

L'AUDIOPHILE

N° 11 NOUVELLE SÉRIE 13^e ANNÉE

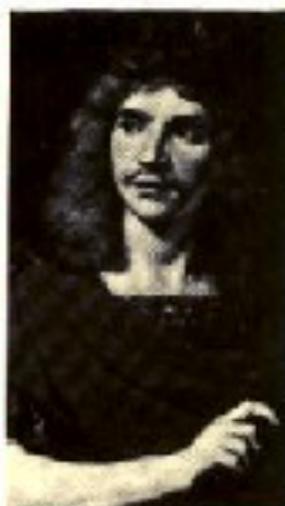
HAUTE FIDÉLITÉ PLUS!

105 SYSTEMES PROPOSES par 35 auditoriums

• QUOI DE NEUF ?



Evaluation
des lecteurs CD



MUSIQUE

- Classique :
le « Malade Imaginaire »
ressuscité
- Chanteurs
Jazz

- MUSEE IMAGINAIRE :
Sherwood S 5000 II

- REALISATION :
Convertisseur CD

- Nelles TECHNOLOGIES :
Composants quantiques

- THEORIE :
Un amplificateur
fou, fou, fou...

- ACOUSTIQUE :
Les meilleures dimensions
de salles d'écoute



M 2568 - 11 - 55,00 F



**Page non
disponible**

Quoi de neuf?

Jean Hiraga

MESURES ET EVALUATION DES LECTEURS CD (les disques-tests)



Il y a quelques années encore, des maisons spécialisées et certains grands disquaires, mettaient à la disposition des amateurs et des professionnels plusieurs disques-tests et disques de mesures conçus pour permettre d'évaluer les performances du système de lecture, ou bien de la chaîne toute entière. Entre 1950 et 1980, il aurait été possible d'en rassembler plus d'une centaine des quatre coins du monde. Aujourd'hui, la plupart d'entre eux sont devenus introuvables. Ils sont peu à peu remplacés par des disques de mesure, des disques-tests de format Compact-Disc.

A l'instar des disques microsillons, les disques CD de test et de mesures commencent à se vulgariser. Les principes de lecture étant mécaniques dans le premier cas et optico-numériques dans l'autre, on voit disparaître du même coup sur les disques CD, toute une série de tests tels que ceux d'aptitude à la lecture, de réglage de compensation de poussée latérale, de tolérance de réponse selon la norme de gravure ou de mesure de pleurage et de scintillement. Dans le même

ordre d'idées, le test de diaphonie (qui ne dépassait guère 35 db dans la bande 20 Hz ~ 20 kHz en raison des limites imposées par les possibilités des burins graveurs et des phonolecteurs) ne présente plus le même intérêt en CD. En 1960, un disque-test américain du label Audio Fidelity (la firme qui ouvrit l'ère du disque stéréo début 1958 grâce aux efforts de l'ingénieur Frey) présentait comme une performance fantastique le fait d'avoir réussi à graver dans le même sil-

lon deux programmes musicaux distincts, l'un sur le canal gauche, l'autre sur le canal droit. On pouvait les sélectionner en jouant sur la commande de balance ou de mode du préamplificateur. Aujourd'hui, quelques éditeurs proposent en disque CD des repiquages de vieilles gravures mono dont la durée d'enregistrement se trouve doublée par la même méthode, mais sans les problèmes gênants de diaphonie des disques noirs. En matière de disques de mesure,

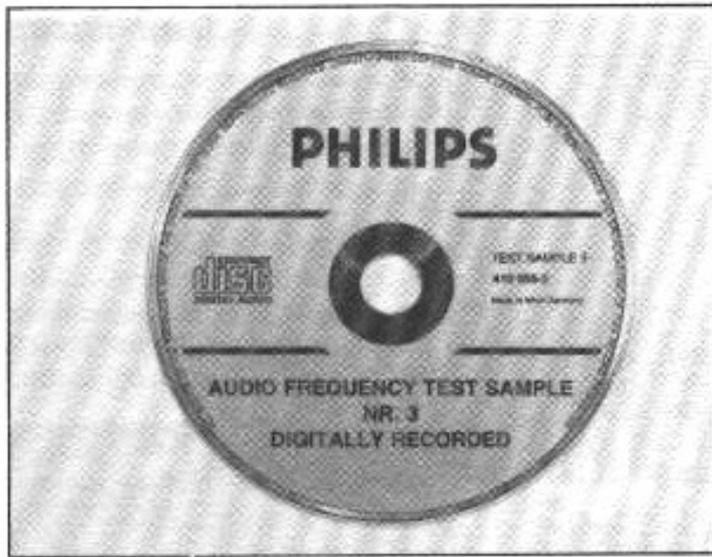


Fig. 1 : Disque-test Philips « Test Sample 3 », portant la référence 410 055-2. Il comporte 27 plages réservées à différents types de mesures.

Philips, qui est à l'origine du format Compact-Disc, a été le premier à proposer aux laboratoires et aux professionnels, plusieurs disques-test parmi lesquels se trouve la référence bien connue 410 055 - 2 de la figure 1. Ce disque comporte 27 plages de signaux générés numériquement (exception faite de la première). Les fréquences émises étant liées à la fréquence d'horloge interne au générateur on obtient, dans le cas du disque Philips, des valeurs qui ne sont ni des nombres pairs ni des valeurs standard comme 100 Hz ou 1 kHz : 41 kHz, 101 Hz, 997 Hz, 3 163 Hz, 6 363 Hz, 10 007 Hz, 16 001 Hz, 19 001 Hz et 19 997 Hz. Les générateurs audionumériques produisant pour chaque fréquence audio émise et pour chaque niveau un spectre de distorsion particulier, il semblerait que des phénomènes d'interférences avec le type de distorsion lié au standard CD 16 bits/44,1 kHz puissent être à l'origine du choix de telles fréquences. La forme de la distorsion harmonique variant de cycle en cycle (sauf dans le cas où il s'agit d'un sous multiple exact de la fréquence d'échantillonnage, soit 1 002,272 727 Hz par exemple) un distorsiomètre classique ne peut fournir d'indications précises du degré de pureté du signal : en effet, celui-ci n'est capable d'effectuer qu'une



Fig. 2 : Disque-test Denon Audio Technical CD, référence 38 C 39-7147. Il contient une douzaine de plages de musique suivies de 87 plages de signaux de mesure.

reconnaissance du contenu harmonique répétitif. D'autre part, si l'on se contente d'effectuer une mesure de distorsion par harmoniques sans insertion du filtre passe-bas préconisé par Philips, on est très loin des chiffres de distorsion normalement annoncés, de l'ordre de 0,005 % ou moins. Prenons deux exemples concrets : mesure de la distorsion harmonique à la fréquence de 40 Hz pour un niveau d'enregistrement de 0 dB. Dans le premier cas, on utilise la plage 46 du disque « Denon Audio Technical CD » portant la référence 38 C 39 - 7 147 (fig. 2). Le distorsiomètre Sound Technology 1701 A effectue une mesure automatique des harmo-

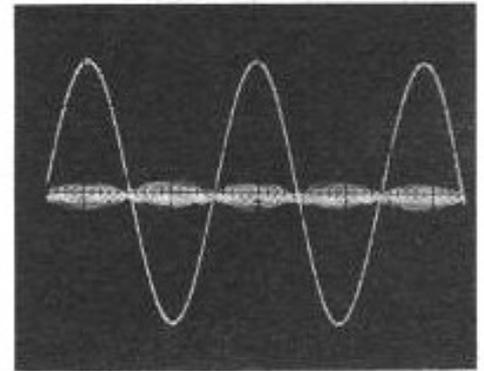


Fig. 3 : Forme du signal et du résidu de distorsion obtenu à la fréquence de 40 Hz (disque de mesure Denon 38 C 39-7147).

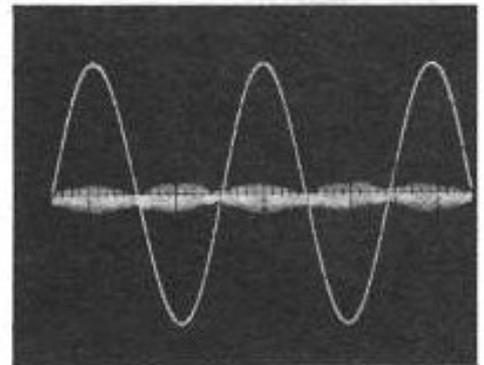


Fig. 4 : Même mesure que sur la figure 3, mais à la fréquence de 41 Hz (0 dB) à partir du disque Philips 410 055-2.

niques jusqu'à 300 kHz. Un filtre passe-bas à 80 kHz (- 3 dB) peut entrer éventuellement en action. Sans ce filtre et à partir d'un lecteur CD conventionnel à double suréchantillonnage, il a été obtenu un taux de distorsion de 0,21 %. La forme du signal et le résidu harmonique sont représentés sur la figure 3. Sans rien changer aux mesures excepté le disque et en prenant cette fois le Philips 410 055 - 2 page 4, la fréquence passe à 41 Hz (niveau identique de 0 dB).

Le taux de distorsion passe curieusement à une valeur un peu plus faible, soit 0,19 % (fig. 4). Dans les deux cas, le résidu de distorsion reste proche et apparaît comme étant composé de très nombreux harmoniques, d'où cette allure de tracé épais, dont l'amplitude décroît cependant de façon cyclique lors du passage du signal par le 0.

Pour les mêmes conditions de mesure, l'écart de 0,02 % semble être lié aux caractéristiques des générateurs numériques. En conservant le même lecteur CD, la mise en service du filtre passe-bas (80 kHz = - 3 dB) ne produit, contrairement aux suppositions, qu'une faible diminution du taux de distorsion. Le remplacement du lecteur CD par une version de haute qualité a pour conséquence de faire passer le taux de distorsion au 1/10^e de sa valeur initiale, soit respectivement 0,021 et 0,019 %. Dans ce second cas on note que la mise en service ou non du filtre à 80 kHz n'entraîne aucune variation du taux de distorsion mesuré (lequel semble essentiellement composé de bruit). Cette mesure démontre l'efficacité des filtres retenus pour les mesures afin de parvenir aux chiffres extrêmement bas généralement annoncés.

Un choix judicieux des signaux

On comprend fort bien qu'un promoteur du format Compact-Disc n'ait pas spécialement intérêt à proposer des disques de mesure capables de prendre sévèrement en défaut le procédé même. Le signal de 5 512 Hz, choisi sur le disque Philips 410 055 - 2 par exemple, semble être la fréquence la plus haute permettant d'être restitué avec une géométrie qui se rapproche le plus fortement de la forme carrée. Cette hypothèse se vérifie lorsque l'on a à sa disposition un magnétocassette DAT équipé d'un circuit de monitoring : on s'aperçoit qu'en balayant en fréquence un signal carré issu d'un générateur B.F., le signal commence à subir de sérieuses déformations dès 2 kHz, qu'à partir de 7 kHz il prend une forme sinusoïdale presque parfaite et que seuls quelques signaux carrés de fréquence compris entre 3 et 5 kHz sont restitués avec très peu de déformation. Ce sont ces

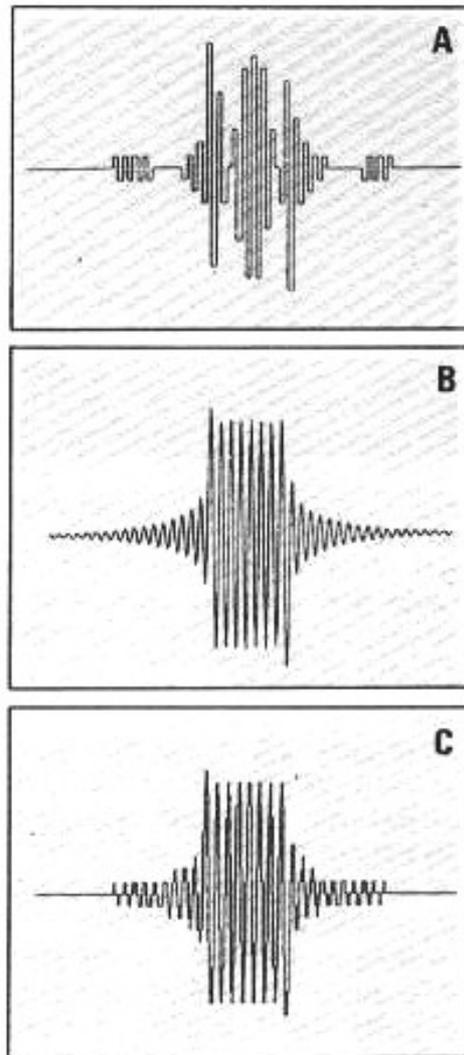


Fig. 5 : (A), train d'onde à 20 kHz pré-déformé lors de l'enregistrement audio numérique. Forme de ce même signal obtenu à la reproduction à 0 dB (B) et à - 70 dB (C). Un suréchantillonnage imprécis, des bruits de quantification introduisent de sérieuses déformations de ces signaux. (Disque Digital 3A Technics)

signaux que l'on sélectionne généralement pour les utiliser comme signaux de référence sur des disques-test. A propos des signaux carrés, rappelons que le format Compact-Disc ne permet pas de reproduire correctement des signaux carrés de fréquence supérieure à 7 kHz et que le temps de montée à 10 kHz serait de l'ordre de 16 à 20 μ s. Rappelons également qu'à 1 kHz sur signal carré, le niveau de + 3 dB sur le disque Philips cité ci-avant peut avoir pour conséquence de produire une saturation des cir-

cuits, se traduisant par un écrêtage plus ou moins marqué des suroscillations visibles sur les paliers. Certains lecteurs CD ont même tendance à écrêter franchement ces signaux qui redeviennent ainsi presque parfaits. Il suffit cependant de prendre un autre disque de mesure, mais dont le même signal est enregistré sous un niveau plus faible (disque-test Verany n° 1, plage 40, avec 1 kHz à - 6 dB par exemple) pour s'apercevoir que le lecteur CD que l'on croyait supérieur aux autres ne produit en fait qu'un écrêtage plus marqué. Sur ce point, les rares exceptions restent les lectures à l'aide de convertisseurs spéciaux du genre Wadia 2 000 ou Luxman Fluency Theory DA - 01.

Signaux précorrégés

Il est possible, sous certaines conditions et sous certaines limites, de précorriger des signaux pour permettre une restitution plus parfaite de ceux-ci à la lecture. La restitution d'un train d'ondes à la fréquence de 20 kHz, soit presque la moitié de la fréquence d'échantillonnage nécessite une « pré-distorsion » du signal numérique à enregistrer si l'on souhaite obtenir à la reproduction une forme de signal à peu près correcte, soit la forme A de la figure 5 à l'enregistrement, ce qui donne la forme B à la lecture à 0 dB et la forme C à - 70 dB. A 0 dB, ce train d'onde (disque Technics Digital 3A) est reproduit correctement par la majorité des lecteurs CD de bonne qualité. Par contre à - 70 dB, les résultats sont nettement moins bons. Ils vont même jusqu'à noyer totalement dans le bruit le signal, le résultat étant parfois inversement proportionnel au prix. La figure 6 montre ce que l'on obtient sur un lecteur CD de marque X, dont le prix de vente est de l'ordre de 3 000 F (A) et en B celui obtenu à partir d'un

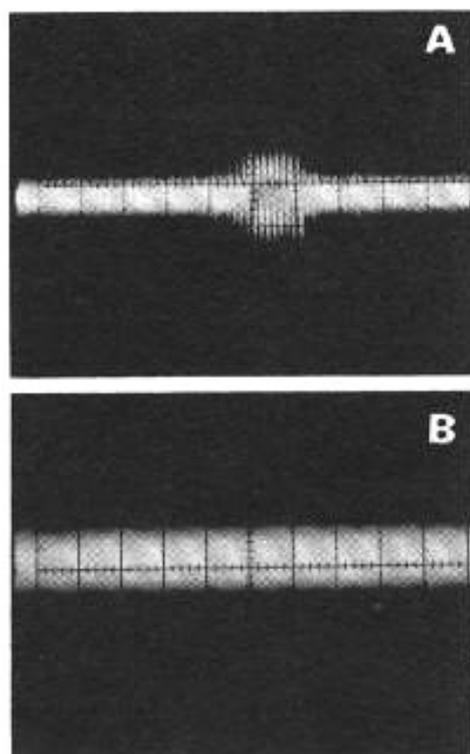


Fig. 6 : Forme d'un train d'ondes à 20 kHz et à - 70 dB obtenu à partir d'un lecteur CD de marque X (photo A) et d'un autre lecteur CD de marque Y (photo B). En B, le signal est totalement masqué par le bruit résiduel.

autre lecteur CD de marque Y valant plus de 10 000 F. Mais nous verrons plus loin qu'il ne faut pas forcément en conclure pour autant que la version X l'emportera au niveau de la qualité d'écoute.

Parmi les récents disques CD de mesure, les séries Technics Digital 3A (2 disques, référence AD-D3A 001 et AD-D3A 002 (pochette présentée sur la figure 7)) sont du plus haut intérêt. C'est, en quelque sorte, la première fois qu'un constructeur propose un disque de mesure qui met en évidence de façon très nette les limites des lecteurs CD tout autant que celles relatives au format Compact-Disc. Des mesures « sages » et non compromettantes des premiers disques-test on passe cette fois à d'autres très sévères telles que :

- sinusoïde 20 kHz, 9 niveaux compris entre 0 et - 95 dB ;
- trains d'ondes 20 kHz pré-correctés ;



Fig. 7 : Disques-test Technics Digital 3A, volume 1 et 2, référence AD-D3A 001 et AD-D3A 002. Ils comportent plusieurs séries de nouveaux types de mesures qui produisent des différences marquées entre les lecteurs CD.

- réponse amplitude/fréquence à - 80 dB ;
- linéarité à faible niveau à 20 kHz ;
- distorsion harmonique à faible niveau ;
- mesure d'offset à - 60 dB ;
- mesures de signaux monotoniques à faible niveau (- 70 dB).

Au total, ces deux disques contiennent plus de 200 signaux. Certains d'entre eux, difficiles à visualiser sur oscilloscope, sont émis simultanément avec des signaux de synchronisation (disque n° 2, pages 6 à 14). Cette initiative permet, même à très bas niveau, de visualiser un signal qui tend à se noyer facilement dans le bruit. Ces mesures montrent qu'en-dessous de - 70 dB, le bruit de quantification et le bruit résiduel brouillent plus ou moins fortement le signal. Au-dessus de - 70 dB, le rapport signal/bruit n'est pas lié seulement qu'au principe utilisé par le convertisseur N/A. Les performances de « silence » des alimentations, le soin apporté aux lignes de masse, aux blindages, sont liés à des problèmes que l'on rencontre en analogique, sur les préamplificateurs. Selon l'appareil, les technologies 1 Bit, Mash, Bitstream peuvent présen-

ter des performances de recul de bruit très différentes. Les résultats de mesure représentés sur la figure 8 prouvent que ces écarts ne sont pas minimes. Le test de monotonicité à - 70 dB est un très bon moyen de vérifier si le lecteur CD mis à l'épreuve produit ou non de la distorsion de croisement. On s'apercevra lors de ce test que la très faible amplitude du signal de sortie exige de l'oscilloscope une très grande sensibilité verticale (0,2 mV par division par exemple) ainsi qu'un grand recul de bruit. En pratique, la présence ou l'absence de

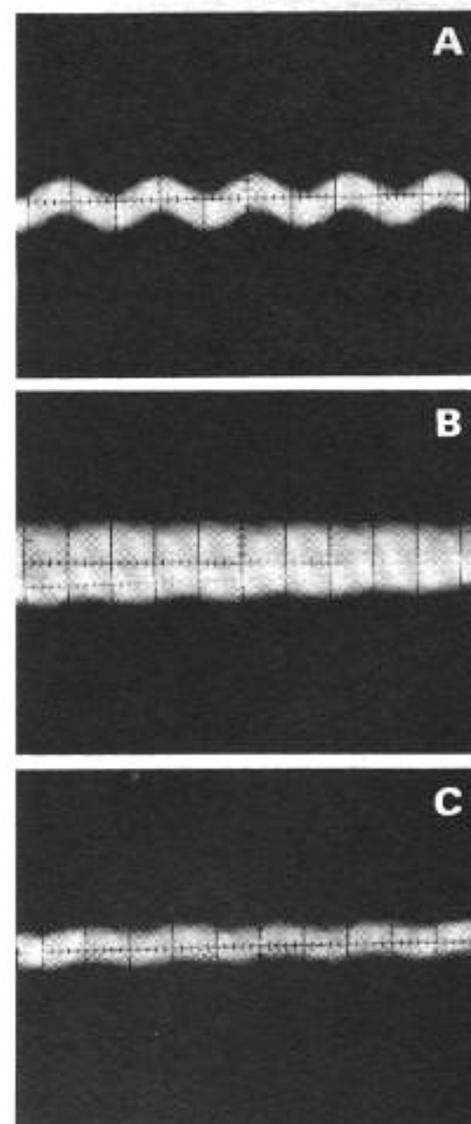


Fig. 8 : En A et en B, mesure d'un signal de 1 kHz à - 80 dB effectué sur deux lecteurs CD de technologie 1 bit. En B, le bruit masque presque totalement le signal. En C, lecteur de la photo A mais sur un signal de - 90 dB. Le signal est encore visible dans le bruit résiduel.

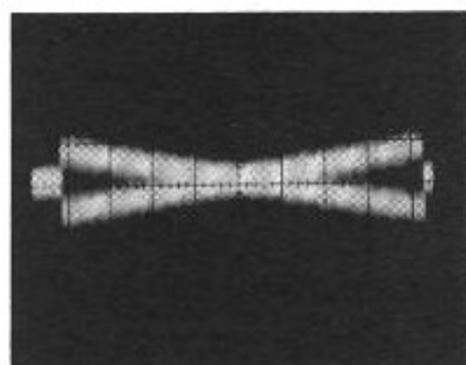
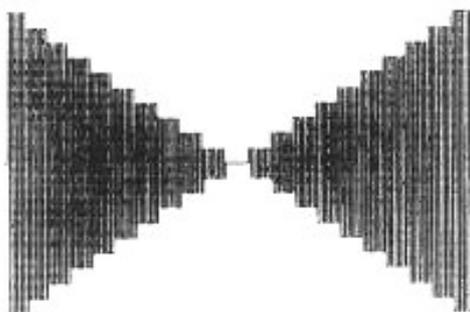


Fig. 9 : Test de monotonie à -70 dB (disque Technics Digital 3A). En A, forme théorique du signal. En B, forme du signal obtenu à partir d'un lecteur CD classique (convertisseur Mash) et visualisé sur un oscilloscope dont la sensibilité verticale est de 1mV/division .

distorsions de croisement sont masquées par le bruit résiduel du côté lecteur CD et même parfois du côté des appareils de mesure, comme on le voit sur la figure 9. Précisons qu'un nombre assez important de lecteurs CD, principalement de bas de gamme, possèdent un bruit de fond gênant qui rend cette mesure impossible (figure 10).

Plusieurs éditeurs japonais ont mis sur le marché des disques de mesure et des disques-test. La Japan Audio Society (ou JAS) a proposé de son côté deux disques, le YDDS-1, paru il y a quelques années, lequel vient d'être suivi du YDDS-2. Ce dernier (figure 11) a été préparé en collaboration avec l'I.E.C. (International Electrotechnical Commission), l'USASI (United States of America Standard Institute), l'E.I.A.J. (Electronic Industry Association of Japan) et l'Institut de la Haute Fidélité (I.H.F.). Ce disque comporte



Fig. 10 : Cas d'un lecteur CD de bas de gamme (prix : $1\ 800$ F environ) qui présente des fuites H.F. importantes ($4,4$ MHz environ) qui rendent impossibles les mesures des figures 8 et 9.

91 plages de signaux. Les plus intéressants parmi ceux-ci sont le test de trains d'ondes de 20 millisecondes espacés de 480 millisecondes (mesure de puissance maximum en régime transitoire), ainsi que la plage de trains d'ondes espacés successivement de 2 et 4 secondes (mesure de la réverbération en acoustique) que l'on peut compléter par une analyse spectrale grâce à des coups de pistolet enregistrés en chambre sourde. C'est aussi l'un des rares disques qui permet d'obtenir à partir d'une impulsion de 100 Hz dépourvue de pré et de post-oscillations (figure 12) différentes possibilités d'analyse en phase et en fréquence grâce aux transformations de Fourier. Sur ce disque, la référence 1 kHz est donnée avec une précision de $\pm 0,000\ 000\ 001\ \%$. Cette précision nous fait penser qu'il serait utile de transformer un lecteur CD en véritable générateur B.F. en commercialisant une série de disques générant de nombreuses fréquences pures pendant de longues durées (le temps moyen, compris entre 15 secondes et 1 minute en moyenne est trop court pour cet usage). On disposerait ainsi d'un excellent générateur B.F. que l'on pourrait faire suivre éventuellement d'un boîtier d'adaptation pour l'intégration de ces signaux en signaux parfaitement carrés.

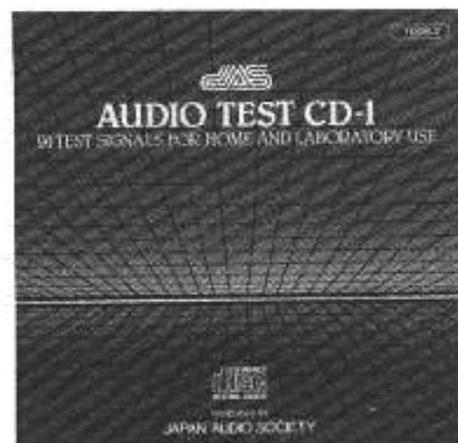


Fig. 11 : Disque-test Audio-Test CD-1, référence YDDS-2, proposé par la Japan Audio Society.

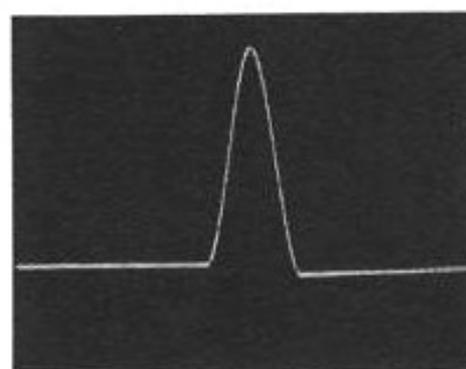


Fig. 12 : Impulsions de 100 Hz (espacées de 9 cycles) dépourvues des pré et de post-oscillations traditionnelles permettant des mesures de courbes de réponse en fréquence et en phase grâce aux transformations de Fourier (disque-test Audio-Test CD 1 de la Japan Audio Society).

Enregistrements musicaux à très faible niveau

Les enregistrements de bruits, de sons ou de musique à très faible niveau sont un excellent moyen pour juger du degré de définition des lecteurs CD et des convertisseurs N/A qui les accompagnent. Il y a plusieurs années déjà, le Festival du Son avait édité un disque CD qui comportait une plage de musique enregistrée à -60 dB. La première plage du disque « The Pulse » contient l'enregistrement à très bas niveau (-50 dB environ) d'une boîte à musique. Le disque Technics Silence Techno-



Fig. 13 : Disque CD Silence Technology (Technics, référence HAN-CD 101-V). Très révélateur sur le critère de lisibilité à faible niveau, c'est une référence qui est malheureusement interdite à la vente.

logy (figure 13), qui porte la référence HAN - CD 101 U, fait encore mieux dans ce sens puisqu'une douzaine de plages sont consacrées à ce sujet (piano, chœurs, cloche, percussions). Très révélateur sur le critère de définition et de distorsion à bas niveau, ce disque fait même peut-être partie de ceux qui sont trop révélateurs et qui, à l'exemple de quelques références que l'on ne peut trouver que dans les laboratoires, comporte l'inscription « Interdit à la vente. ». Rappelons que pour tous ces tests, le préamplificateur doit être particulièrement bon en matière de recul de bruit et que la réserve de gain sur entrée CD et doit être élevée, faute de quoi les enceintes resteront silencieuses. Parmi les curiosités en la matière, le disque Digital Test de Pierre Verany (réalisé en collaboration avec la revue Compact) est le seul qui rend possible la comparaison en régime musical d'enregistrements codés successivement en 16, 15, 14 et 8 bits. On se rendra ainsi mieux compte de la qualité sonore propre à chaque codage. Cette expérience rejoint un peu celle de Teac qui avait démontré expérimentalement que le codage 8 bits associé à un système de compresseur/expandeur de dyna-



Fig. 14 : Une chambre sourde géante construite spécialement pour y faire jouer un orchestre de 100 musiciens : Anechoic Orchestral Music Recording, Denon PG-6 006.

mique conduisait à des résultats forts honorables, y compris en rapport signal/bruit. Cet album est également le seul parmi les disques-test à offrir deux plages de musique enregistrée (la Moldau de Smetana), pendant 1 mn 11, faisant appel ou non au circuit de désaccentuation. Cette correction étant automatique, il est vrai que l'on puisse arriver à négliger l'influence sur la qualité sonore de ce correcteur qui a été à l'origine imposé par les industriels japonais. Contrairement aux suppositions, l'absence de désaccentuation n'a rien de dramatique, les sons donnant même l'impression d'être plus cohérents, plus souples et mieux filés sur les terminaisons qu'avec le circuit de désaccentuation en service.

Parmi les autres curiosités en disques-test, doit figurer l'album Denon, intitulé Anechoic Orchestral Music Recording (référence PG-6 006, figure 14). Pour réaliser ce disque, Denon a dû faire appel à la firme Takenaka Komuten, un spécialiste en acoustique, pour réaliser une immense chambre sourde capable de contenir un orchestre de 100 musiciens. Autant dire qu'une prise de son dépourvue de réverbération, celle qui peut sembler idéale dans la mesure où

l'on ne souhaite introduire qu'une seule fois celle-ci, celle du local d'écoute, apparaît ici comme spectaculaire tout autant qu'irréelle (ceci malgré une acuité remarquable en ce qui concerne le positionnement en distance et en direction des instrumentistes). Ce disque est malgré tout très utile pour juger le niveau de qualité en réponse transitoire, de l'absence de traînage des enceintes acoustiques. Il permet, en association avec d'autres enregistrements contenant cette fois beaucoup de réverbération naturelle et des sources lointaines, de juger des capacités du système sur les critères de largeur, de profondeur et d'effet stéréophonique.

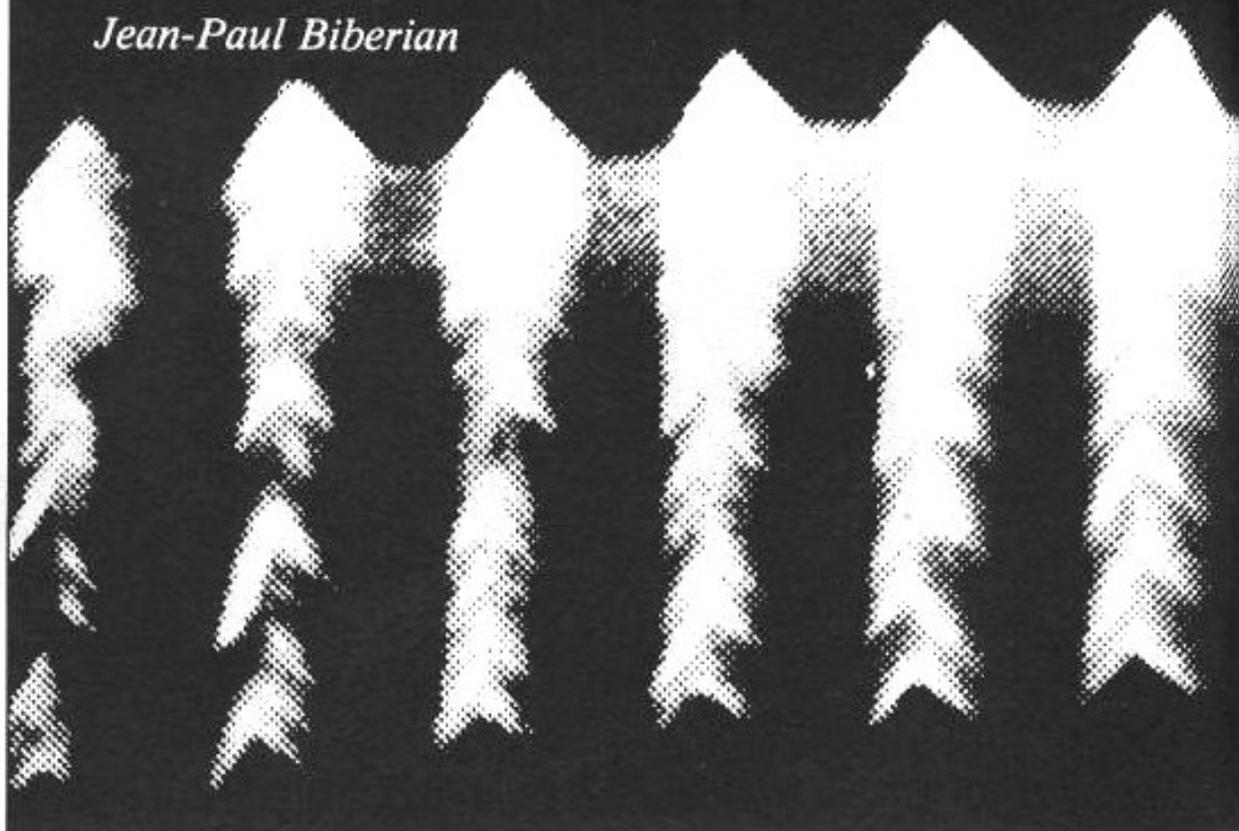
Contrairement à ce que l'on pourrait supposer, on peut obtenir un effet de hauteur et une très bonne notion de la distance sur le plan latéral (du moins lorsque l'on a recours à un disque enregistré en binaural), à l'aide d'une tête artificielle et à une écoute sur casque. En disque noir comme en version CD, ces disques existent par dizaines. Sur le disque « Stakkato Spezial », les avions enregistrés sur les dernières plages donnent vraiment l'impression de passer au-dessus de nos têtes, tandis que sur enceintes, cette notion reste le fruit de notre imagination.

On peut dire en forme de conclusion que les disques-test et de mesures tendent à être conçus pour un usage grand public et semi-professionnel, une version vraiment « pro » étant nettement moins attrayante sur le plan commercial. D'autre part, des versions récentes nécessitent un banc de mesures sophistiqué (analyseurs de spectre, ordinateurs etc.) afin que l'on puisse en tirer pleinement profit. De grandes possibilités sont encore à développer dans ce domaine, sans oublier les capacités futures des systèmes interactifs.

**Page non
disponible**

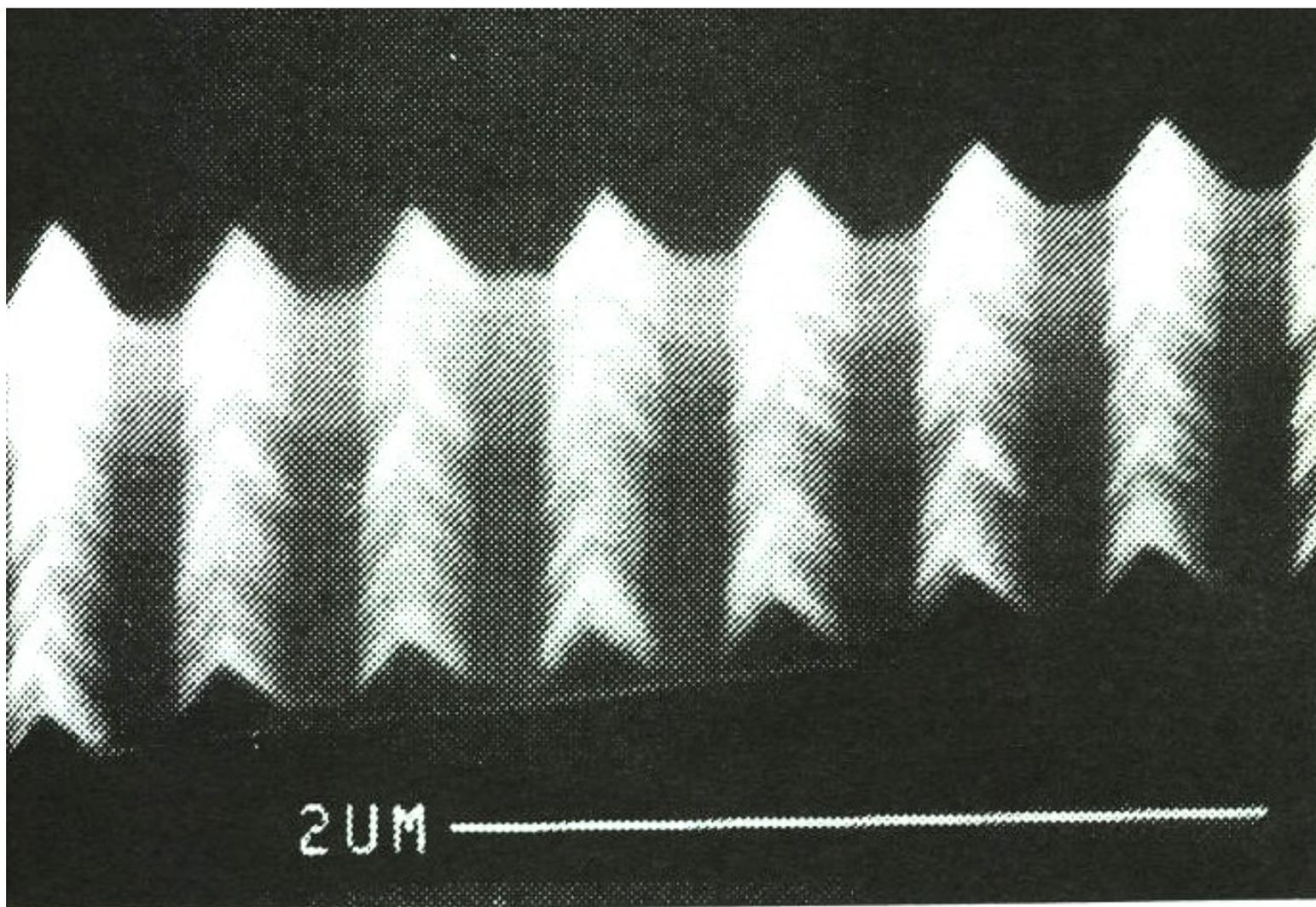
LES COMPOSANTS QUANTIQUES

Jean-Paul Biberian



Conséquence de l'incroyable réduction des dimensions des circuits intégrés, les lois physiques habituelles, qui s'appliquent à notre environnement quotidien et sont encore vraies pour les circuits intégrés actuels ne s'appliqueront bientôt plus.

Avec la diminution de taille, de nouveaux phénomènes apparaissent. Ils s'expliquent par une théorie physique difficilement accessible à nos sens, la mécanique quantique, et dont Albert Einstein fut à l'origine. Nous allons voir dans cet article le pourquoi de cette évolution, et ce que l'on peut en attendre au niveau des nouveaux composants, ainsi que les applications existantes et à venir, en particulier en audio.



Vue en microscopie électronique à balayage d'une portion de ruban d'un laser DFB réalisé par épitaxie (doc. CNET Bagneux).

La mécanique quantique

A l'échelle macroscopique, nous décrivons la nature qui nous entoure à l'aide de nos sens, et de l'extension que sont nos instruments de mesure. Les phénomènes observés sont cohérents avec notre compréhension. Si l'on tire des balles de tennis un peu au hasard à travers un mur percé de deux trous, les balles vont passer évidemment par l'un ou l'autre trou. Si l'on bouche le

trou de gauche, toutes les balles passeront par le trou de droite. Si on fait l'inverse, le phénomène inverse se produira. Si on laisse les deux trous ouverts, ce que l'on observe est la somme des deux résultats précédents. La figure 1 donne une vue schématique de ce que l'on obtient. Les courbes tracées représentent le nombre de balles reçues en fonction de la distance dans le plan du mur de réception.

Si nous faisons une expérience similaire avec des ondes, par

exemple en prenant un système vibrant qui crée des ondes à la surface d'un bassin, et que de la même manière, nous mettions une paroi percée de deux trous, les ondes qui se propagent créent individuellement, lorsque l'on bouche l'un ou l'autre trou, une courbe d'intensité similaire à celle que l'on obtient avec les balles de tennis. Dans un cas ce sera par exemple le nombre de balles reçues en moyenne par décimètre, tandis que dans l'autre, il s'agira de la hauteur

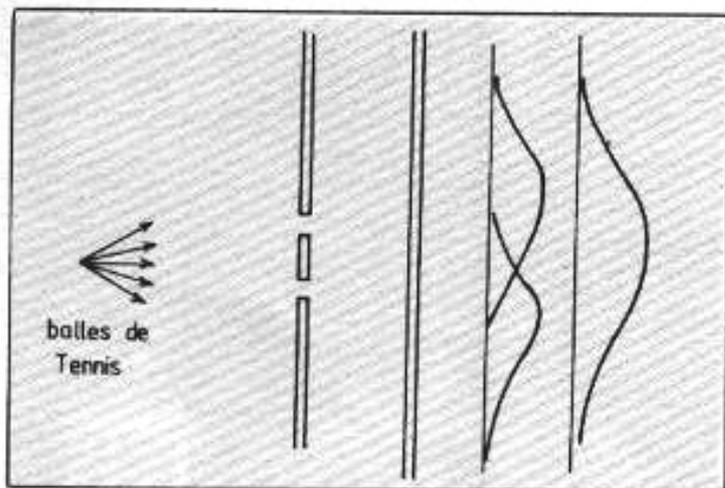


Fig. 1 : L'aspect particule, illustré ici par des balles de tennis lancées au travers de deux trous. La courbe résultante du nombre de balles reçues est la somme de celles ayant traversé chacun des trous.

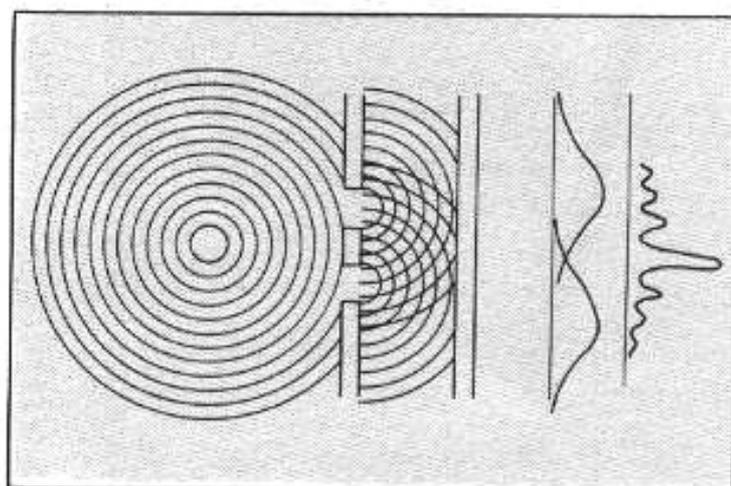


Fig. 2 : L'aspect onde, à l'inverse de la figure 1, la courbe résultante n'est plus en relation directe avec les courbes d'intensité de chacune des ouvertures. C'est une figure d'interférences.

moyenne de l'eau. Par contre dans le cas des ondes produites sur la surface de l'eau, si on ouvre les deux trous, on constate que le résultat obtenu est très différent, on observe ce que l'on appelle un phénomène d'interférence. La figure 2 décrit cette deuxième expérience.

A ce stade de l'analyse, nous voyons deux comportements différents ; d'une part, l'aspect particule, et d'autre part, l'aspect onde. Après que le génial Isaac Newton eut démontré que les lois d'attraction universelle permettaient de décrire aussi bien la chute des corps sur la Terre que le mouvement des planètes autour du Soleil, les savants de l'époque ont essayé de tout expliquer par la mécanique. La lumière elle-même étant constituée de grains de lumière. On s'est aperçu par la suite que celle-ci était en fait une onde puisque l'on pouvait faire des expériences de diffraction comme celle décrite dans la figure 2. Mais au début de ce siècle, Albert Einstein explique le phénomène de la photoémission, c'est-à-dire l'émission d'électrons après illumination, par l'existence de grains de lumière. La lumière a donc un aspect à la fois d'onde et de particule.

Si nous reprenons l'expérience des balles de tennis, et que petit à

petit nous diminuons la taille des balles, ainsi que la taille des trous, et toutes les autres distances, il apparaît que pour une taille petite, les résultats changent. Si par exemple on faisait la même expérience avec des électrons, au lieu d'obtenir les résultats de la figure 1, on obtiendrait ceux de la figure 2. L'électron est donc une onde. Pourtant une expérience plus fine montre que l'électron ne passe que par un seul trou, pas par les deux à la fois, on ne peut pas couper l'électron, et pourtant la diffraction a lieu ! L'électron a donc deux aspects : onde et particule. Evidemment nous avons du mal à imaginer cela, mais ne faisons pas de complexe, personne n'y arrive ! C'est un résultat d'expérience, et les faits sont là. Pour les objets de petite taille, les phénomènes sont mieux compris si on admet que les particules ont une onde associée. C'est la théorie de la mécanique quantique.

Pour que l'expérience de diffraction ait lieu, au moins d'une manière significative, il faut que la distance entre les trous soit comparable à la longueur d'onde associée à la particule. Pour la lumière visible, c'est de l'ordre du micron, c'est pourquoi, les films d'huile d'épaisseurs voisines du micron sur la surface de l'eau, donnent ces belles cou-

leurs par diffraction entre le dessus et le dessous de la couche d'huile. Pour les électrons c'est la même chose, par exemple des électrons possédant une énergie de 150 électrons-volts ont une longueur d'onde de 1 \AA , soit à peu près les dimensions des atomes. C'est d'ailleurs ainsi que Davisson et Germer ont en 1927 montré que les électrons étaient diffractés par un cristal de nickel. La figure 3 décrit simplement cette expérience.

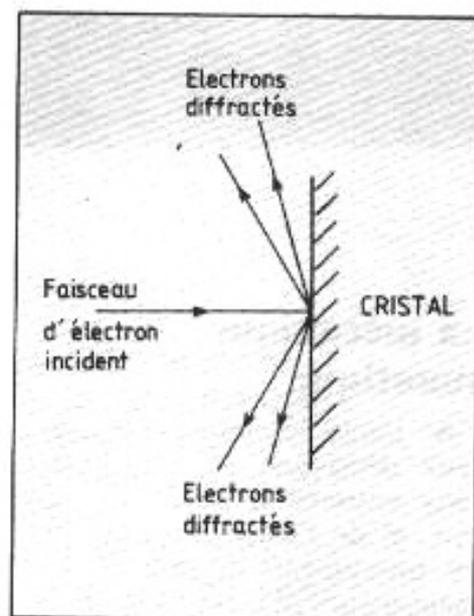


Fig. 3 : L'expérience de Davisson et Germer, les électrons sont diffractés par un cristal de nickel, révélant qu'une onde est associée à la particule, base de la mécanique quantique.

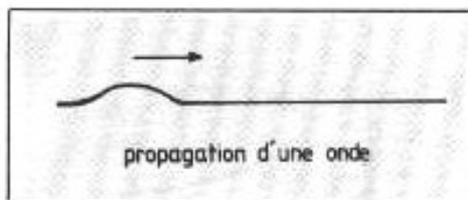


Fig. 4 : Propagation d'une onde le long d'une corde tendue.

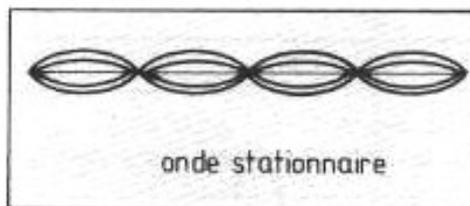


Fig. 5 : L'établissement d'une onde stationnaire le long d'une corde fixée à ses deux extrémités.

