

N° 12 NOVEMBRE 1990 14^e ANNÉE

L'AUDIOPHILE

HAUTE FIDÉLITÉ PLUS !



PANORAMA 15 ELECTRONIQUES A TUBES



• MUSIQUE

La rénovation
du grand
orgue de
Notre-Dame
de Paris

• JAZZ

Barcelone.
Capitale
de la
production
de jazz ?



**LES
MUSES
D'OR**
au
bras
SME V

• *QUOI DE NEUF ?* L'avenir du CD enregistrable

• *REALISATION* : Filtre actif paramétrable

• *ACOUSTIQUE* : Musique et architecture (2)

• *MUSEE IMAGINAIRE* : Leak Point One M 2589 - 12 - 55,00 F-RD

• *THEORIE* : Câbles coaxiaux



**Page non
disponible**

**Page non
disponible**

**Page non
disponible**

**Page non
disponible**

**Page non
disponible**

**Page non
disponible**

**Page non
disponible**

**Page non
disponible**

**Page non
disponible**

**Page non
disponible**

**Page non
disponible**

**Page non
disponible**

**Page non
disponible**

**Page non
disponible**

**Page non
disponible**

Quoi de neuf ?

L'AVENIR DU CD ENREGISTRABLE

Jean Hiraga

E

n l'espace de quelques années, le disque CD est devenu le principal support de conservation de la musique enregistrée.

Philips, créateur du format Compact Disc, imposa des normes qui furent regroupées dans le fameux « Red Book ». Le groupe japonais Sony y apporta de petites modifications.

Mais le Compact Disc, avec un capacité de stockage de 15 Gbits, vit ses applications déborder rapidement le simple cadre de la haute-fidélité.

Aujourd'hui, le « Red Book » se complète de nombreuses autres normes que l'on trouve dans les « Orange, Yellow et Green Books », tous répondant au format Compact Disc.

Le tout dernier, que l'on ne connaissait que sous forme de prototype il y a à peine un an et demi est le CD-WO, « Write Once ».

C'est, du moins actuellement, le seul format enregistrable parfaitement compatible avec différents types de formats CD et conforme à la norme de l'Orange Book II.

En décidant la commercialisation de son enregistreur-lecteur, Kenwood répond à l'attente de nombreux professionnels dans un créneau de marché nouveau et très prometteur.

On peut estimer à 50 millions le nombre de lecteurs CD et de CD ROM utilisés actuellement dans le monde. Autrefois rares, les lecteurs CD et les combinés portables avec lecteur CD incorporé de prix inférieur à 1 800 F se trouvent sans difficulté sur le marché. En France, la demande pour des disques CD de prix plus abordable qu'il y a quelques années n'a cessé de grandir. De nouveaux éditeurs sont apparus créant ainsi une demande pour des petites séries (2 000 à 5 000 disques par exemple). Le disque noir, lui, a au contraire eu tendance à augmenter de prix en raison d'une baisse de demandes du marché.

Beaucoup trop élevé, le prix des matériels de gravure des disques CD n'a pu permettre aux studios d'enregistrement de s'équiper. La commercialisation de l'enregistreur-lecteur Kenwood répond donc à l'attente des professionnels qui recherchaient un équipement de prix réaliste, facilement transportable, servant à l'enregistrement d'un support fiable et totalement compatible avec le disque CD. Le disque enregistrable une seule fois, non effaçable et compatible CD fut présenté à la presse française en février 1989 par le groupe japonais Taiyo Yuden sous la référence CD-R (CD-Recordable). Le support aurait pu, malgré ses qualités, rester dans les tiroirs des laboratoires de recherche si les constructeurs n'avaient pas fini par s'y intéresser de très près pour des questions de prix abordable, de fiabilité et de compatibilité CD. Quant à l'impossibilité d'effacement et de réenregistrement du CD-R That's ou du CD-WO Kenwood cela ne pourrait être pris comme un gros inconvénient vu qu'une cire pour disque microsillon n'est pas effaçable et que la bande magnétique d'une prise de son de valeur n'est enregistrée qu'une seule fois à partir d'une bande vierge.

Le disque CD-WO de Kenwood est identique au disque CD-R de That's. On pourra éventuellement se reporter à L'Audiophile n° 3 de février 1990. Visuellement, le disque CD-WO se différencie d'un disque CD normal par son label, sa couleur or du côté sérigraphié et par sa teinte verte du côté gravure. Comme on le sait, ce disque comporte un sillon prégravé en spirale et une couche photoabsorbante. La gravure s'effectue avec un rayon laser de puissance comprise entre 6 et 9 mW (contre 0,1 à 0,3 mW pour la lecture d'un disque CD normal ou celle d'un disque CD-WO déjà enregistré). A la gravure, le spot laser porte la matière photoabsorbante à une température qui produit un dégagement de gaz et forme ainsi dans le sillon prégravé et dans le substrat même une alvéole de longueur prédéterminée. On trouvera sur la figure 1 le tableau

comparatif du disque CD-WO et du disque CD standard. La figure 2 représente l'aspect des disques CD-R (ou CD-WO) avant et après enregistrement comparés à celui du disque CD normal.

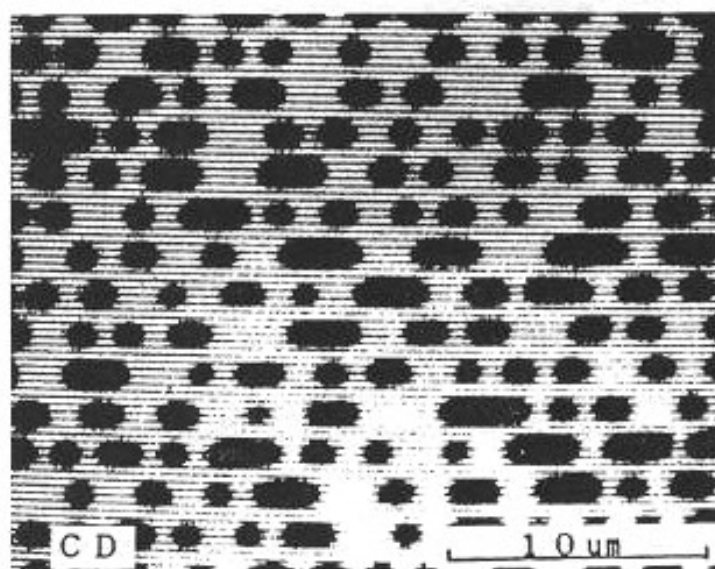
Bien que le disque CD-R soit resté presque à l'état de prototype durant plus d'un an en raison de l'absence d'appareil enregistreur-lecteur, ceux qui ont pu obtenir des échantillons de disques CD-R ont dû remarquer que des petites faiblesses sur le critère de réflectivité entraînaient, sur certains lecteurs CD seulement, des problèmes de bruits parasites, ce qui semble paradoxal compte tenu du fait que d'après les spécifications de la figure 1, la caractéristique de BLER est nettement supérieure sur le disque CD-R. Toujours est-il qu'il semble très important de signaler que ce défaut a totalement disparu sur les nouveaux disques CD-R et CD-WO de

Disque	CD-WO	CD standard
Diamètre :		
Mini CD « Single »	80 mm	80 mm
Normal	120 mm	120 mm
Diamètre de trou central :	15 mm	15 mm
Epaisseur :	1,2 mm	1,2 mm
Zone d'enregistrement :		
Mini CD « Single »	46~75 mm	46~75 mm
Normal	46~117 mm	46~117 mm
Durée maximum d'enregistrement :		
Mini-CD « Single »	21 mn	21 mn
Normal	74 mn	74 mn
Format d'enregistrement :	enregistrable une seule fois	lecture seulement
Réflectivité (pour 780 nm) :	70~90 % (dans le sillon)	70~90 %
Puissance d'enregistrement :	6 à 9 mW	—
Température d'utilisation :	-40 à +70°C	-40 à +70°C
Humidité :	5 à 95 %	5 à 95 %
Longueur d'onde de lecture :	780 nm	780 nm
BLER (taux d'erreur pas bloc) :	infér. à 20 cps	infér. à 20 cps
Puissance de lecture :	0,1 à 0,3 mW	0,1 à 0,3 mW
Puissance maximale de lecture :	2,1 mW	non spécifiée

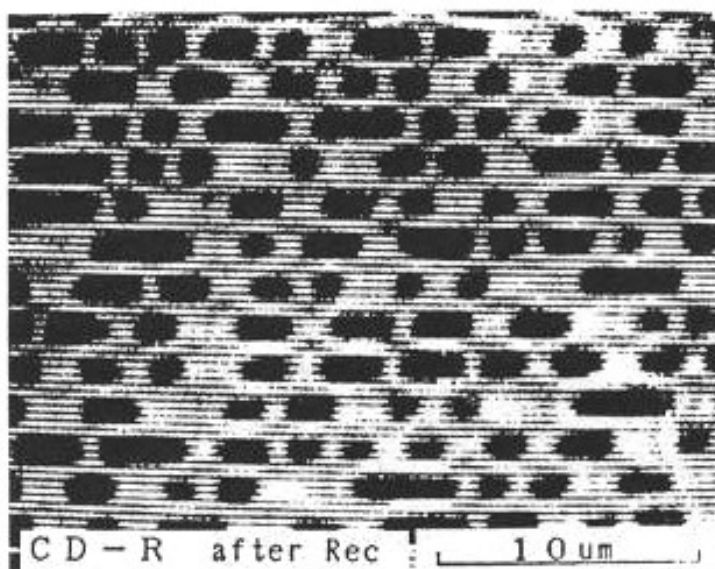
Fig. 1 : Spécifications du disque CD-WO enregistrable une seule fois comparées à celles du disque CD standard.



A



B



C

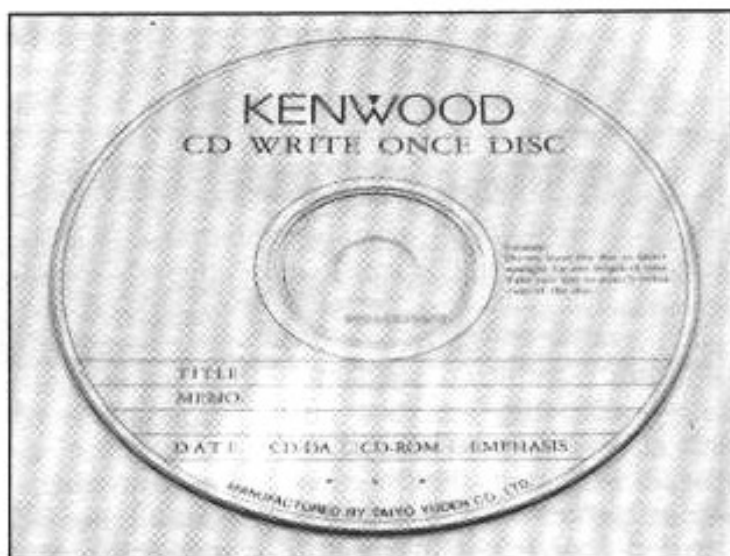


Fig. 3 : Disque CD-WO, enregistrable une seule fois de Kenwood. Il est totalement compatible avec tous les formats CD et offre une fiabilité identique.

Kenwood. Ce dernier est représenté sur la figure 3. On remarquera que du côté étiquette, l'utilisateur a la possibilité d'y inscrire un titre, une note, la date et des informations concernant le codage (CD-PA, CD-ROM, pré-accentuation). Rappelons que le format CD-WO, conforme à l'« Orange Book II », peut, outre son utilisation en audio, s'utiliser pour les formats CD-DA, CD-ROM et CD-I (CD interactif).

Au Japon, Kenwood était la firme la mieux placée pour commercialiser un enregistreur-lecteur pour format CD-WO. En 1982, Kenwood a été en effet le premier à commercialiser toute une série d'appareils professionnels destinés au codage, au décodage, à la mesure et à la vérification des disques CD, à savoir :

- codeur DA 3500 (en 1982) ;
- codeur DA 3500 A (en 1985) ;
- codeur DA 3500 D (en 1988).

Ce codeur, utilisé par la majorité des éditeurs de disques CD est complété à présent par une vaste gamme d'appareils, à savoir :

- RW-3500 : adaptateur de subcode
- DC-3510 : convertisseur A/N
- DT-3520 : interface I/O pour processeur PCM

Fig. 2 : Aspects du disque CD-R (ou CD-WO) avant enregistrement (A) ; après enregistrement (B) comparés au disque CD normal (C). (Doc. Taiyo Yuden).

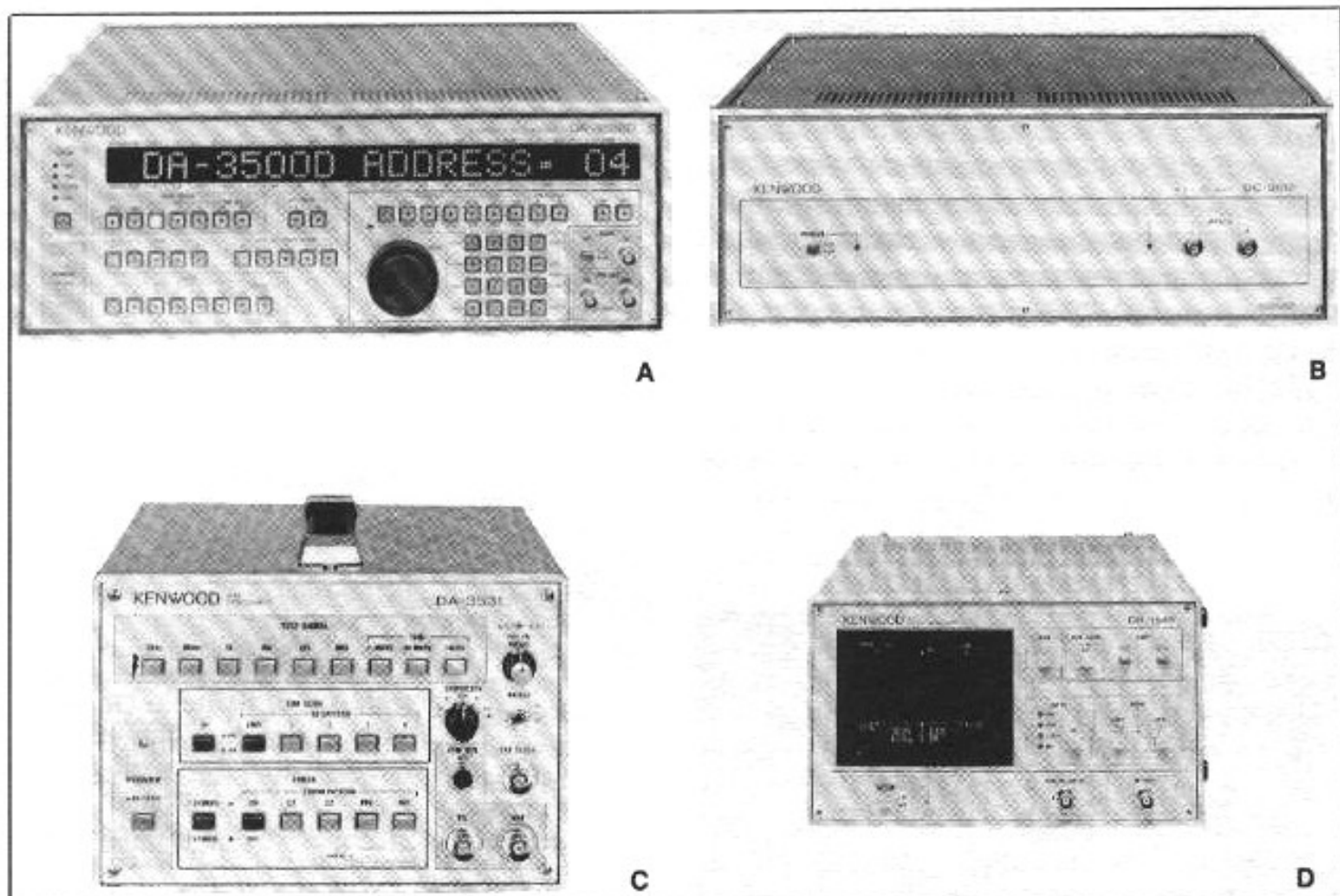


Fig. 4 : Appareils professionnels Kenwood pour le codage, DA-3500 D (A), le décodage, DC-3510 (B), la mesure des disques, DA-3531 (C) et des lecteurs CD, DB-3545 (D).

— DA-3531 : codeur CD pour évaluation des performances des lecteurs CD

— RW-3531 : générateur de sub-code

— DB-3541 : analyseur de « jitter »

— DB-3545 : analyseur en temps réel du « jitter » et du « diagramme de l'œil »

— DR-3550A : décodeur-analyseur de CD

— DR-3552 : décodeur-analyseur de CD

— CD-TO3 : disque-test pour sources graphiques couleur RGB en subcode R-W.

Quelques-uns de ces appareils sont illustrés sur la figure 4.

L'ensemble

DA-7000/DD-7200

Pour Kenwood, il était donc relativement facile d'effectuer

une transformation de ses appareils pour en faire un ensemble plus compact, plus simple d'utilisation et adapté aux besoins du format CD-WO. Déjà, en octobre 1989, Kenwood présentait confidentiellement à la presse son premier prototype d'enregistreur-lecteur basé sur le modèle de série DP-8020 (qui avait subi toutefois de sérieuses modifications). Kenwood voulait de la sorte prouver que l'on pouvait enregistrer un disque CD-WO sans qu'il soit nécessaire d'avoir recours à des machines extrêmement sophistiquées.

L'ensemble enregistreur-lecteur Kenwood a été présenté à la presse française le 29 juin dernier. Déjà en vente au Japon où les commandes de la part des nombreux studios ne cesse

d'affluer, sa commercialisation en France est prévue pour le début 1991 au prix de 150 000 F environ pour l'ensemble, soit 85 000 F pour le codeur DA-7000 et 75 000 F pour l'enregistreur-lecteur DD-7200. Quant au disque CD-WO, son prix pratiqué au Japon actuellement est celui d'un disque CD normal soit 120 F environ. Le prix relativement élevé de celui-ci dans le cadre de sa vente au détail ainsi que son aspect « CD-WO » infalsifiable, seraient deux arguments de taille pour éliminer les risques éventuels de piratage.

L'enregistrement du disque CD-WO est compliqué par son formatage, ce qui n'est pas le cas de l'enregistrement audio-numérique sur bande magnétique.

Le codeur DA-7000 est, comme le montre la figure 5, simplifié à l'extrême au niveau de sa facilité d'emploi : sa face avant ne comporte plus que sa commande de marche-arrêt. Pour réaliser cette prouesse technique, Kenwood a dû réaliser un circuit à haute intégration de sa propre fabrication. Il porte la référence TC 110 G 05HS. A lui seul, il remplace un grand circuit imprimé qui se trouvait sur les appareils de série 3500.

Sans être connaisseur en la matière, on pourrait se poser une question : comment l'enregistreur peut-il reconnaître et suivre un sillon vierge ? Comment peut-il régler son faisceau de façon à optimiser la précision de la gravure ? Comment peut-il ajuster son faisceau en plein centre du sillon prégravé ?

Toutes ces questions peu solubles en apparence sont résolues de façon élégante de différentes manières. En tout premier lieu, il faut savoir que le sillon de guidage, que l'on croyait vierge, est en réalité modulé en fréquence à 22,5 kHz. Cette fréquence, extrêmement précise, assure le centrage du sillon par la méthode ATIP (Absolute Time in Pregroove). Le début de l'enregistrement se trouvant près du centre du disque, les 34 premières secondes précédant l'enregistrement sont consacrées au PCA (Power Calibration Area), au réglage de puissance du faisceau dans une zone appelée « plage de calibration » de la puissance. Cette plage est suivie d'une autre plage de 13 secondes, appelée

PMA (Power Modulation Area), qui contient 15 trames avant le début de l'enregistrement. A la suite de quoi, l'enregistrement pourra débuter à partir du diamètre (standard) de 46 mm jusqu'à la fin (diamètre standard 116 mm), ce qui correspond à un maximum de 74 minutes d'enregistrement en stéréo. La gravure (ou écriture) est effectuée par un spot laser à réglage automatique dont la puissance peut varier entre 4 et 8 mW pour une longueur d'onde de 790 nm. Le spot laser, de puissance maximum 10 mW, passe à une valeur comprise entre 0,3 et 0,7 mW en mode lecture.

L'enregistreur-lecteur DD-7200 Kenwood se présente comme sur la figure 6. De mêmes dimensions que le codeur, soit 133 x 426 x 480 mm mais un peu plus lourd que ce dernier (11 kg contre 8 kg pour le codeur), il se différencie d'un lecteur CD classique par la présence d'un compteur horaire et d'un compteur de trame. Le DD-7200 est équipé d'une sortie analogique au standard XLR 3-32. Dans sa configuration classique (fig. 7), le système d'enregistrement sur disque CD-WO se compose ainsi :

- codeur de CD DA-7000
 - enregistreur-lecteur DD-7200
 - ordinateur personnel + logiciel
- avec, en option :
- formateur CD-ROM (prend place dans le DA 7000)
 - carte d'adaptation CD-ROM/XA AD PCM
 - processeur audionumérique (genre Sony PCM 1630)

— U-Matic VCR (genre Sony DMR-4000)

— magnétocassette DAT professionnel

— carte graphique pour CD.

Les connexions entre les différents éléments s'effectuent selon les standards BNC, BNC-R, XLR-3, connecteur multiple 26 broches IEEE.

Comme on le voit, l'intégration sous les dimensions d'un lecteur CD normal, avec la simplicité d'utilisation d'un magnétocassette DAT n'est pas encore imminente mais il est à prévoir, dès l'automne prochain, des efforts dans ce sens que l'on verra sans doute à l'Audio Fair de Tokyo.

Applications du CD-WO

L'intérêt du disque CD-WO réside dans sa parfaite adaptation aux normes du Livre Orange II, ce qui n'est pas le cas, du moins actuellement de différents systèmes expérimentaux et concurrents qui font appel à des procédés magnéto-optiques, à couche métallique ou à modification d'angle de réflexion optique. Un des principaux arguments de vente du CD-WO de Kenwood/Taiyo Yuden serait justement que l'écriture, la mise en mémoire ne se fait qu'une seule fois certes mais qu'elle reste en contrepartie très stable, les alvéoles de codage se formant dans la couche photoabsorbante aussi bien que dans le support en polycarbonate. Bien que le disque CD-WO actuel soit encore

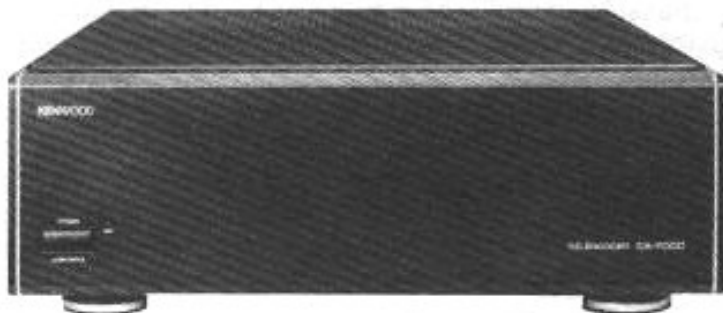


Fig. 5 : Codeur de disque CD Kenwood DA-7000.



Fig. 6 : Enregistreur-lecteur de CD WO Kenwood DD-7200.

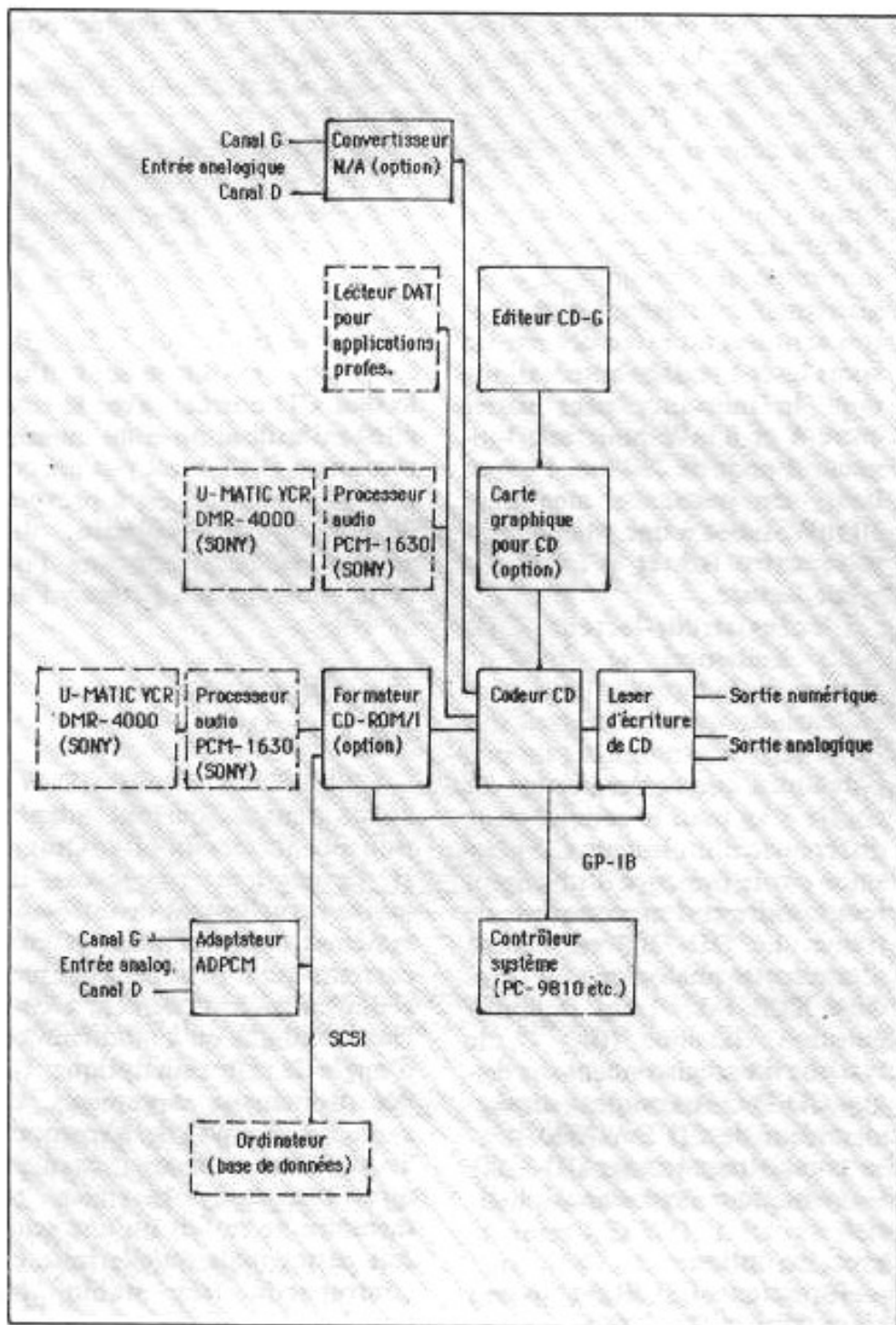


Fig. 7 : Configuration du système.

sensible aux rayons ultra-violets (malgré une nette amélioration par rapport aux prototypes vus en 1989), ce support reste insensible aux champs magnétiques ou électrostatiques. Parmi les principaux marchés ciblés, les logiciels pour CD-ROM pourraient représenter une bonne part de marché de même que celle des éditeurs. Un seul disque CD-ROM peut contenir une encyclopédie de 30 volumes !

