ceux qui formulaient cette exigence, sans doute traumatisés par l'exemple scolaire du galvanomètre à cadre mobile, recherchaient l'amortissement critique du haut-parleur en oubliant certains paramètres (résistance des fils, du filtre, phénomènes acoustiques, non-linéarités des frottements, etc...). Pour moi, le haut-parleur est un moteur (donc un récepteur pourvu d'une force contre-électromotrice et d'une impédance interne) dont la linéarité laisse à désirer. Il n'a pas été assez étudié de ce point de vue là, et un des buts de cette étude est de faire des corrélations entre les valeurs de l'impédance de sortie de l'amplificateur (de très forte à très faible, voire négative) et les résultats à l'écoute, de rechercher une impédance optimum et si elle existe de voir de quels paramètres elle dépend.

J'avais été vivement intéressé par le compte-rendu d'une séance de l'AFDERS (Revue du Son n° 254 de juin 1974 p. 82/4)

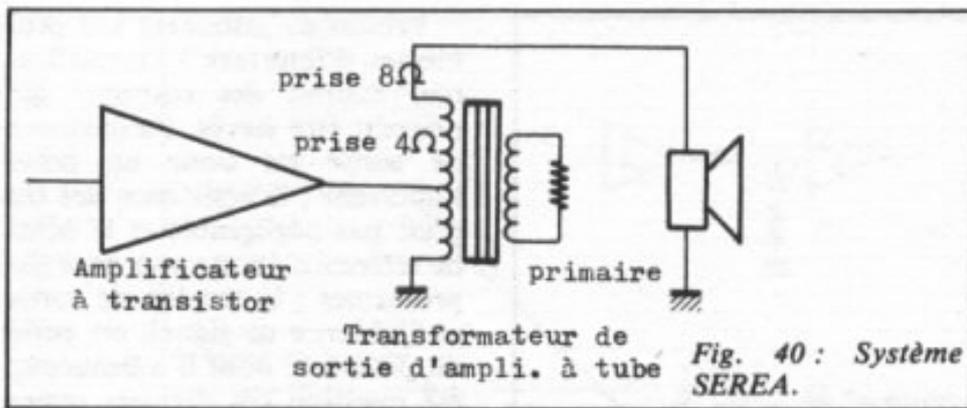


Fig. 40 : Système SEREA.

où le « système SEREA » avait été présenté (cf figure n° 40). Ce système qui donnait un « niveau sonore subjectif » plus élevé et des graves plus « fermes », modifiait les impédances que voyaient l'amplificateur et le haut-parleur et je me demande encore si ce résultat subjectivement supérieur était dû aux modifications des conditions de fonctionnement du haut-parleur, de celles de l'amplificateur ou des deux.

Les signaux dus à l'impédance de sortie en boucle ouverte ( $x$  par le courant de sortie) sont pris en compte par la boucle de contre-réaction qui cherche à les combattre au même titre que la distorsion. Les analyses de ce problème faites par Matti Ojala et Jorma Lammasniemi (Wireless World nov. et déc. 1980) ou par Robert Cordell (Wireless World fév. 1983), qui considèrent que l'amplificateur est linéaire ou ne présente que des distorsions de limitation de slew rate, insistent beaucoup sur la valeur de l'impédance de sortie en boucle ouverte. Ces analyses présentent l'intérêt d'attirer l'attention sur le problème des non-linéarités de sortie d'un amplificateur de puissance, mais elles oublient le rôle des non-linéarités de sortie en boucle ouverte. Tout ces problèmes seront largement développés dans le prochain article.

Une dernière réflexion sur l'impédance de sortie en boucle ouverte des amplificateurs de puissance : sur une charge capacitive, elle provoque une coupure

qui peut compromettre la stabilité de la boucle. On ne peut pas adopter ici la solution qui consiste à reporter la coupure en sortie, comme on peut le faire pour une alimentation stabilisée dont la tension de sortie est en principe fixe : la valeur des courants de sortie impose des impédances de sortie en boucle ouverte faibles, donc une coupure en sortie nécessiterait des fortes capacités qui absorberaient des courants importants.

Le problème de la tension continue en sortie a aussi beaucoup passionné ces derniers temps. On est passé de schémas qui ne lais-

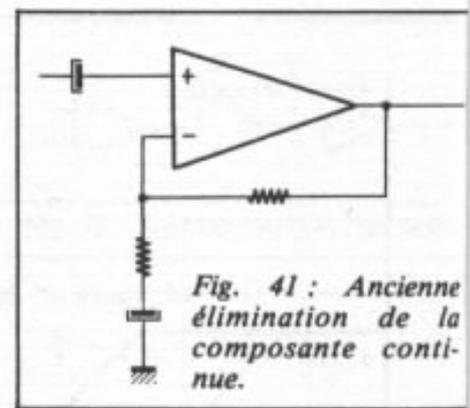


Fig. 41 : Ancienne élimination de la composante continue.

saient aucune chance à un signal continu (cf figure n° 41) et qui succédaient aux monstrueuses capacités de sortie des premiers amplificateurs sans transformateur, à des circuits spéciaux (j'ai failli écrire spécieux) relativement complexes. La courbe de la figure 42 nous donne la puissance dissipée par la résistance en continu d'un haut-parleur estimée à  $5 \Omega$ . Je sais bien qu'il faut économiser l'énergie mais pour des amplificateurs et des haut-parleurs confrontés à des dizaines de watts, cette courbe montre bien qu'il faut déjà une tension relativement importante

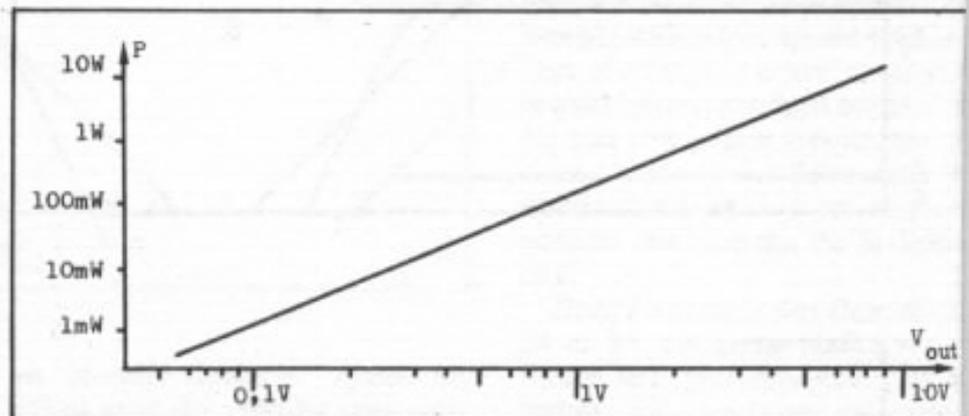


Fig. 42 : Puissance relative à la tension continue en sortie.

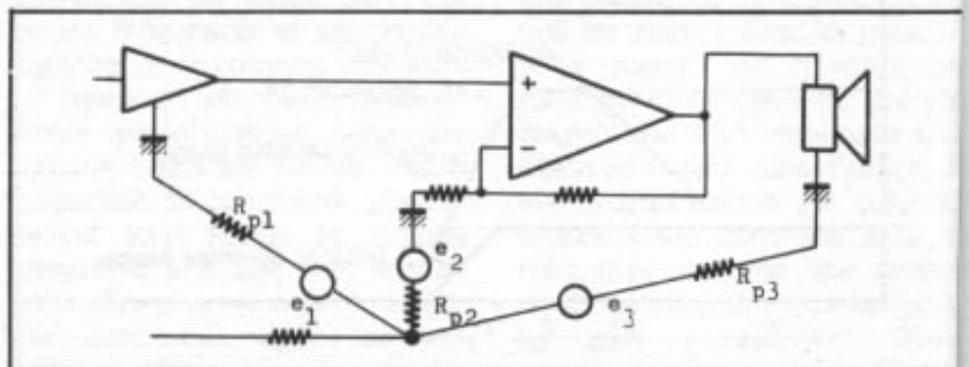


Fig. 43 : Problèmes dus au câblage de la masse.

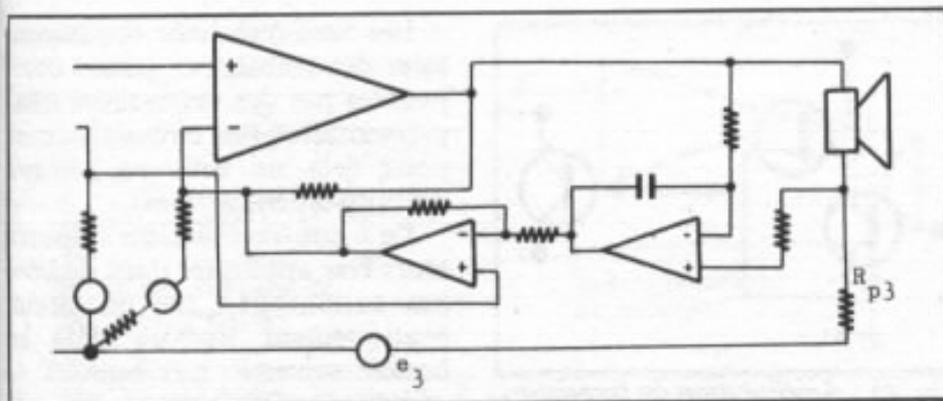


Fig. 44 : Circuit W DC Servo.

en sortie pour qu'il faille s'en occuper.

Plus sérieux est le problème des références de tension : un schéma tout simple si on ne se soucie pas trop des masses, peut se révéler plein de pièges (cf figure 43) quand on regarde ce qui se passe sur les connexions qui assurent la distribution de la masse. Les éléments parasites les plus gênants sont :

- La résistance de retour du courant du haut-parleur car ce courant a une forte valeur.

- Les tensions nées de couplages inductifs, capacitifs ou résistifs (retour commun à plusieurs courants) qui agissent sur la référence du signal à amplifier ou sur le point de retour du pont diviseur de la boucle de contre-réaction, car ces signaux parasites sont amplifiés.

La contre-réaction ignore superbement ces phénomènes qui peuvent être linéaires (c'est un moindre mal) ou non-linéaires. On aurait pu penser que le circuit W DC Servo (cf figure 44) sensé « éliminer la dérive en continu, abaisser le taux de distorsion et ramener à 0 l'impédance des circuits d'alimentation » s'occupait de ce problème. Ce circuit permet, en effet de combattre les effets de  $R_{p3}$  et de  $e_3$ , mais seulement en continu ; il permet d'éviter que ces effets parasites ne perturbent l'asservissement du point de repos en sortie. Les audiophiles sauront apprécier le progrès fantastique qu'apporte ce circuit qui permet de faire disparaître en

sortie les quelques mV qui resteraient avec les circuits concurrents dont l'utilité reste à montrer.

Nous avons vu les possibilités, limitées mais réelles, de la contre-réaction, mais quels en sont les inconvénients ? Nous pouvons voir sur la figure n° 24 que le talon d'Achille de la contre-réaction est le circuit que jusqu'ici nous avons considéré sans défauts : le circuit qui fait la différence entre le signal d'entrée et la sortie de la boucle de contre-réaction. Toute erreur commise à ce niveau se retrouve amplifiée avec le gain du montage, et l'amplificateur peut bien avoir, en boucle ouverte, le gain qu'il veut : il ne peut rien faire contre elle.

E.F. Taylor avait déjà montré que dans les préamplificateurs (Wireless World août et septembre 1977) le comportement différent des transistors du différentiel d'entrée (à cause des impédances très inégales vu par les bases et les collecteurs) était cause de distorsion. Mais déjà le simple collecteur commun (c'est un circuit rebouclé avec un gain de 1) peut souffrir de cette limitation au pouvoir correcteur de la boucle de contre-réaction : toute variation de  $V_{BE}$  se superpose au signal de sortie. Outre la valeur de  $V_{BE}$  non-linéaire en fonction du courant de sortie, je pense au phénomène thermique transitoire dû aux courants importants que l'on demande à ce montage.

Dans les amplificateurs de

puissance aussi, si le concepteur n'a pas pris des précautions particulières, des phénomènes thermiques transitoires peuvent induire des distorsions au niveau du différentiel d'entrée, contre lesquels la boucle de contre-réaction sera impuissante par principe. Je pense ici particulièrement aux signaux importants dus à une contre-réaction mal faite comme les a dénoncées Matti Ojala.

Comment combattre la distorsion dans notre amplificateur expérimental ? Il faut préciser que cet amplificateur n'est pas destiné à être réalisé en série. Ce sera un monstre destiné à des études ; un peu l'équivalent de la Formule 1 en automobile, il est destiné à valider ou infirmer des solutions techniques qui pourront par la suite être appliquées sur d'autres amplificateurs. D'ailleurs de simples considérations de prix interdiraient la commercialisation de cet amplificateur.

Pour combattre la distorsion ; il faut d'abord éviter les distorsions qui peuvent l'être, puis essayer de compenser les distorsions qui peuvent l'être et appliquer, enfin, la contre-réaction : beaucoup de contre-réaction, mais à la différence des amplificateurs ordinaires, de la contre-réaction bien utilisée et utilisée après que la linéarité des circuits en boucle ouverte ait été recherchée au maximum.

Comment éviter la distorsion dans les composants ? Pour les transistors bipolaires, on cherchera à se rapprocher des conditions optimales : la figure n° 45 nous montre ce que donne le traqueur de courbes pour le montage « cascode » de la figure 46, réalisé avec le même transistor que pour la figure 9. La figure 45 a été prise dans les mêmes conditions que pour la figure 9, pas avec transistor du même type mais avec physiquement le même transistor ; le résultat est étonnant, non ? le montage cascode

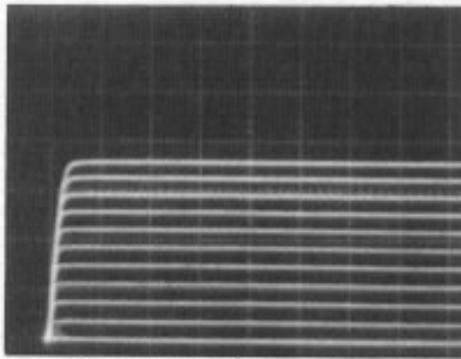


Fig. 45 : « Transistor amélioré » au traceur de courbe.

a fait disparaître l'effet Early, l'effet Miller, les phénomènes thermiques transitoires et l'action des capacités  $C_{CE}$  et  $C_{BC}$ , et a un peu réduit le gain en courant. Depuis que j'ai vu cela et la simplicité de ce montage qui permet d'accroître les performances des transistors, je n'ose plus utiliser un transistor dont j'attends de la linéarité dans un montage, autrement que dans le montage cascode : soit dans la configuration de la figure 46, soit dans celle plus classique de la figure 47 (c'est le montage baptisé « Super A » par JVC) avec un  $V_{CE}$  faible.

Outre les gains de linéarité, le montage cascode a des meilleures performances en large bande, c'est d'ailleurs pour cela qu'il est surtout connu.

Pour éviter les distorsions dues aux condensateurs, la meilleure méthode consiste à éviter ceux-ci. Dans notre montage, le signal ne traversera aucun condensateur. Ceux qui seront néanmoins indispensables au montage (pour réaliser les coupures de boucle en dehors de la bande audio) seront choisis avec le plus grand soin.

Le câblage sera particulièrement soigné (les courants circuleront dans des paires torsadées) pour éviter les selfs parasites. La self nécessaire en sortie dans certains cas pour protéger la stabilité de la boucle de contre-réaction des charges capacitives (cf figure n° 48), sera réalisée sur un tore en bois ou en matière plastique (matériaux bien connus

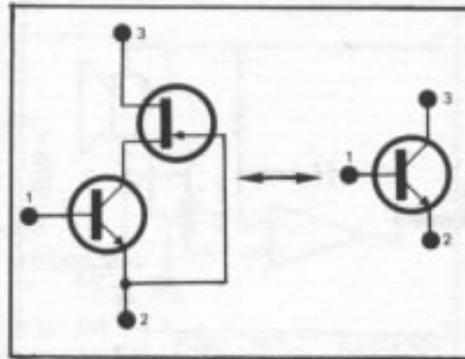


Fig. 46 : Amélioration du transistor.

pour leur perméabilité magnétique proche de celle du vide et très linéaire) qui emprisonnera les lignes de champ magnétique.

Les résistances les plus critiques (réseau de contre-réaction) seront des résistances au tantale largement dimensionnées.

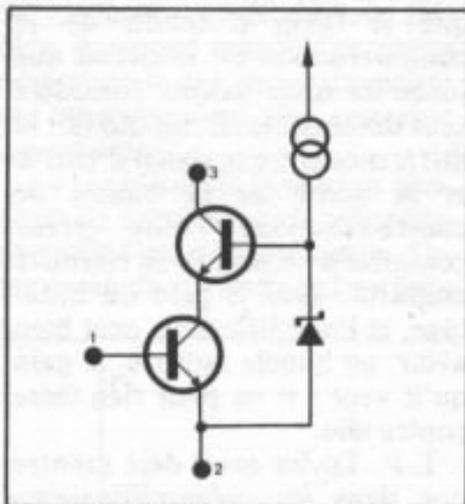


Fig. 47 : Circuit cascode classique.

On évitera les connexions mécaniques au maximum. La soudure sera de très bonne qualité et les câblages les plus critiques (réseau de contre-réaction, circuits d'entrée) seront réalisés en wrapping soudé.

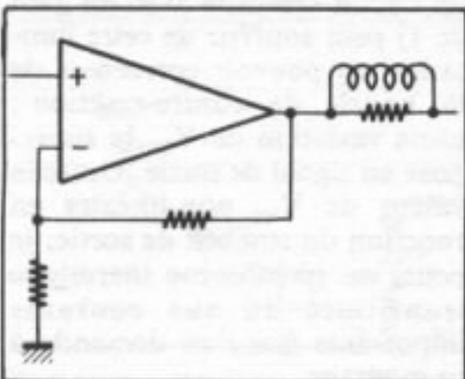


Fig. 48 : Self de protection.

Les non-linéarités fondamentales des transistors seront compensées par des distorsions complémentaires (les circuits retenus pour cela ne sont pas encore définitivement arrêtés).

La contre-réaction pourra alors être appliquée dans de bonnes conditions : sur un circuit pratiquement linéaire déjà en boucle ouverte. Les boucles de contre-réaction auront des fréquences de coupure en boucle ouverte supérieures à la bande audio (>40 kHz) de façon à obtenir que le fonctionnement dynamique de la boucle soit sans reproches pour les signaux audio. Pour ceux-ci le fonctionnement de l'amplificateur et de la boucle sera apériodique et la réduction de la distorsion sera constante dans toute la bande audio et non décroissante avec la fréquence comme nous l'avons vu pour les amplificateurs courants.

Ces solutions (compensation des distorsions et contre-réaction large bande) conduisent à des circuits rapides faisant appel aux techniques vidéo et à des transistors large bande.

Les problèmes de linéarité seront donc traités par des compensations et des contre-réactions locales afin de fournir à la contre-réaction globale un amplificateur pratiquement sans reproche pour que celle-ci traite les problèmes d'interface : soit pour obtenir une faible impédance de sortie (asservissement de tension) soit pour obtenir une forte impédance de sortie (asservissement de courant) (cf figure n° 49), soit une solution intermédiaire.

Les problèmes de référence de masse seront traités par un câblage soigné (masse distribuée en étoile) et amplification différentielle pour minimiser les effets des résistances des câblages et des signaux parasites (cf figure 50).

Pour ce qui est de la compo

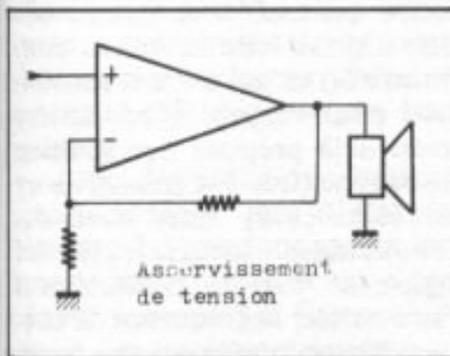


Fig. 49 : Asservissement en tension et en courant.

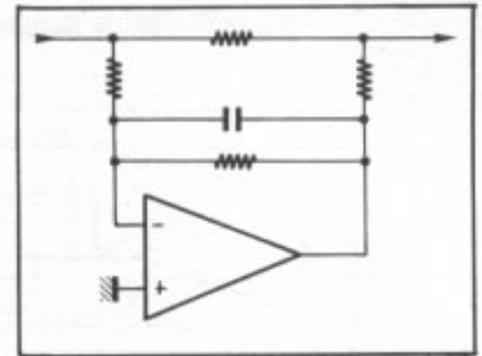
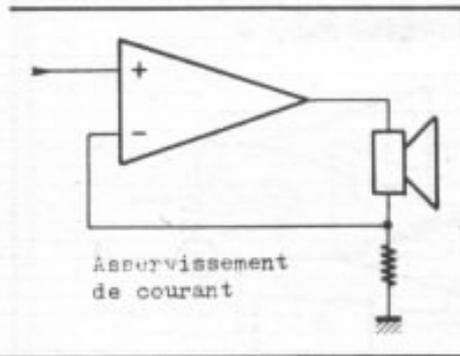


Fig. 51 : Brevet japonais n° 53179409...

sante continue en sortie, ce n'est pas un problème qui nécessite un traitement particulier : l'amplificateur étant fait d'étages différentiels passant le continu, le léger décalage en sortie de l'amplificateur en boucle ouverte sera réduit par la contre-réaction qui sera apériodique. L'amplificateur ne générera donc pas de tension continue en sortie, mais pourrait être victime de tension continue présente dans le signal à amplifier. Pour éliminer cette composante continue, sans faire traverser de condensateur par le signal, il faut avoir recours à des circuits spéciaux. On peut prendre par exemple le circuit de la figure n° 51 (brevet japonais n° 53-179409) qui élimine la composante continue en l'isolant et en la retranchant. Je préfère celui de la figure 52, car on peut empiler les cellules de filtrage pour que le circuit intégré utilisé ne voit que des signaux continus et parce que la coupure basse ainsi obtenue peut être très basse en utilisant des condensateurs de valeur raisonnable donc non-électrolytiques.

Comment concilier les impératifs que nous nous sommes fixés, fréquence de coupure en boucle ouverte supérieure à 40 kHz, beaucoup de gain (obtenu sans sacrifier la linéarité), contre-réaction locale, contre-réaction globale, avec les problèmes de stabilité et éviter les phénomènes qui produisent la distorsion d'intermodulation transitoire ?

Matti Ojala préconise de mettre en œuvre des contre-réactions

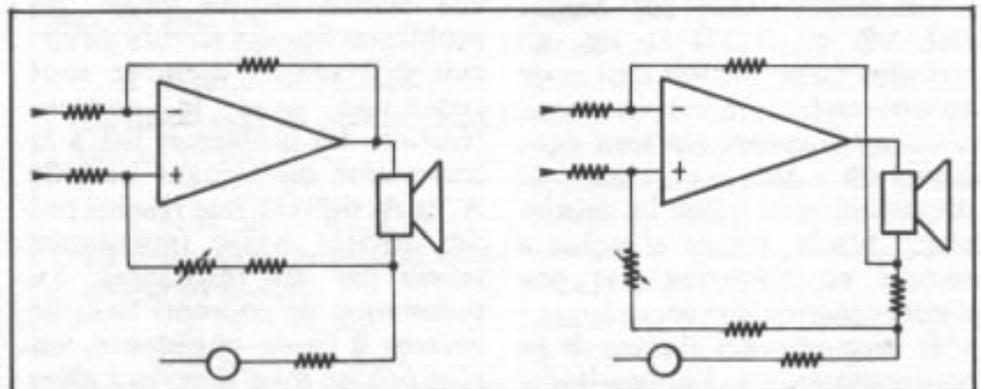


Fig. 50 : Traitement des problèmes de masse en sortie.

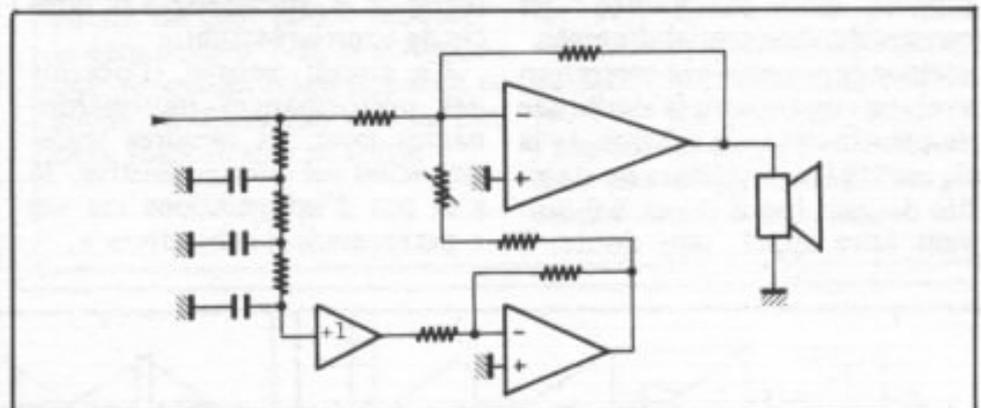


Fig. 52 : Elimination de la composante continue.

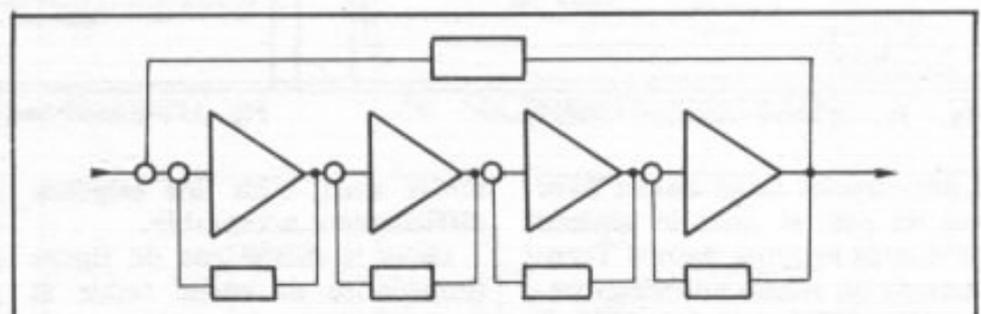
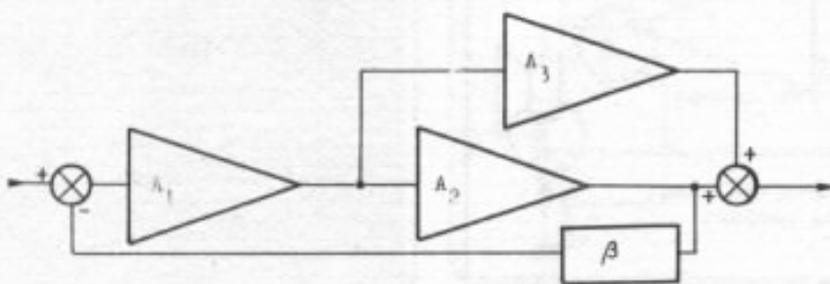


Fig. 53 : Contre-réactions locales.

locales (cf figure 53) qui donneront une fréquence de coupure en boucle ouverte élevée pour la contre-réaction globale qui sera modérée. Mais il est dommage de ne pas profiter des avantages

de la contre-réaction globale dont nous avons vu les avantages dans notre analyse statique de la contre-réaction. Matti Ojala préconise une coupure de bande dans le rebouclage, cela conduit

### Le circuit « Super Feedforward »



Ce circuit utilisé par Sansui (AU-D9 et AU-D11) est un mélange de correction aval et de contre-réaction. C'est un circuit classique à contre-réaction dans lequel on a ajouté un circuit de correction aval pour le dernier étage, plutôt que de chercher à réduire sa distorsion par une contre-réaction élevée.