La propagation des ondes

Puisque dans certaines conditions les particules ont un aspect d'onde, nous allons essayer de comprendre, le comportement des ondes. Si nous prenons une corde tendue, infiniment longue, et que nous l'excitons par un choc à un endroit, cette excitation se propage le long de la corde, comme les vagues sur l'Océan. Par contre, si cette corde est limitée, comme pour une corde de guitare, on s'aperçoit qu'il y a formation d'une onde stationnaire, qui ne se pro-

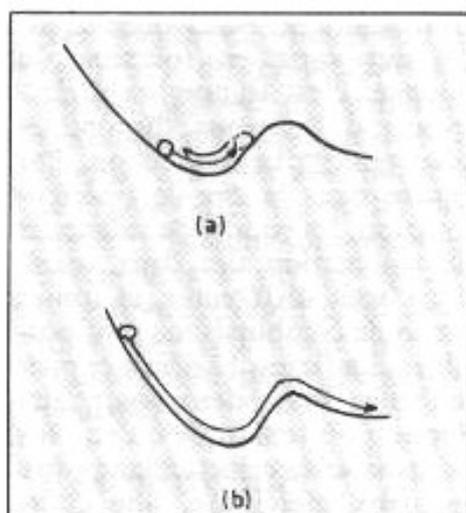


Fig. 6 : En physique classique, une particule ne peut franchir une barrière que si son énergie est suffisante, à l'image d'une bille devant franchir un obstacle.

page pas, avec des nœuds et des ventres, leur nombre dépend de la tension de la corde. Les figures 4 et 5 montrent ce phénomène d'ondes.

L'effet tunnel

En physique classique, une particule ne peut franchir un mur que si elle possède une énergie suffisante. La figure 6 illustre ce principe. On lâche une bille sur un plan incliné, si l'altitude du lâcher est inférieure à celle du col à franchir, la particule ne peut pas franchir la barrière, et revient à sa position initiale, en fait se met à osciller indéfiniment dans ce puits (figure 6a), par contre si son altitude de départ est supérieure à celle du col, elle franchira la barrière et continuera sa course de l'autre côté. En physique classique, une particule passe ou ne passe pas suivant que son énergie est supérieure ou inférieure à celle de la barrière à franchir.

Toujours en physique classique, pour une onde les choses sont un peu différentes. On sait par exemple que la lumière qui est une onde électromagnétique est arrêtée par un métal. Ceci est vrai pour un métal épais, on ne peut pas faire de fenêtres métalliques transparentes. Par contre un film métallique très mince laisse passer la lumière avec une atténuation qui dépend de son épaisseur, c'est le principe des lunettes de soleil dont les verres sont recouverts d'un léger film d'or. On s'aperçoit donc que les

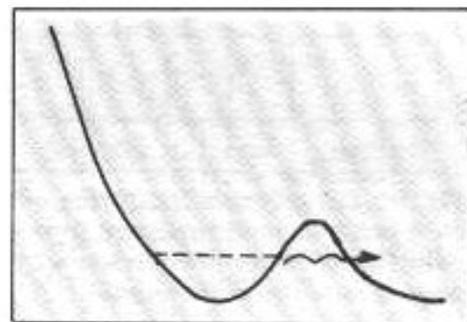


Fig. 7 : Illustration de l'effet tunnel en mécanique quantique.

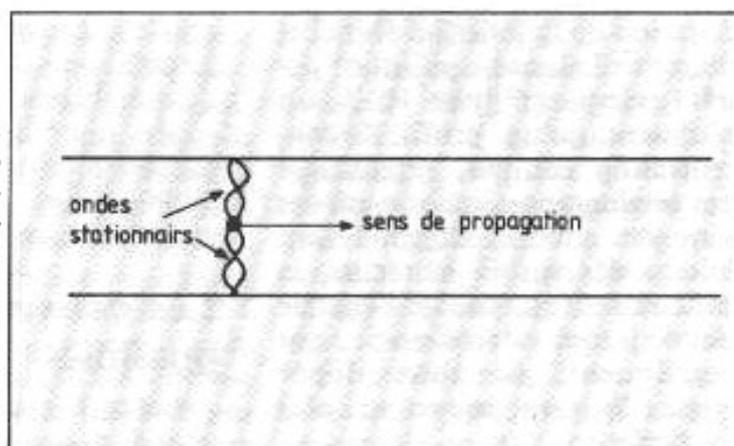
particules et les ondes ont des comportements différents vis-à-vis des barrières.

Si maintenant nous nous plaçons dans le cadre de la mécanique quantique, nous associons à une particule une onde qui va se comporter comme telle, c'est-à-dire laisser passer une partie et réfléchir le reste. Puisqu'une particule ne peut pas être coupée en deux, dans ce cas, nous avons une probabilité de passage de la particule à travers la barrière énergétique, c'est ce que l'on appelle l'effet tunnel ; la figure 7 illustre ce point.

Les électrons

La longueur d'onde des électrons varie comme l'inverse de la racine carrée de leur énergie, à faible énergie, ils ont une grande longueur d'onde. Si on place des électrons dans des boîtes de dimensions comparables aux longueurs d'onde associées, dans une, deux ou trois directions, on obtient un comportement tout à fait singulier. La figure 8 décrit le comportement d'un électron

Fig. 8 : Un électron dans une boîte infiniment longue et petite dans ses deux autres dimensions, révèle le double aspect particule, dans le sens de la longueur et onde dans les autres directions.



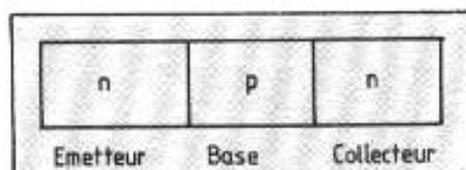


Fig. 9 : Les premiers transistors ont été à partir de mono cristaux dopé n pour l'émetteur et le collecteur et p pour la base (transistor npn).

dans un conducteur parallépipédique infini dans une direction, mais petit dans les deux autres directions. Dans une direction, l'électron se comporte comme une particule, tandis que dans les deux autres, il se comporte comme une onde !

Les nouvelles techniques de fabrication

Les premiers transistors et diodes à semiconducteurs ont été élaborés à partir de mono cristaux de germanium, puis de silicium dopés différemment suivant les zones comme le montre la figure 9. Dans ce cas, il s'agit d'un transistor npn, où l'émetteur est dopé n, c'est-à-dire riche en électrons, la base est dopée p, c'est-à-dire riche en trous, et le collecteur est dopé n à nouveau.

Technologiquement, le dopage a été réalisé au début par diffusion d'impuretés sélectionnées pour leur caractère donneur ou accepteur d'électrons, puis parce que la jonction ne pouvait pas être suffisamment abrupte par implantation ionique. Les figures 10 et 11 montrent l'amélioration de la jonction entre ces deux techniques, puisque par diffusion (figure 10), on n'obtient qu'un profil de concentration continu, tandis que par implantation ionique, où des ions des atomes dopants sont bombardés sur le matériau, la pénétration est liée à l'énergie des ions qui est constante, par conséquent, la zone dopée (figure 9) sera beaucoup plus localisée.

Dans ces deux cas, cependant, les dimensions sont de l'ordre du micron, et les électrons dont la longueur d'onde associée est petite ne ressentent pas les effets quantiques. Pour ce faire, il faudrait réaliser des objets de dimensions plus petites.

Depuis maintenant une quinzaine d'années, une nouvelle technologie a vu le jour, l'Épitaxie par Jet Moléculaires (Molecular Beam Epitaxy en anglais), où des flux atomiques de divers éléments sont déposés sur un substrat monocristallin, couche atomique après couche atomique avec un excellent contrôle des quantités déposées, (voir l'Audiophile n° 9 sur les transistors en arséniure de gallium). On est ainsi capable de contrôler la fabrication des jonctions avec une précision de l'épaisseur d'une couche atomique.

Les matériaux construits de cette façon sont évidemment totalement nouveaux et inconnus dans la nature, ils ouvrent de nombreuses perspectives dans de nombreux domaines, et pas seulement en électronique, mais également en métallurgie pour fabriquer des alliages aux compositions et propriétés inhabituelles. De nombreux travaux sont en cours pour réaliser des nouveaux matériaux magnétiques, en plaçant des atomes de fer ou autres dans un environnement cristallin inhabituel. On essaie de trouver aussi de cette manière des supra conducteurs haute température avec des températures critiques de transition plus élevées que celles obtenues actuellement. Pour les rayons X, de nombreux travaux sont en cours pour la fabrication de miroirs à partir de centaines de multicouches de quelques atomes d'épaisseur.

Les nouveaux concepts possibles

Grâce à ces nouvelles techniques dont nous venons de parler,

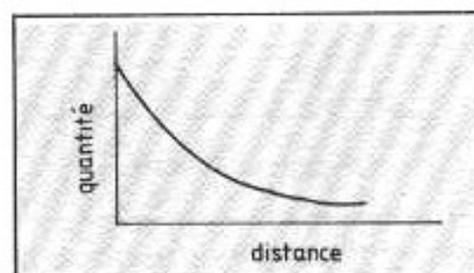


Fig. 10 : Le dopage par diffusion.

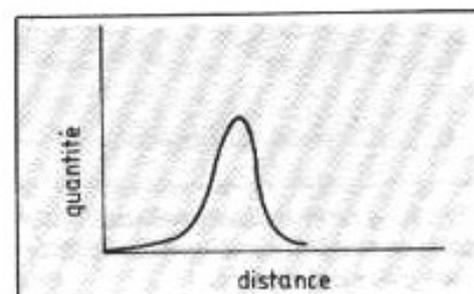


Fig. 11 : Le dopage par implantation ionique autorise une localisation beaucoup plus précise que la méthode par diffusion.

il est possible de réaliser des hétérojonctions, c'est-à-dire des jonctions entre deux matériaux différents, et non pas d'un même matériau, comme dans le cas traditionnel décrit dans la figure 9, que l'on appelle maintenant une homéojonction. La différence fondamentale entre ces deux approches est que dans le cas de l'homéojonction, les bandes de valence et de conduction du semiconducteur (qui correspondent respectivement aux électrons liés au réseau et aux électrons mobiles) ne changent pas. Ce qui varie en fonction du dopage, c'est le nombre d'électrons ou de trous disponibles pour réaliser la conduction. Par contre dans le cas de l'hétérojonction, les bandes de valence et de conduction des deux matériaux sont différentes, et toutes sortes de combinaisons sont possibles. La figure 12 décrit ce phénomène. Pour deux matériaux dopés n on remarque qu'en plus de la différence énergétique entre les deux matériaux, une courbure de ces niveaux apparaît à l'interface.

Les matériaux utilisés pour ce genre d'applications peuvent être divers. Historiquement, ce sont

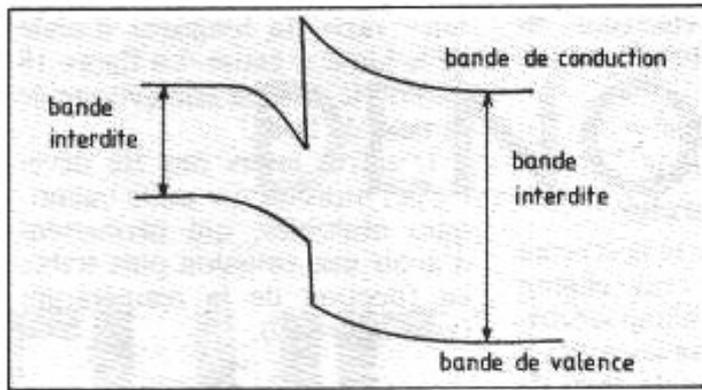


Fig. 12 : L'hétérojonction met en œuvre des matériaux différents et autorise toutes sortes de combinaisons.

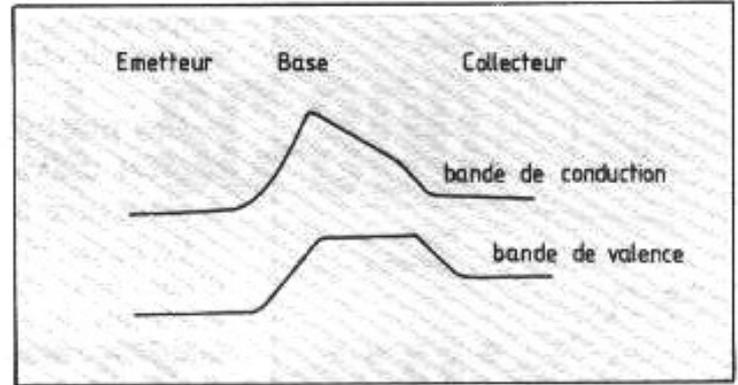


Fig. 13 : Transistor rapide à base graduelle.

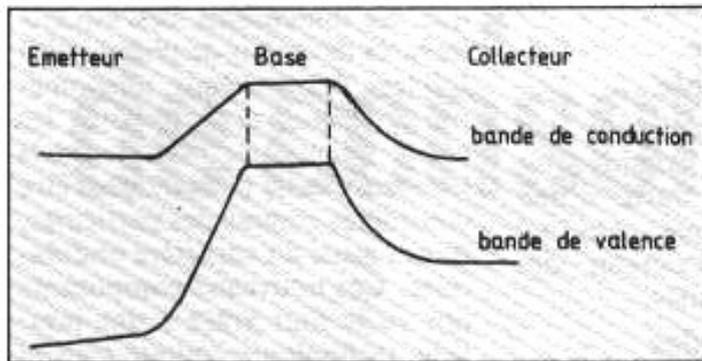


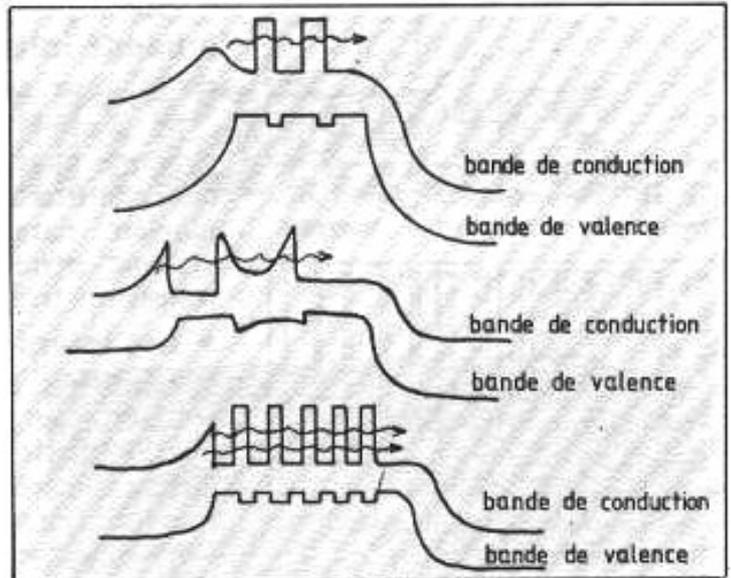
Fig. 14 : Transistor bipolaire à émetteur graduel.

les matériaux III-V qui ont été les premiers employés, à cause de leurs applications pour les circuits rapides, et l'opto-électronique (voir l'Audiophile n° 9). Cependant, les techniques développées ont été élargies à la majorité des éléments, et maintenant on est capable de faire de la croissance épitaxiale, c'est-à-dire avec continuité cristalline de très nombreux matériaux. On fait croître du germanium sur du silicium qui ont des paramètres cristallins différents, mais le cas le plus facile, est sans nul doute le GaAs/GaAlAs, où les paramètres cristallins sont quasiment indépendants de la quantité d'aluminium remplaçant le gallium. On peut donc faire des couches alternées d'épaisseurs variables.

Les nouveaux composants

En ce qui concerne les composants que l'on peut élaborer avec de tels procédés, les possibilités sont très variées, et de nombreu-

Fig. 15 : Transistor bipolaire à résonance tunnel.



ses idées ont été avancées. Certaines ont été testées, mais de nombreuses autres attendent de l'être. Souvent on ne sait même pas quelles seront les applications possibles, s'il y en a ; mais les arrangements proposés permettent aussi de mieux comprendre les phénomènes physiques en jeu.

• Le transistor rapide à base graduelle

Le fait de fabriquer un transistor avec une base très fine permet d'obtenir des champs électriques très élevés. Dans le cas décrit en figure 13, le composant a été élaboré par Epitaxie par Jet Moléculaire. Un substrat de GaAs a été utilisé sur lequel une couche de GaAs tampon a été déposée, puis une couche dopée n de $1,5 \mu\text{m}$ est utilisée comme collecteur. La base de $0,45 \mu\text{m}$ d'épaisseur est déposée avec une

concentration variable entre GaAs pur, et GaAlAs, dopée p. Enfin le collecteur est une couche de GaAlAs de $1,5 \mu\text{m}$ dopée n.

Un tel circuit permet d'amplifier les impulsions d'un laser avec un temps de réponse de 20 pico secondes ($1\text{ps} = 10^{-12}\text{s}$)

• Les transistors bipolaires à émetteurs graduels

De la même manière, on peut réaliser des transistors dont l'émetteur a une concentration graduelle, et qui permettent d'obtenir de grands gains avec de forts courants. La figure 14 montre le schéma énergétique d'un tel composant, avec trois cas possibles : deux couches abruptes dans la base, une concentration parabolique, ou un ensemble de multi-couches.

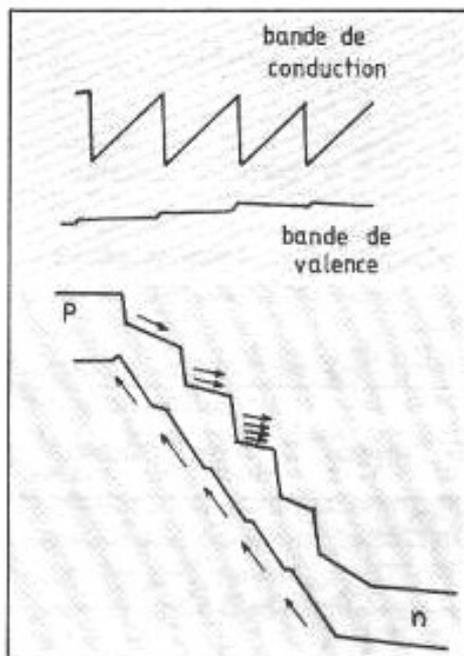


Fig. 16 : Photodiode à effet d'avalanche à structure à marche.

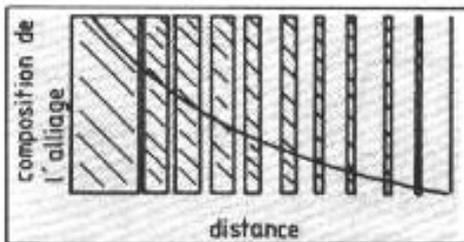


Fig. 17 : Super-réseau à bande interdite de largeur variable.

• Les transistors bipolaires à résonance tunnel

La figure 15 montre les emplacements nécessaires pour réaliser ce composant. Dans ce cas, les électrons passent à travers les multicouches de la base par effet tunnel, car celles-ci sont très fines.

De tels composants peuvent servir de photodétecteurs avec

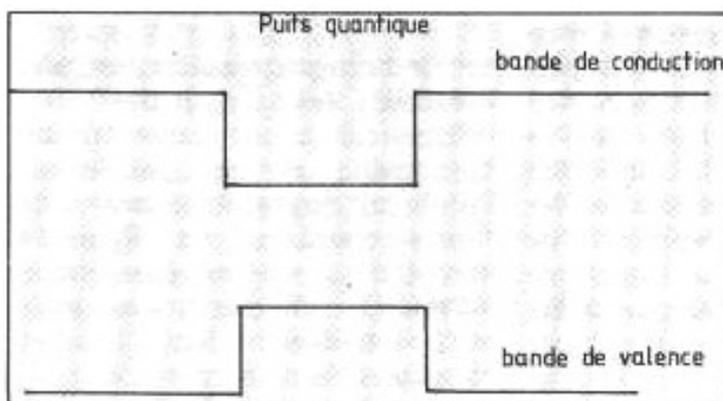


Fig. 18 : Schéma énergétique d'un laser à puits quantique.

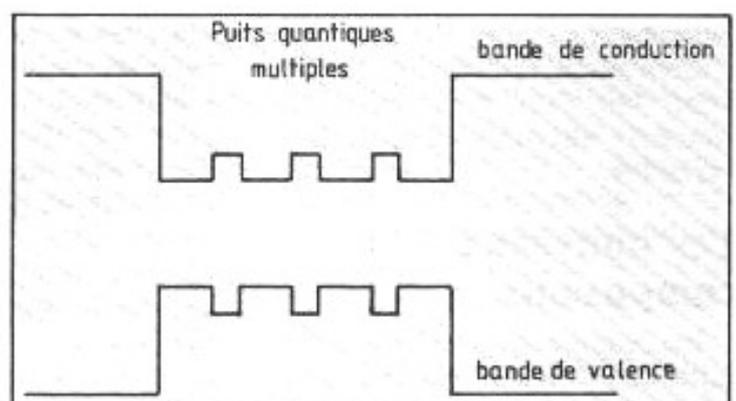


Fig. 19 : Laser quantique à puits multiples.

amplification des électrons au passage de chaque barrière.

• Les photodiodes à effet d'avalanche à structure à marche

La figure 16 montre le schéma d'une telle diode sans champ électrique, et avec champ électrique, la jonction entre les zones p et n ayant une forme de dents de scie.

• Les super-réseaux à bande interdite de largeur variable

La figure 17 représente une structure dont la composition des multi-couches varie d'une manière parabolique. Un tel système permet d'obtenir des transistors très rapides.

• Les lasers solides

Les lasers à double hétérostructure sont constitués d'une couche active de 0,1 à 0,3 μm d'épaisseur (récemment on a réalisé des couches de 100 \AA , soit 40 couches atomiques seulement) prise en sandwich entre deux couches ayant une bande interdite plus grande, on se retrouve donc dans le cas décrit au début de cet article, où dans une des directions, les électrons ont un caractère quantique, car la longueur d'onde associée est comparable à l'épaisseur de la couche. On les appelle, pour cela lasers à puits quantique. En changeant la largeur du puits quantique, on peut facilement

faire varier la longueur d'onde de la lumière émise. La figure 18 montre le schéma énergétique de ce type de laser.

D'autres lasers ont été développés utilisant des puits quantiques multiples, qui permettent d'avoir une émission plus stable en fonction de la température (voir figure 19).

Conclusion

Nous avons vu dans cet article que les dimensions des circuits intégrés devenant de plus en plus faibles, de nouveaux phénomènes physiques apparaissent : les effets quantiques pour lesquels les électrons ne peuvent plus être considérés comme des particules, ils ont aussi un caractère ondulatoire. Ces nouveaux composants ont vu le jour grâce à une nouvelle technologie connue sous le nom d'Épitaxie par Jet Moléculaire qui permet de contrôler parfaitement la croissance d'un matériau sur un autre, en respectant la structure cristalline du substrat.

Ces nouveaux composants ont des applications possibles pour les transistors rapides, les photodétecteurs, les amplificateurs d'électrons, les lasers. En audio, les applications existent ou vont exister. Les lasers pour disques compacts, et les fibres optiques, mais aussi pourquoi pas, dans un avenir plus lointain, des amplificateurs à grand gain qui viendront peut-être enfin détrôner les amplificateurs à tubes.

**Page non
disponible**

**Page non
disponible**

**Page non
disponible**

**Page non
disponible**

acoustique

1. L'ENERGIE SONORE DANS UN LOCAL DOMESTIQUE OU LES MEILLEURES PROPORTIONS DE PIECES

C

*et article de Roy Allison,
que nous avons le plaisir de vous proposer
est le premier d'une série de trois.
Il décrit comment les résonances prennent naissance
dans une salle d'écoute domestique
et la façon dont l'énergie sonore s'en trouve modifiée.
Et, par voie de conséquence, comment les performances
des enceintes acoustiques s'en trouvent affectées.
La démarche de Roy Allison est particulièrement intéressante
car elle ne se limite pas au seul constat des perturbations.
Elle débouche sur les proportions de pièces
les mieux adaptées à l'écoute domestique.*

Roy Allison

Une pièce est un résonateur. Lorsqu'une onde sonore atteint la paroi d'une salle, elle est réfléchie à plein niveau, moins la portion d'énergie qui est absorbée ou transmise au travers de cette paroi. Lorsque ensuite elle atteint une autre surface, elle est de nouveau réfléchie. De multiples réflexions se produiront jusqu'à ce que l'énergie de l'onde d'origine ait été « extraite », de telle sorte que la valeur résiduelle de l'onde puisse être jugée négligeable. 15 ou 20

réflexions d'une impulsion peuvent se produire dans un salon avant que son énergie ne se dissipe.

Il se trouve que les salles d'écoute domestiques conventionnelles ont des dimensions comparables aux longueurs d'ondes des basses fréquences du spectre audible. Cette coïncidence est souvent gênante lorsque nous souhaitons créer ou reproduire de la musique dans ce genre de pièce. Pour comprendre, voyez ce qui se passe quand

on génère des sons de fréquences variables dans une pièce d'une vingtaine de m², disons de 18 × 12 × 8 pieds (5,48 × 3,66 × 2,44 m)*, dimensions tout à fait représentatives d'une salle d'écoute domestique.

Résonances liées à une seule dimension de la pièce ou mode axial

Si l'on commence avec des fréquences très basses et que l'on fait croître lentement la fréquence, rien de particulier n'apparaît jusqu'à 31,4 Hz. Une onde sonore d'une fréquence pure consiste en une succession alternée de compressions et de raréfactions des particules d'air, variant très progressivement d'une condition à l'autre selon un processus sinusoïdal et se déplaçant à une vitesse quasi uniforme de 1 130 pieds/seconde (344,42 m/s). La distance entre un maximum de compression et le suivant pour une fréquence de 31,4 Hz est donc de

$$\frac{1\ 130}{31,4} = 36 \text{ pieds}$$

$$\left(\frac{344,42}{31,4} = 10,97 \text{ m}\right).$$

Soit le double de la plus grande dimension de notre salle d'écoute. Une compression d'onde de 31,4 Hz réfléchi par l'un des murs parcourra la distance de 18 pieds (5,48 m) pour atteindre le mur opposé et reviendra ensuite sur le premier en ayant parcouru 36 pieds (10,97 m) précisément. Elle se trouvera renforcée par la compression du son généré par la source à cet instant. A l'opposé de la pièce, la même chose se produit : l'énergie réfléchi par

le premier mur et la nouvelle énergie provenant de la source arrivent parfaitement en phase pour renforcer la pression sonore à proximité directe du mur.

A mi-distance de ce trajet entre ces deux murs opposés, les ondes qui se déplacent sont d'amplitude identique et sont en opposition de phase, par conséquent, elles s'annulent. Ainsi, à cette fréquence, qui est la première résonance de la salle, la pression sonore est très faible au centre et très élevée aux extrémités près des murs. La région à faible pression sonore est un plan allant du sol au plafond et cela sur toute la largeur à mi-distance de la plus grande longueur de la pièce. Les régions à haute pression sonore couvrent l'intégralité des deux murs opposés sur cette plus grande longueur. De l'un de ces murs jusqu'au centre de la pièce, la pression décroît comme une fonction cosinus.

Une autre résonance apparaîtra entre ces deux mêmes parois pour une fréquence double, soit 62,8 Hz. Dans ce cas cependant, il y a trois positions de maximum de la pression sonore sur la longueur de 18 pieds (5,48 m). Deux à chacune des extrémités comme dans le cas précédent et la troisième au centre. Il y a deux positions basse pression au 1/4 de la distance de chaque mur. La figure la représente le diagramme de distribution selon une vue horizontale de la pièce.

Les résonances associées à la longueur de la pièce existent pour chaque multiple de la première fréquence de résonance, qui est dans notre cas 31,4 Hz comme nous l'avons vu. Soit 62,8 Hz, 94,2 Hz, 125,6 Hz, 156,9 Hz, 188,3 Hz et ainsi de suite. Les zones à haute pression sonore sont toujours localisées aux extrémités de la pièce, couvrant intégralement les surfaces des murs pour une résonance liée à une seule dimension. Un plan

de zone haute pression se trouve également au centre pour des multiples pairs de la première fréquence de résonance, c'est un plan à basse pression pour les multiples impairs.

Il va de soi qu'il en est de même pour les deux autres dimensions de la pièce, la largeur et la hauteur, lesquelles ont bien naturellement chacune leur jeu de fréquences de résonance en commençant par la fréquence dont la demi-longueur est égale à la dimension considérée (largeur ou hauteur). Dans notre salle d'écoute hypothétique, les fréquences de résonance associées à la largeur de 12 pieds (3,66 m) se situent à 47,1 Hz, 94,2 Hz, 141,3 Hz, 188,4 Hz, etc. Pour la hauteur de 8 pieds (2,44 m) la distribution des fréquences sera de 70,6 Hz, 141,2 Hz, 211,8 Hz... Les résonances (fréquences normales) découlant d'une seule dimension d'une pièce s'écrivent tout simplement :

$$f_n = \frac{565}{a} n \text{ si } a \text{ en pieds (1)}$$

$$(f_n = \frac{172,21}{a} n)$$

où f_n est la n^{ième} fréquence normale pour la dimension a de la pièce, n doit être un nombre entier. Ainsi, comme nous l'avons vu, il y a trois jeux complets de fréquences normales associés à chacune des dimensions.

Résonances bidimensionnelles ou mode tangentiel

Il y a aussi trois jeux de fréquences normales impliquant deux des dimensions de la pièce. Dans un tel mode, l'onde sonore ne fait pas que rebondir simplement entre deux murs opposés ou entre le sol et le plafond, comme nous l'avons vu précédemment. Dans ce second cas de figure, elle se réfléchit diagonalement sur quatre parois adjacen-

*) Nous avons volontairement conservé, lors de la traduction de l'article, les dimensions originelles en pieds, avec toutefois leur correspondance métrique en italique, cela pour conserver des valeurs entières plus aisément compréhensibles en relation directe avec les illustrations.

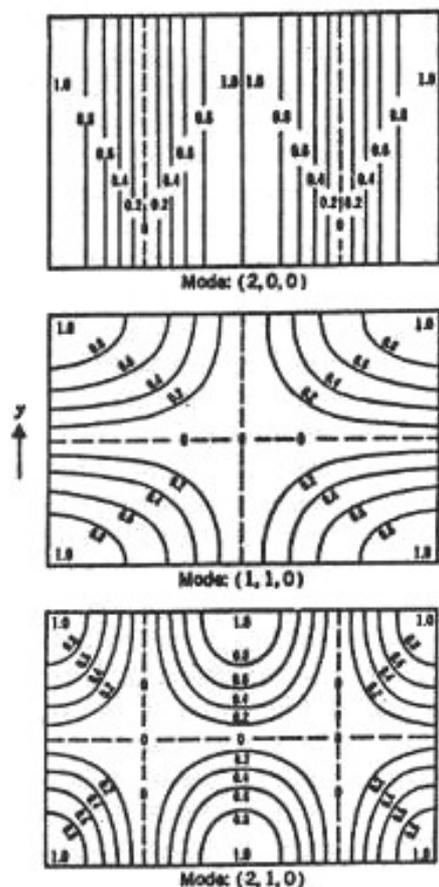


Fig. 1 : Diagramme de distribution de pression dans un plan horizontal pour notre exemple de pièce :

- a) Résonance liée à une seule dimension, ici la longueur. La longueur d'onde de la fréquence représentée (62,8 Hz) est, dans ce cas, égale à la longueur de la pièce, mode (2,0,0).
 b) Résonances bidimensionnelles faisant intervenir ici la longueur et la largeur. La fréquence est de 56,6 Hz, mode (1,1,0).
 c) Résonance bidimensionnelle faisant aussi intervenir la longueur et la largeur. La fréquence est de 78,5 Hz, mode (2,1,0).

tes. Les fréquences normales sont déterminées à la fois par les dimensions de ces parois et par leurs sous-multiples. Si nous notons respectivement la longueur, largeur et hauteur x , y et z , alors les modes bidimensionnels seront déterminés par les expressions suivantes (en italique si ces dimensions sont exprimées en mètres) :

$$f_{nx, ny} = 565 \left[\left(\frac{n_x}{x} \right)^2 + \left(\frac{n_y}{y} \right)^2 \right]^{1/2} \quad (2)$$

$$f_{nx, ny} = 172,21 \left[\left(\frac{n_x}{x} \right)^2 + \left(\frac{n_y}{y} \right)^2 \right]^{1/2}$$

$$f_{nx, nz} = 565 \left[\left(\frac{n_x}{x} \right)^2 + \left(\frac{n_z}{z} \right)^2 \right]^{1/2} \quad (3)$$

$$f_{nx, nz} = 172,21 \left[\left(\frac{n_x}{x} \right)^2 + \left(\frac{n_z}{z} \right)^2 \right]^{1/2}$$

$$f_{ny, nz} = 565 \left[\left(\frac{n_y}{y} \right)^2 + \left(\frac{n_z}{z} \right)^2 \right]^{1/2} \quad (4)$$

$$f_{ny, nz} = 172,21 \left[\left(\frac{n_y}{y} \right)^2 + \left(\frac{n_z}{z} \right)^2 \right]^{1/2}$$

où n_x , n_y et n_z sont des nombres entiers représentant les sous-multiples des dimensions x , y , z liées aux diverses fréquences de résonance. Si l'on attribue la valeur 0 à l'un des n dans une des équations ci-dessus, nous retrouvons l'expression d'une fréquence de résonance normale de première dimension. On retrouve l'expression (1).

En utilisant pour n des couples de valeurs de 1-1, 1-2, 2-1 et 2-2, nous calculons quatre fréquences de résonance :

- en xy : 56,6 Hz, 99,3 Hz, 78,5 Hz et 113,2 Hz ;
- en xz : 77,3 Hz, 144,7 Hz, 94,5 Hz et 154,6 Hz ;
- en yz : 84,9 Hz, 148,9 Hz, 117,7 Hz et 169,8 Hz.

Les figures 1b et 1c représentent le diagramme de distribution de la pression sonore dans un plan horizontal, pour notre exemple de salle d'écoute, avec des valeurs de n en xy de 1-1 et 2-1 quand la pièce est excitée par des fréquences de 56,6 Hz et 78,5 Hz respectivement.

Il y a un total de 32 fréquences normales à deux dimensions en dessous de 200 Hz dans l'exemple considéré : 17 en xy (longueur et largeur), 9 en xz (longueur et hauteur) et 6 en yz (largeur et hauteur).

Résonances tridimensionnelles ou mode oblique

Et bien sûr, il reste encore un jeu de fréquences normales faisant intervenir simultanément les

trois dimensions de la pièce. Ce jeu de fréquences est déterminé par la formule ci-dessous :

$$f_{nx, ny, nz} = 565 \left[\left(\frac{n_x}{x} \right)^2 + \left(\frac{n_y}{y} \right)^2 + \left(\frac{n_z}{z} \right)^2 \right]^{1/2} \quad (5)$$

pour des dimensions en pieds.

$$f_{nx, ny, nz} = 172,21 \left[\left(\frac{n_x}{x} \right)^2 + \left(\frac{n_y}{y} \right)^2 + \left(\frac{n_z}{z} \right)^2 \right]^{1/2}$$

pour des dimensions en mètres, où les symboles sont en rapport avec les équations précédentes. C'est l'expression générale des fréquences de résonance d'une pièce rectangulaire. Si une ou deux des valeurs de n sont égales à 0, on se retrouve dans le cas bidimensionnel ou à une seule dimension pour les fréquences de résonance.

La fréquence de résonance normale tridimensionnelle la plus basse dans notre exemple de salle est de 90,5 Hz. Cependant le jeu de fréquences tridimensionnelles devient beaucoup plus rapidement dense que dans les deux autres cas. Il y a vingt modes en dessous de 200 Hz.

Intuitivement, il est évident que la propagation du son dans une pièce sera affectée par ces modes de résonance. L'absorption de l'énergie sonore par les matériaux des différentes surfaces, par des portes ou des fenêtres ouvertes, ainsi que par le mobilier et les personnes se trouvant dans la pièce amortiront les résonances. Ce qui se traduira par des crêtes et des creux moins marqués et plus d'étalement en fréquence. Ainsi la transmission du son sera-t-elle plus uniforme. Ceci sera abordé plus loin. Cependant, il est au moins aussi important d'éviter de cumuler de nombreux modes de résonance dans une bande de fréquences étroite, ceci dépend des dimensions de la pièce et de ses proportions.

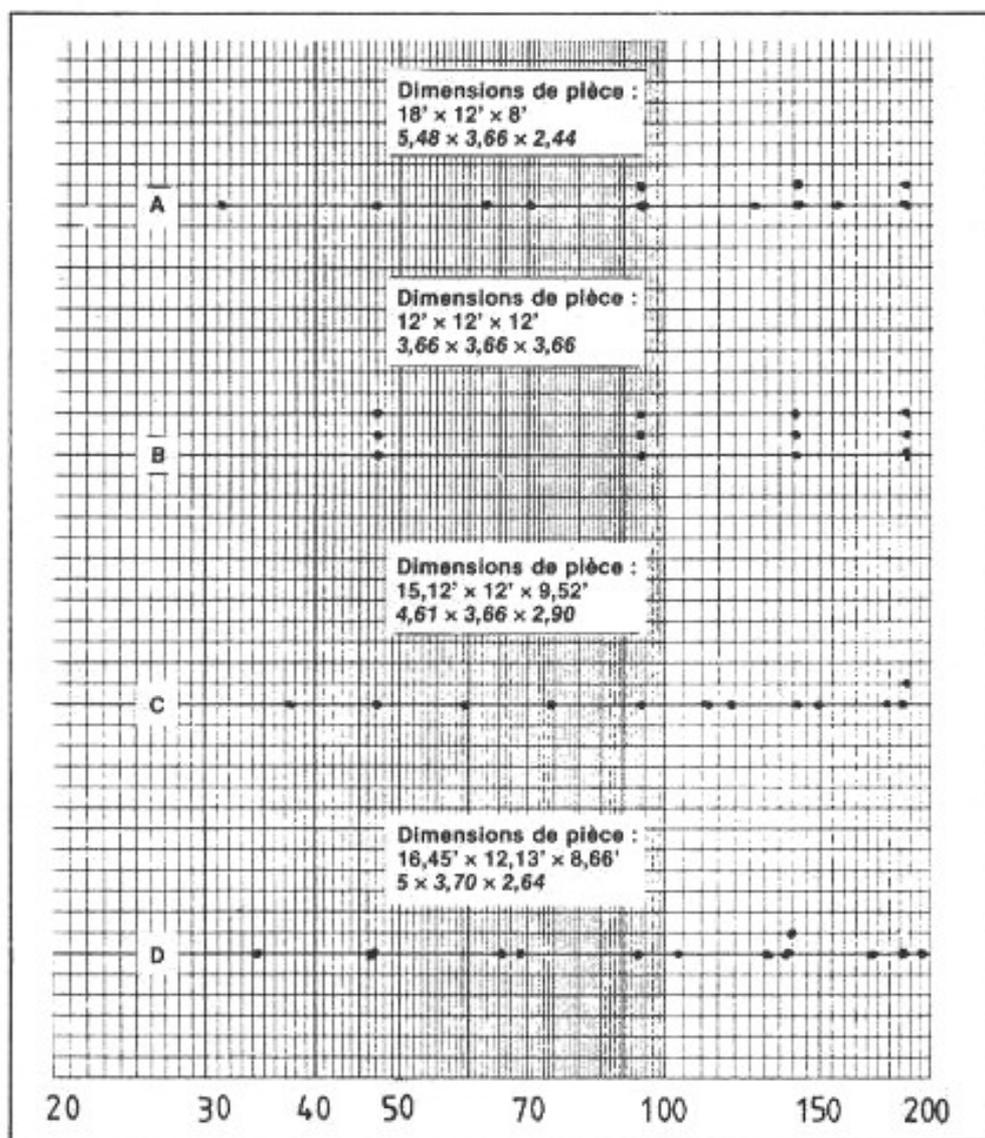


Fig. 2 : Répartition des fréquences de résonance liées à une seule dimension intervenant en dessous de 200 Hz, pour quatre pièces de même volume de dimensions différentes. Dans chacun des quatre cas, il y a 12 résonances. Une bonne pièce aura des résonances très régulièrement réparties ne se cumulant pas à une même fréquence (cas extrême, la salle cubique en C).

La figure 2a montre la distribution de toutes les fréquences de résonance liées à une seule dimension (f_{nx} , f_{ny} , f_{nz}) en dessous de 200 Hz dans la salle d'écoute que nous avons utilisée en exemple. Ces dimensions $18 \times 12 \times 8$ pieds ($5,49 \times 3,66 \times 2,44$ m) paraissent confortables pour une pièce où l'on souhaite écouter de la musique tant en volume qu'en forme. Cependant, si l'on regarde la distribution des fréquences de résonance, on note un espacement assez important entre la fréquence de résonance la plus basse et sa suivante, puisque cet espace est supérieur à 1/2

octave. De plus il est à noter que sur les 12 résonances, 6 d'entre elles sont associées par paires. La raison est due au choix préalable des dimensions liées les unes aux autres par un rapport 2/3. La résonance pour $n_x = 3$ est la même que pour $n_y = 2$ et ainsi de suite.

Nous aurions pu toutefois faire bien pire, comme la figure 2b le prouve. Avec une faible marge d'erreur, des pièces rectangulaires ayant le même volume interne ont le même nombre de résonances normales à l'intérieur de la même bande de fréquence. Une pièce de dimensions $12 \times 12 \times 12$ pieds ($3,66$

$\times 3,66 \times 3,66$ m) a le même volume, soit 1 728 pieds cubiques (49 m³) que la pièce de notre premier exemple ; elle a aussi 12 résonances en dessous de 200 Hz pour une seule dimension. Mais regardez la distribution ! Quatre groupes largement espacés de trois fréquences de résonance identiques. On peut supposer que l'écoute dans un tel local est pour le moins étrange... Elle l'est en réalité.

Tout le monde s'accorde à dire qu'une pièce cubique est, d'un point de vue acoustique, la pire forme rectangulaire qui soit. Vient ensuite sur la liste des pièces mal proportionnées celles ayant deux dimensions identiques et la troisième soit du double soit de la moitié des autres. Il est clair que des dimensions identiques et celles reliées par une fraction de deux nombres faibles doivent être évitées, quand un choix est possible bien évidemment. Mais en réalité, quelles devraient être les dimensions idéales ?

Les meilleures dimensions pour une pièce

Une solution pour attaquer le problème est de le simplifier en considérant uniquement les modes liés à une seule dimension (mode axial). Nous voyons qu'il y a toujours un octave entre les deux premières résonances pour la dimension la plus grande de la pièce. Nous pouvons placer deux résonances espacées par des intervalles égaux à l'intérieur de cet octave en choisissant une longueur égale à $2^{1/3}$ fois la largeur et $2^{2/3}$ fois la hauteur. Dans une grande pièce, ces proportions ($1 \times 0,794 \times 0,630$) peuvent être délicates à réaliser. En retenant un volume interne identique à celui de nos exemples précédents, soit 1 728 pieds cubiques (49 m³), nous obtenons des dimensions de pièce de $15,12 \times 12 \times 9,52$ pieds ($4,61 \times 3,66 \times 2,90$ m). De nouveau, nous

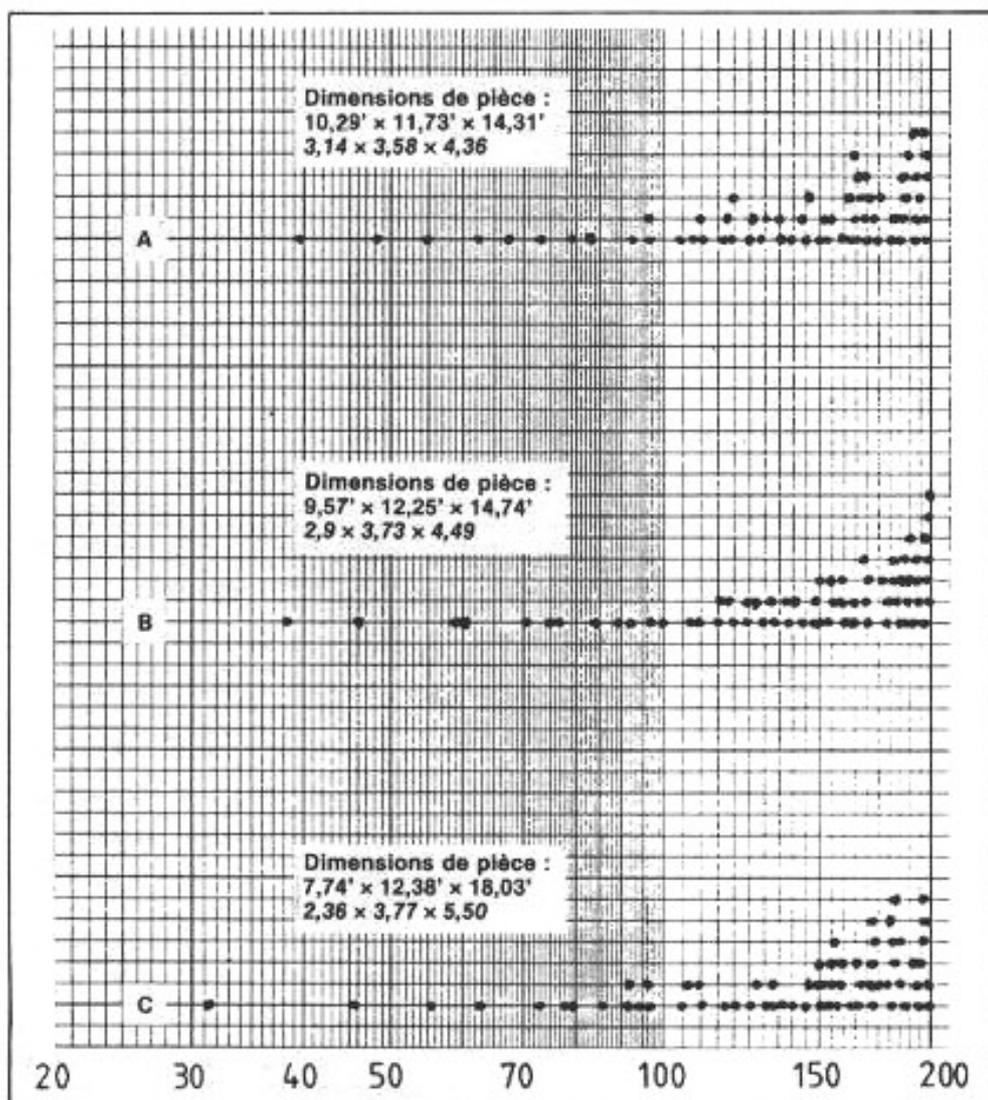


Fig. 4 : Répartition de toutes les fréquences de résonance selon les répartitions de L.W. Sempeyer pour des pièces de volume identique à celle de la figure 3.