Pour les stations de radio-diffusion, la mise au format CD rend le support inusable, avec des plages enregistrées plus rapides d'accès : génériques, bandes annonces, indicatifs, etc.

— Pour les studios d'enregistrement : réalisation de maquettes dans un minimum de temps, de disques de contrôle.

— Pour les éditeurs de disques : pré-série, tirages en série très limitée, disques de contrôle.

— Pour les musiciens : réalisation rapide de maquettes, tirages numérotés et signés.

— Pour l'industrie : programmes de commande pour machines, contrôles divers, transmission d'ordres, etc.

Il faut y ajouter les diverses applications graphiques pour les créations artistiques (Computer Graphic's) ainsi que toutes les combinaisons possibles avec les autres formats Compact Disc (CD Interactif par exemple).

Certains produits concurrents existent, comme par exemple le disque WMRA optonumérique (genre Akai DD-1000), le disque CRV (Component Recording Video), déjà commercialisé au Japon par Sony sous la référence LVS-5000 (processeur) et LVR-5000 (enregistreur) au prix total de 80 000 F environ) ou bien d'autres supports qui, tout en étant aux dimensions du Compact Disc, ne sont pas parfaitement conformes aux différentes normes du Compact Disc.

Le disque CD-WO n'offre cependant pas les mêmes possibilités qu'un disque « master » en verre gravé métallisé, d'où impossibilité de l'utiliser pour réaliser une matrice, celle-ci étant nécessaire pour la réalisation de copies. Inversement, cette impossibilité de s'en servir pour réaliser des copies en série à faible prix pourrait éviter le risque de voir ce nouveau support tomber de nouveau dans le piège des droits d'auteurs que connaît la cassette DAT.

Nous saurons, dans les prochains mois, si le support CD-WO va se vulgariser en s'accompagnant de plusieurs enregistreurs-lecteurs professionnels, semi-professionnels et pourquoi pas grand public. La qualité, la fiabilité du CD-WO de Kenwood mériterait d'être récompensé par l'attribution d'un nouveau créneau de marché semblable à celui pris par Polaroid au sein du grand marché de la photo.

**Page non
disponible**

**Page non
disponible**

LA CONVERSION $\Sigma \Delta$

Philippe Miche

B

itstream... M.A.S.H.... noise shapers... conversion 1 bit... »

Toutes ces expressions, pour la plupart anglo-saxonnes sont venues enrichir récemment le jargon audio. Elles renvoient à une technique de conversion des données, numériques et analogiques, appelée Sigma Delta, SD (conversion ou modulation Delta Sigma, DS est aussi employée selon l'usage).

Cela à partir des informations digitales fournies par un filtre numérique préprogrammé, ou pour les systèmes très évolués par des DSPs (Digital Signal Processors, ou « Processeurs numériques de signal »), structures programmables par le designer et optimisées par l'implémentation des algorithmes spécifiques DSP rencontrés en traitement de signal en temps réel.

Ce principe de conversion est utilisable aussi bien pour le passage de l'analogique au numérique, à l'enregistrement, qu'inversement du numérique à l'analogique, à la reproduction. Il met en œuvre notamment des filtres numériques pré-programmés, voire des DSP (Digital Signal Processors) programmables par l'utilisateur sur les systèmes les plus évolués. Nous vous proposons, dans cet article, une analyse de cette nouvelle technique de conversion. Ses fondements théoriques ne sont pas récents, pourtant il aura fallu attendre les apports de la micro-électronique pour les voir appliqués.

Certes, au plan théorique, la conversion SD est très séduisante, il faut pourtant, au plan qualitatif, prendre en compte les limites inhérentes à la technologie avant « d'enterrer » les convertisseurs multibits.

Bien que développé il y a une trentaine d'années, le principe de la conversion $\Sigma\Delta$, reposant sur les techniques d'un fort taux de suréchantillonnage et du filtrage numérique, n'a pu voir sa concrétisation sur le marché que récemment sous forme de circuits monolithiques.

Elle est liée aux derniers progrès enregistrés dans le domaine des circuits VLSI (« Very Large Scale Integration » ou « Intégra-

tion à très grande échelle »). Dédiés au traitement de signaux mixtes, ils permettent de traiter à la fois les signaux analogiques et leur représentation dans le domaine numérique.

Autant dire qu'à l'heure actuelle, les doigts d'une main suffisent pour dénombrer les fabricants de semi-conducteurs maîtrisant les technologies nécessaires à l'intégration sur une seule « puce » de silicium,

à la fois de circuit analogiques de précision mais aussi de circuits numériques correspondant à des filtres (aux performances étonnantes et reproductibles facilement d'un système à l'autre).

La même puce peut supporter en prime comme dans le cas de l'ADSP 21 MSP 50 d'Analog Devices, (leader de la conversion de données, du conditionnement analogique du signal jusqu'au

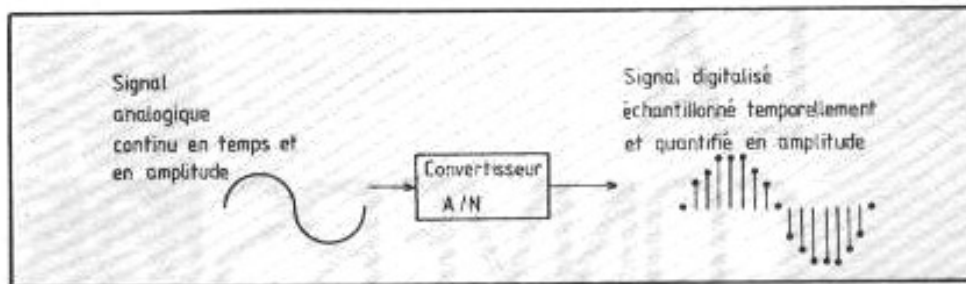


Fig. 1 : Le processus de conversion analogique numérique. On y réalise la transformation d'une fonction continue en une fonction discrète à la fois en temps et en amplitude.

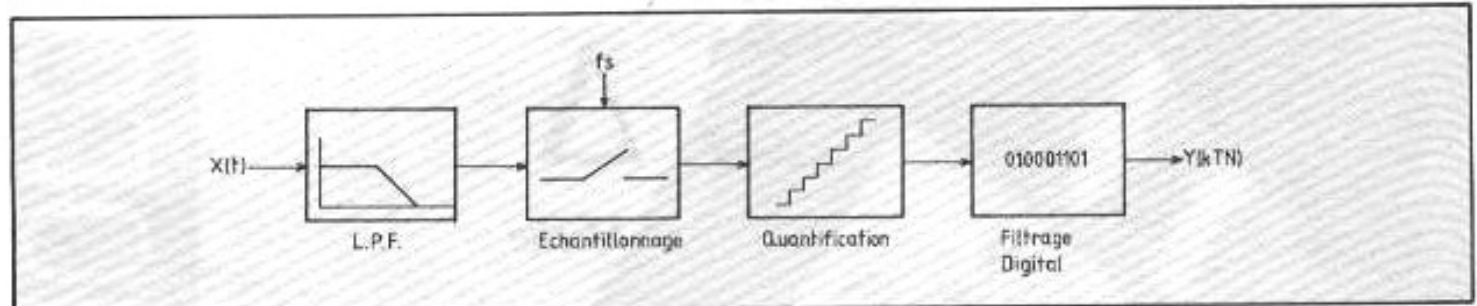


Fig. 2 : Principales fonctions d'un système de conversion analogique/numérique conventionnel.

traitement numérique (DSP)), un DSP justement, processeur numérique de traitement du signal dédié à ce type d'applications en temps réel (Real Time Signal Processing). Pour plus de détails se reporter à l'encadré intitulé « ICASSP 90 : présentation de l'ADSP 21 MSP 50, premier MSP ou Processeur de Signaux Mixtes ».

Pour permettre au lecteur de mieux pouvoir appréhender ces structures complexes et leur fonctionnement, nous verrons successivement dans cet article, les principes de base de la conversion de données, les effets du principe de suréchantillonnage, nous ferons ensuite un point sur les problèmes associés à la quantification du signal, pour pouvoir enfin aborder l'étude d'un convertisseur $\Sigma\Delta$ type avec suffisamment d'éléments. La description de cet ensemble tel que représenté en figure 2 fera souvent référence à la théorie du traitement du signal. Ce qui permettra d'apporter à l'amateur averti de nombreux éclairages et outils de description des phénomènes en présence, et — c'est le souhait de l'auteur — ainsi fournir les passerelles pour franchir les frontières entre les mondes analogique, numérique, fré-

ICASSP 90 : présentation de l'ADSP 21 msp 50, premier M.S.P™, ou Processeur de Signaux Mixtes...

C'est au cours des dernières conférences de l'ICASSP 90 (U.S.A.) qu'Analog Devices a présenté le premier Processeur de Signaux Mixtes ou M.S.P. du marché, référencé ADSP 21 msp 50.

Ce M.S.P. intègre sur la même puce C-MOS non seulement un processeur de signal (compatible sur le plan du software avec les processeurs DSP de la famille ADSP 21 XX d'Analog Devices), mais également une chaîne de conversion analogique-numérique 16 bits complète de type $\Sigma\Delta$, et son pendant côté numérique-analogique. Un rapide coup d'œil à la structure du port d'entrée/sortie analogique (réalisant l'interface entre le DSP et le monde extérieur) ainsi qu'à celle du schéma-bloc du msp-50, permet d'imaginer les progrès enregistrés tout récemment en matière d'intégration (VLSI) dans le domaine du traitement de signaux mixtes.

Le marché visé initialement par un tel circuit est le Radio Téléphone Mobile Digital mais, compte tenu de la souplesse d'utilisation qu'autorise ce type de structure programmable et la bande passante (4 kHz) permise pour les signaux analogiques, on le retrouvera dans des applications très diverses (voir fig. C), telles que :

- instrumentation médicale ;
- filtrage adaptatif pour annulation de bruit par exemple ;
- sonar ;
- instrumentation industrielle B.F. ;
- analyse et synthèse de la parole ;
- télécommunications...

Gageons que dans un proche avenir, le même type de M.S.P. sera disponible pour des bandes passantes jusqu'à 20 kHz. Quel type d'application pourrait-on alors imaginer ?

quentiel, temporel, en même temps qu'une notion du défi et des problèmes proposés par la résolution optimale de la qualité offerte potentiellement par un format tel que 16 bits et $f_s = 44,1$ KHz, pour ne parler que du standard adopté pour le CD audio.

En avant donc pour un voyage vers le futur (proche ?) d'un audio numérique (presque...) parfait...

Bases sur la conversion de données

Avant de se pencher sur l'étude d'un convertisseur analogique-numérique de type $\Sigma\Delta$ et son principe de fonctionnement, il est sans doute utile de présenter quelques bases et principes associés à la conversion de données. La figure 1 représente le processus de conversion d'un signal analogique (à la fois con-

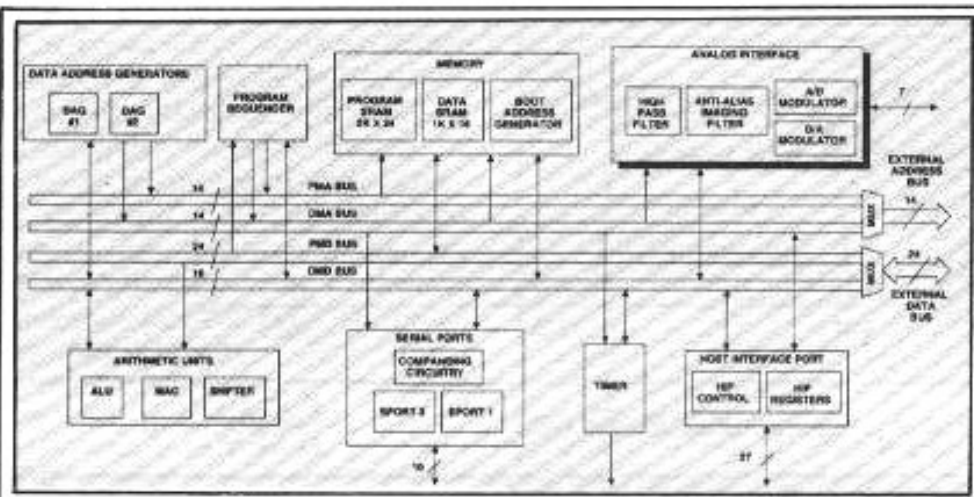


Fig. A : Schéma bloc de l'ADSP 21 msp 50.

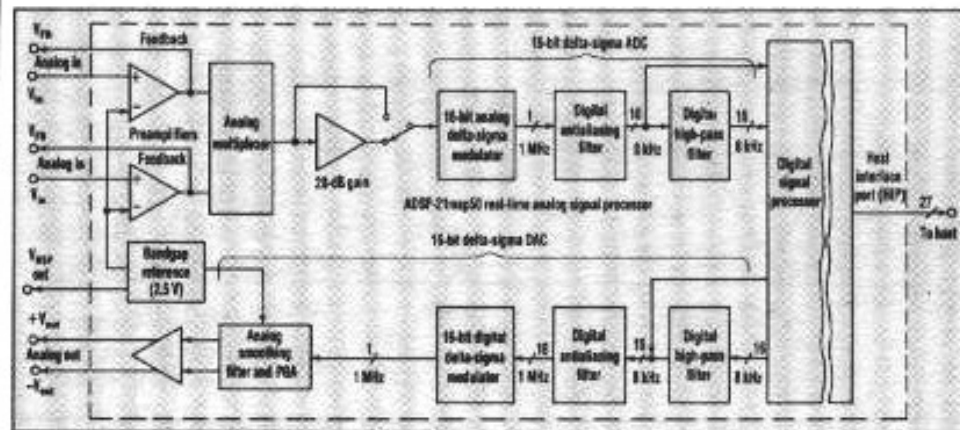


Fig. B : Schéma de l'interface analogique (ADC et CNA) de résolution 16 bits intégrée dans le msp 50.

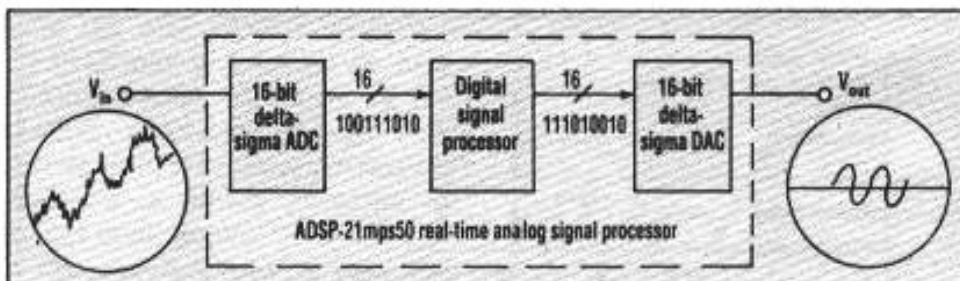


Fig. C : Exemple général d'application du processeur de signaux mixtes ADSP 21 msp 50 avec suppression du bruit basse fréquence et haute fréquence. Après digitalisation du signal pollué d'entrée et filtrage numérique, un signal sinusoïdal propre est restitué. (Documents source Analog Devices : Electronic Design News.)

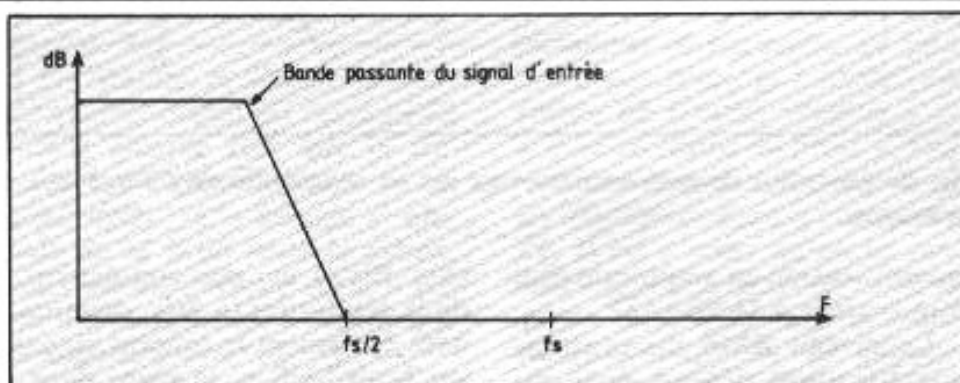


Fig. 3 : Application du critère de Nyquist.

tinu en temps et en amplitude) en un signal numérisé échantillonné temporellement et quantifié en amplitude. Les principales fonctions d'un système de conversion analogique/numérique traditionnel sont indiquées en figure 2.

La première fonction est constituée par un filtre analogique passe-bas (LPF) dont le rôle est de rejeter le plus efficacement possible toutes les fréquences situées au-delà de $f_s/2$, f_s étant la fréquence d'échantillonnage (f_s pour « Sampling Frequency ») qui correspond habituellement à la règle dictée par le théorème de Nyquist Shannon qui spécifie que la fréquence d'échantillonnage d'un signal en voie d'être numérisé doit être au moins double de la bande passante de ce même signal (fig. 3).

Ainsi pour le format CD audio, $f_s = 44,1$ kHz, la bande passante maximale théorique monte jusqu'à 22,05 kHz, ce qui est suffisant (mais sans marge confortable...) pour reproduire l'ensemble du spectre audio (fig. 4).

Le rôle du filtre analogique d'entrée est prépondérant. Il constitue une parade indispensable pour contrer un effet pernicieux produit par le processus d'échantillonnage temporel d'un signal continu. La fonction d'échantillonnage en effet, conduit le spectre du signal d'entrée à être répliqué de façon symétrique autour de la fréquence d'échantillonnage et de ses harmoniques $2f_s$, $3f_s$... nf_s (voir fig. 5).

Or, tout recouvrement de l'harmonique inférieure de cette série de « miroirs », images répliquées du spectre d'entrée, avec ce dernier engendre justement une distorsion appelée distorsion de repliement (« aliasing distorsion »). Il est aisé de comprendre désormais le rôle joué par le filtre passe-bas, dit filtre anti-repliement, situé en amont de la fonction d'échantillonnage

et destiné à éviter au maximum tout recouvrement spectral car la distorsion qui en résulte est impossible à corriger.

Ce filtre n'est pourtant pas facile à réaliser dans la mesure où il s'agit d'un filtre analogique continu et qu'il faut tenir compte des caractéristiques et tolérances des composants inductifs et capacitifs impliqués et leur sensibilité à l'environnement tels la température, le vieillissement, les interférences électromagnétiques, etc.

Un moyen astucieux de relaxer les spécifications du filtre anti-repliement est indiqué figure 6 : il s'agit de la technique du suréchantillonnage.

Les effets du principe de suréchantillonnage

En augmentant f_s , il est possible de relâcher les spécifications du filtre anti-repliement : pente d'atténuation plus douce, réalisation pratique plus aisée, amélioration des caractéristiques de phase, etc.

On imagine les avantages liés à une fréquence d'échantillonnage

théorème de Nyquist, notamment sur les caractéristiques moins sévères du filtrage et l'apport sur le plan de la réalisation pratique.

Une autre contribution du principe de suréchantillonnage est qu'il autorise l'amélioration du rapport signal sur bruit (« Signal to Noise Ratio », ou SNR), comme montré figure 7.

On sait en effet que le bruit de quantification généré par le 3^{ème} bloc de notre système de conversion de base de la figure 2, dans la mesure où il est décorrélé, c'est-à-dire sans relation avec l'amplitude et la fréquence du signal d'entrée, est assimilable à un bruit blanc avec une distribution spectrale gaussienne du continu jusqu'à $f_s/2$.

Dans cet intervalle borné $[0, f_s/2]$, la valeur efficace vraie du bruit résultant du processus de

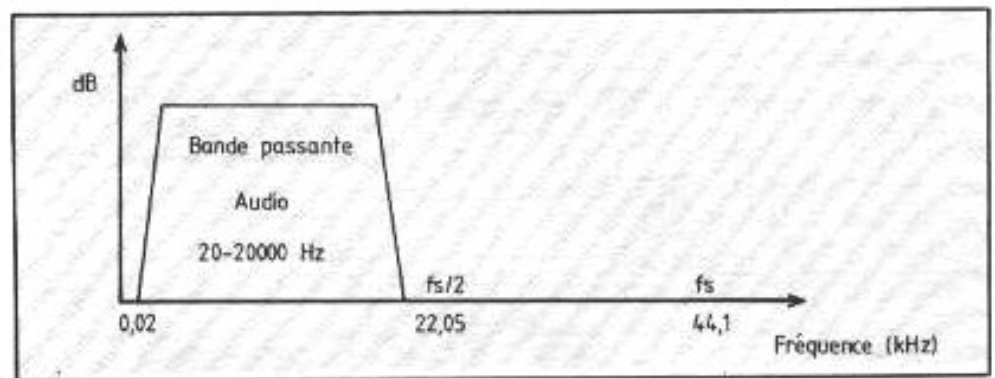


Fig. 4 : Application au format CD.

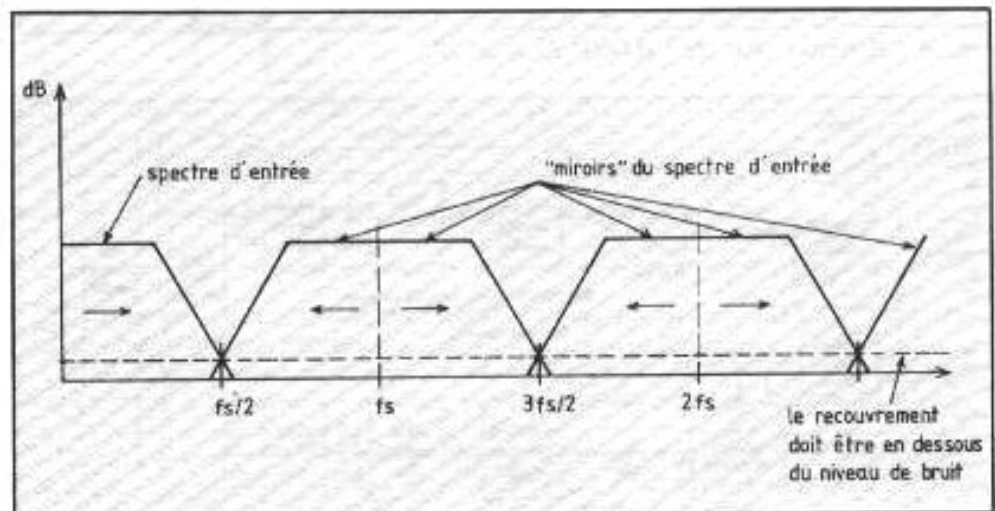


Fig. 5 : Effets du processus d'échantillonnage temporel dans le domaine fréquentiel.

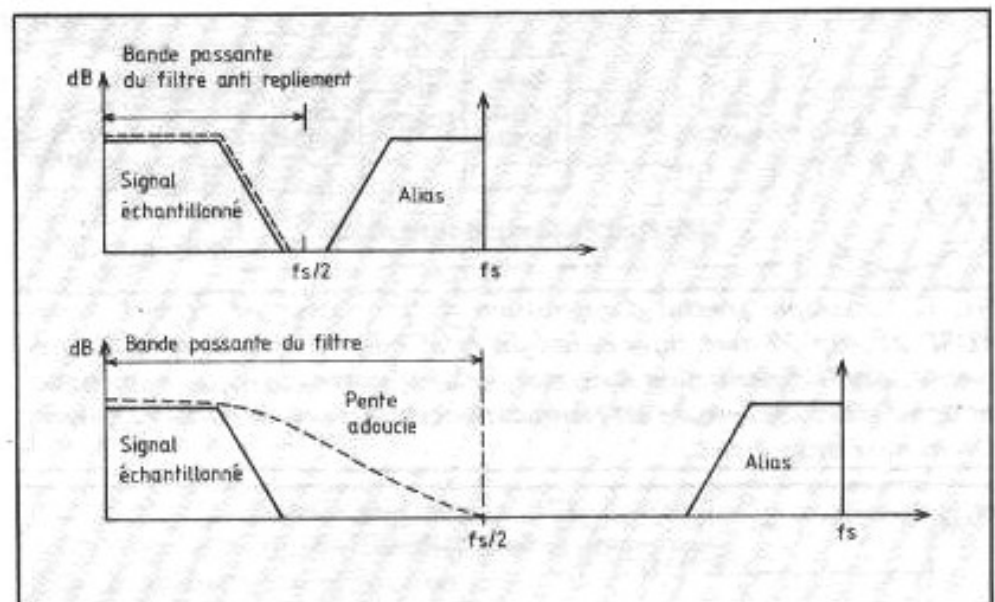


Fig. 6 : Les effets du suréchantillonnage sur les contraintes du filtrage anti-repliement.

quantification en amplitude peut être évaluée à $1\text{LSB}/\sqrt{12}$

Le niveau RMS du bruit de quantification dépend donc du poids du bit le moins significatif (« L.S.B. » ou « Least Signifi-

cant Bit ») et, par conséquent, de la résolution (n bits, déterminant également le rapport signal sur bruit SNR et la plage dynamique autorisée) du convertisseur et aussi de la pleine échelle

F.S. (pour « Full Scale »), déterminée par le niveau de V_{ref} , tension de référence qui fixe la dynamique possible quant à l'évolution du signal analogique.