Il évite une des limites de la contre-réaction : l'impossibilité de réduire complètement la distorsion, mais pas l'autre : les erreurs du différentiel d'entrée.

Pour ce qui est de la correction aval (on remarquera la similitude de principe avec le schéma de la figure 20) les problèmes de stabilité de gain (pour  $A_1$  et  $A_3$ ) doivent faire appel, sans doute, à

une contre-réaction locale, les problèmes liés aux erreurs du circuit différentiel d'entrée sont communs avec la contre-réaction, les problèmes liés à la sommation des signaux issus de  $A_2$  et  $A_3$  doivent être résolus par des sorties basse impédance reliées par des résistances. La sommation de courants issus de sources à haute impédance, est plus précise mais il devient alors impossible d'extraire le signal de sortie de  $A_2$  nécessaire à la boucle de contre-réaction.

Ce circuit permet d'obtenir des performances impressionnantes pour les mesures traditionnelles sur charge résistive. Je n'ai pas d'informations sur ses « performances subjectives ».

totale qui croît avec l'amplitude du signal (donc des non-linéarités) ce qui est très satisfaisant pour l'esprit. E.M. Cherry avait déjà proposé une solution de ce type (Int. J. Circuit Theory de juil. 1978) mais avec des rebouclages intégrateurs (cf figure n° 55) qui conduisent à faire baisser la fréquence de coupure lorsqu'une boucle en incorpore une autre. Alors qu'un rebouclage apériodique (cf figure n° 56) fournit à l'étage N un gain sans coupure qui compromet sa stabilité même si sa fréquence de coupure en boucle ouverte est proche de celle de l'étage N + 1, c'est le principe du rebouclage de la figure n° 39.

Pour éviter que dans la dernière boucle (la boucle globale) aient lieu les phénomènes qui produisent la distorsion d'intermodulation transitoire, il y a lieu d'incorporer dans l'amplificateur un filtre passe-bas ayant la même fréquence de coupure que le premier étage en boucle ouverte (cf figure n° 57). Il n'y aura pas de limitation de slew rate, mais un comportement linéaire ; on retrouve un peu la

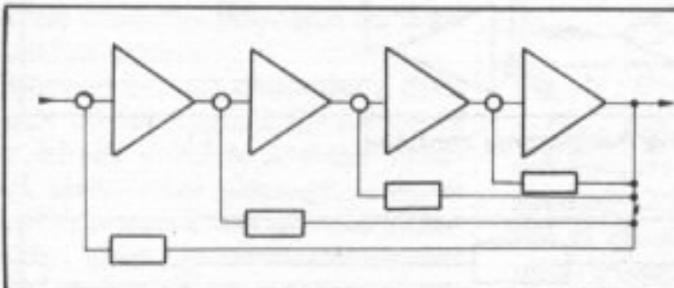


Fig. 54 : Contre-réactions imbriquées.

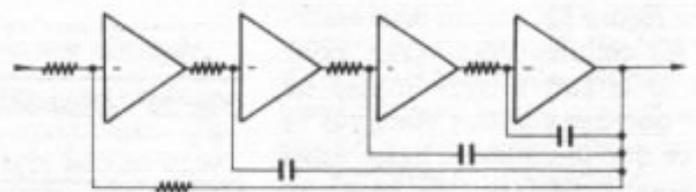


Fig. 55 : Contre-réaction imbriquée intégratrice.

à des circuits large bande avec peu de gain et dans le schéma qu'il nous propose dans « Transactions on Audio and Electroacoustics, IEEE » de déc. 1973, il lui faut redresser la bande de chaque étage avec des condensateurs. Il préconise également que la bande passante du préamplificateur soit inférieure à la bande passante de l'amplificateur de puissance en boucle ouverte, for-

mulée ainsi, c'est une exigence difficilement acceptable.

Dans le même cas de figure (impédance de sortie faible et asservissement de sortie en tension) je préfère des boucles de contre-réaction imbriquées (cf figure 54) ; cela permet de faire bénéficier l'étage de sortie des contre-réaction des autres étages et de faire intervenir pour chaque étage une contre-réaction

proposition de Matti Ojala, mais sans définir de contrainte pour le préamplificateur.

Dans le cas d'une impédance de sortie élevée (asservissement en courant) l'impédance de haut-parleur en série avec la résistance de mesure du courant (cf figure n° 49) peut introduire des rotations de phase qui perturbent le rebouclage global, il faudra alors revoir le principe de

rebouclage global ; nous retrouverons ce problème par la suite et nous en reparlerons après des mesures d'impédance de haut-parleur.

Avec les solutions retenues que devient la distorsion linéaire ? Ce ne sont pas les limites de l'amplificateur qui fixe la bande passante (cf figure n° 58) mais des systèmes extérieurs :

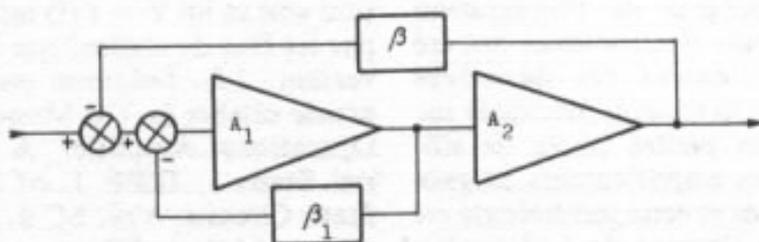
- la coupure basse est déterminée par le système d'élimination de la composante continue ;

- la coupure haute est due au filtre protégeant l'amplificateur des signaux ultrasonores. Il faudra prendre garde à la self de sortie qui devra être réduite au maximum en fonction des cas, voire supprimée.

On peut alors espérer une bande passante de l'ordre de 0,2 Hz - 100 kHz qui donne pour les variations d'amplitude, de phase et de retard les courbes de la figure 59). Compte tenu des vitesses de réaction de l'oreille (de l'ordre de la ms) et de sa sensibilité à la phase et au niveau, on peut considérer ces performances satisfaisantes pour un amplificateur.

Il peut sembler illusoire

### La contre-réaction « infinie »



Le calcul donne pour ce montage un gain de :

$$\frac{A_1 A_2}{1 + A_1 \beta_1 + A_1 A_2 \beta}$$

La distorsion du premier étage  $\epsilon_1$  donne en sortie :

$$\frac{\epsilon_1 A_2}{1 + A_1 \beta_1 + A_2 A_1 \beta}$$

La distorsion du second étage  $\epsilon_2$  donne en sortie :

$$\frac{\epsilon_2 (1 + \beta_1 A_1)}{1 + \beta_1 A_1 + A_2 \beta}$$

Si on a  $A_1 \beta_1 = -1$ , alors le circuit se comporte comme un circuit de gain infini, rebouclé : le gain devient  $1/\beta$ , la distorsion due au second étage disparaît en sortie, la distorsion due au premier étage donne en sortie :

$$\frac{\epsilon_1}{A_1 \beta}$$

En fait, cette condition n'est jamais parfaitement remplie, ne serait-ce qu'à cause des non-linéarités de  $A_1$ . Mais cela permet d'obtenir une contre-réaction importante pour le second amplificateur. Ce circuit a déjà été utilisé pour les amplificateurs à tubes (« A 35 watt "Infinite Feedback" Audio Amplifier », C.P. Boegli, Radio & Television News de juil. 1954) (« Combining Positive and Negative Feedback », J.M. Miller Jr., Electronics de mars 1950) dans lesquels il diminuait de façon impressionnante la distorsion du second étage et l'impédance de sortie. Je ne connais pas d'application dans un amplificateur à transistor.

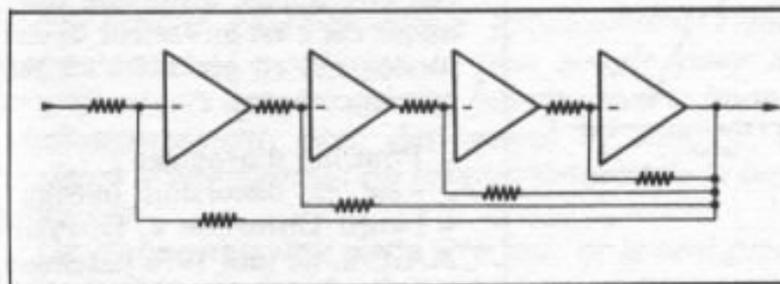


Fig. 56 : Contre-réaction imbriquée aperiodique.

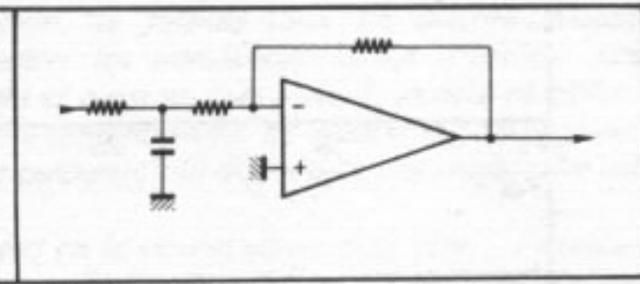


Fig. 57 : Protection contre la TIM.

d'avoir des bandes passantes aussi grandes par rapport aux autres éléments de la chaîne de reproduction acoustique. Mais lorsque cela ne pose pas de problème particulier, autant donner de l'avance à un des maillons de cette chaîne, en espérant qu'il sera bientôt rejoint par les autres maillons. Par exemple, les disques numériques (indépendamment des reproches qu'on peut

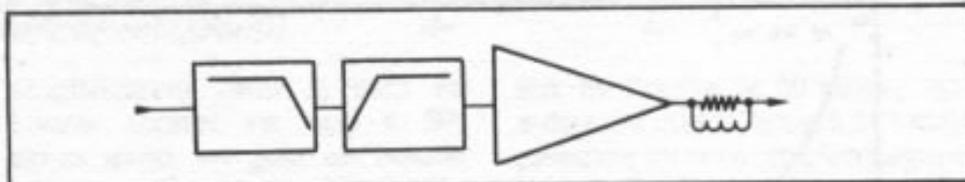


Fig. 58 : Coupures de bande de notre amplificateur.

leur faire) n'ont pas de limitations théoriques pour leur fréquence de coupure basse, contrairement aux disques analogiques.

Nous verrons dans la suite de cette étude, ce que donnent les considérations théoriques de cet article confrontées à la réalisation et à l'expérimentation ; en

## Le monolithique

Les progrès de l'intégration des circuits électroniques ont été extraordinaires ces dernières années. On trouve, fabriqués sur de toutes petites puces de silicium, des amplificateurs au gain important et cette technologie est partie à l'assaut de la fonction amplificateur de puissance, soit sous forme d'amplificateur de puissance moyenne, soit sous forme de circuit « driver » qu'il faut associer aux transistors de puissance. Ces circuits ont le défaut de reprendre les principes des autres circuits intégrés (fort gain obtenu aux dépens de la linéarité, fréquence de coupure dans le bas de la bande audio) dont nous avons vu les défauts pour les applications audio.

Mais ces circuits intégrés sont le siège de phénomènes thermiques complexes. Chaque élément qui dissipe une puissance fonction du signal, est une source de chaleur pulsante et chaque jonc-

tion voit sa loi  $V = f(I)$  modulée par les flux de chaleur qui la traversent. J.E. Solomon dans un article célèbre (« The Monolithic Operational Amplifier A Tutorial Study », IEEE J. of Solid-State Circuits, Vol. SC-9, n° 6) consacré à l'amplificateur opérationnel, avait dénoncé ce phénomène entre les transistors de sortie et le différentiel d'entrée, mais sa réflexion était limitée aux problèmes statiques. Qu'en est-il pour les signaux sonores ? On pourrait imaginer que la puce de notre amplificateur est le siège d'une véritable cacophonie thermique. En fait cela ne se passe pas tout-à-fait ainsi, car la transmission de la chaleur dans un solide n'est pas un phénomène linéaire : elle est régie par l'équation différentielle de Fourier.

$$\frac{\delta\theta}{\delta t} = \frac{k}{\rho c p} \left( \frac{\delta^2\theta}{\delta x^2} + \frac{\delta^2\theta}{\delta y^2} + \frac{\delta^2\theta}{\delta z^2} \right)$$

La transmission de la chaleur

est donc difficile à étudier pour les phénomènes périodiques, on ne peut pas définir de vitesse de transmission de la chaleur dans un solide. J'ai pu néanmoins calculer, grâce à une simulation sur mini-ordinateur, la vitesse et l'atténuation d'un signal thermique à 1 kHz dans le silicium (0,5 ms/mm ; 0,4 dB/mm). Ces chiffres pour approximatifs qu'ils soient, montrent la réalité du problème. D'ailleurs les concepteurs de circuits intégrés avouent quand on les interroge, que la limite actuelle au gain des circuits intégrés en boucle ouverte est le « thermal feedback ».

C'est pourquoi je suis très réservé sur l'usage des circuits monolithiques pour les circuits audio de très haute précision. Pour les applications courantes, ces circuits devraient participer à la démocratisation de la reproduction sonore.

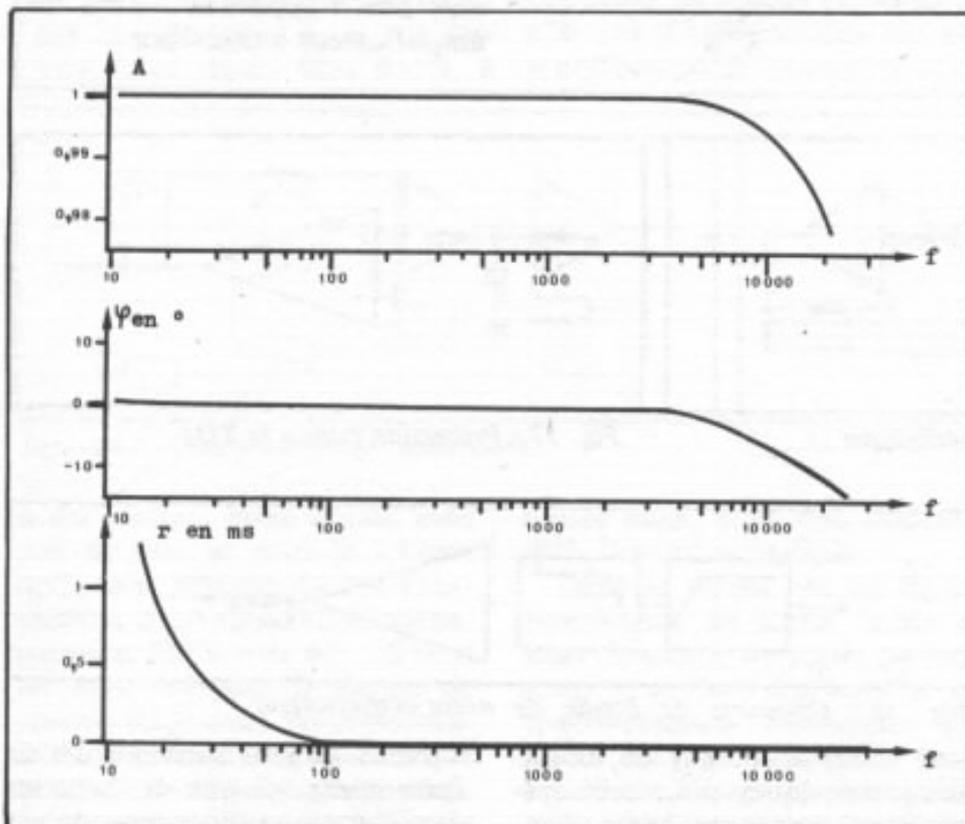


Fig. 59 : Distorsion linéaire dans la bande audio d'un circuit 0,2 Hz - 100 kHz.

attendant, j'espère que cet exposé vous aura intéressé. J'ai beaucoup insisté sur ce qui pourrait être appelé distorsion thermique car c'est un facteur de distorsion qui en général n'est pas pris en compte.

Pour lire d'avantage :

- sur la distorsion linéaire : « Linear Distortion », D. Preis, J.A.E.S. de juin 1976 (attention à la figure 13 qui est erronée) ;

- sur les distorsion dans les semiconducteurs : « Theory of Nonlinear Distortion Produced in a Semiconductor Diode », H.K. Lotsch, IEEE Trans. on Elect. Dev. de mai 1968 (avec une belle bibliographie de 150 références) ;

- sur l'invention de la correction aval et celle de la contre-réaction : « Inventing the negative feedback amplifier » H.S. Black, IEEE Spectrum de déc. 1977.

# Distorsion par transitoire

## II. Les solutions

*Philippe Faugeras*

*Un premier exposé paru dans l'Audiophile n° 27 nous a permis de mettre en évidence les phénomènes de distorsion par transitoire. Principalement due à une surcharge des étages d'entrée, cette forme de distorsion trouve ses sources dans la conception même de l'amplificateur. En effet, pendant de nombreuses années, les concepteurs d'amplificateurs pour « des raisons commerciales » privilégièrent l'obtention de faibles taux de distorsion par harmoniques. La solution la plus simple pour masquer les non-linéarités est d'utiliser des amplificateurs avec un gain en boucle ouverte important et ainsi un fort taux de contre-réaction. Malheureusement, pour des raisons de stabilité, des augmentations de gain s'accompagnent toujours d'une diminution proportionnelle de la bande passante ; la distorsion par transitoire est alors née.*

*Un compromis doit donc être fait, or le seul jugement en la circonstance doit être... l'oreille. Les nombreuses écoutes faites à ce sujet montre que les auditeurs se satisfont généralement d'un taux de distorsion par harmoniques de l'ordre de 0,01 % alors qu'ils sont très sensibles à la distorsion par transitoire. Dans ce second article, on se propose de donner différentes solutions électroniques permettant d'atteindre ce compromis.*

Reprenons brièvement les principaux points permettant de minimiser la distorsion par transitoire.

— Le slew rate de l'amplificateur devra être le plus élevé possible (100 V/ $\mu$ s)

— le facteur de contre-réaction devra être compris entre 20 et 30 dB. En d'autres termes, un

amplificateur dont le gain en boucle fermée est égal à 20, devra avoir un gain en boucle ouverte compris entre 200 et 600.

Rappelons que de nombreux amplificateurs du commerce possèdent un gain en boucle ouverte supérieur à 10 000.

— La bande passante de l'amplificateur en boucle ouverte devra

être de l'ordre de 20 kHz, c'est-à-dire au moins égale à la bande passante du préamplificateur qui le précède.

De ces différentes considérations, on peut déjà tirer plusieurs enseignements quant à la conception de l'amplificateur.

— Un slew rate élevé pourra être obtenu grâce à des transistors de

sortie très rapides mais aussi en utilisant un étage d'entrée adapté.

— un faible facteur de contre-réaction entraîne tout naturellement une augmentation des distorsions par harmoniques. Le choix des différents montages devra donc compenser cette augmentation par une linéarité accrue (utilisation de transistors parfaitement appariés, de contre-réaction locale...).

— La principale limitation en bande passante d'un amplificateur concerne les compensations en fréquence utilisées. Des amplificateurs à faible distorsion par transitoires devront donc utiliser de nouvelles formes de compensation plus adaptés.

Comme on peut le voir, le cahier des charges de l'amplificateur « idéal » est assez restrictif mais comme nous allons le montrer dans la suite de cet exposé, les solutions techniques sont très simples.

### Etage d'entrée

La figure 1 présente le schéma de base utilisé dans de nombreuses réalisations du commerce. Il est constitué en entrée d'une paire différentielle dont le rôle est d'amplifier la différence de tensions  $\Delta V$  ( $\Delta V = \text{signal d'entrée} - \text{signal de contre-réaction}$ ) présente entre les deux bases des deux transistors  $T_1, T_2$ . Le courant de polarisation de ces deux transistors est déterminé à partir de la chute de tension dans la résistance de  $13 \text{ k}\Omega$ . Dans notre exemple, ce courant vaut

$$2I_p = \frac{36\text{V} - 10\text{V (Zener)}}{13 \text{ k}\Omega} = 2\text{mA}$$

Au niveau composants, le choix de ce courant est un compromis entre différents critères tel que le bruit, la fréquence de transition ou le gain en courant.

Au niveau circuit, ce courant de polarisation permet de fixer deux paramètres important du montage :

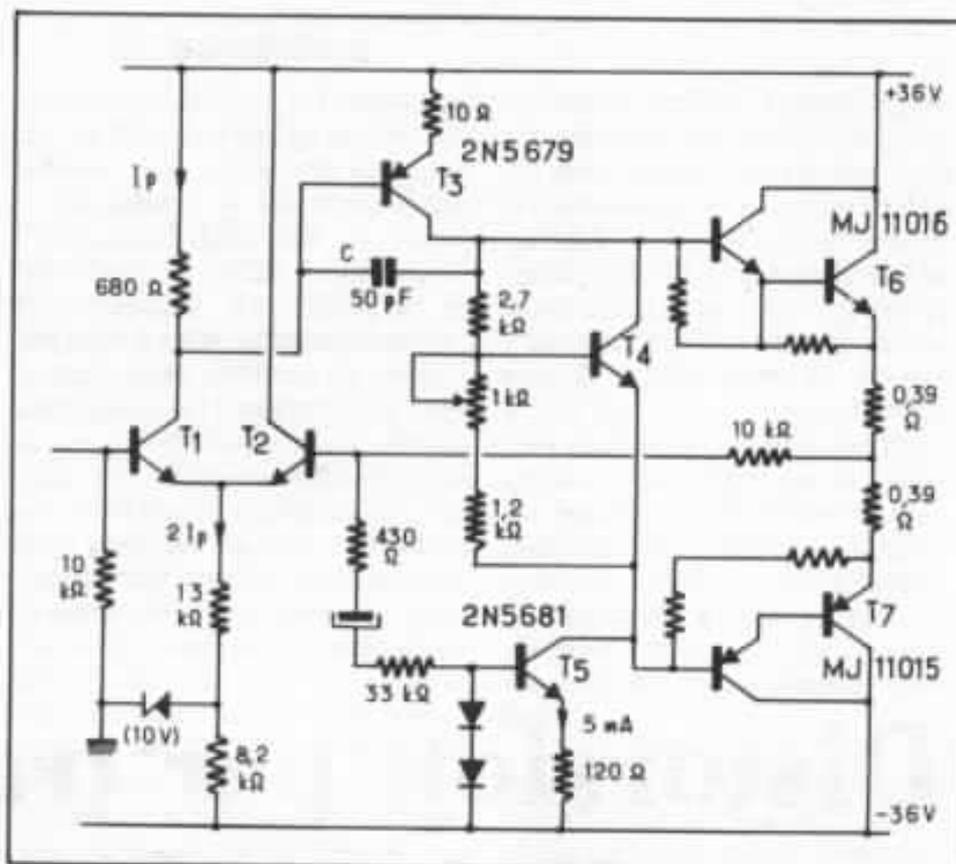


Fig. 1 : Amplificateur de puissance  $2 \times 60 \text{ W}$ .

— Le gain en tension  $A = gmR_c$

$$\text{avec } gm = \frac{I_p \text{ (mA)}}{25 \text{ mV}}$$

dans notre exemple

$$A = \frac{1}{25} \times 680 = 27$$

— Le slew rate maximum que peut atteindre l'amplificateur

$$S.R = \frac{2I_p}{C}$$

dans notre exemple

$$SR = \frac{2\text{mA}}{50 \text{ pF}} = 40 \text{ V}/\mu\text{s}$$

De la dernière formule, on déduit que pour une capacité  $C$  donnée, un étage d'entrée avec un courant de polarisation plus important fournira un slew rate plus élevé. Parallèlement, si  $I_p$  augmente, la formule de gain nous montre que  $gm$  et donc le gain en tension de l'étage sera multiplié par le même facteur. Pour des raisons de stabilité, si le gain augmente,  $C$  devra être augmentée proportionnellement et donc le slew rate retombera à sa

valeur initiale. Dans un schéma d'amplificateur du type de la figure 1, le slew rate est donc fixé par la stabilité du système. Une solution pour diminuer  $C$  et ainsi augmenter le slew rate peut consister à diminuer  $gm$ . La figure 2 donne un exemple de circuit permettant d'obtenir ce résultat. Dans ce montage, des résistances  $r_E$  sont placées dans chaque émetteur de l'étage différentiel, la transconductance devient alors :

$$gm = \frac{gm}{1 + gm r_E}$$

et le rapport

$$\frac{gm}{I_p} = \frac{38,5}{1 + \frac{r_E I_p}{25\text{mV}}}$$

Cette dernière formule montre que pour  $r_E I_p > 25 \text{ mV}$ , le rapport  $\frac{gm}{I_p}$  décroît rapidement.

Autre avantage, ces résistances permettent par une contre-réaction locale de linéariser la fonction de transfert de cet étage

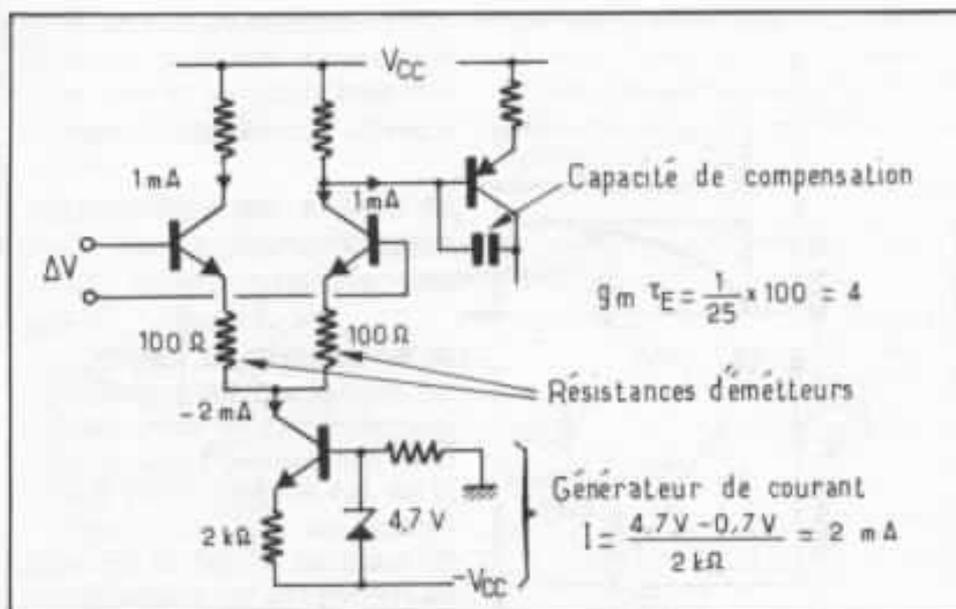


Fig. 2 : Exemple d'étage d'entrée avec résistances d'émetteurs.

et ainsi de minimiser la distorsion par harmoniques. Dans l'exemple de la figure 2, les résistances d'émetteurs de 100  $\Omega$  vont permettre de diminuer le gain de cet étage par un facteur 5. Pour ne pas briser la symétrie de cet étage, ces résistances d'émetteur devront être parfaitement appariées, des résistances à 1 % sont fortement conseillées. A titre d'exemple, dans cette figure est montré un autre type de générateur de courant nécessitant plus de composants, il permet par contre une meilleure immunité au bruit et une plus grande stabilité.