2d. De nouveau, il y a 12 résonances en dessous de 200 Hz. Les dimensions dans les proportions de $1,9 \times 1,4 \times 1$ doivent être pour un volume de 1 728 pieds cubiques ($49 m^3$) de $16,45 \times 12,13 \times 8,66$ pieds ($5 \times 3,70 \times 2,64 m$). La distribution des résonances de fréquences les plus basses paraît moins intéressante que celle de notre troisième pièce (figure 2c) mais cela change lorsque nous ajoutons les résonances tangentielles et obliques comme nous l'indiquent les figures 3. Il est désormais clair que dans les quatre pièces étudiées, les proportions préconisées par Loudon ont pour effet d'étaler au mieux les diverses résonances et de donner une courbe de répartition de fréquences très douce et progressive lorsque la densité des réso-

nances augmente avec les valeurs croissantes de n . Notre évaluation initiale des trois autres pièces ne change pas lorsque l'on ajoute des résonances issues des modes tangentiel et oblique. Des trois, la n° 3 (figure 3c) est la meilleure), vient ensuite la n° 1 (figure 3a) et enfin la n° 2 (figure 3b) est la pire. La pièce cubique révèle 9 modes de résonance simultanés à 194,1 Hz et 6 modes pour chacune de 6 autres fréquences !

D'autres investigations ont été menées par L.W. Sempeyer, il a calculé à deux décimales près plusieurs jeux de très bonnes proportions de pièce. Il donne trois répartitions dont les rapports sont : $1 \times 1,14 \times 1,39$; $1 \times 1,28 \times 1,54$ et $1 \times 1,60 \times 2,33$. Pour comparer ces proportions

avec les pièces indiquées en figure 3, nous supposons le même volume de salle (1 728 pieds cubiques) ou $49 m^3$, pour chacune d'entre elles. Cela donne les proportions suivantes :

$$10,29 \times 11,73 \times 14,31 \text{ pieds} \\ (3,14 \times 3,58 \times 4,36 m)$$

pour la première pièce,

$$9,57 \times 12,25 \times 14,74 \text{ pieds} \\ (2,92 \times 3,73 \times 4,49 m)$$

pour la seconde et

$$7,74 \times 12,38 \times 18,03 \text{ pieds} \\ (2,36 \times 3,77 \times 5,50 m)$$

pour la troisième. Toutes les fréquences de résonance normales en dessous de 200 Hz ont été reportées en figure 4 pour chacune de ces trois pièces.

Nous voyons que les distributions des modes sont comparables à celles des bonnes pièces de la figure 3 et, par extension, aux meilleures pièces classées par Loudon. Chacune de ces salles peut donner d'excellents résultats sur le plan acoustique. Certaines ont des dimensions qui, d'un point de vue pratique, conviendront plus que d'autres.

Dans la seconde partie, nous continuerons cette approche sur les résonances des pièces et plus particulièrement sur la façon de les apprivoiser...

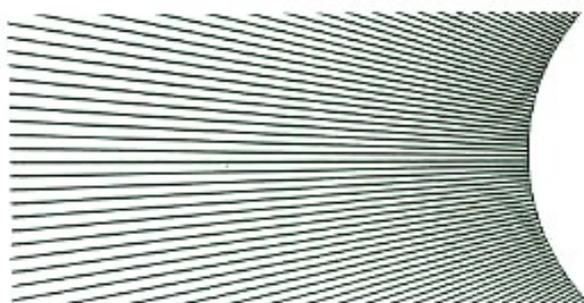
Bibliographie

- Beranek, L.L.**, *Acoustics* (McGraw-Hill, New York 1954).
Louden, M.M., « Dimension-Ratios of Rectangular Rooms with Good Distribution of Eigentones », *Acustica* Vol. 24, pp. 101-104 (1971).
Morse, P.M. and Ingard, K.U., *Theoretical Acoustics* (McGraw-Hill, New York 1968).
Sempeyer, L.W., « Computer Frequency and Angular Distribution of the Normal Modes of Vibration in Rectangular Rooms », *J. Acoust. Soc. Amer.*, Vol. 37, No. 3, pp. 413-423 (1965).

**Page non
disponible**

**Page non
disponible**

**Page non
disponible**



Qu

Pioneer PD-73

Le choc émotionnel et musical de l'été ! Avec le PD-9300, Pioneer tournait déjà résolument le dos au gadget clinquant et de peu d'intérêt sur le plan auditif pour ne se consacrer qu'à l'essentiel : les performances musicales et sonores. Cela se traduisait par des circuits numériques et audio optimisés avec un soin « audiophile » — choix des composants, dessin des masses, châssis cuivré nids d'abeilles, moteur linéaire pour l'entraînement de la diode laser, alimentations surdimensionnées — se

réflétant entièrement par une ligne luxueuse et épurée. Le PD-73 pousse le bouchon encore plus loin dans cette voie. Au niveau présentation, cela se manifeste par un minimum de commandes en façade et de beaux flancs bois qui lui donnent un air très précieux.

Mais c'est encore une fois de l'intérieur que viennent les bonnes surprises avec une qualité de réalisation face à laquelle le prix annoncé (environ 6 900 F public) laisse rêveur. A commencer par les deux convertisseurs 20 bits soigneusement blindés et les étages de sortie Class-A Fet, le tout précédé d'un filtre numérique à suréchantillonnage 8 fois pour faire bonne mesure... et sonner bien. Car tout cela n'a qu'un but et il est plus que largement atteint : faire de la musique. De ce point de vue, il se pourrait bien que le Pioneer n'ait rien à envier au plus grand. Et dire qu'on vous annonce un PD-93 du même tonneau !...

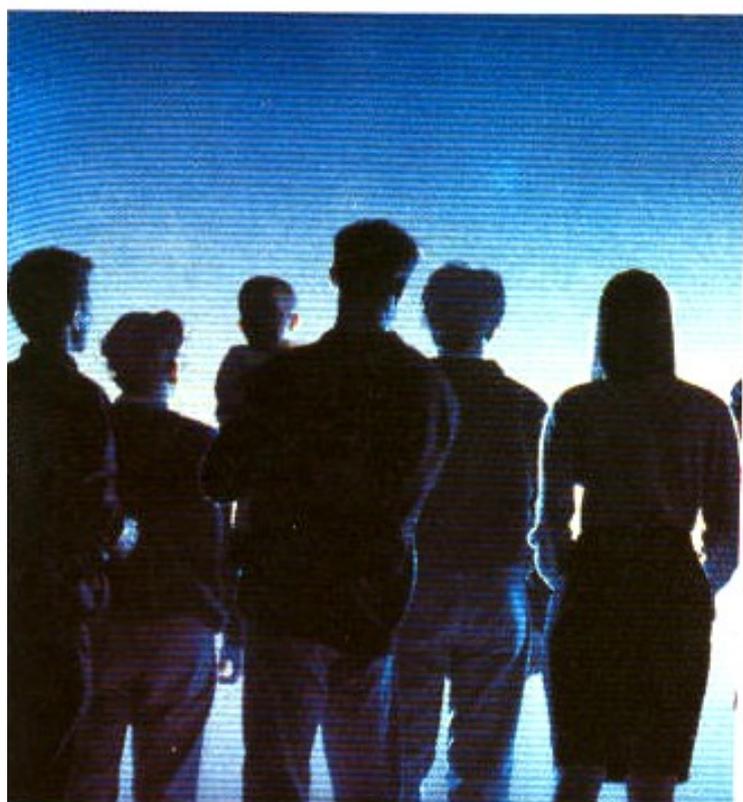
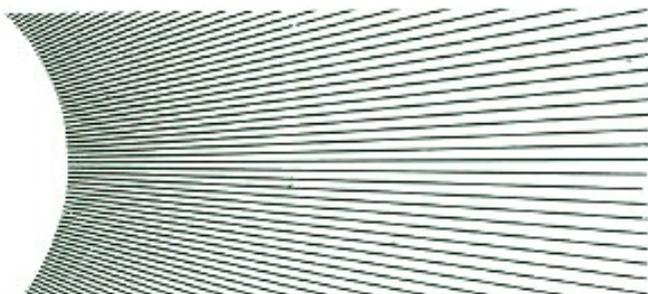
L'effet Intolang

Intéressant. Une découverte doublement primée au Salon des Inventions de Genève en 90. Les recherches récentes en neurophysiologie adaptée à la perception auditive ont révélé que les deux hémisphères cérébraux jouent des rôles différents dans le traitement des sons. L'hémisphère droit traite préférentiellement les fréquences basses du spectre acoustique alors que l'hémisphère gauche enregistrerait le message dans son intégralité. Ces constatations ont été appliquées à un système d'apprentissage de langues, Intolang, en mettant en relief les fréquences acoustiques porteuses du rythme et de l'intonation de la parole en langue étrangère, cela en les dissociant du reste du message sonore, et en les adressant à celui des hémisphères cérébraux qui les traitent préférentiellement. Les évaluations effectuées avec ce procédé révèlent une amélioration très notable de la capacité de compréhension ainsi que la mémorisation et l'expression de la langue étrangère. Un baladeur intégrant cette fonction d'écoute dissociée vient récemment d'être mis sur le marché.

Contact : SMD Systems : (16) 46.95.40.15.



ID



Sony World

Il y avait Disney World, il y aura Sony World, manifestation hors du commun présentée par le géant de l'électronique de loisirs japonais, du jeudi 27 au dimanche 30 septembre 1990 au Palais des Congrès à la Porte MAillot à Paris. Au-delà de la technologie, le groupe de A. Morita a toujours anticipé les désirs des utilisateurs... Que l'on se souvienne du Walkman où M. Morita avait mis son poste en jeu pour mettre au défi ses équipes techniques de contourner les obstacles technologiques de l'époque. On connaît la suite...

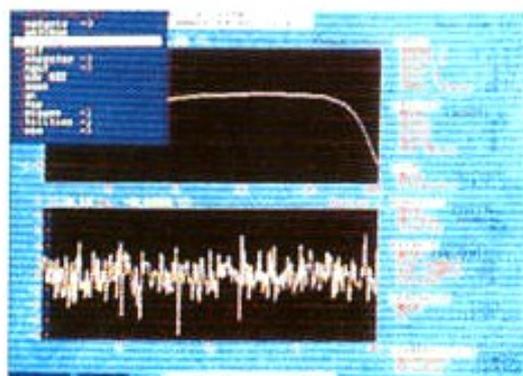
Sony World ne sera pas une manifestation de plus... Son but est plus ambitieux. Sony veut communiquer avec le public dans un esprit convivial, voire ludique afin qu'il découvre toutes les potentialités de l'électronique d'aujourd'hui et de demain. Chacun pourra s'informer, participer, écouter, regarder, jouer... Les enfants auront leur espace de surprises ! Quatorze espaces seront organisés sur des thèmes spécifiques : ainsi, « le monde de l'innovation », avec les produits qui ont marqué les dernières décennies, « le monde de la musique », du Walkman au son numérique, « le monde de la télévision », le satellite, le laser disque, le câble, « le monde de la musique vidéo », « Le monde du 8^e Art »... sans oublier des sujets très actuels tels la haute-définition, l'imagerie en 3 dimensions ou les rapports design/mode... Parallèlement à cela, 9 projets de tables rondes pour répondre à toutes les questions. De plus, plusieurs concerts sont prévus dans le cadre de cette manifestation unique Sony

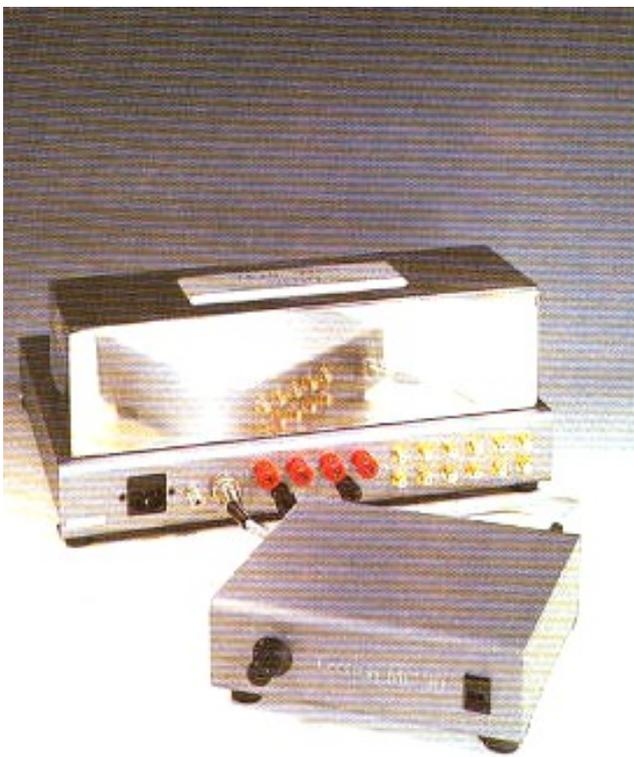
World avec pour thèmes conducteurs : la musique d'Europe Centrale, le piano et les jeunes solistes français. Quatre concerts à l'affiche : vendredi 28 septembre à 15 h, Budapest, avec Liszt et Bartók : Sonate pour deux pianos ; à 18 h, Leipzig avec Bach, Concerto pour 2, 3, 4 pianos et orchestre (avec l'un des solistes, M. Yves Henry) ; samedi 29 septembre, Vienne avec Beethoven et Liszt, Transcription de la Neuvième Symphonie pour 2 pianos ; et Mozart, Sonate pour 2 pianos (soliste Georges Pludermacher) ; dimanche 30 septembre, à 15 h, Mahler, Transcription pour 4 pianos de la Quatrième Symphonie et Strauss, Métamorphose pour 2 pianos. Vous êtes vraiment impardonnable si vous manquez ce Sony World exceptionnel.

Oros AE2

Une jeune société grenobloise, Oros, spécialisée dans le traitement du signal, vient d'introduire récemment sur le marché le premier analyseur FFT intégré sur PC permettant une analyse de signaux acoustiques et vibratoires en temps réel sur deux voies jusqu'à 20 kHz. La vitesse de calcul de ce logiciel (100 moyennages par seconde), son écran personnalisable et sa modularité en font un outil touchant de vastes domaines d'application et, bien naturellement, l'acoustique. La qualité des cartes d'acquisition offrant un niveau de bruit extrêmement bas confère à ce logiciel une dynamique d'analyse très importante. C'est un outil d'investigation qui peut fournir des analyses particulièrement fines, non seulement au niveau de l'enceinte acoustique et des comportements vibratoires des parois mais également au niveau de l'électronique proprement dite dans les analyses de distorsion, de comportements non linéaires particuliers. Une première française à saluer.

Contact : Oros, 13, chemin des Prés, Zirst, 38240 Meylan. Tél. 76.90.62.36





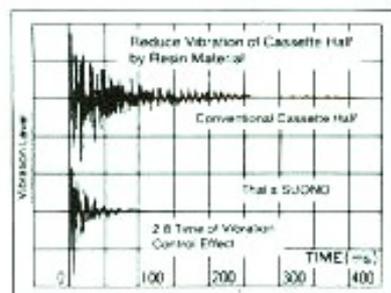
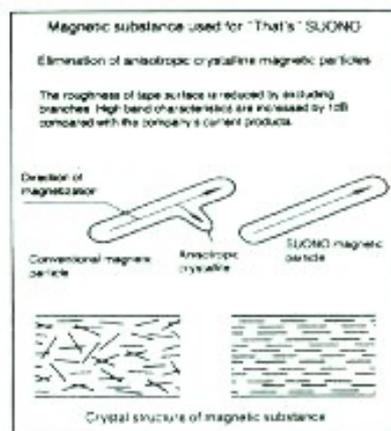
Lectron Phono MC 30

Le remarquable intégré à tubes JH 30 n'incorpore pas d'entrée Phono. C'est un choix délibéré du constructeur. La qualité croissante des sources numériques a pour conséquence de rendre les amateurs encore très attachés aux disques vinyles encore plus exigeants. De plus, le comportement des divers marchés internationaux ne sont pas identiques selon le degré de pénétration du C.D. Pour concilier ces diverses exigences, Lectron s'est orienté vers un module Phono indépendant. Il s'adresse avant tout à ceux pour qui le disque vinyle reste une source privilégiée. Le critère qualité excluait tout compromis, intégrer cet étage Phono dans l'amplificateur aurait terriblement pénalisé le coût global, ce qui aurait constitué un handicap certain à tous ceux pour qui le disque noir fait partie du passé. Le MC 30 offre 3 entrées, 2 aimants mobiles d'impédances différentes et 1 bobine mobile. La section bobine mobile utilise un transformateur réalisé par la célèbre firme Partridge sur cahier des charges (à titre indicatif, une seule paire de transformateurs de ce type coûte, au Japon, une fois et demie le prix de l'ensemble MC 30 !... Le circuit de correction RIAA est de conception originale. Il concilie simplicité et grand gain de par l'utilisation d'un montage Fet-transistors. La correction proprement dite est de type mixte, passive-active, elle fait appel à des solutions résolument nouvelles. Deux sorties, l'une directe permet l'utilisation MC sur l'entrée MM d'un autre préamplificateur (dans ce cas aucune alimentation extérieure n'est

requis) ; la sortie ligne permet, elle, d'attaquer l'une des entrées haut-niveau du JH 30. Dans cette configuration, le MC 30 utilise une sortie alimentation prévue sur l'intégré. Les qualités subjectives du MC 30 sont dans la droite ligne de celles du JH 30 : dynamique, transparence et définition.

La Suono de That's

La remarquable évolution des supports magnétiques a permis à la cassette des progrès surprenants. Désormais, la plupart des constructeurs s'attaquent aux problèmes de vibration des boîtiers pour leurs modèles de haut de gamme. En effet, il ne suffit plus de faire évoluer la qualité des couches magnétiques pour réduire le niveau du bruit de fond, les bruits d'origine mécanique et vibratoire interviennent sur le niveau du bruit et leur incidence est telle qu'aujourd'hui ils ne peuvent plus être négligés. Remarquable exemple d'application des recherches menées dans ce secteur, la toute nouvelle cassette Suono de That's dessinée par l'Italien Giugiaro. Outre l'utilisation d'un matériau composite à très haute densité et à forte absorption interne, la forme même du boîtier a fait l'objet d'études particulières. Les deux faces planes du boîtier sont critiques au plan vibratoire de par leur surface importante. Le standard IEC spécifiant les tolérances acceptables est de plus très serré et n'autorise que très peu de latitude de manœuvre. That's a orienté ses recherches sur des faces de forme très légèrement sphériques, en dôme, de sorte que la résonance soit beaucoup plus diffuse avec des modes vibratoires plus dispersés. La forme retenue correspond au meilleur compromis entre épaisseur du matériau et concavité, cette dernière est de 0,3 mm. Il est surprenant de noter qu'un tel dispositif, à peine perceptible à l'œil, permet de gagner près de 4 dB sur le niveau de bruit, cela uniquement en jouant sur la forme. Associé au nouveau matériau, le gain atteint 5,7 dB sur les crêtes du niveau de bruit ! En termes de comportement vibratoire, les résultats sont aussi très probants puisque le temps d'amortissement est réduit d'un facteur 3. A noter, au niveau poudre magnétique, une avancée intéressante : les particules magnétiques comportent habituellement des ramifications (dendrites) qui sont le siège de formation de dipôles magnétiques, l'orientation finale des particules lorsqu'un champ magnétique est appliqué n'est pas homogène, chaque particule prenant une orientation étant la résultante des dipôles magnétiques qui la constituent. La poudre That's dénommée « Prestxid » est constituée de particules sans pores ni dendrites, chacune se comportant comme un dipôle magnétique élémentaire et s'orientant parallèlement sous l'influence du champ magnétique. L'intérêt pratique est de limiter considérablement les pertes de niveau dans le haut du spectre lors des duplications...





Filter actif Audio Research EC 22

Audio Research nous a tellement habitué à la sortie de nouveautés sur nouveautés que l'on devait s'attendre un jour ou l'autre à la commercialisation d'une version perfectionnée du filtre actif à tubes de la fin des années 70, le EC-21. C'est chose faite avec le EC-22 qui est, cette fois, entièrement transistorisé, avec des circuits dont la configuration rappelle fortement celle de la section transistorisée des nouvelles

générations de préamplificateurs et d'amplificateurs : circuits avec transistors MOS-FET travaillant sous des tensions d'alimentation élevées (250 V), nombreuses alimentations régulées rapides, composants passifs de tout premier choix. Ce filtre deux voies comporte des commandes de contrôle de gain doubles par chaque canal, ce qui permet un réglage par bonds de 3 dB ou bien un réglage fin par bonds de 0,5 dB. Audio Research élimine ainsi le problème connu du réglage « hyper-pointu » des contrôles de niveau de voies des filtres actifs, de même que celui du choix des fréquences de coupure et des pentes : c'est un système de cartes enfichables avec connecteur de très haute qualité. Les mordus du filtre actif sauront apprécier la version EC-22 pour ses extraordinaires qualités de transparence et de dynamique.

Haut-parleurs en kits

Ejvind Skaaning n'est pas le premier venu, il est impliqué depuis plus de 20 ans dans le domaine des haut-parleurs, Skan-Speak, Dynaudio. Sa nouvelle entreprise, Skaanings, s'est fixée pour orientation le haut-parleur sur mesure. De par ses expériences passées, Ejvind Skaaning s'est aperçu que les exigences des professionnels, voire des amateurs les plus avertis, ne pouvaient se satisfaire des modèles standard sur catalogue. Cela a débouché sur les modèles Flexunits. Une structure modulaire permet de choisir le diamètre de la membrane, les dimensions d'aimant, le diamètre et la hauteur de bobine et la hauteur de l'entrefer. Le châssis est réalisé par deux bagues fixées entre elles par entretoises, l'une pour la suspension et l'autre pour le spider. Bien naturellement, l'ensemble des paramètres définissant un haut-parleur sont interdépendants, aussi le constructeur fournit-il toutes les combinaisons possibles en fonction des paramètres choisis. A titre indicatif, le diamètre du haut-parleur peut être choisi entre quatre dimensions, de 147 à 256 mm, six tailles d'aimants sont disponibles, entre 170 et 220 mm de diamètre, la bobine peut avoir huit hauteurs différentes, de 5 à 40 mm pour deux diamètres donnés de 77 ou 102 mm. Enfin, la hauteur de l'entrefer peut être choisie entre 5 et 10 mm. Une abaque permet la définition de son choix pour un Q_{15} souhaité, l'impédance ou la fréquence de résonance. Bref, la solution rêvée pour tous ceux qui sont à la recherche de leur haut-parleur spécifique. La seule limitation est le coût, lequel est, à notre sens, pleinement justifié compte tenu de la qualité des matériaux et de la modularité extrême autorisée. Distribution pour la France : S.I.E.A. 1, boulevard Ney 75018 Paris. Tél. 40.38.10.29.





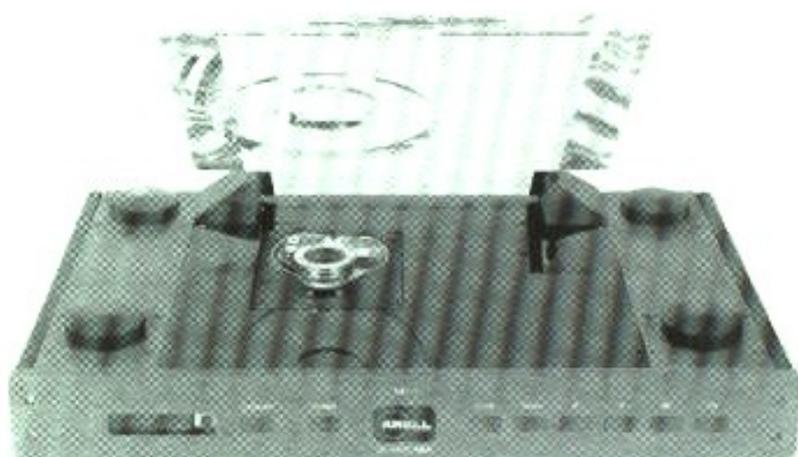
Goldmund Mimesis 9

Ce fantastique ampli de puissance reprend les grands principes d'amplification chers à Goldmund, principe de construction double mono, étage de puissance MosFet ultra-rapide, système de protection très sophistiqué mais n'intervenant pas sur le signal audio, fabrication ultra-robuste et soignée. Mais, c'est à l'écoute que le Mimesis 9 se distingue et cela sur n'importe quel type de charge par une transparence extraordinaire associée à une rapidité sur les transitoires qui dépasse l'entendement et un grave d'une richesse et d'une intensité jamais égalées. Mesuré pour un

peu plus de 180 W par canal, avec des possibilités de courant en pointe allant jusqu'à 35 A, cet ampli restitue avec beaucoup de nuances toute la sensibilité des interprétations sans donner signe de faiblesse.

Krell MD-1

On l'attendait depuis longtemps, ce lecteur, complément idéal du convertisseur SBP-64X. Cette platine C.D. est équipée d'une mécanique C.D. ROM dont la fonction première était de se trouver comme lecteur d'ordinateur utilisant le disque CD comme support d'informations. Cette mécanique, beaucoup plus précise dans la lecture des informations digitales, est munie d'un bloc de focalisation avec lentille en verre et non en plastique ainsi que de systèmes de régulation surdimensionnés. Résultat : une lecture avec un minimum de pertes d'informations qui se traduit à l'écoute par un sentiment d'ouverture, d'ambiance vraie, réaliste et une précision hallucinante dans le placement de l'image stéréo dans l'espace.



C.D. Stop Light

Dans le n° 5 de L'Audiophile, Jean Hiraga nous avait révélé l'étude de M. Suzuki qui mettait en valeur une différence audible suite au traitement de la tranche du disque C.D. par une encre verte particulière. Or, le feutre spécial C.D. Stop Light, qui vient d'être récemment commercialisé, répond exactement aux critères d'opacité nécessaires pour éviter que la lumière du faisceau laser du lecteur C.D. ne diffuse par la tranche avec, en retour, une imprécision du signal réfléchi. Nous avons effectué le traitement de disques C.D. sur la tranche par ce feutre C.D. Stop Light et constaté une amélioration sensible de la définition, accompagnée d'une diminution de phénomènes de dureté dans l'aigu. Les sonorités paraissent plus naturelles, plus fluides. Attention, ce feutre est spécifique à cette application, les feutres classiques du commerce ne donnent pas le même résultat car la couleur verte ne correspond pas à la longueur d'onde du faisceau laser.



Audioanalyse tuner T60

Les tuners musicaux ne sont pas légions. Aussi, quand un constructeur français étudie un récepteur en tenant compte des impératifs de musicalité, cette initiative doit être saluée à sa juste valeur. En effet, s'il est relativement aisé d'étudier et de réaliser des circuits audio d'amplification (B.F.), il est beaucoup plus difficile de concevoir et d'implanter correctement des circuits H.F. de réception qui ne demandent qu'à osciller ou à être perturbés par des interférences. Or, le tuner T60 d'Audioanalyse regroupe des circuits originaux, en particulier pour les filtres de sortie, afin d'obtenir une faible distorsion, une grande sélectivité (ce tuner a été préalablement testé en Allemagne et en France dans des milieux très encombrés en émetteurs pour éviter le chevauchement des stations). Sa sensibilité maximale est donnée pour 0,7 mV et l'on peut mettre en mémoire six stations. Il est entièrement télécommandable à partir du boîtier IR 90 qui peut aussi piloter toute la gamme des appareils Audioanalyse. Nous attendons ce tuner avec impatience.

**Page non
disponible**

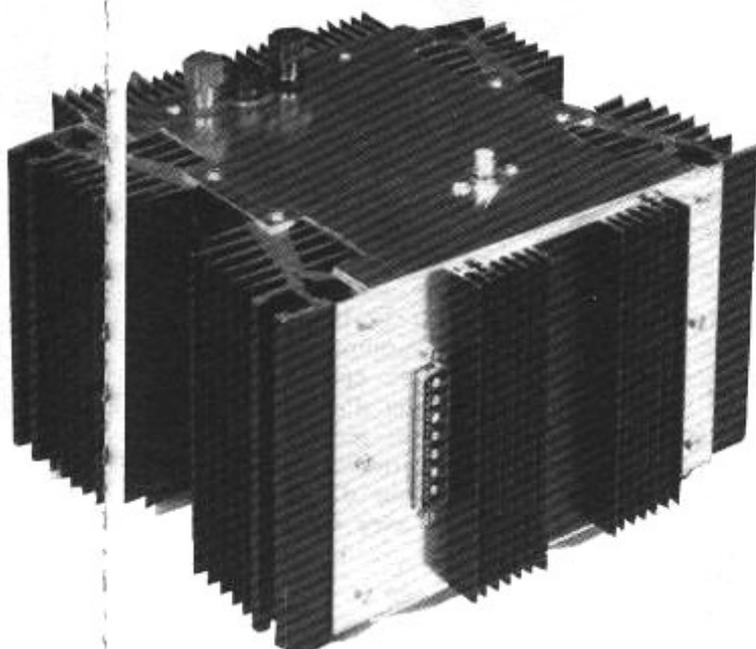
**Page non
disponible**

**Page non
disponible**

**Page non
disponible**

UN AMPLIFICATEUR FOU, FOU, FOU...

Héphaïstos



S

Si la première folie, c'est de vivre, la seconde folie c'est sûrement d'aimer ». La passion est le sel de la vie, elle en est l'essence déraisonnable ; c'est même la folie la plus sensée, puisqu'Erasmus a montré que c'est la folie qui nous mène.

Le fol amplificateur qui vous est présenté ici est le fruit délirant d'une longue et patiente folie et il est naturel qu'il soit présenté dans une revue destinée aux passionnés de la beauté du son, à ceux que cette passion fait vivre plus intensément. Et qu'importe si la démesure de ses 400 semiconducteurs peut être prise pour de la démence : laissons nos oreilles juger et puissent-elles en être folles !

« Enfin ! une réalisation » se diront les audiophiles qui ont eu la patience de suivre cette étude depuis plus de sept ans. Depuis exactement le n° 28 (mai 1983) de l'Audiophile, dans lequel nous débutions cette étude d'un amplificateur que nous voulions le meilleur possible et pour lequel nous avons voulu analyser chaque détail. Mais la volonté de ne rien gâcher par une précipitation excessive n'explique pas à elle seule ce long délai ; toute recherche est gourmande de temps et quand elle ne nourrit pas son homme, elle entre en conflit avec les mille activités de la vie et ne peut progresser que lentement. Et s'il m'arrive sou-

vent de pester contre le manque de temps qui m'empêche de mener mes études audio au rythme que je souhaiterais, je suis bien conscient que ces obstacles permettent aux idées de mûrir, de se décanter, et que finalement ils ont un certain effet bénéfique sur mes études.

Aujourd'hui nous abordons une étape-clef : l'expérimentation subjective d'un premier amplificateur complet. Nous avons déjà incorporé des expérimentations subjectives dans notre démarche (voir les n° 1 et 3 — nouvelle série — de l'Audiophile) mais celles-ci ne portaient que sur un seul étage et malgré leurs résultats très encoura-

geants, n'étaient pas assez significatives. Pour étudier notre amplificateur, nous avons développé et exposé un certain nombre de théories que nous voulons



← Bois gravé de J. Bergman - Bâle (1494) « La nef des fols ».

confronter à l'expérimentation subjective. Une validation objective est en cours mais elle est arrêtée en ce moment (un peu beaucoup par manque de temps) car nous préférons nous consacrer d'abord totalement à une validation subjective (moins satisfaisante pour l'esprit, mais tellement plus agréable à l'oreille).

Cette première mouture de notre amplificateur (d'autres suivront pour des expérimentations complémentaires) a été conçue pour être une référence dans nos expériences futures, et nous avons particulièrement soigné sa réalisation : cette recherche de la perfection apparaîtra dans sa description. Nous avons retenu pour cette raison l'utilisation de la classe A linéaire dans l'étage de sortie ; elle nous garantit la meilleure qualité au prix d'un rendement déplorable. Nous fondons beaucoup d'espoir dans une classe A quadratique (mêmes performances subjectives que la classe A linéaire avec un meilleur rendement) mais son expérimentation subjective réclame un excellent amplificateur ! Nous avons également particulièrement soigné le réseau de contre-réaction pour lequel nous avons choisi une solution sans compromis comme nous le verrons plus loin.

Notre exposé d'aujourd'hui est consacré à la présentation du monstre (étymologiquement un monstre, c'est un être qu'on montre). Cette présentation sera détaillée, mais nous n'insisterons pas sur les détails des circuits électroniques déjà présentés dans nos exposés précédents. En revanche nous insisterons sur les points nouveaux et sur leurs raisons.

Présentation générale

La photographie de la figure n° 1 nous montre l'allure générale de notre amplificateur : nous avons retenu une structure modulaire : un gros bloc alimen-

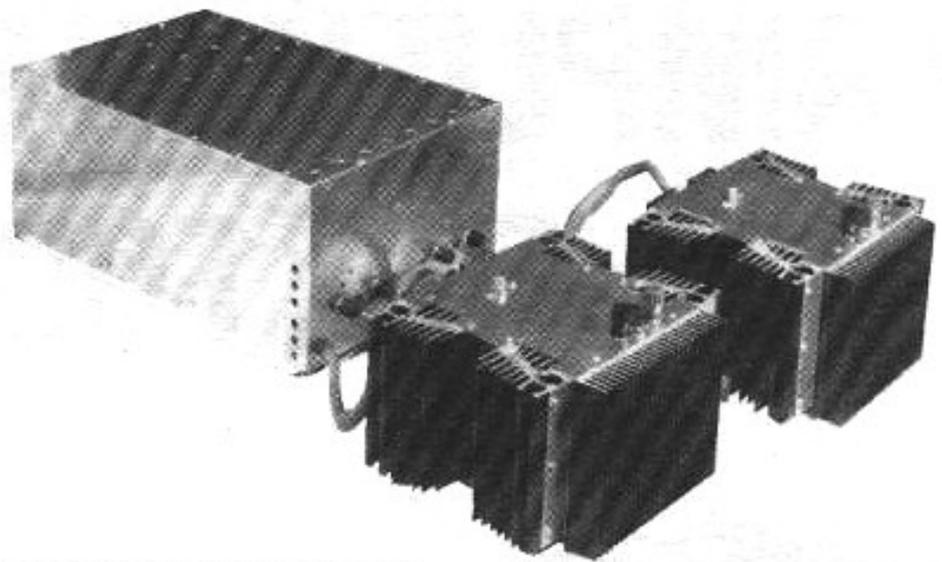


Fig. 1 : Ensemble de l'amplificateur.

tation et deux satellites amplificateurs. Le bloc alimentation comprend les alimentations mais pas de régulation (seulement transformateur, redressement et filtrage), chaque satellite est dédié à une voie et comprend quelques régulations.

Nous avons retenu cette conception modulaire car elle nous donnera plus de souplesse lors de nos expérimentations futures. Elle présente en outre l'avantage d'une manutention plus aisée compte tenu du poids total. Cette disposition éclatée pose clairement le problème des potentiels de référence ; dans une version compacte, ce problème est moins aigu et supporte des solutions approximatives. Ici le problème se pose sans ambiguïté et nous verrons plus loin comment nous l'avons traité.

En outre dans le contexte de la classe A que nous utilisons pour la première version, le mauvais rendement implique une dissipation élevée. Le rapport entre la surface extérieure (pouvant dissiper) et le volume intérieur (donc la masse en première approximation) est plus intéressant pour des petits ensembles et défavorise ici une solution compacte.

Technologie retenue

Elle correspond à nos moyens plus artisanaux qu'industriels.

La mécanique a été réalisée avec des plaques de tôle d'aluminium et des profilés en aluminium, l'assemblage utilisant visserie et rivets. Le câblage utilise majoritairement des pseudo-circuits imprimés (voir la figure n° 2) obtenus par wrapping soudé sur plaque de verre époxy. Cette technique permet d'obtenir une réalisation ayant les avantages des circuits imprimés (avec plus de souplesse pour d'éventuelles modifications) avec des moyens artisanaux.

Le bloc alimentation

Celui-ci se présente (voir la figure n° 3) sous la forme d'un boîtier de 40 cm de long, de 25 cm de large et de 18 cm de

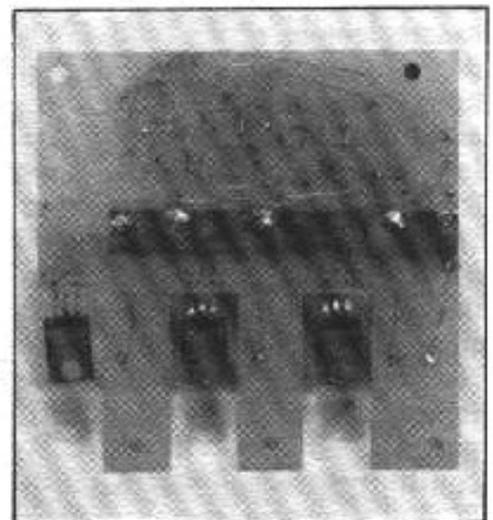


Fig. 2 : Le câblage utilisé.

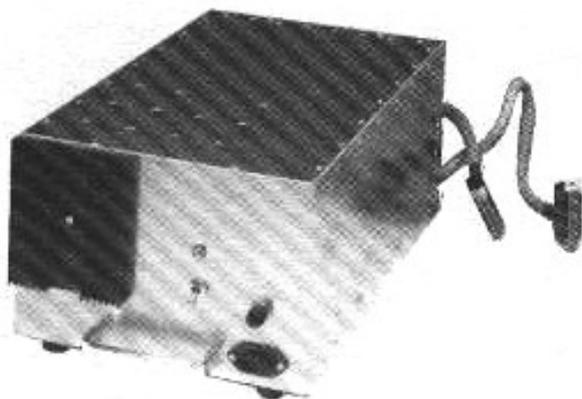


Fig. 3 : Le bloc alimentation.

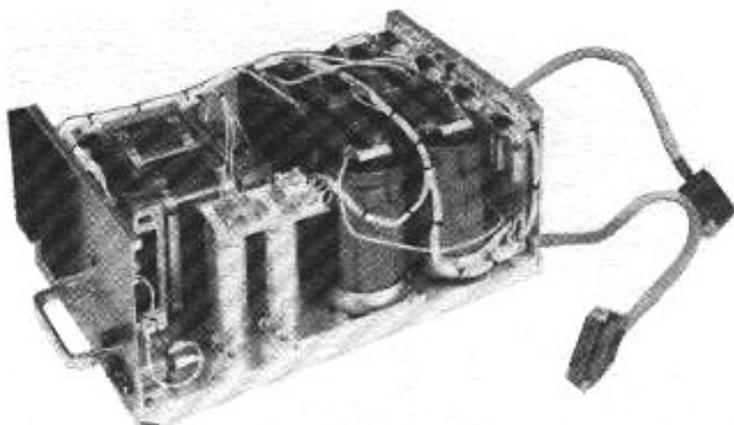


Fig. 4 : Le bloc alimentation (capot retiré).

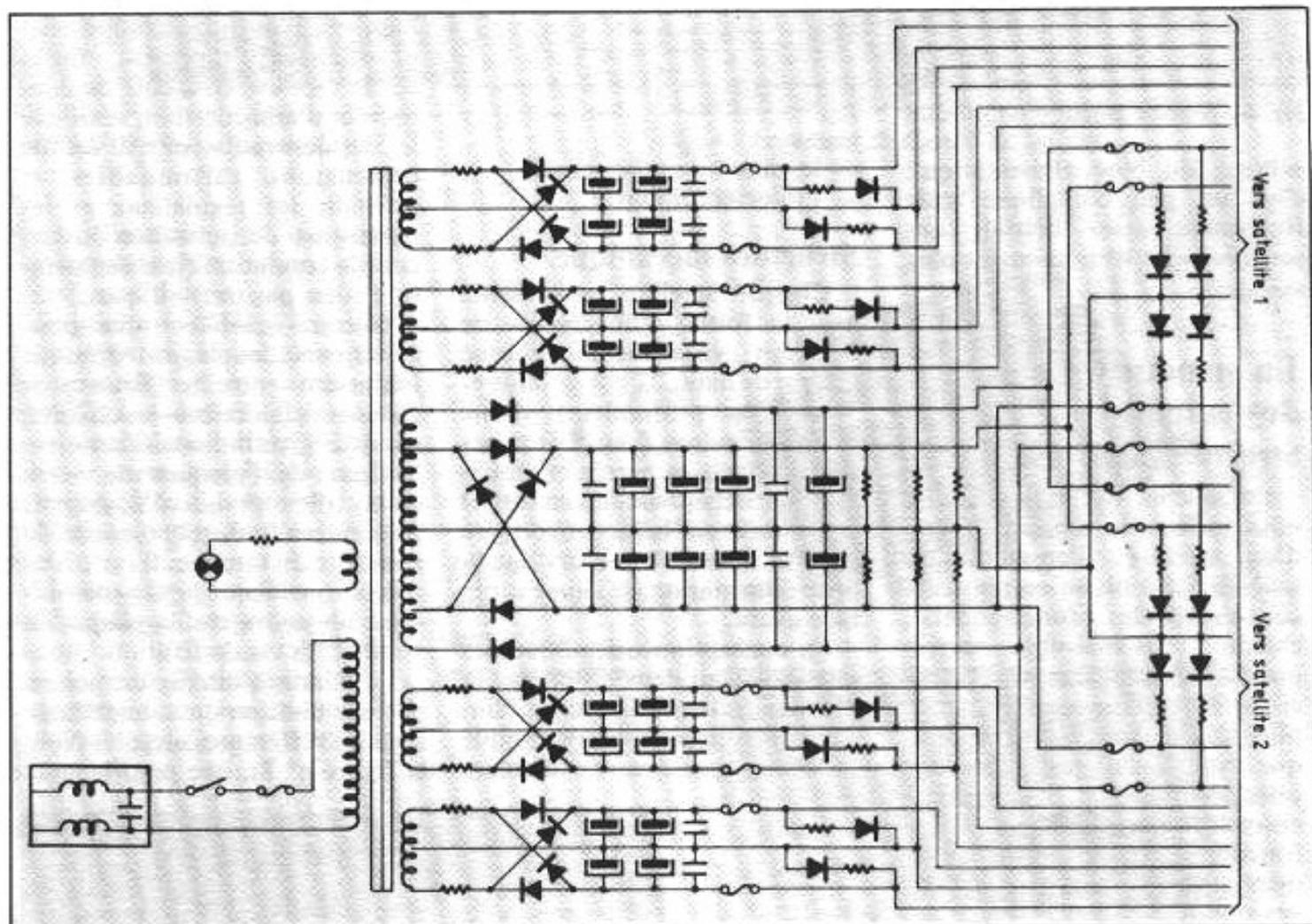


Fig. 5 : Schéma du bloc alimentation.

haut. Il pèse une vingtaine de kg. Une face est destinée aux satellites amplificateurs avec leurs cordons et prises ainsi que les fusibles et les LED témoins de fourniture des tensions (8 par voie). L'autre face correspond à l'entrée secteur (filtre, interrupteur et fusible).

En retirant le capot (voir la figure n° 4), on découvre les composants internes, rien de bien révolutionnaire : un gros transformateur, des diodes de redressement et des capacités de filtrage. Nous avons calculé le transformateur pour travailler avec un flux magnétique 30 %

plus faible que la valeur habituelle pour les transformateurs industriels de même type (double C coupés). Les condensateurs de filtrage pour l'alimentation de puissance (+ 55V et - 55V) sont deux groupes de 3 fois 47 000 μ F.

La figure n° 5 nous montre le

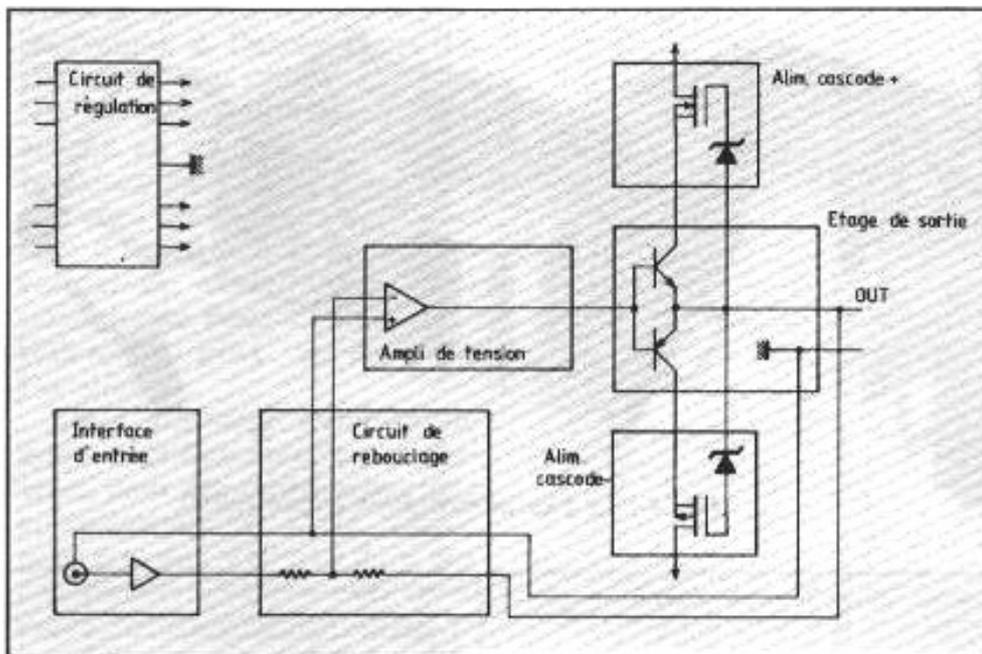


Fig. 6 : Schéma global d'un satellite.

schéma du bloc alimentation ; c'est un peu compliqué mais finalement assez bestial. Les satellites sont heureusement plus novateurs.

La structure des satellites

Structure électrique

Le schéma de la figure n° 6 nous montre le schéma général d'un satellite : l'ensemble du schéma a été divisé en plusieurs sous-ensembles fonctionnels ; chaque sous-ensemble correspond à un circuit sur verre époxy et parfois comme nous le verrons plus loin à une platine mécanique. Nous avons recherché dans cette découpe à obtenir des sous-ensembles correspondant à une fonction testable individuellement et minimisant les interconnexions.

Les circuits sont :

- le circuit de régulation qui fait partie de la fonction alimentation mais que nous avons déporté à cause des références de potentiel;
- l'étage de sortie;
- les deux circuits (+ et -) d'alimentation cascode de l'étage de sortie;
- l'amplificateur de tension;

- le circuit de rebouclage;
- l'interface d'entrée.

Structure mécanique

Chaque satellite se présente sous la forme d'une espèce de hérisson vaguement cubique (14 cm de haut, 22 cm de large et 22 cm de profondeur) d'une masse d'environ 8 kg. Les prises signal (cinch en entrée et embases pour fiches bananes en sortie) sont situées sur la face supérieure (voir la figure n° 7) alors que la prise alimentation est située sur la face avant.

La conception mécanique des satellites avait deux objectifs : la dissipation thermique et le blindage. La dissipation thermique est assurée par quatre radiateurs

verticaux : la dissipation la plus importante correspond aux deux circuits d'alimentation cascode (c'est le but du montage cascode dans le circuit de sortie : séparer dissipation et contrôle des signaux), elle est assurée par deux monstrueux radiateurs situés de part et d'autre sur les côtés. La face arrière est occupée par un radiateur non-négligeable, celui-ci dissipe l'énergie perdue dans l'étage de sortie ; grâce au cascode, cette énergie est faible mais, comme nous recherchons une grande stabilité thermique pour ce circuit, nous utilisons malgré tout un radiateur important. Enfin sur la face avant, à côté du connecteur d'alimentation, se trouve le dernier radiateur, il est de dimensions raisonnables et refroidit les régulateurs et les transistors de puissance du circuit de régulation (leur température n'est pas très critique).

Notons également que pour éviter un couplage thermique important entre les deux gros radiateurs latéraux et les circuits, ces deux gros radiateurs sont isolés par des plaques de verre époxy (de 0,8 mm d'épaisseur) des autres radiateurs et de la structure du satellite. Il reste toutefois quelques ponts thermiques : le couvercle, la plaque du fond et les vis de fixation.