La valeur efficace vraie de ce bruit de quantification q , lorsqu'elle est évaluée en densité spectrale devient pour un signal bipolaire :

$$q = \frac{1 \text{ L.S.B.}}{\sqrt{12} \text{ fs}}$$

soit

$$q = \frac{\left(\frac{1}{2^{n-1}}\right) \cdot V_{ref}}{\sqrt{12} \text{ fs}}$$

(en volts ou fractions de $V/\sqrt{\text{Hz}}$ comme usuellement rencontré dans les spécifications d'amplificateurs faible bruit. Et ceci équivaut à un rapport signal sur bruit maximum théorique pour une sinusoïde pleine échelle de :

$$\text{SNR}_{\text{max}} (\text{dB}) =$$

$$6,02N + 1,76 + 10 \log_{10} \left(\frac{\text{fs}}{2\text{fb}}\right)$$

où N est le nombre de bits (la résolution) du convertisseur. Le terme $10 \log_{10} \left(\frac{\text{fs}}{2\text{fb}}\right)$ représente le gain (en dB) apporté en termes de SNR par le principe de suréchantillonnage où fs est la fréquence d'échantillonnage retenue et fb la fréquence correspondante à la bande passante du signal analogique.

On constate que si l'on s'en tient à Nyquist et $\text{fs} = 2\text{fb}$, on n'obtient aucun avantage ($10 \log_{10} 1 = 0$). Par contre, si $\text{fs} = 4\text{fb}$, on obtient alors un gain de 3 dB sur le SNR, ce qui équivaut à un taux de suréchantillonnage de 2.

En résumé, le niveau du bruit de quantification est diminué de moitié chaque fois que la fréquence d'échantillonnage fs est quadruplée. L'« énergie » globale de ce bruit reste la même, mais est en quelque sorte « étirée » spectralement à mesure que fs augmente (voir fig. 7).

C'est un des principaux avantages apporté par le principe du suréchantillonnage avec, comme

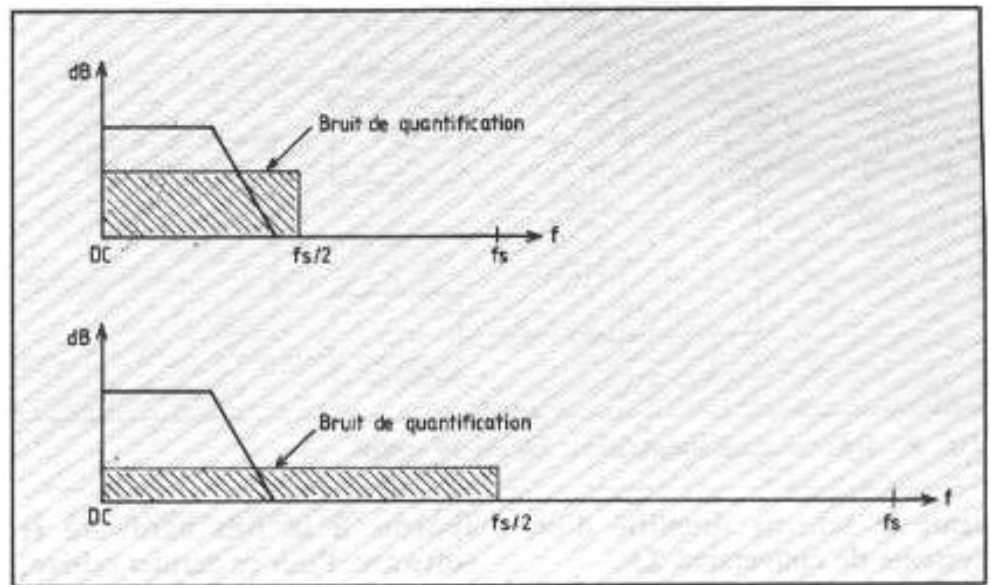


Fig. 7 : Les effets du suréchantillonnage sur le niveau de bruit de quantification.

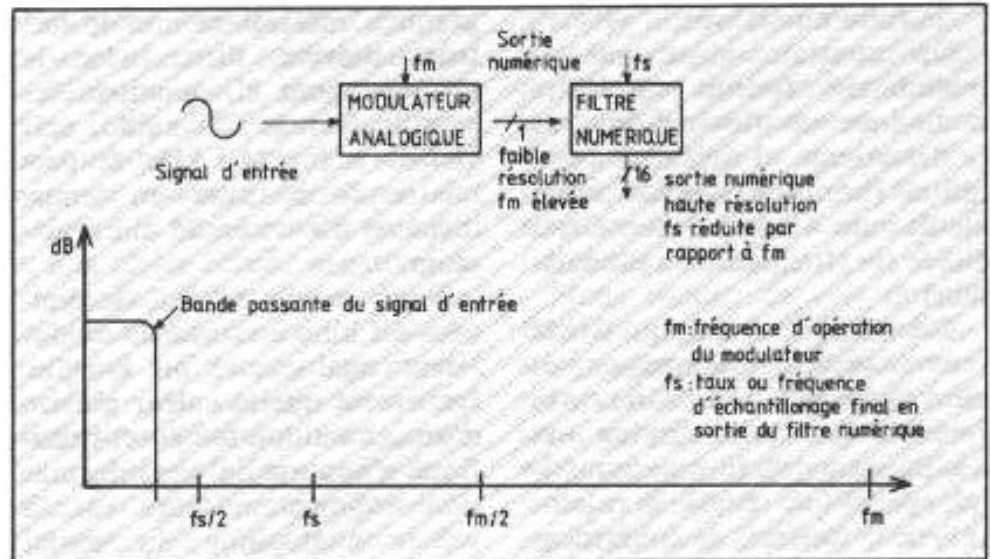


Fig. 8 : Schéma d'un convertisseur $\Sigma\Delta$ analogique-numérique et représentation dans le domaine fréquentiel des phénomènes impliqués.

nous l'avons vu précédemment, la possibilité pour le filtre anti-repliement de présenter un ordre moins élevé (réalisation plus aisée).

Certains considèrent cette technique de réduction du bruit de quantification comme une forme de « noise shaping » ou « mise en forme du bruit », relativement simple comparée à celles impliquées dans la conversion $\Sigma\Delta$. Il est à noter qu'on ne peut indéfiniment augmenter fs et, en même temps, le taux de suréchantillonnage et le rapport signal sur bruit, compte tenu des spécifications individuelles de chacun des composants d'une

chaîne de conversion et, notamment leurs limitations en termes de temps d'établissement pour une précision donnée.

La conversion $\Sigma\Delta$

Les quelques principes de base que nous venons d'évoquer vont nous permettre d'aborder la conversion $\Sigma\Delta$.

Nous nous pencherons plus particulièrement sur le cas d'un convertisseur analogique-numérique de type $\Sigma\Delta$; les mêmes principes sont d'ailleurs utilisés (mais en sens inverse...) dans la conversion numérique-analogique.

Examinons la figure 8 qui pré-

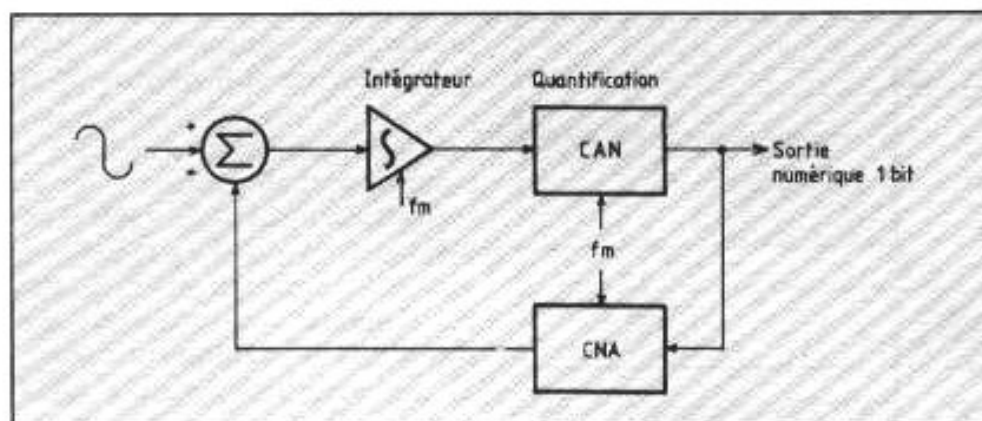


Fig. 9 : Schéma d'un modulateur $\Sigma\Delta$ du 1^{er} ordre.

sente le schéma simplifié d'un système de conversion $\Sigma\Delta$.

Il est constitué de deux blocs essentiels :

- le modulateur analogique,
- le filtre numérique.

On constate aussi que le modulateur fournit au filtre numérique un flot de données (« datastream ») de faible résolution (bruit de quantification élevé) mais à une fréquence très élevée f_m (fréquence du modulateur).

Cette fréquence f_m , qui fixe le taux de suréchantillonnage associé à l'efficacité (à l'ordre) de la fonction de « noise shaping » et à la puissance du filtrage numérique, permet de réduire la résolution de la fonction de quantification du modulateur au strict minimum : 1 bit... avec le niveau de bruit qu'on peut imaginer (et un SNR_{max} théorique de 7,78 dB !... si l'on s'en tient à Nyquist). On saisit au passage les références des appellations citées en introduction, de « Bitstream » ou « conversion 1 bit ».

De ce flot de données élémentaires, c'est le moins qu'on puisse dire puisqu'il s'agit d'informations binaires (« 0 » et « 1 »), le filtre numérique va pouvoir extraire, par une fonction dite de moyennage temporel, une information de haute résolution (bruit très réduit), à un rythme réduit cependant (après « décimation » que nous verrons plus tard) pour des raisons pratiques de simplification

système à la fois hardware et software. Pour ce dernier critère, à propos n'oublions pas que les capacités de stockage du disque compact (le support du programme musical et non le lecteur) doivent flirter avec le gigabyte pour être compatibles avec le format CD audio, soit 16 bits à $f_s = 44,1$ kHz et permettre de restituer un temps d'écoute d'environ 75 mn maximum.

Pour revenir au flot de données « 1 bit » en sortie du modulateur analogique, on imagine facilement que la valeur binaire d'un échantillon temporel spécifique n'apporte qu'une information vraiment mineure sur la valeur analogique du signal d'entrée. Mais lorsqu'un grand nombre d'échantillons est collecté puis moyenné temporellement, opérations réalisées par le filtre numérique, le résultat disponible en sortie de celui-ci, qui suit précisément l'évolution du signal d'entrée, offre haute résolution, dynamique, SNR, linéarité, y compris sur signaux de bas niveau, qualités toujours recherchées en traitement de signal en temps réel.

Passons à l'examen du modulateur analogique proprement dit. La figure 9 décrit un modulateur $\Sigma\Delta$ du 1^{er} ordre.

Le modulateur $\Sigma\Delta$ est donc constitué principalement d'un intégrateur (fonction de filtre passe-bas du 1^{er} ordre qui détermine l'ordre du modulateur éga-

lement), d'un convertisseur analogique-numérique (un simple comparateur pour une quantification 1 bit) et une boucle de contre-réaction formée par un convertisseur numérique-analogique (un commutateur analogique dans le cas d'un modulateur 1 bit), le tout soumis à un fort taux de suréchantillonnage f_m .

Le principe de toute conversion suggère que la sortie doit refléter avec une certaine fidélité (qui dépend du cahier des charges fixé) l'échantillon d'entrée. Dans la mesure où notre système de conversion opère une quantification en amplitude du signal d'entrée sur un seul bit, l'erreur de quantification résultante est on ne peut plus importante. Cette valeur erronée de sortie est donc reconvertie en analogique par le CNA et, pour boucler notre système, réappliquée au point de sommation où elle est soustraite du signal d'entrée. Cette erreur en sortie du sommateur d'entrée passe par l'intégrateur puis est quantifiée et ainsi de suite. Cette séquence conduit la sortie à représenter précisément l'entrée, pourvu que l'on considère un nombre suffisant d'échantillons et qu'on leur applique la fonction dite de moyennage temporel.

Redessignons le schéma de ce modulateur $\Sigma\Delta$ 1 bit (fig. 10). Sa structure est proche de celle des convertisseurs classiques à intégration ou des convertisseurs tension-fréquence.

L'architecture du modulateur analogique du 1^{er} ordre présente donc :

- un étage différentiel au point de sommation de l'entrée et de la contre-réaction du CNA 1 bit ;
- un étage intégrateur avec une fonction de transfert en $1/f$ (amplitude inversement proportionnelle à la fréquence), c'est-à-dire une fonction de filtre passe-bas sur le signal d'entrée ;
- un CAN 1 bit qui correspond à un comparateur ;

— un CNA 1 bit qui correspond à un commutateur analogique ne pouvant basculer qu'entre deux valeurs correspondant elles-mêmes respectivement à la pleine échelle positive et négative ($\pm F.S.$ ou « Full Scale ») qui fixe également la dynamique du signal d'entrée.

Cette structure utilise des fonctions analogiques de base, ce qui n'est pas sans conséquence à la fois sur le plan de la conception des circuits intégrés de ce type, mais aussi sur le plan des performances maximales théoriques.

En effet, la surface de silicium est occupée à 80-90 % par des fonctions numériques, le reste par ces fonctions analogiques de base. On assiste là à un véritable transfert de la complexité des circuits du domaine analogique vers le domaine numérique, si on les compare aux convertisseurs traditionnels. Et l'intégration sur un même « chip » de filtres numériques, voire de DSP programmables, en font non seulement des convertisseurs de données mais, de fait, de véritables systèmes complets de traitement de signal en temps réel (haute résolution et linéarité, éventuellement reprogrammable et d'un coût économique...).

Sur le plan des performances théoriques, on peut atteindre d'excellents résultats. La linéarité différentielle par exemple pourrait virtuellement être illimitée. En effet, elle ne dépend plus de l'appariement de n éléments et fonctions analogiques divers tels qu'on en rencontre dans les convertisseurs (multi) n bits traditionnels, et leurs problèmes de dérive associés déjà discutés : il n'y a plus que deux points de référence correspondant à la pleine échelle positive et négative $\pm F.S.$, tandis que les valeurs intermédiaires sont calculées par moyennage temporel. Avec une incertitude réduite pratiquement à 0 dans le domaine temporel, même à bas niveau, la linéarité

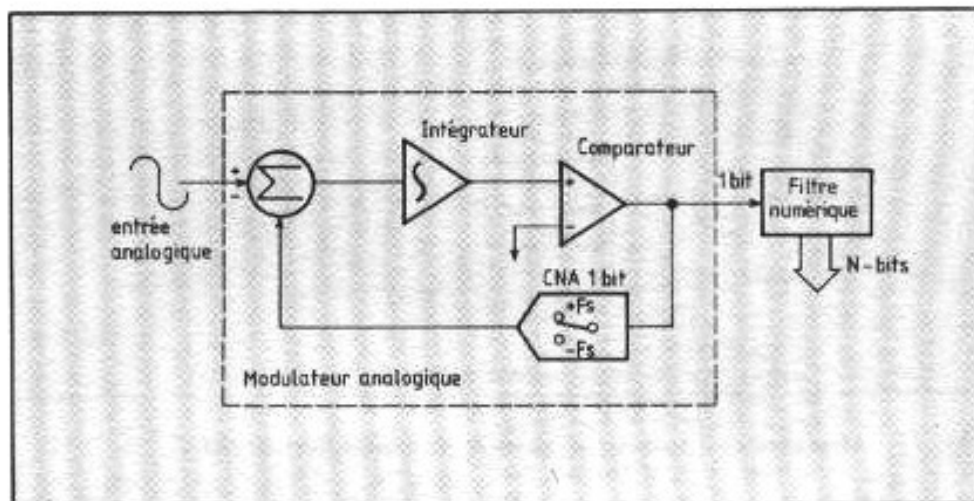


Fig. 10 : Convertisseur A/N $\Sigma\Delta$ (1 bit).

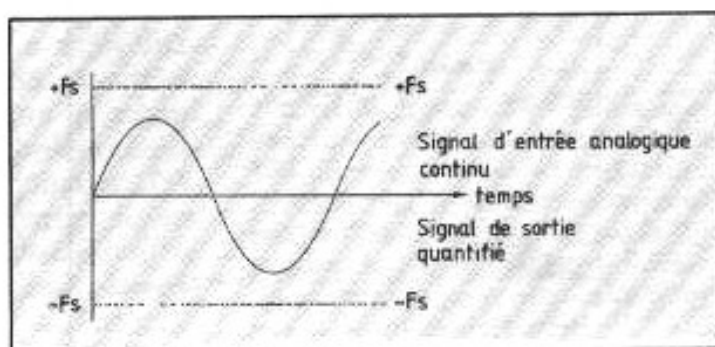
est excellente, ou bien encore au passage de zéro. En effet, dans la conversion $\Sigma\Delta$, il n'y a pas de transition majeure de code au passage du zéro (correspondant à la moitié de la pleine échelle d'un CAN ou CNA conventionnel multibits). Le zéro est traduit par un nombre identique de points à la pleine échelle positive et à la pleine échelle négative. A l'apparition d'un signal de très faible niveau, le ratio de ces points à $\pm F.S.$ sera légèrement modifié. On obtient ainsi une distorsion réduite, y compris sur les signaux de faible amplitude et d'autant plus qu'on constate l'absence de glitches (associés notamment aux transitions majeures décroissantes des codes MSB, 2MSB, N.MSB apparaissant à $F.S./2$, $F.S./4$, etc.), responsables sur le plan spectral d'une « signature spectrale » hautement préjudiciable dans les applications d'analyse de spectre de signaux de faible amplitude ou encore, comme on s'en dou-

rait un peu, dans le domaine audio.

La figure 11 compare le signal d'entrée présenté au modulateur avec le signal binaire de sortie du modulateur qui se présente sous la forme de deux suites de points de part et d'autre de l'axe du temps référencés à $\pm F.S.$ (le nombre de ces points est volontairement réduit).

Nous venons de voir que le flot binaire en sortie du modulateur, apparemment incohérent et composé d'une suite de points sans signification, après traitement adéquat, révèle une information de haute qualité sur le signal d'entrée. Mais la figure 11 illustre bien la difficulté d'une analyse dans le domaine temporel, où une approche par le biais d'équations différentielles n'apportera guère de lumières au lecteur. Au contraire, l'analyse dans le domaine fréquentiel, plus intuitive, apporte un nouvel éclairage, particulièrement intéressant pour mieux comprendre

Fig. 11 : Comparaison des signaux d'entrée et de sortie d'un modulateur $\Sigma\Delta$ du 1^{er} ordre dans le domaine temporel.



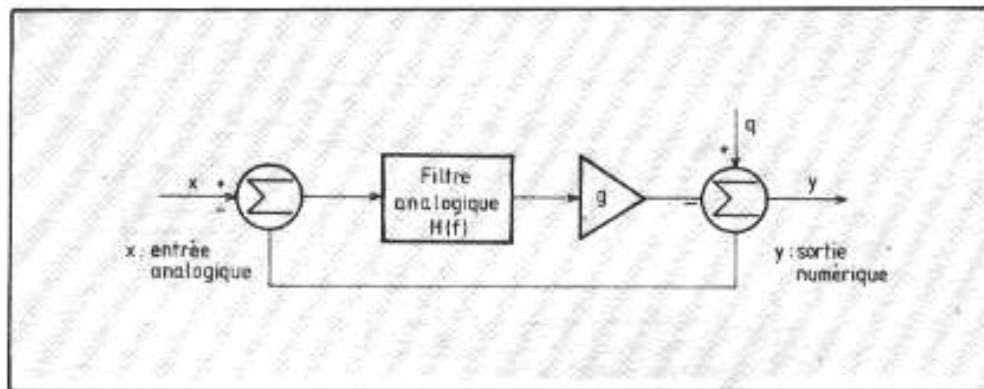


Fig. 12 : Modulateur $\Sigma\Delta$ linéarisé dans le domaine fréquentiel.

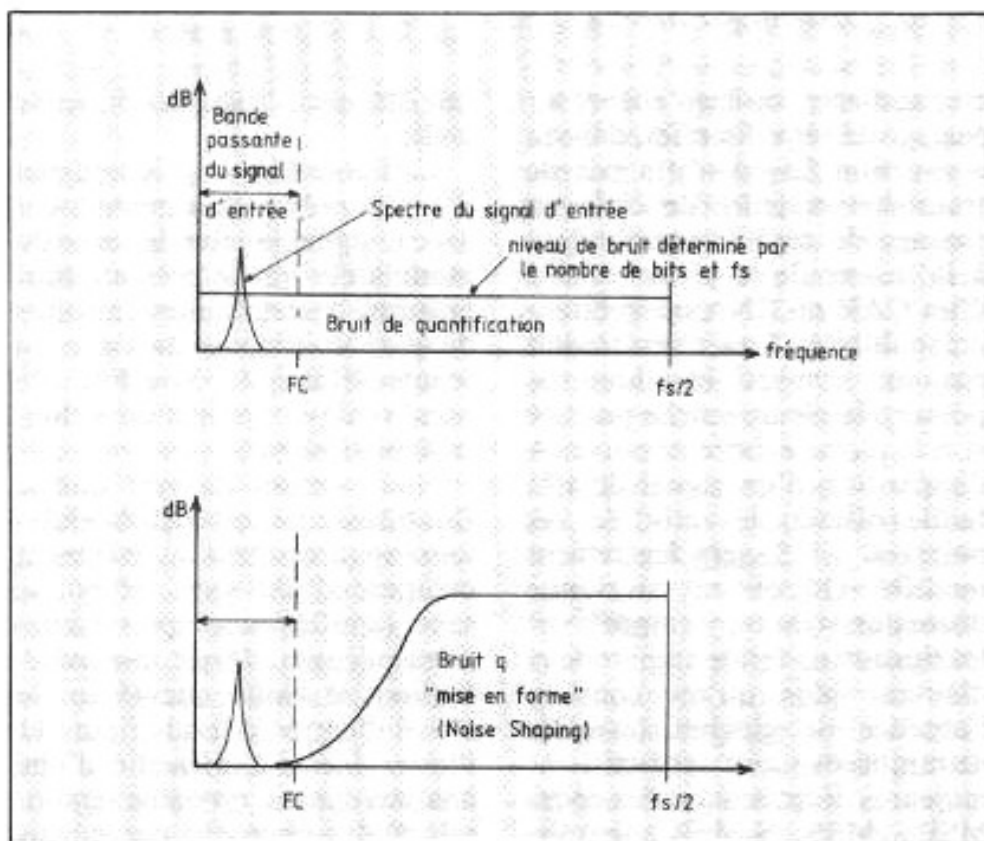


Fig. 13 : Comparaison dans le domaine fréquentiel des spectres du bruit de quantification avec ou sans « Noise Shaping ».

— en a : Distribution du bruit de quantification avec un convertisseur traditionnel multi-bits.

— en b : Distribution du bruit de quantification avec « Noise Shaping » $\Sigma\Delta$.

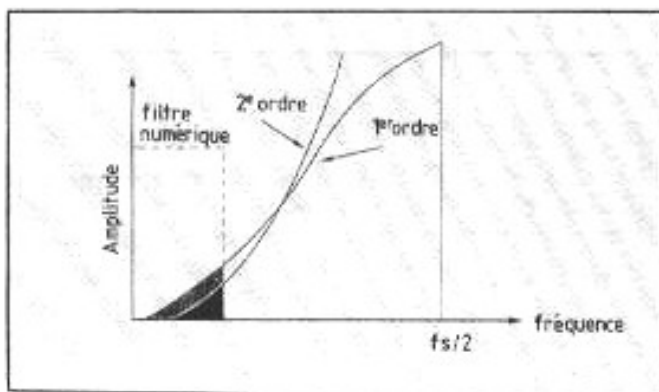


Fig. 14 : Efficacité de la fonction « Noise Shaping » en fonction de l'ordre (1^{er} et 2^e ordre) du modulateur $\Sigma\Delta$.

le fonctionnement du modulateur. Nous allons modéliser le modulateur, en tentant de linéariser ses fonctions et en faisant abstraction des différences entre analogique et numérique.

L'intégrateur (fig. 12) est représenté par un filtre analogique présentant une certaine réponse $H(f)$, tandis que le comparateur difficile à linéariser (et pour cause, vu sa sortie binaire...) est montré comme un étage de gain suivi d'une source de bruit q (quantification).

La sortie numérique y , si l'on assume que le gain est fixé à 1 et que le signal d'entrée x est nul, devient :

$$y = q - H(f)y$$

et en réarrangeant les termes y :

$$y = \frac{q}{1 + H(f)}$$

On constate que l'étage intégrateur qui a une fonction de filtre passe-bas sur le signal d'entrée, a en même temps une fonction de filtre passe-haut pour le bruit, le bruit de quantification étant divisé par le gain en boucle ouverte de ce même intégrateur. Cet effet sur la distribution spectrale du bruit de quantification est bien la fonction dite de « noise shaping » et est montrée et comparée figure 13.