Une autre possibilité pour augmenter la vitesse d'un amplificateur est d'utiliser des transistors FET comme étage d'entrée. En effet, pour un même courant de polarisation un FET présente une transconductance beaucoup plus faible qu'un transistor bipolaire (facteur 10). Cette faible transconductance qui pourrait paraître comme un défaut dans les amplificateurs à grand gain est en fait très appréciée dans les amplificateurs à faible distorsion par transitoire figure 3. Il a été montré dans la première partie de cet exposé qu'un faible facteur de contre-réaction était accompagnée d'une remontée de la distorsion par harmoniques (les

effets non linéaires étant moins compensés). Un soin tout particulier doit donc être donné aux différents étages pour minimiser au maximum les différentes non-linéarités. La figure 4 montre un montage très classique qui permet de réduire au minimum la distorsion en boucle ouverte. Il

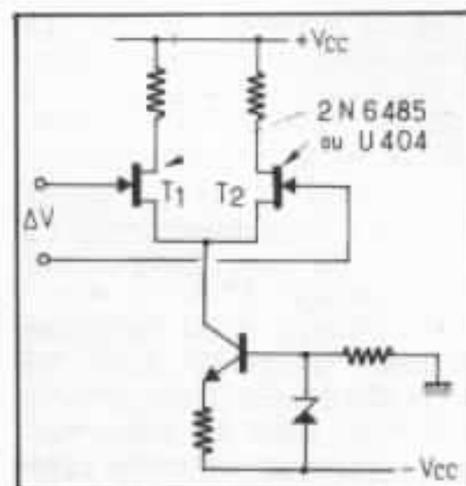


Fig. 3 : Etage d'entrée à fets.

est constitué de deux amplificateurs entièrement symétriques, chacun amplifiant le signal d'entrée pour un des côtés du push pull de sortie. Par sa symétrie, ce type de circuit permet de minimiser les harmoniques de rang pair et ainsi d'obtenir un taux de distorsion par harmonique acceptable. (En général, en boucle ouverte, on se fixe comme seuil 0,5 %). Bien sûr, les recommandations précédentes

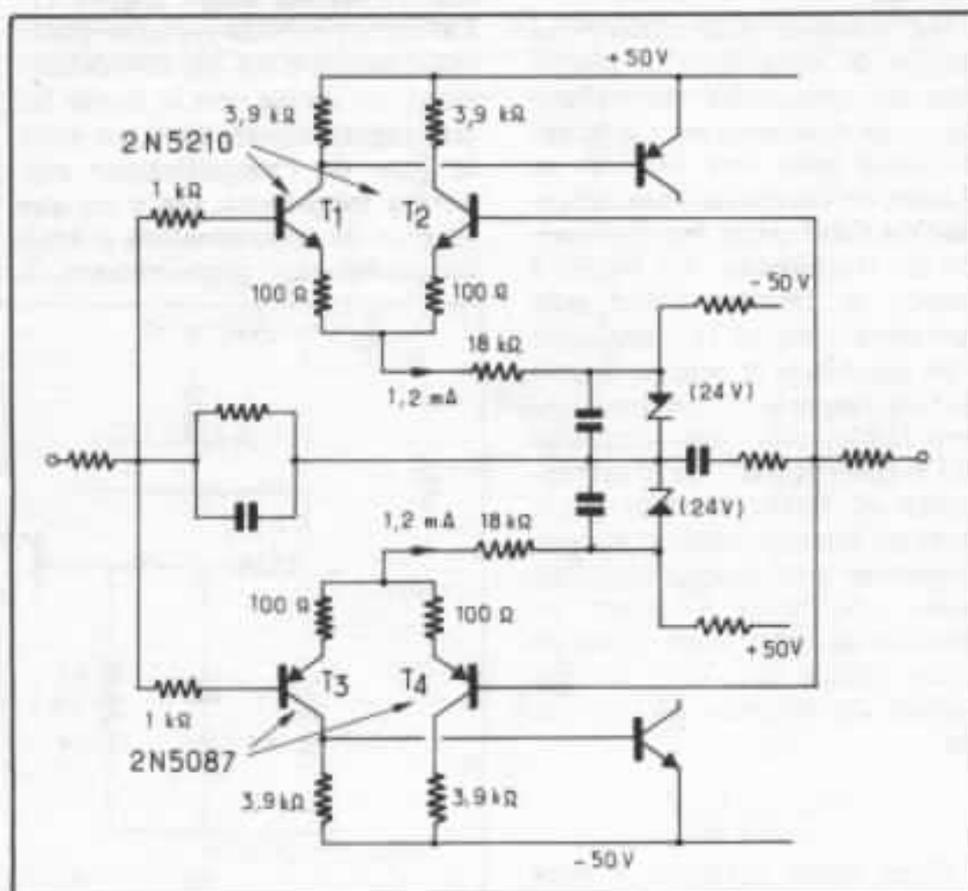


Fig. 4 : Etage d'entrée symétrique.

tes pour augmenter le slew rate (résistances d'émetteurs) ont été appliquées. L'inconvénient de ce type de montage est sa complexité, enfin il faut insister sur le fait que ce type de montage est efficace si les transistors ( $T_1$ ,  $T_2$ ) et ( $T_3$ ,  $T_4$ ) sont parfaitement complémentaires.

En général, il est fortement conseillé lorsqu'on réalise un étage différentiel d'utiliser deux transistors dans un même boîtier. Conçus sur un même substrat, ces deux transistors possèdent des caractéristiques équivalentes et seront donc parfaitement appairés. Concernant les références américaines, signa-lons pour les transistors NPN le MD 8003 de chez Motorola. Quant au FET, le 2N 6485 de chez National ou le U404 de chez Siliconix sont très performants. Par contre, il est très difficile de trouver des transistors N.P.N. et PNP complémentaires et en boîtiers Dual.

### Filtrage

En dernière alternative, un moyen de supprimer la distortion par transitoire est d'éliminer... les transitoires. Cette élimination peut être réalisée en plaçant en entrée de l'amplificateur un filtre passe bas qui intègre les transitoires. La figure 5 montre le résultat d'une telle opération : en a) la transitoire n'est pas filtrée et peut, si le gain est trop important et le slew rate trop faible, créer une surcharge de l'étage d'entrée ; en b) la transitoire est filtrée, l'erreur résultante est donc arrondie et aucune distortion par transitoire n'est créée. La figure 6 donne un exemple de filtre, il est constitué d'une cellule RC dont la fréquence de coupure est donnée par

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

Dans notre exemple,  $f$  vaut 150 kHz (en général, on choisira  $f$  autour de 100 kHz).

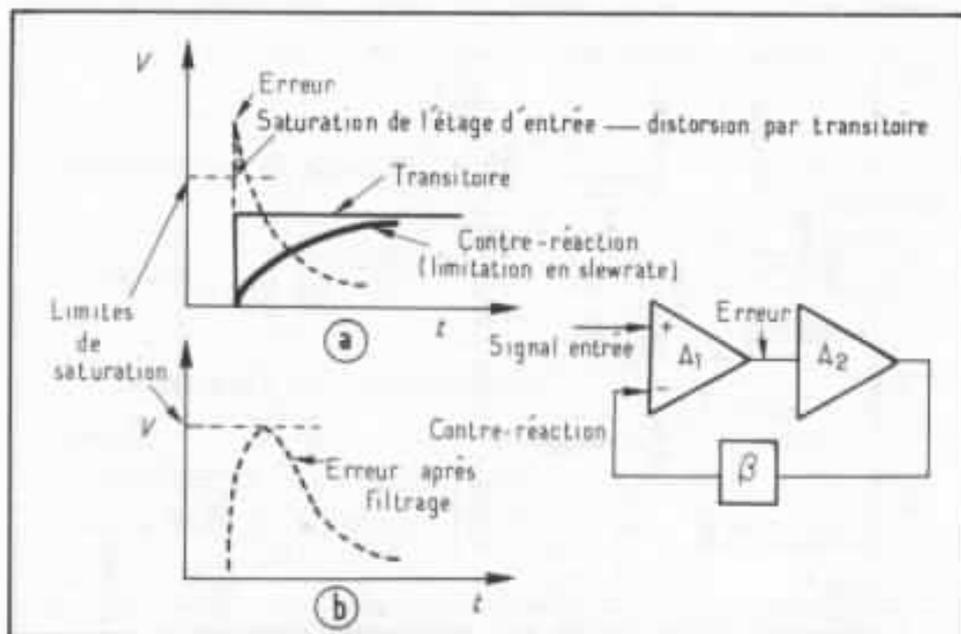


Fig. 5 : Limitation par filtrage de la distortion par transitoire.

### Compensation en fréquence

Pour des raisons de stabilité, la bande passante d'un amplificateur doit être réduite, la description faite dans le numéro précédent a montré que le moyen le plus simple est d'augmenter volontairement la capacité parasite du second étage (figure 1). Par cette méthode (appelée post-compensation ou lag compensation), on dérive vers la masse les fréquences élevées limitant ainsi le gain de l'amplificateur aux hautes fréquences. On a vu que ce type de compensation a deux inconvénients : premièrement, il

limite le slew rate de l'amplificateur (charge de la capacité de compensation), enfin il limite notablement la bande passante de l'amplificateur en boucle ouverte ( $< 1$  kHz). Intuitivement, on comprend qu'un moyen de réduire la distortion par transitoire est d'utiliser un amplificateur qui possède une bande passante en boucle ouverte au moins égale à celle du préamplificateur qui le précède (en général 20 à 50 kHz). Nous allons donc voir maintenant qu'il existe des méthodes de compensation plus sophistiquées

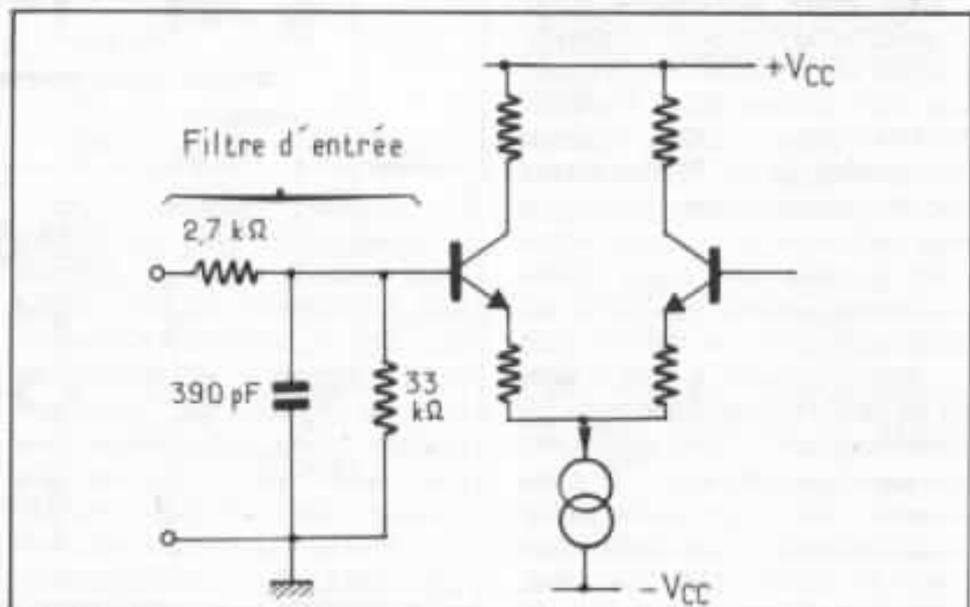


Fig. 6 : Suppression des transitoires élevées par l'utilisation d'un filtre d'entrée.

que la post-compensation et qui permettent à la fois d'optimiser le slew rate et la bande passante de l'amplificateur en boucle ouverte.

### Compensation par avance de phase ou précompensation (Lead compensation en anglais)

Le critère de stabilité d'un amplificateur fait que la rotation de phase, pour un gain supérieur à l'unité, doit être toujours inférieure à  $180^\circ$ . Dans le cas de la post-compensation, on coupe fortement la bande passante de l'amplificateur, ce qui permet au gain d'atteindre l'unité avec une pente de  $-6$  dB/octave et ainsi d'obtenir une marge en phase de  $90^\circ$ . La procédure de précompensation est tout à fait différente. En effet, au lieu de couper arbitrairement la bande passante, on vient corriger les différents déphasages internes de l'amplificateur sans modifier la fréquence de coupure. Les deux types de précompensation les plus souvent utilisés sont ceux introduits dans la boucle de contre-réaction et ceux introduits dans l'étage d'entrée. La figure 7 donne un exemple de précompensation dans la boucle de contre-réaction. Il est constitué d'une résistance et d'une capacité pla-

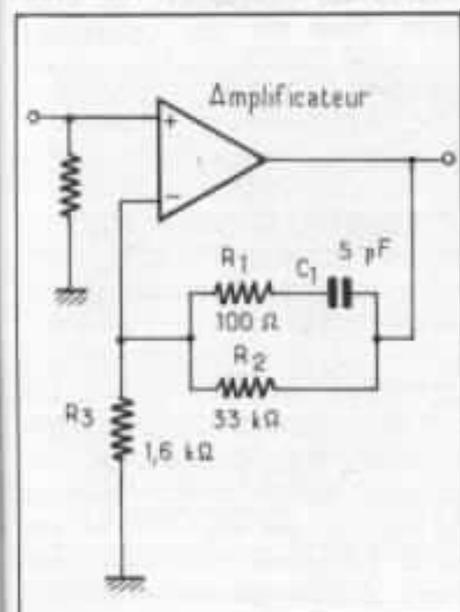


Fig. 7 : Précompensation dans le réseau de contre-réaction.

cées en parallèle sur la résistance de contre-réaction de l'amplificateur. Aux basses fréquences, le gain de cet amplificateur est donné par

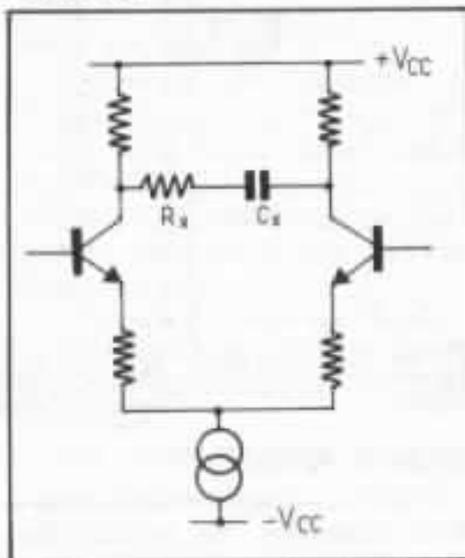


Fig. 8 : Précompensation dans le différentiel d'entrée.

$$G \approx 1 + \frac{R_2}{R_3} \approx 22$$

Dans les fréquences comprises entre 150 kHz et 800 kHz, C1 devient un court-circuit, ce qui augmente le facteur de contre-

réaction. Aux alentours du gain unité, C1 produit donc une avance de phase ( $+90^\circ$ ) et permet d'obtenir la marge désirée sans pour cela diminuer la bande passante.

Une autre méthode peut consister à utiliser le même procédé (réseau résistance capacité) mais maintenant au niveau de l'étage d'entrée, la figure 8 illustre cette méthode. Dans ce montage, le réseau RC est placé entre les deux collecteurs (ou entre les deux émetteurs) de l'étage d'entrée.

Enfin, à titre d'exemple, je vais terminer cette partie compensation (il existe de nombreux autres circuits de compensation) à partir d'un exemple tiré d'un amplificateur proposé en 1973 par Matti Ojala. La figure 9 donne l'étage d'entrée de cet amplificateur, on pourra remarquer la présence des résistances d'émetteur mais aussi d'un circuit, très particulier, placé entre les deux bases du différentiel d'entrée. Aux basses fréquences, C apparaît comme un circuit

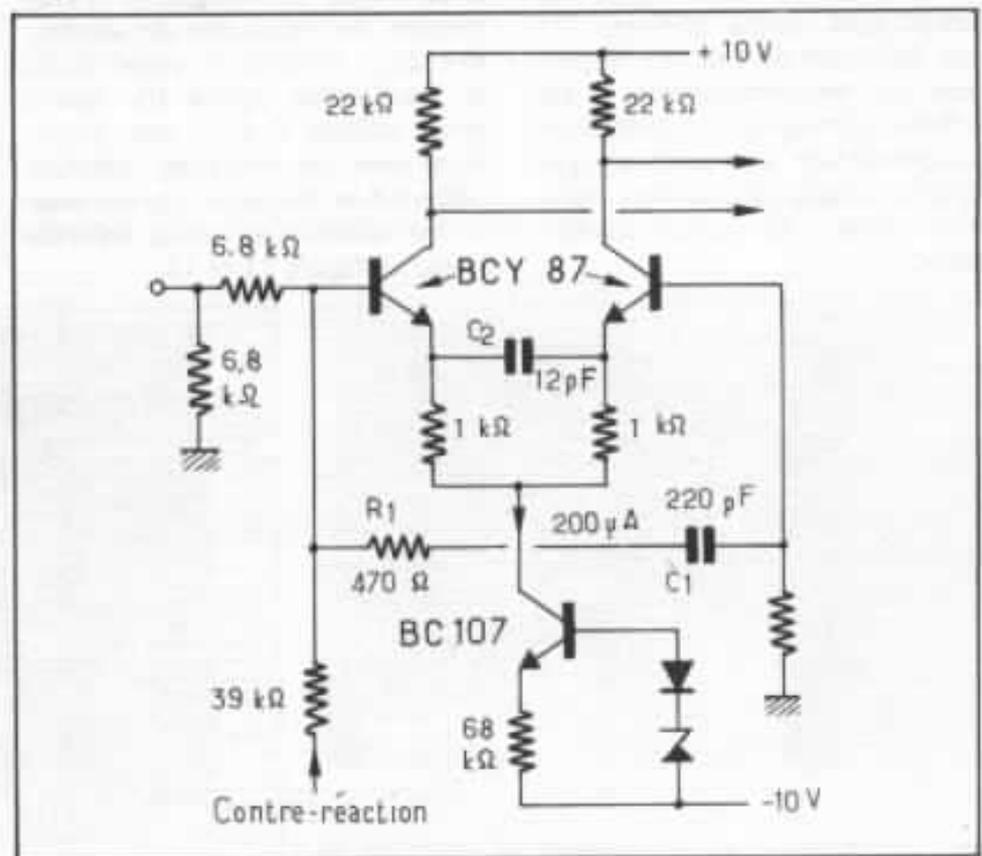


Fig. 9 : Etage d'entrée du schéma d'amplificateur proposé par Matti Ojala en 1973.

ouvert et donc ne charge pas l'entrée. Aux hautes fréquences par contre, l'absence momentanée du signal de contre-réaction fait que réseau RC charge l'entrée et supprime ainsi le signal appliqué. Aux niveaux petits signaux, le comportement de cet amplificateur est identique à celui d'un circuit classique figure 1. Par contre, au niveau slew rate, la réponse de cet amplificateur est tout à fait différente. En effet, on ne trouve plus dans ce schéma la limitation due au courant de charge de la capacité placée dans le second étage.

En titre de conclusion, on peut se poser la question de savoir pourquoi tous les constructeurs n'appliquent pas tous les critères et les circuits donnés précédemment. La réponse est simple : le coût. En effet, l'inconvénient des circuits de précompensation est que tous les pôles de l'amplificateur, pour pouvoir être corrigés, doivent être connus précisément. Or, ces pôles sont tous fonction des caractéristiques des composants actifs utilisés. On voit donc que du fait des dispersions sur les composants, il est difficile de réaliser un circuit de compensation universel et que chaque circuit devra être optimisé pour un amplificateur donné.

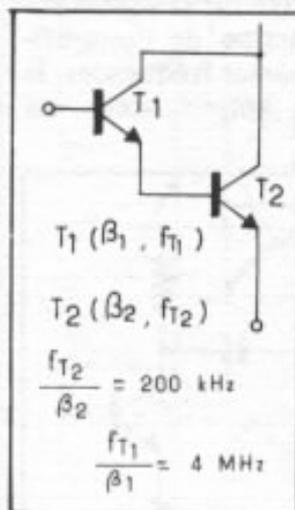


Fig. 10 : Montage Darlington.

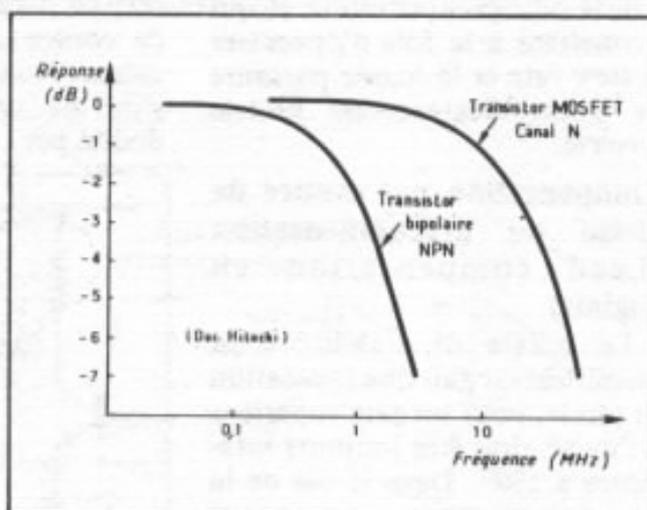


Fig. 13 : Réponse en fréquence d'un transistor bipolaire et d'un Mos Fet.

### Etage de sortie

Dans un amplificateur de puissance classique, les principales limitations en fréquence sont issues des caractéristiques des transistors de sortie. Rappelons que la fonction de transfert d'un étage darlington est de la forme

$$H(f) = \frac{B_1 B_2 Z_{charge}}{(1 + jB_1 \frac{f}{f_{T1}})(1 + jB_2 \frac{f}{f_{T2}})}$$

avec B gain en courant et  $f_T$  fréquence de transition de chacun des deux transistors constituant le Darlington figure 10. Autre point délicat B et  $f_T$  sont fonction tous les deux du courant délivré à la charge ce qui est tout à fait néfaste au point de vue linéarité figure 11 et 12.

Chez de nombreux constructeurs des travaux ont été effectués afin d'augmenter la fréquence de transition des semiconducteurs. La solution la plus souvent adoptée est celle des transistors H.F. de puissance qui consiste à diviser le transistor en une multitude de transistors indépendants disposant chacun d'une résistance de stabilisation (RET Fujitsu, EBT Nec, SLPT Matsushita). Malheureusement, cette augmentation de  $f_T$  (jusqu'à 100 MHz) se fait souvent au détriment de la linéarité. Depuis quelques temps, un nouveau concept a fait une entrée en force sur le marché des amplificateurs de puissance, je veux parler bien sûr des transistors

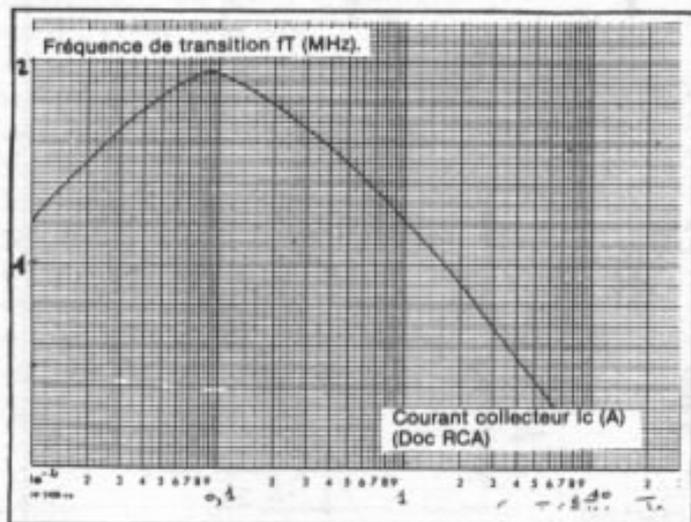


Fig. 11 : Variation de la fréquence de transition en fonction du courant collecteur pour un montage Darlington.

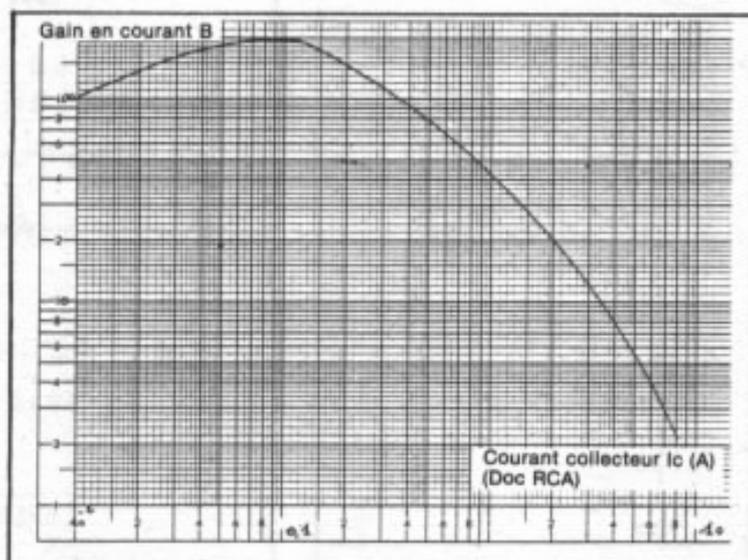


Fig. 12 : Variation du gain en courant en fonction du courant collecteur pour un montage Darlington.

MOSFET (Audiophile n° 24). A titre d'exemple, la figure 13 montre la réponse en fréquence d'un transistor bipolaire et d'un transistor MOSFET, le résultat est significatif : un transistor MOSFET est dix fois plus rapide ! Il n'est donc pas du tout étonnant de voir des amplificateurs MOSFET possédant un slew rate de  $100 \text{ V}/\mu\text{s}$ . Autre point important, la réponse en phase de ces transistors, pour illustrer cette caractéristique la figure 14 montre pour une même bande passante les diagrammes de Bode (gain et phase) d'un Darlington et d'un MOSFET. La pente du gain d'un Darlington

res, les MOSFET sont tout à fait conseillés.

### Annexe - Un exemple d'amplificateur faible distorsion par transitoires, le MOSFET (Audiophile n° 24)

L'analyse du schéma de l'amplificateur MOSFET présenté dans cette même revue, l'année dernière, montre que la plupart des considérations développées dans cet article sont réalisées, en effet :

— L'étage d'entrée est réalisé à partir d'une paire FET encapsulé dans un même boîtier 2N 6485 ou U 404.

— La compensation en fré-

quence utilisée est de type pré-compensation dans la boucle de contre-réaction.

— le gain en boucle ouverte est faible : 500, ce qui donne un facteur de contre-réaction de 28 dB.