Le blindage interne est assuré par une division du volume intérieur en différentes alvéoles (voir la figure n° 8), une pour le con-

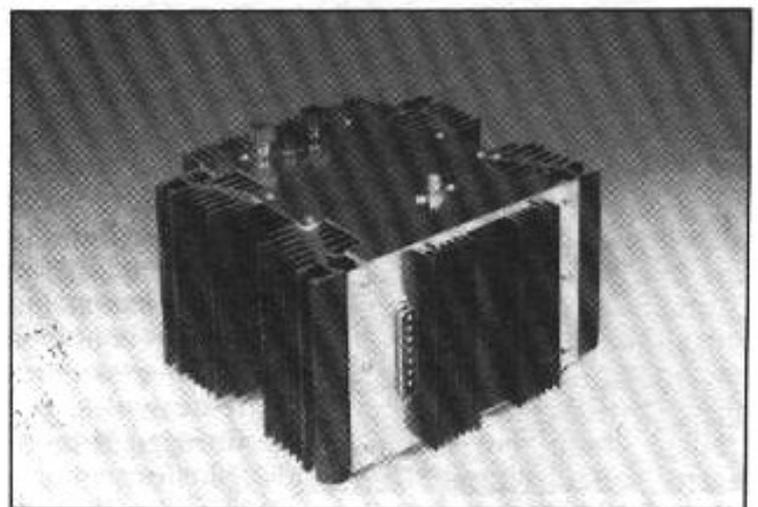


Fig. 7 :
Un satellite.

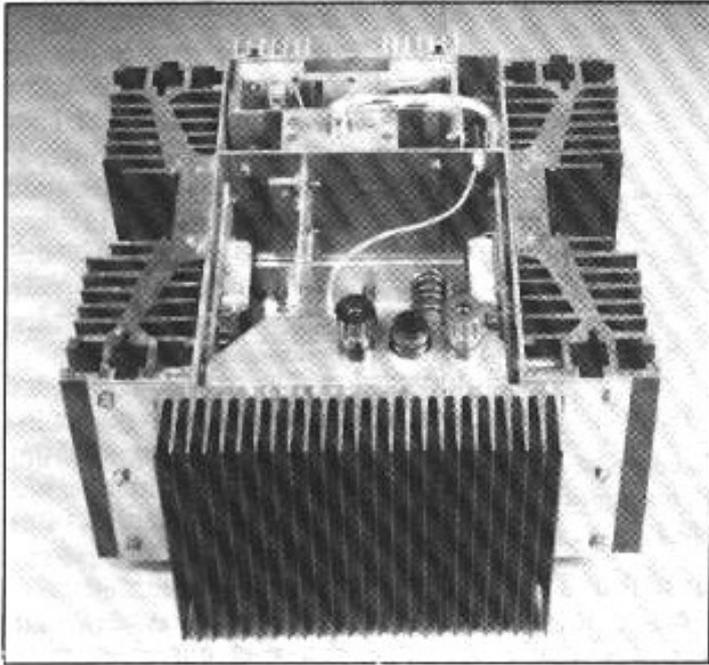


Fig. 8 : L'intérieur d'un satellite.

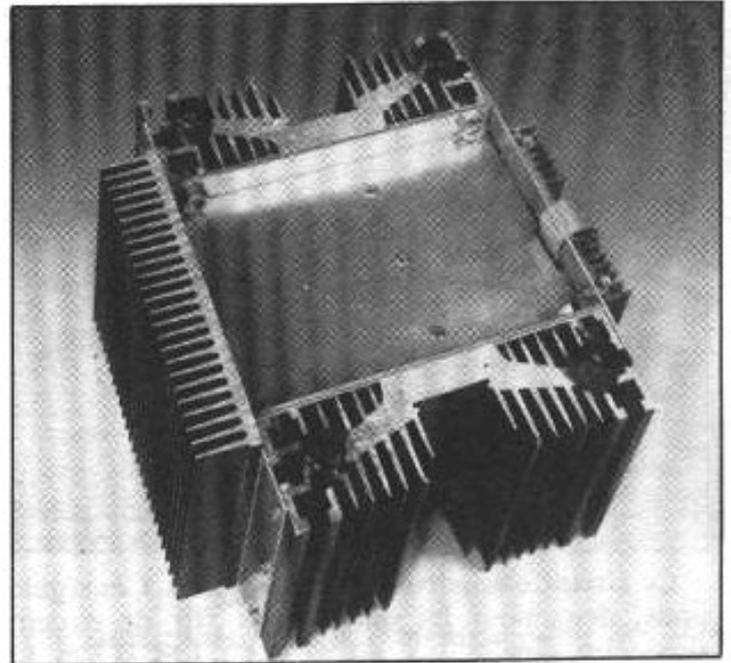


Fig. 9 : Logement de l'ampli de tension

necteur d'alimentation, une pour le circuit de régulation, une pour l'interface d'entrée, une pour le circuit de sortie (l'étage de sortie et les deux circuits d'alimentation cascade) et le circuit de rebouclage et enfin, située sous la face inférieure, l'alvéole qui reçoit le circuit amplificateur de tension (voir la figure n° 9).

Chaque satellite est donc constitué de :

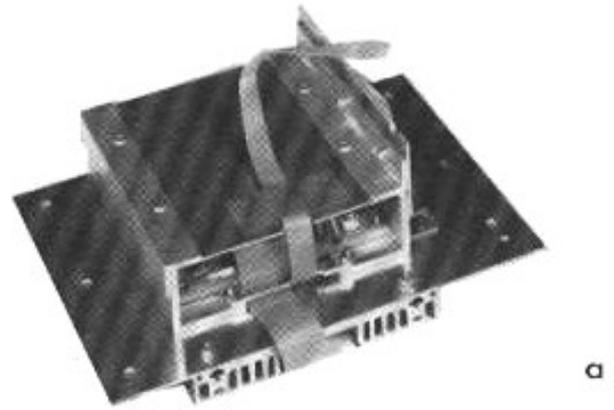
- un châssis qui reçoit le circuit de rebouclage, l'amplificateur de tension et l'interface d'entrée (avec la prise d'entrée);
- une face avant avec le connecteur d'alimentation et le circuit de régulation;
- deux faces latérales avec chacune un circuit d'alimentation cascade et radiateur;
- une face arrière avec l'étage de sortie et les fiches de sortie
- un couvercle et un fond.

Description des sous-ensembles et des circuits

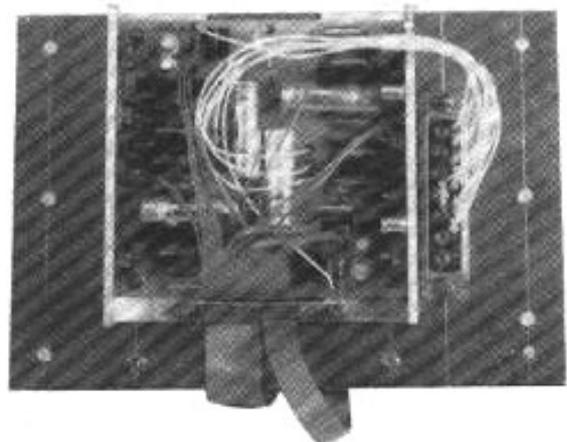
Le circuit de régulation

Il est logé sur la face avant sous un blindage (voir la figure n° 10a) derrière le radiateur. Les

Fig. 10 :
Circuit de régulation,
dans la face
avant du satellite.



a



b

éléments dissipatifs (régulations et transistors) sont montés sur une équerre en aluminium qui évacue la puissance qu'ils dissipent, vers le radiateur. Les liaisons avec le connecteur d'ali-

mentation se font avec du câblage traditionnel, alors que la sortie (alimentation de l'amplificateur de tension et de l'interface d'entrée) se fait par deux câbles plats (voir la figure n° 10b).

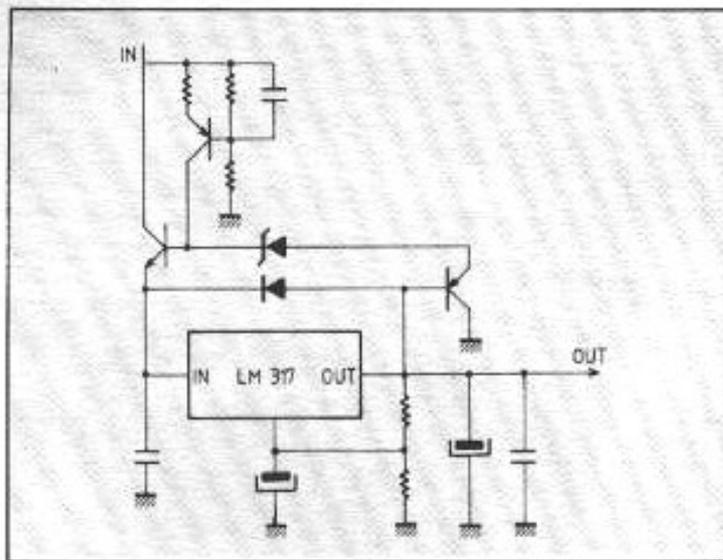


Fig. 11 :
Schéma de
l'alimentation
40 V.

Ce circuit comporte 6 régulations, deux pour les deux tensions principales (+ 40 V et - 40 V), les autres fournissent les tensions auxiliaires (+ 15 V et - 15 V) qui servent à alimenter les générateurs de courant de l'amplificateur de tension et de l'interface d'entrée, et qui sont accrochés aux tensions principa-

les. Ces régulations se font à partir de circuits intégrés de type LM 317 et LM 337. La régulation obtenue n'est pas fantastique, mais les circuits alimentés sont conçus pour être peu sensibles à la qualité des alimentations. La tension primaire utilisée pour les tensions principales est relativement élevée (environ

55 V) et excède la tenue en tension des régulateurs intégrés en cas de court-circuit en sortie ; nous avons donc utilisé pour les régulateurs de tensions principales un montage de type cascode décrit par la figure n° 11. Les transistors utilisés sont des modèles haute tension (100 V de V_{CEmax}) de moyenne puissance en boîtier TO 220.

Nous avons déjà évoqué les problèmes de référence de potentiel aggravés par la longueur des câbles entre le bloc alimentation et les satellites alimentés. Ces problèmes de référence de potentiel se posent dès que deux circuits sont assez éloignés pour que le potentiel entre les deux extrémités des câbles qui les relient ne soit plus négligeable, ce potentiel qui est la conséquence de l'impédance non-nulle des câbles (vivement les supraconducteurs à température normale) résulte des courants qui

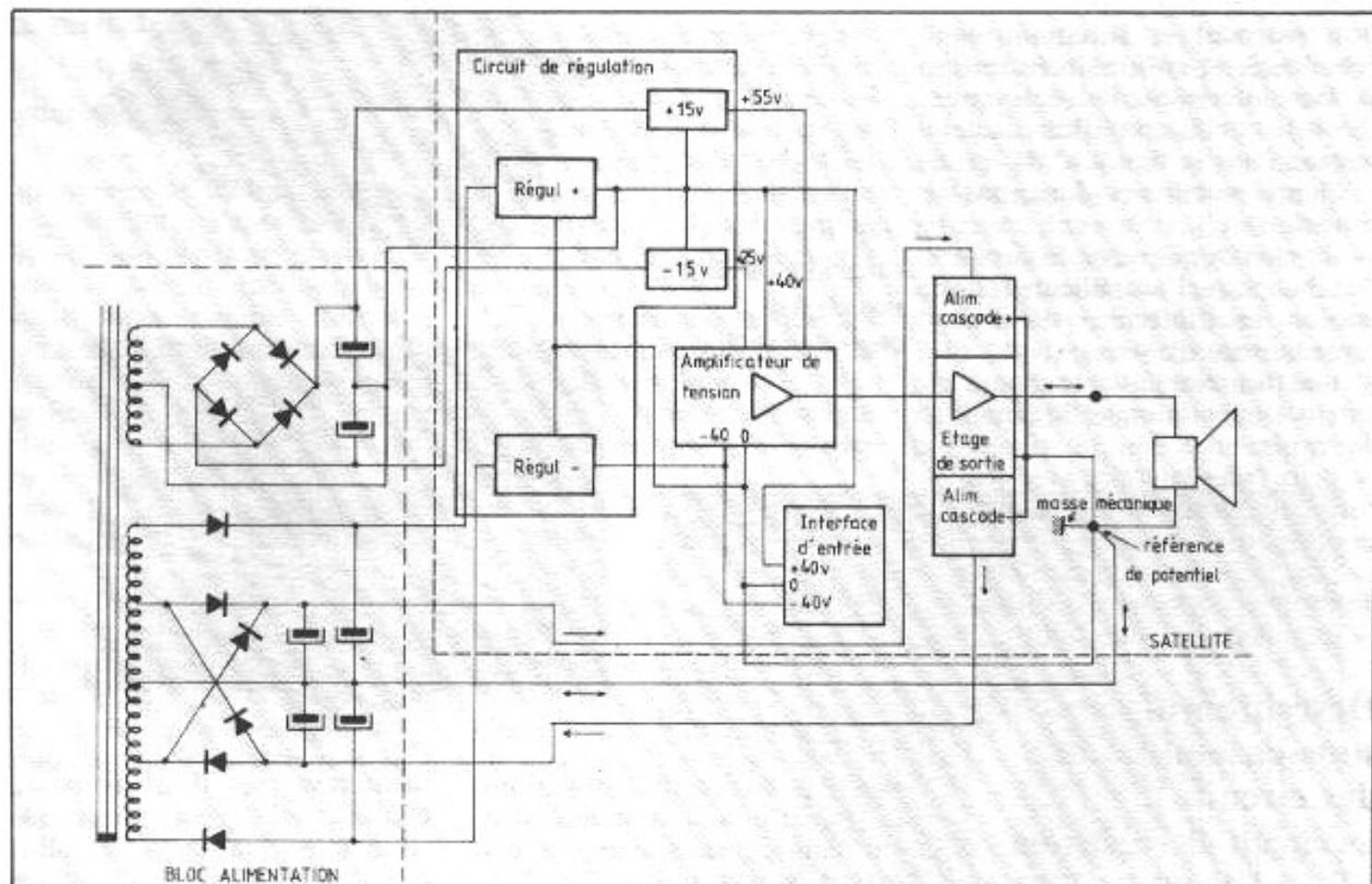


Fig. 12 : Schéma général de l'alimentation : distribution de la référence de potentiel.

circulent dans les câbles ou des tensions induites par la pollution électromagnétique (effet capacitif ou inductif).

Nous retrouvons donc ces problèmes de référence de potentiel entre le bloc alimentation et les satellites, et entre les satellites et le préamplificateur. La manière dont nous avons traité ce problème pour les signaux entre les satellites et le préamplificateur sera décrite plus loin, mais pour les deux problèmes, nous avons pris la même référence de potentiel : le point 0 est la fiche de retour du haut-parleur. A cause des courants qui circulent dans le retour des deux alimentations de puissance, ce point n'est pas au même potentiel que le zéro du bloc alimentation (le point milieu de l'enroulement de puissance du transformateur).

Le schéma de la figure n° 12 nous montre comment la référence de potentiel est distribuée en étoile à partir de la référence choisie. Ces fils de distribution ne sont pas parcourus par les courants importants de la charge que nous avons visualisés, par des petites flèches sur le schéma, ils sont parcourus par des courants nuls ou très faibles. Le châssis est relié à ce point de référence. Le zéro est envoyé par un fil à l'étage de sortie d'où il est distribué aux alimentations cascodes. Un autre fil est chargé de conduire la référence de potentiel à l'amplificateur de tension d'où elle repart vers l'interface d'entrée et vers le circuit de régulation. C'est par rapport à cette référence que sont stabilisées les tensions principales (+ 40 V et - 40 V). Les alimentations auxiliaires sont réalisées à partir d'enroulements non-référencés dans le bloc alimentation (en réalité une résistance de forte valeur négligeable dans le fonctionnement normal, évite pour raisons de sécurité que ces enroulements d'un transformateur alimenté par le secteur, ne se chargent à des potentiels

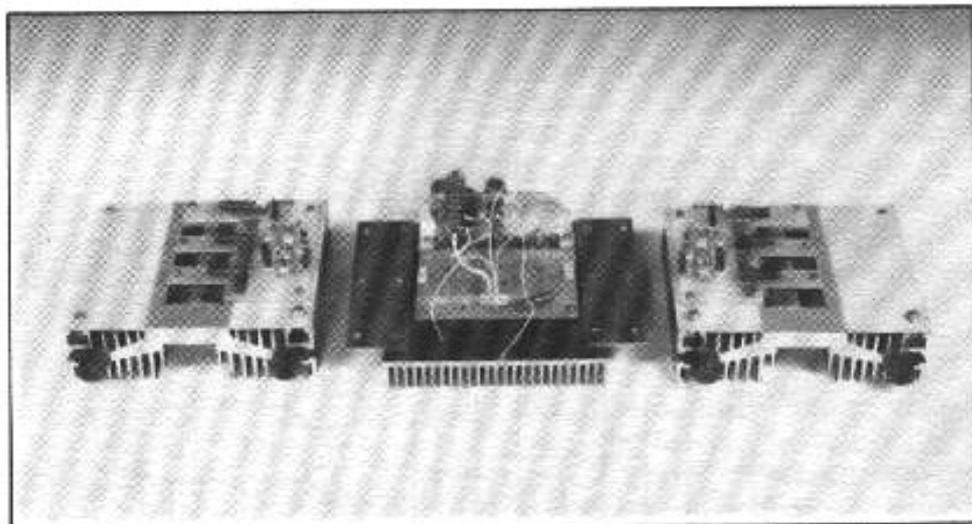


Fig. 13 : Circuit de sortie : étage de sortie (au milieu), et circuit d'alimentation cascode.

dangereux) et sont référencés dans le circuit de régulation à la sortie des régulations des tensions principales. Pour éviter de charger inutilement le schéma de la figure n° 12 et le rendre plus aisément compréhensible, nous avons omis les éléments des alimentations auxiliaires référencées à l'alimentation - 40 V, de même nous n'avons pas représenté la distribution des tensions auxiliaires à l'interface d'entrée.

Le circuit de sortie

Ce circuit qui gère la puissance fournie à la charge, dissipe presque toute la puissance perdue dans le satellite amplificateur. Il occupe donc trois sous-ensembles (voir la figure n° 13). La figure n° 14 nous montre le schéma de ce circuit. Par rapport à la maquette (voir le schéma de la figure n° 31, page 66 de l'Audiophile n° 5 — nouvelle série —) il y a peu d'évolutions, nous avons augmenté le nombre de transistors de puissance VMOS, deux fois trois au lieu de deux fois deux. Durant l'expérimentation de la maquette, l'étage de sortie initial (avec 4 VMOS et un radiateur équivalent aux radiateurs latéraux du satellite) était parti en fumée, nous avons repris nos expériences en ajoutant 2 VMOS et en refroidissant le radiateur par un

petit ventilateur pour être tranquille. Pour l'amplificateur d'aujourd'hui, une telle solution n'était pas envisageable : en reprenant les calculs thermiques qui avaient conduit à la réalisation initiale de la maquette, nous avons compris que la marge de sécurité était déjà faible pour la maquette (ce qui veut dire que la probabilité de l'incident qui s'est produit, était élevée) et notoirement insuffisante pour un équipement destiné à participer à de longs essais subjectifs dans des conditions de ventilation pas toujours optimum. Nous avons donc divisé par deux la résistance thermique du radiateur en le doublant. Ce doublement a conduit à séparer les circuits de commande des transistors, ce qui nous a contraint à doubler le générateur de courant ; la solution initiale de générateur commun et flottant (avec une faible tension à ses bornes) n'était pas reconductible malgré son élégance, sans sacrifier la modularité recherchée et sans allonger une connection sensible (point commun d'un circuit différentiel).

On peut aussi noter (ce n'est pas une évolution par rapport à la maquette, mais nous n'en avons pas parlé) la technologie utilisée pour les résistances d'émetteur des transistors bipolaires de puissance de l'étage de

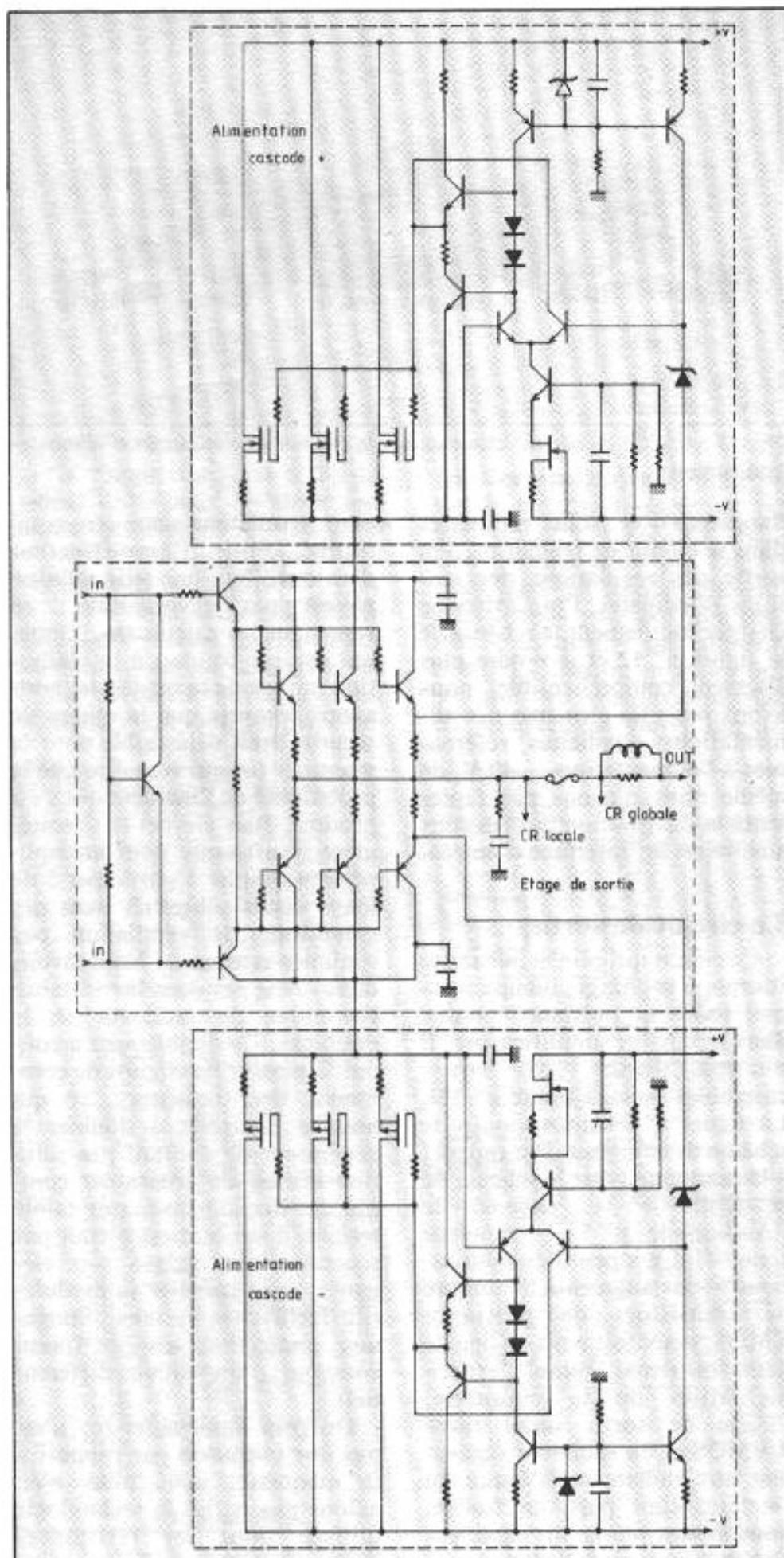


Fig. 14 : Schéma du circuit de sortie.

sortie. Il nous fallait des résistances de puissance de faible valeur, non-selfiques, et cette exigence de faible self série qui rendait ces résistances difficiles à obtenir (en général ce sont des fabrications spéciales sur commande), était indispensable pour les performances de bande passante visées. Nous avons donc réalisé ces résistances en utilisant du fil résistif bobiné (si on peut dire) de manière à minimiser la self série. La « grecque » ainsi obtenue se voit bien sur le circuit de l'étage de sortie.

On remarquera aussi sur le schéma de la figure n° 14 les réseaux de protection de l'étage de sortie. Ces réseaux cherchent à présenter à la sortie de l'amplificateur une charge résistive en haute fréquence (au-delà de la bande audio). En effet la charge naturelle (le — ou les — haut-parleur, directement ou à travers un réseau de filtres répartiteurs) n'est pas forcément très résistive, cette impédance combinée avec l'impédance de sortie en boucle ouverte peut conduire à des rotations de phase (avance de phase ou retard) dans une zone de fréquence très sensible, préjudiciables à la stabilité de la boucle (ici des boucles) de contre-réaction qui englobe(nt) l'étage de sortie. Ce réseau de protection, dont nous n'avons pas parlé à propos de la maquette (avec une charge de mesure gentiment résistive, il n'y a pas de problème) se compose de deux branches : un réseau RC branché entre la sortie et la masse permet à partir d'une certaine fréquence de charger l'amplificateur par la résistance de ce réseau. Hormis la charge supplémentaire pour l'amplificateur (en général dans le haut de la bande audio, sinon au-delà de la bande audio ; bref dans une zone où il y a peu de signaux à amplifier, même si ceux-ci peuvent poser des problèmes à un étage de sortie réalisé avec des transistors de faible bande passante), ce réseau n'a pas d'effet

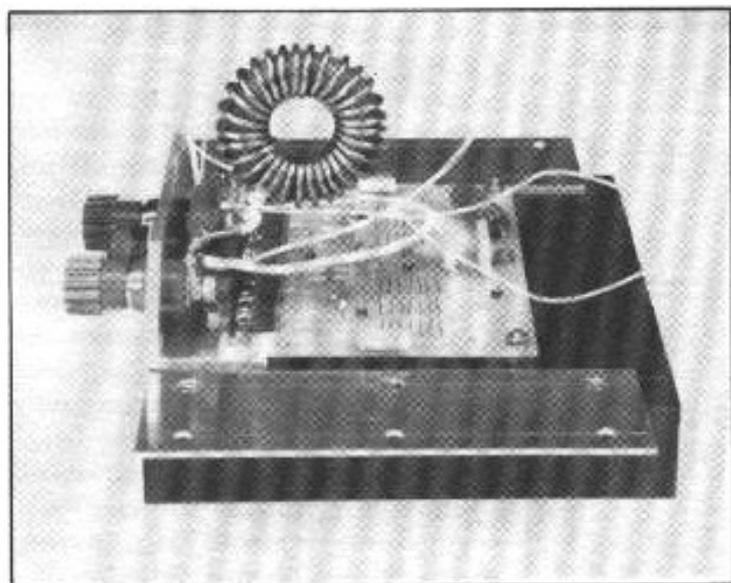


Fig. 15 :
Self d'isolation.

sur la réponse de l'amplificateur et est peu critique.

En revanche, le réseau LC qui cherche à isoler l'amplificateur d'une charge trop capacitive au-delà de la bande audio est bien embêtant car il est en série avec la charge et peut limiter la bande passante de l'amplificateur ou apporter des rotations de phase dans le haut de la bande audio, si la self est trop importante. Si la self est trop faible, elle protège mal l'amplificateur qui peut se mettre à osciller à fréquence très élevée (cet incident pouvant être destructif pour les transistors de puissance s'ils ont une bande passante faible) avec certaines charges. Une valeur habituelle pour cette self est $10\mu\text{H}$. Cela fait environ $6\ \Omega$ à $100\ \text{kHz}$. Nous avons préféré une valeur plus faible ($1\mu\text{H}$) qui protège moins l'amplificateur mais qui introduit moins de rotation de phase sur les composantes aigües du signal audio. Nous avons bien sûr tenu compte de ce facteur dans le rebouclage de l'amplificateur, nous en reparlerons à propos des mesures.

Pour réaliser cette self, on la bobine généralement sur la résistance de puissance avec laquelle elle est montée en parallèle. Nous avons préféré la réaliser avec un très gros fil de cuivre (moins de résistance série) sur un tore (champ de fuite très réduit,

donc faible influence de l'extérieur — matériau ferromagnétique ou champ magnétique résultant des courants circulant au voisinage. Dans le cas d'utilisation de la classe B ces champs peuvent induire de la distorsion) en bois (ce matériau est bien connu pour son absence de propriétés électromagnétiques et sait être trouvé en forme de tore — anneaux de rideau par exemple). La figure n° 15 montre le résultat ainsi obtenu.

L'amplificateur de tension

La figure n° 16 montre le schéma de principe de l'amplificateur de tension ; pas de modification par rapport au schéma de la maquette (figure n° 12 page 62, figure n° 16 page 63 et figure n° 28 page 65 de l'Audiophile n° 5 — nouvelle série —). Les carrés en pointillé représentent symboliquement le circuit différentiel que nous avons retenu après nos expérimentations subjectives (un circuit conçu par nous et baptisé « circuit Héphaïstos n° 4 »).

Le circuit de rebouclage

Comme nous vous l'avons déjà expliqué à plusieurs reprises, le réseau de contre-réaction est capital. Nous avons aussi vu dans le dernier numéro de

l'Audiophile que le principe de la contre-réaction (gain positif ou négatif) est important. Nous avons donc choisi un gain négatif ; dans ce cas-là la sortie de l'amplificateur va retourner (avec du gain) le signal d'entrée par rapport à la référence de masse de l'entrée positive. La référence de masse est donc très critique.

On peut utiliser comme référence de masse, la masse du signal d'entrée, c'est une solution qui est souvent utilisée, mais elle ne tient pas compte de la différence de potentiel entre cette référence de masse et le retour du haut-parleur. Cette différence de potentiel s'ajoute au signal de sortie. Cela est considéré en général comme acceptable et accepté dans les amplificateurs compacts. Dans notre cas, à cause de la distance entre le bloc alimentation et les satellites, les points de retour du haut-parleur que nous avons choisi comme référence de masse pour les alimentations, sont à des potentiels différents. Une référence commune fournie par un préamplificateur commun aux deux voies se heurte à ce problème.

Ce problème est bien connu, il est lié à la transmission de signaux entre deux circuits qui sont à des potentiels différents. Pour des petites distances, on néglige ce problème en audio grand public, mais les professionnels qui doivent parfois travailler avec des distances très importantes, travaillent en mode différentiel : le signal est défini par la tension entre deux fils et on élimine la tension de mode commun. Nous avons donc retenu ce principe au sein de notre amplificateur, même si l'entrée n'est pas différentielle au sens strict (voir le schéma de principe de la figure n° 17a). Le signal de sortie (par rapport au point de référence choisi : le retour du haut-parleur) vaut bien un certain nombre de fois le signal d'entrée défini par rapport

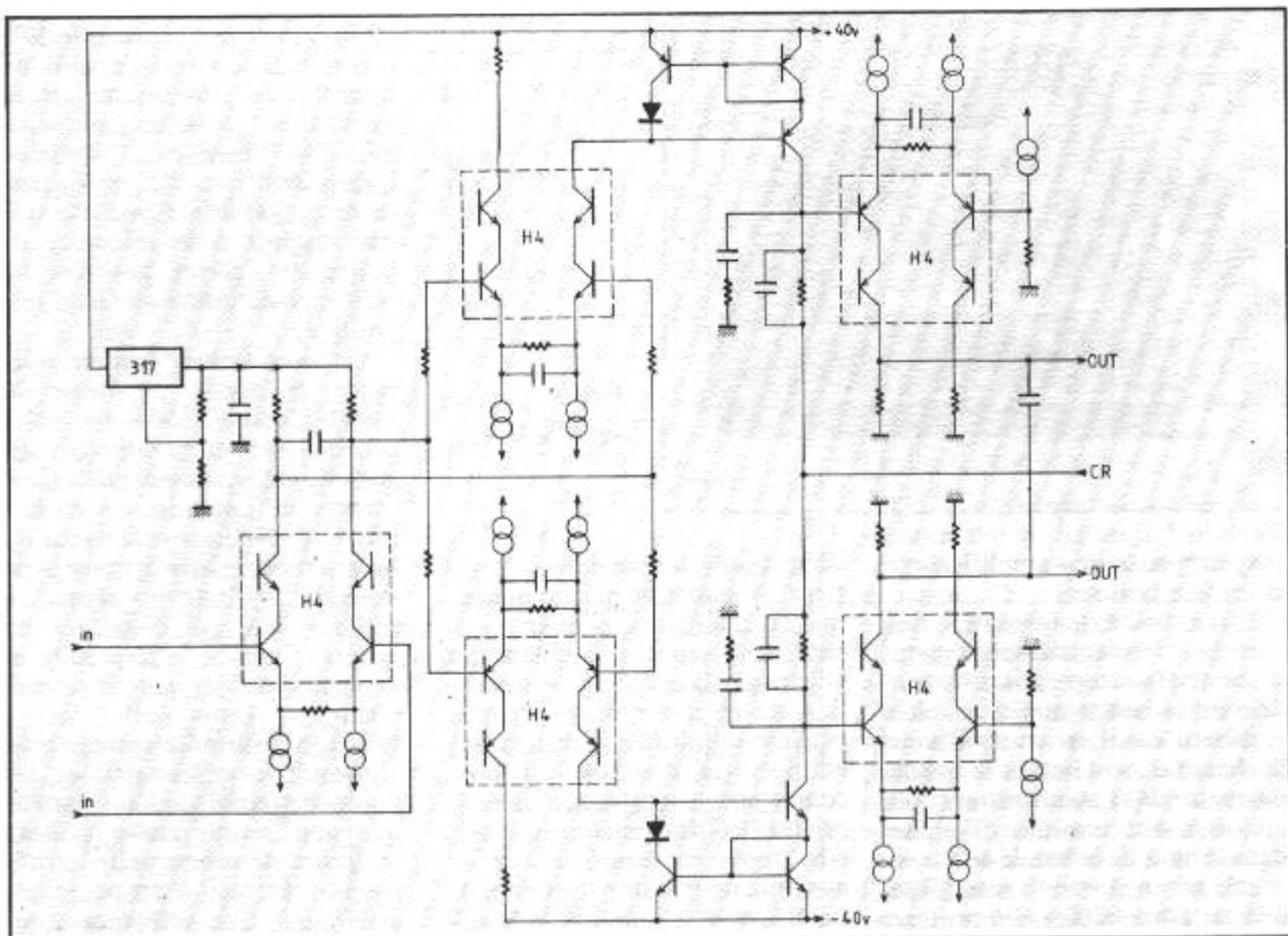


Fig. 16 : Schéma du principe de l'amplificateur de tension.

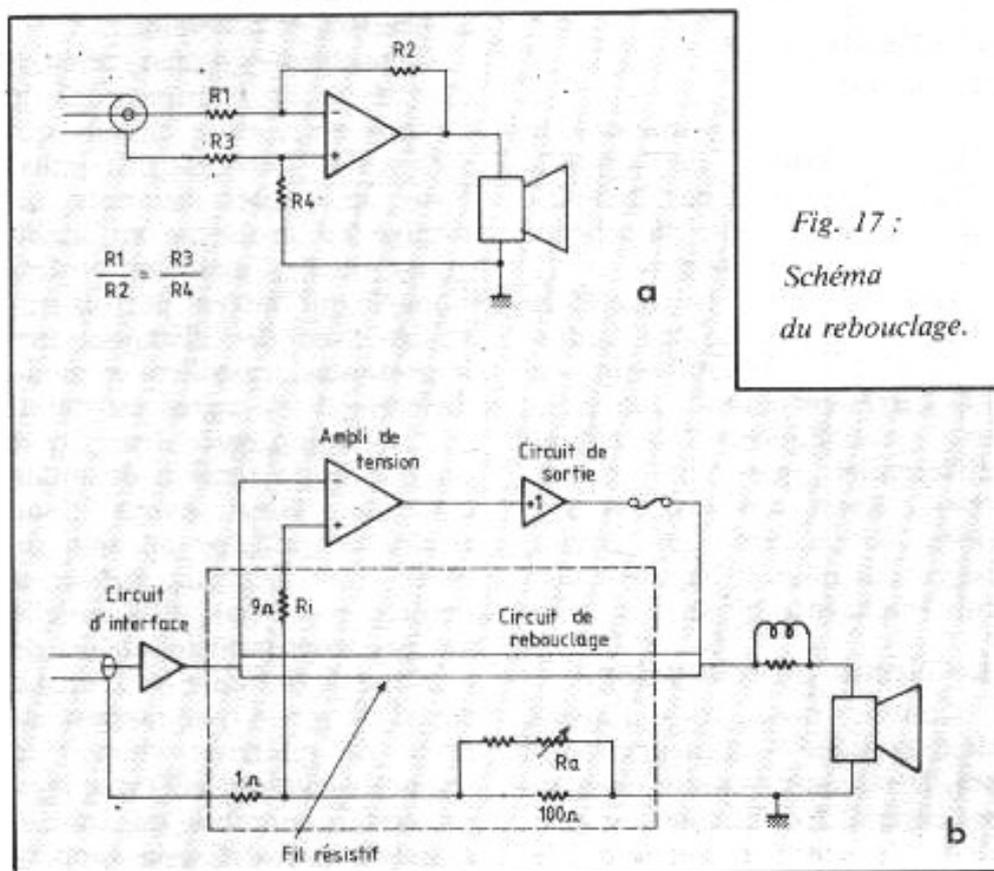


Fig. 17 :
Schéma
du rebouclage.

à sa masse, c'est à dire par rapport à sa propre référence de potentiel ; c'est bien le principe de transmission différentielle.

Mais pour éliminer les signaux en mode commun, nous avons dû introduire un peu de contre-réaction avec du gain positif et certains esprits chagrins nous feront remarquer que si nous avons mis le diable (la contre-réaction avec gain positif) à la porte, il est revenu par la fenêtre. C'est vrai, mais nous prenons ce risque sur les signaux de mode commun qui sont de faible amplitude, compte tenu des mesures de mode commun (amplitude et distorsion) que nous avons faites sur l'amplificateur.

Le réseau de contre-réaction est très important : c'est lui qui fixe le gain en boucle fermée. Toutes ses caractéristiques (pré-

cision, stabilité) se retrouvent sur le gain. Cela a été le gros progrès de la contre-réaction : pouvoir définir le gain d'un circuit en s'affranchissant des caractéristiques des éléments actifs ; le gain présente les qualités d'un réseau de résistance. Le revers de la médaille est qu'il en aura aussi les défauts ; les résistances ne sont pas parfaites. Elles sont sensibles aux variations de température (variation extérieure ou autoéchauffement), elles ont un coefficient de tension, elles comportent des contacts intérieurs entre conducteurs de natures chimiques différentes (effet de potentiel de contact, effet thermoélectrique, etc.). Bref, les solutions traditionnelles ne satisfaisaient pas notre esprit et nous avons voulu poser le problème en termes de physique. Le réseau de contre-réaction n'étant finalement qu'un diviseur de potentiel, cela nous a tout naturellement conduit au bon vieux pont de Wheatstone : notre réseau de contre-réaction est donc un pont de Wheatstone.

Il est constitué d'un fil résistif d'un seul tenant, reliant la sortie de l'amplificateur (juste avant le réseau LR de sortie) à l'entrée, avec un point intermédiaire pour alimenter l'entrée inverseuse de l'amplificateur.

Si ce principe est très séduisant, sa réalisation nous a posé un certain nombre de problèmes pratiques. Nous avons choisi un fil de grande stabilité utilisé pour les résistances bobinées de précision, en alliage de nickel et de chrome. La proportion entre les deux métaux est choisie pour obtenir un coefficient de température voisin de zéro. L'inconvénient de cet alliage est sa faible résistivité ; cela nous a contraint à adopter un compromis entre une section de fil pas trop fine et une longueur de fil pas trop grande pour une résistance pas trop faible. Ce compromis est l'utilisation d'un fil de 5/100 de mm de résistivité linéaire voi-

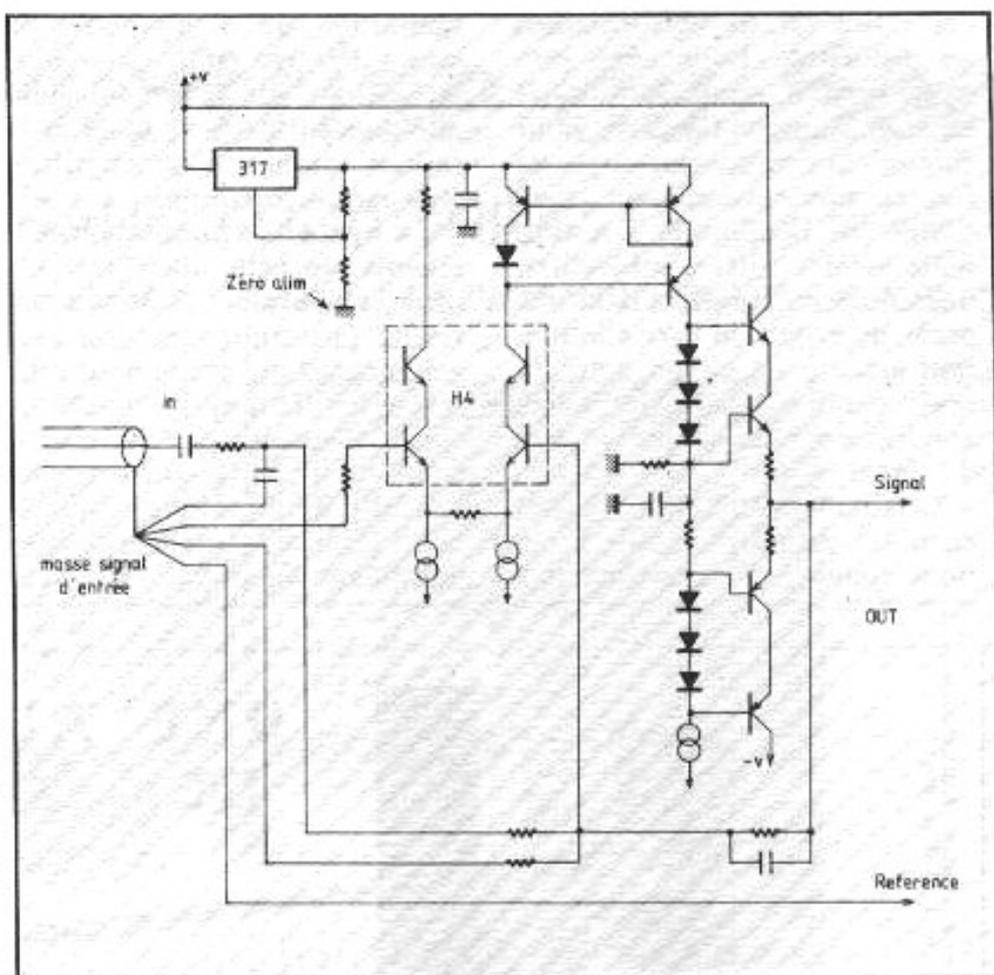


Fig. 18 : Schéma du circuit d'interface.

sine de $500 \Omega/\text{m}$. Le réseau est donc constitué pour donner à l'amplificateur un gain de 100, par un brin de 2 m ($1 \text{ k}\Omega$) et par un brin de 2 cm (10Ω). Cette longueur importante a été bobinée sur une plaque de verre époxy de manière à limiter la self série parasite.

Un inconvénient de cette solution (que nous n'aurions pas eu dans un amplificateur à gain positif) est la faible impédance d'entrée (10Ω) totalement incompatible avec les préamplificateurs. Cela nous a conduit à utiliser un amplificateur d'isolement en entrée.

La figure n° 17b nous donne le schéma définitif du rebouclage retenu. On y remarquera la résistance R_1 destinée à équilibrer les impédances vues par les deux entrées de l'amplificateur et la résistance variable R_0 qui permet d'ajuster la réjection du mode commun d'entrée. En effet nous

travaillons dans notre réseau de contre-réaction sur l'entrée positive avec des résistances si faibles que l'impédance des fils de liaison n'est plus négligeable. R_0 est à ajuster pour éliminer (à l'oreille ou à l'oscilloscope) les ronflettes en sortie.

L'interface d'entrée

La fonction primaire de ce circuit actif est l'adaptation de l'impédance d'entrée de l'amplificateur trop faible à cause de nos choix pour le réseau de contre-réaction, mais nous lui avons assigné une fonction supplémentaire : le filtrage des signaux d'entrée. D'abord un filtrage passe-bas pour éliminer les fréquences ultrasonores et masquer la limitation de slew-rate, ensuite un filtrage passe-haut pour éliminer la composante continue d'entrée qui peut avoir

des effets sur les performances de distorsion. Dans cette première version, nous avons utilisé l'action d'un condensateur pour éliminer la composante continue (un très bon condensateur sélectionné par l'équipe de l'Audio-ophile sur des critères subjectifs), mais nous envisageons déjà une première évolution avec élimination grâce à un circuit actif du seul condensateur de notre amplificateur qui est sur le trajet du signal.

Ce circuit d'interface pourrait en outre assurer d'autres fonctions comme, par exemple, une

limitation de l'amplitude du signal d'entrée pour donner aux saturations de l'amplificateur une douceur exclue par les saturations brutales d'un amplificateur contre-réactionné.

La figure n° 18 nous montre le schéma de cette interface. On peut y remarquer que nous avons retenu une contre-réaction avec gain négatif qui prend pour référence de tension la masse du signal d'entrée. Notons que le connecteur cinch d'entrée est solidaire de ce circuit et que ce connecteur est totalement isolé du châssis au niveau de ce cir-

cuit. Les filtrages interviennent avant l'amplificateur. L'amplificateur est d'un classicisme qui répond à nos propres canons : circuit Héphaïstos n° 4, miroir de courant de Wilson, étage de sortie cascode.

Conclusion

La seule conclusion qui peut suivre la description de notre fol amplificateur est de trouver qu'il est le fruit splendide d'un délire inachevé ; attendons l'exposé des résultats de mesure objectives et des tests subjectifs pour conclure...