Comme avec les autres filtres analogiques, le filtre analogique (« noise shaper ») intégré dans notre modulateur sera d'autant plus efficace qu'il sera d'un ordre élevé. Rappelons que l'ordre du modulateur renvoie à l'ordre du filtre analogique, ou du nombre d'étages intégrateurs dans la boucle. La performance en termes de réjection du bruit dans les fréquences supérieures d'un modulateur $\Sigma\Delta$ du second ordre est meilleure que celle d'un modulateur du premier ordre (12 dB/octave contre 6 dB), comme indiqué en figure 14. L'ordre du modulateur peut être plus élevé pour une efficacité encore accrue, mais au risque

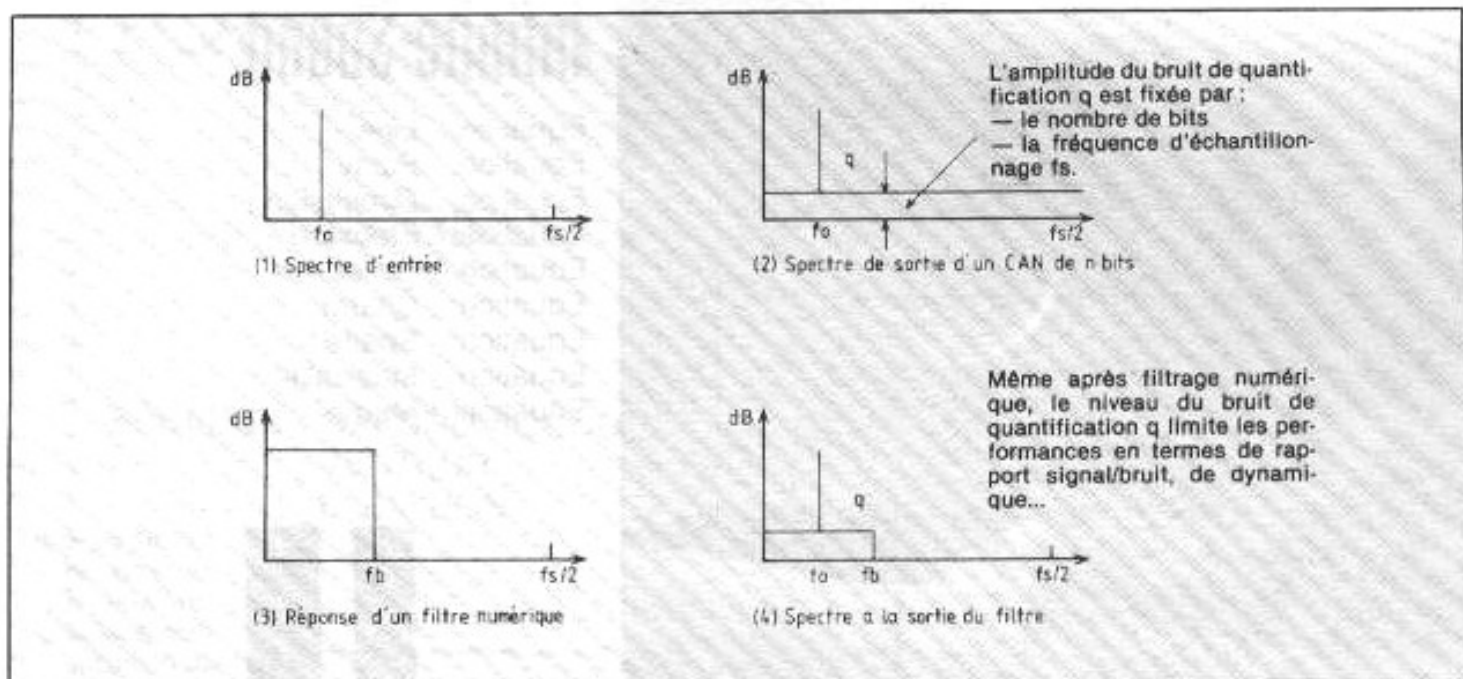


Fig. 15 : Les différentes étapes du processus de conversion et de filtrage dans un système conventionnel multi-bits.

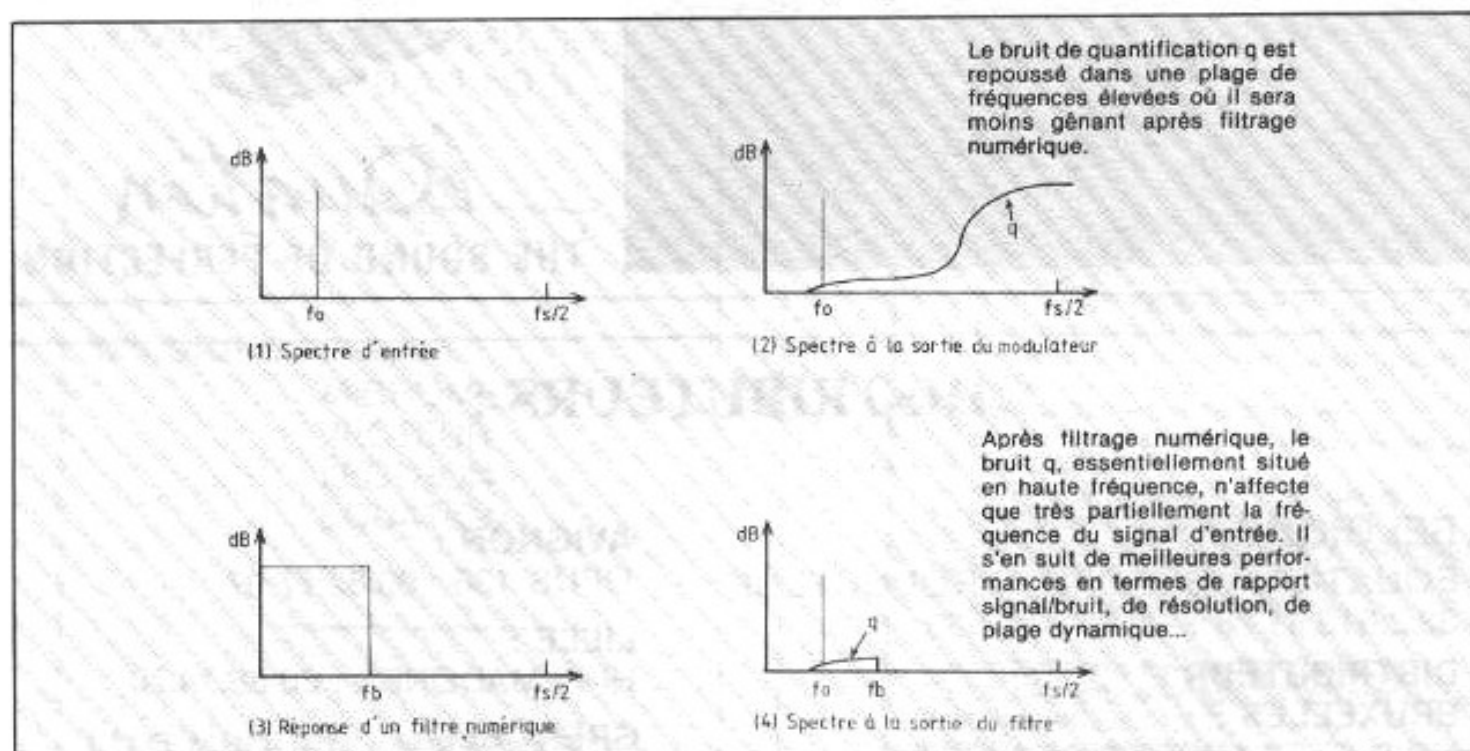


Fig. 16 : Les différentes étapes du processus de conversion et de filtrage dans un système $\Sigma\Delta$ 1 bit.

d'instabilité compte tenu du déphasage introduit par chaque étage intégrateur et au prix de composants aux caractéristiques appariées et la nécessité d'amplificateurs à très grand gain.

Après que le bruit a été comme spectralement dispersé et repoussé dans des bandes de fréquence au-delà du spectre du signal analogique à convertir, les techniques de filtrage digital

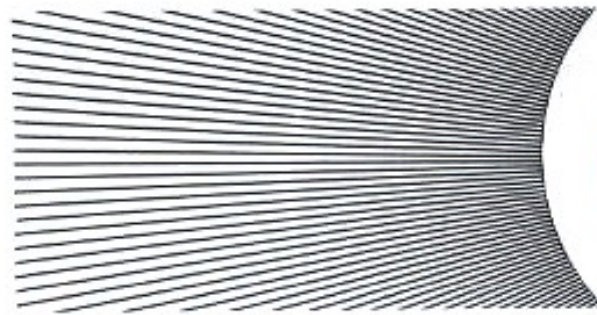
peuvent être employées pour rejeter, énergiquement*, le bruit situé en haute fréquence après que la fonction de « noise shaping » l'y a repoussé. Avant de laisser la suite à un prochain numéro de L'Audiophile, comparons, dans le domaine fréquentiel, les différentes étapes du processus de conversion et de filtrage dans un système conventionnel multibits et un système

$\Sigma\Delta$ 1 bit, respectivement figures 15 16. Elles sont plus explicites qu'un long commentaires.

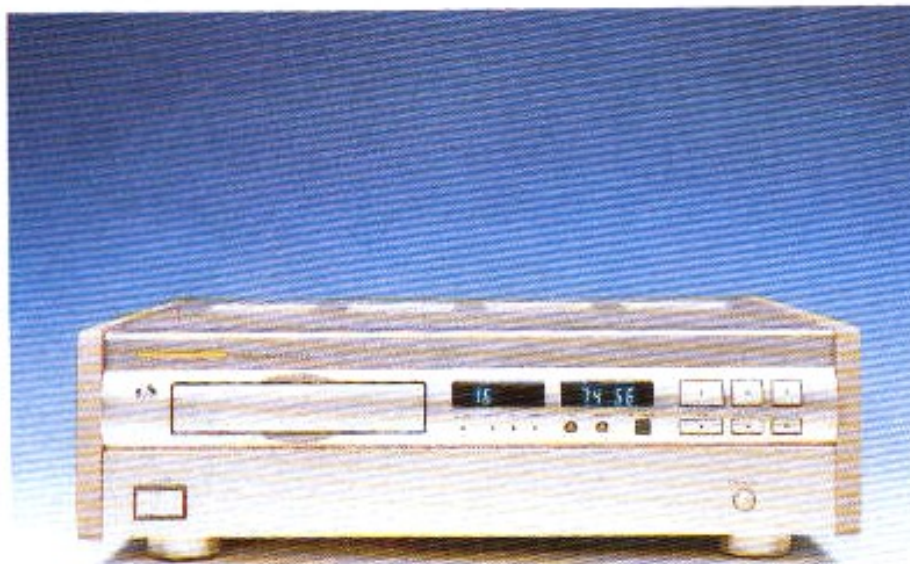
* C'est le moins qu'on puisse dire avec des pentes d'atténuations de 500 dB/décade, tout en préservant l'intégrité du signal puisqu'on peut limiter l'ondulation causée par le filtre dans la bande passante à 0,0001 dB et garantir un comportement en phase virtuellement parfait.

**Page non
disponible**

**Page non
disponible**



QU



Lecteur CD Marantz CD-11

Il ne se contente pas d'être beau, il procure une écoute très « analogique » avec une image stéréo d'une incroyable profondeur. Le CD-11 dispose pour chaque canal d'un double convertisseur analogique/digital de technologie 1 bit Bitstream dans une configuration dite « D/A classe A » qui élimine le problème d'une certaine forme de croisement et qui procure ce sentiment de transcription un peu floue sur les petits détails sonores. Pour améliorer la précision de décodage, les effets néfastes de jitter ont été éliminés grâce à un système à boucle de phase asservie bloquée par une horloge à quartz de haute précision dont les battements sont beaucoup plus rapides que ceux des quartz conventionnels. La mécanique n'a pas été oubliée,

la chasse aux vibrations a été effectuée en bonne et due forme, le tout au sein d'un châssis extrêmement lourd, le CD-11 pèse 17 kg ! Enfin, il dispose de sorties symétriques sur prises XLR, ce qui améliore encore la pureté de transmission des signaux. Un très grand lecteur CD qui donne ses lettres de noblesse au principe 1 bit Bitstream.

Mac Intosh MC 2600

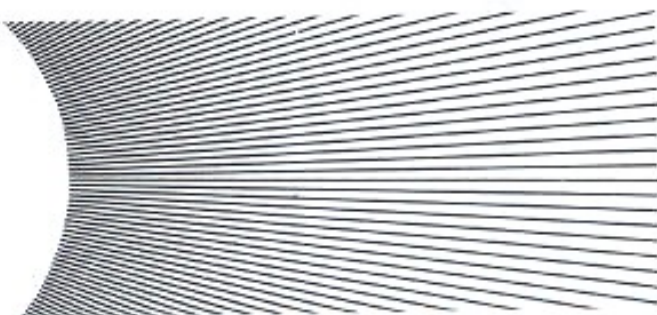
L'amplificateur des superlatifs : 65 kg, 2 x 600 W/1, 2, 4, 8 ohms, grâce à ses transformateurs de sortie, 1 300 W en mono (!), des taux de distorsion à la limite du mesurable, une sécurité de fonctionnement à toute épreuve.

Nous connaissons bien le MC 2500, le bon en avant effectué par le 2600 ne réside pas à notre avis dans les 100 W supplémentaires mais plutôt dans la musicalité à tous niveaux sonores qui a de quoi transporter d'enthousiasme même les plus blasés. Avec ses entrées symétriques en plus de celles asymétriques sur fiche Cinch, on peut le relier selon ce mode de liaison avec un préampli possédant des sorties de ce type ou un lecteur CD avec réglage de gain. L'apport du mode symétrique est indéniable, d'autant plus que l'on peut placer dans ce cas



le 2600 à proximité des enceintes en raccourcissant la longueur des cordons haut-parleur. Autre fait à signaler, son silence de fonctionnement, aucun souffle audible ni ronflement, ce qui est loin d'être évident à obtenir à partir d'un amplificateur aussi puissant. La légende continue...

ID



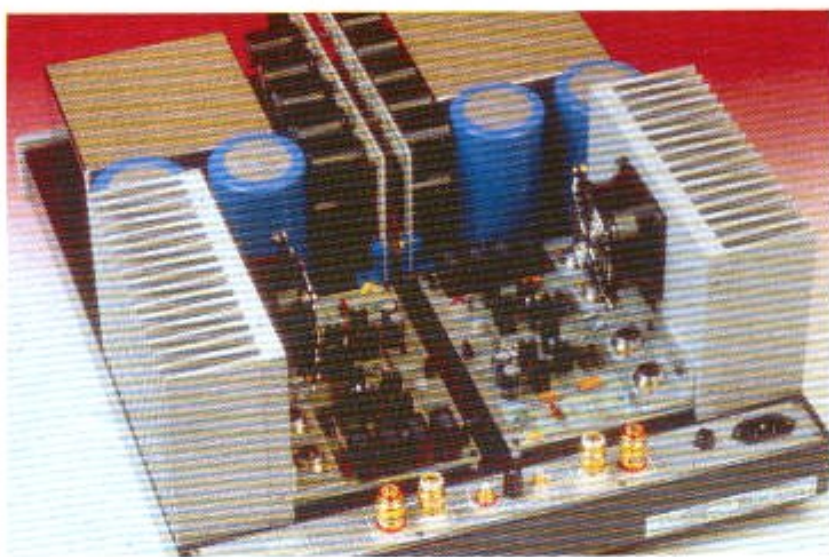
Haut-parleur large bande Mitsubishi P-610 DA

Le groupe Mitsubishi doit être considéré à juste titre comme le plus grand spécialiste japonais des haut-parleurs et des enceintes acoustiques. Il y a près de trente ans, cette firme mettait au point pour le compte de la NHK, la radiodiffusion japonaise, un haut-parleur large bande de 16 cm de diamètre. Baptisé P-610, il connut au Japon un énorme succès puisque près d'un million d'exemplaires furent vendus entre les années 60 et 80.

Aujourd'hui, Mitsubishi relance le P-610 mais y ajoute plusieurs améliorations (tenue en puissance en particulier) tout en conservant l'aimant central Alnico tant apprécié des audiophiles. Pour un rendement de 92 dB/m/W, il couvre la bande 70 Hz~20 kHz avec une linéarité



exceptionnelle grâce notamment à une membrane très légère en pulpe de cellulose au profil exponentiel souvent imitée mais jamais égalée. Utilisable en large bande de même qu'en tant que voie médium au sein d'un système de haut niveau, le P-610 DA, ce grand best-seller japonais, va certainement connaître enfin en France le succès qu'il mérite : c'est très certainement l'un des trois ou quatre meilleurs HP large bande actuels.



Isem AP 70D

L'amplificateur Isem AP-70D, par sa technologie de pointe, sa luxueuse présentation, sa finition irréprochable et son écoute d'une très grande neutralité, entre de plain-pied parmi les électroniques internationales les plus prestigieuses. Réalisé sans compromis, l'AP-70D fonctionne en pure classe A jusqu'à 80 W sur charge de 8 ohms, mais peut délivrer près de 640 W sur 1 ohm. Il est construit selon le principe double mono : tout risque de diaphonie entre canaux est exclu. Les deux alimentations indépendantes sont surdimensionnées avec un filtrage atteignant la valeur incroyable de 400 000 μ F (!) pour les étages de puissance. Pour les circuits d'entrée predriver et driver, les alimentations sont spécifiques, filtrées par des réseaux RC.

La configuration des étages d'amplification de la modulation est simple afin de traiter le signal audio avec un minimum de pertes d'information et obtenir une stabilité de fonctionnement pratiquement inconditionnelle avec, cependant, un taux de contre-réaction très faible. Une électronique de très grande classe qui prouve qu'en France aussi on est capable de concevoir et de commercialiser des amplificateurs à transistors à l'extrême pointe de la technologie avec un souci de finition « maniaque ».



JBL. 250 Ti série limitée

Laqué noir comme un piano de concert, ce système de haut-parleurs à quatre voies à la mise en phase ultra-précise, est capable de restituer avec une capacité dynamique extraordinaire les messages sonores les plus complexes avec une rare intelligibilité. Chacun des haut-parleurs constitutifs est en soi un véritable chef-d'œuvre de précision. Quand on voit l'étroitesse de l'entrefer, le centrage des grandes bobines mobiles bobinées sur champ, la rigidité des saladiers, la surpuissance des circuits magnétiques ainsi que la qualité des matériaux utilisés pour les membranes, on commence à comprendre pourquoi ces transducteurs ont une telle précision sur les transitoires, avec une telle absence de distorsion jusqu'à des puissances très élevées, ainsi qu'une telle linéarité dans leurs courbes de réponse. Le filtre très sophistiqué avec ses masses séparées autorise le bi-câblage qui apporte un surcroît de définition.

Teac V 5000

Souvenez-vous de la fabuleuse mécanique du lecteur CD Teac PI, l'une de nos Muses d'Or. Cette mécanique, que l'on retrouve d'ailleurs sur le récent Wadia, grâce à un système d'entraînement totale, apporte enfin une solution contre les vibrations à la surface du disque CD en rotation. Eminent spécialiste de l'enregistrement magnétique, Teac propose aussi sur ses platines-cassettes des systèmes de transport de bande originaux afin d'obtenir dans toutes les conditions un défilement régulier qui ne soit pas perturbé par des vibrations extérieures nocives et autres résonances.



Pour lutter efficacement contre ces phénomènes, Teac n'a pas hésité à adopter le principe de la section mécanique centrale sur la V 5000 pour mieux maîtriser la propagation des éventuelles vibrations. L'entraînement s'effectue par un système à trois moteurs, avec double cabestan pour maintenir un contact parfait entre la bande et les trois têtes d'effacement indépendantes, d'enregistrement et de lecture.

Système enregistreur de disques CD « WO » Kenwood DD 7200/DA 7000

On ne pensait pas voir paraître si tôt un système codeur et enregistreur de disques CD-WO. Ces disques, totalement compatibles avec le format Compact-Disc, parfaitement au point depuis plusieurs années déjà, ne peuvent être enregistrés qu'une seule fois, après quoi l'information gravée conserve la même fiabilité que celle d'un disque CD normal. Kenwood est le premier constructeur qui a osé faire un pas en avant en proposant un système de formatage pour disques CD, le DA 7000 (lui-même dérivé d'appareils de mesures Kenwood spéciaux pour le Compact-Disc) qui se complète d'un système de gravure (compatible en lecture) de disques CD-WO (Write Once,



enregistrable une seule fois), le DD 7200. Réservé aux professionnels (l'ensemble vaut environ 150 000 F), cet ensemble permet d'accéder à de nouveaux créneaux de marché sans buter sur les gros handicaps des grandes séries, du temps, de la sous-traitance et plus principalement du prix inabordable des équipements de gravure pour Compact-Disc. Les premiers clients seraient les nombreux studios japonais à la suite de quoi cet ensemble devrait être disponible en France début 91. Quant au disque CD-WO, son prix unitaire est d'environ 120 F. Avis aux studios et aux professionnels : il est préférable de s'inscrire sur la liste d'attente.



Adaptateur phono Lectron MC 30

L'amplificateur hybride Lectron JH 30 connaît en France comme dans de nombreux pays étrangers un succès mérité. Il se complète désormais d'un adaptateur-correcteur RIAA équipé de trois entrées phono, soit deux entrées MM pour cellules à aimant mobile et une entrée MC pour cellules à bobine mobile. Conçu pour satisfaire les exigences de tous ceux pour qui le disque noir reste la source privilégiée, c'est un adaptateur de très haut niveau qui utilise sur ses entrées Phono MC les célèbres transformateurs anglais Partridge. Les nouveaux types de circuits adoptés confèrent à cet étage phono des performances hors pair en matière de dynamique, de définition et de transparence. Une prise spéciale prévue sur le JH 30 permet de l'alimenter directement sans l'aide d'aucune alimentation extérieure, ce qui permet au MC 30 de préserver son excellent rapport

signal/bruit. L'ensemble JH 30 + MC 30 constitue ainsi une approche évolutive d'une électronique de haut de gamme dont le prix reste réaliste.

Sony DAT DTC 55 ES

L'enregistrement digital DAT, après des débuts laborieux, commence à prendre son essor, témoin les ventes qui s'accroissent au Japon. « Victime » au début de son lancement, pour des raisons d'accords contre le piratage des œuvres, de la non-possibilité de copie en sortie directe digitale d'un lecteur CD, le DAT vient de trouver son second souffle avec, enfin, l'accès à une copie directe possible en numérique, mais limitée à une fois, pour éviter les risques de duplication. De ce fait, avec le dernier-né des lecteurs DAT de chez Sony, le DTC 55ES, il est enfin possible en liaison avec un lecteur CD muni naturellement d'une prise de sortie numérique de copier le disque CD mais une fois seulement (car un codage numérique secret limite la duplication sans passer par la cascade des convertisseurs (D/A, A/D, D/A). Le DTC 55ES a bénéficié des récentes recherches menées sur les convertisseurs numériques/analogiques de la dernière génération des lecteurs CD. Ainsi, retrouve-t-on la technologie 1 bit « Pulse » que maîtrise parfaitement Sony.



Le DTC 55ES a bénéficié des récentes recherches menées sur les convertisseurs numériques/analogiques de la dernière génération des lecteurs CD. Ainsi, retrouve-t-on la technologie 1 bit « Pulse » que maîtrise parfaitement Sony.

Préampli Naim 52

Naim Audio a voulu, avec le 52, réaliser un préampli sans compromis afin d'extraire le maximum d'informations des sources aussi bien analogiques que digitales. Avec ses six entrées indépendantes, aussi bien à l'écoute qu'à



l'enregistrement, et sa conception modulaire pour s'adapter au mieux aux caractéristiques des cellules par exemple, il se situe d'emblée dans le peloton de tête des meilleurs préamplis sans considération de prix actuellement disponibles. La précision de sa construction est digne d'un appareil de mesure. A l'écoute, la finesse de la restitution est enchanteuse, et l'on constate instantanément le rôle important que joue le préampli dans un système pour perfectionniste. Une nouvelle référence en matière de préampli à transistors.



octobre 90

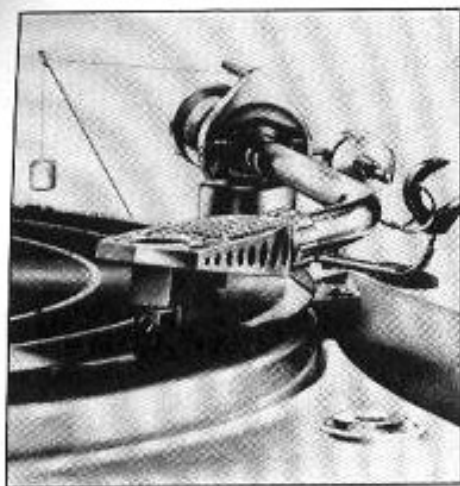
LES MUSES D'OR

au bras SME V

Jean Hiraga



*En septembre 1959 naissait à Steyning,
dans la belle campagne du Comté de Sussex,
ce grand rêve des discophiles : le meilleur bras de lecture du monde,
une merveille de précision mécanique que l'on croyait irréalisable hors des laboratoires.
Plus de 30 années durant, la firme britannique Scale Model Equipment fit de ses initiales,
S.M.E.,
le symbole de la perfection mécanique au service de l'art phonographique.
La dernière version, baptisée SME V, représente sans aucun doute possible le dernier
grand pas en avant
en termes de perfectionnement technologique.
A l'heure où règne en force l'audio-numérique, une telle initiative,
dernier sursaut de ce que l'on pourrait appeler le « super-analogique »,
méritait d'être récompensé par nos Muses d'Or.*



Publicité SME des années 60 : commercialisation du nouveau porte-cellule ultra-léger.