— Les transistors de puissance utilisés sont du type MOSFET. Rappelons que les mesures effectuées donnaient un taux de distorsion par harmonique de l'ordre de 0,01 % en boucle fermée, ce qui correspond à un taux de 0,25 % en boucle ouverte. Enfin, le slew rate mesuré était de l'ordre de  $90 \text{ V}/\mu\text{s}$ , ce qui est bien supérieur à tous les amplificateurs du commerce. La figure 15 montre la réponse en boucle

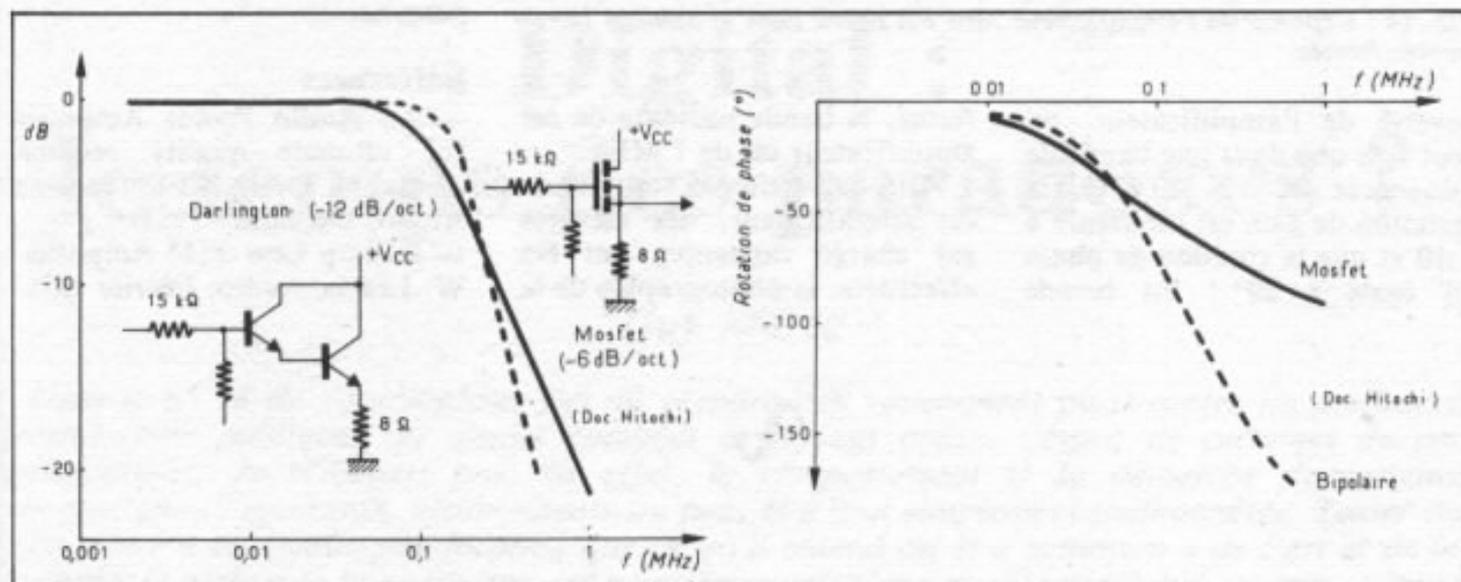


Fig. 14 : Diagrammes de Bode, d'un Darlington (en pointillé) et d'un Mos Fet.

est de  $-12 \text{ dB/octave}$  alors que le MOSFET subit une atténuation de  $-6 \text{ dB/octave}$ . Au niveau phase donc la marge de sécurité d'un MOSFET est supérieure de  $90^\circ$  à celle d'un amplificateur bipolaire, ce qui simplifie notablement les compensations en fréquence et permet d'obtenir un amplificateur avec une bande passante en boucle ouverte plus importante. En résumé donc, on peut affirmer que tant du point de vue linéarité que du point de vue réponse en fréquence, les MOSFET sont supérieurs aux bipolaires. Pour réaliser donc des amplificateurs à faible distorsion par transitoi-

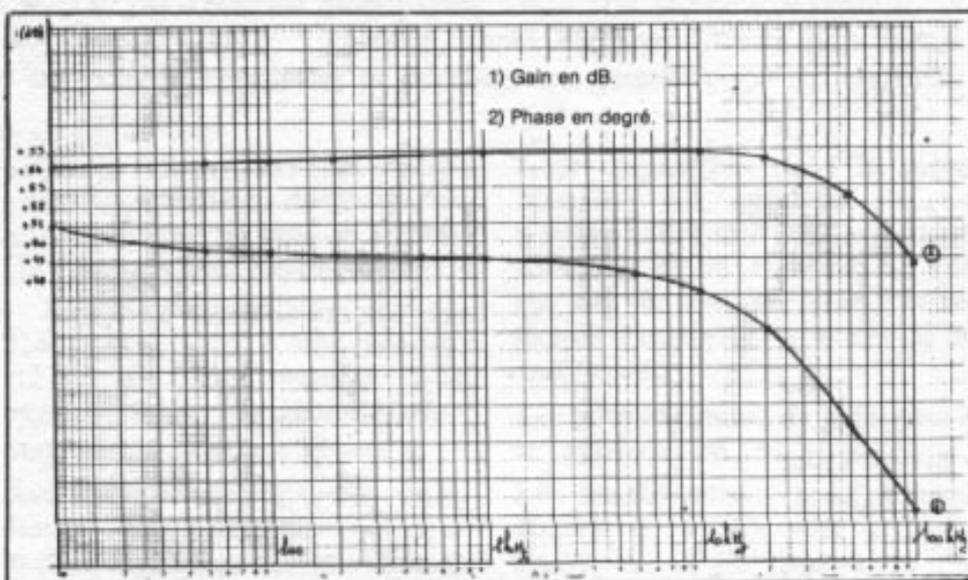


Fig. 15 : Réponse de l'amplificateur Mos Fet décrit dans le numéro 24, en boucle ouverte.

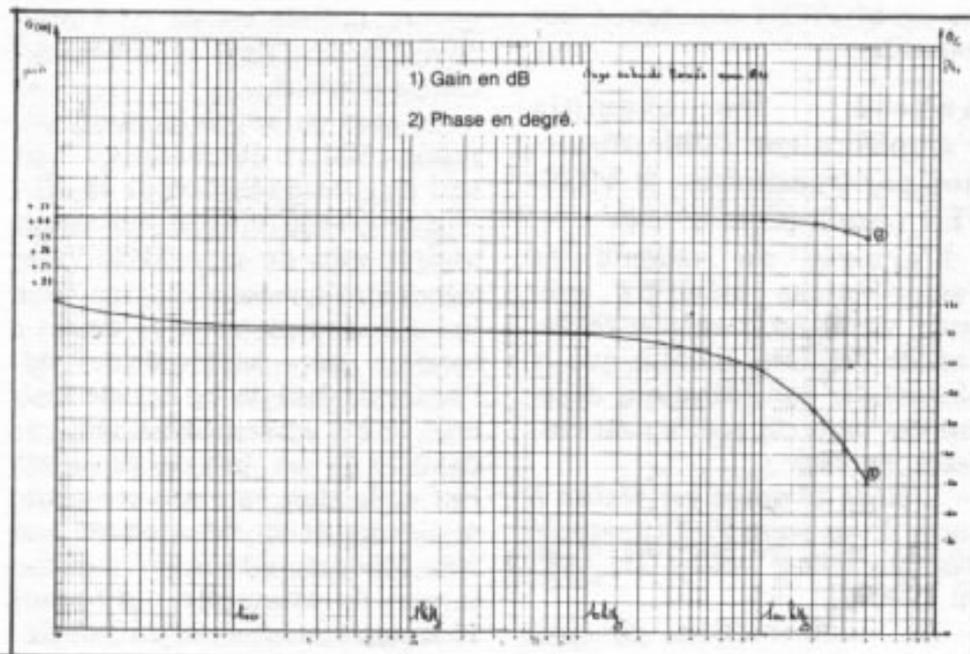


Fig. 16 : Réponse de l'amplificateur Mos Fet décrit dans le numéro 24, en boucle fermée.

ouverte de l'amplificateur, on peut voir que dans une bande de fréquences de 0 à 20 kHz, la variation de gain est inférieure à 1 dB et que la rotation de phase est égale à 20° ! En boucle

fermée, la bande passante de cet amplificateur est de 1 MHz.

Afin de vérifier la stabilité de cet amplificateur, des mesures sur charge capacitive ont été effectuées, la photographie de la

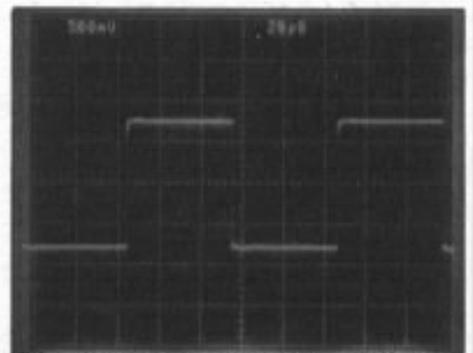


Fig. 17 : Réponse de l'amplificateur Mos Fet chargée par un condensateur de 1,5  $\mu$ F à un signal carré.

figure montre la réponse de l'amplificateur chargé par un condensateur de 1,5  $\mu$ F placé en parallèle sur 8  $\Omega$ , on peut vérifier qu'il n'existe aucune oscillation parasite.

### Références

- An Audio Power Amplifier for ultimate quality requirements. M. Ojala, IEEE Trans-on Audio, Décembre 1973.
- Build a Low TIM Amplifier. W. Leach, Audio, Février 1976.



# Digital : le temps des paradoxes ?

Guy Marec

*Dans le n° 26 de l'Audiophile, j'ai dû prendre très violemment parti contre les premières présentations publiques du disque compact et surtout contre l'esprit de certaines de ces présentations. Je n'admets pas, en effet, le comportement et la démarche de certains démonstrateurs ignorants, incompetents ou peut-être tout simplement malhonnêtes. Tenter de faire croire à un public peu informé que ce qu'il entend est le « summum » de l'art et de la technologie alors que la restitution est manifestement d'une qualité exécrationnelle est une attitude indigne, révoltante et inadmissible quand elle porte atteinte à la reproduction musicale.*

*Depuis la rédaction de cet article, j'ai pu avoir en mains (peu de temps malheureusement) et utiliser chez moi un lecteur de disques compacts. Cet essai, dans mes conditions habituelles d'écoute, m'a amené par souci d'objectivité à nuancer et préciser ma position sur ce nouveau support d'enregistrement.*

Je ne dirai pas quel lecteur j'ai utilisé. Mon but n'est pas de faire de la publicité ou de l'anti-publicité. Je dirai simplement, puisqu'il y a déjà une classification de qualité en cour, que l'appareil utilisé est considéré comme « l'un des bons » disponibles actuellement.

**Les conditions d'écoute :**  
(se référer au schéma et aux photos)

Toujours par souci d'objectivité et devant l'importance du

sujet, je vais préciser très exactement les conditions de comparaison (à la marque près du lecteur de compact-disc bien entendu).

**La salle d'écoute :** Ses proportions sont loin d'être idéales, 32 m<sup>2</sup> au sol, hauteur 2,55 mètres, temps de réverbération moyen, un peu de « flutter ».

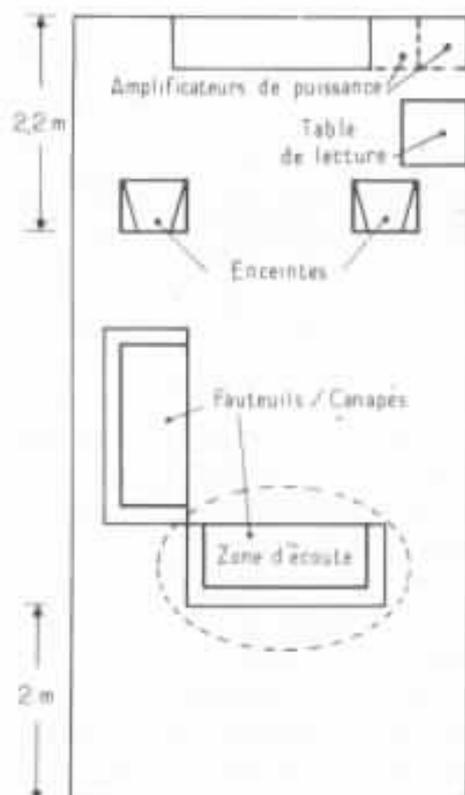
**Les enceintes acoustiques :** sont issues du « système Neveu » publié dans les premiers numéros de l'Audiophile, mais considérablement remaniées et améliorées.

Leur disposition dans la pièce d'écoute est précisée sur le schéma. Elles sont très largement décollées du mur arrière ce qui est très important pour l'aération et l'ouverture spatiale de la restitution.

**Les amplificateurs de puissance :** le système est mono-amplifié.

Les amplificateurs spécialement étudiés et réalisés sont à tubes classe A, d'une puissance de 40 watts : « de vrais watts » chose rare à l'heure actuelle.

Ces amplificateurs, de très haute qualité dans tout de spectre ont été étudiés pour fonctionner sans contre-réaction. L'étage de puissance est constitué d'un push-pull de 6336 A (le tube du Taki d'origine) monté en charge cathodique au moyen d'un transformateur de sortie surdimensionné (15 kg, fils spéciaux, une folie d'audiophile perfectionniste...) Je n'ai pas publié le schéma de cet amplificateur parce que la réalisation comporte des alimentations dangereuses (1 000 volts pour le driver entre autres).



Disposition du local d'écoute. L'emplacement d'écoute et les enceintes sont très écartés des murs arrières.

**Le préamplificateur :** c'est un SRPP « gros modèle » (voir Audiophile n° 2), celui que je préfère et auquel, malgré ses défauts, je suis toujours revenu après des infidélités passagères. Il est très difficile à réaliser, le choix des condensateurs de liaison en particulier est très critique. C'est globalement le plus

musical, le plus naturel et le plus vrai des préamplificateurs que j'ai essayé. L'absence de circuit de contre-réaction y est certainement pour quelque chose.

**Le système de lecture :** Il a été décrit dans l'Audiophile n° 20. Le bras de lecture Lurné a dû être modifié pour l'adapter à la cellule Denon 103. La très faible compliance de cette cellule nécessite une augmentation des inerties du bras en particulier par rapport à l'axe longitudinal. Le pré-préamplificateur est un modèle Hiraga, muni des nouveaux transistors et d'une alimentation bien entendu quelque peu surdimensionnée (les flammes de la divine métallurgie ne nous ont toujours pas prouvé leur inutilité).

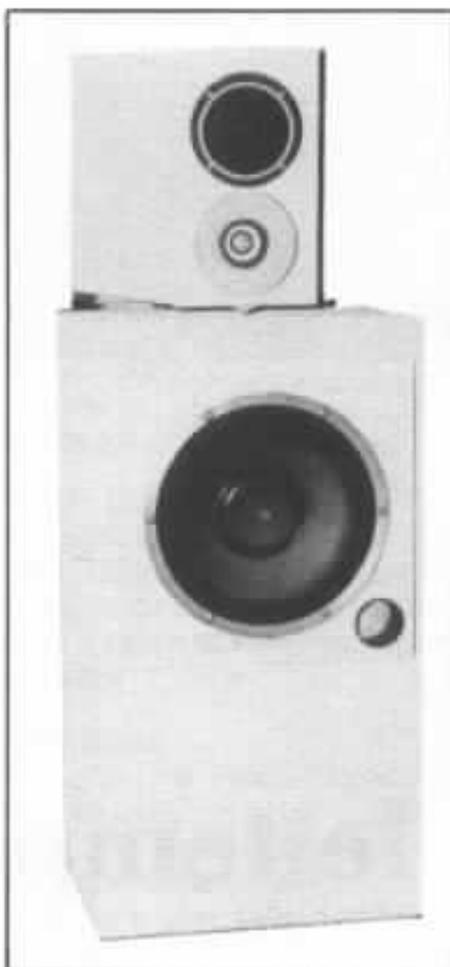
Le système ne comportant pas d'amplificateur de ligne, le lecteur de disques compact était directement connecté par commutation sur le potentiomètre de volume du SRPP.

### Les disques utilisés

Je n'ai pu disposer que de quatre disques pour cette première comparaison, en version compacte et en version gravée conventionnelle. Pour trois d'entre eux l'enregistrement de base de la gravure conventionnelle était numérique ce qui réduit la comparaison à celle des systèmes de lecture, étant donné que la quantité d'information est théoriquement la même. Cette comparaison bien que très limitée n'est pas sans intérêt loin de là !

Quelques tests ont pu être faits « en aveugle ». Ce n'était pas toujours facile parce que les disques gravés n'avaient pas tous subi de traitement antistatique.

En cours d'écoute, quelques passages intégralement analogiques ont été passés, certains très anciens, non dans un but comparatif précis, bien entendu, mais pour juger globalement des différences d'ambiance transmises.



Enceinte acoustique utilisée.

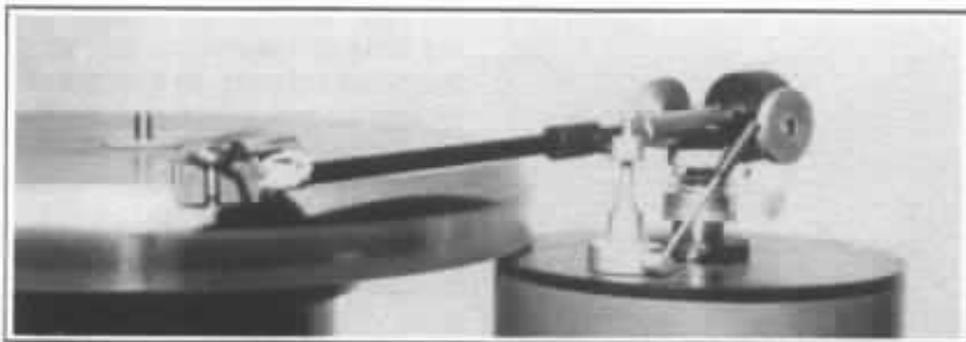
### Premier disque

Concerto de Mozart - Alfred Brendel - Accademy de St Martin  
C'est un Philips 6514 148. L'enregistrement de base de la gravure conventionnelle est numérique. Il faut noter plus d'ampleur et d'espace avec le disque gravé. L'équilibre tonal du disque gravé avantage un peu le bas du spectre (bas médium et grave). Pas de différence dans la quantité d'informations transmises, seule la transmission paraît un peu différente.

### Deuxième disque

Ravel - Boléro - Orchestre de Paris - Daniel Barenboim. C'est un DGG 253 2041. L'enregistrement de base de la gravure conventionnelle est numérique. Il faut noter à l'avantage du disque gravé :

— une très nette différence d'ampleur de la restitution



*Adaptation du bras Lurné à une cellule à faible compliance :*

— Mise en place de masses de plomb aux extrémités du tube support du stabilisateur latéral.

— Utilisation d'un contrepoids arrière massif (en plomb massif aussi) reposant sur une pointe. C'est le contrepoids adopté pour la platine vecteur Lurné.

— Mise en place d'une masse de plomb sur le stabilisateur de coquille.

— La cellule Denon 103 a aussi été recouverte d'une feuille de plomb adhésif.

- une meilleure assise en bas médium et grave ;
- un peu plus de relief dans le haut du spectre ;
- un temps de résonance des timbales un peu plus long.

#### Troisième disque

Beethoven 5<sup>e</sup> symphonie - Lorin Maazel à la tête du Vienne Philharmonique - CBS 36711. L'enregistrement de base de la gravure conventionnelle est numérique.

Pas de différence notable. La prise de son et l'enregistrement sont sans grand intérêt. La restitution est aussi mauvaise, au plan musical, avec un système qu'avec l'autre.

#### Quatrième disque

Roxy Music - Avalon - Polydor 365. L'enregistrement de base de la version gravée est vraisemblablement analogique. Je ne sais pas si le disque compact a été obtenu à partir du même enregistrement ou d'un enregistrement digital fait séparément.

C'est une musique moderne que je n'ai pas l'habitude d'écouter et avec laquelle je me garde généralement de porter des jugements.

Dans ce cas particulier, il faut toutefois noter à l'avantage encore du disque gravé (ou de l'enregistrement analogique ?) une bien meilleure définition en aigu et extrême aigu. Il faut noter aussi plus d'ambiance et d'espace dans la restitution.

#### Quelques constatations complémentaires

Si l'on se réfère aux notes d'écoutes rapportées dans l'article du n° 26 la différence est flagrante :

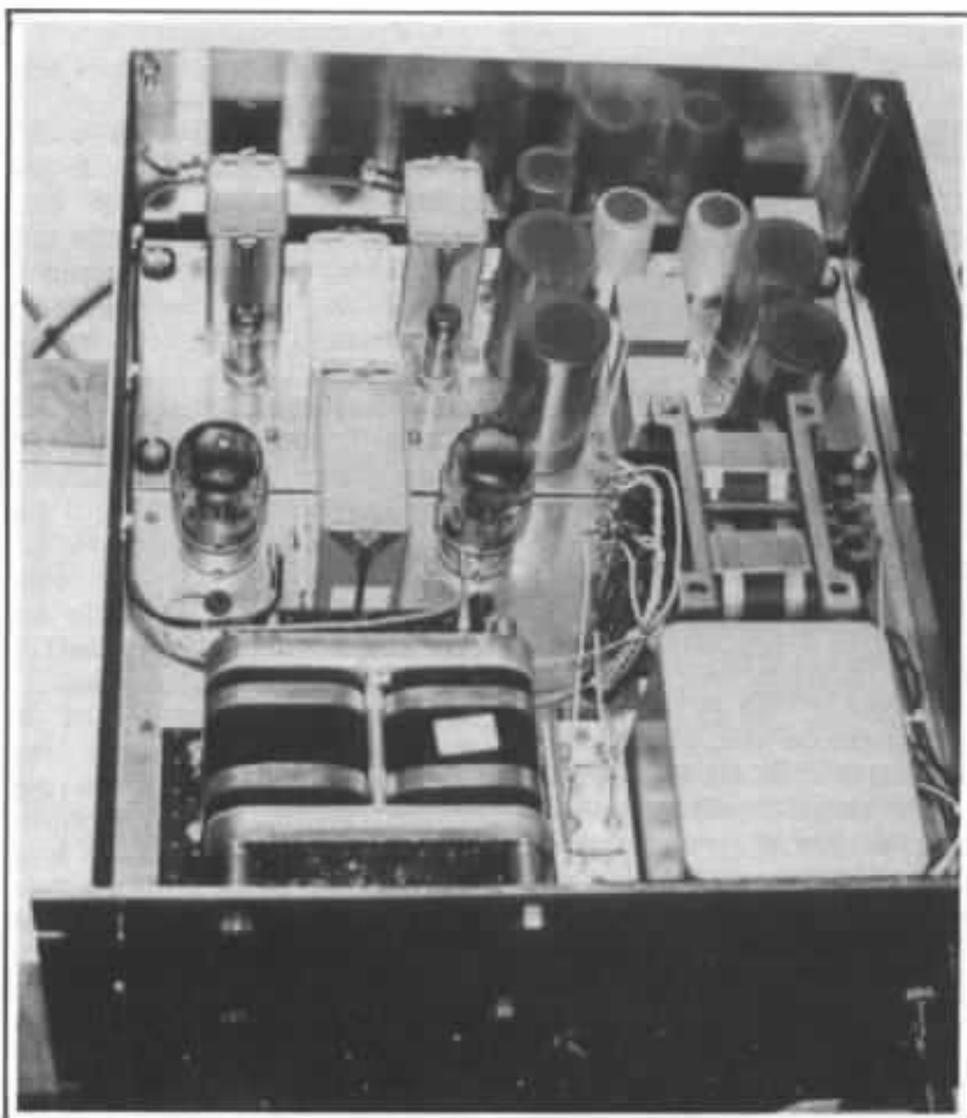
- les duretés ont disparu
- la restitution donne une image plausible
- les instruments retrouvent leurs proportions et ne sont pas dénaturés.

Il est toutefois dommage que je n'ai pu disposer d'enregistrements de voix humaines qui constituent, à mon avis, le seul vrai test décisif, surtout les enregistrements d'opéras. Le « Bel Canto », pour ne pas le citer, est certainement un des tests les plus redoutables à faire subir à un système de reproduction. C'est vraisemblablement pour cela qu'il est si peu utilisé dans les festivals, salons et autres démonstrations commerciales.

Si on essaye maintenant de comparer globalement les impressions d'écoutes de ces enregistrements numériques (qu'ils soient compacts ou gravés) à celle de gravures analogiques conventionnelles, on est quand même obligé de reconnaître qu'il leur manque quelque chose. Ils ne restituent pas aussi facilement l'espace et l'ambiance d'une œuvre : c'est une perte d'information notable. Sans vouloir entrer dans les détails de restitution des différents registres (chose impossible si l'on ne dispose pas de deux enregistrements, faits en même temps, l'un tout digital, l'autre tout analogique), je préfère et de loin les enregistrements « tout analogique » aux systèmes numériques disponibles actuellement qu'ils soient gravés ou compacts.

#### Sommes-nous en plein paradoxe ?

Les « tenants du digital » répondront immédiatement que la chaîne de reproduction utilisée est constituée en partie de maillons introuvables ou hors de prix et que les chaînes commerciales qui permettent de mettre en évidence ces différences sont des systèmes ésotériques hors de portée de « monsieur tout le monde ». C'est exact : il n'en



Détail d'un amplificateur. Le transformateur de sortie est visible au premier plan à gauche.

reste pas moins vrai, les démonstrations commerciales le prouvent qu'une chaîne de qualité moyenne supporte très mal « les assauts » d'un lecteur de disques compact. Les écoutes de novembre à Grenoble, je ne les ai pas rêvées et je n'étais pas le seul à être choqué par cette restitution. On en arrive donc à une situation paradoxale où le système compact numérique, pour donner une restitution acceptable, doit être utilisé sur une chaîne de haut de gamme, mais que dans ces conditions une lecture conventionnelle donne de meilleurs résultats... Comprenne qui pourra.

Pour ma part, j'attribue cette situation paradoxale à une diffusion un peu prématurée des

systèmes digitaux. Je l'ai déjà écrit et je préciserai ma pensée plus loin.

### Peut-on expliquer la différence entre « digital gravé » et « digital compact » ?

Le test, relaté ici, bien que très limité en temps et en supports d'information a mis en évidence une supériorité de la lecture conventionnelle, dans des conditions précisées d'écoute. Lorsque les deux supports d'informations ont pour origine le même enregistrement numérique, c'est quand même surprenant. Il est difficile d'admettre une perte d'information : l'avantage principal des transmissions numériques est justement d'éviter ces pertes en cours de transmission.

Je vais émettre une hypothèse sur cette différence : je ne l'attribue ni au support, ni à la lecture, ni au traitement du signal digital. La différence ressentie s'apparente à une compression dynamique et je crois qu'il faut chercher son origine dans l'étage de sortie du lecteur de disque compact et peut-être aussi dans les composants du filtre utilisé avant.