**Page non
disponible**

LE MUSEE IMAGINAIRE

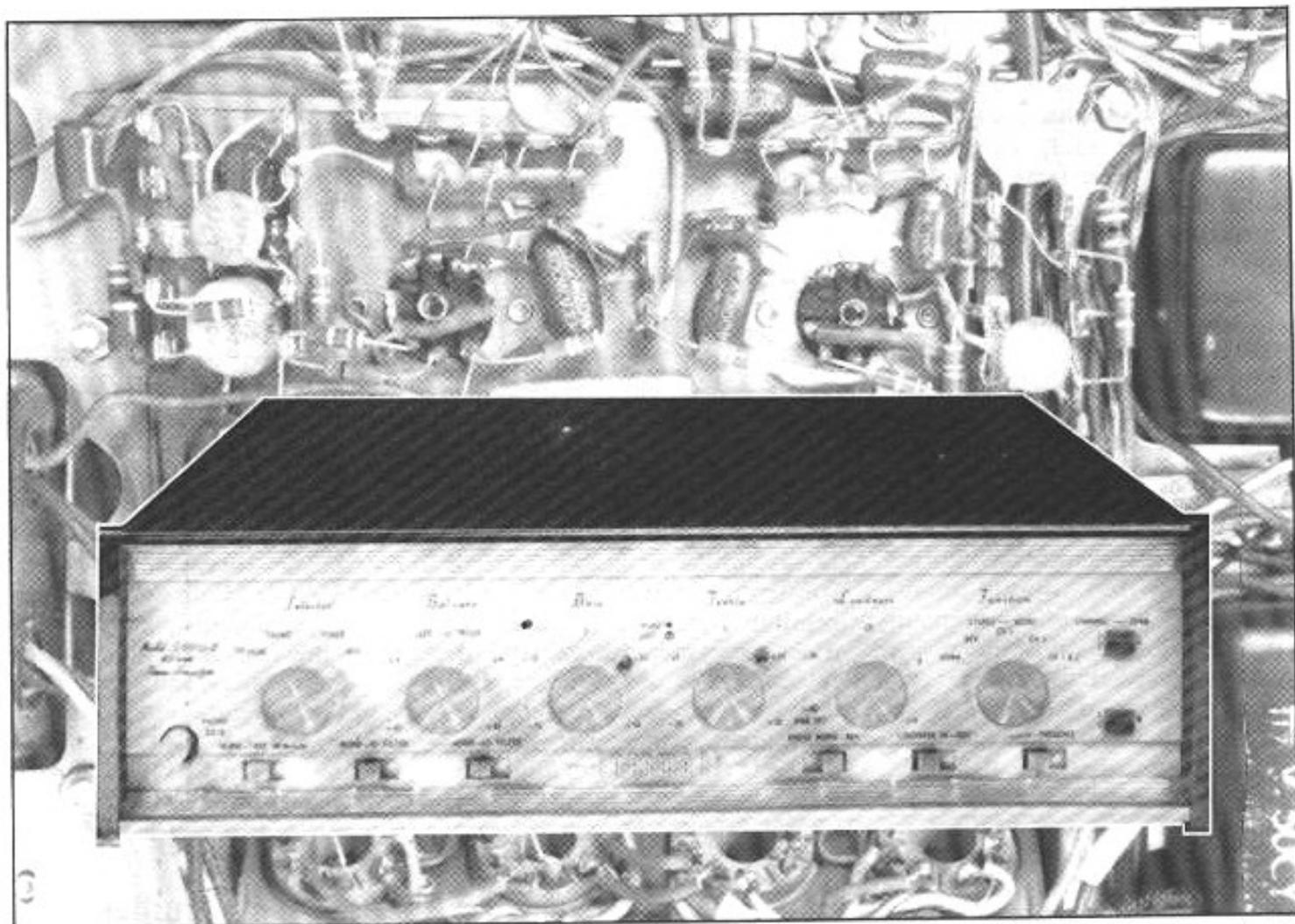
Sherwood S 5000II

Les Américains ont marqué l'histoire de la haute-fidélité avec des réalisations prestigieuses que l'on connaît entre autres sous les noms de Mac Intosh ou de Marantz. Sherwood, lui, a fait partie des firmes qui lancèrent une mode que l'on ne semble pas prêt d'abandonner 30 années plus tard : celle de l'amplificateur intégré de qualité. La version S 5000 II a été un très bel exemple d'une nouvelle technique américaine qui, malgré sa compacité et une fabrication en grande série était largement à la hauteur des exigences des audiophiles en matière de puissance et de fidélité sonore.

Pour le phonographe, pour l'électrophone comme pour le téléviseur, le consommateur n'a cessé d'être de plus en plus exigeant en ce qui concerne l'encombrement, la facilité d'utilisation, pour la qualité du son et de l'image. Pour répondre à ces

demandes furent ainsi successivement conçus des phonographes avec radio, amplificateur et haut-parleurs intégrés. Ils prirent plus tard la forme de l'électrophone à haut-parleurs détachables tels que ceux que l'on a pu connaître en France sous les

marques Teppaz ou Pathé-Marconi. L'avènement de la stéréophonie ainsi que le succès rencontré par les premières générations de maillons haute-fidélité eurent pour conséquence la division du marché du radio-électrophone et de l'électro-



phone en trois nouveaux secteurs du marché. Celui de récepteurs radio plus compacts, plus performants, la plupart portatifs, celui des électrophones portatifs à vocation « grand public » et celui des maillons haute-fidélité qui ne sont en fait que la conséquence du perfectionnement du « radio-électrophone » (récepteur radio de salon comportant à sa partie supérieure une platine tourne-disque, les commandes et le cadran au centre et le — ou les — haut-parleurs au-dessous ou sur les côtés latéraux). Ainsi se creusa, du moins pendant quelques années, un fossé entre les matériels grand public et les maillons hi-fi. En créant les amplificateurs intégrés et les amplis-tuners, les Américains espéraient conquérir une bonne part du marché de l'électro-acoustique pour usage domestique en proposant des appareils

intégrés, donc très peu encombrants, simples d'utilisation et pratiquement aussi performants que des maillons séparés dont le prix global était bien entendu beaucoup plus élevé. Cette formule obtint un succès immédiat et les produits concurrents se mirent à fleurir de toutes parts, tout particulièrement au Japon où le marché de l'amplificateur intégré, de l'ampli-tuner, fit la fortune de firmes comme Sansui, Pioneer ou Trio.

Puissance et performances

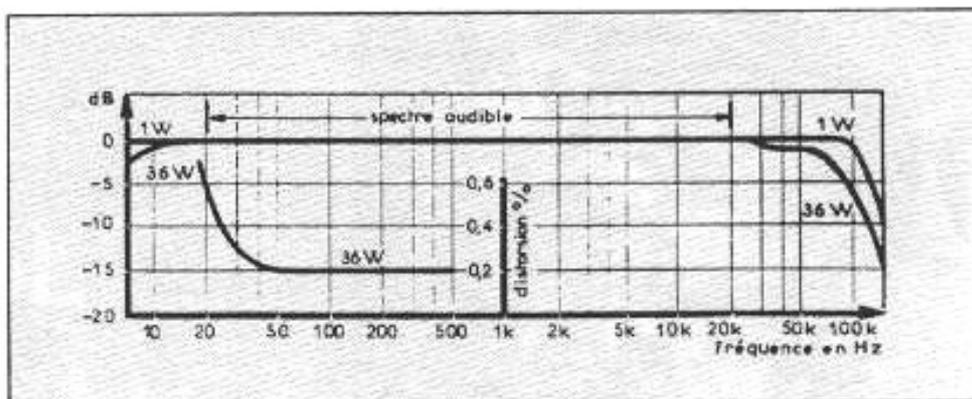
A une époque où l'on proposait en Europe des électrophones stéréo dont la puissance ne dépassait guère 2×8 W pour des performances de distorsion et de bande passante plutôt modestes, l'Américain Sherwood proposait une belle gamme d'amplifica-

teurs intégrés, dont le S-5000 II. Malgré des dimensions réduites ($35 \times 34 \times 10$ cm seulement), il offrait une puissance réelle de 2×36 W en régime permanent, les deux canaux en service, ce qui était très étonnant pour l'époque. En effet, la transistorisation des amplificateurs intégrés n'eut pas pour conséquence immédiate une réduction de l'encombrement, mais plutôt une réduction du poids (suppression des transformateurs de sortie) et de la dissipation thermique (étages de puissance travaillant en classe B ou AB₂).

Conçu à une époque où le circuit imprimé n'était pas encore chose courante, sauf sur les petits récepteurs radio de poche d'origine japonaise, le Sherwood S-5000 II était un petit chef-d'œuvre de compacité et son montage devait faire appel à des câbleurs spécialisés. Très

vite, Sherwood s'était aperçu que la clientèle n'était ni sourde, ni sotte et que pour la satisfaire il était nécessaire de fournir des arguments de poids. Le premier était celui d'une forte puissance suivi d'une large bande passante et d'un faible taux de distorsion harmonique. Ces 2×36 W, impossibles à obtenir à partir d'un montage push-pull de tubes noval EL 84 ou de « super-EL 84 » du genre 7189 A, étaient extraits de tubes très récents à l'époque et lancés par Westinghouse, les 7591. De brochage octal, à peine plus gros et plus hauts que des doubles triodes 6SN7, ils offraient les avantages réunis d'un fort courant anodique, d'un faible encombrement (proche des 6V6) ainsi que d'une excellente sensibilité en modulation de grille d'attaque. Nous verrons plus loin que, grâce au positionnement incliné des tubes de puissance à l'arrière du châssis, Sherwood a pu réaliser ce petit tour de force de loger 2×36 W réels dans un châssis de 10 cm de hauteur. Bande passante ultra-large et faible taux de distorsion étaient également au rendez-vous puisque Sherwood garantissait près de 100 kHz de bande passante à 1 W, ce qui est déjà très bien, mais également de 10 Hz à 50 kHz à -1 dB près à 36 W, classant ainsi le S-5000 II parmi les meilleures réalisations mondiales.

Les quatre pentodes 7591 fonctionnaient sous une tension plaque de 445 V et une tension écran de 410 V. Capables d'une puissance modulée maximale de 45 W (par canal), les tubes de puissance devaient nécessiter de l'alimentation un courant dépassant 300 mA. Toutefois, le travail en classe AB₁ ne produisait qu'un échauffement modéré des tubes qui étaient de plus disposés à l'arrière du châssis pour une meilleure dissipation thermique. Un petit radiateur était d'autre part disposé au-dessus des tubes, limitant la dispersion de la cha-



Caractéristiques de bande passante et de distorsion à 1 W et à 36 W/canal du Sherwood S 5000 II. Les résultats étaient remarquables.

leur à l'intérieur du coffret. Sur ses électroniques, Sherwood s'est toujours imposé une règle d'or : le niveau de bruit résiduel, de ronflement devait rester imperceptible. Pour des questions d'encombrement et de coût de revient, il fallait donc trouver des astuces autres que celles des gros condensateurs de filtrage, des selfs en tête ou des alimentations sur châssis séparé. Sur le circuit (figure 1), simple mais bourré de petites astuces, on remarquera que les cathodes des tubes de puissance (montés avec polarisation fixe des grilles) ne sont pas reliées directement à la masse mais très bizarrement à une extrémité des enroulements de chauffage 6,3 V du transformateur d'alimentation.

Le montage push-pull se chargeait tout simplement d'éliminer le ronflement résiduel, le potentiomètre de réglage de 15 k Ω aidant à parfaire l'annulation de celui-ci. Sherwood avait donc tout étudié de près sur cet appareil sauf... les problèmes de dispersion des caractéristiques et de fiabilité des tubes 7591. Une surmodulation de l'étage de puissance pouvait entre autres bloquer les tubes, avec les conséquences que l'on connaît : rougissement rapide des plaques, perforation des cathodes, amorçage interne et destruction des tubes (et parfois de tout le circuit d'alimentation haute tension). Mais Sherwood préféra rester discret sur la question et proposa

un peu plus tard un nouveau S-5000 II (numéro de série supérieur à 533 000) qui fut cette fois équipé de tubes de puissance 7868 (figure 2), de brochage différent, de dimensions proches de celles des 7591 mais plus fiables. Grâce à Sherwood, ces deux tubes devinrent assez populaires à une époque où l'on tendait (comme aujourd'hui d'ailleurs) à utiliser principalement les KT 88, les 6L6, les KT 66 et les EL 34.

Des filtres étudiés

Le Sherwood S-5000 II comportait, en plus des traditionnels correcteurs de tonalité qui seront décrits plus loin, quatre types de filtres et de corrections. Le plus astucieux est le circuit dit « de présence », consistant à relever de +5 dB environ le registre médium (voir courbes). Cette correction était obtenue de manière active par introduction d'un réseau sélectif RC sur la boucle de contre-réaction (dont le taux était fixé à 16 dB, conduisant à un facteur d'amortissement de 5). Malgré ses nombreuses astuces, le circuit du S-5000 II est relativement simple. Il est composé au total de 7 étages dont 3 réservés à la section amplificatrice de puissance. Celle-ci est composée d'une double triode 12AX7/ECC 83 avec ses deux éléments reliés en couplage RC, le second étant monté en inverseur de phase cathodyne avec charges réparties de 47 k Ω

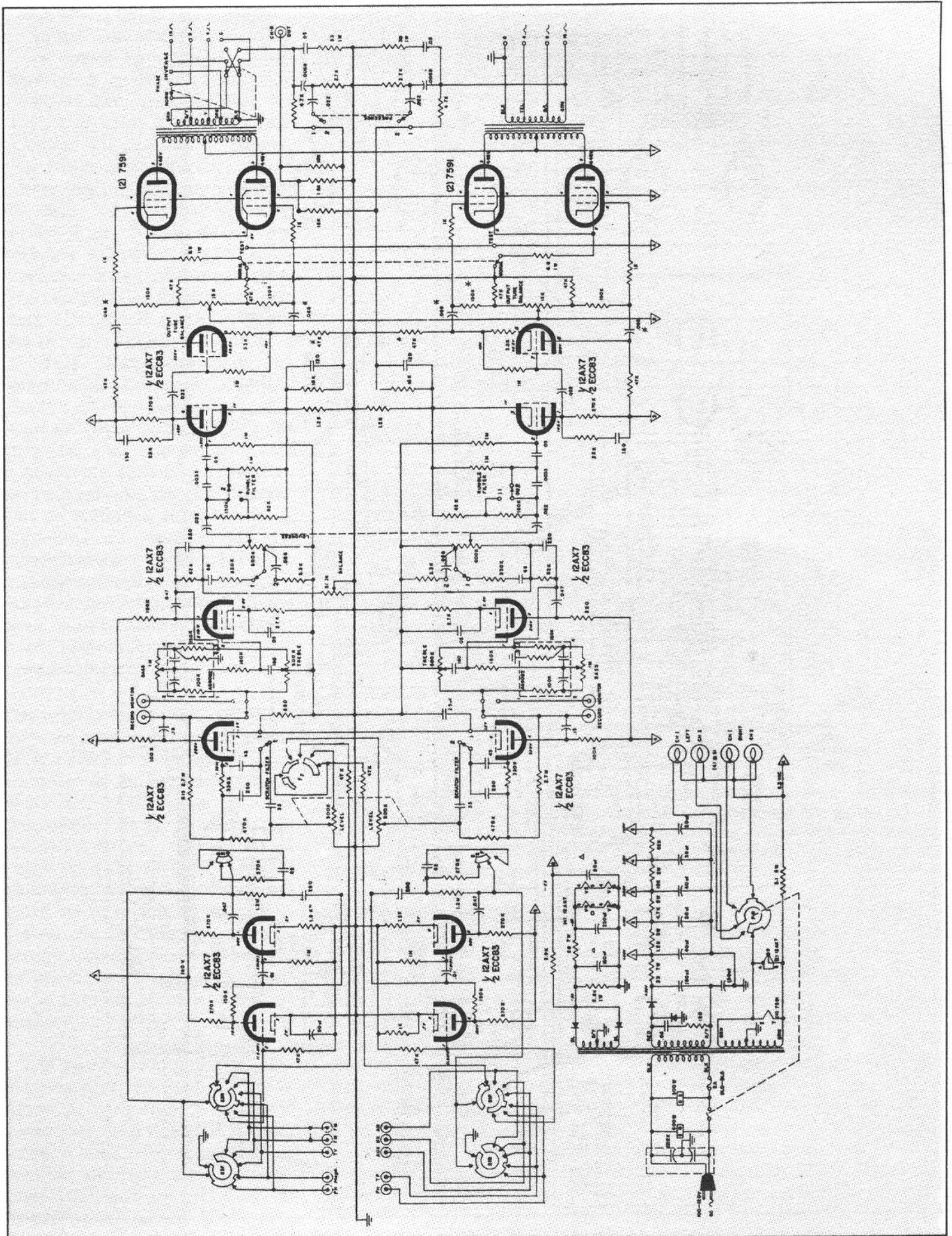


Fig. 1 : Schéma de la première série de l'amplificateur intégré Sherwood S 5000 II.

chacune. L'étage de puissance est immédiatement précédé d'un filtre passe-haut actif (anti-rumble) à pente d'atténuation 12 dB/octave dont la mise en service procure une action uniquement au dessous de 60 Hz. Ces filtres sont précédés d'une correction physiologique proche de celle de Fletcher-Munson. Grâce à un circuit de contre-réaction sélective, il permettait d'obtenir à bas niveau un relevé très sensible des fréquences graves (+ 24 dB à 20 Hz) ainsi qu'un relevé de l'aigu (+ 7 dB à 20 kHz). Les compensations intermédiaires étaient obtenues par le système traditionnel, toujours en vogue aujourd'hui mais vulgarisé par Sherwood et ses concurrents (Fisher en particulier) qui est celui des potentiomètres de volume à prise médiane. Signalons au passage que ces potentiomètres doubles faisaient presque toujours l'objet de commandes spéciales, leurs valeurs non standardisées interdisant leur remplacement par des potentiomètres traditionnels.

Ces valeurs étaient de $2 \times 600 \text{ k}\Omega$ pour les premières versions, puis de $2 \times 300 \text{ k}\Omega$ sur les versions équipées de tubes de puissance 7868. Les correcteurs de type Baxandall étaient d'une grande efficacité (relevé maximum de l'aigu de + 20 dB à 20 kHz). A mi-course, le relevé du registre grave ne se faisait sentir qu'au-dessous de 200 Hz, ce qui compensait une déficience éventuelle du grave sans pour autant gonfler et empâter le registre de bas-médium.

Les caractéristiques de ces corrections sont représentées sur la figure 3. Sherwood a pu ainsi démontrer qu'à l'aide de circuits simples mais ingénieux, il était possible de faire pratiquement aussi bien que ce que l'on ne croyait pouvoir obtenir qu'à l'aide de réseaux LRC (préamplificateur Quad 22 par exemple).

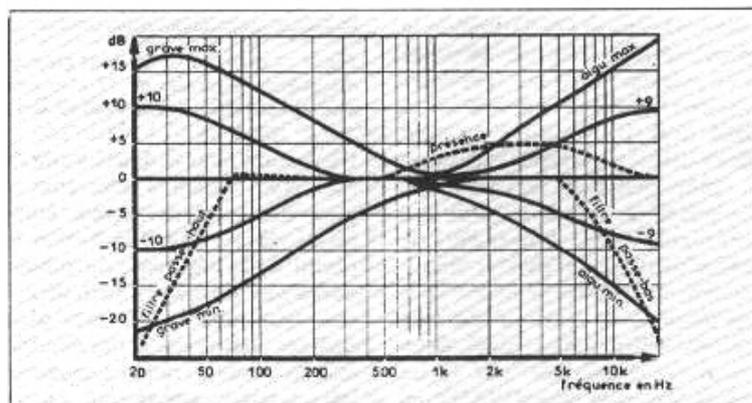
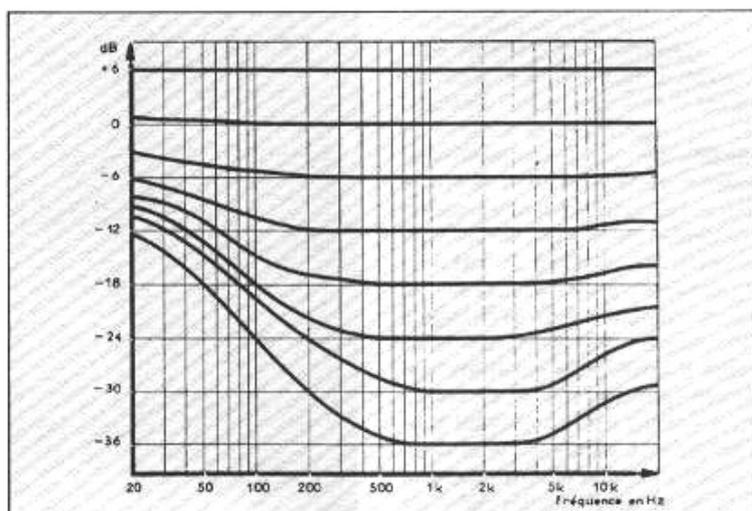


Fig. 3 : Caractéristiques des filtres passe-haut, passe-bas, des correcteurs de tonalité, de la fonction « présence » et de compensation physiologique. Ils sont particulièrement bien étudiés et font penser à des corrections obtenues par réseaux LRC alors qu'il ne s'agit que d'astucieuses combinaisons RC introduites dans des réseaux actifs et passifs.

Un étage phono classique

L'étage phono reprenait une formule classique avec la double triode 12AX7/ECC 83, montage en cascade, avec contre-réaction sélective assurant soit la correction de gravure selon la norme RIAA (Sherwood se contentait d'un seul type de correction, ce qui n'était pas le cas de quelques préamplificateurs de qualité de la même époque), soit la correction NAB pour bandes magnétiques. Le mode d'emploi qui accompagnait l'appareil préci-

sait que l'on pouvait obtenir pratiquement n'importe quel type de correction de gravure en jouant légèrement sur les correcteurs de tonalité. L'étage ligne reprenait le même tube 12AX7/ECC 83 avec, entre les deux éléments triodes chargés par des valeurs respectives de 100 et 150 k Ω (contre 270 k Ω pour l'étage phono) le correcteur de tonalité Baxandall. Pour « quelques dollars de plus », Sherwood avait équipé cet appareil de commandes de tonalités jumelées, mais en couplage mécanique à axes séparés, permettant éven-

tuellement d'assurer une correction différente selon la voie gauche ou droite (bouton pour un canal, curseur pour l'autre). L'étage ligne était précédé d'un filtre « anti-scratch » (pour disques usagés) à pente raide (filtre passe-bas actif entrant en action au-dessus de 5 kHz, avec atténuation de 22 dB à 20 kHz) et également d'un sélecteur de mode complété d'un affichage à 4 voyants. On disposait ainsi dans l'ordre de 5 positions soit stéréo (position normale), stéréo avec canaux inversés, signal gauche sur les 2 canaux, signal droit sur les 2 canaux et enfin signaux gauche et droit mis en parallèle sur les deux canaux (mono G, mono D, mono G + D). Selon la position de ce sélecteur de mode s'allumaient un ou plusieurs voyants (disposés à droite sur la face avant). Ajoutons au tout deux derniers gadgets, classiques à cet époque, celui de l'inversion de phase sur un canal (à ne pas confondre avec l'inverseur de phase absolue qui inverse simultanément et dans le même sens les deux voies) ainsi qu'une voie centrale (mélange des deux canaux) disponible sur prise Cinch (appelée aux USA et en Asie prise RCA, ce grand industriel l'ayant conçue à l'origine pour les entrées des têtes HF de tuners). On pouvait de la sorte combler ce fameux « trou central », dû le plus souvent soit à des enceintes trop écartées l'une de l'autre, soit à des disques stéréo abusant de l'effet dit de « ping-pong » en utilisant un amplificateur monaural séparé et une enceinte centrale.

Bien entendu, les enroulements secondaires des transformateurs de sortie autorisaient les branchements 4, 8 et 16 Ω (bornier à vis relié aux extrémités et aux prises médianes des enroulements). Du côté du transformateur d'alimentation, les versions export S-5000 II comportaient des enroulements primaires pour branchement 110 V ou 220 V.

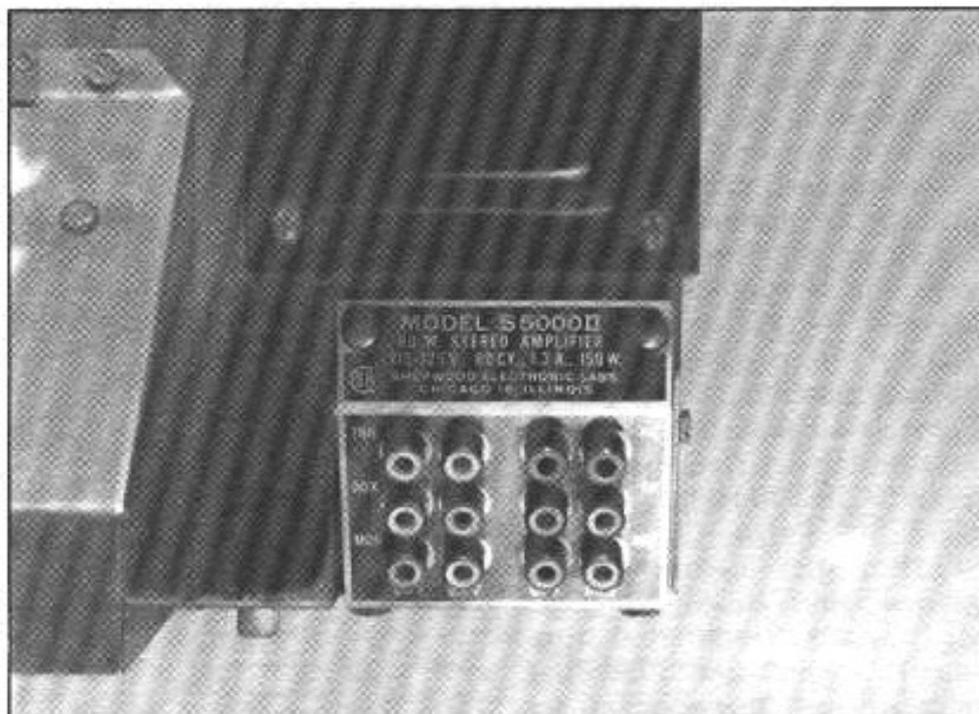


Fig. 4 : Les prises Cinch sont groupées sur une partie en plan incliné à l'arrière du châssis. Écartées de 11 mm seulement, elles ne peuvent plus accepter la plupart des prises Cinch mâles des câbles audio actuels.

La version pour le marché américain était, quant à elle, conçue pour des tensions secteur comprises entre 115 et 125 V. Sur la photo de la figure 4, on remarquera que les prises Cinch disposées sur une partie en plan incliné, à droite et à l'arrière du châssis étaient très peu espacées les unes par rapport aux autres (11 mm seulement), à tel point qu'aujourd'hui il n'est plus possible d'y placer les prises mâles des câbles audio de qualité (certaines d'entre elles ont un diamètre externe qui dépasse parfois 13 mm).

Une bande de cuivre ceinturait le bobinage du transformateur d'alimentation dans le sens orthogonal, formant un court-circuit magnétique partiel avec pour but une réduction du rayonnement par champ magnétique. Ce genre de précaution, de même que celui du chauffage en courant continu des filaments des deux premiers tubes 12AX7/ECC 83 ont contribué à rendre cet amplificateur intégré performant en termes de rapport signal/bruit. Sherwood annonçait par exemple un recul de

bruit de -100 dB sur entrées haut niveau, par rapport aux 36 W en sortie selon la pondération du standard américain. Ajoutons encore que les entrées phono MM étaient particulièrement sensibles, soit 1,8 mV à 1 kHz pour 20 W en sortie et que le rapport signal/bruit sur cette entrée atteignait malgré tout 60 dB, ce qui représentait une excellente performance pour un amplificateur intégré.

Quant au câblage, il était réalisé à l'ancienne, à l'aide de cosses-relais servant de supports pour la jonction des fils et des composants passifs. La sortie sur fils des transformateurs d'alimentation et de sortie éliminait un certain nombre de soudures et il est à noter que les liaisons au niveau des cosses-relais étaient effectuées pour la plupart selon la norme aviation : les fils étaient entourés une fois et demi autour des cosses puis serrés à la pince plate sur les cosses avant l'opération de soudure, ce qui garantissait de très bons contacts électriques. Ce que bien des utilisateurs n'ont pas apprécié dès qu'il s'agissait de remplacer un

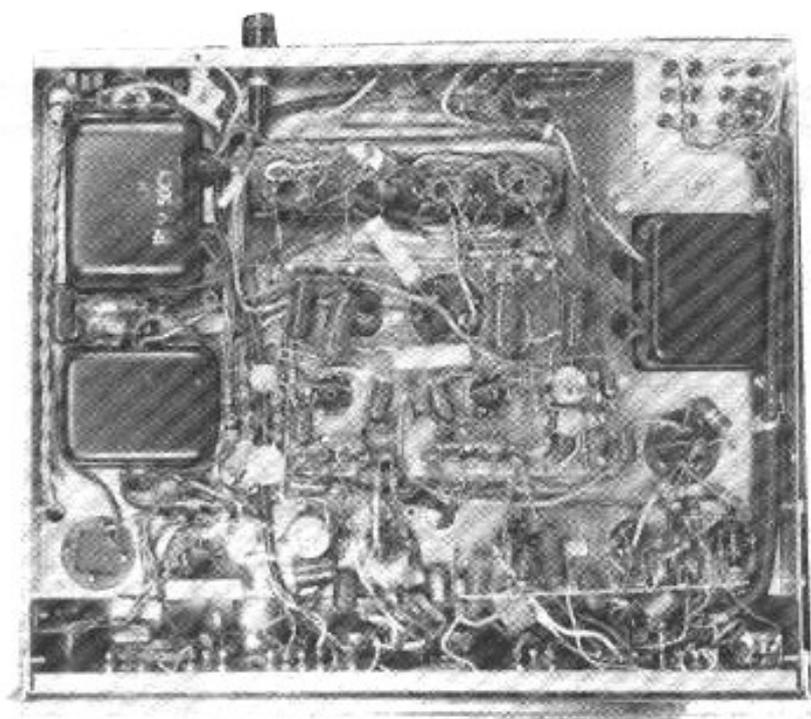


Fig. 5 : Aspect du câblage réalisé sans circuit imprimé, à l'aide de cosses-relais.

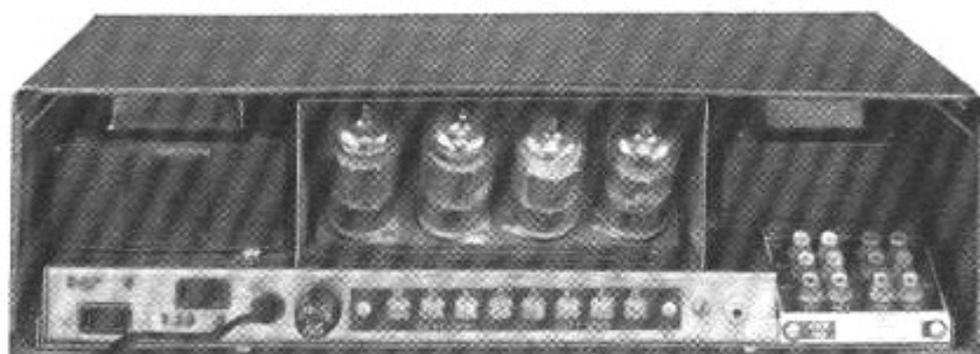
composant défectueux (utilisation d'une pompe à dessouder, éclaboussures de soudure lors de l'extraction des fils). La figure 5 montre l'aspect du câblage qui n'a rien de très esthétique et qui, tout en paraissant très serré l'est encore beaucoup moins que ceux des combinés amplis intégrés/tuners du même constructeur. Ils seraient aujourd'hui quasi-irréalisables en usine, en grande série, du moins s'il fallait tenir compte des longues heures de main-d'œuvre nécessaires au montage et à la vérification.

Sur les critères de définition, de musicalité, de réponse transitoire, la revue américaine Audio avait classé le S-5000 II en tête vis-à-vis des concurrents Fisher (X-202B), Eico (ST 70), Scott

(299 C), Pilot (248) et Bogen (AP-200). C'était aussi le mieux placé en prix en regard de sa puissance : environ 15 W de plus par canal (contre une puissance nominale moyenne de 2×20 W pour les concurrents) pour un prix de 199,50 dollars seulement (contre 250 dollars pour le X-202B de Fisher par exemple). Compte tenu de son excellente cote auprès du public et de la presse internationale, le S-5000 II s'est vendu à un bon prix en France (son distributeur à Paris à l'époque était la célèbre société Heugel et Cie).

Le modèle qui nous a été confié pour la réalisation de cet article (aimablement prêté par un collectionneur connu dont nous

ne citerons pas le nom mais qui se reconnaîtra certainement par son surnom de « petit blond ») a posé quelques petits problèmes de faux contacts et de tubes défectueux. Il a pu être remis très rapidement en état de marche, ce qui nous a permis de le tester. Il s'est remis à fonctionner parfaitement. Malgré des condensateurs électrochimiques qui devaient être sans doute desséchés, il n'a pas été constaté le moindre ronflement, y compris sur entrée phono, laquelle faisait seulement apparaître un léger souffle résiduel. Tous les auditeurs présents ont été surpris par des résultats d'écoute particulièrement bons, pour ne pas dire « vexants » si l'on devait les comparer avec ceux d'un certain nombre de maillons actuels (dont les performances de mesures sont nettement supérieures). Le Sherwood S 5000 II fait vivre la musique de façon intense. Les timbres, d'une grande beauté sont riches et très bien assis. Le lien mélodique, les résonances des acoustiques sont sublimes. Si l'on sait faire mieux aujourd'hui en matière de réponse transitoire ou de ciselé de l'aigu, le Sherwood lui, semble l'emporter de loin sur les critères de cohérence, de fidélité de transcription des œuvres de caractère romantique ou poétique. Les déchainements orchestraux n'ont produit, contrairement à ce que l'on craignait, aucune confusion avec, au contraire une sorte de superbe bouquet, une symphonie de couleurs harmoniques. Où est le progrès ? N'oublions surtout pas de dire que les amplificateurs intégrés conçus depuis dans tous les pays du monde et plus particulièrement au Japon n'ont fait que reprendre (pour la plupart d'entre eux), sous une forme plus perfectionnée, des bases qui ont été établies par les premiers gros industriels américains de la haute-fidélité tels que Sherwood Electronics Laboratories Chicago 18, Illinois, U.S.A.



Sherwood S 5000 II, vue arrière où l'on voit les tubes de puissance 7868 à brochage magnoval.

**Page non
disponible**

Accessoires

...ET TENDANCES



La rubrique « Accessoires et Tendances » de ce mois prend la forme d'un véritable mini-panorama autour d'un complément qui suscite un intérêt grandissant auprès d'une majorité d'utilisateurs du numérique :

entendez par là le convertisseur numérique/analogique indépendant.

C'est à dessein que l'on n'a pas employé le terme d'accessoire pour qualifier ce qui tend à devenir un véritable maillon de la chaîne haute fidélité dans l'acception audiophile du terme.

Car, comme le montrait le forum du n°6 de l'Audiophile nouvelle série autour du convertisseur Sony DAS-R1, la partie lectrice (mécanique et système de correction d'erreurs) et même le câble de liaison du lecteur vers le convertisseur ont une incidence non négligeable sur le résultat final. Pour un peu, on se croirait revenu aux temps bénis de l'analogique avec ses associations savantes de tables de lecture, bras et cellules de provenances diverses et variées. Et voilà que, grâce à la prolifération de ces nouvelles générations de convertisseurs, on va pouvoir expérimenter, comparer et s'enflammer pour un domaine qui ouvre des voies innombrables et inédites et qui tend toujours vers un seul but : faire progresser la transcription des plus petites informations inscrites sur le disque... laser.

Vincent Cousin

Présentation rapide des intervenants

Il y a encore un an, la réalisation d'un tel panorama eut été impossible ... faute de combattants. Pour être tout à fait honnête, nous aurions eu peut-être deux ou trois machines à notre disposition, insuffisamment en tout cas pour pouvoir parler d'un phénomène nouveau. Car nous voulions absolument rester dans les limites du raisonnable

au niveau du prix. Une limite ici fixée par le Wadia X-32 à un peu moins de 20 000 F public.

En descendant graduellement l'échelle des prix, nous avons trouvé cinq autres participants possibles, à savoir le très récent Madrigal Proceed MRC 403, le Deltec PDM One, le Teac D-500, l'Arcam Delta Black Box et pour finir le tout nouveau Microméga Duo BS proposé aux alentours de 4 000 F. La hiérarchie de l'écoute respecte peu ou prou

celle des prix, le Wadia caracolant en tête, talonné il est vrai par le Madrigal. Pour les quatre autres, il est plus difficile de se prononcer et le choix final sera autant affaire d'esthétique sonore que de compensation avec les autres éléments de la chaîne. Pour notre part, nous nous sommes fixés sur un lecteur Sony de dernière génération, le CDP-X77ES, une mécanique recommandée par Wadia et qui nous a servi de base de compa-



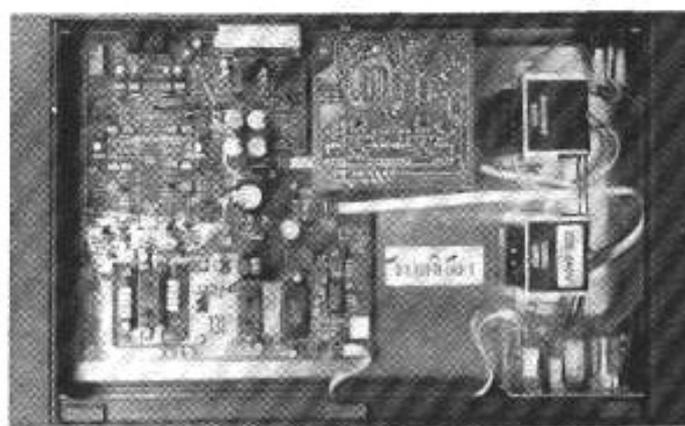
Arcam Delta Black Box.

raison en liaison avec un câble Accuphase spécialement étudié pour le numérique, là aussi toujours le même pour ne pas perturber notre jugement sur l'écoute de ces six appareils. Mais voyons point par point le comportement de chacun.

Arcam Delta Black Box

Championne de la modularité, la Black Box l'est par sa faculté à s'adapter à différents types d'environnements. En version standard, elle est prévue pour recevoir les signaux numériques d'un lecteur sous forme coaxiale. Dans sa version II, elle se double d'une carte supplémentaire assortie d'un connecteur optique. Ceux qui ont opté au départ pour la version standard et veulent faire évoluer leur Black Box vers l'optique, peuvent le faire par simple ajout de la carte idoine disponible en option : une opération plus rapide à effectuer qu'à expliquer.

La présentation de la Black Box est des plus réussies. Un beau coffret noir en acier à la ligne basse et réhaussé d'un élégant et discret sillon faisant le tour du boîtier. Devant, un minimum de commandes, un pou-



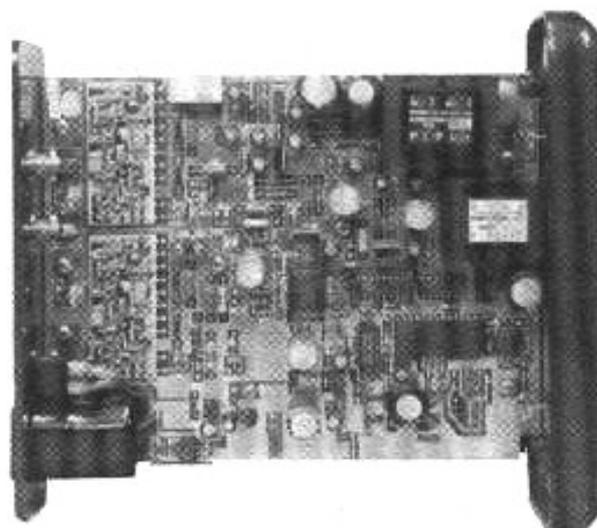
Arcam Delta Black Box en version II avec la carte optique (retournée).

soir de mise en marche et une clé permettant une inversion de la phase absolue, chaque bouton étant surmonté d'une diode indiquant son état avec changement de teinte pour celle concernant la phase. Derrière, le ou les connecteurs d'entrée (selon la version) et un double jeu de sorties aux sensibilités décalées : 0,8 V d'une part, 2,2 V d'autre part pour s'adapter sans problème à différents types de préamplis. On a pensé à tout, même à un inverseur de polarité affectant le signal numérique entrant.

necteurs, le convertisseur employé est le TDA 1541 A (double 16 bits) précédé d'un filtre numérique à suréchantillonnage quadruple. Autour de ces deux circuits intégrés empruntés à Philips, toute l'électronique numérique et audio est de conception Arcam, et l'on trouve même un circuit intégré aux couleurs de la marque. Pour les étages de sortie, il est fait appel exclusivement à des composants discrets pour l'obtention de performances sonores de premier plan.



Deltec PDM One.



Deltec PDM One : technologie Bitstream et composants de surface.

Et l'écoute ne déçoit absolument pas. Elle est faite de sonorités un peu rondes et chaudes, veloutées et mettant en valeur un registre bas-médium particulièrement charnu. Toute forme d'agressivité s'en trouve exclue et si la dynamique n'en est pas le critère numéro un, elle se distingue par contre par son bel équilibre et sa faculté à transcrire une image grandeur nature d'un réalisme parfois saisissant. Une électronique qui se distingue par son côté expressif et nuancé.

Deltec PDM One

D'aspect extérieur, c'est une petite boîte métallique de coloris gris anthracite aux arêtes et coins arrondis. Devant, un logo doré flanqué de deux petites diodes vertes, la première indiquant la mise sous tension, la seconde la détection de la porteuse 44,1 kHz. L'interrupteur de mise sous tension se trouve à l'arrière, à côté de la prise secteur au standard européen et au dessus d'une unique entrée pour le signal numérique sur une borne Cinch dorée. Plus loin deux prises identiques, cette fois pour la sortie des signaux audio droite et gauche. La simplicité même.

Le capot glisse après avoir ôté quatre vis. L'électronique assez complexe est organisée sur un unique circuit imprimé double face sur lequel deux petites cartes auxiliaires concernant l'audio sont rapportées. Comme le nom de l'appareil — PDM One — le laisse à penser, la technologie employée est du type 1 bit, en l'occurrence le Bitstream de Philips dont la fréquence d'horloge est de 256 fois la fréquence normale (= 11,289 MHz) et se caractérise par un niveau de bruit situé à -104 dB dans la bande audible. Le composant développé par Philips pour cette application est un circuit intégré à 44 pattes référencé SAA 7320 rassemblant en un même boîtier

un filtre numérique préliminaire dont la fréquence d'échantillonnage est quadruple, suivi d'un multiplicateur par 64 et d'un circuit de filtrage du bruit (Noise-Shaping), des convertisseurs PDM (Pulse Density Modulation) et de deux amplis Op par voie (pour la conversion courant-tension).

La réalisation est très soignée et met en œuvre des composants classiques à faible tolérance et des composants de surface, une technologie surtout utilisée en électronique industrielle (informatique, médical, etc). On a veillé à limiter au maximum les risques d'interférences entre le numérique et l'audio. C'est ainsi que l'on trouve des alimentations totalement indépendantes avec des transformateurs séparés pour ces deux sections.

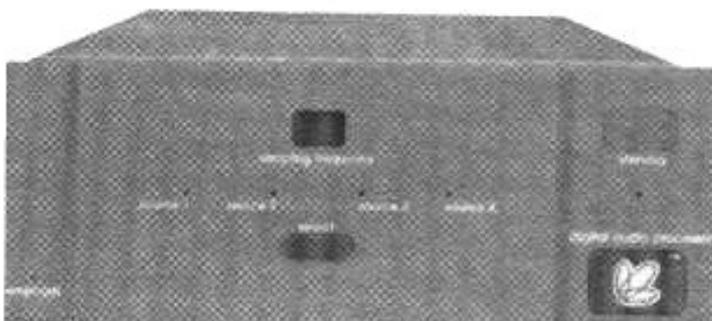
Le résultat en matière sonore est une tendance à une restitution assez fluide et émotionnellement riche. Le PDM One procure une sensation de corps impressionnante sur l'ensemble des messages retranscrits et restitue de nombreux détails d'ambiance produisant une image quasi cinémascope d'une rare profondeur. L'aigu com-

bine piqué, finesse et distinction, donnant beaucoup d'aération à la restitution sans jamais devenir ni trop brillant, ni trop persistant. C'est un appareil qui privilégie avant tout les notions de chaleur et d'émotion.

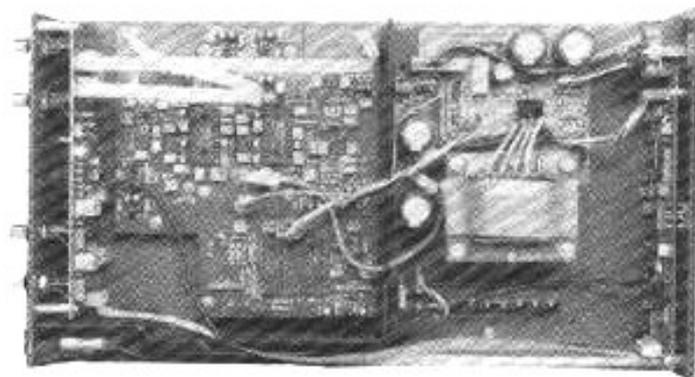
Madrigal Proceed MRC 403

Un convertisseur qui nous vient tout droit des Etats-Unis et qui se décline fonctionnellement et esthétiquement comme le lecteur Proceed MRC 300 dont il reprend le style et la présentation. Il s'agit par conséquent d'un boîtier lourd tout en profondeur peint en gris et simplement orné d'un logo sur la joue droite.

La face arrière en dit long sur les possibilités de ce convertisseur : quatre entrées pour les sources numériques dont une sur connecteur XLR et les trois autres sur embases Cinch dorées, un double jeu de sorties audio symétriques (XLR) et asymétriques (Cinch), et une dernière sortie cette fois numérique pour un enregistreur type DAT. Tout ceci se retrouve en façade, un tel éventail de possibilités



Madrigal Proceed MRC 403.



Madrigal Proceed MRC 403 : une réalisation de très grande classe.

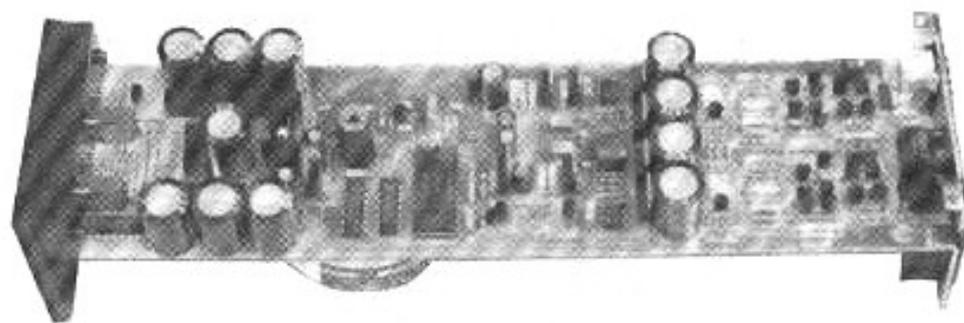
n'excluant pas une certaine sobriété dans le dessin et la disposition des commandes. Au centre, une touche « Select » agissant par l'intermédiaire d'une logique à relais avec une rangée de voyants indiquant la source écoutée et surmontée d'un afficheur indiquant la fréquence décodée (32, 44,1 ou 48 kHz). Sur la joue gauche, un voyant indiquant la présence d'une préaccentuation et sur celle de droite une touche « Standby » et son voyant de contrôle. Voilà pour le décor.

A l'intérieur, l'électronique se répartit en quatre cartes avec un blindage séparant celles de l'alimentation et des circuits numériques et audio. Les convertisseurs utilisés (un par canal) sont des modèles 18 bits Burr Brown référence PCM 58 P précédés d'un filtre numérique travaillant à 8 fois la fréquence d'échantillonnage de base. La réalisation est très soignée faisant appel à des composants de qualité avec un effort tout particulier au niveau du schéma d'implantation et des alimentations séparées pour le numérique et l'audio.

La musicalité est au rendez-vous et traduit bien les efforts consentis au niveau de la réalisation. La stabilité et la précision de l'image stéréo sont à citer en exemple et quand on passe du lecteur en direct au couple lecteur + convertisseur, des points primordiaux sont mis en exergue comme les notions de corps et de tenue dans le grave qui prennent alors une ampleur d'un réalisme saisissant. Mais là n'est pas la seule qualité de ce convertisseur qui apporte chaleur de restitution et fluidité à l'ensemble du spectre. Tout se passe en fait comme si l'on faisait nettement progresser les notions d'ouverture et de richesse harmonique au niveau des timbres. Aucune ombre au tableau pour ce convertisseur qui humanise le côté encore parfois un peu trop figé de la restitution numérique.



Microméga Duo BS.



Microméga Duo BS : devant, les circuits numériques en technologie Bitstream et derrière, les circuits audio en composants discrets.