C'est en 1946 que naissait la petite firme anglaise The Scale Model Equipment Company Limited dont les activités principales étaient la fabrication de balances de précision et de petites pièces de mécanique. Grâce à son excellente réputation, cette firme se consacra, à partir des années 50, à un autre secteur de marché, celui de la mécanique de précision pour l'aéronautique et pour différents secteurs de l'industrie. A cette époque, les débuts de la haute-fidélité allaient bon train et la vulgarisation du disque microsillon, puis de la normalisation de la gravure stéréophonique en mars 1958 laissaient présager la mise sur le marché de tables de lecture, de bras et de phonolecteurs de plus en plus performants. Westrex, Ortofon furent les premiers à mettre au point des burins graveurs stéréophoniques tandis que, du côté lecture, la firme danoise Ortofon déjà citée allait être la première à commercialiser une cellule stéréophonique à bobine mobile. Aux U.S.A., Shure suivait le mouvement en lançant sa cellule à aimant mobile, la M7D « Stereo Dynetic ». Dans le monde, on allait assister ensuite, après la normalisation de la gravure stéréo

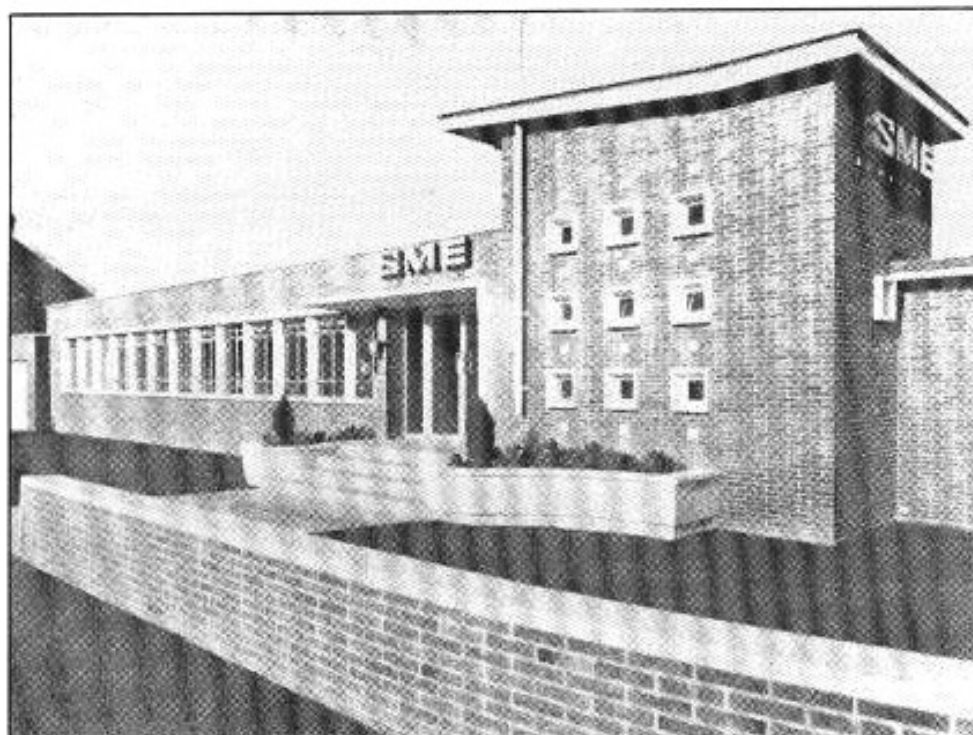
45/45, à celle de l'angle de gravure vertical de 15° et de la correction RIAA. En l'espace d'une quinzaine d'années, la haute-fidélité allait connaître en effet bien des métamorphoses auxquelles les industriels durent s'adapter tant bien que mal. Très vite, on s'aperçut que le fait d'ajouter sur la platine tourne-disque les vitesses 16, 33 et 45 tours ne suffisait plus. Le microsillon exigeait du même coup une lecture beaucoup plus précise, un rotation parfaitement régulière du plateau, un système d'entraînement silencieux, un bras de lecture ne posant pas de problèmes de friction, de masse dynamique et une cellule capable de lire fidèlement et sans trace d'usure apparente les deux flancs du sillon. Très vite, furent abandonnées les cellules céramique compatibles 78 tours/microsillon, les cellules à réluctance variable, les bras de lecture dépourvus de contrepoids, au profit de matériels mieux adaptés.

Aux U.S.A., Sydney Frey fut le premier à commercialiser en 1957 les disques microsillons stéréophoniques Audio Fidelity dont la qualité était telle que toute l'industrie phonographique comprit immédiatement le sens de ce message. Il dépassait de loin celui d'un petit éditeur de disques qui aurait pu profiter de la situation pour se forger une réputation. Ortofon, Shure, Thorens, Garrard et SME figurent parmi ces pionniers qui firent de gros efforts dans ce sens.

La bande passante devait couvrir la totalité de la bande audible, soit de 16 Hz à 20 000 Hz. Le rapport signal/bruit devait se rapprocher au mieux des performances des meilleurs magnétophones de l'époque et atteindre, voire même dépasser les 40 dB, tandis que l'on devait désormais s'attacher à améliorer le plus possible la séparation entre les canaux. On peut considérer que

la technique de la gravure stéréophonique 45/45 était parfaitement au point en 1960, comme en témoignent quelques pressages fabuleux de cette époque et comme le démontrent également de nombreux pressages actuels qui font appel aux mêmes têtes de gravure.

Avant 1955, il n'existait pratiquement aucun bras de lecture qui, en version grand public, était capable de lire un disque microsillon sans risque de l'endommager. L'apparition des gravures stéréophoniques devaient compliquer la situation vu que les utilisateurs recherchaient une bonne compatibilité entre disques et cellules mono et stéréo. La lecture d'un sillon stéréophonique par une tête monophonique par exemple exigeait une prise de son respectant les écarts de phase, de même qu'une certaine souplesse de l'équipage mobile dans le sens vertical. La mention « Stéréo compatible » permettait aussi aux éditeurs de vendre leurs disques et de conseiller aux utilisateurs l'achat de cellules stéréophoniques. Le prix très élevé des premières cellules stéréophoniques à aimant et à bobine mobiles incitèrent plusieurs industriels à commercialiser des cellules céramique dont les éléments transducteurs, trop rigides entraînaient une usure rapide des disques. Cette tendance persista jusqu'à ces dernières années (en se limitant toutefois aux appareils de très bas de gamme intégrant souvent tous les éléments de la chaîne). Le prix des premiers pressages stéréophoniques s'ajoutait à ceux des autres maillons et en faisait un rêve presque inaccessible. Très vite, on se rendit compte de la fragilité du disque microsillon stéréophonique, des conséquences de la poussière, de l'usure, des rayures et du voile. Par la force des choses, seuls les systèmes de lecture professionnels, destinés à la lecture des cires, des épreuves étaient capables de ne



L'usine SME de Steyning en 1963.

Dimensions

Longueur effective axe/pointe lectrice	233,15 mm
Distance axe/centre du plateau	215,35 mm
Dépassement (Overhang)	17,8 mm
Angle d'offset	23,635°
Ecart de fixation cellule	12,7 mm
Offset linéaire	93,47 mm
Réglage de hauteur	entre 56,4 et 87,9 mm
Hauteur entre base de montage et disque	entre 26,4 et 57,9 mm
Profondeur de la base de montage	56,75 mm
Dépassement radial pour le contrepoids	73 mm
Espace à prévoir entre le capot supérieur et la surface du disque (pour une cellule de hauteur 17,6 mm)	35 mm

Spécifications

Masse rapportée à la pointe de lecture	10,5 g
Poids des cellules	14 g max.
Force d'appui verticale	0 à 3 g F (30 mN)
Erreur de piste maximum	0,012°/mm
Points nuls d'erreur de piste	66,04 et 120,9 mm
Sensibilité L et V	100 et 30 mg env.
Longueur câble de sortie	1,2 m
Capacité du câble	140 pF/canal
Résistance du câble	0,145 Ω/conducteur
Câblage interne :	
Capacité	15 pF/canal
Résistance	0,535 Ω/canal
Connecteur de sortie	5 broches DIN 240°
Poids net	720 g

Fig. 1 : Caractéristiques principales du bras SME V.

pas endommager les disques. Placés sur les machines à graver, on les connaissaient sous les noms de Westrex 10A, d'Ortofon AK 309/SPU, de Shure, Decca, Elac et de quelques autres.

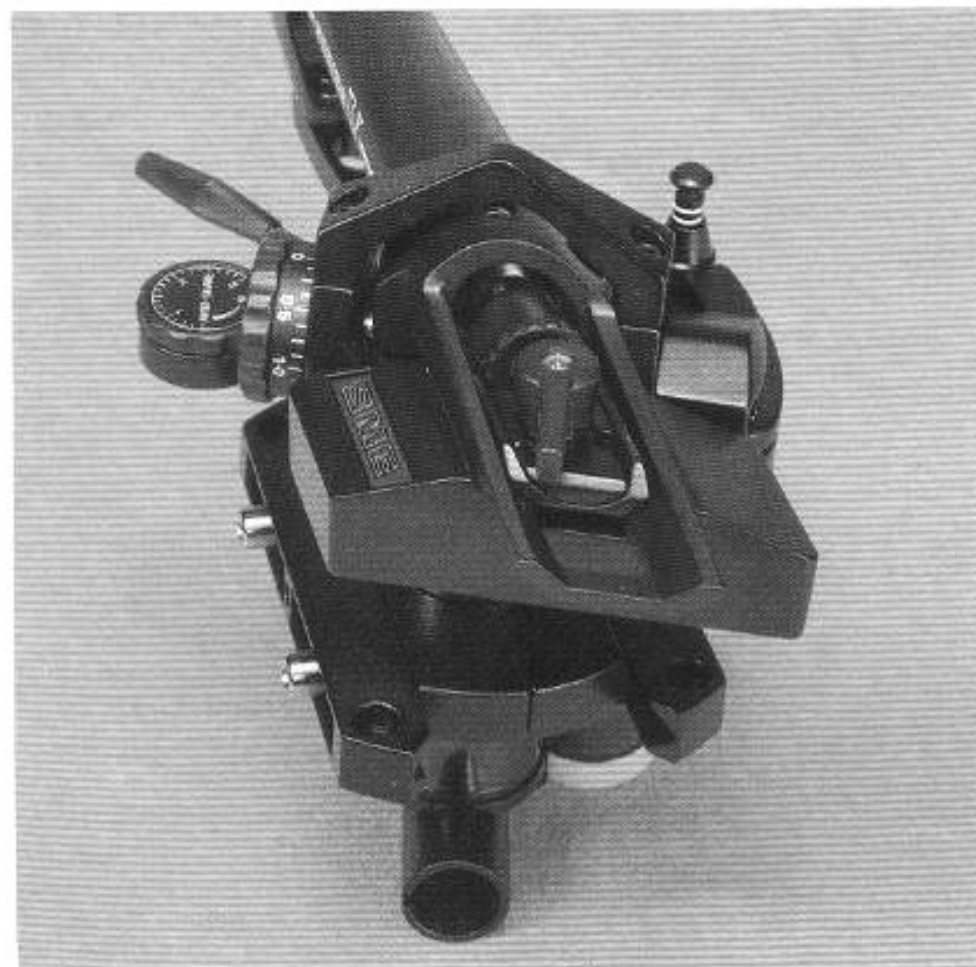
En 1959, un énorme bond en avant fut réalisé par Shure avec la sortie du phonocapteur stéréophonique M7D. Son principe à aimant mobile fut une invention qui protégea de très longues années cette firme contre les imitations tout en imposant cette marque dans le monde entier. Du côté du bras de lecture, un autre événement particulièrement marquant fut la lancée du bras SME, ce bijou de haute précision dont tous les perfectionnements ne cessèrent d'être repris plus tard par la concurrence. Chez SME, le fondateur et président, M. Alister Robertson Aikman, était un grand passionné de haute-fidélité. C'est sur son initiative que fut ainsi réalisé, tout d'abord en vue d'une utilisation personnelle un prototype de bras de lecture ultra-perfectionné. A.R. Aikman était parfaitement au courant des théories énoncées par le professeur américain F.V. Hunt (dont les études sur la minimisation de l'erreur de piste, de la distorsion de contact, sont considérées comme le fondement de la conception de tous les bras de lecture modernes), des conseils du célèbre Percy Wilson, un autre spécialiste du phonographe, du bras de lecture et des disques, qui ne cessait de souligner que l'on devait réduire au mieux les forces de frottement, les contraintes, les déséquilibres des masses et les résonances. La version 3012 du bras SME, de longueur nominale 30 cm environ (12 pouces) reprenait ainsi la forme coudée et tubulaire du bras Ortofon RK-309 mais en remplaçant l'alliage d'aluminium par de l'acier inoxydable. Toutes les résonances du tube au-dessous de 20 kHz étaient éliminées en bourrant de pulpe de



bois l'intérieur du tube. Pour l'articulation dans le sens vertical, A.R. Aikman mettait à profit son savoir-faire en utilisant des axes à couteau et à gouttière en forme de V (solidaire du bras) semblable à celui de ses balances de précision. Le pivotement dans

le sens horizontal reprenait le même principe que celui de l'Ortofon, à savoir celui d'un double roulement à billes à cages rectifiées et glacées. SME y ajoutait, pour la version qui fut commercialisée, un système de coquille, de porte-cellule amovi-

ble de type Ortofon que le succès mondial finit par transformer en standard international. Des fils de liaison très fins permettaient aux articulations de conserver une sensibilité maximale. Ce bras de lecture, encore très coté de nos jours, a été le premier au monde à atteindre la sensibilité de 20 mg-force qui s'avérait suffisante pour déplacer le bras dans le sens vertical ou horizontal. Protégée, l'invention de l'articulation sur couteaux fit de SME le symbole de la haute précision et du « meilleur bras de lecture du monde », un titre qui était parfaitement justifié. Sur ces bras de lecture, chaque pièce était usinée, rectifiée, traitée avec un soin extrême, ce qui expliquait son prix élevé et une production limitée à ses débuts à 25 bras par semaine. Avec les années, l'énorme succès remporté par ce bras de lecture ne l'empêcha nullement de conserver toutes ses qualités premières et aussi de s'adapter au marché : nouvelles coquilles plus légères, version courte 3009, contrepois interchangeables s'adaptant à tous types de cellules, y compris l'Ortofon SPU-T à transformateur d'impédance intégré (32 g !), version II, etc. Tous ces perfectionnements valurent aux bras SME I, SME II, puis à la version de luxe 3012 R Gold,



Vue arrière du bras SME V.

plus de dix récompenses internationales : Design Award, Masterpiece Award, Grand Prix, State of The Art, Long Run Award, etc. Plus tard, les tentatives en quadriphonie, la commercialisation de phonolecteurs à très haute compliance et à très large bande passante incitèrent SME à créer la version SME III dont plusieurs idées seront reprises sur la version V.

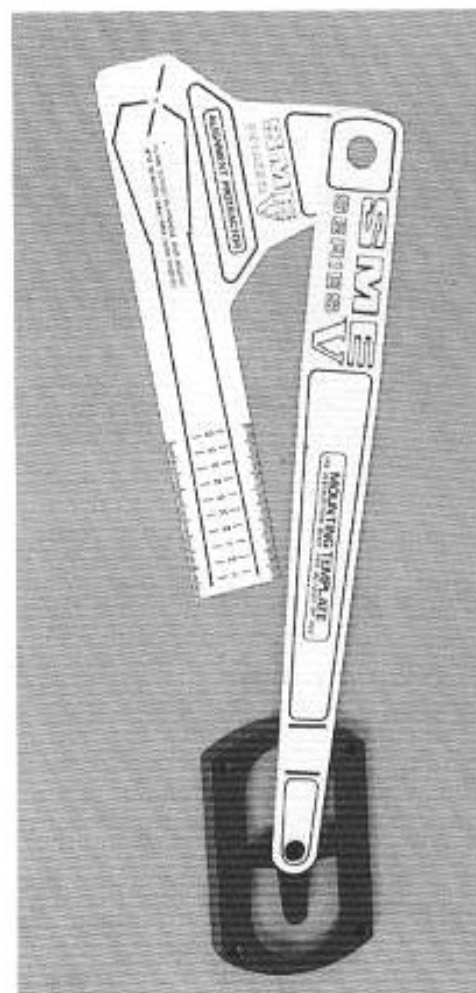
La version V

La version V reprend en fait toute l'expérience des modèles précédents pour ce qui concerne la minimisation de l'erreur de piste. Reprendre l'étude sur l'erreur de piste semble donc ici superflu. Il faut simplement retenir que les acrobaties en mécanique de précision, pour la conception de bras corrigeant l'erreur de piste (systèmes à pantographes, à servo-moteur ou à coussin d'air) ne pouvaient conduire, à de rares exceptions près, qu'à des problèmes liés aux forces de frottement, aux résonances parasites et donc incompatibles avec celle d'un bras de très haute qualité. De même, SME a voulu s'en tenir à des dimensions courantes, le bras devant s'adapter aux tables de lecture du marché.

La version 3012 haussait très haut déjà le standard de qualité

des bras de lecture en s'associant en parfaite harmonie avec les électroniques Marantz, Mac Intosh, avec des enceintes Tannoy ou JBL de l'époque. Les évolutions voulurent cependant que se crée un autre créneau dans le marché du haut de gamme. On l'appelait « State of The Art », « ésotérique », « très haut de gamme », permettant tantôt de concrétiser un vieux rêve d'audiophile, tantôt de justifier un prix très élevé par une construction très sophistiquée. Lancé début 85, le bras SME V fait lui aussi partie de cette haute-fidélité d'exception. Les revues anglaises parlèrent à son propos d'un prix « phénoménal » quoique restant dans les mêmes proportions que ceux des tables de lecture et phonolecteurs de la même catégorie.

Plusieurs concessions durent être faites pour la version V du bras SME. Il n'était plus question tout d'abord de conserver le caractère universel et extrêmement pratique du 3012. Le portecellule interchangeable, même bien serré à l'aide de la bague solidaire du bras, posait des problèmes de jeu à cause du serrage à l'aide d'un seul ergot supérieur. On perd ainsi la possibilité de pouvoir changer instantanément de cellule. En contrepartie,

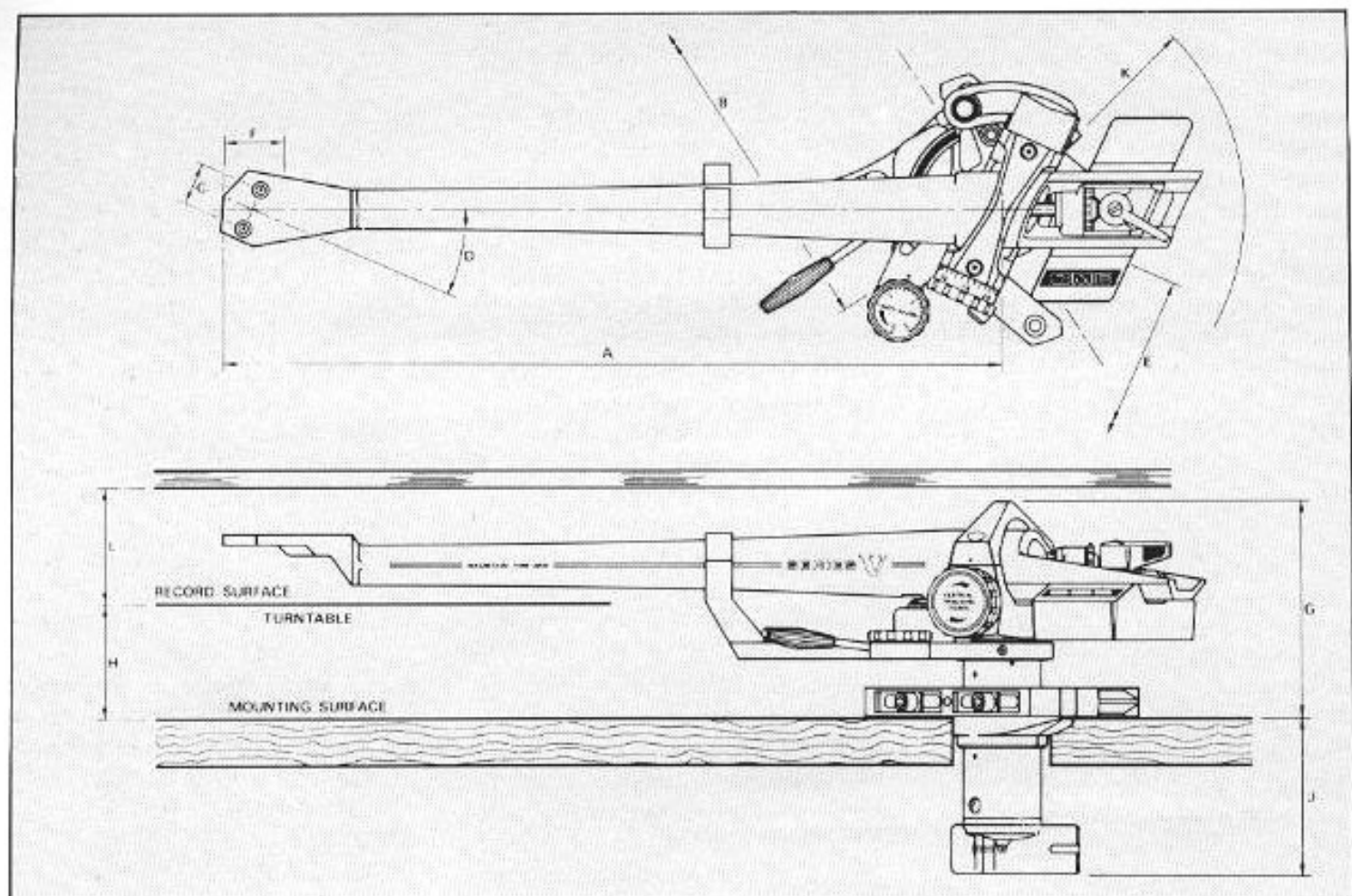


Gabarits servant au perçage du socle, au réglage de l'offset et de la hauteur du bras.

on peut réaliser un ensemble bras-porte-cellule ultra-rigide, encore mieux étudié et éviter les désadaptations fréquentes se produisant entre les portecellules et les bras de lecture. Entre les versions 3009, 3012 et V, on passe respectivement aux longueurs axe/pointe lectrice effectives de 227 mm, 307,34 mm contre 233,15 mm seulement pour le V. L'angle d'offset est porté ici à 23,635°. Notons à ce propos que la plage lue se situe, d'après le standard NAB, entre les rayons 60,32 mm et 146,05 mm et que, sur cette version, l'erreur de piste est nulle pour les rayons 66,04 mm et 120,9 mm. Les caractéristiques du SME V sont regroupées sur la figure 1. On remarquera la valeur extrêmement basse de la masse effective rapportée à la pointe de lecture, soit 10,5 g seulement. Cela explique pourquoi



Table de lecture SME, version Model 30, dont la sortie est prévue fin 90. Son prix se situerait aux alentours de 150 000 F.



Vue de dessus et de profil du bras SME V.

SME a préféré s'en tenir à une longueur effective de 233 mm seulement. Pour des questions pratiques et aussi de fiabilité à très long terme, SME a préféré remplacer ses fameux axes sur couteaux en acier, puis en matière composite nylon/fibres de verre des versions 3012 et 3012R par des roulements à billes de haute précision. Ce n'est certes pas la première fois que l'on rencontre, parmi les bras de lecture, des formes effilées remplaçant le tube coudé traditionnel. Ici, SME a choisi la plus coûteuse des solutions : la réalisation d'une seule pièce de forme effilée, en magnésium, de diamètre nettement plus fort et également plus épaisse près de l'axe de pivotement.

Aucun joint, aucune soudure n'apparaît sur cette pièce maîtresse qui est mise en équilibre par un contrepoids dorsal dont l'axe de gravité est fortement

abaissé par rapport aux configurations classiques. Afin de réduire au mieux la valeur de la masse effective vue de la pointe lectrice, le contrepoids, dont la forme aplatie contribue entre autres à parfaire l'équilibrage latéral, est ramené très près de l'axe. Beaucoup trop « léger » pour cette application, le plomb fait place ici à un alliage beau-

coup plus dense, en tungstène fritté et fortement comprimé, semblable à un alliage baptisé « Reconit », fabriqué en Suisse, dont les seuls défauts sont le prix extrêmement élevé de la matière et des moules ainsi que la difficulté de son usinage.

L'équilibrage du bras s'effectue à l'aide d'une couronne moletée accessible du dessus et

- 1962, 1978 - Design Award, Concil of Industry
- 1978 - Engineering Design Award, CES Chicago
- 1978 - Master Piece Award, Japon
- 1979 - Design Award (avec Ortofon), CES Chicago
- 1981 - State of the Art Award, Stereo Sound, Japon
- 1981 - Component Grand Prix, Japon
- 1982 - Excellence Award, Japon
- 1985 - Long Run Award, Japon
- 1987 - British Audio Award
- 1987 - Design Award, CES Chicago
- 1988 - Component of the Year, British Audio
- 1988 - Hi-Fi News Review Achievement in Audio Award
- 1990 - Muses d'Or, L'Audiophile, France

Liste des principales récompenses obtenues par SME entre 1962 et 1990.

située juste derrière le pivot. Sa rotation permet de déplacer le contrepoids à l'aide d'une vis sans fin. Le blocage de la position du contrepoids après équilibrage s'effectue à l'aide d'un petit levier situé derrière la couronne moletée.

Le système de compensation de la poussée latérale (à ressort et non à contrepoids suspendu par un fil) est situé près de l'embase, à droite du bras. Il est ajustable entre 0 et 3 000 mg. La force d'appui verticale est ajustable entre 0 et 3 g (contre 5 g sur la version 3012) à l'aide d'une molette placée verticalement près de celle de compensation de poussée latérale. Ce réglage s'effectue par système à ressort, à la manière de certains bras récents britanniques ou japonais. Ces deux réglages sont repérés par les indications Vertical Tracking Force et Anti-Skate.

Le lève-bras reprend l'esthétique de la version d'origine mais avec un support ajouré en alliage léger pour le repose-bras. Rappelons à ce sujet que SME a été le premier à lancer un système de lève-bras à amortissement visqueux, permettant à la cellule de se poser en douceur sur le disque.

La partie opposée du support, de forme complexe et remarquablement bien usinée, sert également à l'amortissement du bras sur le plan latéral. La vis de réglage munie d'un écrou de blocage comporte des repères et permet de régler l'amortissement par immersion plus ou moins profonde de l'extrémité de la vis dans une petite gouttière courbée. L'huile de silicone, assez épaisse, est introduite dans cette dernière à l'aide d'une seringue. Pour le réglage de la hauteur du bras, SME a prévu un gabarit, qui sert principalement au traditionnel réglage de l'offset lors du perçage. Sur le bras a été prévue une vis amovible assez longue permettant d'ajuster avec préci-

sion la hauteur et l'angle de lecture vertical. Jusqu'ici, il fallait procéder par tâtonnements, sauf sur les rares modèles qui étaient équipés d'un système hélicoïdal de réglage en hauteur.

Depuis la vulgarisation des cellules à aimant et à bobine mobiles, on a toujours regretté que les différentes tentatives de standardisation ne se soient guère limitées qu'à la fixation, soit 12,7 mm, laissant ainsi les constructeurs libres au niveau du choix du diamètre des bornes de sortie, de leur disposition géométrique et de la position de la pointe lectrice par rapport à la hauteur de la cellule et de son point de fixation. La longueur effective du bras pouvait ainsi varier de plus de 10 mm et aucune norme précise du côté porte-cellule pouvait conduire à des incompatibilités entre des porte-cellules à bords trop hauts et des cellules trop basses. Conscient de ce problème à une période où le choix entre cellules était encore restreint, SME a été le premier à prévoir sur son bras une embase réglable pour le réglage de l'offset. Cette « signature SME » est reprise sur la version V mais en plus sophistiqué : gabarit injecté en métal sous pression servant uniquement au repérage avant le perçage, clé striée servant à l'avance ou au recul de l'axe grâce à un système de rails à crémaillère.