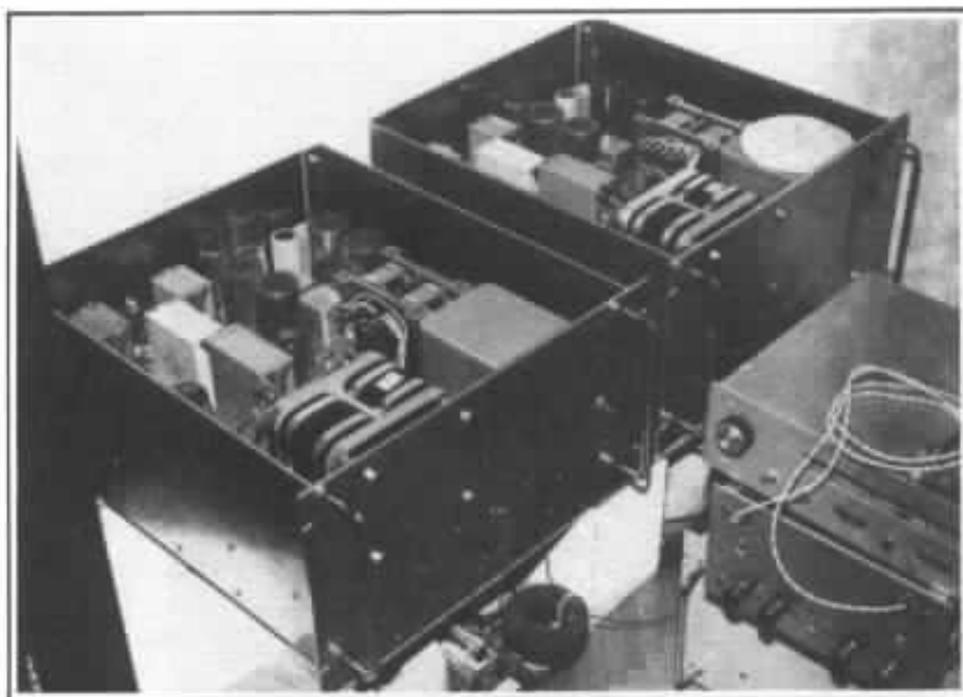
Nous nageons peut-être ici encore en plein paradoxe : un circuit analogique déséquilibrant l'édifice digital ! Ceci expliquerait aussi les différences très largement ressenties entre les différents lecteurs actuellement disponibles.

### En conclusion

Je ne reviendrai pas sur les grandes lignes de mon article précédent sur le compact-disk et les enregistrements numériques, elles sont toujours valables. Je dois toutefois, par souci d'objectivité, nuancer certaines conclusions. Sur une bonne chaîne de reproduction, disques compact et disques gravés avec enregistrement numérique donnent des résultats très proches, l'avantage restant aux disques gravés pour une raison vraisemblablement totalement indépendante de la technique numérique.

Le disque compact est un support d'information pratique dont la facilité d'utilisation s'apparente beaucoup à celle des lecteurs de cassettes. Sur une bonne chaîne de reproduction, les résultats obtenus peuvent être acceptables, mais attention, les chaînes de qualité moyenne risquent de très mal accepter ce nouveau support d'information.

Je déplore toujours une perte d'information par rapport aux bons disques « tout analogique ». Jusqu'à preuve du contraire, le niveau maximum de qualité de reproduction permis par les systèmes numériques est inférieur à celui des meilleurs pressages analogiques conventionnels.



*Les deux amplificateurs à tubes de 40 watts. Chacun occupe un « rack 6U ». Les condensateurs de l'alimentation de puissance, non visibles, sont placés à la partie inférieure du rack.*

L'introduction sur le marché du disque compact n'est donc pas une révolution mais une évolution vers la facilité et le gadget, ce qui est infiniment regrettable quand on sait qu'il aurait été parfaitement possible d'avoir à la fois cette révolution et cette évolution pour le plus grand bien de la diffusion de l'expression musicale.

Je voudrais, pour terminer, essayer de faire partager aux lecteurs audiophiles et mélomanes

le fond de ma pensée. J'ai déjà écrit que, concepteur et utilisateur de circuits digitaux, je connaissais parfaitement la merveilleuse puissance et les limites de l'outil digital. Je suis finalement déçu, infiniment déçu de la pauvreté d'utilisation qui est faite de cet outil prodigieux ! Le digital pouvait tout pour résoudre nos problèmes liés au stockage et à la restitution d'informations musicales. Il est la baguette magique qui pouvait supprimer d'un coup

tous les problèmes délicats d'optimisation de lecture, de recherche d'équilibre et de quantité d'informations transmises.

La diffusion prématurée du compact-disc (16 bits et 44,1 kHz) risque de renvoyer ce beau rêve bien loin dans le siècle prochain.

La seule chance qui reste aux audiophiles et mélomanes est que certains fabricants de disques conventionnels, par réaction commerciale, améliorent considérablement la qualité des prises de son, enregistrement et pressage. Là, et je n'en suis plus à un paradoxe près, étant donné la tendance actuelle, c'est de l'amélioration des enregistreurs numériques de studio que peut venir la solution d'avenir. Au niveau de ces appareils, l'adoption d'un standard plus sophistiqué (quelques bits de quantification de plus et surtout une fréquence d'échantillonnage plus élevée) pourrait arranger bien des choses et remettre en question très rapidement le compact-disc, tout au moins dans ses spécifications actuelles et, qui sait, tout le monde peut rêver, peut-être nous apporter sous la forme d'un super compact-disc ou de super-gravures le support d'information idéal que nous attendons depuis longtemps.



**Page non  
disponible**

**Page non  
disponible**

## Les critères acoustiques

Le projet acoustique est orienté selon les priorités suivantes :

- a. priorité au contrôle du son « à la source » par rapport aux retouches électroniques ;
- b. priorité à une écoute analytique à haute dynamique par rapport à une écoute flatteuse aux répercussions plus commerciales que technico-musicales ;
- c. priorité au confort acoustique des musiciens par rapport aux solutions de facilité qui sont parfois incompatibles avec la sensibilité nécessaire à la création musicale ;
- d. priorité à l'environnement global des musiciens et des techniciens, au lieu de construire des espaces visuellement sans communication avec l'extérieur pourtant bien plus faciles à maîtriser acoustiquement.

Mais, l'application de ces idées directrices est fonction aussi des critères acoustiques objectifs et dérivés des lois générales. Quelques paramètres, ou plus précisément *groupes de paramètres* définissent les caractéristiques acoustiques des studios à vocation multipiste : mode de réverbération, isolation intermicrophonique, comportement du champ sonore diffus et isolation par rapport à l'extérieur et entre les différents modules composant le studio.

L'importance des caractéristiques de réverbération n'est plus à démontrer aussi bien dans les sons directs qu'enregistrés ; dans la parole ou dans la musique. Naturellement, les modes de réverbération sont spécifiques de la salle d'enregistrement et de la salle de contrôle et leur détermination doit tenir compte, aussi, des caractéristiques propres aux salles d'écoute. Nous avons délibérément évité le terme de « temps de réverbération », étant donné qu'il constitue uniquement une image partielle d'un phénomène complexe, où la

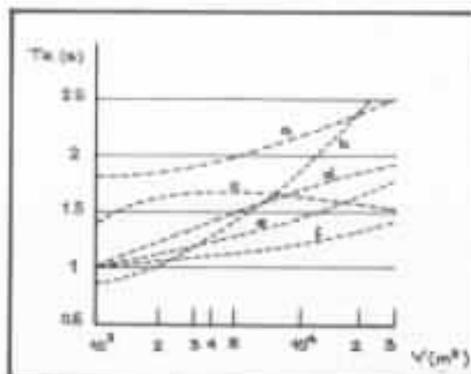


Fig. 1 : a. Bruel ; b. Mayer et Thiele ; c. Kuhl ; d. Lifshits ; e. Beranek ; f. Rettinger.

distribution spectrale du TR joue un rôle fondamental. C'est ainsi que très souvent nous constatons dans les studios d'enregistrement un temps de réverbération trop important dans les fréquences basses, ce qui est à l'origine des problèmes de reconstitution de l'image sonore lors de l'écoute de contrôle.

Le choix d'un critère de distribution du TR est fonction, aussi, du type de musique enregistrée et des propriétés géométriques des locaux. De nombreuses études ont été entreprises à ce sujet, et les résultats expérimentaux reflétant, souvent, les opinions subjectives des auteurs en matière de « sonorité » ou « d'adaptation

optimale à un type de musique ». Nous montrons dans notre figure 1 le temps de réverbération en fonction du volume des salles d'enregistrement qui découlent des études approfondies réalisées par six auteurs différents. La distribution du TR en fonction de la fréquence, pour différents types de studios est signalée dans la figure 2, selon les résultats de Mankovsky.

Le traitement acoustique est calculé pour répondre aussi, à une nécessaire isolation entre voies d'enregistrement. C'est-à-dire que, dans la technique d'enregistrement multipiste, il faut prévoir une certaine indépendance acoustique entre les microphones qui sont susceptibles d'être stimulés par une même source sonore. L'isolation adoptée est de 15 dB à 100 Hz dans la configuration qui correspond à la réverbération minimum\*. Cela veut dire que notre projet porte sur un système de contrôle de la réverbération, mais nous reviendrons plus tard sur cette particularité qui constitue un des points forts de la réalisation acoustique. Dans notre étude, les fondements mathématiques qui guident la détermina-

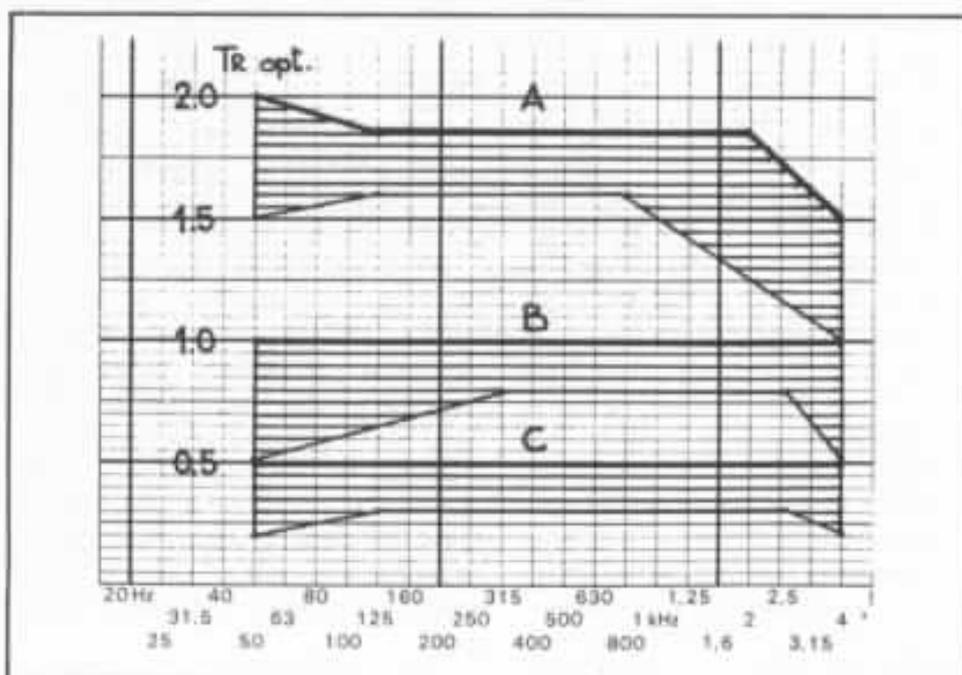


Fig. 2 : Temps de réverbération optimum en fonction de la fréquence : A. grand studio ; B. studio polyvalents ; c. studio parole.

tion des propriétés de réverbération, de diaphonie, de champ sonore diffus ont été *adaptés* aux critères artistiques développés par les collaborateurs et participants possédant une expérience importante et une sensibilité différente de celle des ingénieurs.

Notre travail technique a consisté, en définitive, à interpréter et à envelopper une conception de la musique dans le respect du travail artistique, parfois difficile à intégrer dans une méthodologie et un encadrement strictement scientifiques. Seuls les paramètres d'isolation acoustique entre salles ont été déterminés sans concertation avec les utilisateurs, les preneurs du son, les musiciens et les responsables financiers du projet.

### Les critères de réalisation

Notre conception du bon mariage entre les possibilités techniques et l'orientation artistique peut être résumé dans les points suivants.

— Détermination de trois grandes zones acoustiques dans le studio : cabine de contrôle ; salle d'enregistrement ; zone intermédiaire, à l'acoustique plus brillante, contiguë à la cabine de contrôle et destinée aux solistes. Ces musiciens sont physiquement proches du preneur de son et cette zone sert aussi de sas d'isolation entre la cabine et la salle d'enregistrement. (Fig. 3, plan général).

— Conception d'un système permettant le changement des conditions acoustiques de la salle d'enregistrement en fonction des circonstances musicales et de l'initiative du preneur du son. Cette particularité est à l'origine d'une grande souplesse d'utilisation du studio et d'une possibilité accrue de création de la part du preneur de son à part des innombrables boutons qui font partie de l'arsenal électronique (exagéré ?) de tout studio moderne.

— Contrôle de la diffusion des basses fréquences, grâce à la conception d'éléments d'absorption à base de résonateurs, étant donné que l'absorption acoustique par frottement visqueux à l'intérieur des matériaux poreux ou fibreux est peu pratique dans les régions basses du spectre sonore. Les surfaces actives des résonateurs sont escamotables.

— Réalisation d'une cabine batterie surélevée, pour des raisons plus psychologiques qu'acoustiques et, fait fondamental, ouverte. Nous avons considéré que les cabines batterie traditionnelles étaient de véritables cages vitrées qui empêchaient le contact humain, pourtant indispensable entre les musiciens jouant ensemble. Le pari acoustique était de taille, puisque cette cabine sans vitres doit permettre, simultanément aux microphones destinés aux autres instruments qu'ils soient suffisamment isolés

par rapport à la batterie. Nous nous proposons donc, de confiner le son de la batterie (enregistré couramment par plusieurs microphones qui lui sont spécialement destinés), tout en conservant des grandes surfaces ouvertes au niveau de la cabine.

— Prévision de grandes surfaces vitrées dans la cabine de contrôle et surtout dans la salle d'enregistrement permettant aux musiciens de maintenir un contact visuel avec l'environnement extérieur (fort beau). L'effet recherché était de donner à notre studio l'image d'un « lieu où on fait de la musique », contraire à l'idée de boîte fermée où on « fabrique de la musique ».

— Réalisation d'une salle d'écoute, indépendante du studio, où les musiciens viendraient écouter leur propre réalisation dans les conditions d'une bonne salle équipée d'un système de reproduction sonore de haute qualité. Cette salle constitue un élément de repère indispensable pour parvenir à un jugement correct du résultat musical.

— Prévision des lieux de détente associés au studio rendant totalement libre l'organisation du travail des musiciens et techniciens, sans aucune contrainte extérieure.

### La réalisation

Le plan global du studio (fig. 3) correspond à une réhabilitation des écuries. Celles-ci ont conservé strictement le même aspect extérieur, puisque même les portes acoustiques et les fenêtres à haute capacité d'isolation sont comprises dans les anciennes ouvertures du bâtiment et elles peuvent être dissimulées par les anciennes portes en bois (fig. 4).

Trois dalles flottantes indépendantes ont été coulées dans les trois grands modules du studio (cabine de contrôle, salle intermédiaire, salle d'enregistrement).

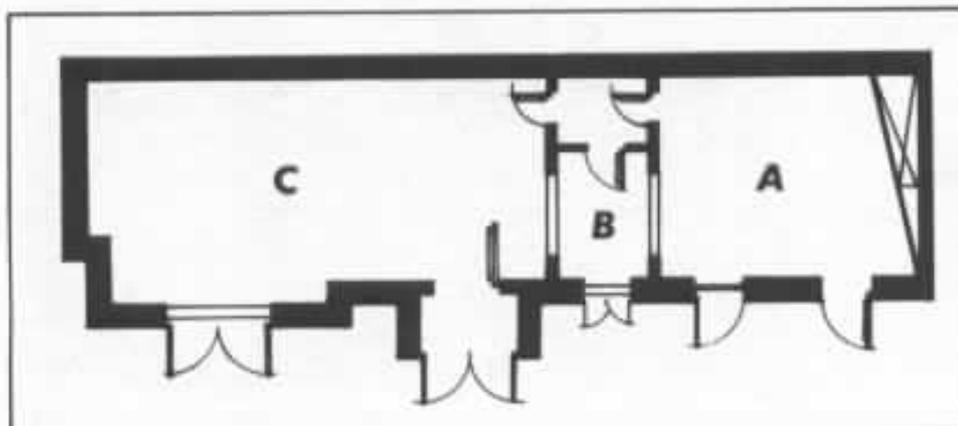


Fig. 3 : Plan général du studio : A. cabine de contrôle ; B. salle des solistes ; C. grande salle d'enregistrement.

La désolidarisation verticale entre les dalles et les murs existants et les nouveaux est obtenue par l'interposition d'un matériau élastique à hautes performances. Les nouveaux murs qui déterminent la salle d'enregistrement intermédiaire ont été réalisés en double paroi de parpaings remplis de sable. Les cloisons ainsi constituées ont été montées sur amortisseur mécanique et désolidarisées des structures environnantes dans tout leur contour. Les murs anciens assurent une excellente isolation acoustique par rapport à l'extérieur, ils sont construits en pierre sur une épaisseur de 60 cm. Un mur lourd, flottant, a été construit à l'intérieur de l'enceinte réservée à la cabine de contrôle selon l'angle montré dans la figure 3.



*Fig. 4 : Transformation des écuries. La fenêtre et les portes acoustiques d'accès à la salle d'enregistrement sont déjà en place. Remarquer que les anciennes portes en bois permettant de dissimuler toutes les modifications apportées au bâtiment. L'étage supérieur est occupé par la grande salle d'écoute, le bar, le lieu de détente et par des salles techniques.*

disposées en forme de voûtes successives appuyées sur des poutres métalliques. Un faux plafond, suspendu, à haute capacité d'absorption a été réalisé dans toute la partie du studio destinée à l'enregistrement. L'espace compris entre le plafond dur d'origine et la nouvelle surface horizontale est utilisé pour loger un traitement d'isolation acoustique.

Le conditionnement acoustique des salles d'enregistrement a été exécuté à l'aide des matériaux de type industriel choisis et distribués selon les critères établis dans le calcul. La surface visible a reçu un revêtement de tissu mural, ce qui confère un aspect uniforme à des surfaces ayant été traitées différemment. Cependant, le contrôle de basses fréquences mérite une description particulière. Parmi les systèmes d'absorption de basses fréquences, notre choix a porté sur les résonateurs. Fondamentalement, il s'agit d'une cavité relativement réduite couplée à un espace plus vaste. L'air contenu dans le col du dispositif est animé d'un mouvement vibratoire lorsqu'une excitation acoustique de fréquence accordée arrive à son niveau. L'air de

la grande cavité agit, alors, comme un ressort sollicité de manière périodique. La friction constatée dans la surface du col est à l'origine d'une transformation de l'énergie acoustique en chaleur, ce qui entraîne une perte considérable de la première. Les formules de Rattignier permettent d'établir :

$$f_0 = \frac{2160 A}{(vV)^{1/2}}$$

où a = section du col

v = volume du col

V = volume de la cavité associée

d = profondeur du col.

Une couche d'absorbant classique est disposée à l'intérieur de ce dispositif aux fins d'élargir le spectre d'absorption autour de la fréquence de résonance. Notre système a pris la forme montrée dans la figure 5 correspondant au schéma de figure 6.

Le contrôle des conditions acoustiques du studio est obtenu grâce à des panneaux pivotants présentant une face réfléchissante et une face absorbante. L'axe de rotation est vertical et coïncidant avec un bord des résonateurs. Cette technique, montrée schématiquement dans



*Fig. 5 : Une partie du dispositif de contrôle acoustique dans la configuration d'absorption maximum. Au premier plan, un panneau amovible et au fond la cabine batterie ouverte.*

Nous obtenons ainsi, une salle permettant des surface opposées non parallèles, où on a conservé le plafond ancien fait de briques

ts, de  
on  
ol  
a-  
en  
te  
es  
st-  
  
té  
  
s-  
le  
la  
re  
be  
nt  
  
15  
10  
15  
S-  
E-  
et  
15  
E,  
15  
  
n  
a

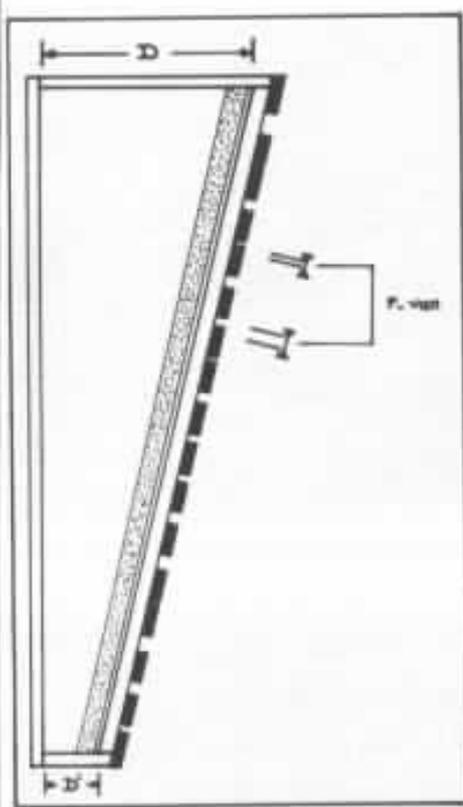


Fig. 6 : Schéma du dispositif de contrôle de basse fréquence, basé sur le principe du résonateur.

la figure 7 fait intervenir, dans un même ensemble de contrôle acoustique, une surface réfléchissante, une surface à forte absorption dans les fréquences moyennes et le dispositif d'absorption de basses fréquences (fig. 8).

La cabine batterie, de dimensions généreuses (3 m x 3 m) occupe le fond du studio. Son aspect général est représentée dans la figure 9, ici, il est facile de percevoir la grande ouverture comprise entre la structure inférieure et les panneaux supérieurs montés sur cadre en aluminium. La structure inférieure (d'une hauteur de 1 m) est constituée de panneaux préfabriqués qui ont une composition très particulière. L'âme des panneaux est constituée de fibres de roche volcanique obtenue par fusion et filage d'un mélange de diabase et de chaux. Le produit est ensuite aggloméré à l'aide de résines et il est revêtu sur les deux faces d'une tôle d'acier de 0,7 mm galvanisée, recevant

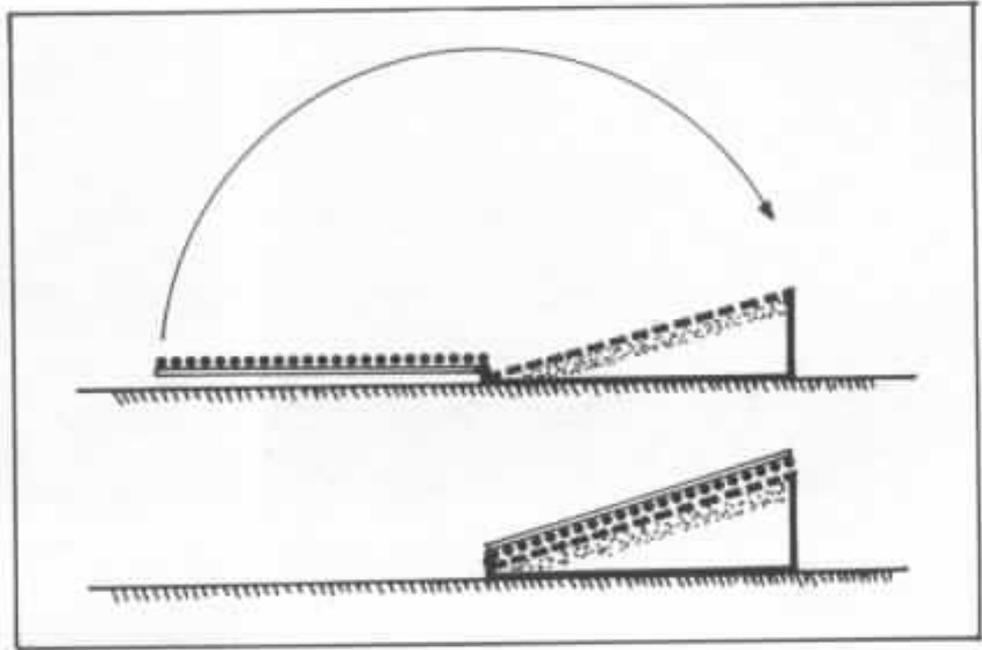


Fig. 7 : Schéma de fonctionnement du système de contrôle acoustique. L'élément pivotant, possédant deux surfaces acoustiquement différentes est en position ouverte dans la figure supérieure et en position fermée dans la figure inférieure. Dans le premier cas, les surfaces absorbantes sont visibles. Dans le deuxième cas, elles sont escamotées.

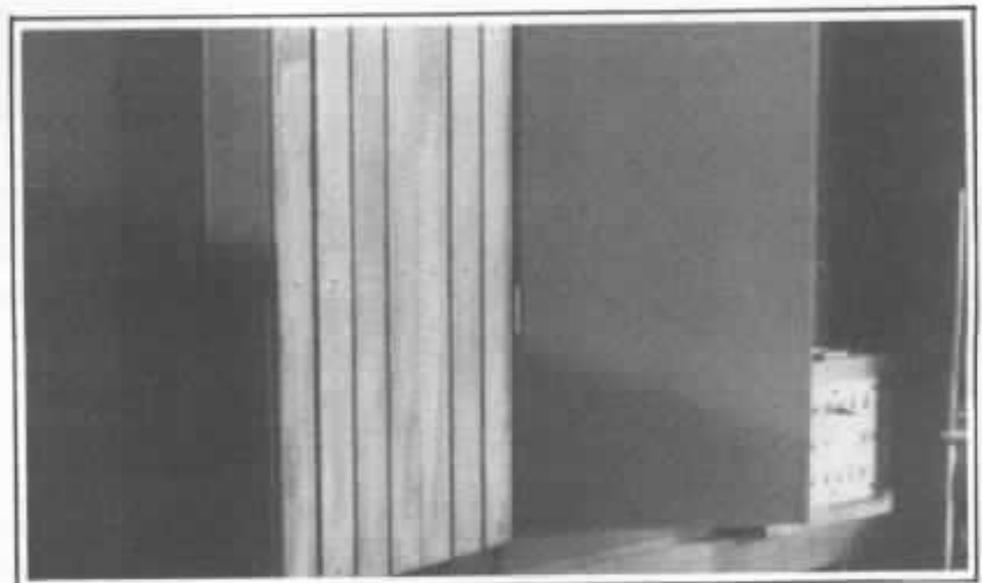


Fig. 8 : Détail du système de contrôle acoustique. On remarque le résonateur et le panneau pivotant montrant sa face absorbante.

pour leur part un traitement de surface de P.V.C. il faut remarquer que les fibres isolantes sont collées perpendiculairement sur le support. Nous avons utilisé une variante avec 23 % de perforation sur une des faces, placée du côté intérieur de la cabine. Cette description, globale des éléments constitutifs du studio Vénus à Longueville ne doit pas faire oublier les innombrables

détails qui font, en définitive, la différence entre une réalisation optimisée (au pur style Audioophile) et un dispositif acoustique courant. A savoir, et comme exemple non exhaustif :  
— Toutes les tuyauteries ont été découplés mécaniquement à l'aide de manchons élastiques résistants aux agressions spécifiques de chaque système de conduction de fluides (fig. 11).

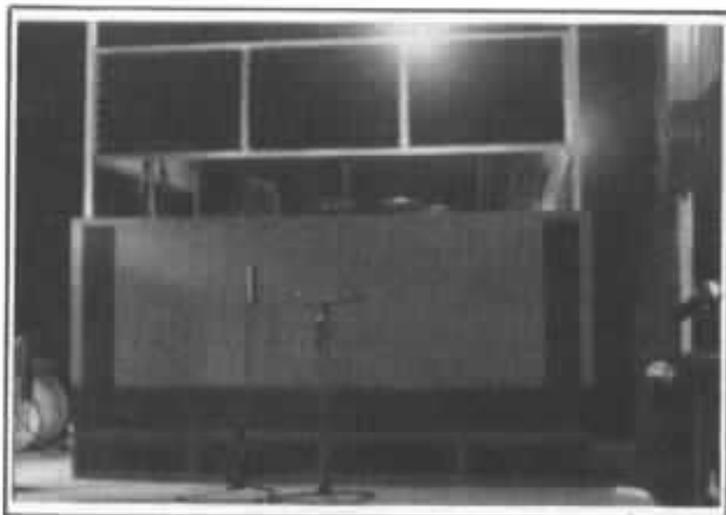


Fig. 9 : Cabine batterie ouverte. L'amplitude de la partie ouverte peut être modifiée grâce au réglage en hauteur du panneau supérieur.