Microméga Duo BS

Le premier prix des convertisseurs en éléments séparés est aussi français et conçu autour d'une technologie Bitstream prônée par le hollandais Philips. La présentation est sobre tout en étant raffinée et la finition générale n'a rien d'économique mais se montre au contraire sous les meilleurs auspices. La ligne est celle d'un tube assez profond de section carrée avec un évidement dans la face avant d'une épaisseur de 6 mm pour atteindre les commandes à touches souples. Celles-ci sont un sélecteur d'entrée coaxiale ou optique et un inverseur de phase avec un voyant à deux états (rouge ou vert), celui de phase servant aussi d'indicateur de détection de la fréquence pilote. Le Duo BS ne fonctionne qu'avec le 44,1 kHz. Le circuit à l'entrée n'est pas, comme dans la majorité des cas, du type PLL mais un circuit spécialement mis au point par Microméga diminuant les phénomènes de jitter, ce qui explique cette limitation volontaire au 44,1 kHz.

A l'arrière se trouve l'interrupteur de mise en marche au côté de la prise secteur au format européen et des connecteurs d'entrées et de sorties audio (des Cinch dorées).

Quelques vis permettent de faire glisser le circuit solidaire des faces arrière et avant. La conception est particulièrement soignée et se divise en deux blocs bien distincts avec leurs alimentations associées. Celles-ci étonnent d'ailleurs par leur large dimensionnement. Vers l'avant la partie numérique avec un démodulateur Philips et le convertisseur Bitstream au-dessous (il s'agit d'un circuit double face). C'est également à ce niveau que prend place sur une platine séparée le transformateur d'alimentation toroïdal aux enroulements secondaires indépendants pour le numérique et l'audio. Ce dernier se voit traité avec tous les égards : alimentations droite-gauche séparées, circuits à composants discrets (transistors faible bruit, résistances à couche métal 1%, etc).

L'écoute sanctionne très positivement cette application. Le

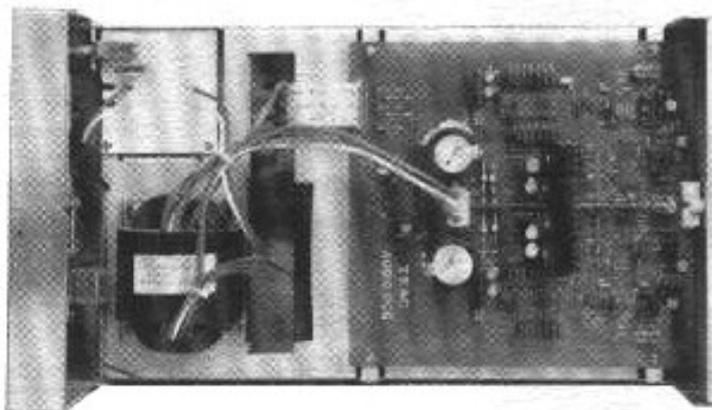
Bitstream est ici exploité de manière magistrale et démontre parfaitement l'étendue de ses qualités qui sont avant tout une faculté d'analyse hors pair, notamment pour tout ce qui concerne les petits signaux habituellement noyés dans l'ambiance. La partie numérique est superbement secondée par une section analogique qui joue la transparence et la finesse dans le haut du spectre. Mais le Duo BS sait aussi être percutant quand il le faut et passer des informations les plus subtiles aux attaques les plus vigoureuses en conservant toujours une remarquable sensation de limpidité sur tous les messages. Il faut signaler encore à l'actif de cet appareil son prix particulièrement bas.

Teac D-500

Ce convertisseur indépendant est à la base prévu pour fonctionner en compagnie du lecteur P-500 avec lequel il forme un ensemble esthétiquement et fonctionnellement cohérent pour un investissement encore très raisonnable (moins de 15 000 F). Nanti d'une finition superbe avec sa façade au coloris gold et son écran aux inscriptions ambrées, il se présente comme un appareil étroit et assez haut en même temps que profond. Ses atouts sont nombreux à commencer par les quatre entrées de signaux numériques complétées par une sortie vers un enregistreur DAT et la possibilité de

décoder les trois fréquences aux standards de 32, 44,1 et 48 kHz. Les commandes se réduisent à un sélecteur de source et une touche de mise en marche, la détection de la porteuse étant automatique et indiquée en clair sur l'afficheur central.

Le soin apporté à la finition extérieure est l'exact reflet de ce que l'on peut observer en ôtant le capot. Le large espace intérieur se répartit entre un robuste transformateur d'alimentation avec noyau en forme de « O » et une carte recevant l'ensemble des composants. Le schéma est apparemment simple mais parfaitement optimisé et la sophisti-



Teac D-500 : une implantation rigoureuse et des composants triés sur le volet.

cation du D-500 réside avant tout dans celle de ses composants. C'est ainsi que par voie, on trouve un double convertisseur Philips TDA 1541A en version « Crown », c'est-à-dire ce qui se fait de mieux (et de plus onéreux) dans le genre. La résolution sur chaque canal est ainsi portée à 18 bits. Tous les compo-

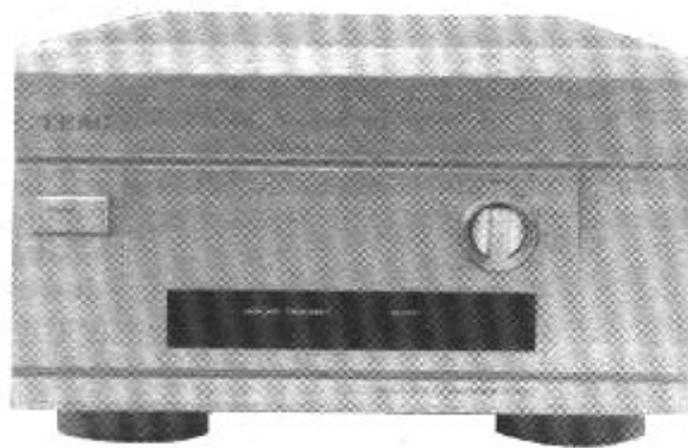
sants ont visiblement fait l'objet d'un choix rigoureux, depuis les capacités qui bordent les convertisseurs jusqu'aux diodes d'alimentation sans pics de commutation.

Et cela influe bien sûr directement sur l'écoute dont la qualité ne peut être discutée. Les principales tendances en sont un médium très fouillé amenant intelligibilité et richesse harmonique notamment sur les voix qui se détachent sans effet de projection désagréable au milieu des instruments. A cela s'ajoute le côté très charpenté du registre bas-médium assorti d'un grave vigoureux et fort bien tenu qui

ne « bave » pas et reste toujours bien en place. Le tout concourt à un restitution analytique en même temps que bien distribuée dans l'espace qui dynamise le message inscrit sur le disque et en donne une représentation lumineuse et pleine de vie.

Wadia X-32

L'aspect extérieur est celui d'un boîtier allongé et plat uniformément noir et résolument « pro » en apparence. Trois micro-touches carrées et leurs voyants associés permettent de contrôler les principales fonctions de l'appareil : mise en standby et choix de la fréquence décodée (44,1 et 48 kHz uniquement), inversion de la phase absolue et choix d'une entrée parmi les trois disponibles (deux coaxiales 75 Ω sur connecteurs BNC et une optique). Suivent



Teac D-500.

PARIS

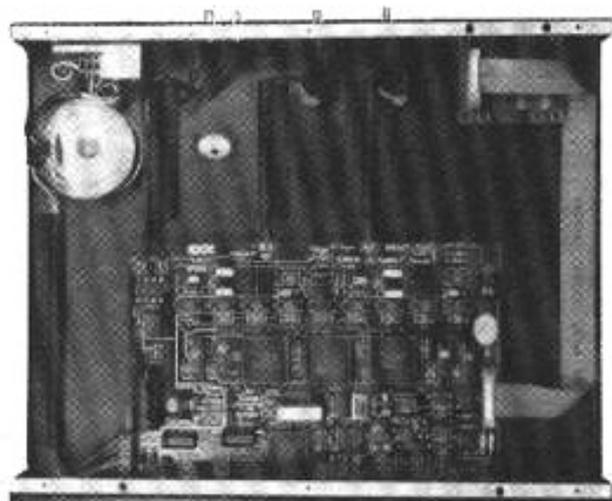
ALAIN CHOUKROUN 113, rue de Camborne 75015.
47.34.35.58
AUDIO 7, rue de l'Épée de Bois 75005. 43.31.27.47
AUDIO SYNTHÈSE 124, rue du Cherche-Midi 75006.
45.44.55.34
AUDIO CLASS'A 118, bd Richard Lenoir 75011.
43.55.47.78
C.T.A. 1, place Adolphe Chéroux 75015. 45.30.05.73
LYRIQUE 8, passage de la Vierge 75007. 47.06.15.46
PAN 178, bd St Germain 75006. 45.44.43.95
PRÉSENCE AUDIO CONSEIL 51, rue St Louis-en-Île
75004. 43.26.38.38
PRÉSENCE RIVE GAUCHE 7, avenue du Maine 75015.
45.46.49.89
VOLUMES 26, rue de Constantinople 75008. 45.22.31.00
VIRGIN 52-60, avenue des Champs-Élysées 75008.
40.74.06.48

PROVINCE

03 Cussat VICHY MARTY 119, avenue Gilbert Roux.
70.98.87.75
06 Nice PAVILLON MUSICAL 1, rue Albert. 93.80.12.05
06 Nice HI-FI DIFFUSION 19, rue Tonduti de l'Escalère.
93.80.50.50
13 Marseille L'INSTANT MUSICAL 22, cours Lieutaud.
91.33.16.75
14 Caen ART SONIQUE 15, place Saint-Sauveur.
31.86.59.16
16 Angoulême TERRADE 22 bis, rue de Pengueux.
45.96.90.99
21 Dijon VIDEO 21 17, rue de la Poate. 80.30.54.32
25 Besançon AUDIO FIDELITE 6, rue des Chalets.
81.88.09.11
26 Valence ALAIN CHOUKROUN 1, place du Temple.
75.55.16.22
26 Valence FRANÇOIS VINCENT 28, rue Favennès.
75.55.30.05
26 Romans CHIRON FRÈRES 11, rue Jacquemart.
75.02.24.20
29 Brest ALLAIN ELECTRONIQUE 9, rue Jean Jaurès.
98.44.15.71
30 Nîmes AMPL HI-FI 8, avenue Carnot. 66.67.61.43
31 St-Jory Toulouse Nord ACCORD 2, chemin de la
Rivière. 61.35.57.33
31 Toulouse AUDITORIUM 26 41, rue de Metz. 61.53.03.84
33 Bordeaux Caudéran LESCLURE 301, rue d'Arès.
56.02.01.02
33 Bordeaux CLUB HI-FI 19, cours Pasteur (face Musée
Aquitaine) 56.45.06.70
34 Montpellier AMPL HI-FI 6, rue Clos René. 67.92.41.07
35 Rennes HI-FI 35 17, place du Champs-Jacquet.
90.79.26.18
36 Poinçonnet Ets GRWOT Forum du Poinçonnet.
54.34.83.49
37 Tours AMPLITUDE 84, rue du Commerce. 47.64.78.62
38 Grenoble HI-FI VALDAINE 2, rue de Genissieu
76.46.26.86
39 Dôle HI-FI MUSY 18, Grande Rue. 84.72.18.44
44 Nantes L'AUDITORIUM 22, rue Jean Jaurès.
40.20.53.09
45 Orléans K.7 O MANIE 259, rue de Bourgogne.
38.81.02.80
45 Gen JOYEUX 23, rue Gambetta. 38.67.04.12
49 Saumur HI-FI REFERENCE 25, rue de la Tonnelie
41.38.22.08
51 Reims GRUBER 23, rue Pasteur. 26.85.31.76
56 Vannes ROBERT ET CHAUVIN Rue Th. Renaudot ZAC
de Kenann. 97.40.86.95
59 Lille SONOR VIDEO SON 15, place des Reignaux.
20.06.20.08
59 Lille HI-FI MADONES 134, bd de la Liberté. 20.66.14.70
59 Cambrai HI-FI MADONES 6, place Fendou. 27.83.89.40
63 Clermont-Ferrand CONTREPOINT 3, place de la Treille.
73.90.25.02
64 Pau FOCUS 12, avenue du 18^e R.I. 59.27.30.36
64 Bayonne L'ART MUSICAL 19-21, rue Lomand.
59.25.74.17
66 Perpignan L.T.C. 22, bd Clemenceau. 66.35.11.11
67 Strasbourg MUSIQUE ET TECHNIQUE 3, avenue de la
Division Leclerc. 88.32.52.22
67 Strasbourg STUDIO SESAM 46, Fosse des Tanneurs.
88.32.88.13
67 Strasbourg L'ATELIER ESOTERIQUE 3, rue de la
Course. 88.23.57.85
67 Metz L'ATELIER ESOTERIC AUDIO VISUEL 1, rue du
Château. 88.38.87.56
68 Mulhouse AUDIO TOP 14, rue du Maréchal Joffre.
89.66.12.89
69 Lyon L'EMOTION MUSICALE 6, rue Gasparin.
78.42.32.62
74 Annemasse EHRER HI-FI 4, rue du Parc. 50.38.05.79
76 Rouen COURTIN BOUTIQUE 80, rue de la Vicomte.
35.15.11.22
81 Albi SON ET VISION 18, rue Georges Pompidou.
83.54.14.19
83 Toulon SON ET TECHNIQUE 6, place Puget.
94.92.60.54
86 Poitiers THEVENET place du Palais. 49.41.10.43
89 Auxerre AUDITORIUM 10, 12, rue du Temple.
86.52.88.55
90 Belfort JEFFERSON DISTRIBUTION 33a, rue de la
Fraternité. 84.28.67.40



Wadia X-32 : un ordinateur entièrement dédié à l'audio.



Wadia X-32.

deux sorties pour les signaux analogiques droite et gauche sur embases Cinch dorées. Une présentation sobre et extrêmement soignée bien que peut-être un peu austère.

Car le Wadia prétend séduire avant tout par la technologie qu'il renferme. Et il faut reconnaître qu'il n'y a vraiment pas là de quoi être déçu. Il va sans dire qu'avec un tel nom, le « petit » X-32 ne pouvait qu'étonner le technicien habitué aux solutions plus « classiques ». La structure des circuits du X-32 apparaît de ce fait complètement déroutante et la seule référence qui vienne à l'esprit pour en parler est le... Wadia 2000, Muses d'or de L'Audiophile n°6 nouvelle série. C'est-à-dire non plus un simple filtre numérique et des convertisseurs Philips ou Burr Brown, mais un ensemble de calculateurs très rapides et une parenté indiscutable avec un ordinateur informatique. Le X-32, c'est le 2000 avec quelques concessions. Quant à la réalisation de la carte maîtresse sur laquelle prend place la majeure partie des cir-

cuits, elle est irréprochable et encore une fois totalement en dehors des normes habituelles en HiFi. Il faudrait plutôt ouvrir un ordinateur pour en retrouver la trace.

Et l'écoute ? Elle ne déçoit absolument pas et parvient même à convaincre au-delà de toutes les espérances. Non seulement les moindres détails sont transmis avec une acuité renversante, mais encore la transcription est-elle superbement assise et servie par une sensation d'ouverture et de corps qui en fait la rareté en même temps que le prix. Avec le X-32, on réalise vraiment un bond en matière de définition sans parler de l'image, spacieuse et en profondeur, et du terme réverbération qui prend ici tout son sens. Pour parodier un message publicitaire bien connu, on a envie de dire que le X-32, « c'est du béton », tellement les sons ont une matière, une densité et une richesse harmonique qui donnent à la reproduction une incomparable sensation de volupté. A noter que le couplage avec le lecteur Sony est vraiment une réussite.

**Page non
disponible**

**Page non
disponible**

**Page non
disponible**

**Page non
disponible**

CONVERTISSEURS C.D. sur la base Yamaha DSP YM 3805 + CNA YM 3020

Afchine A. Nasserian

D

ans une chaîne de haute-fidélité, le maillon le plus important est sans doute la source sonore. Plus la chaîne est fidèle, plus elle reproduira, sans concession et avec précision, le contenu original de la source.

Dans l'état actuel du marché de la haute-fidélité, la paire « drive/convertisseur » Teac/Wadia constitue incontestablement l'une des meilleures sinon la meilleure source, dont on puisse disposer. Mais à quel prix (combien d'entre nous n'en ont pas rêvé) !

Cet article est le premier d'une série de trois consacré aux sources numériques. Il traitera des trois étapes d'une démarche de type « audiophile » entreprise pour la quête d'une source numérique subjectivement performante et surtout « accessible ».

Le premier présentera une base de lecteur CD très répandue ayant une section numérique très performante. A la suite de cette présentation, deux améliorations destinées à « booster » les performances subjectives, déjà très valables de cette base, seront proposées.

Le second traitera de la réalisation de deux décodeurs CD, simples et performants, utilisant les chips Sony CXD 2550 et CXD 1088. En effet, le chip 1088 a été choisi car sa section de filtrage numérique offre des paramètres sélectifs (pentes et fréquences de coupures).

Concernant le chip 2550, le choix est basé sur ses performances subjectives certainement liées à la relative simplicité de son filtre numérique. (Le filtre « length » dans le cas du 2550 est de 57 comparé à 120 pour le chip Philips SAA 7220, 183 pour le chip Sony CXD 1088, 213 pour le CXD 1244, 173 et plus de 300 pour d'autres chips de chez Yamaha).

Enfin, le troisième et dernier article sera consacré à la réalisation d'un lecteur CD ayant pour base mécanique la nouvelle base « Teac » et pour le traitement des informations le chip Yamaha YM 3815. Un chip très performant vis-à-vis du problème de « jitter », sa section de suréchantillonnage utilisant un filtre numérique optimisé dans le domaine temporel.

Introduction

Si on admet que l'extrême musicalité du décodeur Wadia est en grande partie due à son comportement remarquable vis-à-vis des signaux transitoires (réponse impulsionnelle, réponse aux signaux carrés), on pourra espérer que d'autres lecteurs, ayant un comportement proche voire semblable sur signaux transitoires, peuvent se rapprocher des performances musicales du Wadia. Cet article, dans un premier temps, est consacré à la comparaison et l'analyse très sommaire du comportement transitoire de quelques lecteurs CD, représentatifs des différentes vagues du marché. Evidemment, ces performances sont celles de leur section de traitement de signal numérique dit « digital signal processing » et de la section analogique. Dans un second temps, un des meilleurs d'entre eux sera présenté accompagné de son circuit de conversion digital-analogique (DAC). Cette présentation sera complétée par les étages périphériques du DAC et les étages « post-conversion ». Et à cette occasion, deux séries d'améliorations visant l'étage DAC et les étages « post-conversion » seront proposées.

Le suréchantillonnage et le filtrage numérique

Rappelons sommairement que l'opération du suréchantillonnage consiste à créer des échantillons fictifs entre deux échantillons consécutifs issus des informations contenues sur le disque.

Etant donné qu'il existe une infinité de chemins reliant les deux échantillons E_t et $E_{t+\Delta t}$, il est nécessaire de définir un trajet optimal qui reliera E_t à $E_{t+\Delta t}$. Une fois ce trajet défini, l'échantillon intermédiaire ou le « suréchantillon » sera le point situé à mi-chemin entre E_t et $E_{t+\Delta t}$.

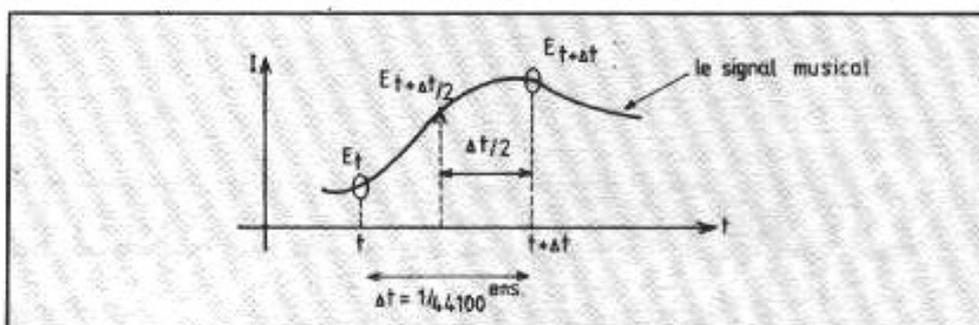


Fig. 1a : Principe de l'opération de suréchantillonnage. E_t , $E_{t+\Delta t}$ représentent les échantillons contenus sur le disque, $E_{t+\Delta t/2}$ l'échantillon fictif créé par le filtre numérique.

C'est justement dans le choix de ce trajet optimal, qui doit être le plus proche possible du signal original, que les différences existent. Le choix de ce trajet est propre au circuit de suréchantillonnage ou de « filtrage numérique » mis en œuvre dans chaque lecteur CD. Ce qui expliquerait, en partie, la différence de musicalité existant entre les divers appareils.

Ce trajet est caractérisé par une fonction polynomiale. Dans la quasi-majorité des cas, cette fonction polynomiale correspond à la fonction de transfert d'un filtre à pente quasi-infinie. Les filtres à pente raide sont connus par les audiophiles depuis très longtemps pour leur influence très pernicieuse sur la qualité du son (son dur et manquant d'air et d'espace). Leur principal inconvénient est en outre le déphasage temporel qu'ils imposent aux diverses composantes d'un signal. De par leurs actions, la cohésion et les relations temporelles existant entre les diverses composantes d'un signal musical, sont profondément perturbées.

Musicalement parlant, cela se traduit par des timbres faussés et incohérents, des attaques flottantes et une image instable, voire inexistante.

Bien sûr, il est possible en théorie et au moyen de circuits correcteurs de « restaurer » plus ou moins la phase du signal.

La figure 1 donne le déphasage dans la bande audio provo-

DEPHASAGE D'UN FILTRE « ANTIALIASING »	
Fréquence Hz	Déphasage μs
0	0
2,2 k	0
4,4 k	0
6,6 k	0,8
8,8 k	2,2
11 k	4,4
13,2 k	6,6
15,4 k	11,6
17,6 k	17,4
19,8 k	28,3
22 k	28,3

CORRECTION DU 1 ^{er} ORDRE	
Fréquence Hz	Déphasage μs
0	0
2,2 k	-0,7
4,4 k	-3,6
6,6 k	-7,3
8,8 k	-9,4
11 k	-10,1
13,2 k	-10,9
15,4 k	-8
17,6 k	-3,6
19,8 k	5,8
22 k	5

CORRECTION DU 3 ^e ORDRE	
Fréquence Hz	Déphasage μs
0	0
2,2 k	0
4,4 k	-1,4
6,6 k	-1,4
8,8 k	-2,2
11 k	0
13,2 k	0,7
15,4 k	2,2
17,6 k	2,9
19,8 k	8,7
22 k	5,1

Fig. 1b : Déphasage dans la bande audio provoqué par un filtre « antialiasing » et corrections apportées par un filtre du 1^{er} et du 3^e ordre.

qué par l'action d'un filtre « auto-aliasing » utilisé lors de l'opération d'échantillonnage et de quantification.

Rappelons que ce filtre a pour but d'éviter les erreurs de quantification au cas où le signal à échantillonner contiendrait des fréquences supérieures à la moitié de la fréquence d'échantillonnage.

La figure 2 donne le schéma d'un circuit destiné à corriger les erreurs de phase induites par le filtre « antialiasing ».

La figure 1 regroupe également ces déphasages après correction. On constate qu'il est possible de rétablir partiellement la phase du signal mais au prix d'une introduction d'étages supplémentaires ayant également leurs propres déficiences et signatures sur le trajet du signal. Mais je ne suis pas sûr que l'action de ces circuits soit totalement bénéfique.

D'où la nécessité d'éviter tout filtrage du signal musical même lors de l'opération du « suréchantillonnage ». Ce qui se traduit par le choix des circuits mettant en œuvre des fonctions polynomiales qui s'éloigneraient des fonctions de transfert des filtres d'ordre élevé.

La réponse impulsionnelle et le filtrage numérique

En se référant aux caractéristiques données dans les catalogues de divers constructeurs de lecteurs CD, on a l'impression que tous les lecteurs du marché ont les mêmes performances. Mais les audiophiles et tous les amateurs avertis ont déjà constaté des différences subjectives que les mesures courantes ne peuvent mettre en évidence. Une approche différente de celle des mesures traditionnelles de distorsions harmoniques ou d'intermodulation, de bande passante, etc., est la réponse impulsionnelle. Cette

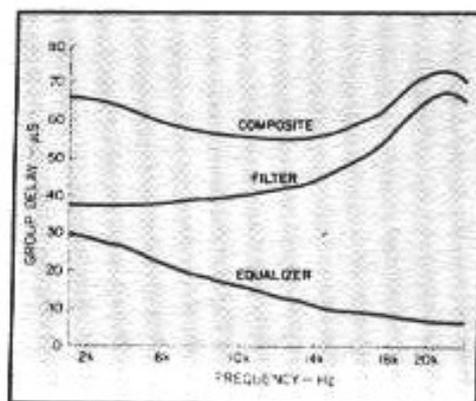


Fig. 1c : Représentation du déphasage apporté par un filtre « antialiasing » (courbe centrale) et sa compensation (courbe du haut) par une correction du 1^{er} ordre (courbe du bas).

dernière permet d'avoir une idée du comportement dynamique des circuits de traitement de signal et non seulement de leur comportement quasi-statique ou périodique. La figure 3 regroupe la réponse impulsionnelle et sur signaux carrés de quelques lecteurs et décodeurs. Les différences sont flagrantes.

Cette réponse est intéressante sur deux points : elle permet de cerner les comportements et les contributions propres de chacune des sections numériques et analogiques.

En effet, si on partage le signal impulsionnel en deux parties, on peut considérer que la partie pré-signal reflète « presque » le comportement de la partie numérique alors que la partie post-signal reflète le comportement conjugué des sections numériques et analogiques.

La présence d'ondulations dans la partie « pré-signal » appelées « pré-échos » confirme la présence d'un filtrage numérique (qui va de pair avec l'opération du suréchantillonnage ou « oversampling »).

Plus le pré-écho est important (nombre et amplitude des oscillations avant l'établissement du signal), plus le filtrage numérique mis en œuvre est énergique. Un filtre d'ordre élevé se traduit par une pente de filtrage très

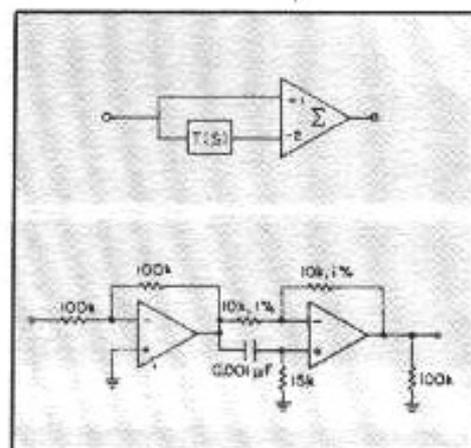


Fig. 2 : Circuit de correction du 1^{er} ordre destiné à corriger les erreurs de phase induites par le filtre « antialiasing ».

raide, d'un déphasage débutant en général à des fréquences bien avant la fréquence de coupure et devenant très importants à celle-ci. Bref, l'anti-musical !

La présence d'ondulations dans la partie post-signal appelées « post-écho » témoigne de l'action conjuguée du filtrage numérique et analogique (filtrage analogique qui a pour tâche de débarrasser le signal de son bruit de quantification). Si les parties pré-échos et post-échos sont totalement symétriques, on pourrait déduire que le circuit inclut un filtrage analogique non réactif optimisé dans le domaine temporel (et donc n'introduisant pas de déphasage conséquent aux fréquences élevées).

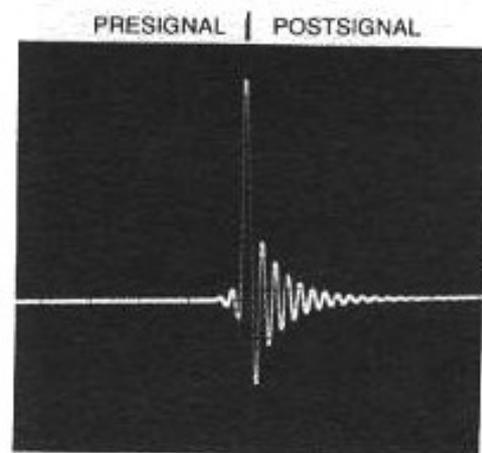
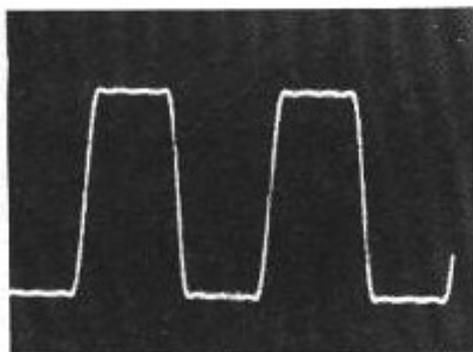
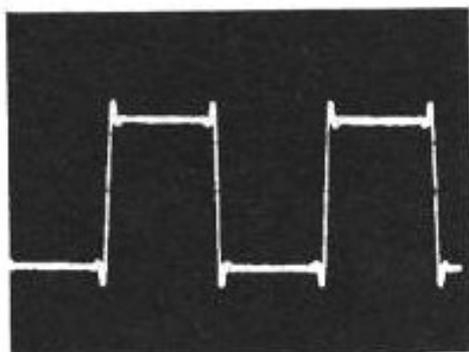
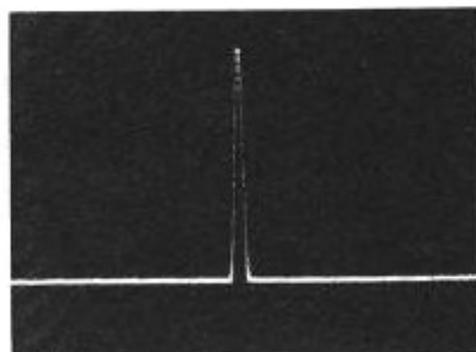


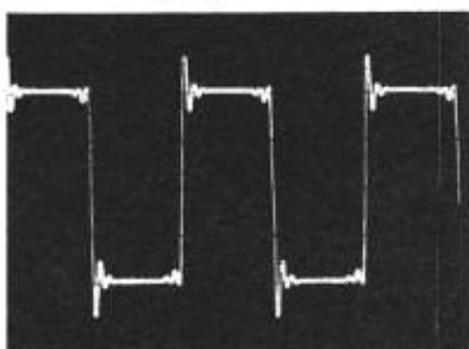
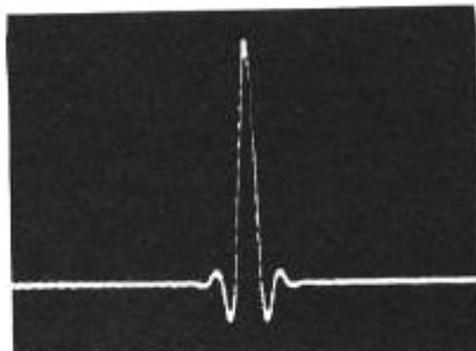
Fig. 3a : « Pré-signal » et « post-signal » de la réponse impulsionnelle d'un lecteur CD.



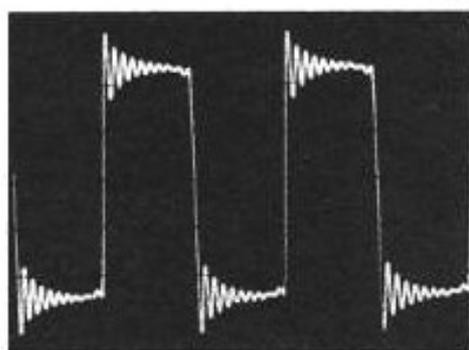
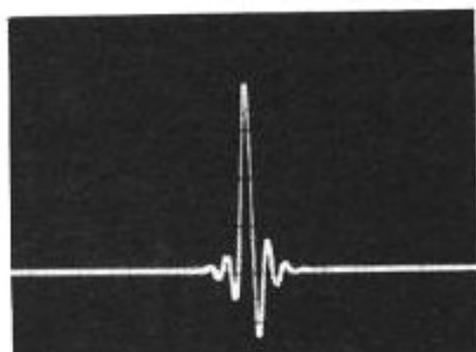
Lecteur 1



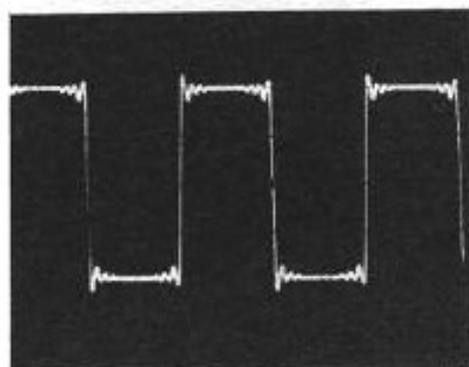
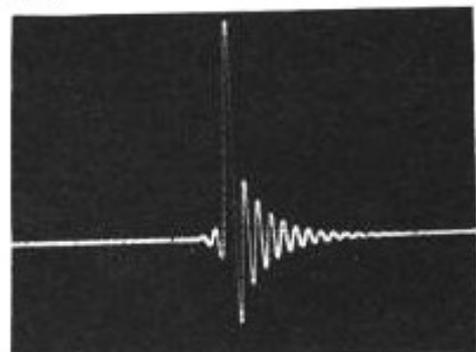
Lecteur 2



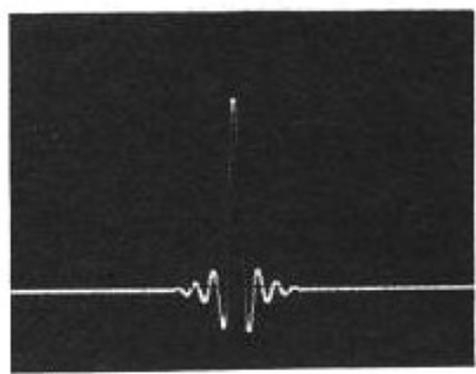
Lecteur 3



Lecteur 4



Lecteur 5



Dans le cas de non-symétrie, la différence nous rendra compte de la nature et du comportement transitoire du filtre analogique utilisé.

Concernant le lecteur 4, au vu de la partie pré-écho de sa réponse impulsionnelle (suroscillation très réduite et de faible amplitude), on peut supposer que le filtrage numérique mis en œuvre est relativement doux. Par contre, l'importance de son post-écho par rapport à son pré-écho confirme la présence d'un filtrage analogique réactif (réseau LC) induisant des perturbations de phase conséquentes.

Comparativement, le lecteur 3 a un pré-écho tout à fait comparable, voire identique au lecteur 4 mais un post-écho très différent. Le post-écho, dans ce cas, est très proche du pré-écho avec cependant une légère dissymétrie. Celle-ci étant due au filtrage analogique mis en œuvre, non réactif et relativement optimisé dans le domaine temporel.

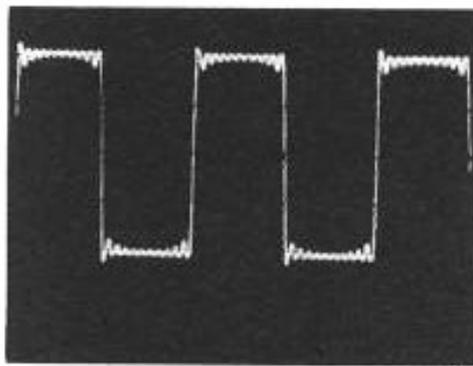
Pour terminer ce paragraphe, nous pouvons constater que le comportement des lecteurs 3 et 4 sur signaux transitoires est proche de celui du Wadia. Cette constatation étant basée sur l'analyse et la comparaison des parties pré-échos de leur réponse impulsionnelle respective (voir fig. 4).

Cette affirmation est d'autant plus confortée qu'il s'agissait de deux lecteurs très plébiscités pour leurs qualités subjectives.

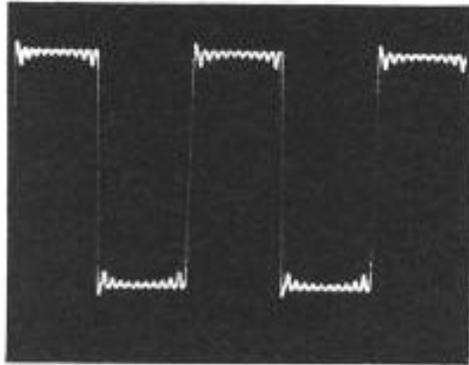
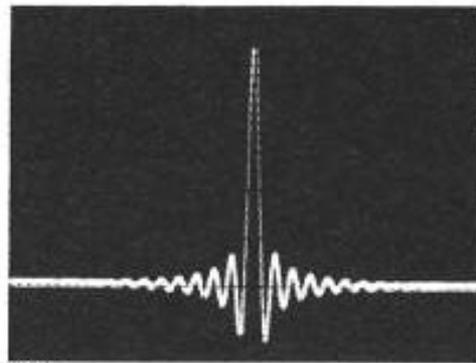
En approfondissant les investigations, il a été remarqué que ces appareils utilisent le même circuit « DSP » (Digital Signal Processing) de chez Yamaha, le YM 3805 avec toutefois des différences au niveau de leur DAC et de leur filtrage analogique.

Le « DSP » YM 3805

Bien que destiné aux appareils de « bas de gamme », ce LSI de Yamaha est un circuit extrêmement performant. Cette perfor-



Lecteur 6



Lecteur 7

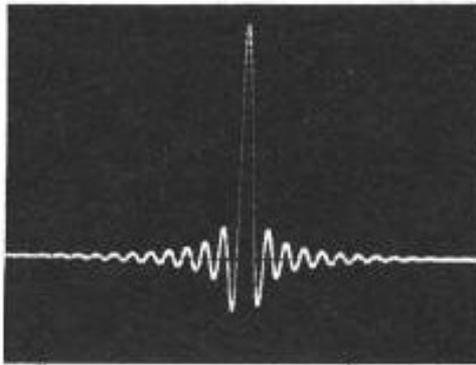


Fig. 3b : Réponse sur signal carré et sur impulsion de divers étages convertisseurs.

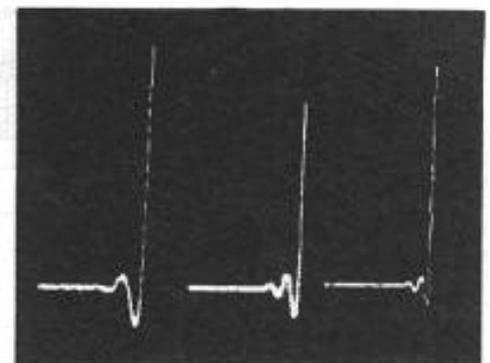


Fig. 4 : Comparaison du « pré-signal », Wadia/lecteur 3/lecteur 4.

manance est due à son type de configuration interne (cf. fig. 6).

De conception monochip, il intègre toutes les fonctions de traitement du signal succédant à l'étage ampli RF : décodage et démodulation EFM, formatage, correction d'erreurs et suréchantillonnage. De plus, tous les circuits de commande d'asservissement de focus, tracking et de rotation du disque sont inclus dans le chip. Le YM 3805 ne requiert qu'une horloge centrale unique et la fréquence du battement libre de son circuit « PLL » est un multiple entier de cette fréquence d'horloge, ce qui réduit tout risque de battement d'horloge au sein du circuit. Bref, il comporte les meilleures dispositions qu'on puisse prendre contre le « jitter ».

Un autre atout de ce circuit est sa section de filtrage numérique utilisé pour le suréchantillonnage. Comme évoqué dans le paragraphe précédent, sa réponse impulsionnelle est un modèle du genre.

Par contre, un point discutable de ce circuit peut paraître sa fréquence d'échantillonnage. De type « double time oversampling », cette fréquence est de 88,2 kHz ; peu élevée comparée à la mode actuelle des suréchantillonnages « octuples » à 358 kHz. Il est vrai que le bruit d'échantillonnage diminue avec le suréchantillonnage quadruple et octuple mais ceux-ci comportent leurs inconvénients. Ils font travailler les convertisseurs

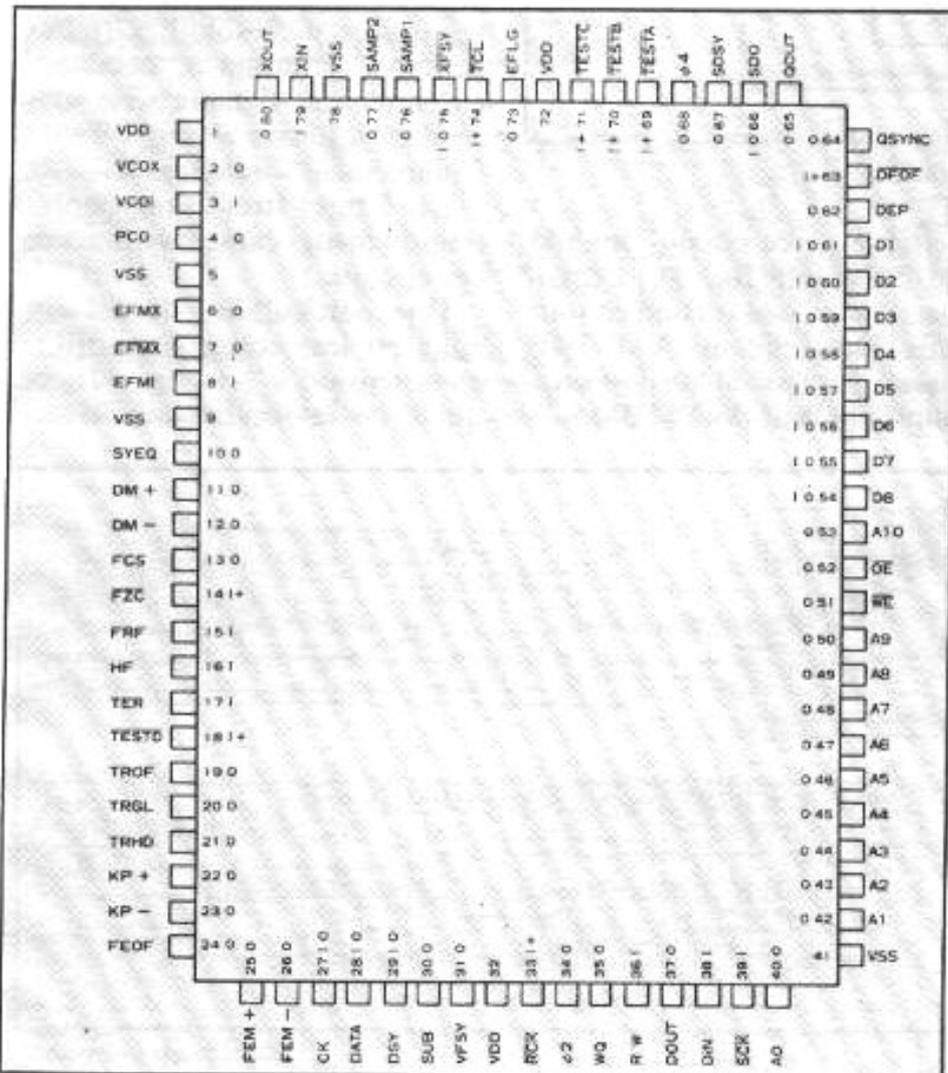


Fig. 5 : Diagramme du raccordement du « DSP » YM 3805.

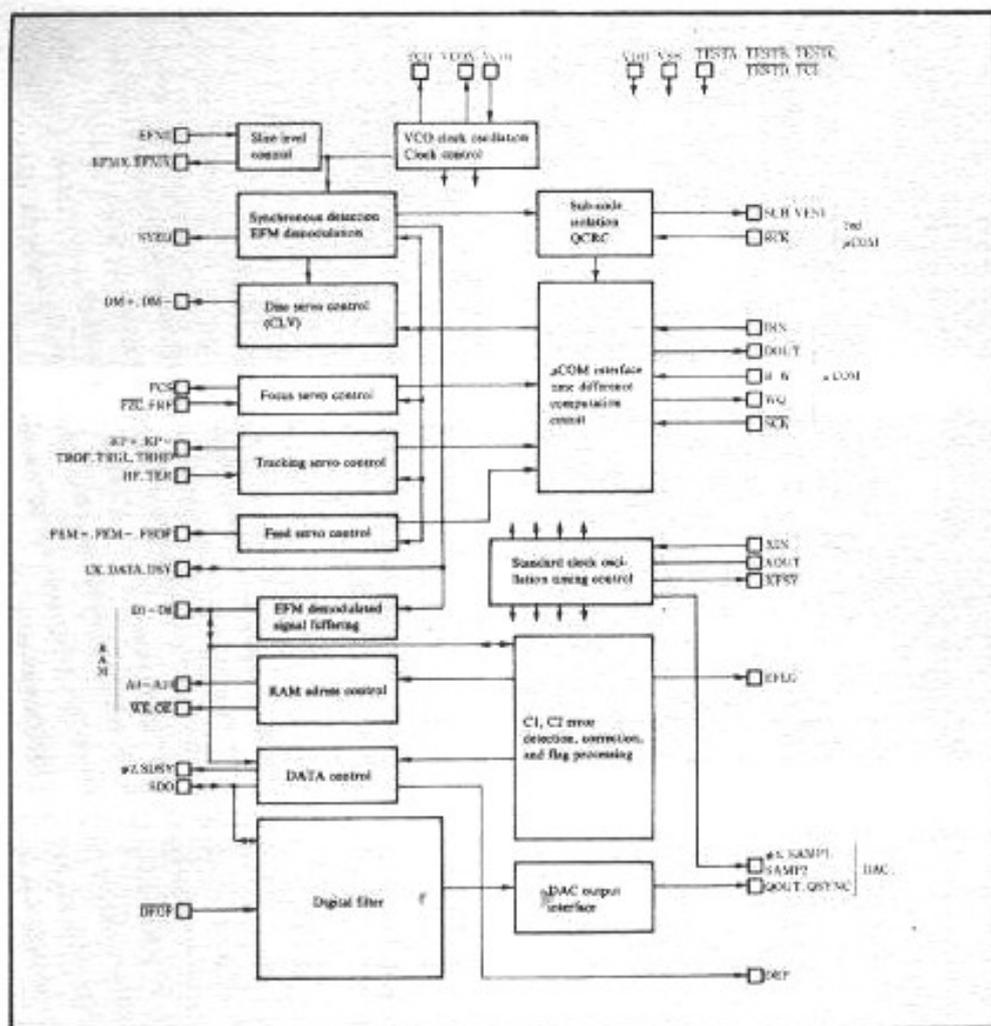


Fig. 6 : Configuration interne du « DSP » YM 3805.

« digital-analogique » et « courant-tension » à des vitesses 4 à 8 fois plus élevées. Ces derniers solliciteront donc à leur tour les alimentations à des fréquences bien plus importantes. Etant donné que la réjection des alimentations diminue de façon notable avec la fréquence (cf. fig. 7), il est facile d'imaginer la conséquence de la non-linéarité de l'impédance interne des alimentations et leur réponse transitoire sur la qualité finale du signal musical. Cela sans tenir compte des caractéristiques propres comme le « setting time », « slew rate », etc., des circuits de conversion.

Un inconvénient mineur du YM 3805, qui mérite d'être signalé, est le format de ses lignes de communications avec le DAC qui n'est pas au standard Sony-Philips. Ce format est seulement compatible avec les DAC

spécifiques à ce circuit, les YM 3015/3020 (cf. fig. 8). Cependant, il existe une version en tous points identique au YM 3805 mais au format de sortie Sony-Philips. Il s'agit du YM 3815.