Le kit de montage du SME V ne comporte pas moins de huit outils : clés, clés BTR, tournevis 6 pans, clé striée, vis de calage du gabarit, etc. Pour répondre à sa clientèle exigeante, le bras utilise un câblage Van den Hul et des liaisons de porte-cellule en fils de Litz en argent pur. Sous le bras, le connecteur orientable sur 180° facilite la mise en place du câble et peut éventuellement permettre de rechercher la position la plus favorable en termes de rapport signal/bruit.

Au-delà de toutes ces considérations techniques et historiques,

les premières versions 3009 et 3012 sont longtemps restées et restent toujours des références. La version V, elle, établit un nouveau standard de qualité. L'attribution des Muses d'Or concerne aussi bien l'avance technologique, le fait d'avoir osé investir autant dans les moules à injection pour magnésium que celle d'avoir maîtrisé cette étude en vue de la meilleure qualité sonore possible. Il semble donc superflu de s'étendre à n'en plus finir en superlatifs, notre qualification « nouveau standard de qualité » et l'attribution des Muses d'Or devant suffire pour faire comprendre qu'il mérite son slogan de « meilleur bras de lecture du monde ».

Au prix annoncé et compte tenu des performances auxquelles il faut s'attendre, la table de lecture reste un tout indivisible, disque et couvre-plateau compris.

Du côté des disques, les mordus de l'analogique se sont jetés sur les pressages « Super Analog », des disques pesant 180 g de l'éditeur japonais King Records, les premiers à utiliser une nouvelle tête de gravure assurant un gain en dynamique de plus de 10 dB et 50 kHz de bande passante. En annonçant la commercialisation prochaine de sa table de lecture (150 000 F environ) ultra-sophistiquée, SME veut sans doute prouver que chaque point de détail de la table de lecture méritait d'être revu et corrigé. Baptisé Model 30 Precision Turntable, c'est un monstre pesant 38 kg, à 4 vitesses, dont l'axe a été usiné avec une précision telle que SME a dû faire appel à un lubrifiant beaucoup plus dilué et plus fin que tous ceux utilisés jusqu'ici en horlogerie. Le tout se complèterait de résultats d'écoute d'un niveau sans doute jamais atteint à ce jour, juste de quoi permettre à SME de clore l'ère du disque microsillon en beauté... et de mériter d'autres Muses d'Or.

**Page non
disponible**

**Page non
disponible**

**Page non
disponible**

15 MARQUES D'ELECTRONIQUES A TUBES



La technologie tube nous tient beaucoup à cœur. Elle est le reflet d'une démarche spécifique au domaine de l'audio où la qualité de restitution prime sur les exigences de coût, de facilité de mise en œuvre, de disponibilité de composants... C'est l'un des très rares secteurs où cette technique refuse l'obsolescence face aux irrémédiables progrès de l'intégration des semiconducteurs. Cette année, avec ce panorama, il est intéressant de noter que, paradoxalement, la démarche tube remonte aux origines... avec, de plus en plus souvent, le recours à des montages triodes et des circuits câblés en l'air... bref à un retour aux sources. Cela n'est pas le fait du hasard mais simplement la réponse à une demande d'exigence d'amateurs recherchant délibérément autre chose que les simples critères conventionnels régissant l'amplification. Les tubes ont désormais leur place, bien à part et bien à eux, en haute-fidélité. Ils ne cherchent plus à concurrencer le transistor sur de multiples paramètres, dont la puissance, comme cela était encore le cas il y a peu. Ils ont leur entité propre et sont utilisés en fonction de leur spécificité associés aux meilleurs composants modernes pour venir répondre à des impératifs de qualité extrême.*

** Le lecteur pourra se reporter aux nos 2 et 6 dans lesquels les deux précédents panoramas de l'électronique à tubes ont été publiés.*

AIR TIGHT

Les électroniques à tubes japonaises AIR TIGHT viennent récemment d'être importées en France par C2R. Fabriquées avec la plus grande attention pour le moindre détail, ces électroniques sont devenues en peu de temps quasi-légendaires au Japon pour leur précision d'analyse sonore, leur pureté et l'incomparable troisième dimension de la scène sonore qu'ils procurent. Fabriqués avec les meilleurs composants actuellement disponibles, aussi bien passifs qu'actifs et bénéficiant des remarquables transformateurs de sortie Tamura, les amplificateurs ATM-2 et ATM-1 se situent d'emblée dans le peloton de tête des meilleures réalisations mondiales.

Bien conçus, ces deux amplis bénéficient d'une entrée directe CD avec possibilité d'atténuation individuelle du niveau pour chaque canal en vue d'une liaison directe sans passer par l'intermédiaire d'un préampli. Le câblage est effectué en l'air sans aucun circuit imprimé et à partir de câbles en cuivre pur sans oxygène.

L'ampli ATM-2 dispose en sortie d'un double push-pull de KT88 et l'ATM-1 d'un double push-pull de EL34.

Les puissances respectives sont de 2×80 W et 2×36 W.

Un préamplificateur à tubes ATC-1 avec section phono de haute précision et entrée CD directe s'avère être le complément idéal de ces deux merveilleux amplificateurs dont la finition est à tomber à la renverse.

Nous aurons très certainement l'occasion de revenir sur ces luxueuses électroniques dont la présentation spatiale vous transpose sur les lieux de l'enregistrement.

Principales caractéristiques :

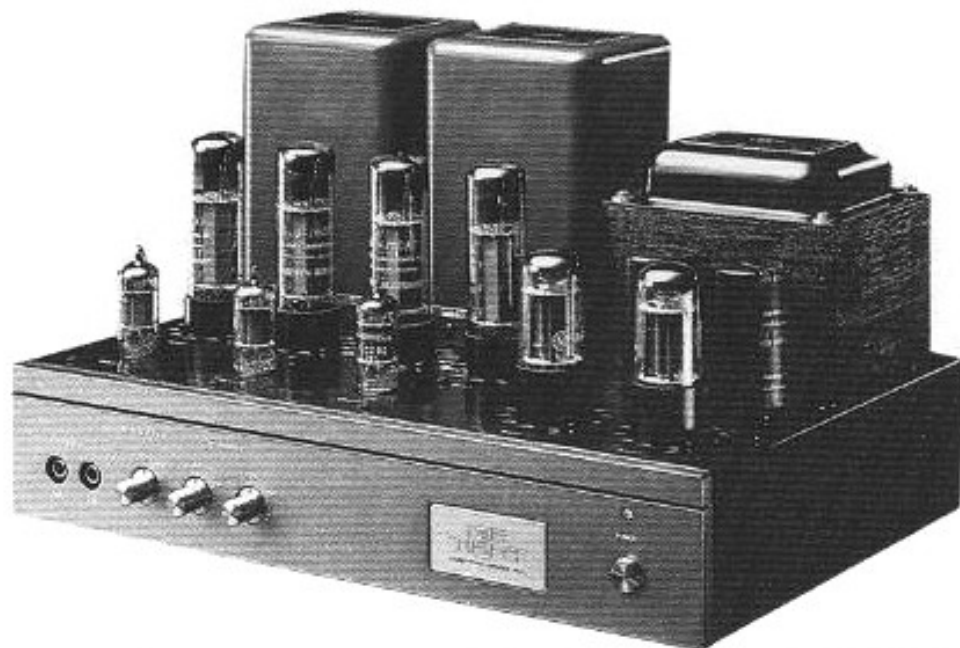
Amplificateur :

• **ATM-2 : Puissance :** 2×80 W/8 Ω - 3Distorsion par harmonique 1: inférieure à 0,07 % - **Poids :** 32 kg - 3**Prix indicatif :** 42 950 F.

• **ATM-1 : Puissance :** 2×36 W/8 Ω - **Distorsion par harmonique :** inférieure à 0,1 % - **Poids :** 22 kg - 3**Prix indicatif :** 24 200 F.

Préamplificateur :

• **ATC-1 : Etage phono : sensibilité :** 1,8 mV - **Etage ligne : sensibilité :** 150 mV - = **Poids :** 7 kg - **Prix indicatif :** 20 980 F.



AUDIO RESEARCH

Les blocs mono Classic 120 renferment à notre avis toute la synthèse des recherches menées par Audio-Research en matière d'électronique à tubes et hybrides sans compromis. Depuis le début des années 70, ses réalisations sont toujours citées en références incontestées pour leur musicalité extrême et leur qualité de fabrication. Avec les Classic 120, on retrouve le principe de montage hybride qui apporte le meilleur de chaque technologie transistors et tubes. Ainsi le premier étage fait-il appel à des transistors FET et MOSFET pour obtenir tout d'abord en sortie un signal non-inversé et un autre inversé afin d'attaquer, par l'intermédiaire des deux branches, une configuration cascode parallèle symétrique afin de pouvoir exciter l'étage driver constitué de deux tubes avec éléments triodes en parallèle. Ce driver à tubes attaque un quadruple push-pull de huit tubes 6550 montés en pseudo-triodes. Le circuit de polarisation, très particulier à Audio-Research, est assisté par un système qui maintient en permanence une polarisation correcte sans avoir à la réajuster manuellement.

L'alimentation est extrêmement sophistiquée et largement surdimensionnée avec de nombreuses régulations pour les étages d'entrée et de circuits de polarisation automatiques.

A l'écoute, les Classic 120 procurent une restitution d'un degré de perfection sonore encore inconnue à ce jour. Le délié, les capacités de moduler les nuances, l'étendue de la dynamique sont proprement stupéfiants.

Ce mélange de fermeté inouïe et de douceur procure une facilité déconcertante à suivre la mélodie, sans confusion même quand plusieurs lignes rythmiques se superposent. L'exactitude des timbres (propre aux montages triodes) atteint ici un réalisme saisissant. Les Classic 120 sont réellement à l'extrême pointe dans l'état actuel des circuits audio, de la transcription sonore musicale.

Principales caractéristiques :

Ampli :
Classic 120 : bloc mono - **Puissance :** 110 W à la limite de l'écrêtage sur charge de 8 Ω - **Distorsion par harmonique :** inférieure à 0,027 % à 1 kHz/1 W - **Rapport signal/bruit :** 120 dB - **Temps de montée à 10 kHz :** 1,8 μ s - **Prix indicatif :** 35 000 F pièce.



BEARD

L'expérience acquise par ce constructeur anglais en matière de montages à tubes se retrouve tout naturellement dans les blocs monos d'amplification M 1000.

Réalisés sans compromis, ils utilisent un quadruple push-pull de 6550 montés en triode et fonctionnant en pure classe A jusqu'à 50 W et commutant en classe AB jusqu'à 120 W pour obtenir sur les transitoires une plage dynamique supplémentaire de plus de 3 dB.

Les circuits font appel, en entrée, à deux triodes ECC81 montées en différentiel suivies de quatre triodes ECC82 en cathod follower pour obtenir le gain nécessaire à l'attaque des huit tubes de puissance 6550 fonctionnant en triode. Le transformateur de sortie est d'une qualité exceptionnelle,

le fonctionnement de l'entrée de l'ampli jusqu'au secondaire du transformateur de sortie s'effectue en symétrique. Un très faible taux de contre-réaction est appliqué (18 dB). A l'écoute, ces deux blocs monos à tubes procurent une sensation de puissance « inépuisable ». La qualité de l'extrême-grave et du grave dépasse l'entendement, l'énergie sonore vous remue physiquement.

Le raffinement des timbres, grâce au montage en triode, atteint des sommets.

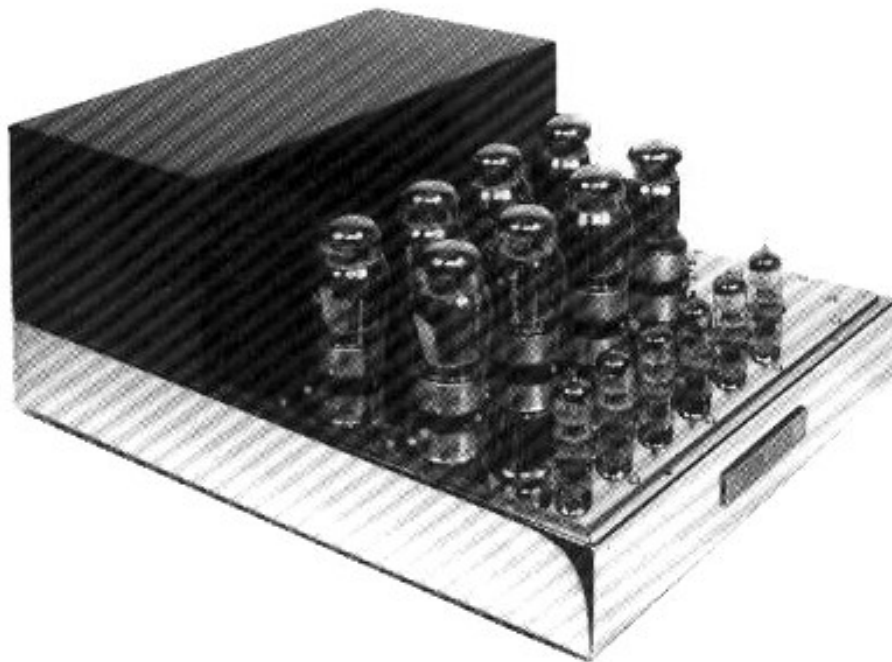
Les blocs monos M 1000 peuvent être considérés comme des références, ils peuvent attaquer aussi bien les systèmes à pavillon à haut rendement que des grands haut-parleurs électrostatiques.

Rappelons que, dans la gamme BEARD, le petit « Baby Beard » P 35 de 2x35 W, avec tube de sortie EL84, en compagnie du C35 Bambino préampli, procurent une restitution d'une clarté éblouissante avec un sens de la mélodie rare. Dans la ligne d'esthétique sonore des fabuleux M 1000, ils consacrent l'école de la dynamique et de la définition bien que n'agressant jamais les oreilles par un aigu vulgaire.

Principales caractéristiques :

Amplificateur

• **M 1000** : Puissance : 50 W/8 Ω en pure classe A ; 120 W/8 Ω en classe AB - Distorsion par harmonique : inférieure à 0,1 % - Sensibilité d'entrée : 500 mV RMS - Poids : 1 kg - Prix indicatif : 64 000 F la paire.



BRITISH BUILT AUDIOPHILE PRODUCTS

L'intégré à tubes BB 100 se distingue par la configuration de son étage de puissance à tubes avec, par canal, une configuration de type triple push-pull de EL 84.

Ainsi, la puissance s'élève-t-elle à un peu plus de 50 W tout en bénéficiant de l'hyper-rapidité de réponse, de la clarté, de la limpidité sans égal de l'EL84. La construction est originale à plus d'un titre avec la séparation totale des deux canaux selon la construction de type double mono, de l'alimentation jusqu'à la sortie. Le concepteur, M. Bill Beard, dont l'expérience en matière de réalisations d'amplis à tubes n'est plus à démontrer, a poussé cette séparation jusqu'à l'indépendance des sélecteurs d'entrée pour les canaux droit et gauche afin également de raccourcir au maximum le trajet de la modulation.

La présentation est très soignée, avec châssis chromé, alimentation surdimensionnée et indépendante pour la haute tension des tubes droit et gauche.

La section préampli, fort complète, peut traiter jusqu'à cinq sources haut niveau, un module phono extérieur est prévu en option.

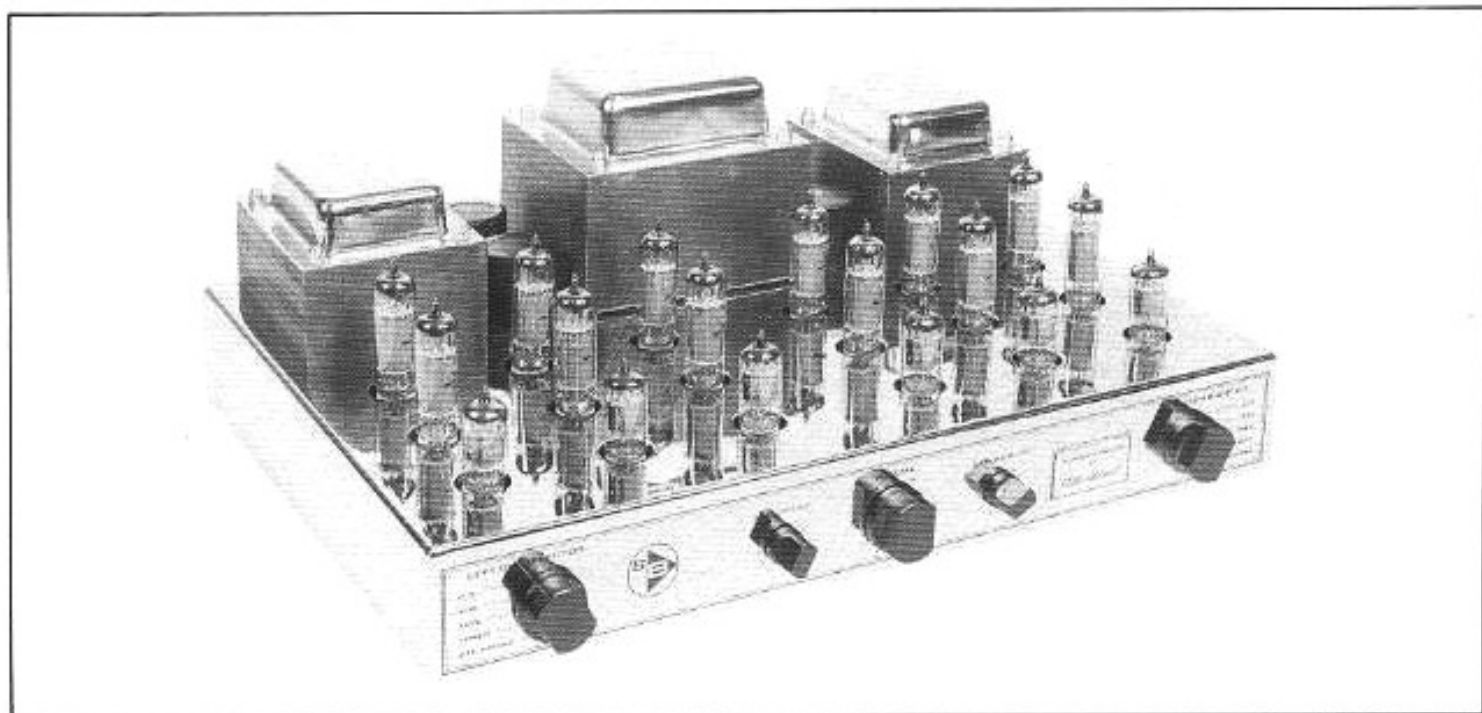
A l'écoute, on retrouve l'hyper-clarté et la dynamique exacerbée de l'EL84 avec une réserve de puissance qui évite les écrêtages passagers désagréables, même avec des enceintes de rendement moyen.

L'image stéréophonique est d'une ampleur exceptionnelle, la musique vit en permanence, avec une notion évidente de rythme. On entre en plein cœur de la musique, avec une rare notion d'énergie sonore.

Principales caractéristiques :

Intégré :

BB 100 : Puissance : $2 \times 54 \text{ W}/8 \Omega$ à 1 kHz à la limite de l'écrêtage - **Distorsion par harmonique :** inférieure à 0,06 % à 1 kHz à 1 W - **Rapport signal/bruit :** 83 dB - **Prix indicatif :** 18 000 F.



CARVER

M. Bob Carver, en réalisant le Silver Seven, a mis de côté toute notion économique afin, en l'état actuel de la technique d'amplification, d'obtenir la meilleure musicalité possible.

Il ne peut y avoir de réalisme sonore sans capacité dynamique proche de la réalité, aussi la puissance se devait-elle d'être nettement supérieure aux critères couramment admis afin qu'avec n'importe quel type de charge, haut-parleurs électrodynamiques à bas rendement, électrostatiques, à ruban, isodynamiques, on ne puisse entendre un écrêtage passager.

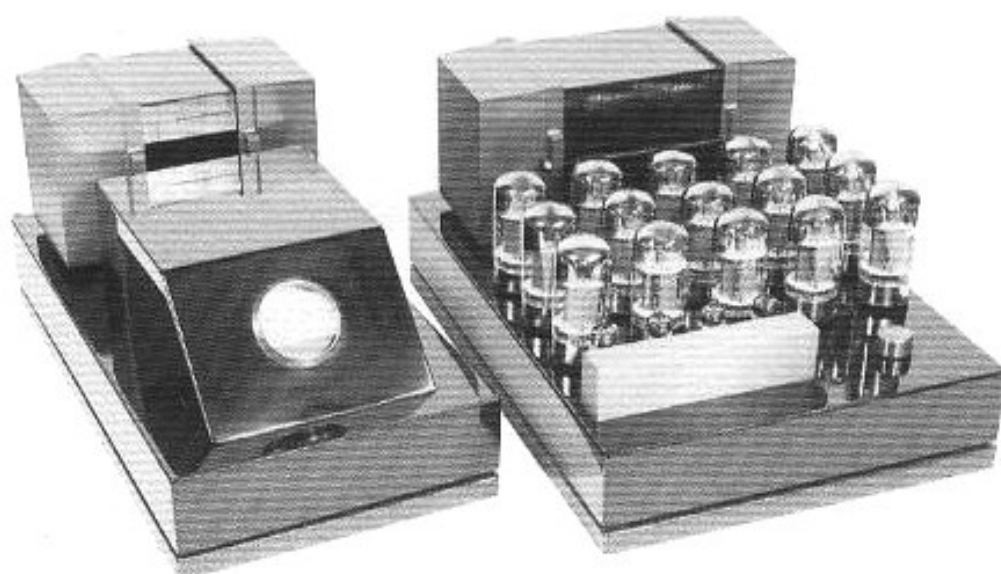
Avec une puissance supérieure à 450 W (!), rien à craindre de ce côté-là, ces blocs mono en deux parties sont certainement les plus puissants que l'on puisse acquérir actuellement, mais ils font partie aussi des plus musicaux. En effet, non seulement les composants sont d'une qualité exceptionnelle mais également la configuration des circuits avec un sextuple push-pull de quatorze tubes 6550 parfaitement équilibré. L'alimentation est géante, sur un châssis indépendant avec un transformateur à quatre enroulements secondaires pour les circuits de haute tension, polarisation grille, chauffage filament. Le transformateur de sortie a ses enroulements secondaires réalisés en fil d'argent pur afin de réduire la résistance en courant continu et les pertes d'insertion.

Ces unités monophoniques sont capables de restituer à niveau réaliste avec une rare intensité même sur des enceintes à faibles rendement des pointes de niveau sans aucune distorsion subjective passagère.

Mais par-delà la notion de puissance, c'est surtout dans la beauté des timbres, la sensation d'espace et d'acoustique des lieux de l'enregistrement parfaitement rendus que se distinguent les blocs Silver Seven. Loin d'être des « brutes de puissance », ils possèdent toute la délicatesse, la finesse, la légèreté d'expression qui caractérisent les grandes électroniques.

Principales caractéristiques :

Ampli :
Silver Seven : blocs mono - **Puissance :** 450 W à 1 kHz/8 Ω à la limite de l'écrêtage - **Taux de distorsion par harmonique :** inférieur à 0,05 % à 1 kHz à 1 W - **Rapport signal/bruit :** 103 dB - **Temps de montée :** 3,5 μ s - **Prix indicatif :** 198 000 F les deux blocs mono.



CONRAD-JOHNSON

Cette firme américaine a su maintenir très haut dans la hiérarchie mondiale ses électroniques à tubes d'une musicalité incontestée. Cela fait plus de dix ans qu'elle se trouve au sommet grâce à des circuits qui ne sont pas forcément sophistiqués mais dont les étages actifs, pour obtenir le gain nécessaire, sont très soignés, aussi bien au niveau de la configuration que de la qualité des composants utilisés.

Avec le préamplificateur Evolution 20, C.J. a voulu réaliser un nouveau standard de performance en matière de préampli. Ainsi, on retrouve le principe de construction double monaural avec alimentations séparées et circuits à tubes comprenant trois étages de gain par canal sans aucune contre-réaction.

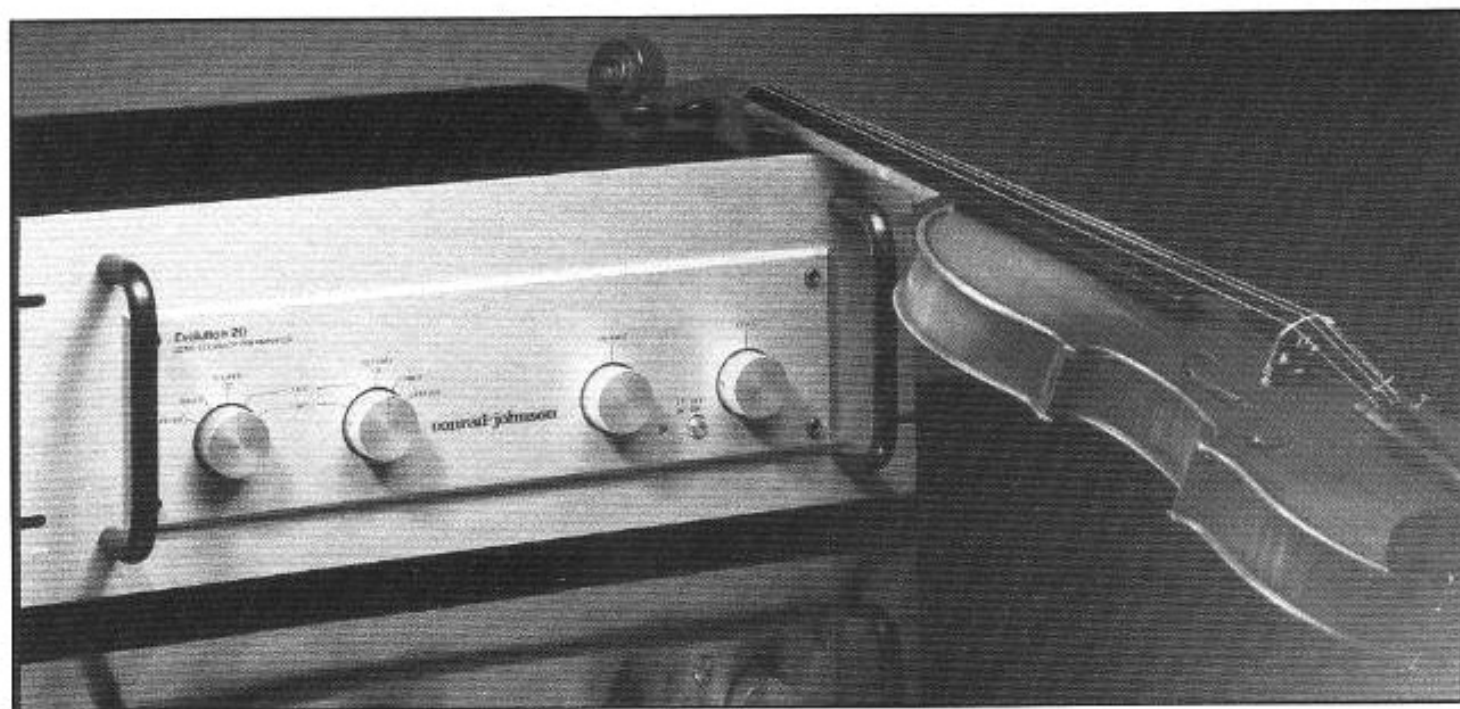
L'égalisation RIAA est passive, totalement isolée des étages d'entrée et de sortie.