Fig. 10 : Vue d'une partie du studio à partir de la place du batteur.



Fig. 12 : Les enceintes acoustiques sont suspendues à l'aide d'un système de fixation permettant toute forme d'orientation lors de la mise au point du studio.

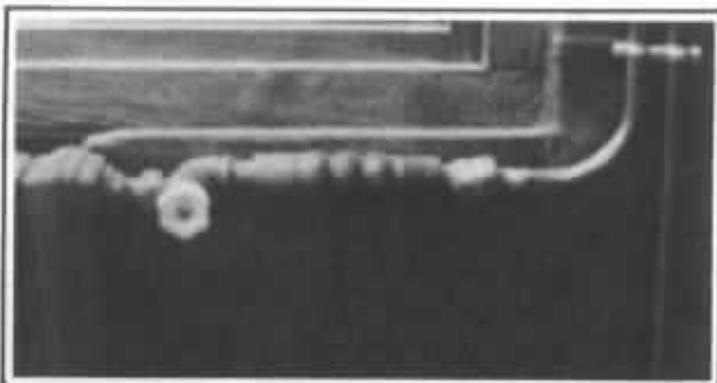


Fig. 11 : Exemple de désolidarisation des tuyauteries, un manchon élastique est placé entre un radiateur et le conduit d'eau.

— L'isolation entre instruments est renforcée dans certains cas par des panneaux amovibles possédant des surfaces d'absorption variable.

— Les enceintes acoustiques ont été montées sur une fixation mécanique nous permettant d'orienter le transducteur selon trois degrés de liberté : hauteur, azimut, inclinaison. Lors de la mise au point acoustique, nous avons pu apprécier la valeur de ce système de suspension, étant donné l'importance que prennent des modifications de quelques degrés dans l'orientation des enceintes (fig. 12).

Enfin, comme dans tout ensemble électroacoustique complexe, au-delà des calculs et des mesures, l'écoute critique pendant de longues séances de travail a été le dernier outil de réglage et le critère de décision.

\* L'obtention de 15 dB d'écart entre microphones situés à des distances  $r_1$  et  $r_2$  d'une source sonore exige le rapport :

$$r_2 = \frac{5,63 r_1}{[1 - (153 r_1^2 / QR)]^{1/2}}$$

où  $R =$  cte de la salle  $= \frac{S\alpha}{1-\alpha}$  ;  
 $\alpha =$  directivité de la source.

# La localisation verticale en stéréophonie

Jean Hiraga

*Dans le principe communément appelé stéréophonie, le son « en relief », on a pu constater que ce principe de reproduction des sons était, en fait, entaché de plusieurs défauts faussant la perspective sonore, l'effet de distance et de direction. Ce « relief », qui n'est en fait qu'une ligne reliant les deux enceintes a toujours suscité de la part de nombreux chercheurs des possibilités d'amélioration. Certaines sont destinées à supprimer l'effet diaphonique inter-enceintes, l'oreille gauche pouvant entendre l'enceinte droite et vice-versa, d'autres apportent, par certains truchements de phase, par l'addition d'écho artificiel, un élargissement plus ou moins notable de la scène sonore.*

*Mais on s'est également penché sur une autre question, c'est-à-dire l'illusion auditive d'élévation de la source sonore, la perception du déplacement, dans le sens vertical, de certains types de sons, pour une écoute pourtant « normale » en stéréophonie.*

## La localisation subjective

Si l'on essaie, soit dans le noir, soit avec les yeux bandés ou si l'on demande encore à un aveugle de tenter de localiser une source fictive se situant entre les enceintes, l'auditeur va étendre son bras en direction de la source. Une écoute attentive, l'examen visuel de cet auditeur par rapport à la position des enceintes montre que dans presque tous les cas son bras n'est pas tout à fait orienté exacte-

ment en direction des enceintes. Dans le sens latéral, il indiquera la position angulaire de la source avec une très bonne précision, puisqu'il pourra déceler des déplacements de 1 à 2 degrés dans certaines conditions. Dans le sens vertical, par contre, le bras indiquera, selon le signal injecté, une position angulaire plaçant la source fictive nettement au-dessus des enceintes.

En essayant ensuite de donner une dimension, une surface à

cette source fictive, laquelle varie parfois selon l'auditeur, on remarque que la dimension, la surface donnée à une source fictive placée entre deux enceintes est plus grande que celle entendue en provenance d'une seule enceinte. Il s'agit du phénomène de « concentration ». En conséquence, une même source se déplaçant de gauche à droite donnera successivement l'impression de rétrécir, de s'élargir puis de rétrécir de nou-

veau. Il ne s'agit pas de problèmes inhérents aux caractéristiques directives de l'enceinte, ou encore de systèmes à basse impédance acoustique, utilisant des membranes actives de grandes dimensions. Il faut déjà, à propos de cette illusion auditive, se reporter aux recherches faites dans ce sens à partir de sources sonores réelles : précision de la localisation dans le plan latéral devant, sur les côtés, en arrière de l'auditeur, effet d'élévation de la source passant dans le champ visuel ; erreur de localisation dans le plan vertical. A propos d'erreur de localisation dans le plan vertical l'expérience la plus simple consiste à placer l'auditeur au centre d'une sphère faite d'un treillis métallique supportant une multitude de petits haut-parleurs. L'auditeur doit alors indiquer le haut-parleur émettant le son, qu'il soit situé au dessus, sur le côté ou au dessous.

On s'aperçoit alors d'un phénomène curieux d'erreur de localisation sur le plan latéral, lorsque la source tourne latéralement autour de l'auditeur. Alors que pour la partie dorsale de l'auditeur la source se déplace effectivement sur un plan horizontal, la source sonore va par contre donner, dans la majorité des cas, l'impression de remonter dès qu'elle se situe dans ce qui est appelé le « cône de vision ». La figure 1 montre cet effet d'illusion auditive, qui varie d'ailleurs selon le sujet, selon le type de son utilisé pour la démonstration. J. Blauert, dans la revue américaine *Acustica* (n° 22, 1969/1970) étudiait cette question (article intitulé « Sound localization in the median plane »). De nombreux autres chercheurs danois, français, américains ou japonais ont étudié aussi ce phénomène. Certains d'entre eux parlent aussi de légers mouvements de la tête permettant de mieux situer un son réel dans l'espace ce qui ne peut

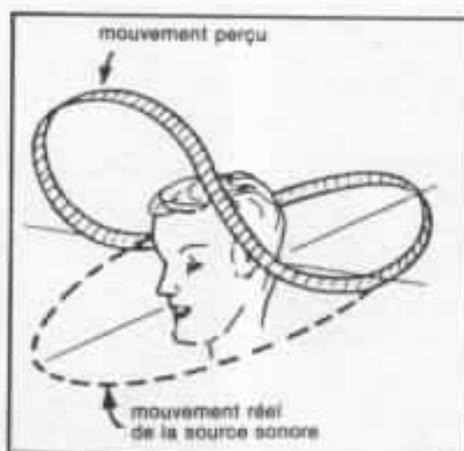


Fig. 1 : Effet de relevé de la source fictive (sur casque par exemple) par rapport au positionnement réel de la source sonore. On constate une superposition avec le « cône de vision ».

être réalisé par une tête artificielle ou par une paire de microphones.

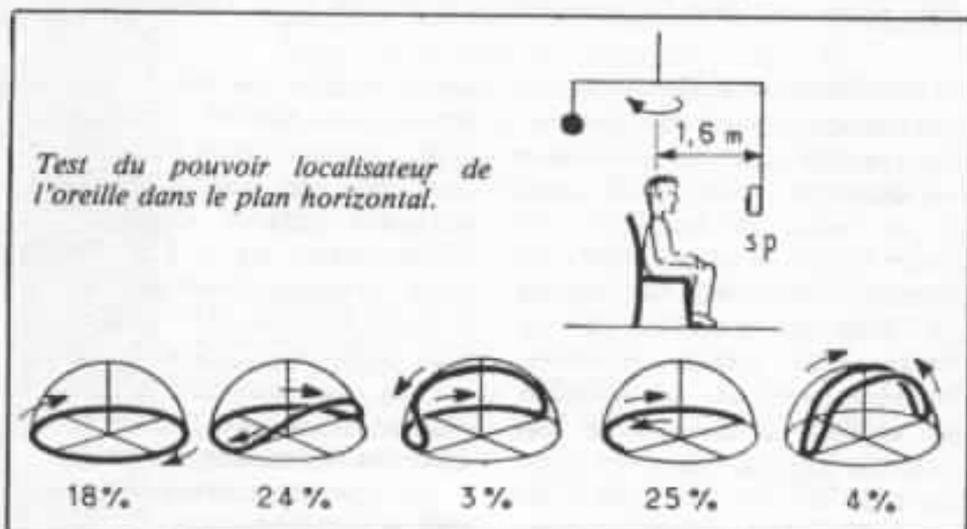
Mais d'autres recherches se situent sur un plan différent. Sans toutefois connaître parfaitement la raison de ces problèmes de déplacement vertical de la source sonore en stéréophonie, certains ont tenté de mettre cette illusion à profit, afin de créer par exemple de nouveaux effets stéréophoniques. Sans avoir recours, bien entendu à un système multi-canaux ou à un nombre important d'enceintes.

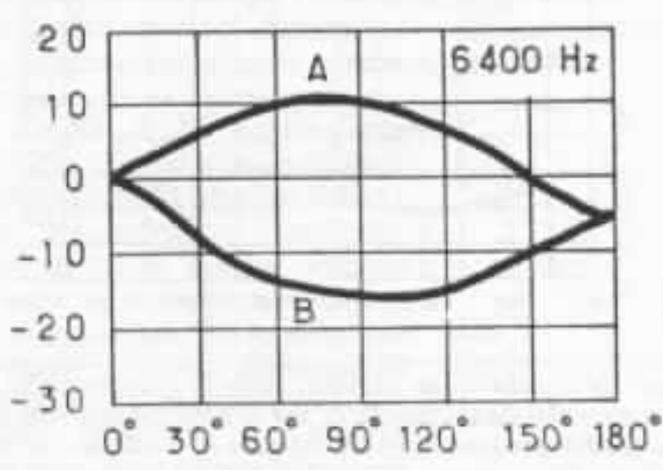
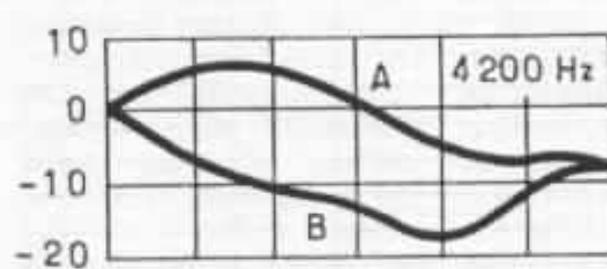
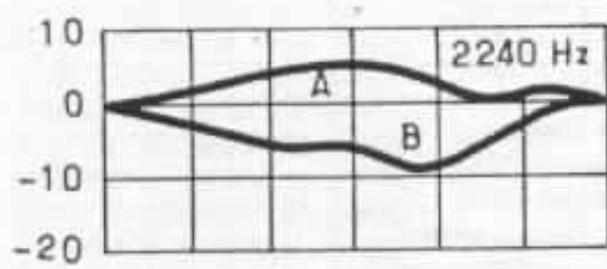
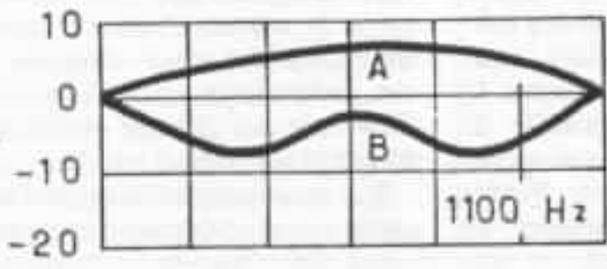
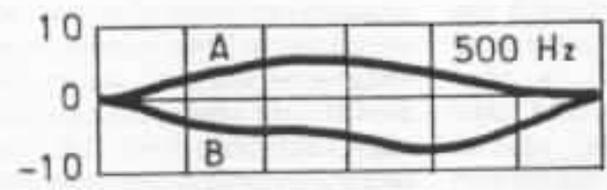
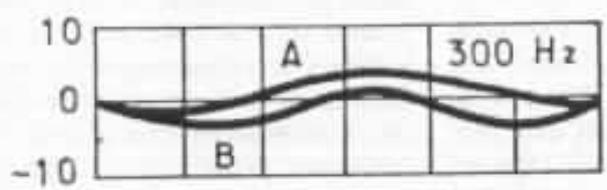
Bien avant 1960, cet effet était déjà connu en Europe de quelques chercheurs (radiodiffusions, chercheurs, acousticiens). On avait déjà remarqué notam-

ment, que lors d'un enregistrement stéréophonique, une voix de chanteuse, prise souvent en monaural et additionnée d'un certain pourcentage d'écho procurait une élévation subjective de la voix dans le sens vertical. A cette époque, certains spectacles de son et lumière en France, mettaient encore cet effet (baptisé « effet J ») à profit en créant des sources fictives venant du ciel, alors que dans cette direction précise on ne pouvait voir que les étoiles.

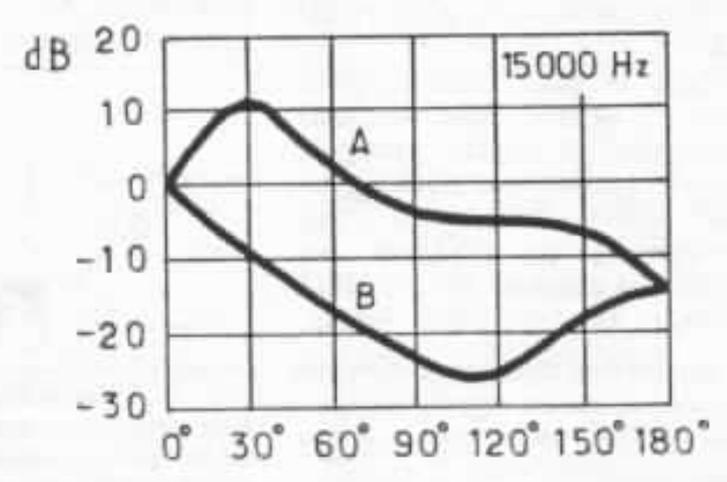
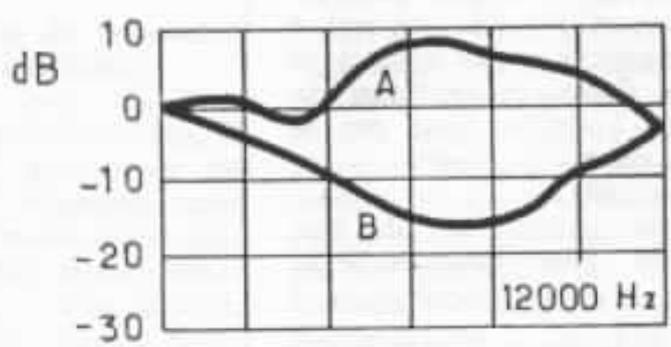
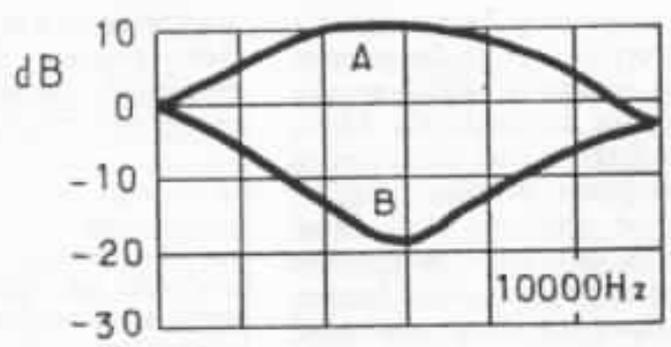
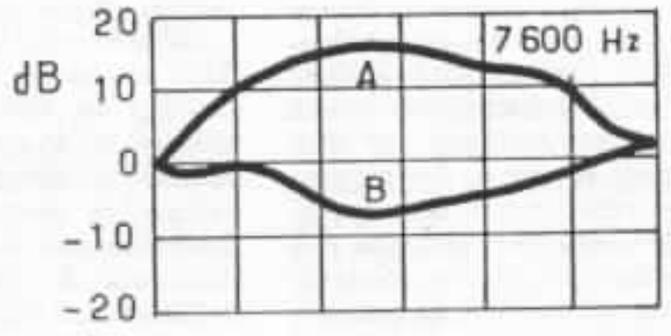
Par truchement de phase, on peut encore créer des sources latérales fictives, ce qui est d'ailleurs employé dans les musiques synthétiques de Tomita par exemple. Tout cela signifie bien que la ligne conventionnelle reliant les deux enceintes peut devenir dans certaines conditions un espace sonore beaucoup plus grand, débordant largement du triangle d'écoute, aussi bien en hauteur qu'en largeur.

Au Japon, où les chaînes de télévision sont munies d'un son stéréophonique multiplex, des chercheurs de la N.H.K. (radiodiffusion japonaise) comme M. Tsujimoto, M. Nakabayashi ont même tenté de mettre cet effet à profit pour certaines émissions : sons venant des côtés, sons venant du dessus ou de « loin », comme pour tenter de combler les déficiences d'un écran petit, d'une image « plate ». Sur ce





A = oreille proche  
 B = oreille éloignée



Caractéristiques de sensibilité de l'oreille dans le plan latéral, entre 300 Hz et 15 000 Hz.

genre de téléviseur, les haut-parleurs, placés immédiatement à gauche et à droite de l'écran vont créer une source fictive centrale à condition que le spectateur se place exactement en face, dans l'axe de l'écran. Ce qui n'est pas très pratique et qui ne pourrait apporter un effet stéréophonique marqué. C'est pourquoi chaque constructeur japonais s'est attaché à cette question et chacun d'entre eux a proposé une méthode « d'élargissement sonore », des moyens de créer des sources fictives placées très nettement à gauche et à droite du téléviseur ou même de créer un certain effet de hauteur. A présent, ces techniques sont assez au point et Matsushita est même arrivé à créer des sources fictives placées à 180° à gauche ou à droite du spectateur. Mais, mêmes intéressants, ces systèmes ne sont jamais parfaits. Le spectateur ne doit pas être obligé d'écouter dans l'axe, la tête bien en face de l'écran, ce qui fausserait tout système matriciel d'annulation électrique ou acoustique. En plus, le retard oreille gauche/oreille droite de la source fictive se déplaçant de gauche à droite n'est pas le même suivant la position angulaire de cette source, ce qui produit des phénomènes de non linéarité niveau/fréquence et diminue l'effet de localisation.

### Caractéristiques de sensibilité de l'oreille dans le plan vertical

Dans le plan vertical, dans l'axe de la tête, pour les sons provenant d'angles compris entre 0° (en face de l'auditeur) et 180° (derrière lui, dans l'axe horizontal), on constate des variations notables de sensibilité suivant la fréquence émise.

L'expérience consiste à envoyer sur l'auditeur un signal, compris entre 500 Hz et 14 kHz sous des angles compris entre 0° et 180°. La méthode de réciprocity permet, comme en audiométrie, de

mesurer la sensibilité de l'oreille suivant l'angle d'écoute de la source, laquelle émet les fréquences au même niveau sonore à partir de 0°. On obtient les courbes de la figure 2. Noter que ces courbes se modifient dès que l'on sort de l'axe de la tête et qu'il serait difficile de représenter sur papier la sensibilité de l'oreille à toutes les fréquences et dans toutes les directions. Ces courbes ne correspondent par ailleurs qu'à une seule source centrale se déplaçant dans un axe vertical et émettant un signal sinusoïdal pur. Lorsque des harmoniques de rang élevé sont mélangés au signal principal la caractéristique directionnelle de sensibilité va s'en trouver modifiée. Comme Blauert l'avait remarqué, certaines bandes de

fréquences sont dites « directionnelles » : 1 kHz (sons provenant de l'arrière, 4 kHz (sons provenant de devant), 8 ou 9 kHz (sons provenant du haut). Blauert avait encore remarqué qu'en remplaçant la source centrale par deux sources symétriques placées de part et d'autre de l'axe vertical et se déplaçant de la même façon que la source centrale procuraient les mêmes courbes de sensibilité. Le japonais Tsujimoto avait lui, constaté qu'à ces fréquences, on pouvait éloigner une des sources pour procurer la même courbe de sensibilité pour chacune de ces fréquences, à la condition d'obtenir sur chaque oreille une phase et un niveau semblables.

En revenant à l'écoute d'une seule source centrale, la figure 2

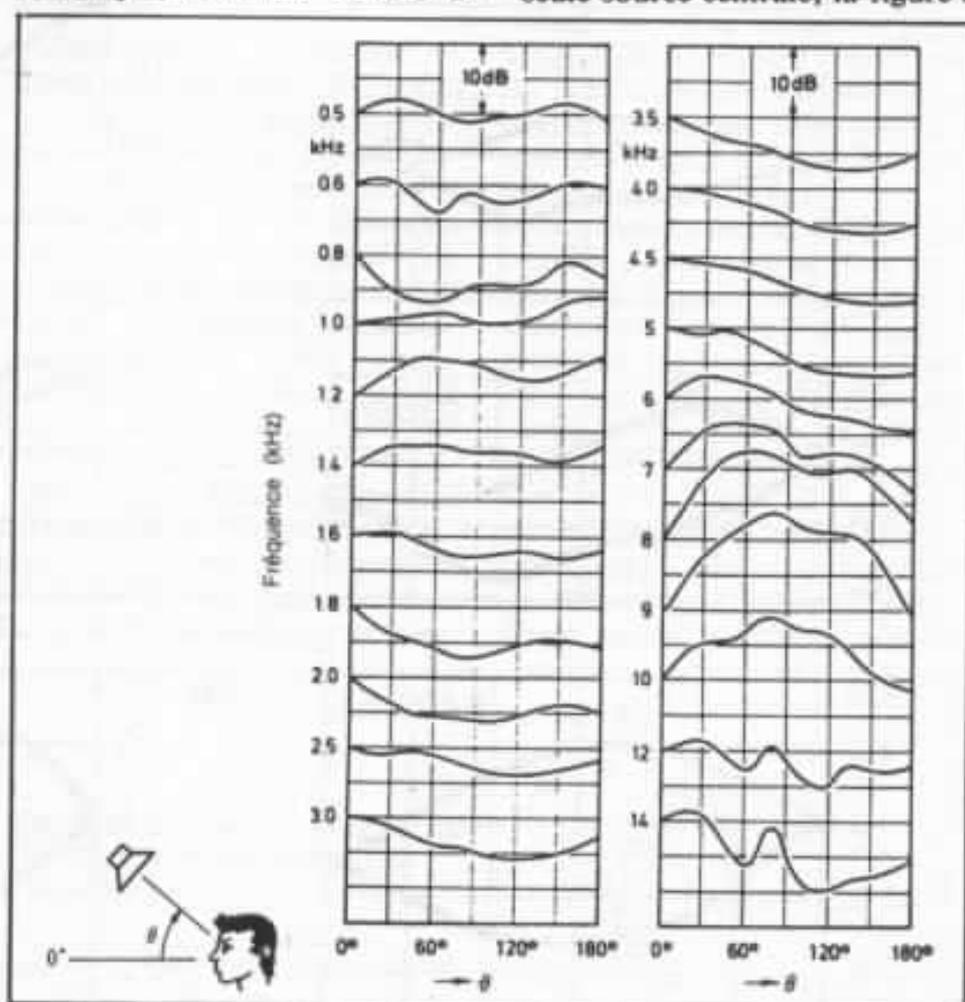


Fig. 2 : Caractéristique de sensibilité de l'oreille, dans le plan vertical. Le haut-parleur se situe exactement dans l'axe de la tête et effectue une rotation de 180°, 0° correspondant à la position horizontale, face à l'auditeur, 90° à la position verticale au-dessus de l'auditeur et 180° à la position horizontale derrière l'auditeur. Les essais sont effectués à des fréquences comprises entre 500 Hz et 14 kHz.

n'indique pas si l'auditeur entend la source dans sa direction réelle et il n'est question pour l'instant que de différence de niveau par rapport à 0°. Plusieurs chercheurs ont remarqué que des petits mouvements de la tête, dans le sens latéral surtout, produisant donc des décalages de phase et de niveau aidaient à mieux déterminer le positionnement vertical de la source sonore. Alors qu'une tête parfaitement fixe peut rendre difficile la localisation dans certaines directions, lorsqu'un son tourne autour de l'auditeur dans le plan vertical et dans l'axe de la tête on a pu vérifier que des petits mouvements de la tête, dans le sens latéral, dans une limite de  $\pm 10^\circ$  permettaient d'obtenir une meilleure précision de la localisation, dans le plan vertical. On peut alors discerner, dans la bonne majorité des cas les sons avant des sons arrière, lesquels pourraient provenir de la même distance. C'est une des facultés que ne pourrait posséder une tête artificielle symétrique munie de microphones omnidirectionnels.

La figure 3 montre la façon dont s'effectue cette discrimination pour les sons avant et arrière. L'oreille détecte les décalages temporels, les différences de forme spectrale, l'analyse déterminant la direction d'où doit provenir la source sonore. Le plus souvent, la vision, le « cône de vision » aide l'oreille, sauf dans le cas où la distance ou des phénomènes d'écho perturbent la superposition image-son. A l'aide d'un ordinateur envoyant des formes de signaux particulièrement étudiées dans ce sens, les japonais Morimoto, Ando et Noda ont pu, malgré l'emploi de deux enceintes dans une disposition stéréophonique normale, créer un déplacement vertical de la source fictive. En jouant également sur l'angle d'écoute, leurs expériences ont permis d'obtenir des sons venant du haut, ou même de derrière.

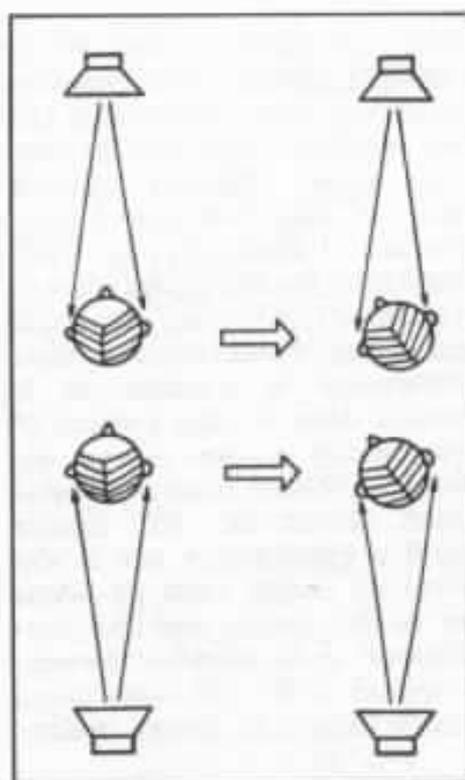


Fig. 3 : Principe de discrimination des sons avant par rapport aux sons arrière, lesquels peuvent parcourir la même distance. Les mouvements latéraux de la tête, produisant des décalages de phase, des retards et une modification spectrale du signal perçu facilitant la discrimination.