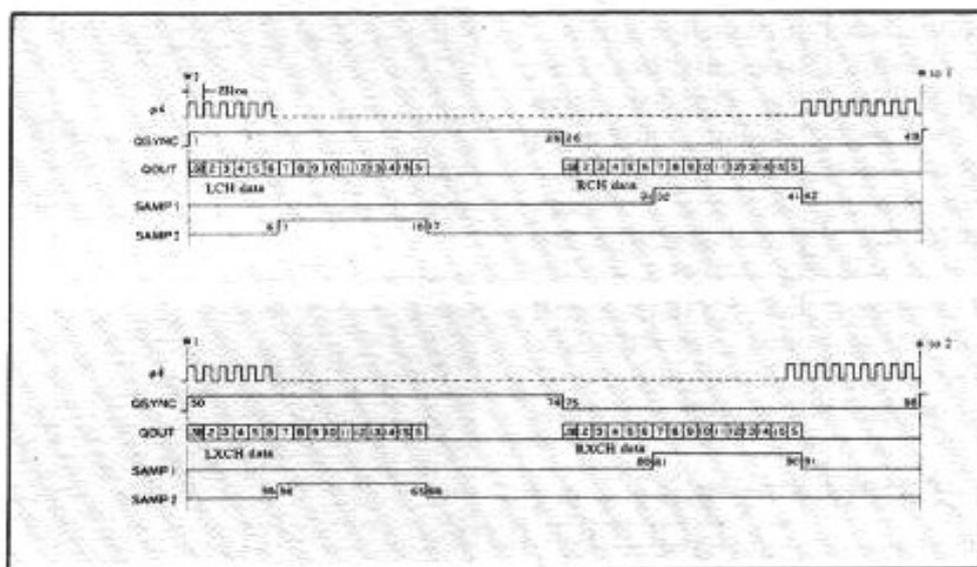


Fig. 8 : Format des lignes de communication du YM 3805 avec le convertisseur digital-analogique.

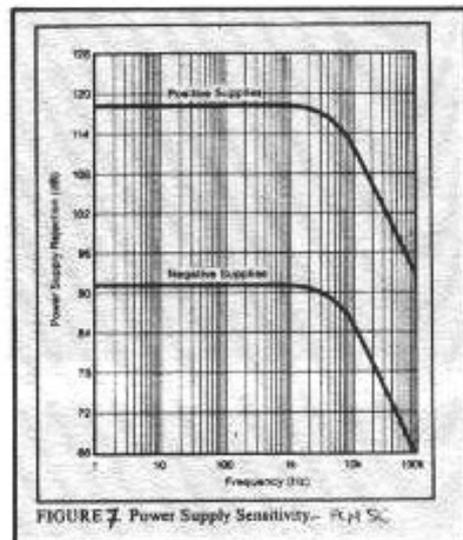


Fig. 7 : La réjection des alimentations diminue notablement avec la fréquence.

Les DAC YM 3015/3020

Ce sont des DAC compatibles avec YM 3805. Il s'agit des convertisseurs de résolution 16 bits de type « flottant », acceptant en entrée des signaux série sous format « binary » ou « Two's Complement » (cf. fig. 9).

Les figures 10 et 11 regroupent les principales caractéristiques de ces circuits.

Une particularité de ces circuits est leur conversion directe en « tension » (cf. fig. 12), ce qui évite le recours aux classi-

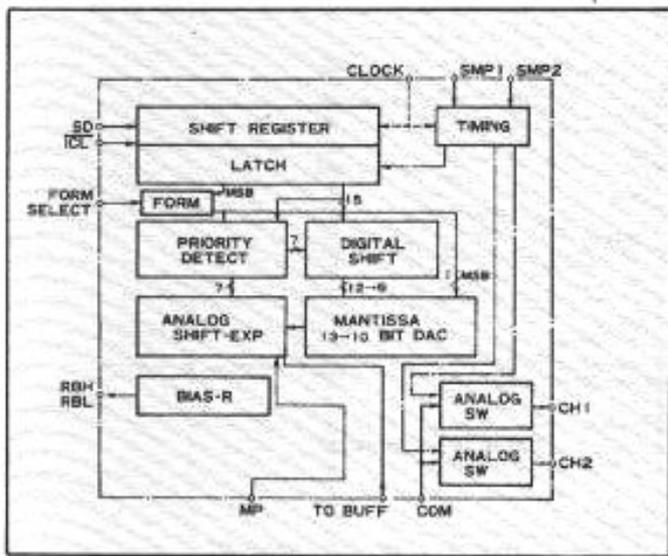


Fig. 9a : Configuration interne du convertisseur YM 3020.

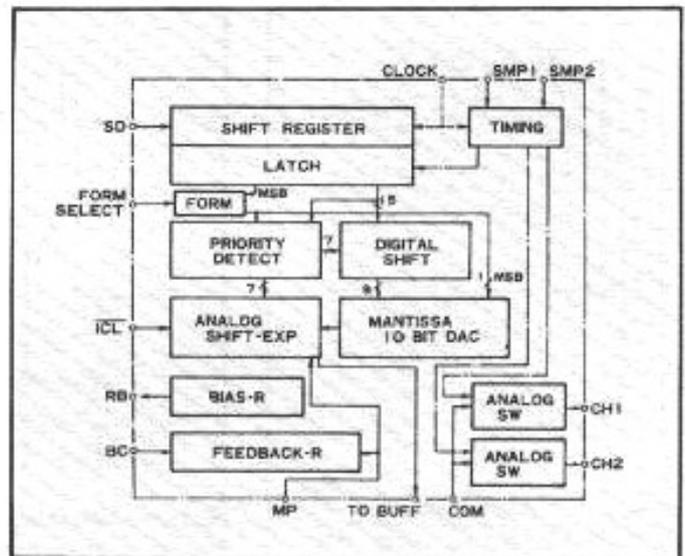


Fig. 9b : Configuration interne du convertisseur YM 3015.

Item	Rating	Unit
Supply voltage	-0.3 - +15.0	V
High-level input voltage	$V_{DD} + 0.3$	V
Low-level input voltage	$V_{SS} - 0.3$	V
Operating ambient temperature	0 - 70	°C
Storing temperature	-50 - +125	°C

Item	Signature	Min	Nom	Max	Unit
Supply voltage	V_{DD}	9.0	12.0	12.0	V
	V_{SS}	0	0	0	V
Input signal voltage	CLOCK	0	-	V_{DD}	V
	SD	0	-	V_{DD}	V
	SMP1, 2	0	-	V_{DD}	V
	ICL	0	-	V_{DD}	V
Operating ambient temperature	T_a	0	-	70	°C

Item	Signature	Conditions	Min	Nom	Max	Unit
Maximum output amplitude	V_{OUT}			$1/2 V_{DD}$		V_{DD}
Resolution				16		Bit
Settling time	T_s			2.0	3.5	μsec
Total harmonic distortion *	THD 1	$V_{DD} = 9V - 12.0V, 1KHz,$ Level 0dB		0.025	0.050	%
Noise contained	THD 6	-40dB		0.17	0.35	%
Noise				-94	-80	dBm
Crosstalk		1KHz-0dB		-80		dB
Temperature characteristics		Output voltage Total harmonic distortion		5		ppm/°C

Fig. 10 : Caractéristiques principales du convertisseur YM 3020.

Item	Rating	Unit
Supply voltage	-0.3 - +15.0	V
High-level input voltage	$V_{DD} + 0.3$	V
Low-level input voltage	$V_{SS} - 0.3$	V
Operating ambient temperature	0 - 70	°C
Storing temperature	-50 - +125	°C

Item	Signature	Min	Nom	Max	Unit
Supply voltage	V_{DD}	4.75	9.0	12.0	V
	V_{SS}	0	0	0	V
Input signal voltage	CLOCK	0	-	V_{DD}	V
	SD	0	-	V_{DD}	V
	SMP1, 2	0	-	V_{DD}	V
	ICL	0	-	V_{DD}	V
Operating ambient temperature	T_a	0	-	70	°C

Item	Signature	Conditions	Min	Nom	Max	Unit
Maximum output amplitude	V_{OUT}			$1/2 V_{DD}$		V_{DD}
Resolution				16		Bit
Settling time	T_s			1.5	3.5	μsec
Total harmonic distortion	THD 1	$V_{DD} = 9V, 1KHz,$ Level 0dB		0.06	0.10	%
normal: noise contained	THD 6	-40dB		0.20	0.35	%
Noise				-92	-80	dBm
Crosstalk		1KHz, 0dB		-74		dB
Temperature characteristics		Output voltage Total harmonic distortion		5		ppm/°C

Fig. 11 : Caractéristiques principales du convertisseur YM 3015.

Analog shift							
N	0	1	2	3	4	5	6
I_1	S_0	S_1	S_2	S_3	S_4	S_5	S_6
I_{14}	I_{15}	I_{16}	I_{15}	I_{14}	I_{13}	I_{12}	I_{11}
I_{13}	I_{12}	I_{11}	I_{10}	I_{9}	I_{8}	I_{7}	I_{6}
I_{12}	I_{11}	I_{10}	I_{9}	I_{8}	I_{7}	I_{6}	I_{5}
I_{11}	I_{10}	I_{9}	I_{8}	I_{7}	I_{6}	I_{5}	I_{4}
I_{10}	I_{9}	I_{8}	I_{7}	I_{6}	I_{5}	I_{4}	I_{3}
I_9	I_8	I_7	I_6	I_5	I_4	I_3	I_2

Analog shift							
I_1	S_0	S_1	S_2	S_3	S_4	S_5	S_6
D_{12}	I_{15}						
D_{11}	I_{14}	I_{13}	I_{12}	I_{11}	I_{10}	I_9	I_8
D_{10}	I_{13}	I_{12}	I_{11}	I_{10}	I_9	I_8	I_7
D_9	I_{12}	I_{11}	I_{10}	I_9	I_8	I_7	I_6
D_8	I_{11}	I_{10}	I_9	I_8	I_7	I_6	I_5
D_7	I_{10}	I_9	I_8	I_7	I_6	I_5	I_4
D_6	I_9	I_8	I_7	I_6	I_5	I_4	I_3
D_5	I_8	I_7	I_6	I_5	I_4	I_3	I_2
D_4	I_7	I_6	I_5	I_4	I_3	I_2	I_1
D_3	I_6	I_5	I_4	I_3	I_2	I_1	I_0
D_2	I_5	I_4	I_3	I_2	I_1	I_0	V_{DD}
D_1	I_4	I_3	I_2	I_1	I_0	V_{DD}	V_{DD}
D_0	I_3	I_2	I_1	I_0	V_{DD}	V_{DD}	V_{DD}

$$V_{OUT} = \frac{1}{2} V_{DD} + \frac{1}{4} V_{DD} (-1 + D_{12} +$$

$$D_{11} 2^{-1} + \dots + D_0 2^{-12} + 2^{-13}) 2^{-8}$$

Fig. 12 : Table de conversion du convertisseur YM 3020, il assure une conversion directe en tension.

ques convertisseurs « courant-tension » qui ont leurs limitations et leur signature sonore !

De type « flottant », les YM 3015/3020 ont une réjection d'alimentation médiocre. Non seulement toute fluctuation de celle-ci se retrouve à la sortie, mais induit en plus des erreurs de conversion. Lors de la mise au point et l'essai de la maquette, plusieurs types d'alimentation ont été essayés et à diverses

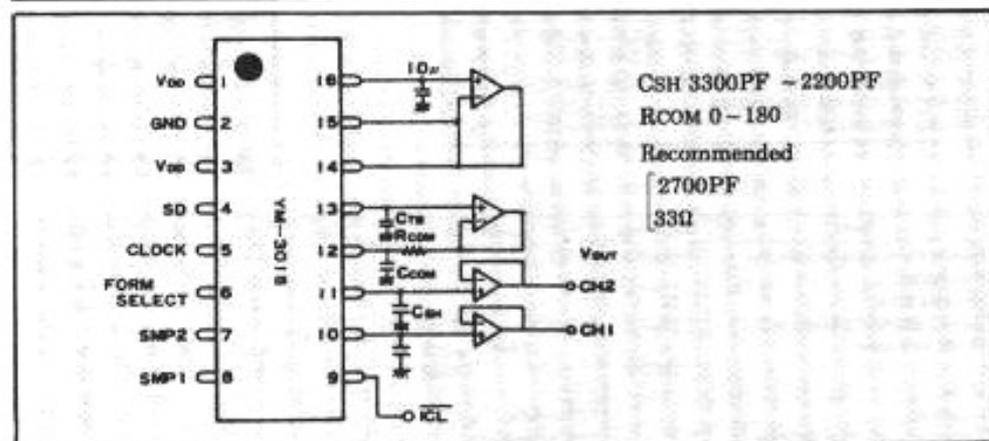
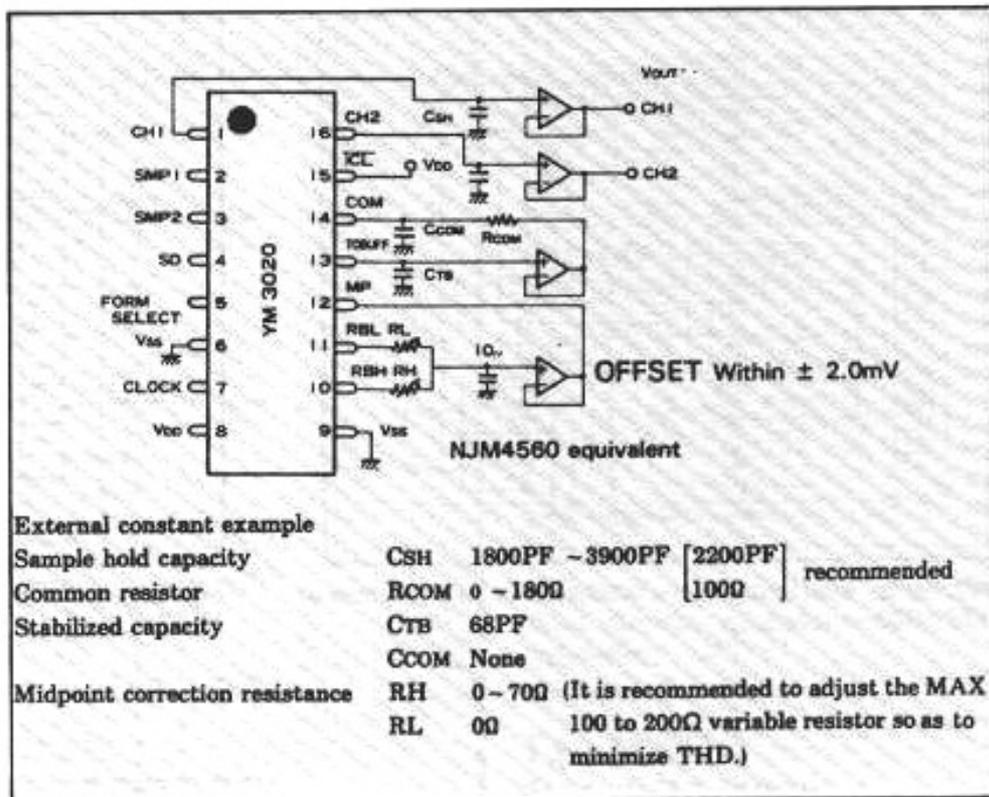


Fig. 13 : Exemple du circuit de sortie analogique proposé par le constructeur pour les convertisseurs YM 3020 en haut et YM 3015 en bas.

reprises, suivant la qualité de leur réponse transitoire, des erreurs de MSB et LSB ont été constatées. Cela se traduit à l'écoute par des sons granuleux et même parfois grésillants.

Le deuxième point critiquable de ces convertisseurs est le fait qu'ils nécessitent quatre circuits périphériques pour leur fonctionnement (cf. fig. 13). La qualité finale de la conversion est donc étroitement liée aux performances de ces derniers et le signal musical portera leurs signatures.

Le dernier point à noter est l'extrême sensibilité des pins

SMP1 et SMP2 vis-à-vis de leur environnement et de la qualité de leurs connexions. Il faudrait donc veiller à réduire au minimum la distance qui sépare le convertisseur du YM 3805.

Version 1

La première version proposée consiste en l'optimisation des divers points faibles du DAC (cités dans le paragraphe précédent) (cf. fig. 14).

— **Alimentation** : Etant donné l'extrême sensibilité du circuit vis-à-vis de son alimentation, plusieurs types ont été essayés. Finalement, une batterie de forte

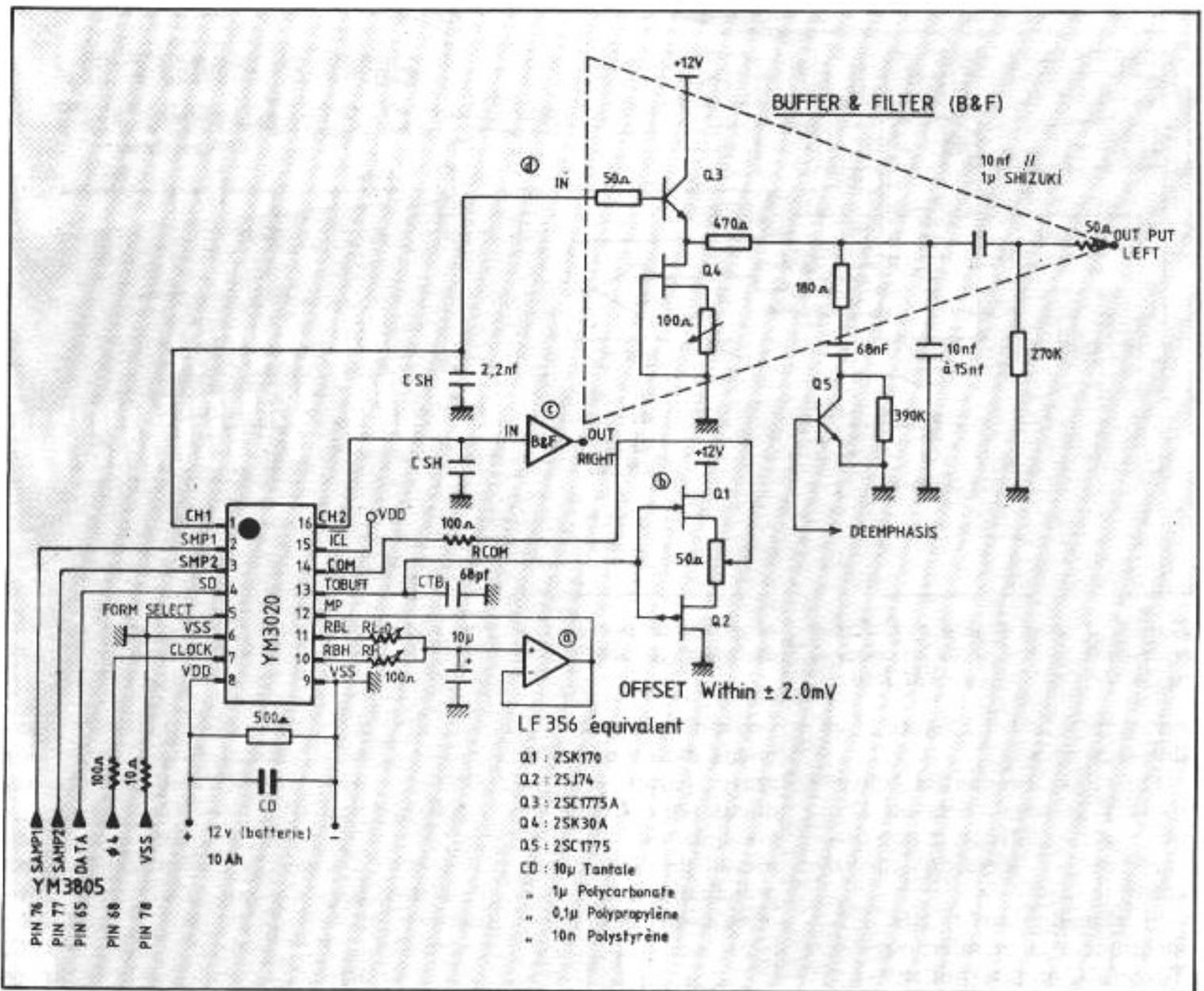


Fig. 14 : Schéma détaillé de la version 1 proposée, l'étage « buffer & filter » du canal droit est identique à celui du canal gauche.

capacité a été retenue et est vivement conseillée (subjectivement, la différence de qualité se ressent sensiblement par rapport à d'autres types d'alimentation). Mis à part le DAC, la batterie alimente constamment une résistance au pied du DAC, la valeur du courant dans cette résistance étant de l'ordre de 30 mA. Le convertisseur est également découplé à ses bornes d'alimentation par une série de condensateurs 10 μ /1 μ /0,1 μ /10 n.

— **Buffer bias** (a) : il est organisé autour d'un LF 356. Les caractéristiques requises sont : faible bruit, faible tension d'offset et

faible courant d'entrée.

— **Buffer d'entrée des S&H** (b) (échantillonneur-bloqueur).

— **Buffers de sortie des S&H** (c, d) : ils seront tous remplacés par des circuits SRPP Kondo (filtre Kanéda) ou une structure de FET complémentaires en push-pull source commune.

Le circuit modifié a d'immenses qualités. La plupart des défauts reprochés à la version de base ont disparu. Les aigus sont plus doux, plus définis et moins insistants. Les lignes mélodiques sont mieux séparées et plus faciles à suivre. Les détails sont mieux rendus.

Version 2

Cette version utilise un convertisseur/canal. Le fait de doubler le nombre des convertisseurs améliore l'intermodulation entre canaux (et donc aussi la diaphonie). Cela permet également de diviser par deux le rythme de conversion au niveau de chaque convertisseur. Un autre avantage très important à citer est la suppression de deux étages : l'« échantillonneur-bloqueur » et son « buffer » sur le trajet du signal. Leur influence sur la qualité finale du son est

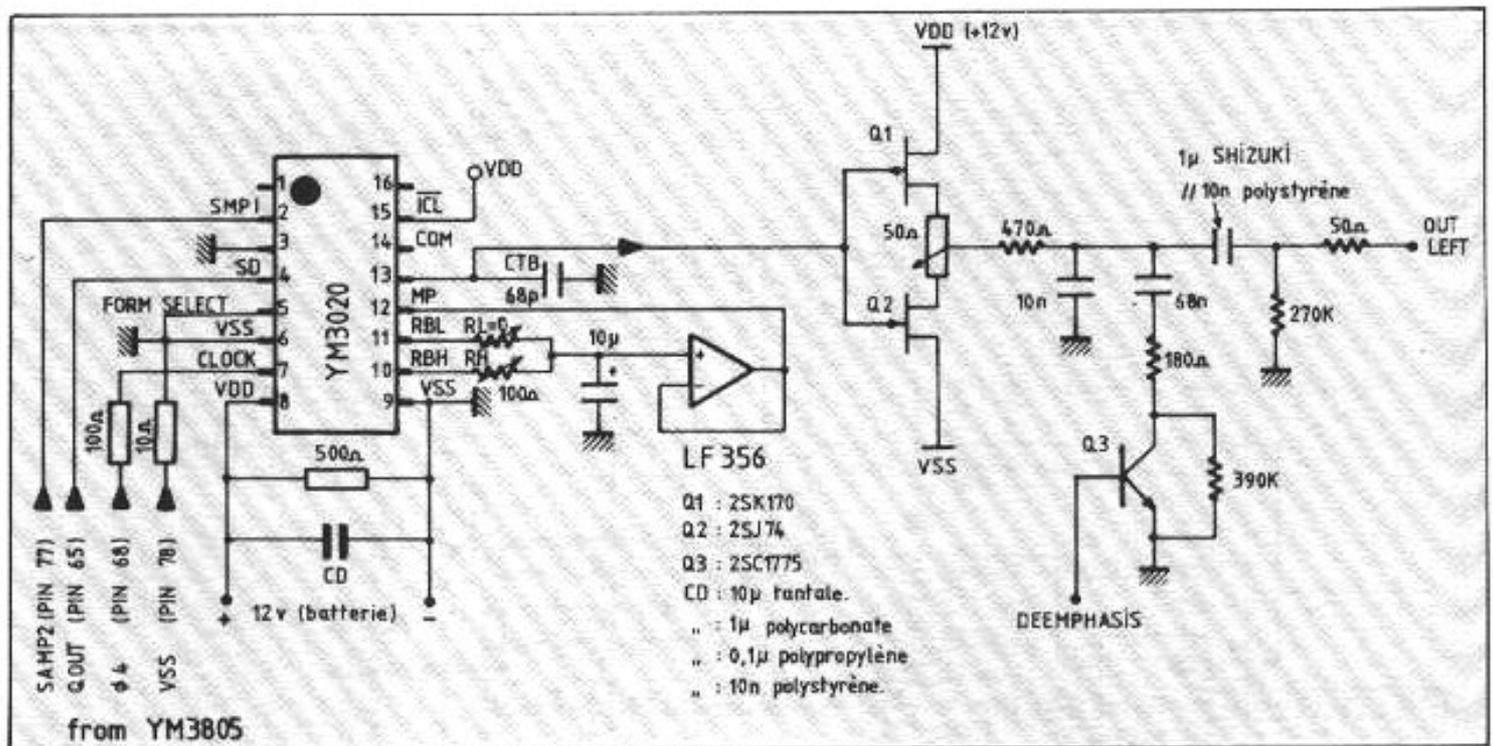


Fig. 15 : Schéma détaillé de la version 2 proposée, un convertisseur pour chacune des voies. Seule la voie gauche est représentée, la voie droite est rigoureusement identique, sauf que l'entrée SMP 1 (pin 2) du YM 3020 est reliée à la sortie SAMP 1 (pin 76) du YM 3805.

non négligeable. La figure 15 en donne le schéma.

On remarque que les convertisseurs ne sont reliés au DSP que par trois liaisons et non quatre sur la version mono-convertisseur.

— **L'alimentation** : elle reste identique à la première version. Toutefois, on pourrait envisager de doubler celle-ci vu l'extrême sensibilité des DAC.

— **Buffer bias** : il reste identique à la première version (LF 356).

— **Buffer sortie** : il n'y en a plus qu'un. Il est de type SRPP Kondo ou FET complémentaires push-pull.

Subjectivement, cette version possède toutes les qualités de la

version précédente avec un mieux dans tous les secteurs. Le grave paraît plus linéaire et mieux tenu. Cependant, la progression est plus sensible au niveau de l'image sonore, de la ponctualité des sources et de la séparation des lignes mélodiques.

Conclusion

Le chip YM 3805 est un chip réellement intéressant. Très optimisé vis-à-vis du problème de « jitter » (bien sûr, involontairement, car à l'époque de conception du chip, ce problème ne se posait même pas) et possédant une section de filtrage numérique et donc de suréchantillon-

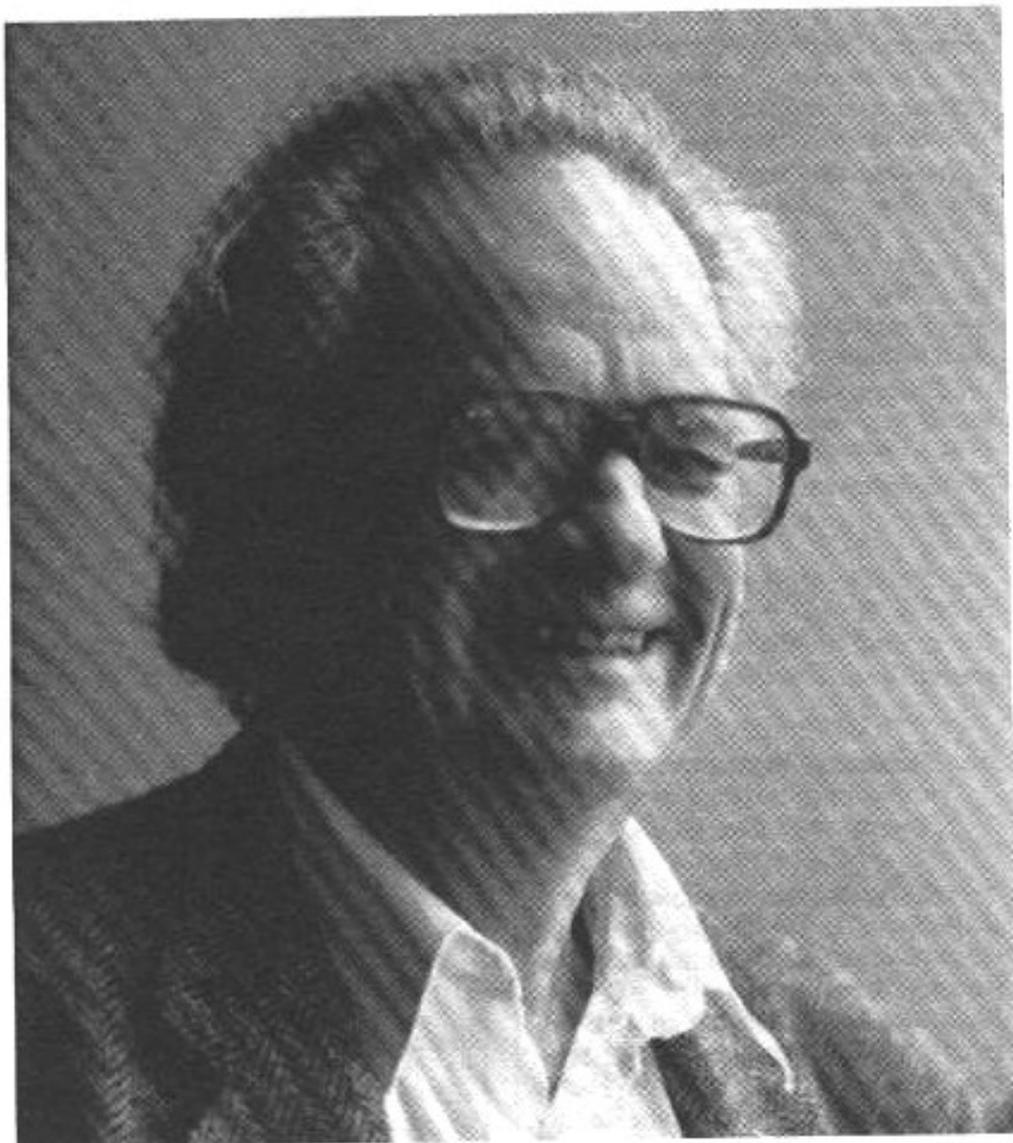
nage très performantes, les lecteurs conçus autour de ce chip peuvent offrir des performances musicales très étonnantes.

Paradoxalement, celui-ci est destiné aux lecteurs relativement bas de gamme du marché (environ 70 % de ceux-ci l'utilisent : CEC, Goldstar, Proton, JVC, Radialva, Samsung... pour ne citer que les plus connus). Alors il ne vous reste qu'à ouvrir votre lecteur CD et à constater s'il inclut un YM 3805. Si tel est le cas, et moyennant les petites évolutions mentionnées ci-dessus, vous pourrez disposer d'une source numérique d'une musicalité réellement surprenante et comparable aux meilleures...

**Page non
disponible**

...LA RENCONTRE

Georges Cabasse
Gérard Chrétien



Gérard Chrétien : *Georges Cabasse, votre nom est associé au tout début de la haute-fidélité en France. D'emblée vous vous êtes attaché à rechercher la plus haute qualité de restitution possible, alors que les grands de l'électroacoustique française de l'époque accordaient bien peu de crédit à de telles démarches... La première de vos réalisations dont il est fait mention dans la Revue*

du Son est le Diphone en janvier 1955. Votre entreprise s'appelait alors la Maison du Haut-Parleur et était installée à Neuilly-sur-Marne...

Georges Cabasse : *C'est exact mais ce n'est pas tout à fait le début qui remonte aux années 50. A l'époque, je n'avais pas encore les honneurs de la presse spécialisée qui, d'ailleurs, n'existait pas. A vrai dire, c'était tout*

à fait confidentiel, la notion de haute-fidélité était encore bien diffuse. A tel point que, lorsque l'on demandait à ma femme : « Que fait votre mari ? », et qu'elle disait : « Il est dans la haute-fidélité », on lui répondait « Ah, il est dans l'insémination artificielle... ». La haute-fidélité, aux yeux du public était sans rapport avec l'acoustique !

Plus jeune, j'étais très intéressé par les mathématiques et j'aimais surtout beaucoup la musique. J'ai toujours joué de la musique, du piano principalement mais je n'ai jamais été un bon instrumentiste. Par contre, j'ai toujours été très sensible à la qualité d'un son si bien que je pouvais reconnaître tous les pianos de concert de Paris. Et, quand j'allais chez Hanlet, l'importateur Steinway, je m'amusais à dire : « tel piano a fait tel concert... » Bref, je fréquentais assidûment les concerts et j'aimais beaucoup la musique.

J'ai commencé, alors que j'étais infirmier militaire, à bricoler mon premier haut-parleur. J'avais du temps, une chambre à moi et j'ai monté alors ma première petite chaîne ; j'aimais ça. Auparavant, j'avais fait des postes à galène. Après, je n'ai pas arrêté...

De là à monter une entreprise... Le son me passionnait, par sensibilité. Et je ne comprenais pas pourquoi les fabricants étaient si peu sensibles à la distorsion, par exemple, alors que j'étais persuadé que l'on pouvait faire beaucoup mieux avec les techniques de l'époque. J'ai commencé à faire mes premiers enregistre-

ments avec un magnétophone Telefunken « rescapé » de la guerre, un 78 cm, avec des micros statiques que l'on rangeait dans des armoires à hygrométrie et température constantes car les membranes étaient fragiles. Tout ça pour dire que j'ai, dès les débuts, cherché à retrouver chez moi ce que j'entendais au concert avec les meilleurs moyens possibles. Je faisais déjà de la « live music » sans en connaître le nom, bien évidemment, pour bien « cerner » la reproduction. Je n'ai pas arrêté depuis ce type d'évaluation.

En réalité, l'entreprise a véritablement démarré avec le cinémascope. Lorsqu'il est arrivé en France, les gens sont venus nous trouver. Ils étaient un peu perdus car il y avait un son magnétique 4 pistes et ils ne savaient que mettre derrière pour avoir quelque chose de bien. On a commencé à faire les premiers équipements dans des salles comme le Rex. Je me souviens : le premier film passé en France était « La Tunisie », en stéréo avec trois pistes sur la scène plus une piste d'ambiance. On a commencé ainsi la petite industrie, avec des séries de haut-parleurs tels que les 36 cm, dont sont encore issus les 36 cm que l'on fait maintenant, même s'il y a eu beaucoup d'évolutions depuis. C'était un 36 cm pour le cinémascope en coaxial avec un 12 cm qui a équipé nombre de salles de cinéma dans de grandes enceintes de 2,5 m de haut. C'est comme cela que l'on a démarré ; ensuite ce furent le microsillon et les débuts de la Hi-Fi.

Alors le Diphone, dont je parlais précédemment, a été votre première incursion dans le domaine de la Hi-Fi ? L'amateur achetait les haut-parleurs au détail et montait son enceinte ?

Exactement, on donnait des plans de baffles. Lorsqu'un peu plus tard, on s'est installé avenue Parmentier, des ensembles étaient montés dans les murs en

baffles infinis entre deux pièces pour les mettre en démonstration.

Votre approche a été celle d'un auto-didacte mais comment avez-vous appris à faire des haut-parleurs ? Comment avez-vous acquis un savoir-faire ?

Au début, on n'avait pas un sou. On a commencé à faire de la réparation de haut-parleurs. C'était la période d'après-guerre. On ne trouvait rien. Avec un H Citroën à travers la France, on faisait de l'échange de haut-parleurs : on reprenait des haut-parleurs détériorés et on en donnait des refaits. On a pu voir ainsi très rapidement toutes les techniques de l'époque.

D'où le nom de Maison du Haut-Parleur...

Exactement. On allait aussi chez les revendeurs radio pour leur proposer nos services car eux non plus ne trouvaient rien. Après ça, on a beaucoup travaillé avec la chambre sourde de la Radiodiffusion à Meudon. J'y passais pratiquement un jour par semaine. On leur donnait des mesures, des essais à faire pour le reste de la semaine et ils étaient très contents. On n'a eu les moyens de s'offrir notre propre chambre sourde que lorsqu'on s'est installé à Brest au début des années 60.

Dans votre aventure, il y a un aspect marquant à mon sens. En près de 40 ans, vos orientations, vos choix techniques ont suivi une ligne directrice déjà parfaitement définie sur vos premiers modèles — haut rendement, transcription très réaliste... Rien ne semble vous en avoir fait dévier, alors qu'avec l'essor qu'a connu la haute-fidélité depuis, les modes, les exigences changeantes du marketing ne sont pas toujours allées dans votre sens. Est-ce un trait particulier de votre caractère ?

On y croyait fermement et depuis cette époque-là, il y a eu plein de modes. On considérait cela aussi comme des modes. S'il

y avait un apport technique, on s'y intéressait mais lorsqu'il s'agissait d'avoir une enceinte avec un son « boom-boom » ou quand on nous disait : « les Anglais écoutent dans les aigus », on se disait : il n'y a rien à faire... Lorsqu'un Anglais va au concert, il écoute de la musique comme vous et moi et si vous reproduisez le concert comme il est au départ, l'Anglais le trouvera bien. Donc, il ne faut pas s'occuper du son anglais, du son américain, du son japonais... Le son est ce qu'il est au départ, on doit retrouver la même chose à l'arrivée. Forts de cette conviction, on s'en est tenu à ce qu'on croyait.

De la même manière, des clients nous contactent en disant : « Je n'ai pas les moyens d'acheter vos productions actuelles et je recherche certains de vos modèles qui ont 10, 15 ou 20 ans car, pour le prix que je les paierais, je ne trouverais rien de meilleur. » C'est vrai, il y aura le minimum de coloration, ce sera un produit d'une fiabilité exemplaire, bref, un produit de qualité. Dans le même ordre d'idées, on nous dit souvent : « Les produits que vous faites aujourd'hui sont de qualité, mais il n'y a pas de clientèle, ce qu'il faut c'est le prix. » Ce n'est pas vrai : il y a toujours eu la clientèle pour des produits de qualité qui peuvent durer. On peut dire qu'on a toujours été en dehors du grand flux commercial. On touche surtout au marché de renouvellement. Nos clients savent qu'ils font un placement à longue échéance et que nos produits ne sont pas un coup de mode.

Je crois que vous êtes désormais la plus ancienne société française spécialisée dans la haute-fidélité. Comment expliquez-vous, avec le recul que vous avez maintenant, que la plupart des entreprises n'aient pu conserver une compétitivité, voire survivre... à l'inverse de l'Angleterre par exemple où le tissu industriel

s'est perpétué ?

Je pense qu'au plan industriel, on n'a pas été aidé par le contexte, les coûts en particulier étaient plus élevés en France qu'en Angleterre, par exemple. Je pense que c'est l'explication majeure. A titre indicatif, lorsque l'on a abandonné l'électronique grand public, l'ampli-préampli pour la Hi-Fi, le Ministère de l'Industrie nous a dit : « Alors, pourquoi faites-vous ça ? C'est idiot ! » On avait fait une petite étude, en prenant en exemple un ampli japonais pour lequel on avait les plans et toute la nomenclature. Sur cette base, on avait lancé des appels d'offre aux fabricants européens de composants sur la base de 10 000 pièces. Résultat, cela revenait plus cher en prix de composants que le produit fini japonais vendu en France, sans parler de la main-d'œuvre. Comment vouliez-vous lutter ?

Les Anglais ont pourtant tenu...
Ils ont joué une carte que l'on ne voulait pas jouer, une carte que l'on pourrait qualifier « d'audiophile ». Je sais que le mot vous gêne... En réalité, ils ont joué une carte de mode, de look... qui leur permettait de vendre un produit qui n'était pas meilleur plus cher. Cela ne nous intéressait pas, dans la mesure où un ampli est un ampli : il a des caractéristiques données. Pour les obtenir, ça revient à tant... c'est tout.

Pourtant, dans le domaine de l'enceinte acoustique, vous avez réussi...

Je pense que nous avons toujours eu une qualité vraie, reposant sur des principes simples, scientifiques, finalement à l'abri du temps, des modes... Il y a toujours eu des produits plus à la mode que les nôtres, qui se vendent mieux. Ce sont des sociétés qui font un chiffre sur une certaine durée, et puis elles retombent parce que la mode change et que leur philosophie ne peut changer. Nous, « bêtement »,

nous fabriquons des produits qui cherchent à être l'image de la musique. Notre philosophie est très simple, elle ne repose pas sur des choses extraordinaires. Et puis on a des ingénieurs et des techniciens qui améliorent toujours dans le même sens ; les investissements sont également faits dans le même sens. A la longue, ça finit par porter ses fruits. *Vous vous êtes fait une spécialité de la comparaison instantanée son direct/son enregistré, ce que vous appelez la « live music ». Je suppose que, pour vous, c'est une véritable méthode d'évaluation lors du développement de nouveaux produits qui, sans doute, explique « l'esthétique sonore », si je puis dire, qui est la vôtre et qui est relativement différenciée vis-à-vis des autres marques. Aussi, pensez-vous que les autres fabricants attachent moins d'importance que vous-même à la stricte reproduction des sons enregistrés ?*

Je considère que les autres fabricants cherchent à faire des produits qui sont adaptés à un marché et qui correspondent au style d'écoute particulier d'un marché. Ainsi, les Japonais disent : « En France, on fait des produits pour l'écoute française, au Japon pour l'écoute japonaise », etc., ce qui, à mon sens, est absolument ridicule. Le problème est d'avoir une référence. Nous, nous n'en avons qu'une : le son direct. On ne cherche pas autre chose. On sait bien, toutefois, que les gens ne peuvent pas avoir chez eux le Philharmonique de Berlin dans leur salon, les murs éclateraient. A ce niveau, l'électronique, surtout l'électronique actuelle, permet de faire les compensations qu'on veut. Moi, je ne suis absolument pas contre le fait que l'on fasse de la compression, des corrections en fonction de la courbe de l'oreille... pour obtenir le son voulu à l'arrivée. Je ne suis pas puriste au point de dire : « Il faut écouter au niveau réel », je ne le fais pas moi-

même. Il faut donc des compromis et il faut que ce soit au niveau de l'électronique et pas des enceintes. Car on n'a pas les mêmes compromis lorsqu'on écoute un clavecin ou un grand orchestre. Maintenant, avec des systèmes très évolués du genre DSP, on peut faire toutes les compensations que l'on veut et le jour où l'on en a marre on les change, sachant que l'on peut toujours revenir à zéro, à une référence. Alors que, dans notre cas, avec les enceintes on ne peut pas. Par exemple, avec une enceinte, comme c'est la tendance actuellement, qui a le médium en léger retrait pour éviter le son dur, le jour où vous voudrez écouter un clavecin qui est forcément aigre, il sera doux : ce n'est plus un clavecin. Avec des corrections sur un préampli, vous pouvez les changer, l'électronique a une souplesse que n'a pas l'enceinte. Ce qu'il faut, c'est que dans tous les systèmes de correction, il y ait la possibilité de revenir en direct pour avoir un point de référence. Avec le DSP, par télécommande de votre fauteuil, vous pourrez sélectionner une des multiples compensations que vous aurez programmées.

Vous qui développez des haut-parleurs depuis plus de 35 ans, est-ce qu'à votre sens ce maillon a progressé dans d'aussi larges proportions que les autres éléments ?

Non, on ne peut pas dire que les haut-parleurs ont progressé autant que les amplis ou surtout le disque avec le numérique. Mais l'avantage de notre philosophie est qu'une de nos enceintes d'il y a 30 ans a un très bon rendement, elle est linéaire et aujourd'hui, sur un compact-disque, elle est loin d'être ridicule. Elle n'est pas liée à l'ancienne électronique, elle est liée à la musique qui, elle, n'a pas changé. Avec une petite réserve toutefois dans le sens où les enceintes que l'on fait actuel-

lement ont une capacité de tenue en puissance supérieure car, à l'époque, on tenait compte du fait qu'en classique, le maximum de puissance se situe aux environs de 400 Hz. Alors qu'avec la musique moderne : pop, rock..., le maximum d'énergie se trouve entre 60 et 80 Hz, c'est tout à fait différent. L'enveloppe en puissance est plus étendue dans le bas, et donc des enceintes Cabasse d'il y a 30 ans auront du mal à avoir la « pêche » pour passer du rock. Mais ce n'est pas dû à la philosophie de développement de nos produits mais à ce que le son écouté a changé.

Pour les réalisations de très haut niveau, vous vous êtes orientés ces dernières années vers des systèmes à grand nombre de voies. Pensez-vous toujours que ce soit la solution la plus intéressante, et dans quelle optique développez-vous vos enceintes haut de gamme de demain ?

Pour le haut de gamme, je pense que c'est en 4 voies que l'on a les meilleurs résultats. Mais cela est lié à la technique actuelle des membranes et des haut-parleurs. Il est certain que si l'on pouvait avoir des haut-parleurs à plus large bande sans avoir les inconvénients du large bande, surtout l'intermodulation qui est très gênante, on n'aurait pas besoin de diviser les voies. Pour l'instant, on a besoin de diviser les voies pour réduire la distorsion, même si cela coûte beaucoup plus cher et que le filtrage d'un système 4 voies n'est pas chose aisée, et même si les moyens informatiques sont désormais très puissants.

Il ne se passe pas un mois sans qu'un constructeur n'annonce une nouvelle membrane. Certains ne voient aucun salut hors des matériaux composites, d'autres restent très attachés au papier. Vous avez mené des développements très audacieux dans ce secteur, qu'elle est votre vision des choses en 1990 ?

Je pense qu'à moyen terme, on

abandonnera complètement le papier. La technique des matériaux composites permet d'allier les qualités du papier à d'autres. L'avantage du papier, c'est son prix ; c'est le seul !... On n'utilise plus le papier que pour des réalisations relativement bas de gamme.

La stabilité dans le temps des membranes synthétiques semble être chose résolue pour vous ?

On a eu de gros problèmes au début avec les suspensions en mousse dans les années 60, ça nous a coûté cher en garantie. Depuis on a des systèmes de test longue durée accélérés. On emploie des matériaux qui sont tous agréés aviation. L'inconvénient évidemment est qu'ils sont beaucoup plus chers. On a une bonne idée du comportement des produits x années après. Actuellement, on a trois principaux types de membranes synthétiques : nids d'abeille, mousse rigide à structure alvéolaire et polycarbonate pour les dômes.

Les nouveaux aimants, je pense au néodyme fer-bore en particulier, sont très séduisants. Envisagez-vous de les appliquer dans un proche avenir ?

Oui, très certainement. Le seul avantage actuel est la dimension de l'aimant par rapport à ses caractéristiques. On n'a pas plus de champ magnétique avec un néodyme si on ne se préoccupe pas de l'encombrement. Je pense que, dans l'avenir, on développera des systèmes coaxiaux et là, le néodyme est intéressant par son encombrement, malgré le prix (car, pour l'instant c'est une technique extrêmement chère). Parallèlement, on travaille déjà beaucoup avec ces aimants pour les haut-parleurs de voiture lesquels n'ont absolument aucune place sur les tableaux de bord, en particulier. Ceci dit, le haut-parleur n'est pas meilleur parce qu'il utilise un aimant néodyme : simplement, on peut le loger.

Et donc, pour quelles raisons reviendrez-vous aux coaxiaux ?

On cherche toujours à regrouper les sources. S'il est possible de faire des tweeters qui puissent se loger au centre des haut-parleurs avec du rendement — le rendement n'est pas une qualité en soi mais il est indispensable — sans être trop gros pour ne pas perturber complètement le haut-parleur de médium ou de basse. On pense pouvoir y arriver en ayant recours aux nouveaux aimants.