L'Evolution 20 est minutieusement assemblé à partir de composants souvent réalisés sur cahier des charges spécifique à C.J. tels que les capacités polystyrène de haute précision, résistances à couches métalliques, rotacteurs à multiples positions à résistances de contact très faibles. Enfin chaque préampli est testé au minimum cent heures puis de nouveau mesuré et écouté pour s'assurer de la conformité par rapport aux spécifications originales. D'après nos premiers renseignements, ce préampli possède : une réponse transitoire extraordinaire (élimination des formes de distorsions de temps dues à l'absence de contre-réaction), une mise en phase ultra-précise qui se retrouve par une spatialisation et une parfaite délimitation de chaque source sonore même sur les passages musicaux complexes.

Principales caractéristiques :

Préampli :

Evolution 20 Zero Feedback : Gain de l'étage phono : 40 dB - Niveau de saturation phono : 150 mV à 1 kHz - Rapport signal/bruit phono : 80 dB - Gain étage ligne : 25 dB - Niveau de sortie maximum : 20 V RMS - Impédance de sortie : inférieure à 200 Ω - Tubes : 2 Nuvistores, 8 simples triodes - Prix indicatif : 49 000 F.



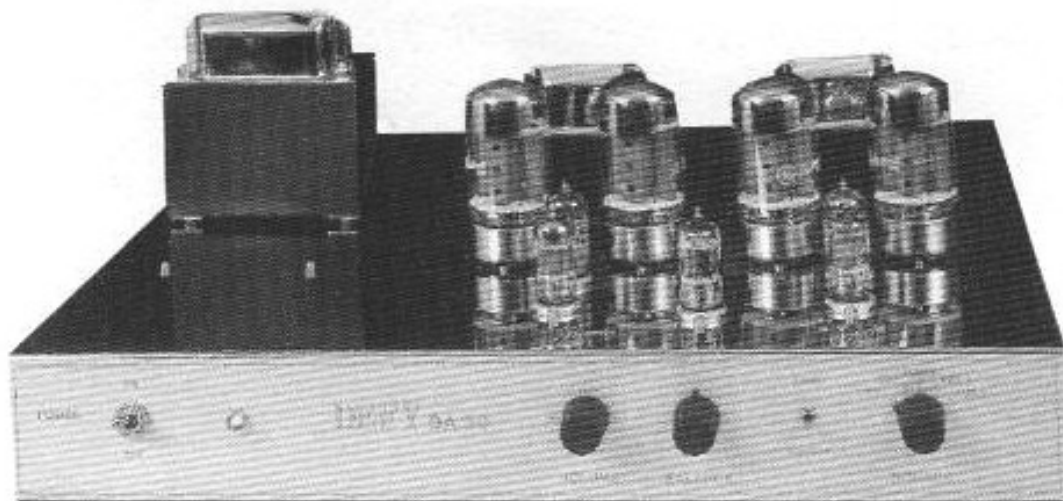
JADIS

Ce constructeur français a su, depuis plusieurs années, maintenir très haut le prestige des réalisations à tubes, à tel point que dans de nombreux pays d'Extrême-Orient, les concepteurs sont écoutés presque « religieusement ». Dans chacune des réalisations JADIS, tout a été mis en œuvre dans l'unique but d'une musicalité exceptionnelle et cela sur tous les types de transducteurs, aussi bien à ruban qu'électrostatiques ou électrodynamiques à haut rendement. Contrôlant de A à Z la fabrication, JADIS est l'un des rares constructeurs d'amplificateurs à tubes à réaliser lui-même ses propres transformateurs d'alimentation et de sortie afin de maîtriser tous les paramètres. Les composants sont naturellement sélectionnés et triés (pour les tubes) et le câblage est entièrement effectué en l'air sans aucun circuit imprimé afin d'obtenir la meilleure définition possible. Afin de mettre la qualité JADIS à la portée du plus grand nombre, ce constructeur a réalisé une deuxième gamme sous le nom de Defy. Ainsi, l'intégré DA 30 reprend les grands principes des circuits JADIS avec un push-pull de 6550 General Electric trié, travaillant en pure classe A pour atteindre la puissance de 30 W par canal. La section préampli bénéficie d'un véritable étage ligne (la section préamplificatrice et celle amplificatrice peuvent être utilisées séparément) afin de s'adapter parfaitement aux sources actuelles sans risque de saturation ou de distorsion intempestives. La qualité de fabrication du DA 30 est remarquable avec châssis en acier inox non magnétique et transformateur de sortie bobiné à la main. La capacité dynamique est plus que surprenante par rapport à la puissance mesurée, cet intégré à tubes n'a pas peur des charges complexes ni des systèmes hybrides électrodynamiques/électrostatiques. Sa qualité de restitution reste constante quel que soit le niveau d'écoute, avec un sens du rythme peu courant.

Principales caractéristiques :

Intégré :

- **Defy DA 30 : Puissance :** $2 \times 30 \text{ W} / 8 \Omega$ en pure classe A - **Bande passante :** 2 Hz-35 kHz à $\pm 3 \text{ dB}$ - **Section préampli :** Sensibilité : 100 mV pour la puissance nominale 30 W - **Prix indicatif :** 22 350 F.



KEBSCHULL

La firme munichoise KEBSCHULL s'est spécialisée dans la réalisation d'amplificateurs et préamplificateurs à tubes

à partir de circuits relativement simples dans leur configuration mais avec des alimentations très soignées et une qualité de fabrication au-dessus des critères habituels.

Cette société, fondée voici quinze ans, n'a pas dévié sa ligne de conduite en matière de perfection.

C'est ainsi que chaque pièce constitutive a fait l'objet d'études approfondies sans considération de prix de revient.

Quand on découvre pour la première fois ces électroniques, on ne manque pas d'être surpris par la finition de surface des chromes. Les boutons et les châssis sont de véritables miroirs où tout défaut d'aspect est exclu.

Pour l'anecdote, signalons que le constructeur a prévu une paire de gants blancs avec chaque appareil livré afin de les manipuler sans laisser ses empreintes digitales.

Parmi les autres originalités, on peut signaler que, sur le modèle de base l'amplificateur bloc mono 35/70, plusieurs types de tubes sont possibles : 6550, EL34 ou KT88 sans avoir pour autant

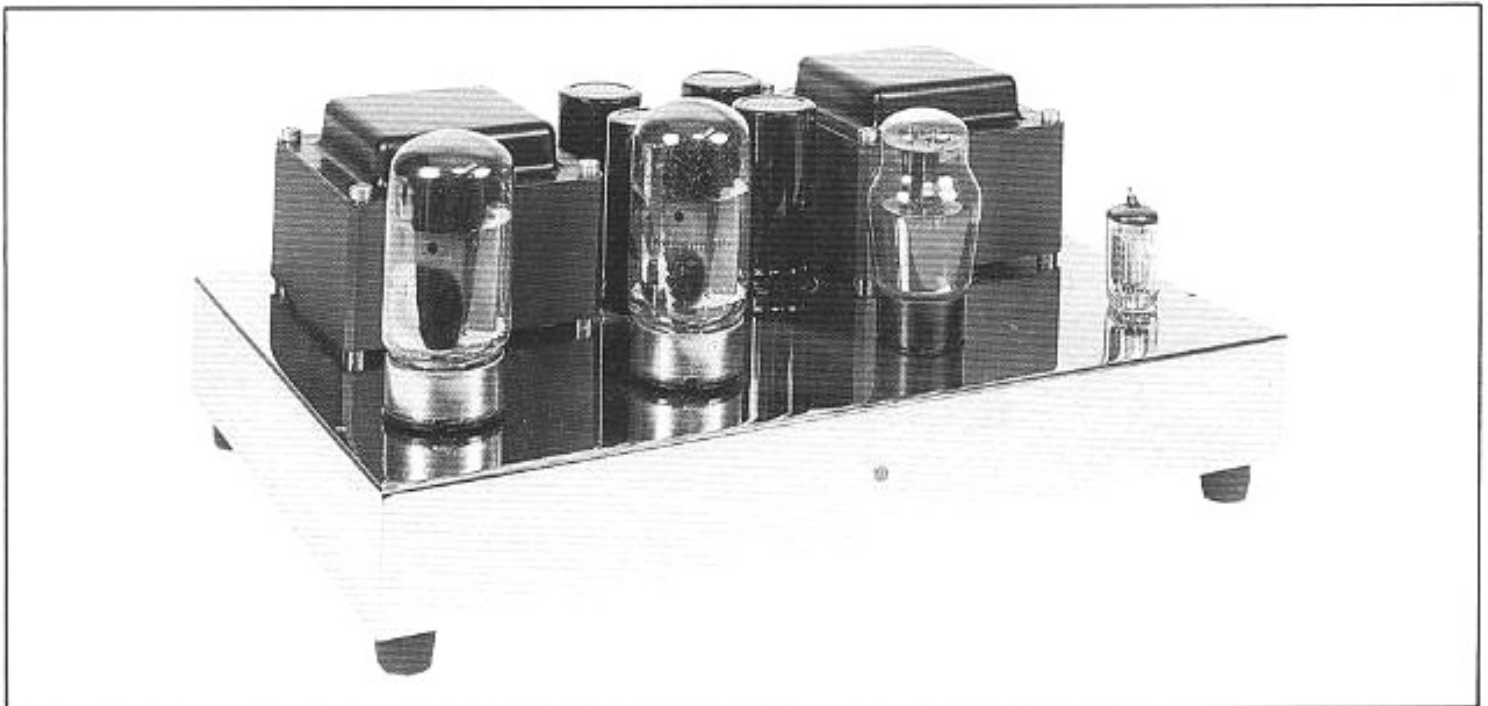
à modifier le réglage de polarisation, selon l'esthétique sonore que l'on désire.

A ce sujet, il faut signaler que les supports de tubes sont montés sur une contre-platine suspendue afin de limiter les effets microphoniques qui procurent cette fausse réverbération répétitive, parfois agréable mais ne suivant pas fidèlement la prise de son réelle. Autre point intéressant : le redressement de la haute-tension est effectué par une valve et non un pont de diodes. Ce détail a, à notre avis, une importance capitale à l'écoute par ce sentiment de transcription sonore fluide, hyper-naturelle dans le médium avec un aigu parfaitement cohérent et non détaché du reste du spectre.

Principales caractéristiques :

Amplificateur :

• 35/70 : unité monophonique - Puissance continue : 35 W/8 Ω - Puissance pointe : 46 W/8 Ω - Sensibilité d'entrée : 460 mV - Taux de distorsion par harmonique : inférieur à 0,06 % - Prix indicatif : 21 000 F la paire.



LECTRON

Tous ceux qui ont écouté les JH 30 sont unanimes pour reconnaître sa musicalité évidente sur tous les types de musique. Cela chante en permanence, avec une notion de rythme évident dû à une capacité dynamique extraordinaire. L'expression sonore prend ici une nouvelle dimension et cela sans artifices aguicheurs mais avec des nuances bien marquées aussi bien pour la couleur des timbres que dans les différences de niveaux. Construit avec un soin « maniaque », cet intégré à tubes est le fruit de nombreuses recherches pour tirer le meilleur parti d'un double push-pull de pentodes EL84. L'étage d'entrée fait ainsi appel à un montage à configuration de type cascade à très grand gain servant aussi d'étage déphaseur différentiel.

Il travaille avec un courant assez élevé et utilise des transistors à effet de champ très silencieux. Toutes les conditions sont réunies pour attaquer l'étage de puissance constitué d'un double push-pull de EL84 avec transformateur de sortie réalisé sur cahier des charges LECTRON par la firme anglaise Partridge, laissant une marge de puissance très importante.

La section préampli-ligne du JH 30 peut traiter quatre sources avec une sortie enregistrement et une commande de monitoring. Un module phono RIAA MC 30 est disponible sur option, bénéficiant de l'alimentation du JH 30 et pouvant traiter aussi bien les cellules à aimant mobile qu'à bobine mobile avec une rare délicatesse de restitution et sans aucun signe de stress sur les pointes de modulation.

La qualité de fabrication dépasse largement les critères couramment admis avec un grand souci du détail, témoin les tubes de puissance qui sont montés sur une contre-platine ajourée et découplée mécaniquement du châssis principal pour éviter les effets microphoniques.

Principales caractéristiques :

Intégré :
• **JH 30 : Puissance continue :** les deux canaux en service $2 \times 30 \text{ W}/8 \Omega$ - **Taux de distorsion par harmonique :** inférieur à 0,05 % à 1 W/1 kHz - **Temps de montée :** 3 μs - **Sensibilité d'entrée pour obtenir la puissance maximale :** 140 mV - **Prix indicatif JH 30 :** 19 900 F ; **module RIAA MC 30 :** 8 000 F.



LUXMAN

Le fantastique succès obtenu par la série Brid avec les désormais légendaires LV 105 et LV 103u a naturellement poussé les services techniques de LUXMAN à « faire encore mieux » avec les tout nouveaux LV 107u et LV 104u. Ces tout nouveaux intégrés reprennent le principe de circuit driver à tubes pour attaquer les MOSFET en sortie sous une tension et un courant nettement supérieurs au montage classique tout transistor. Ces appareils réunissent les qualités des deux technologies sans leurs défauts inhérents pour une transcription sonore d'un rare raffinement. En effet, à l'écoute du dernier-né LV 107u, on retrouve le punch et la dynamique jusque dans le grave propres aux montages à transistors avec la douceur et le respect de la structure du timbre que seuls les tubes savent donner. Avec ces nouvelles versions, LUXMAN est allé encore plus loin dans sa quête d'une absolue perfection, en proposant une esthétique sonore en trois dimensions qui ne peut laisser aucun auditeur indifférent, tant on paraît environné par toute l'ambiance de la salle de concert ou du studio d'enregistrement et en ne perdant strictement rien du jeu des artistes.

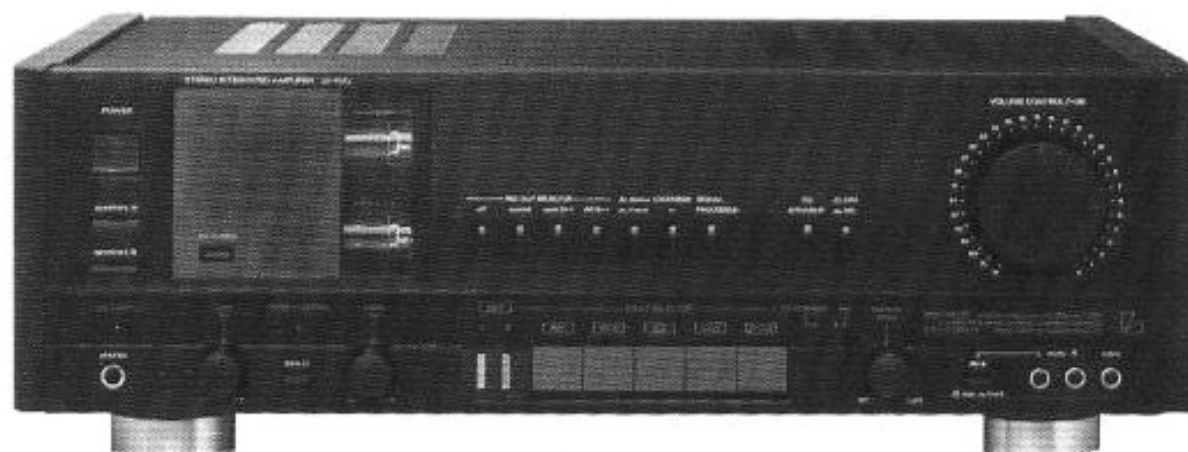
Souvent, sur les amplis à transistors, on a la désagréable sensation d'une dissociation entre l'événement musical et l'ambiance qui règne autour. Ici, avec le LV 107u, tout est à sa place avec beaucoup de naturel et sans aucune trace de grain dans l'aigu.

Extrêmement complet au niveau de sa section préamplificatrice, le LV 107u peut traiter deux entrées phono MM et MC quatre entrées lignes (tuner, CD, deux magnétophones) et deux entrées vidéo avec une très intéressante fonction de copie d'un magnétoscope à un autre sans perte de qualité de définition de l'image, grâce à un amplificateur de gain intégré. Parmi les autres possibilités, signalons celle de pré-chauffage qui laisse les tubes sous tension en permanence et permet de profiter d'une qualité sonore optimale dès la mise sous tension de l'amplificateur.

Principales caractéristiques :

Intégré :

• **LV 107u : Puissance continue** : $2 \times 100 \text{ W} / 8 \Omega$ - **Puissance dynamique** : $2 \times 210 \text{ W}$ - **Distorsion par harmonique** : inférieure à 0,008 % - **Rapport signal/bruit** : entrées phono MM : 90 dB ; MC : 80 dB - Circuit de masse en étoile, circuit Duo Beta double contre-réaction négative - **Prix indicatif** : 8 900 F.



MAGAVOX

Cette jeune firme anglaise, qui a repris en main l'usine Raymond Lumley, s'est orientée vers la réalisation d'amplificateurs à tubes de fabrication extrêmement soignée à partir de schémas de base reconnus pour leur grande musicalité. Actuellement, plusieurs unités de puissance et un préamplificateur de haut de gamme sont disponibles qui couvrent la majorité des utilisations en fonction des rendements des enceintes acoustiques et de leur complexité de charge. Les blocs monos, qui portent les références M-75 et M-150, adoptent respectivement un étage de puissance constitué par un simple push-pull et deux push-pull en parallèle de tétrodes 6550 travaillant en classe B mais avec un courant de repos suffisamment élevé pour éviter les phénomènes de distorsion de croisement. Chaque tube de puissance est relié à un circuit individuel de polarisation grille, un milliampèremètre en face avant du M-150 en indique le courant de repos. Les circuits d'amplification sont particuliers, faisant appel aux liaisons directes entre le premier et le second étage et au couplage transversal au niveau du déphaseur.

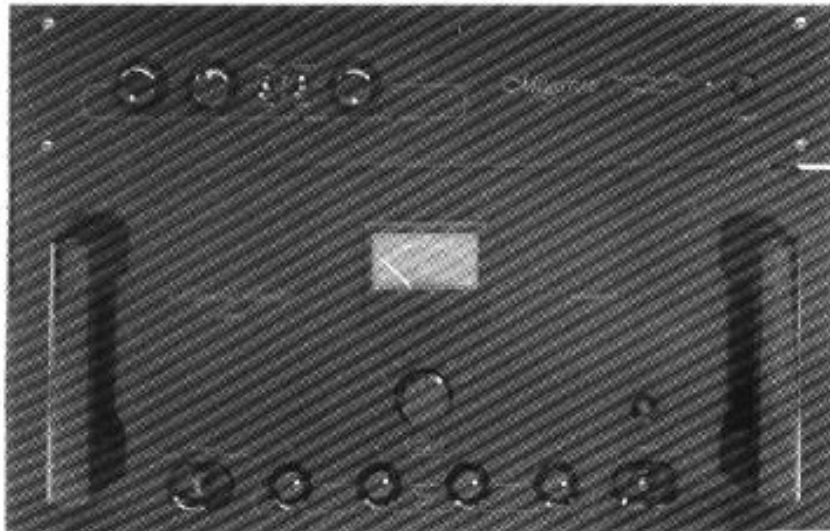
Le transformateur de sortie comporte des enroulements secondaires 4 et 8 Ω afin d'assurer un couplage optimal avec la majorité des enceintes. Le préamplificateur PRE-1 utilise un circuit à trois tubes à double triode par canal avec en tête pour la section phono le tube E83CC, version professionnelle de la célèbre ECC83, et en sortie ainsi que pour l'étage linéaire une E88CC ! La correction RIAA est de type 100 % passive par réseau R-C de haute précision. Les tubes sont montés sur des supports spéciaux anti-microphoniques.

L'écoute se caractérise par une fantastique impression « d'atmosphère de concert », avec un grave très soutenu, consistant, un sous-grave présent, rapide avec l'enchaînement des autres registres dans une continuité très plaisante. Il se dégage ainsi un sens de l'harmonie et une parfaite cohérence de tous les sons transcrits au sein d'un effet spatial splendide où chaque instrument est parfaitement focalisé.

Principales caractéristiques :

Amplificateur :

M-150 : bloc mono - **Puissance** : 150 W à l'écrêtage à 1 kHz/8 Ω - **Taux de distorsion par harmonique** : inférieur à 0,14 % à 1 W à 1 kHz - **Rapport signal/bruit** : 89 dB - **Temps de montée** : 5 μ s - **Prix indicatif** : 21 250 F.



ORANGE AUDIO

Le constructeur allemand ORANGE AUDIO s'est spécialisé dans les électroniques à tubes ainsi que dans les filtres secteur de haute efficacité. Ainsi, les filtres passifs résolvent-ils bien des problèmes de parasites secteur en apportant un surcroît de clarté et de définition avec n'importe quel type de maillon.

Pour les perfectionnistes, ce constructeur a aussi étudié deux filtres électroniques que l'on peut utiliser avec toutes les électroniques à tubes ou à transistors, procurant une qualité de silence, une transparence inouïes. Côté électroniques à tubes, ORANGE AUDIO propose un préamplificateur très sophistiqué dans ses circuits.

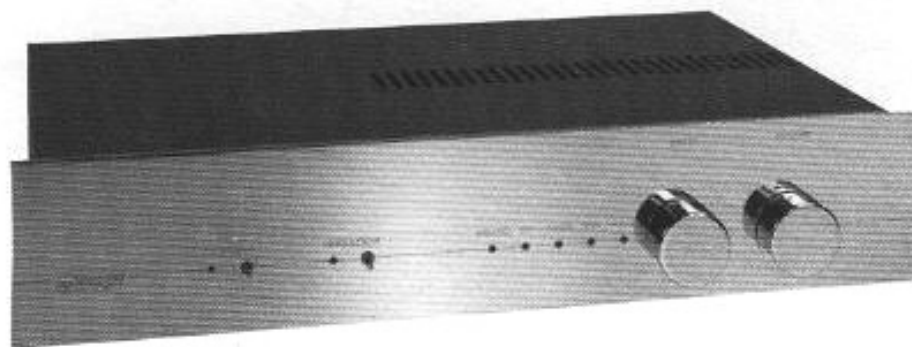
En particulier l'étage phono très sensible pouvant traiter les cellules aussi bien MC que MM.

Il fait appel à des triodes dûment triées avec alimentation régulée et assistée par un module spécifique ORANGE AUDIO afin de stabiliser les points de fonctionnement des tubes. La réalisation est extrêmement soignée jusque dans les moindres détails. Ainsi, chaque tube est entouré d'un bague souple pour réduire les effets microphoniques et les câbles de liaison sont en argent pur. Plusieurs amplificateurs sont au programme de ce constructeur. Ils se présentent sous forme d'unités monophoniques fonctionnant tous en classe A mais avec des différences dans le mode de branchement des tubes en sortie. Le premier utilise des EL34 et délivre 20 W, le deuxième des KT66 pour 25 W en sortie. Le montage en pure triode est réservé à deux autres modèles avec les R 120 de 10 W et 6080 de 25 W. A chaque fois, on retrouve la superbe couleur tonale propre aux électroniques ORANGE AUDIO avec une absence quasi-totale de bruit de fond et une écoute d'une pureté émouvante avec une notion de phrasé sonore et des envolées magistrales.

Principales caractéristiques :

Préampli :

Orange Audio : Section phono bobine mobile - Sensibilité : 0,32 mV - Rapport signal/bruit : 75 dBA - Section phono aimant mobile - Sensibilité : 3,5 mV - Rapport signal/bruit : 82 dBA - Section auxiliaire - Sensibilité : 200 mV - Rapport signal/bruit : 90 dBA - Niveau de sortie maximum : 20 V - Prix indicatif : 18 600 F.



SOLEN

Ce constructeur français n'a pas manqué sa rentrée avec le très intéressant ampli/préampli intégré Tigre dont la forme triangulaire et le principe de fonctionnement hybride tubes/transistors ont éveillé plus que de la curiosité auprès des audiophiles passionnés. L'intégré Tigre offre à l'écoute un trait capital dans la restitution : la facilité du suivi mélodique. On a envie d'accompagner la musique, de suivre le rythme, on est naturellement captivé par les variations de modulation.

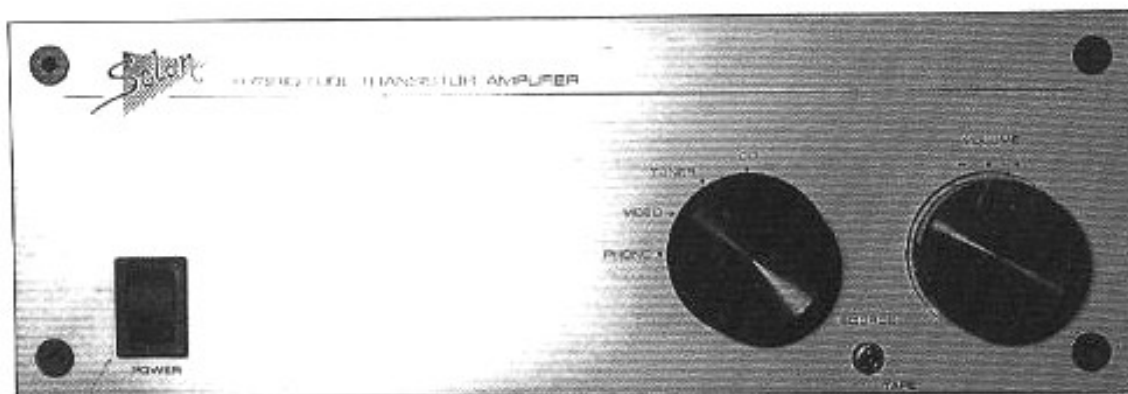
SOLEN récidive avec un deuxième intégré, le Classic B 35 qui reprend le principe des étages d'entrée avec tubes triodes ECC83 pour attaquer les étages de puissance de technologie bipolaire à transistors avec polarisation pour un fonctionnement en classe AB. Dans ce type de configuration cet intégré peut délivrer 35 W par canal avec un taux de contre-réaction très modéré, de l'ordre de 20 dB pour éviter les problèmes de distorsion par intermodulation instantanée, toujours néfastes à la bonne compréhension des passages musicaux complexes.