### Positionnement de la source sonore en stéréophonie

En écoutant avec nos deux oreilles une paire d'enceintes, il se produit un phénomène de croisement, de diaphonie entre les enceintes et les haut-parleurs. L'enceinte gauche émet un signal qui arrive sur l'oreille gauche, puis sur l'oreille droite, après avoir subi un retard dépendant de la forme du triangle d'écoute.

Il se produit alors dans la tête une résultante modifiant profondément la courbe de réponse niveau/fréquence telle qu'elle est réellement perçue. La figure 4 donne un exemple sur lequel un son variable, de fréquence comprise entre 20 Hz et 20 kHz, corrigé en niveau de façon à être perçu comme un niveau constant quelle que soit la fréquence, mais sur une seule enceinte, subit une variation importante de niveau dans les mêmes conditions de réglages, lorsque les deux enceintes émettent le signal. L'allure de la courbe de la figure 4 change d'ailleurs notablement selon l'angle d'écoute enceintes/auditeur.

Pour ce qui est du positionnement vertical de la source sonore dans l'espace, on constate que l'effet d'élévation de la source sonore est à la fois fonction de l'angle d'écoute et fonction de la forme spectrale du son émis par les enceintes. On constate que, plus on écoute des sons de très large bande passant sur des angles d'écoute larges et plus l'effet d'élévation est important. Cependant, il ne faut pas oublier que des différences de positionnement de la source fictive dans l'espace pourront être importantes entre différents auditeurs. On doit à cet effet se reporter aux courbes concernant par exemple les sons tournant autour d'un auditeur et le pourcentage d'auditeurs percevant le positionnement de cette source selon

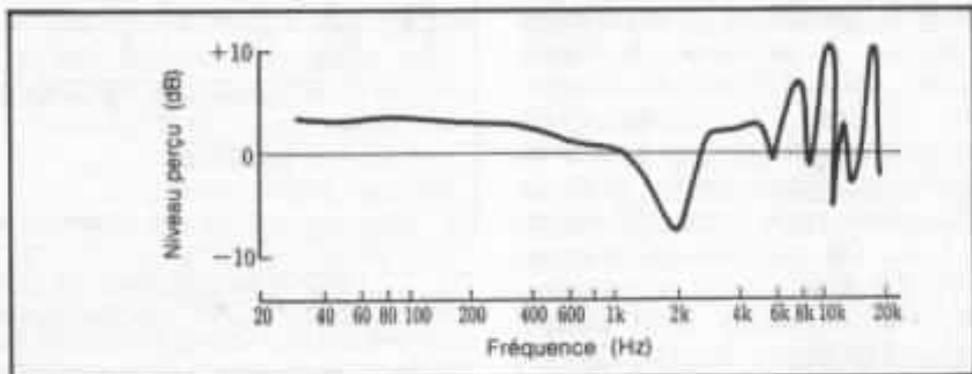


Fig. 4 : Niveau subjectif obtenu par deux enceintes émettant le même signal, mais résultant de l'écoute simultanée par les deux oreilles. Les diverses pré-corrections (loudness, linéarité, etc...) sont faites de la sorte qu'une courbe plate soit obtenue à partir d'une seule enceinte.

un type de déformation déterminé. Certains ont pensé qu'il aurait peut-être été profitable d'effectuer une correction niveau/fréquence, fonction de l'angle d'écoute, afin de redonner à la source sonore un positionnement plus précis. La figure 4 montre que la correction doit être précise et efficace.

Mais il faut penser également que tous ces circuits de correction, produisant des sons émis par chacune des enceintes, reçus par une oreille, puis par l'autre avec un décalage temporel, une déformation spectrale conséquente signifient que tenter d'annuler, soit par moyen électrique, soit par moyen acoustique l'effet diaphonique enceintes/oreilles n'a rien d'évident. La majorité des procédés procurent soit une annulation électrique parfaite, soit une annulation acoustique parfaite, sauf que dans les deux cas de très nombreux obstacles vont perturber le procédé d'annulation : réflexions parasites, appairage imparfait des enceintes, effet de double ou de triple annulation procurant des résultats curieux.

### Effet des mouvements de la tête sur la précision de localisation dans le plan vertical

Les travaux effectués par Leakey, Bauer sur ce sujet ont pu être confirmés par la suite, notamment vers 1973, par l'équipe de recherche de la N.H.K. au Japon. L'expérience consiste à produire, à l'aide d'une paire d'enceintes, placées au sol dont l'écartement varie selon un angle compris entre 0 et 180°, un signal central dont la fréquence varie entre 500 Hz et 8 kHz. On constate en premier lieu des écarts assez importants de positionnement fictif perçu, selon l'auditeur, écarts qui malgré tout, permettent d'établir des graphes angle d'écoute / fréquence / position fictive perçue qui sont d'une importance capi-

tales. La figure 5 montre, en détail le résultat de ces mesures, effectuées entre 500 et 8 000 Hz, les enceintes étant placées sous des angles d'écoute compris entre 0° (enceintes côte à côte, devant l'auditeur) et 180° (enceintes placées sur les côtés de l'auditeur). Le son, provenant du centre, l'auditeur doit alors déterminer la position de la source dans le plan vertical. 0° correspond à une source qui semble provenir d'un point situé droit devant lui. 90° signifie qu'il a l'impression que le son vient du zénith, juste au-dessus de sa tête, tandis que 180° correspond à la position dorsale, l'opposé de 0°. On remarquera que la figure 5 est divisée en deux

mesures. La première est effectuée avec un auditeur dont la tête est fixe. La seconde permet à l'auditeur de remuer la tête dans le plan latéral dans une limite de +10° et -10°. On constate, en comparant les résultats que l'effet des « bandes directionnelles » mesurées par Blauert se trouve vérifié. Par ailleurs, les petits mouvements latéraux de la tête améliorent notablement, sur certaines fréquences du moins, la discrimination avant/arrière. Mais, dans les deux cas, les expériences de Blauert sont confirmées, en particulier pour le positionnement fictif central de la source sonore de fréquence 8 kHz.

Dans les deux cas, dès que

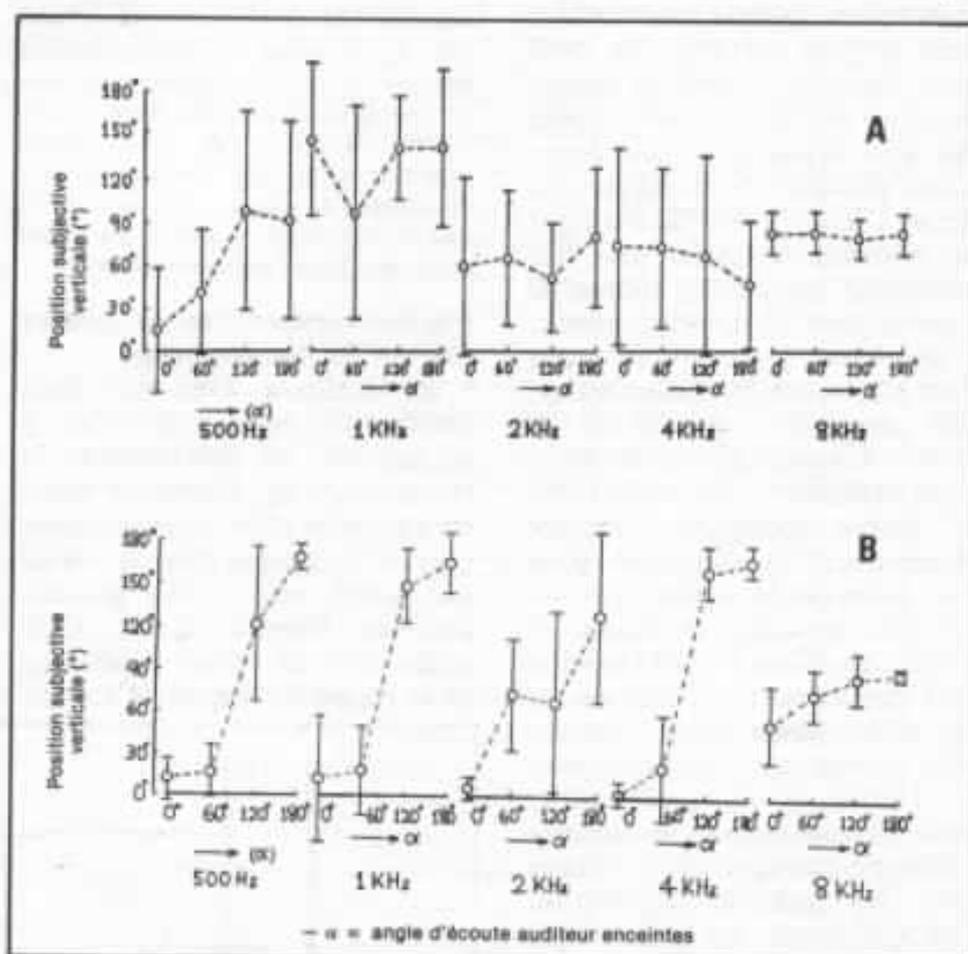


Fig. 5 : Positionnement subjectif de la source sonore, dans le plan vertical, entre 0° (avant) et 180° (arrière) obtenu à partir de deux enceintes placées au sol écartées selon un angle d'écoute compris entre 0 et 180°, devant l'auditeur. Les fréquences pures sont comprises entre 500 Hz et 8 kHz et les deux enceintes émettent le même signal. Les pointillés indiquent la moyenne obtenue à partir de plusieurs auditeurs. En A, en haut la tête de l'auditeur est fixe, face aux enceintes placées au sol. En B en bas, la tête peut pivoter latéralement dans une plage de ± 10°.

l'écartement des enceintes dépasse 90°, le signal central est entendu comme « venant du haut » ou presque. En se permettant des mouvements latéraux de la tête, et même lorsque les enceintes sont placées côte à côte (0°) le signal de 8 kHz semble provenir d'un point situé à 45° au-dessus de l'horizon. Cependant, même à 8 kHz, les petits mouvements de la tête diminuent le pourcentage d'erreur de localisation.

Ces résultats étant fort intéressants, Nikaïdo, Tsujimoto et le célèbre Nakabayashi (que l'on pourrait surnommer l'Olson japonais) se sont penchés sur ces mesures et ont pu déterminer en termes d'écart de phase, d'écart de niveau ce que percevaient simultanément les deux oreilles. La figure 6 montre le résultat qu'ils ont obtenu sur 4 sujets (marqués A, B, C, D), pour les fréquences de 500 Hz et 1 kHz et pour des angles d'écoute compris entre 0 et 180°. On constate, à propos de la phase, non pas celle qui serait mesurée par un microphone, mais par la résultante perçue simultanément par les deux oreilles, que celle-ci procure « subjectivement » un décalage nul non pas lorsque les enceintes sont placées côte à côte (0°), ou bien l'une sur l'autre (0°) mais pour des angles de valeur 105° (500 Hz) ou 80° (1 kHz). Le résultat obtenu est d'une grande importance puisqu'il permet cette fois, grâce à ces paramètres nouveaux d'obtenir des sources fictives dont le positionnement peut devenir beaucoup plus précis. D'un point de vue purement « audiophile », la compréhension de tous ces phénomènes acoustiques, psychoacoustiques fait comprendre qu'il est bien hasardeux de parler de « focalisation de l'image », de phase « absolue » sans avoir compris, même sans entrer dans le détail, la majorité de ces paramètres.

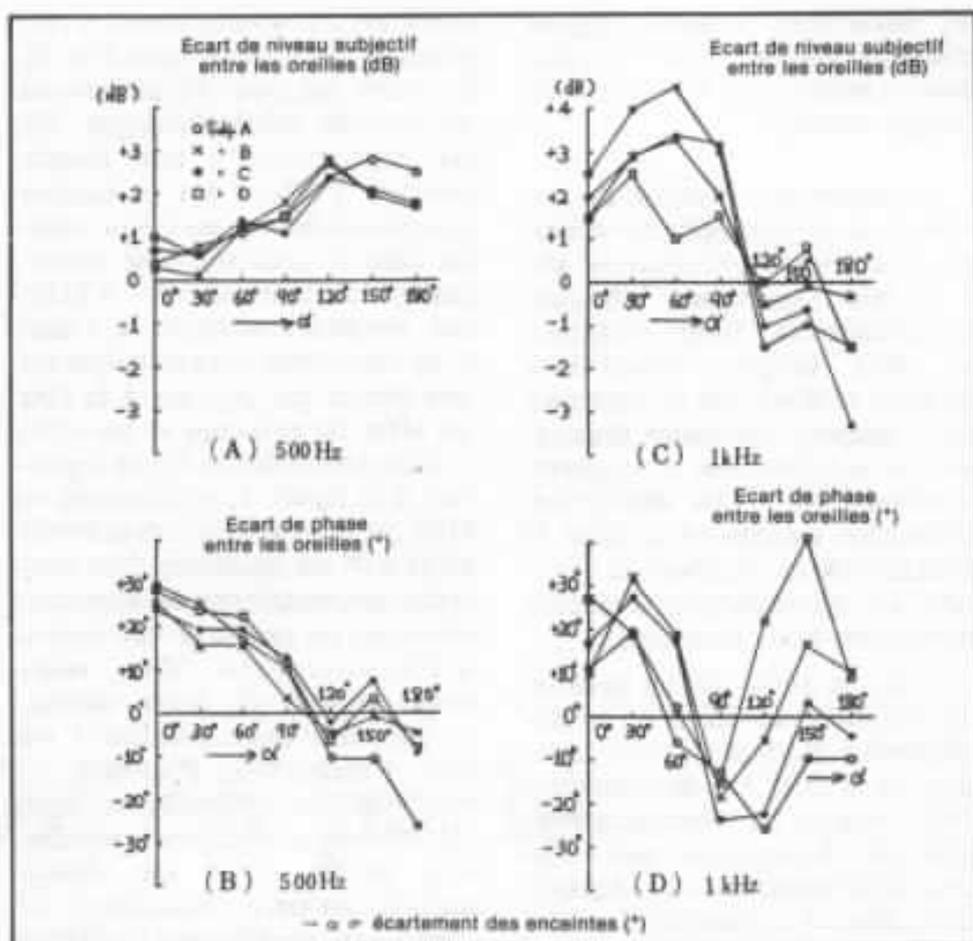


Fig. 6 : Ecart de niveau et de phase perçu ou mesuré entre les deux oreilles, pour des écartements entre enceintes compris entre 0 et 180°.

### L'avenir en stéréophonie

D'énormes progrès seront encore à faire dans ce sens et les nombreuses recherches sont encore loin d'aboutir à une forme pratique de reproduction en stéréophonie en deux canaux. Les problèmes majeurs concernent l'acoustique du local, le positionnement des enceintes, le triangle d'écoute, le positionnement de l'auditeur. Dans l'état actuel des choses, il est certain qu'une bonne acoustique associée à des enceintes peu directives peut tolérer une position d'écoute répartie sur une surface assez importante. Dans l'absolu, il ne pourrait en être question. Il reste à présent à trouver de nouveaux compromis permettant d'améliorer l'effet stéréophonique.

On a pu remarquer, au cours de cet article, qu'une grande partie des recherches dans ce sens ont été faites par des japonais et,

en particulier par le personnel des laboratoires de recherche de la N.H.K. Comme c'est le cas en France pour la R.T.F. les recherches sur la stéréophonie, sur les procédés multiplex, sur la télévision en couleur, sur le son télévision en stéréophonie ont également été précoces au Japon. Ils ont par contre, dès leur mise au point, été appliqués beaucoup rapidement dans l'émission radio, FM ou en télévision. Les expériences d'émissions de télévision en relief, ne mettant pas en œuvre les anaglyphes (rouge et vert et procédé conséquent), mais des filtres polarisants de teinte différente, mettant en jeu la différence de temps de perception, la synchronisation conséquente des mouvements sur l'écran apportant ainsi à la fois une image en couleur, un contraste excellent, une image parfaitement compatible (aussi nette sans lunettes) sont des expérien-

ces anciennes, utilisées depuis plusieurs années pour certains dessins animés que l'on peut voir chaque semaine.

Au Japon, l'avènement du son télévision en stéréophonie multiplexée eut un impact marqué sur le public : émissions bilingues (informations), films étrangers en deux langues simultanées (anglais et doublage en japonais par exemple), émissions musicales en stéréophonie : concerts, chansons, etc. Ces recherches effectuées actuellement dans le domaine de la localisation verticale en stéréophonie avancent lentement, mais sûrement.

Déjà, en 1974, dès les premières émissions de télévision en stéréophonie multiplex, une émission de la N.H.K., de décembre 1974 surprit les téléspectateurs japonais. Au cours de cette émission expérimentale, une chanson intitulée « Oyamori-Komori Uta » (chansons pour une mère et son enfant), émise en stéréophonie mettait en évidence l'effet de localisation verticale : sons venant de dessus, sons venant d'un point situé très nettement au-dessus de l'écran. De quoi surprendre l'habitué à l'écoute en stéréophonie normale. Plus récemment, en 1978, les recherches se sont poursuivies, en utilisant cette fois un écran couleurs (télévision à projection) dont les dimensions étaient importantes. Une émission expérimentale, une pièce de théâtre, permettait grâce à ces nouvelles connaissances de créer un effet de localisation verticale sur l'écran, malgré l'emploi de seulement deux enceintes, placées de part et d'autre de l'écran.

On a constaté aussi les déficiences du procédé et les effets d'illusion auditive ou visuelle, due à une interférence, à une influence de la vue sur la vision. Malgré tout un test effectué sur une

centaine de spectateurs a pu prouver qu'il était possible de procurer une nouvelle dimension au procédé stéréophonique. De ces expériences, il faut retenir surtout l'effet des « bandes directionnelles », un point capital dans le procédé. Une accentuation de la bande 2 - 4 kHz, par exemple, obtenue à l'aide d'un correcteur paramétrique est une bande qui procure à la fois un effet de présence et un effet « d'horizontalité ». En se reportant à la figure 5, on constate en effet qu'à ces fréquences la sensibilité à 0° est optimum. Des contrôles automatiques ou synchronisés ont pu procurer une bonne différenciation des sons avant/arrière ou avant/dessus, ce qui paraît assez paradoxal, ou encore incroyable. Pourtant, en mai 1981, sur une autre émission stéréophonique télévisée, en couleur et en relief (un dessin animé), un perfectionnement de l'émission expérimentale décrite précédemment, l'effet de localisation verticale était cette fois impressionnant. Au cours de cette émission, les téléspectateurs regardant et écoutant l'histoire de Pégase, le cheval ailé qui avait fait jaillir, d'un coup de sabot la source Hyppocrène, purent à un moment « voir » Pégase s'envoler, monter dans les airs, passer au-dessus, puis derrière les téléspectateurs. Derrière cet effet, en apparence incroyable, il y avait en fait tout un trucage de phase, des réglages temporels automatiques en tiers d'octave, lesquels, bien menés, basés sur les anciennes expériences et perfectionnés depuis lors, démontraient que la localisation en hauteur, en stéréophonie était une réalité, qu'il était possible d'en tirer quelques résultats ne manquant pas d'intérêt. L'avenir de la stéréophonie, les progrès à faire concernent essentiellement ces questions. En se reportant à la figure 5 et aux petits mouvements de la

tête améliorant la discrimination avant-arrière ou bien la perception de direction par rapport à la réalité, les études nous font comprendre un fait : l'impossibilité, sur casque, d'obtenir une bonne discrimination des sons avant/arrière et une bonne localisation dans le sens vertical, pour les sons provenant de l'hémisphère frontal. Il faudrait sans doute, pour améliorer cet effet de localisation spatiale dans les trois directions, devoir synchroniser les mouvements de la tête artificielle avec ceux de l'auditeur écoutant sur casque.

Ce qui serait possible en direct, mais impossible à réaliser sur un enregistrement. Même dans le cas où un mouvement latéral aléatoire de la tête artificielle aurait été donné durant l'enregistrement, la non synchronisation par rapport aux mouvements éventuels de la tête de l'auditeur prouvent l'impossibilité d'une telle théorie. Avant de trouver de nouvelles idées, de nouveaux compromis, il serait toutefois essentiel de mieux mettre en évidence aux amateurs de stéréophonie soucieux de qualité, de fidélité, de « relief », de sensation d'espace, d'effet de localisation dans les trois directions, tous les aléas que comportent le principe de reproduction stéréophonique actuel. L'amélioration la plus spectaculaire que nous devons attendre des procédés d'enregistrement et de reproduction des sons viendra des haut-parleurs, des microphones, des circuits électroniques associés. Mais le plus grand pas en avant sera réalisé lors que l'on sera capable sur un procédé d'enregistrement et de reproduction à deux canaux de restituer à l'écoute la perception des trois dimensions de l'espace sonore. Ce jour-là le mot « stéréophonie », le son en relief, pourra être utilisé dans toute sa signification.

# On en parle

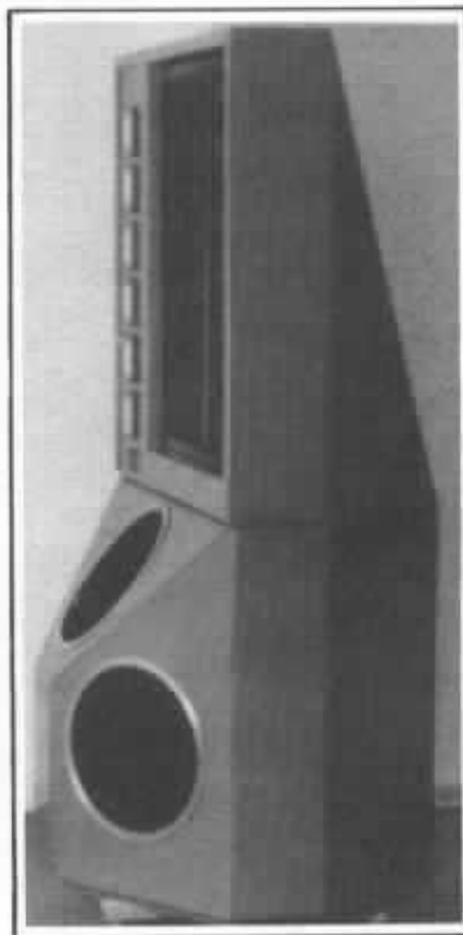
## Sardec CH-2

A la 73<sup>e</sup> Convention de l'Audio Engineering Society à Eindhoven, en mars dernier, Samuel H. Goldstein de la firme Sardec (Swiss Acoustic Research and development engineering company) présentait une enceinte acoustique de monitoring pour les productions numériques.

Cette enceinte de référence, originale à plus d'un titre, a été développée par cette firme suisse en collaboration avec des designers de renom américains, japonais et européens.

L'étude de ce haut-parleur était basée sur le fait qu'une enceinte de monitoring doit être le moins dépendante que possible de l'acoustique de la pièce d'écoute, du studio de monitoring en l'occurrence.

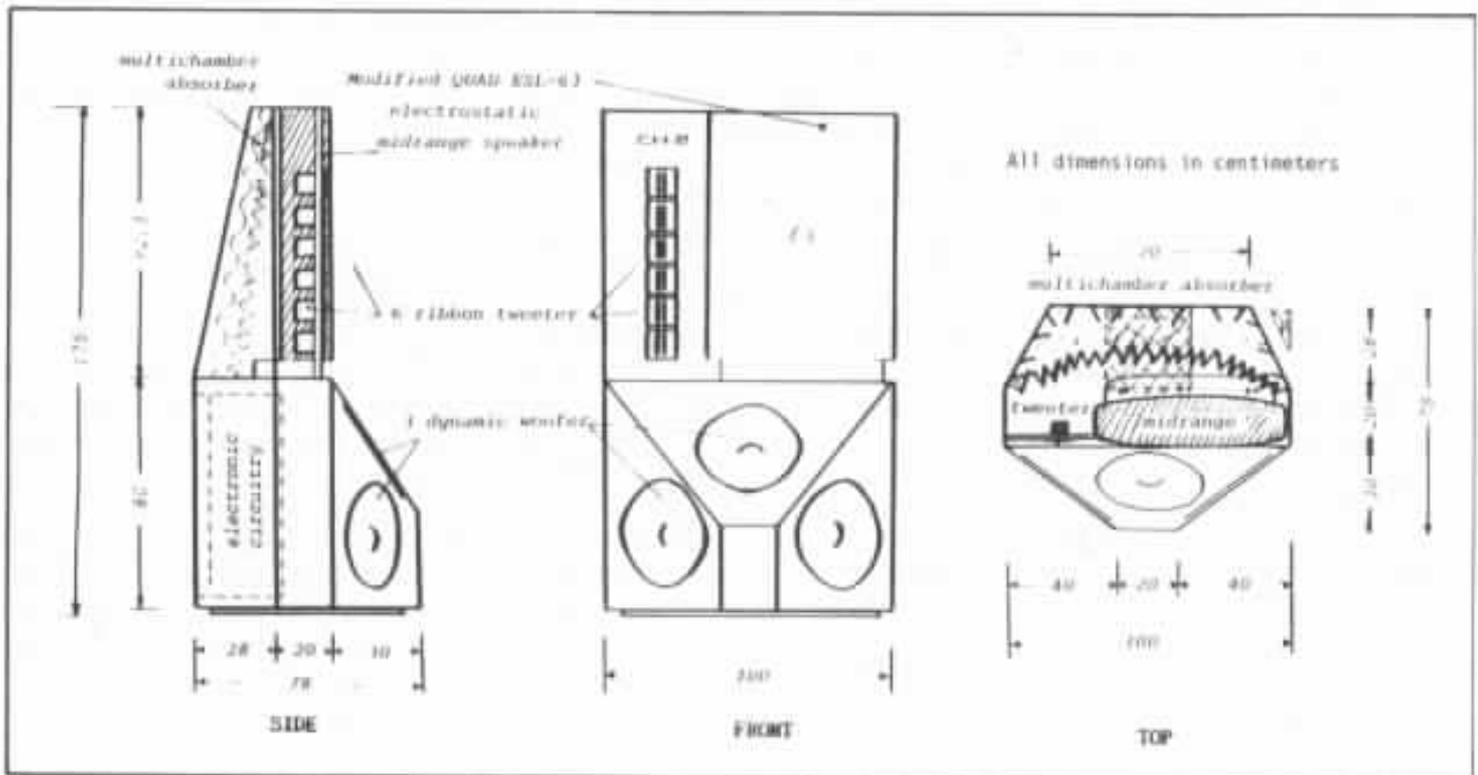
Il s'agit d'une enceinte active triamplifiée ayant une réponse polaire extrêmement uniforme sur tout le spectre. Il a été retenu



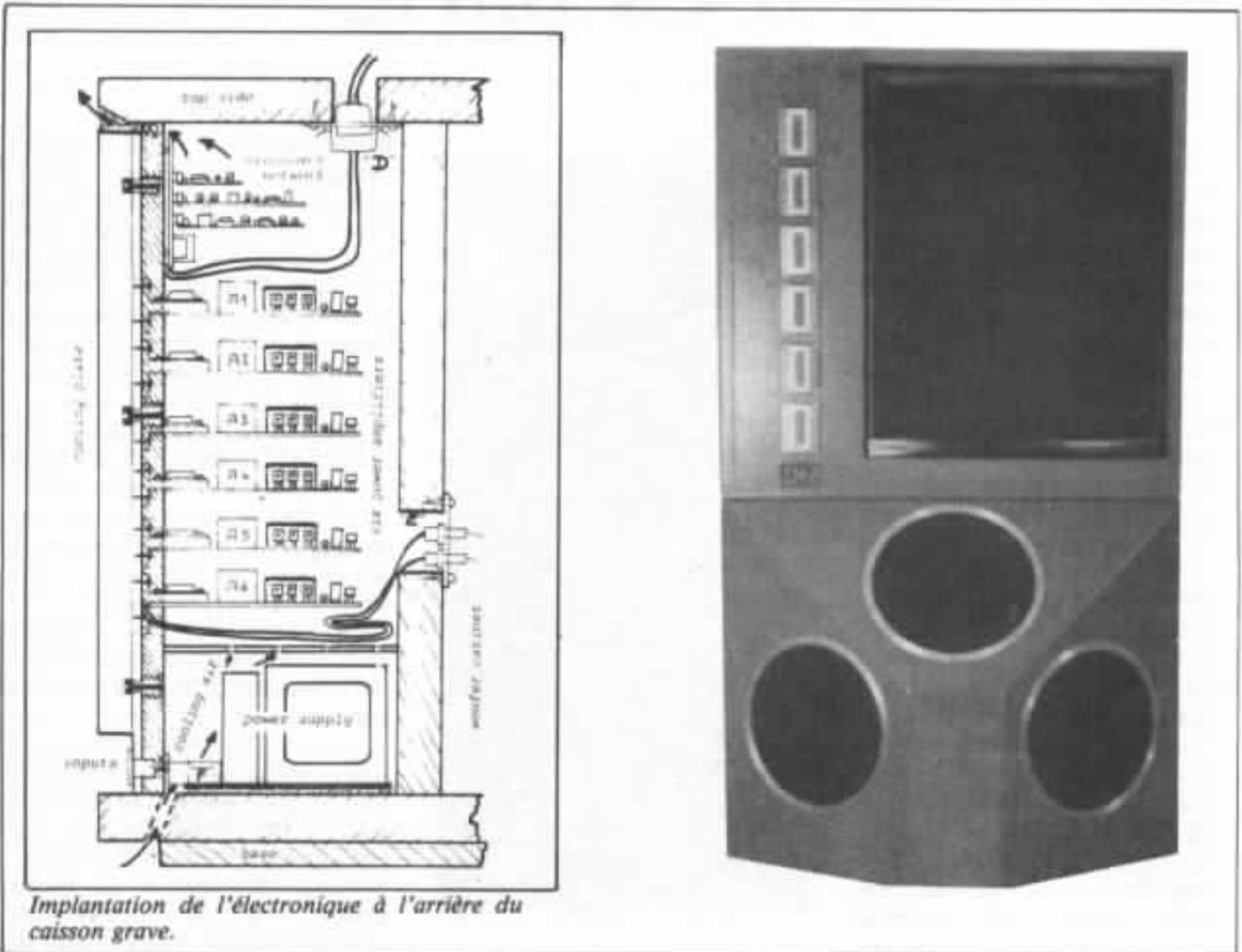
un principe de rayonnements cylindrique plutôt que sphérique, sur un angle de radiations horizontales de 60°. Cela pour s'affranchir des problèmes de réflexion de local (cf. l'Audio-ophile n° 5, Rayonnement acoustique et image sonore) et ainsi garantir un monitoring qui soit le moins dépendant du studio.