Les méthodes de mesure que vous utilisez maintenant font largement appel à l'informatique. L'apport de ce nouvel outil vous paraît-il décisif ?

L'apport, c'est surtout de pouvoir faire des milliers de mesures en un temps très court. Par exemple, on fait plus de 9 000 mesures sur chaque enceinte fabriquée. Pour chaque point de mesure, vous avez l'amplitude, la distorsion, l'impédance, la directivité... plus le passage en chambre sourde pour détecter les vibrations de coffret. L'ordinateur analyse tout ça pour mettre en lumière si l'ensemble correspond aux spécifications et si ce n'est pas le cas, pourquoi il est mauvais et quel en est le défaut. Ce qui fait qu'actuellement le montage complet d'une enceinte est assuré par une seule personne. Aussi, si un défaut est constaté, l'enceinte revient à cette personne qui le corrige et ceci évite que le défaut ne se reproduise x fois. Nous sommes certains que les produits qui sortent de nos ateliers sont irréprochables.

Pour la recherche, on utilise les mêmes systèmes de mesure. Il y a 20 ans, lorsqu'on évaluait un prototype, les relevés complets de mesures pouvaient prendre des mois. Aujourd'hui, cela dure 17 secondes. Si l'on fait des modifications, il faut 17 secondes de plus pour les résultats. Le gain de temps est énorme. Des programmes que nous avons développés nous permettent de simuler la réponse d'un haut-

parleur sans avoir à le fabriquer : simplement en entrant les caractéristiques de l'entrefer, de la bobine, de la membrane, des suspensions, les dimensions... On peut travailler sur ces programmes pour obtenir le meilleur compromis entre courbe de réponse, distorsion, rendement...

Les résultats sont tout à fait probants et, au fil des ans, de plus en plus serrés par rapport à ceux obtenus avec le haut-parleur réel, les programmes s'étant affinés. Idem pour les filtres.

Nous avons développé la plupart des matériels, du générateur aux cartes d'acquisition en passant par les programmes.

Vous utilisez maintenant des méthodes d'évaluation dans trois types d'acoustique différents : chambre sourde, chambre claire et chambre semi-réverbérante. Quelle données recueillez-vous et comment les pondérez-vous en final ?

Le gros problème se situe surtout entre chambre sourde et chambre claire. Pour fixer les idées, cette dernière vous donne la puissance acoustique rayonnée par l'enceinte à toutes les fréquences. La chambre sourde, elle, vous donne le niveau rayonné par l'enceinte en différents points. Il faut arriver à ce que, dans la zone d'écoute, la courbe soit la plus linéaire et que la répartition en puissance soit la plus homogène possible, qu'il n'y ait pas de trous. C'est très difficile à obtenir. On vérifie ensuite en chambre semi-réverbérante avec des enregistrements faits en « live music ». Lorsque les résultats nous satisfont et que l'on trouve que notre nouveau produit est bien meilleur que les précédents, on

l'écoute en véritable « live music ». Il nous est arrivé — rarement, il est vrai — lors de ce dernier test, de constater qu'une nouvelle enceinte était moins près de la réalité que l'enceinte qu'elle devait remplacer et quelquefois sans jamais savoir pourquoi. C'est pour cela que la chambre semi-réverbérante est intéressante. Elle permet d'évaluer l'incidence de l'environnement sur le rayonnement de l'enceinte.

En théorie, il faudrait arriver à supprimer carrément la couleur acoustique de la pièce, parce que, cette couleur, vous la retrouvez toujours, quel que soit l'enregistrement ; elle vient se rajouter à l'acoustique de la prise de son. Pour arriver à cela, il faut neutraliser la pièce. La pièce apporte une distorsion qui est toujours la même. C'est là le problème. L'idéal serait d'avoir une enceinte directive qui « arrose » uniquement le point d'écoute dans toute la gamme de fréquence. C'est malheureusement physiquement infaisable. Ce que l'on essaie de faire, c'est une enceinte qui, forcément, est omnidirectionnelle dans le grave — c'est une donnée incontournable — et qui devient de plus en plus directionnelle lorsque l'on monte en fréquence, cela de manière douce et progressive. Vous aurez compris que l'on est contre tous les systèmes qui utilisent les parois du local.

Vous êtes donc un adepte de l'égalisation active ?

Absolument, à 100 %, bien que ce soit effroyablement difficile. Cela n'exclut pas une correction passive préalable, bien au contraire. La pièce et l'enceinte sont indiscutablement les maillons les plus faibles de la chaîne, les gros

défauts sont avant tout acoustiques.

Le haut rendement a été pour vous une sortie de « leitmotiv » depuis vos débuts. Dans les années 70, la linéarité a primé sur le rendement et puis, au début des années 80, avec l'arrivée du numérique, les tendances du marché ont rejoint votre philosophie...

Le rendement n'est pas une fin en soi mais, pour nous, avec les comparaisons en « live music », il nous fallait un minimum pour passer au moins un piano. Or, pour passer un piano avec une enceinte de 80 dB, comme les Anglais en ont fait, il faut 20 kW dans les crêtes : c'est aberrant... Il faut bien voir que, pour un constructeur, le rendement est un handicap parce que les haut-parleurs sont plus chers, la bande passante plus étroite... Il a tous les inconvénients. Mais c'est le seul moyen pour pouvoir faire de la « live music ». Avec le microsillon, le bas rendement a pu faire illusion du fait d'une dynamique compressée, mais avec le compact-disque dont la dynamique est de près de 10 fois supérieure en crête, le rendement est devenu indispensable.

Donc, le rendement n'est pas une philosophie mais une nécessité technique qui, pour nous, a toujours été le fait de la « live music ». Vous savez, je me suis toujours attaché au même concept qui, expérimentalement, était la seule méthode, la moins subjective possible : comparer instantanément la musique et sa reproduction. Ce concept, je l'ai ensuite inculqué à mes techniciens et ingénieurs. On n'en a jamais dévié et ce choix nous a fait échapper aux tendances changeantes et aux modes passagères du marché.

**Page non
disponible**

**Page non
disponible**

PRESSE ETRANGERE

Jean Hiraga

**United States Patent
n° 4,151,431
April 24' 1979
by Howard
R. Johnson
« Permanent
Magnet Motor »
Dépôt :
6 décembre 1973**

Faisons, pour une fois, exception à la règle pour parler non pas de presse étrangère, mais plus exactement d'un brevet d'invention américain qui fit couler beaucoup d'encre en 1979. Sa publication, en tant que brevet d'invention fit bondir chez Howard R. Johnson de nombreux journalistes et chercheurs venus du monde entier. Comme on le sait, obtenir un brevet d'invention aux U.S.A. n'a rien de facile. N'est pas brevetable en tant qu'invention tout ce qui est considéré comme amélioration d'un procédé connu, tout ce qui semble a priori impossible tel que ce vieux rêve du mouvement perpétuel. A quoi bon l'inventer d'ailleurs, puisqu'en essayant d'en extraire la plus petite parcelle d'énergie, ce mouvement ne pourrait plus être perpétuel.

Pour être accepté, un brevet d'invention courant peut nécessiter environ deux ans de recher-

che d'antériorité. La demande de brevet de Howard R. Johnson, elle, a été déposée le 6 décembre 1973 mais n'a été acceptée que six ans plus tard, le 24 avril 1979, sous le numéro 4 151 431 avec pour titre « Permanent Magnet Motor ». La première demande ayant été refusée pour cause d'impossibilité, Johnson dut renouveler sa demande et présenter son invention à une commission d'experts, ce qui explique ces six années d'attente. Or, le moteur, après avoir été vérifié à la loupe, démonté, fonctionnait bel et bien, sans trucage apparent. A la suite de la publication du brevet d'invention, une revue d'électronique américaine consacra deux numéros au moteur de Johnson. Les reporters qui se rendirent chez cet inventeur, résidant à Grass Lake dans le Michigan, purent voir notamment les premiers prototypes de ce moteur et assister à différentes expériences qui avaient participé à l'invention.

Moteur à aimant permanent

Selon Howard R. Johnson, le potentiel des aimants permanents ne serait utilisé qu'en partie pour des raisons de manque de connaissances théoriques. Selon Johnson, il existerait une particule atomique qui serait associée au mouvement des élec-

trons au sein d'un électro-aimant supraconducteur. Toujours selon Johnson des « ferro-électrons » se déplaçant isolément (et non par paires) en quadrature et de charge opposée par rapport au courant d'électrons libres seraient à l'origine du champ magnétique, selon un principe qui serait réversible. » Johnson prend pour exemple des expériences effectuées sur des supraconducteurs au niobium à l'état critique sur lesquels on constate que les lignes de force du champ magnétique cessent de se positionner en quadrature par rapport au sens du courant. Il en découlerait un avantage considérable à produire un champ magnétique non pas de façon conventionnelle mais à partir de ces particules nommées « impaired electrons » par Johnson. Il en conclut qu'un aimant permanent est une source d'énergie inutilisée jusqu'à présent et que les moteurs électriques classiques font appel, pour des questions d'impossibilité de modification de l'orientation du champ magnétique par rapport au sens du courant, aux configurations classiques basées sur le principe des commutations synchronisées des champs magnétiques.

Johnson complète ce petit préambule (déjà très difficile à avaler) par de nombreuses précautions à prendre au niveau du contrôle des champs de fuite des

aimants permanents. Sans celles-ci, son « moteur à aimant permanent » ne pourrait fonctionner. Cette invention reposerait d'autre part sur une combinaison précise des matériaux, de la géométrie et de la concentration des champs magnétiques.

Face aux sceptiques, Johnson faisait une expérience très simple consistant à calculer en joules le « travail » d'un aimant attirant une masse ferreuse, laquelle était ensuite séparée de celui-ci par glissement latéral puis remise en place. L'aimant ne faiblissant pas après un certain nombre d'opérations, il restait à expliquer d'où venait l'énergie.

D'après les journalistes qui auraient fait un reportage chez M. Johnson, une des premières expériences concluantes du moteur à aimant permanent aurait consisté à réaliser un rail à traverses magnétiques polarisées

verticalement et dans le même sens (pôle nord vers le haut) sur lequel prenait place un chariot lesté sous lequel étaient disposés deux aimants de forme incurvée. Selon les journalistes présents, le chariot, une fois posé sur les rails disposés en cercle, se mettait à rouler indéfiniment sans source d'énergie apparente autre que celle... des aimants. On trouvera, sur la figure 1, les figures 5, 6 et 7 du brevet d'invention. Sur la figure 5 de ce brevet, le stator, représenté de façon linéaire, est constitué d'un tapis magnétique d'aimants rectangulaires. Ces aimants sont tous disposés dans le même sens, leur polarité nord vers le haut, leur partie inférieure (polarité sud) reposant sur un alliage ferro-magnétique à haute perméabilité. Dans son brevet, Johnson insiste sur l'importance de cette pièce qui est destinée à contrôler les

champs de fuite. Au-dessus de ce tapis magnétique prend place la pièce qui doit entrer en mouvement. Elle est constituée d'un aimant de forme incurvée aux extrémités effilées et polarisées nord et sud. Sur la figure 5 du brevet sont représentés les champs de fuite, dont :

- champ de fuite, assez faible, de l'aimant incurvé entre les pôles nord et sud ;
- champ de fuite composite nord-sud entre les aimants, dont le positionnement est rehaussé.

Sur les figures 5, 6 et 7, on peut voir le déplacement de l'aimant. Les forces d'attraction ou de répulsion sont indiquées par des flèches. Les flèches référencées 34 correspondent à des forces de répulsion tandis que celles référencées 36 sont des forces d'attraction. Précisons que la revue américaine qui avait consacré deux articles à cette invention avait publié un tableau qui donnait, pour un déplacement sur un cycle, la valeur exacte des forces d'attraction et de répulsion. Sur les figures 5, 6 et 7 du brevet d'invention, il est expliqué que la partie frontale de l'aimant en mouvement est soumise à une force de répulsion beaucoup plus grande que celle d'attraction, ce qui semble tout à fait évident (mêmes polarités en opposition). Pour la partie arrière de l'aimant en mouvement, on a cette fois des polarités opposées produisant une attraction. Sur la figure 8 du brevet, on aperçoit le système vu de dessus, les aimants en mouvement étant associés par paires sont décalés légèrement l'un par rapport à l'autre de façon à régulariser le déséquilibre des forces au cours du déplacement sur un cycle. Sur la figure 2 sont représentées différentes figures de brevet d'invention parmi lesquelles on pourra voir les figures 9 et 10. Ces figures reprennent la disposition des figures 5, 6 et 7, mais de façon circulaire et non linéaire. Le rotor, en forme de

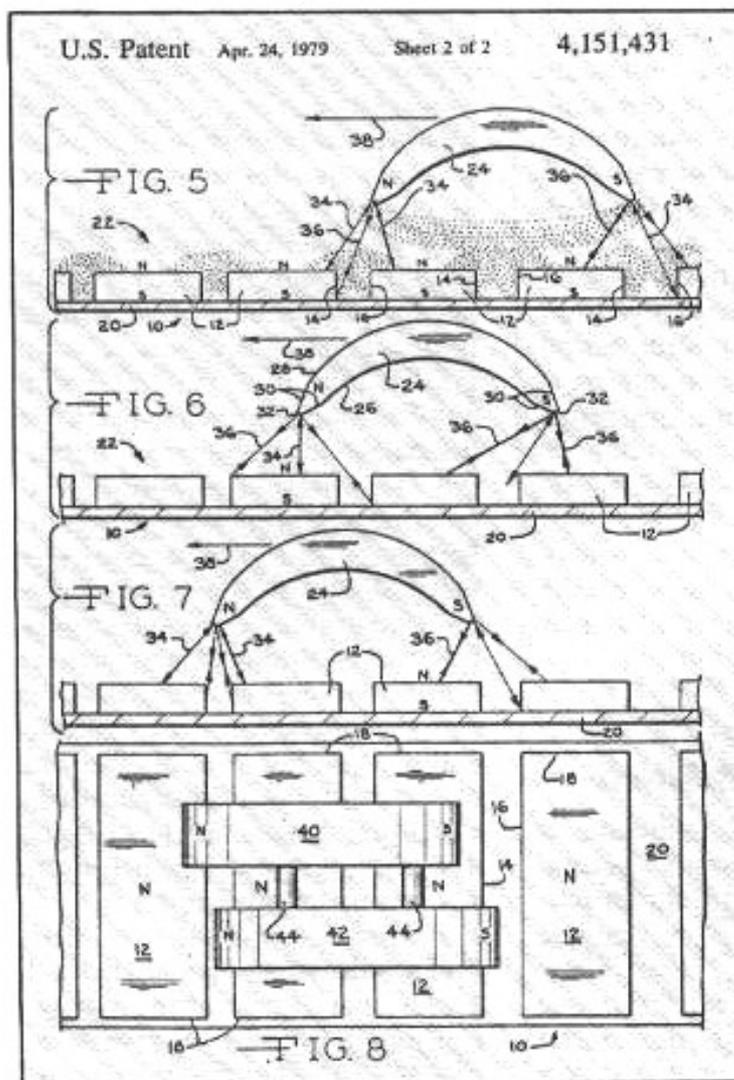


Fig. 1 : Brevet d'invention Johnson. Sur celui-ci, les figures 5, 6, 7 et 8 décrivent le principe du « moteur à aimants permanents ».

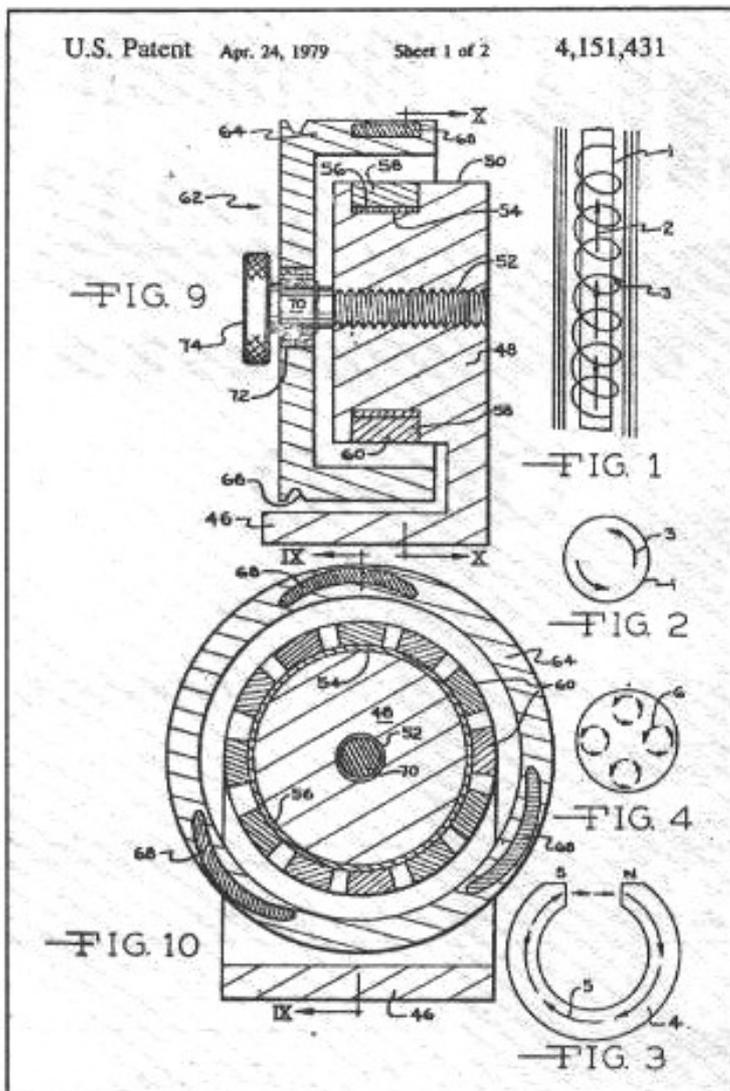


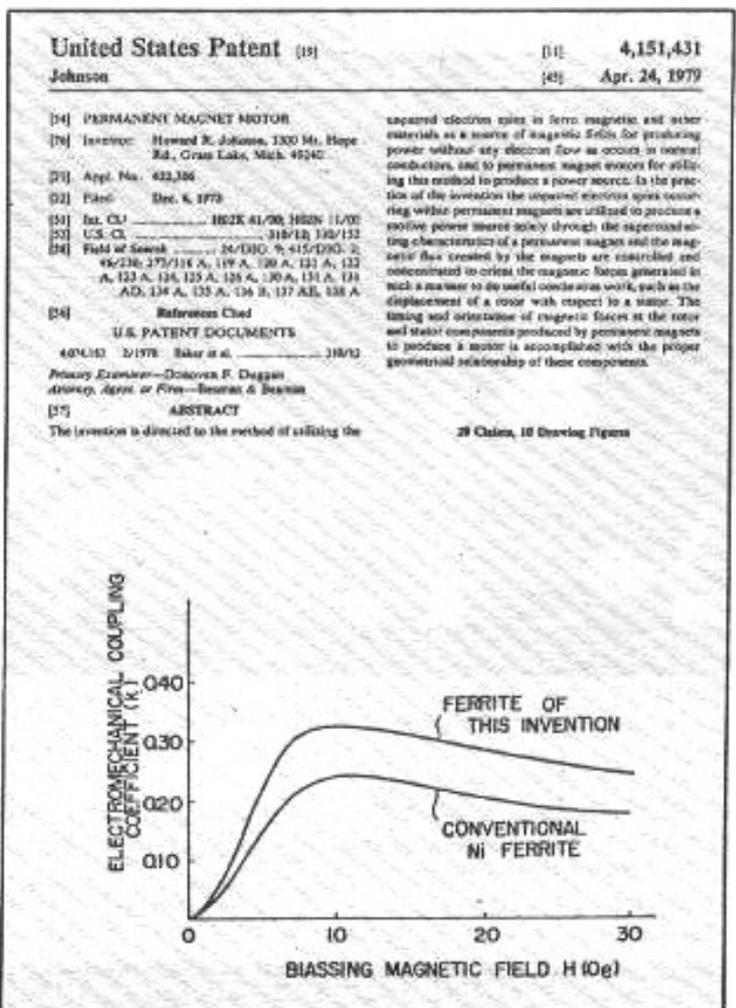
Fig. 2 : Figures 9 et 10 du brevet d'invention Johnson, décrivant un « moteur à aimants permanents ».

cloche ou de cage d'écureuil, est constitué de trois aimants tandis que le stator en comporte douze dont la section n'a pas une forme tout à fait rectangulaire. Le reste du rotor, référencé 64 sur la figure, est réalisé dans un matériau amagnétique. La molette, référencée 74, servirait à sortir le rotor du stator, ceci dans le but de diminuer le couple ou bien pour stopper la rotation du moteur.

Selon Johnson, les aimants de ce moteur, compte tenu de leur disposition, seraient soumis à des forces de désaimantation gênantes, ce qui rendrait impossible l'utilisation de certains aimants plus puissants que ceux utilisés pour cette invention (ferrite). Le brevet se complète par la description d'un aimant ferrite mieux adapté à la situation.

Fig. 3 : Première page du brevet d'invention de Johnson. Publié le 24 avril 1979, il porte la référence 4 151 431.

Que dire d'autre sur ce brevet d'invention aussi étonnant qu'incroyable, dont la première page est représentée sur la figure 3. Cette machine rappelle quelque peu un ouvrage russe publié vers 1960, dans lequel étaient regroupées toutes les idées, depuis les plus anciennes jusqu'aux plus modernes en passant par les fraudes célèbres, concernant le mouvement perpétuel. La seule différence (elle est de taille) est qu'aucun principe décrit dans cet ouvrage ne fonctionne alors que Howard R. Johnson, lui, prétend que son moteur fonctionne avec, pour preuve, non pas un simple modèle déposé mais un vrai brevet d'invention. Comment expliquer qu'une idée aussi géniale soit retombée dans l'oubli depuis 1979 ? Ne serait-ce pas la preuve que ce moteur ne fonctionne pas ?



**Page non
disponible**

**Page non
disponible**

**Page non
disponible**



Audio et numérique : mariage réussi ?

A. Deraedt

D

epuis l'apparition des circuits intégrés, et surtout grâce à l'intégration sur une échelle de plus en plus grande de ces circuits, l'électronique digitale a fait un bond phénoménal, et intervient maintenant pratiquement dans tous les domaines, y compris ceux de la consommation courante ; rappelons que l'électronique digitale (ou numérique) se distingue de l'analogique par le fait que les circuits ne connaissent que deux états (0 et 1) et que les changements d'état ne se font qu'à des instants bien précis, dictés par une horloge. Ce n'est pratiquement que depuis 1982, avec l'apparition sur le marché du système Compact-Disc, que le numérique a bouleversé la vie et les habitudes de l'audiophile . En effet, le traitement numérique d'un signal (audio ou non) fait appel à des opérations mathématiques particulièrement complexes, et bien souvent les divers aspects de ce traitement sont abordés de manière parcellaire... Aussi nous a-t-il paru intéressant de refaire un point, certes succinct et « vulgarisé », mais néanmoins global, pour une meilleure compréhension du pourquoi et du comment des choix mathématiques effectués lors de l'élaboration du standard de l'audio numérique.

Nous nous bornerons ici à étudier les opérations effectuées dans le cadre du système CD, le seul qui intéresse réellement les audiophiles.

Le signal analogique, lors de l'enregistrement, doit subir deux opérations successives afin d'être transformé en données numériques : il s'agit de l'échantillonnage, puis de la quantification.

Echantillonner un signal consiste à mesurer sa valeur à des instants précis, équidistants les uns des autres ; la valeur de chaque échantillon est une valeur « analogique ». Chaque échantillon est ensuite quantifié, c'est-à-dire comparé à une échelle comportant un nombre fini de valeurs, à savoir 2^n , chacune de ces valeurs étant repérée suivant un certain code par un nombre de n chiffres

0 ou 1 (appelés bits). La valeur de l'échelle la plus proche de la valeur analogique de l'échantillon étant retenue, son nombre de n bits correspondant devenant alors la traduction numérique de l'échantillon ; le signal analogique est donc transformé en une série de mots de n bits. Dans le système CD, $n=16$ et la durée entre chaque échantillon est égale à $1/44\ 100$ s, soit environ

22,7 μ S ; à la reproduction, un circuit spécifique, appelé convertisseur numérique-analogique, reproduit le signal analogique d'origine (ou presque) à partir des données numériques.

Le problème qui se pose alors est celui de la perte d'information provenant de ces deux opérations.

Dans le cas de la quantification, il y a forcément perte d'information. En effet, on passe d'un échantillon pouvant prendre un nombre infini de valeurs à une donnée numérique ne prenant qu'un nombre fini de valeurs, soit 2^n . Dans le système CD, ce nombre est égal à $2^{16} = 65\,536$, qui est très important ; il correspond à une dynamique de 90 dB, ce qui est largement supérieur aux possibilités des meilleurs reproducteurs actuels (un casque électrostatique de haut de gamme, qui est pratiquement ce qui se fait de mieux, casques et haut-parleurs confondus sur le plan dynamique, atteint péniblement 65 dB) ; d'une manière plus parlante, cela correspond à un écart de tension de 100 μ V à environ 6,5 V. Les concepteurs du système CD ont donc, en matière de quantification placé d'emblée la barre très haut, contrairement à ce que prétendent certains.

Par contre, l'opération d'échantillonnage n'introduit, du moins en théorie, aucune perte d'information. Ce résultat, qui peut paraître à première vue curieux car, a priori, le signal, entre deux mesures d'échantil-

lons, peut bien se comporter de n'importe quelle manière, est d'une importance capitale car c'est ce qui a permis au système CD d'exister. Néanmoins, ce résultat dû au mathématicien Shannon, n'est valable que si une condition, d'ailleurs fort restrictive, est respectée : il faut que la fréquence d'échantillonnage du signal soit au moins deux fois supérieure à la fréquence maximale contenue dans le signal analogique à échantillonner. Dans le cas du système CD, le signal à traiter est filtré au travers d'un filtre à pente extrêmement raide (à 20 kHz) et échantillonné à une fréquence de 44,1 kHz, qui satisfait bien la condition de Shannon. Le choix de la fréquence de 44,1 kHz a été dicté par des considérations d'ordre pratique ; on constate qu'il existe une marge de 4,1 kHz entre cette fréquence et le double de 20 kHz, car en fait il n'existe pas de filtre à pente infinie. Le théorème de Shannon permet donc de reconstituer, du moins mathématiquement, l'intégralité du signal à partir de ses échantillons. La démonstration de ce théorème s'effectue de nos jours, grâce à un outil mathématique puissant : la théorie des distributions, imaginée il y a quelques dizaines d'années par le mathématicien français Laurent Schwartz afin de fournir aux physiciens un modèle mathématique cohérent leur permettant de résoudre un certain nombre de leurs problèmes. Il n'est pas question, dans ces lignes, de

donner la définition d'une distribution, une telle définition nécessitant un niveau en analyse fonctionnelle déjà élevé. Cependant, les lecteurs intéressés pourront consulter (1), (2), (3), (4) pour ce qui concerne les distributions et (5) du même auteur que le présent article pour une démonstration rigoureuse, assortie de son application détaillée au système CD du théorème de Shannon.

Si $f(t)$ (où t est le temps) est le signal d'origine, satisfaisant à la condition de Shannon ω la pulsation ($\omega = 2\pi f$) maximale contenue dans le signal, la formule de Shannon s'écrit alors :

$$f(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} f(n/2\omega) \frac{\sin \pi(2\omega t - n)}{\pi(2\omega t - n)}$$

$f(n/2\omega)$ représentant bien les échantillons, c'est-à-dire les valeurs de f aux instants $n/2\omega$.

Une telle formule représente ce que l'on appelle un produit de convolution discret ; un appareil physique capable d'effectuer une telle opération s'appelle un filtre. La réponse impulsionnelle d'un tel filtre est obtenue en remplaçant f par un signal « impulsion » à l'origine, c'est-à-dire en posant $f(t) = 0$ si $t \neq 0$ et $f(0) = 1$: tous les termes de la somme précédente sont alors nuls, sauf celui correspondant à $n = 0$ et on obtient alors la fonction $\frac{\sin 2\pi\omega t}{2\pi\omega t}$, dont le graphe est donné en figure 3. L'aspect de ce graphe rappellera certainement quelque chose aux habitués des

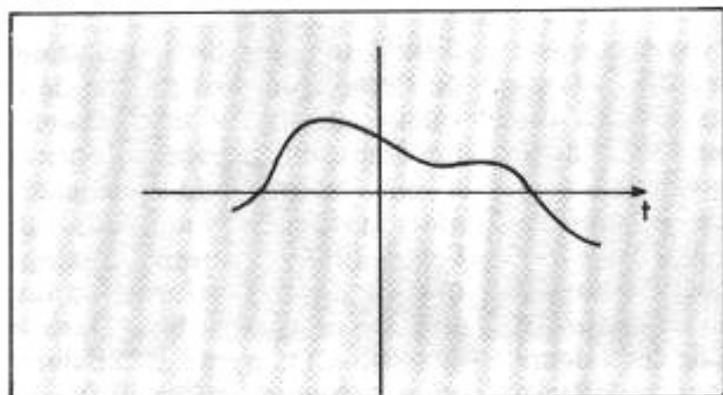


Fig. 1 : Signal d'origine.

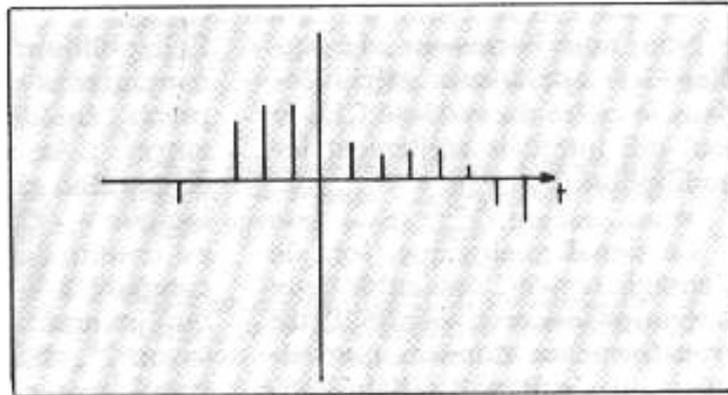


Fig. 2 : Le même échantillonné.

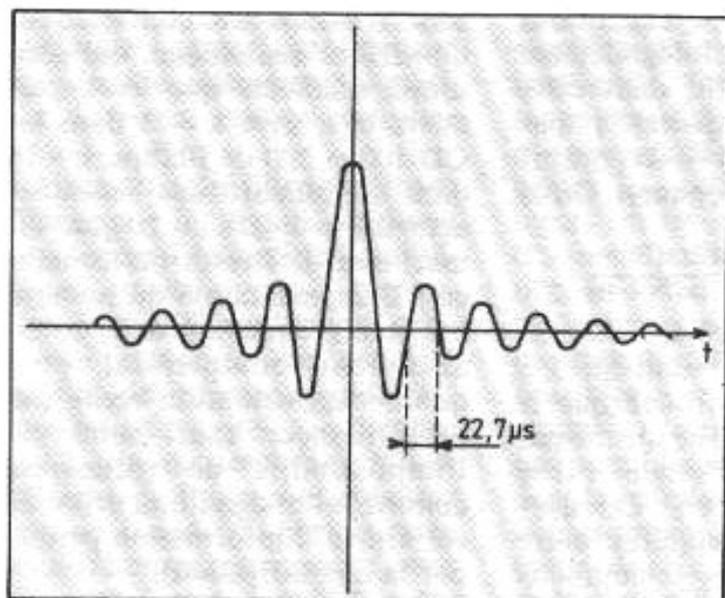


Fig. 3 : Réponse impulsionnelle du filtre numérique passe-bas du système CD.

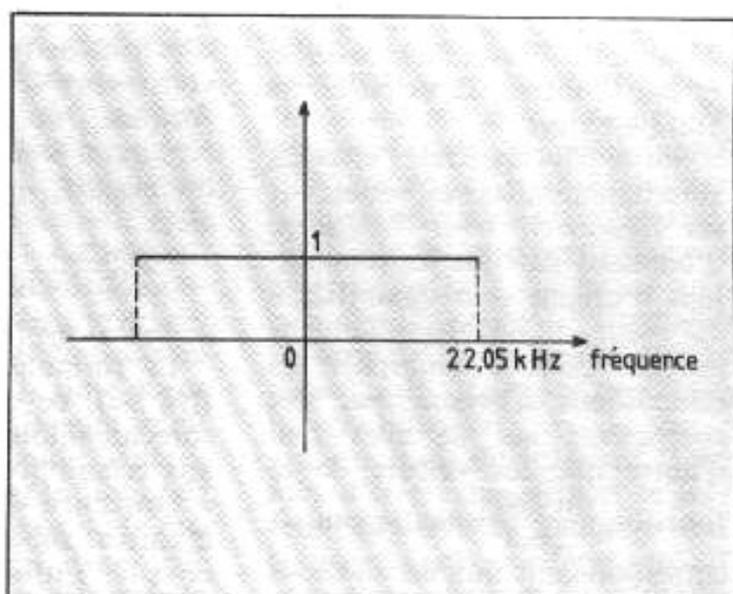


Fig. 4 : Courbe de réponse du filtre passe-bas idéal, proche de ceux utilisés dans le système CD.

bancs d'essai de lecteurs de CD car il ne constitue ni plus ni moins que la réponse impulsionnelle des (bons) lecteurs et c'est également la réponse impulsionnelle du filtre passe-bas mathématiquement idéal, dont la courbe de réponse est donnée en figure 4. On notera que dans ce cas, la formule de Shannon n'est plus exacte puisque, dans le membre de gauche, on trouve une fonction partout nulle sauf en 0 et dans le membre de droite, la fonction $\frac{\sin 2\pi\omega t}{2\pi\omega t}$ qui ne lui ressemble pas du tout. Ceci est normal, car une impulsion unité en 0 qui n'est d'ailleurs pas une fonction (mais que nous avons assimilé à une fonction pour éviter de rentrer dans des considérations mathématiques inaccessibles), ne satisfait pas les conditions de Shannon, car son spectre fréquentiel est une constante, et contient donc des fréquences aussi élevées que l'on veut. A cet égard, il faut se rappeler que le but des concepteurs du système CD n'est ni plus ni moins que de reproduire toutes les fréquences entre 0 et 20 kHz, un point c'est tout ; il est donc parfaitement illusoire de vouloir faire reproduire à un tel système des signaux carrés, ou toutes autres choses du même genre

pour lesquelles il n'a pas été conçu.

Abordons maintenant le problème de la reproduction. Un lecteur CD contient donc un système interpolateur capable, en principe, de reconstituer le signal en totalité à partir de ses échantillons ; un tel système serait donc un filtre passe-bas idéal, ce qui est physiquement irréalisable car sa réponse impulsionnelle $(\frac{\sin 2\pi\omega t}{2\pi\omega t})$ n'est pas « causale », c'est-à-dire n'est pas identiquement nulle pour $t < 0$. Le temps de réponse d'un tel filtre serait alors infini ; puisqu'un tel filtre ne peut exister, l'astuce consiste alors à le simuler de la manière suivante. Comme il n'est physiquement pas possible de reconstituer le signal f d'une manière continue entre deux échantillons, on calcule alors entre deux échantillons du signal d'autres échantillons, en nombre aussi élevé que possible afin de « serrer au plus près » le signal f , grâce à la formule de Shannon précitée.

Et c'est le rôle dévolu au filtre suréchantillonneur existant dans tous les lecteurs de CD ; en pratique, à l'heure actuelle, on recalcule trois échantillons entre deux d'origine, ce qui multiplie par 4 la fréquence d'échantillonnage.

Tout se passe alors comme si le signal à enregistrer avait été, à l'origine, échantillonné à $4 \times 44,1 \text{ kHz} = 176,4 \text{ kHz}$; et c'est la raison pour laquelle, dans le système CD, on s'est contenté d'une fréquence d'échantillonnage a priori si faible, puisque l'on peut, grâce au suréchantillonnage, reconstituer le signal d'aussi près que l'on veut. Certaines machines performantes vont même jusqu'à suréchantillonner 8 fois. Dans la formule de Shannon, utilisée pour le suréchantillonnage, on constate que la somme est infinie, ce qui est irréalisable. On se contente donc, là aussi, d'une approximation en sommant sur une petite quantité finie de termes (sur les appareils Philips, n varie de -12 à $+12$). Plus le nombre de termes est important, plus la précision du filtre est grande.

Bien entendu, les calculs d'échantillons intermédiaires nécessitent la connaissance des échantillons d'origine non seulement passés et présents, mais aussi futurs : il sera donc nécessaire, avant de calculer un échantillon donné, d'attendre d'avoir reçu suffisamment d'informations avant de procéder au calcul. Le filtre suréchantillonneur introduit donc un retard dans la transmission du signal, retard

d'autant plus important que le nombre de termes de la somme, et par là même, la précision du filtre est élevé.

Sur le plan spectral, l'effet du suréchantillonnage est visible sur les figures 5, 6 et 7. Enfin, n'oublions pas que les échantillons d'origine sont quantifiés à 16 bits. Le suréchantillonnage consiste donc à multiplier les échantillons d'origine par des coefficients qui ne sont rien d'autre que les valeurs de la fonction $\frac{\sin 2\pi\omega t}{2\pi\omega t}$ aux instants t correspondants aux échantillons recalculés. Sur les premières machines Philips (CD 100 et 200), ces coefficients étaient caractérisés par des nombres de 12 bits, ce qui faisait un total de 28 bits (16 + 12) ; puis ces différents produits sont alors sommés, là aussi plus le nombre de bits caractérisant la valeur des coefficients est élevé, meilleure est la précision du suréchantillonnage. Néanmoins, le nombre de bits de coefficient n'est pas dû au hasard : il résulte de calculs précis (voir à ce sujet (7) p. 249). Le signal de sortie est donc encore sous forme numérique, mais avec un nombre d'échantillons 4 ou 8 fois plus élevé (suivant la valeur du suréchantillonnage), caractérisés par $16 + p$ bits, où p est le nombre de bits de chaque coefficient. On doit noter que le fait d'augmenter ainsi le nombre de bits de chaque échantillon ne constitue nullement une surquantification quelconque du signal d'origine. D'ailleurs, par un petit calcul facile, on constate sur la formule

de Shannon que les échantillons d'origine de f sont intégralement conservés : il suffit, dans cette formule, de remplacer t par $N/2\omega$ (où N est un entier, positif ou négatif, quelconque). On a alors :

$$\frac{\sin\pi(2\omega t - n)}{\pi(2\omega t - n)} = \frac{\sin\pi(N - n)}{\pi(N - n)}$$

$$= 0 \text{ si } n \neq N, = 1 \text{ si } n = N.$$

La formule se réduit alors à $f(N/2\omega)$, ce qui prouve que le suréchantillonnage ne touche pas aux échantillons d'origine : il se « contente » d'en calculer d'autres supplémentaires entre ceux-là. Enfin, ces échantillons

sont transmis au convertisseur numérique-analogique, qui n'en utilise d'ailleurs que les k premiers bits, avec $k = 14$ dans les CD 100 et 200 de Philips, $k = 16$ dans la plupart des machines actuelles et $k = 18$ ou 20 dans les machines de hautes performances. L'augmentation du nombre k n'étant, le plus souvent, qu'un argument commercial plus qu'une augmentation réelle des performances (par suite de l'impossibilité de récupérer, comme je l'ai signalé au début de cet article, l'information perdue par la quantification).

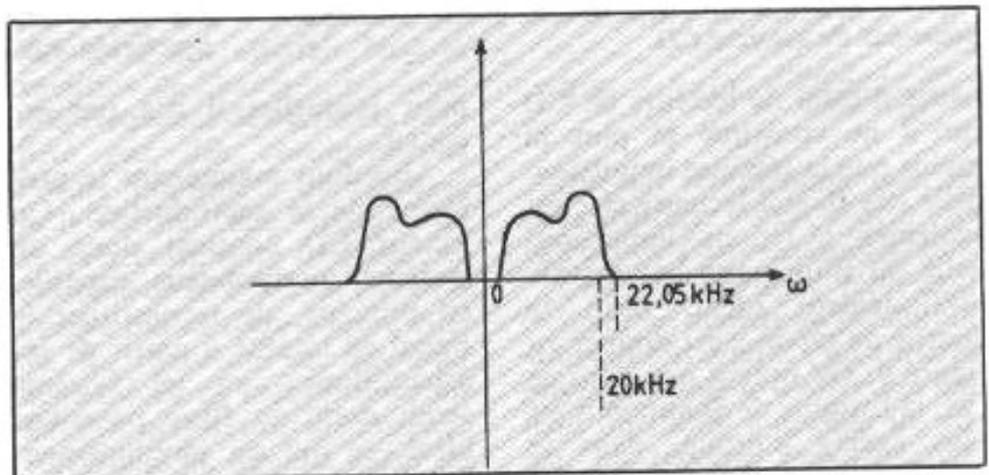


Fig. 5 : Spectre (ou transformée de Fourier) d'un signal filtré par un filtre à pente raide à 20 kHz.

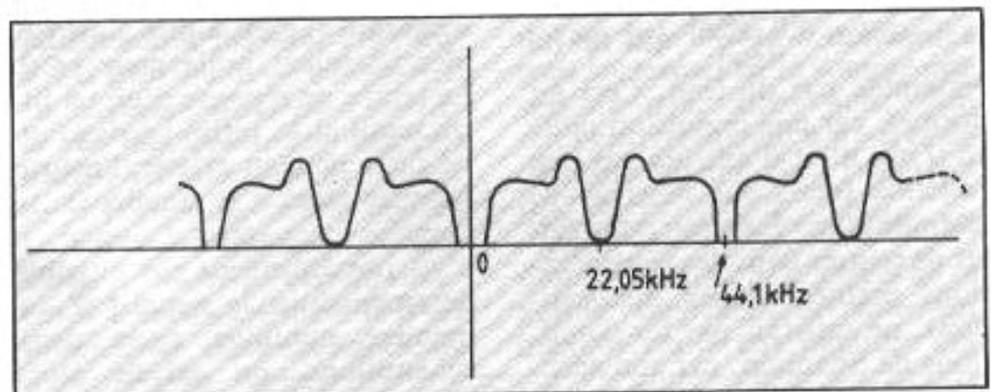


Fig. 6 : Spectre du même signal échantillonné à 44,1 kHz.



Fig. 7 : Spectre du même signal échantillonné à 176,4 kHz.

Le lecteur désireux d'approfondir ses connaissances dans le domaine du traitement numérique du signal pourra consulter (7), (8),... (9).

A la sortie du filtre suréchantillonneur, le signal toujours sous forme d'échantillons numériques, est dirigé vers le convertisseur digital-analogique ; ce dernier comporte une série de sources de courant pondérées, montées en parallèle, en nombre égal à celui du nombre de bits et calibrées de l'une à la suivante dans un rapport 2. Les courants des différentes sources sont donc égaux à I_0 , $4I_0$, ..., $2^n I_0$ où n est le nombre de bits utilisés par le convertisseur (le plus souvent $n=16$, mais dans certaines machines haut de gamme $n=18$ ou 20). Ces sources de courant sont reliées à un convertisseur courant-tension (le plus souvent à base d'un ampli op) et sont commutées par le signal, « on » si le bit correspondant est 1, « off » s'il est égal à 0. Les qualités demandées à un convertisseur sont la précision et la linéarité, obtenues par une calibration précise des sources de courant, et une synchronisation temporelle parfaite, afin que chaque échantillon ait la même durée, sous peine de distorsion ou fluctuations temporelles (ou jitter, en anglais).

Je ne terminerai pas cet article sans dire un mot des codes correcteurs d'erreurs prévus par le système CD, lequel utilise des codes connus sous le nom de Reed-Solomon. Le signal est constitué de trames ou mots de 24 symboles, chacun de ces symboles étant lui-même un nombre de 8 bits. Il y a donc $256 = 2^8$ symboles différents ; à chacun de ces mots de 24 symboles, on rajoute 4 autres symboles de manière à constituer des mots de 28 symboles.

Parmi tous les mots de 28 symboles, il n'y en aura donc qu'un certain nombre (ceux pro-

venant du signal) qui auront une signification : on les appelle les mots-code. On définit une distance entre deux mots, appelée distance de Hamming et qui est égale au nombre d'emplacements où les symboles diffèrent d'un mot à l'autre. A la réception du signal, le décodeur compare chaque mot lu sur le disque par rapport à tous les mots-code possibles et si, par la suite d'une mauvaise lecture, le mot n'est pas parmi les mots-code, le décodeur le remplace par le mot-code le plus proche, au sens de la distance de Hamming. Une telle opération, s'il fallait effectuer la comparaison mot par mot, serait beaucoup trop longue. Aussi, utilise-t-on un processus, qu'il n'est pas question d'explicitier ici, utilisant l'algèbre linéaire et les divisions de polynômes. Chaque mot est considéré comme un polynôme à coefficients dans le corps de Galois à 256 éléments, $GF(2^8)$ ($GF =$ Galois Field, corps de Galois en anglais, du mathématicien français Evariste Galois. Un corps étant un ensemble muni de deux lois de composition interne vérifiant certaines propriétés, dont on trouvera le détail dans n'importe quel ouvrage d'algèbre de premier cycle des universités). En fait, le premier transforme les mots de 24 symboles en mots de 28 symboles, puis ces mots sont entrelacés (c'est-à-dire mélangés suivant un certain ordre bien déterminé), puis aux mots de 28 symboles, on rajoute encore 4 symboles pour en faire des mots de 32 symboles (suivant le même code Reed-Solomon). Au cas où une salve d'erreurs provenant par exemple d'une poussière sur le disque se produirait, l'entrelacement découperait alors fictivement cette poussière en de multiples tronçons qui ne seraient plus gênants.

La probabilité d'erreur (c'est-à-dire qu'un mot-code soit purement et simplement remplacé par un autre) est de 2^{-19} .

Enfin, signalons que les symboles de 8 bits sont, au moment de l'enregistrement, remplacés par des symboles de 14 bits (c'est la modulation EFM : eight to fourteen modulation), de telle sorte qu'entre deux bits « 1 » soient placés au moins deux et au plus dix bits « 0 », ceci afin de permettre la lecture du disque dans de bonnes conditions ; à la lecture, le processus inverse a lieu.

Cette étude du système CD est loin d'être exhaustive et le lecteur désireux d'en connaître tous les aspects peut se référer à (6) ; il constatera alors que le système CD a été étudié jusque dans les moindres détails et ce, d'une manière proche de la perfection au plan mathématique.

Bibliographie

- (1) **Laurent Schwartz** « Les distributions ». *Ed. Hermann* - Paris.
- (2) **Laurent Schwartz** « Méthode mathématique pour les sciences physiques ». *Ed. Hermann* - Paris.
- (3) **Vassili Vladimirov** « Distributions en physique mathématique ». *Ed. Mir* - Moscou (en français).
- (4) **Michel Hervé** « Transformation de Fourier et distributions ». *Presses Universitaires de France* - Paris.
- (5) **Alain Deraedt** « Les distributions et le théorème d'échantillonnage de Nyquist-Shannon ». *Toute l'électronique*, nos 532 et 533, mars et avril 1988.
- (6) **Philips Technical Review** Vol. 40, 1982, n° 6. **Philips Technical Publication**, n° 261, 1988.
- (7) **Maurice Bellanger** « Traitement numérique du signal ». Collection CNET-ENST. *Ed. Masson* - Paris.
- (8) **Maurice Bellanger** « Analyse des signaux et filtrage numériques adaptatif ». Coll. CNET-ENST. *Ed. Masson* - Paris.
- (9) **Athanasios Papoulis** « Signal analysis ». *Ed. Mc Graw-Hill*.