Les enregistrements audio-numérique nécessitent l'emploi de transducteurs dont les caractéristiques de réponse en fréquence sur tout le spectre sonore ne varient pas en fonction du niveau de pression sonore. Le prototype CH-2 ne présente aucune déviation de la réponse en fréquence pour une pression sonore de 10 à 120 dB.

Le grave est restitué par trois haut-parleurs de type dynamique montés dans un coffret n'offrant aucune face parallèle. Une correction est appliquée à ces haut-parleurs en dessous de 60 Hz pour offrir une courbe de réponse linéaire jusqu'à près de



Structure générale de la Sardec CH-2, noter la hauteur respectable...



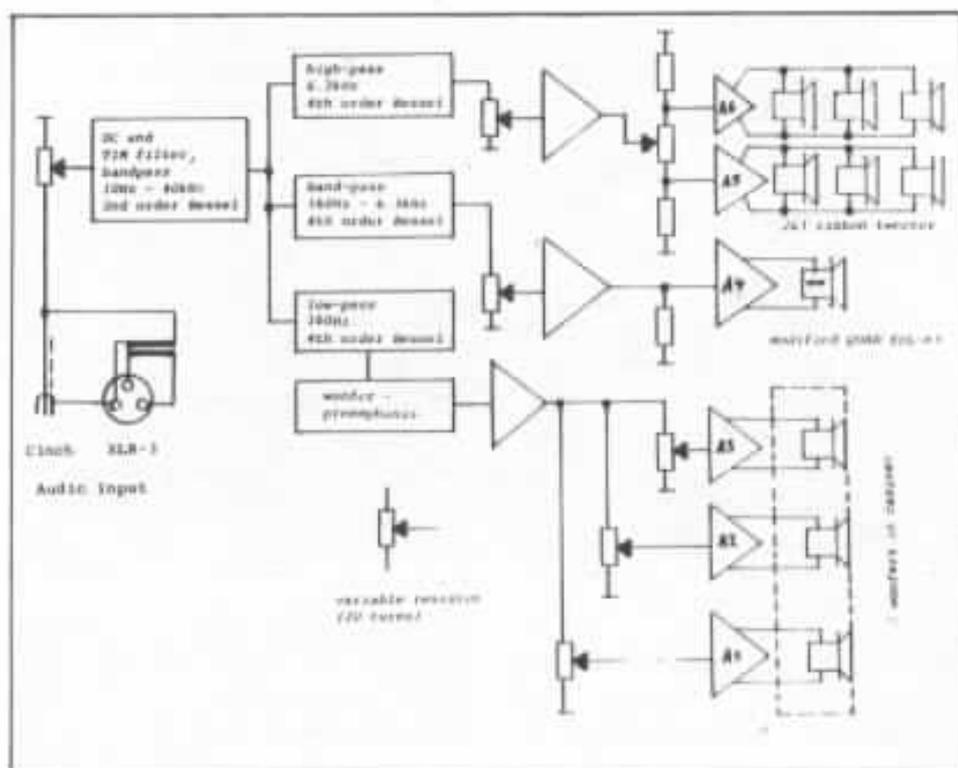
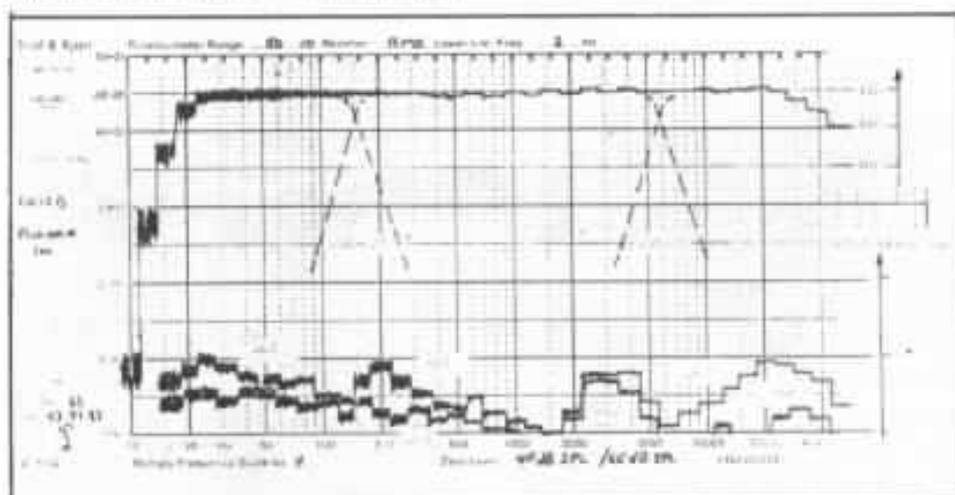


Schéma de principe du filtrage actif.



Réponse en bruit rose 1 m et niveau de distorsion.

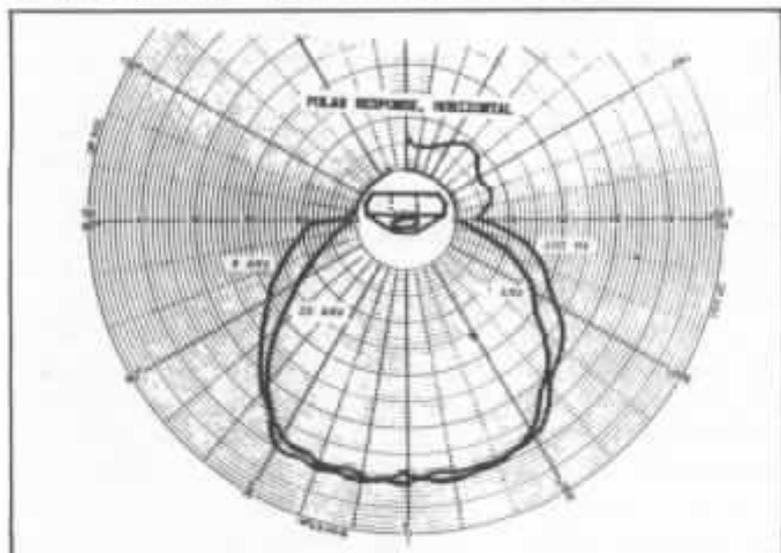
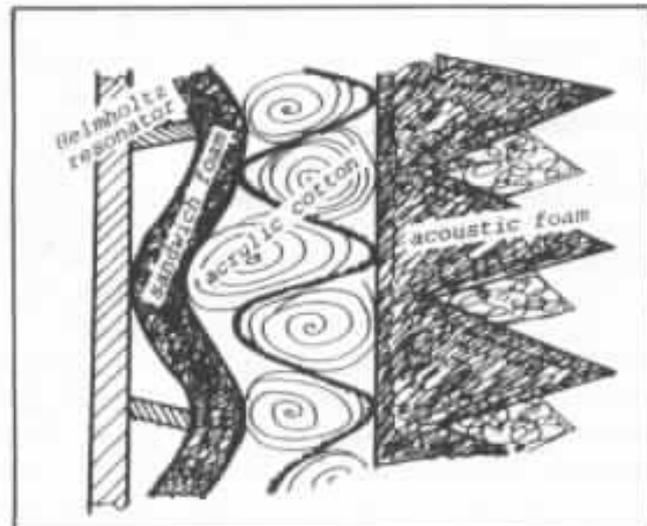


Diagramme de la réponse polaire dans le plan horizontal.



Vue en coupe du système absorbant de la voie médium.

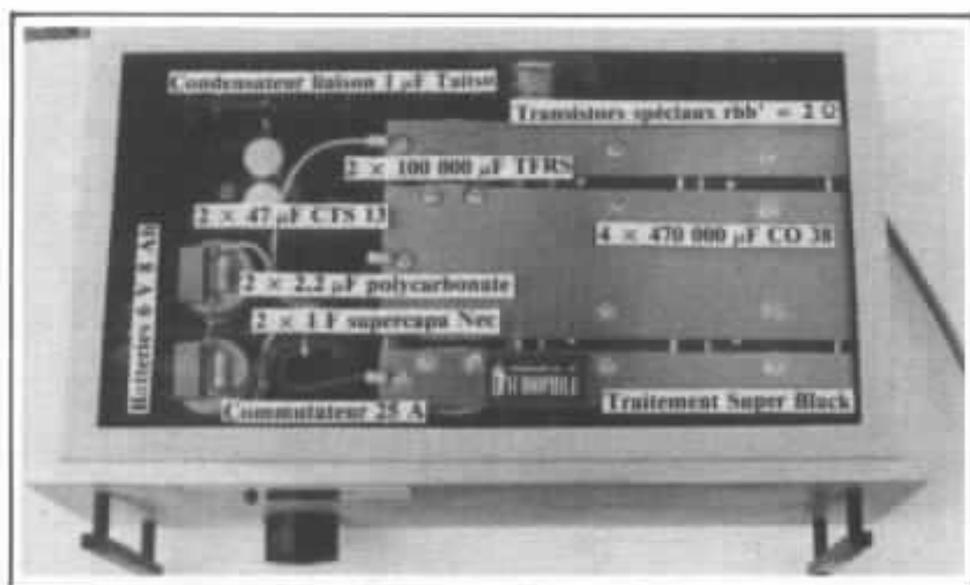
20 Hz ! La fréquence de coupure haute du filtre est fixée à 160 Hz. C'est un filtre du quatrième ordre, de type Bessel. La bande médium, de 160 Hz à 6,3 kHz est confiée à un haut-parleur Quad ESL 63 modifié. Le rayonnement arrière est absorbé par une cavité comportant des résonateurs de Helmholtz de différentes tailles recouverts de matériaux choisis dans six catégories de performances acoustiques. Le registre aigu est restitué par six tweeters à ruban. Les filtres des sections médium et aiguë sont également de type Bessel du quatrième ordre. Chaque enceinte comporte cinq amplificateurs de puissance, quatre d'entre eux fonctionnent sur une charge de six ohms et deux sur une charge de deux ohms, c'est la raison pour laquelle deux alimentations séparées sont utilisées. Chaque amplificateur peut délivrer 200 watts.

La réalisation mécanique et électrique a fait l'objet d'un soin tout à fait « audiophile ». Nous espérons avoir des compléments d'information et peut-être l'opportunité d'écouter cet étonnant système. Un petit cocorico pour finir, dans les références bibliographiques du préprint de l'AES, il est fait six fois mention de l'Audiophile sur les 21 références citées...

## Prépré Hiraga « Autographe »

Les lecteurs auront sans doute remarqué dans la Nouvelle Revue du Son du mois d'avril la photo du prépréamplificateur « Autographe ».

A l'origine il s'agissait d'un exercice de style pour présenter une attraction peu courante pour les Journées de la Haute Fidélité du Sofitel en mars dernier. Nous avions envie de voir jusqu'où il était possible d'aller avec le schéma de base du prépréamplificateur Hiraga décrit dans les n<sup>os</sup> 16 et 17. Nous ne nous étions fixé aucune limitation de coût, d'encombrement et de poids. Le résultat est celui que vous voyez sur la photo. A signaler que le circuit imprimé ne comporte qu'une seule modification au

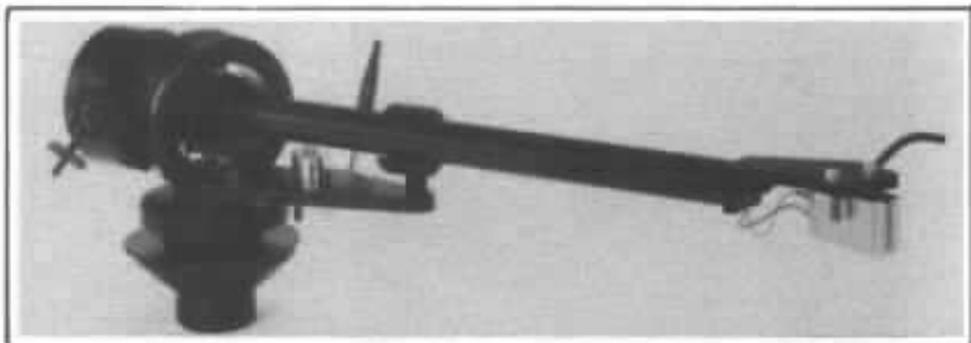


niveau des composants : les condensateurs de sortie sont des condensateurs Taitso Hi Lambda au polypropylène et armature en cuivre. Sinon, tout est dans l'alimentation. Les bat-

teries utilisées sont de marque Oldham du type de celle que nous proposons dans cette même rubrique dans notre précédent numéro, le poids enfin est de l'ordre de 35 kg !

## Mission 774 SM

Nous avons toujours beaucoup apprécié le bras Mission 774. Sa conception très originale et extrêmement rigoureuse, avait d'ailleurs fait l'objet d'un article de son concepteur dans l'Audio-ophile n<sup>os</sup> 13 et 14. Mission propose depuis quelques mois une version de course, le 774 SM. Le tube par rapport à la version d'origine est surbaissé et la quille est donc plus évoluée



que dans la version de base. La section du tube a également été accrue. La double articulation s'effectue par roulement à billes

avec compensation de jeu, la géométrie générale du système de pivotement a également été modifiée.

## Accuphase

Des nouveautés importantes de ce constructeur sur le marché français. Deux amplificateurs, le P600 et le P266 et un préamplificateur, le C222. Le P600 est un amplificateur 2 x 300 W, son alimentation est surdimensionnée. Les ingénieurs d'Accuphase se sont attachés à réduire au plus bas l'impédance de la boucle formée par l'alimentation et l'étage de puissance, en prenant en compte, bien naturellement, la contre-réaction et la régulation à tension constante.

Cet amplificateur pèse près de quarante kilos et son prix est annoncé à 49 900 F.

Le P266 peut fonctionner en deux modes, en classe A, il délivre 30 W par canal et 130 W en classe AB. Il peut également être bridé.

Le préamplificateur C222 était conçu sur une même base que le C280, il ne possède toutefois pas de contrôle de tonalité. Signalons au niveau des entrées de très nombreuses possibilités d'adaptation en fonction des cellules, à

aimant mobile et à bobine mobile.

Mentionnons enfin la sortie de câbles de liaison qui intéresseront les audiophiles. Ce sont des câbles constitués de deux fils de litz torsadés, chacun d'eux étant constitué de 168 brins de cuivre de haute pureté désoxygéné, d'un diamètre de 0,08 mm. Notons que le blindage n'est relié à la masse électrique que d'un seul côté du câble ce qui limite la capacité parasite. Ces câbles existent en deux versions, cinch et connecteur XLR.

## L'œuf de Focal

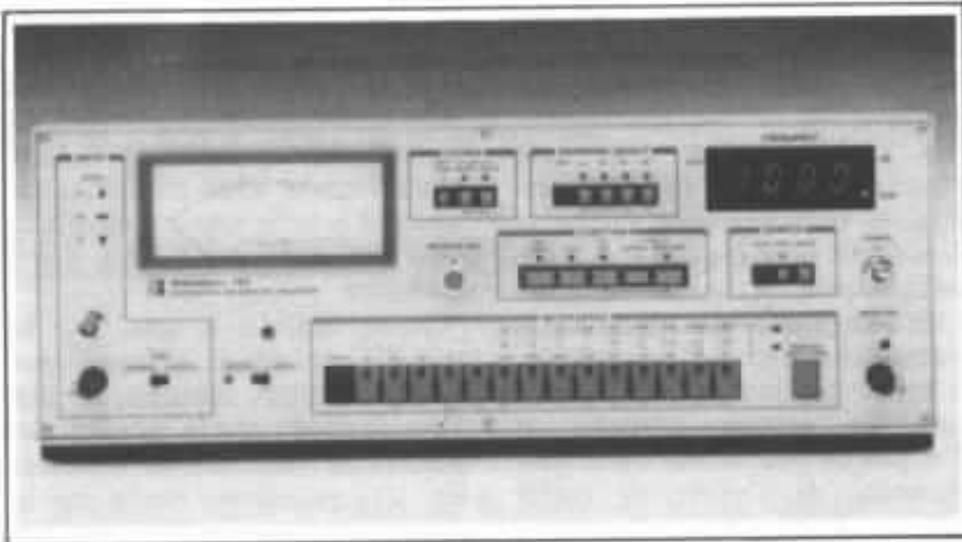
Focal a développé en collaboration avec notre équipe la mini Onken qui a fait l'objet d'une étude très détaillée dans notre n° 26. De par son rendement très élevé, il est possible de l'associer aux voies médium-aigu utilisées dans le système Audiophile. Cependant par souci de proposer une solution plus économique et plus en rapport avec le coût du haut-parleur de grave 10C01 Focal a développé le nouveau médium à haut rendement, le 7MC2 qui soit à même de faire la liaison entre la mini Onken et le tweeter T120FC. Bien évidemment, ce système dans sa version de base fonctionne en filtrage passif et peut être par la suite multi-amplifié.

La charge du médium a fait l'objet d'un soin particulier, c'est une forme ovoïde qui a été retenue car présentant le double intérêt d'offrir une dispersion optimale d'une part est d'autre part de s'affranchir des réflexions internes, la charge étant close dans cette application. L'œuf est réalisé en staff armé.



## Distorsiomètre 725 Shibasaki

Vers 1970 au moment où commençait la « course à la distorsion », on a vu apparaître sur le marché des générateurs BF à très faible taux de distorsion ainsi que des distorsiomètres capables de mesurer à pleine échelle des taux de distorsion de 0,01 %.



cette matière, la firme anglaise Radford fut un précurseur mais leur technologie fut rapidement égalée puis dépassée, notamment par les firmes américaines (Sound Technology, Hewlett Packard). Mais, jusqu'en 1980, les circuits n'évoluèrent que très lentement. On ne signale guère que des appareils de laboratoires, non commercialisés, comme ceux conçus par Sony/Tektronix ou Marconi (en Australie) qui réalisèrent des générateurs ou distorsiomètres permettant la mesure précise dont le taux de distorsion pouvait atteindre de -100 à -140 dB. En 1982, Matsushita proposait un générateur/distorsiomètre, muni d'un ordinateur, capable de mesurer automatiquement des taux de distorsion de l'ordre de 0,001 %.

Toujours au Japon, la firme Shibasaki Co Ltd vient de commercialiser un distorsiomètre automatique capable de mesurer, à pleine échelle, et sans résidu de bruit en bas d'échelle, des taux

de distorsion de 0,003 % et 0,001 %, ce qui permet désormais des mesures précises de taux de distorsion aussi bas que -120 dB (0,0001 %), ceci avec la possibilité d'analyser séparément des harmoniques 2, 3, 4 ou 5. L'analyse s'effectue dans une large bande passante (5 Hz à

110 kHz). Le réglage de sensibilité d'entrée (0,1 V à 100 V) peut s'effectuer manuellement ou automatiquement. L'impédance d'entrée est de 100 k $\Omega$ , valeur élevée compte tenu des possibilités. L'originalité de cet appareil réside dans le circuit (microprocesseur) recherchant le signal dans le bruit, ce qui permet d'extraire le signal résiduel et d'analyser celui-ci avec précision. Cet appareil va être complété, en juillet prochain, par un générateur BF aux performances égales ou supérieures (taux de distorsions moyen 0,00005 %), lequel ne possèdera pas les défauts de générateurs de même performance mais aux circuits digitaux. L'ensemble va désormais rendre possible la mesure des très faibles distorsions, jusqu'ici masquée par les appareils de mesure eux-mêmes.

Le prix du 725 Shibasaki se situe, au Japon, aux alentours de 45 000 F, un prix très compétitifs, vu les performances énoncées.

## Compound thermique

Les distorsions d'origine thermique au niveau des semi-conducteurs est un mal permicieux difficile à combattre. Sur de forts transitoires les puces des transistors de puissance s'échauffent fortement, faisant dévier leurs caractéristiques et par là même leurs points de fonction optimal. Il est essentiel que les transistors retrouvent leur température de fonctionnement très rapidement et donc que l'inertie thermique entre transistors et refroidisseurs soient la plus faible possible. Pour réduire cette inertie, il faut avoir recours à un compound thermique à très bonne conductivité calorifique. Il existe des compounds constitués de graisse silicone et d'oxyde de zinc offrant une conductivité de l'ordre de 0,001 cal/cm. C'est une amélioration qu'il ne faut pas négliger d'autant que le coût d'un flacon permettant de traiter un amplificateur est de l'ordre de 15 F !

## Couvre-plateau

L'interface disque plateau est un sujet toujours aussi critique. Bien sûr, on peut avoir recours à des solutions d'une efficacité totale en utilisant un couvre-plateau aspirant du genre Audio Technica AT-666 EX. Malheureusement, c'est un accessoire relativement coûteux (1 600 F environ). Nous avons fait divers essais de matériaux pour trouver le meilleur compromis et s'approcher au plus près de l'équilibre sonore procuré par un plateau aspirant, dans le cas de l'utilisation d'un couvre-plateau traditionnel.

Nous avons obtenu les meilleurs résultats avec le couvre-plateau réalisé dans une peau de porc de très faible épaisseur. C'est ce matériau qui donne le meilleur compromis entre un grave bien tenu, un aigu précis et défini et une dynamique opti-

male. Evidemment, ce genre de couvre-plateau ne résoud pas le problème des résonances inhérentes au plateau. Nous préférons combattre celles-ci soit par traitement anti-vibratoire de la face inférieure du plateau si cela est possible, soit en utilisant un joint caoutchouc placé en force sur la périphérie du plateau (genre joint de cocotte minute comme nous le préconisons dans cette même rubrique du numéro 24, les joints de la marque Sintrans sont parfaitement adaptés à cette application...).

## Cabasse

Nous tenions à souligner le travail permanent effectué par Cabasse pour développer des haut-parleurs d'une qualité des meilleures réalisations mondiales. Les problèmes posés par la membrane reste un sujet qui est plus que jamais d'actualité avec les sources à haute dynamique.

A l'occasion du Festival 83, Cabasse présentait de nouveaux haut-parleurs équipés de membranes réalisées dans un matériau en nid d'abeille placé entre deux fines couches de matériaux très rigide.

Moulées en forme de dôme, ces membranes permettent d'assurer une réponse impulsionnelle tout à fait excellente qu'il est impossible d'obtenir avec les haut-parleurs à dôme conventionnels. Mentionnant enfin que ce constructeur depuis sa création s'est attaché au rendement, cela contre vents et marées, même si cela n'allait pas toujours de paire avec les critères de compétitivité et de marché.

## Amplificateur 8 W « Le Monstre »

Mille excuses auprès de nos lecteurs. Nous pensions être à même de vous présenter cette étonnant amplificateur dans une version « habillée » avec tous les

détails de sa réalisation. Malheureusement, nous n'avons pu obtenir à temps certains des composants nécessaires à la réalisation de l'alimentation, aussi avons-nous préféré différer d'un numéro la parution de l'article afin de vous proposer une réalisation complète dans le genre de celle que nous vous proposons dans ce numéro pour le filtre actif avec tous les détails de câblage et de nombreuses photos visualisant très concrètement les points délicats du montage. Toutefois, les amateurs très impatients désireux de commencer la réalisation peuvent dès à présent prendre contact avec la Maison de l'Audiophile. Il existera plusieurs options suivant le type d'alimentation choisi. Cependant, nous pouvons vous annoncer un prix de base de 1 900 F environ en stéréo. De quoi satisfaire les amateurs ayant l'intention de s'orienter vers la multi-amplification.

## Petite Onken

Rappelons que la Petite Onken est une version plus « domestique » du caisson Onken puisqu'elle fait près de la moitié de son volume. Néanmoins, qualitativement, c'est une solution de très haut niveau. Précisons qu'il est encore possible de se procurer le haut-parleur qui l'équipe dans sa version Alnico, référence 414-8C au lieu de 414-8E pour la version ferrite. Lorsque l'on connaît la cote du 416-8A version Alnico également, cela vaut la peine de saisir l'occasion... Son coût est de l'ordre de 2 700 F.