La section préampli est très complète puisque en dehors des quatre entrées haut niveau et de la possibilité de monitoring, l'entrée phono peut être soit à aimant mobile soit à bobine mobile, et cela avec un rapport signal sur bruit des plus intéressants. La qualité de fabrication est à la hauteur, le Classic B 35 ne fait pas « cheap » et il peut entrer en compétition avec de nombreux autres produits étrangers sans rougir.

A l'écoute on retrouve les principales caractéristiques du modèle Tigre : suivi rythmique aisé, sens de l'enchaînement des notes, qualité de silence, bonne structure des timbres complexes. Cela vit en permanence avec beaucoup de nuances et sans effet de fausse chaleur artificielle.

Principales caractéristiques :

- Intégré :**
- **Classic B 35 :** construction hybride (tubes ECC83 + transistors bipolaires triés et appariés) - **Puissance continue les deux canaux en service :** $2 \times 35 \text{ W}/8 \Omega$ - 3Distorsion par harmonique : inférieure à 0,05 % à 1 kHz à la puissance nominale - **Prix indicatif :** 5 900 F.



VERDIER

M. Jean-Constant Verdier est un chercheur passionné qui aime la perfection dans tout ce qu'il entreprend, avec pragmatisme et un style qui lui est propre.

La célèbre table de lecture « Verdier » se situe au sommet des réalisations de tables de lecture phonographiques sans compromis, et sa gamme très variée d'amplis à tubes à partir de schémas vraiment novateurs a séduit les vrais amateurs de musicalité. L'intégré 210 MK 2 Control, pour un prix très abordable,

regroupe une excellente section préamplificatrice avec un étage de sortie constitué d'un push-pull de EL84 et d'un transformateur de sortie de très haute qualité avec tôles à grains orientés, faible self de fuite

et un nombre important de spires au secondaire pour étendre la réponse dans le grave.

La section préampli autorise le traitement de quatre entrées haut niveau dont une monitoring.

Un étage phono est prévu en option avec correction RIAA de haute précision.

De plus, un réglage de grave et d'aigu est prévu. Très bien étudié dans le choix des points d'inflexion, afin de ne modifier ni la phase ni le niveau dans la zone médium entre 500 Hz et 2 kHz.

A l'écoute, cet intégré se caractérise par un registre grave remarquablement bien tenu, une capacité dynamique extraordinaire et un aigu qui file avec naturel sans impression de distorsion passagère.

Très précis, même sur les grandes formations, le Verdier 210 MK 2 Control sait reproduire tout l'espace stéréophonique avec une aération permanente évitant toute confusion.

Principales caractéristiques :

Intégré :

210 MK 2 Control : Puissance : $2 \times 16 \text{ W} / 8 \Omega / 1 \text{ kHz}$ à la limite de l'écrêtage - **Distorsion par harmonique :** inférieure à 0,08 % à 1 kHz à 1 W - **Rapport signal/bruit :** 86 dB - **Temps de montée :** 1,8 μs - **Prix indicatif :** 10 950 F.



VTL

M. David Manley est un passionné de circuits à tubes et cela se sent dans ses réalisations.

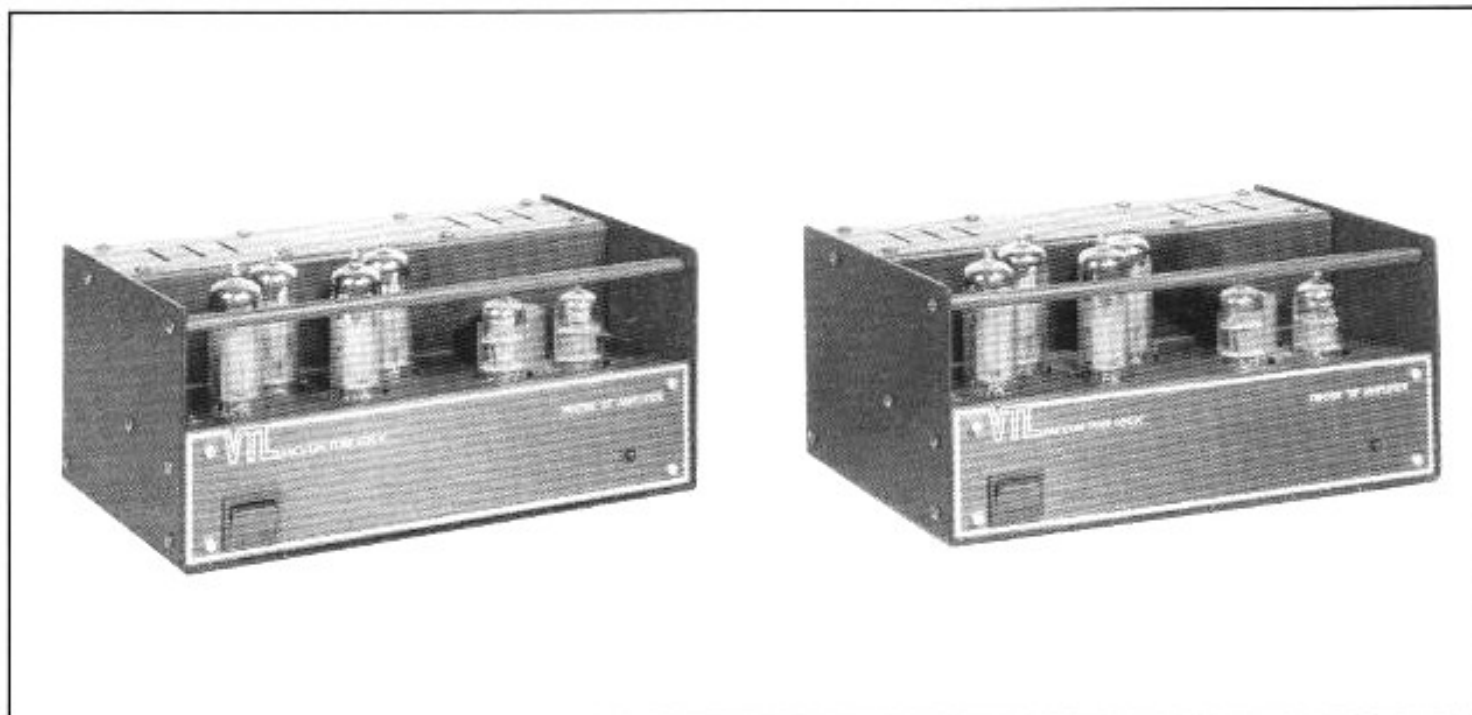
Il a accumulé une expérience enviable dans la mise au point des circuits, essayant toujours d'obtenir des configurations relativement simples mais très stables. Sa gamme très large d'amplificateurs à tubes couvre de nombreux modes de fonctionnement soit en pure classe A avec des tubes pentodes utilisés en mode pseudo-triode ou ultra-linéaire soit en classe AB1 (pentodes ou tétrodes) avec chaque fois une parfaite relation avec une écoute très naturelle, fluide, de grande neutralité.

Avec son modèle Ichiban il a réalisé une référence incontestée en utilisant pour l'étage de puissance douze tubes EL34 (!) connectés en mode pseudo-triode. Avec le Tiny Triode 25, bloc mono utilisant un montage en push-pull parallèle de quatre tubes EL84 en pseudo-triode, il met à la portée du plus grand nombre la qualité de restitution incomparable due au montage triode (dégradé harmonique superbe). Cet étage de puissance est relié en couplage RC à l'étage driver/inverseur de phase de type Schmitt. L'étage d'entrée fait appel à un tube ECC81 mais dont les deux éléments triodes sont montés en parallèle. Pour l'étage driver/inverseur, le même tube est utilisé. Chaque EL84 dispose d'un réglage de polarisation indépendant. On obtient ainsi un réglage optimal par un parfait équilibrage des courants de repos dans les deux demi-enroulements primaires du transformateur de sortie. Le mode de câblage est très astucieux : il est étudié pour réduire les longueurs des liaisons entre les composants, pour éviter les risques de bruit par induction. Le Tiny Triode 25 possède un son équilibré, dynamique avec des contours de note parfaitement délimités et cette sensation de poids et de timbre chaleureux comme dans la réalité, avec une palette de nuances très large dans la répartition d'énergie. Un plaisir d'écoute permanent.

Principales caractéristiques :

Ampli mono :

• **Tiny Triode 25 : Puissance :** 25 W/8 Ω à 1 kHz à la limite de l'écrêtage - **Distorsion par harmonique :** inférieure à 0,025 % à 1 kHz à 1 W - **Rapport signal/bruit :** 93 dB - **Temps de montée :** 5 μ s - **Prix indicatif :** 11 900 F la paire.



**Page non
disponible**

**Page non
disponible**

Pierre Johannet

LE CABLE COAXIAL, CET INCONNU

Le problème de la sonorité des câbles de raccordement est un sujet qui fait couler beaucoup d'encre, depuis plus de quinze ans, dans l'ensemble des revues consacrées à la haute-fidélité, sans que pour autant on ait le sentiment d'avoir progressé réellement dans la compréhension des phénomènes. Comme on l'a évoqué dans le précédent article consacré aux câbles de haut-parleurs, on aurait pu croire le problème résolu, les équations de Maxwell étant bien maîtrisées depuis plus d'un siècle. C'est bien le cas pour la fabrication et la mise en œuvre des câbles industriels, en particulier les câbles coaxiaux de télécommunication et de transmissions informatiques. Dans ce contexte, les audiophiles apparaissent comme des éternels insatisfaits toujours en quête d'une perfection inaccessible. Or, il faut bien reconnaître que si leurs remarques sur le son des câbles, des électroniques, des contacts et autres soudures ont été considérées au début comme relevant de douces manies, l'expérience et le recours à des théories plus approfondies que la simple loi d'Ohm leur ont donné raison. Dans le cas des câbles coaxiaux, ou plus généralement blindés, utilisés dans les raccordements sources-préampli ou préampli-ampli, nous allons voir que la théorie recouvre les observations des audiophiles et justifie en particulier leur préférence pour des liaisons symétriques.



Généralités

Un câble coaxial, dans sa configuration la plus générale, est constitué de deux conducteurs cylindriques où l'un des conducteurs entoure complètement l'autre (fig. 1).

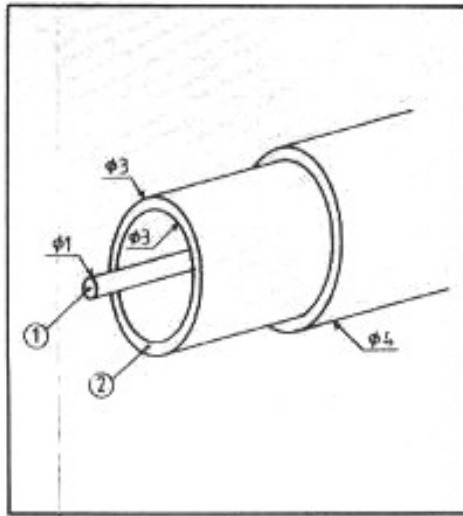


Fig. 1 : Coupe d'un câble coaxial ; en 1, l'âme ; en 2, l'écran.

On distingue :

- Le conducteur central (1) de diamètre ϕ_1 , généralement en cuivre qui peut être massif ou toronné (constitué de brins), plein ou creux, constitue l'âme du câble coaxial.
- Le conducteur périphérique (2), de diamètre interne ϕ_2 et externe ϕ_3 , également en cuivre, constitue l'écran du câble. Il se présente généralement sous forme de brins juxtaposés ou tressés, parfois associés à un feuillard enroulé autour.
- Entre l'âme et l'écran est interposé un isolant de qualité aussi grande que possible et à faible pertes, qui va conditionner en grande partie la bande passante du câble et la vitesse de propagation des signaux.
- Enfin, une gaine isolante posée sur l'écran protège le câble des agressions mécaniques extérieures (humidité, frottements, vibrations, etc.).

De nombreuses variantes existent :
— câbles munis d'un deuxième écran supplémentaire (voire plus) ;

- conducteurs dorés ou argentés (allant jusqu'à l'argent pur !)
- présence d'écran semiconducteur supplémentaire ;
- gaine avec fonction de blindage magnétique.

Les tensions et courants V_2 et I_2 à la sortie du câble sont reliés aux tensions et courants V_1 et I_1 injectés à l'entrée par les relations :

$$V_2 = V_1 \operatorname{ch} \gamma l - Z_c I_1 \operatorname{sh} \gamma l$$

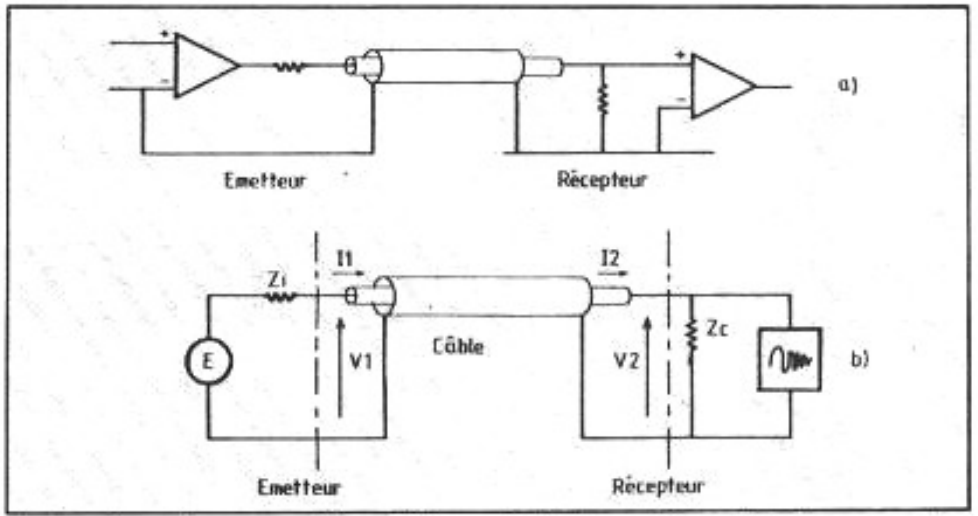


Fig. 2 : Fonctionnement d'un câble coaxial. En a, schéma réel d'un raccordement, par exemple entre préampli et ampli. En b, schéma théorique équivalent.

Comment fonctionne un câble coaxial ?

Le câble coaxial transmet un signal électrique entre un émetteur ou source et un récepteur (fig. 2).

Remarquons que ce type de fonctionnement est tout à fait similaire à celui d'une ligne bifilaire telle qu'étudiée dans la référence [1].

On définit pour chaque longueur unitaire du câble :

- son impédance Z mise sous la forme $Z = R + Lp$ où R est la résistance et L l'inductance des conducteurs ;
- sa capacité C entre âme et écran.

Dans la suite, on utilisera toujours la variable de Laplace $p = j\omega$.

On définit ensuite :

- l'impédance caractéristique

$$Z_c = \sqrt{\frac{R + Lp}{Cp}}$$

- la constante de propagation

$$\gamma = \sqrt{(R + Lp)Cp}$$

$$I_2 = I_1 \operatorname{ch} \gamma l - \frac{V_1}{Z_c} \operatorname{sh} \gamma l$$

où l est la longueur du câble.

En très basse fréquence, γ est petit et l'on peut écrire

$$\begin{aligned} \operatorname{ch} \gamma l &\sim 1 \\ \operatorname{sh} \gamma l &\sim \gamma l \end{aligned}$$

d'où

$$\begin{aligned} V_2 &= V_1 - l(R + Lp)I_1 \\ I_2 &= I_1 - lCpV_1 \end{aligned}$$

qui ne sont rien d'autres que la loi d'Ohm appliquée à la tension et au courant.

Deux grandeurs importantes peuvent être obtenues à partir de la constante de propagation γ . Ce sont :

- la vitesse de propagation v :

$$v = \frac{\operatorname{Im}(p)}{\operatorname{Im}(\gamma)}$$

- l'affaiblissement A en dB/m :

$$A = 20 \log_{10}(e^{\operatorname{Re}(\gamma)})$$

où $\operatorname{Re}(x)$ et $\operatorname{Im}(x)$ représentent les parties réelles et imaginaires de x .

— La vitesse de propagation v tend en haute fréquence vers la

valeur $\frac{C}{\sqrt{\epsilon}}$ où C est la vitesse de la lumière 3.10^8 m/s et ϵ la permittivité relative des diélectriques entre l'âme et l'écran, compris entre 2 et 6 pour les isolants les plus courants.

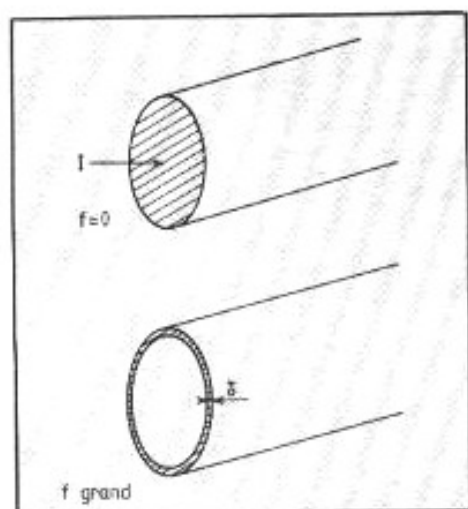


Fig. 3 : L'effet de peau. Plus la fréquence augmente et plus le courant se concentre à la périphérie du conducteur.

Ce mécanisme idéal va être gravement perturbé par deux phénomènes : l'effet de peau et le mode de propagation par l'écran.

Intervention de l'effet de peau

Rappelons en quoi consiste l'effet de peau, ou effet pelliculaire ou encore effet Kelvin, du nom de son inventeur.

En courant continu ou à très basse fréquence (quelques Hz), le courant se répartit uniformément dans la section du conducteur ; on dit que la densité de courant J est constante.

Si la fréquence augmente, les filets de courant se concentrent à la périphérie du conducteur ; tout se passe comme si le courant se concentrait dans un tube d'épaisseur δ que l'on appelle profondeur d'effet de peau :

$$\delta = \sqrt{\frac{2\rho}{\mu_0 \mu_r \omega}}$$

δ = profondeur en mètre.

avec

ρ = résistivité du métal \approx

$1,8.10^{-8} \Omega$ pour le cuivre
 μ_r = perméabilité relative du métal = 1 pour le cuivre
 μ_0 = perméabilité absolue du vide = $4\pi 10^{-7}$ H/m
 $\omega = 2\pi f$ = pulsation,
 f = fréquence en hertz.

A titre indicatif, le tableau suivant donne les profondeurs de pénétrations pour le cuivre à différentes fréquences :

f (Hz)	δ (mm)
0	∞
1	67,5
20	15,1
1 000	2,14
20 000	0,477
100 000	0,214
1 M	0,0675

On voit que les profondeurs de pénétration sont du même ordre de grandeur que les diamètres de conducteurs utilisés, dès que l'on tombe dans la fréquence correspondant au médium (typiquement 1 000 Hz).

En fait, le problème se complique dans la mesure où l'effet de peau ne se contente pas d'augmenter la résistance apparente du câble, il produit également un déphasage des courants, ce qui conduit à une modification de l'inductance linéique du câble.

Pour un conducteur cylindrique homogène plein, on peut utiliser la formule suivante qui représente l'impédance interne linéique Z_i du câble en fonction de la fréquence, incorporant résistance et inductance internes :

$$Z_i = \frac{4\rho}{\pi\Phi^2} \sqrt{1 + \frac{\mu_0 \Phi^2}{16\rho} p} \quad (\Omega/m)$$

Pour un câble coaxial ayant une âme en cuivre de 2 mm de diamètre, on obtient :

f (Hz)	R (m Ω /m)	L (μ H/m)
0	5,730	0,05
10	5,730	0,05
1 000	5,738	0,0499
10 000	6,385	0,0449
20 000	7,482	0,0383
100 000	14,04	0,0204

Si les variations calculées restent modérées dans la bande audible, elles correspondent tout de même à 1 dB et ne sont pas négligeables en toute rigueur pour un audiophile pur et dur...

On voit donc que l'affaiblissement et la vitesse de propagation des signaux vont varier en fonction de la fréquence : c'est la **distorsion linéaire** (par opposition à la distorsion non linéaire des amplificateurs par exemple).

La solution pour combattre les méfaits de l'effet de peau est connue depuis longtemps ; elle consiste à utiliser des conducteurs en brins fins isolés entre eux, le plus connu étant le fil de Litz, et à avoir recours, en particulier pour l'écran, à des tubes de faible épaisseur.

Mais si cette solution peut conduire à des valeurs d'impédances plus constantes en fonction de la fréquence, il n'est pas sûr que les performances subjectives aillent de pair ; en effet, d'autres phénomènes entrent en jeu.

Calcul des phénomènes de propagation dans un câble coaxial en tenant compte des modes

Contrairement à ce que pourrait laisser croire la simplicité apparente d'un câble coaxial, les phénomènes de propagation qui s'y déroulent sont très complexes.

En fait, il n'y a pas que deux conducteurs en présence : l'âme et l'écran ; il y a un troisième partenaire qui est :

- le sol pour les câbles de télécommunications enterrés ;
- toutes les parties plus ou moins conductrices avoisinantes pour les câbles de raccordement, y compris ceux des installations haute-fidélité.

Nous allons voir que ce troisième larron perturbe quelque peu la transmission des informations émises sur le câble.

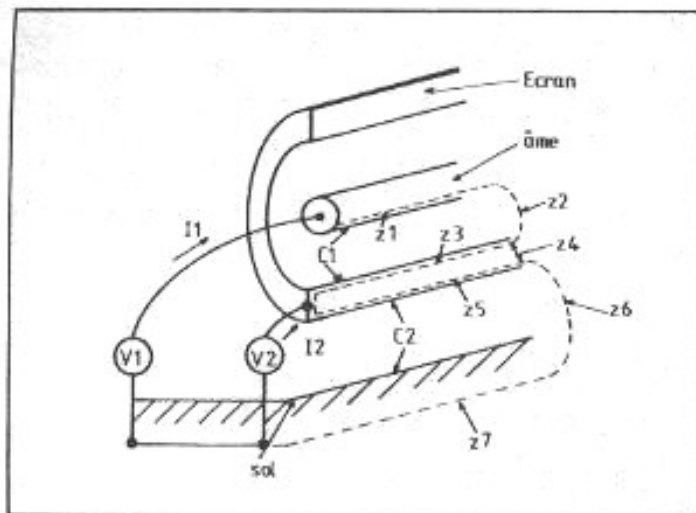


Fig. 4 : Les différentes impédances et capacités mises en jeu dans un câble coaxial.

Les constantes de départ à prendre en compte sont :

- les impédances
- les capacités.

Pour bien localiser impédances et capacités, on considère (fig. 4) le câble coaxial en haute fréquence, là où l'effet de peau force les courants à circuler à la surface des conducteurs (y compris le sol ou les parties conductrices voisines).

En appelant :

- z_1 = impédance de l'âme
- z_2 = impédance correspondant à l'énergie électromagnétique entre âme et écran
- z_3 = impédance de la surface interne de l'écran
- z_4 = impédance **mutuelle** entre la surface interne et la surface externe de l'écran
- z_5 = impédance de la surface externe de l'écran
- z_6 = impédance correspondant à l'énergie électromagnétique entre l'écran et le sol
- z_7 = impédance de retour dans le sol.

De même pour les capacités :

- c_1 = capacité âme-écran
- c_2 = capacité écran-sol

A titre informel, les expressions de ces différents grandeurs sont données en annexe.

On peut exprimer les chutes de tension en ligne pour l'âme et l'écran, sur une petite longueur dx :

$$d \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = dx \cdot \begin{bmatrix} Z_1 & M \\ M & Z_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix}$$

ou $d[V] = dx[Z][I]$

avec :

$$Z_1 = z_1 + z_2 + z_3 + z_5 - 2z_4 + z_6 + z_7$$

$$Z_2 = z_5 - z_4 + z_6 + z_7$$

$$M = z_5 + z_6 + z_7$$

De même pour les pertes de courant dérivé par les capacités :

$$d \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} =$$

$$pdx \cdot \begin{bmatrix} c_1 & -c_1 \\ -c_1 & c_1 + c_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix}$$

ou $d[I] = pdx[Y][V]$

Soit N la matrice qui diagonalise le produit YZ ; c'est-à-dire que $N^{-1}YZN = \Gamma^2$ est une matrice ne contenant que deux termes diagonaux :

$$\Gamma^2 = \begin{bmatrix} \Gamma_c^2 & 0 \\ 0 & \Gamma_e^2 \end{bmatrix}$$

où :

Γ_c est la constante de propagation en mode coaxial

Γ_e est la constante de propagation en mode écran.

A noter que la matrice Γ^2 peut également s'obtenir en déterminant la matrice M qui diagonalise ZY :

$$\Gamma^2 = M^{-1}ZYM.$$

On en déduit pour chaque mode :

- la vitesse de propagation

$$= \frac{\text{Im}(\Gamma)}{\text{Im}(p)} = \frac{\text{Im}(\Gamma)}{\omega}$$

- l'affaiblissement (en dB/m)

$$= 20 \log_{10}(\exp(\text{Re}(\Gamma)))$$

La matrice des impédances caractéristiques modales

s'obtient par la relation :

$$Z_m = \Gamma^{-1} N^t Z N$$

(N^t = transposée de N)

C'est également une matrice diagonale de la forme :

$$Z_m = \begin{bmatrix} Z_c & 0 \\ 0 & Z_e \end{bmatrix}$$

où :

Z_c est l'impédance caractéristique coaxiale

Z_e est l'impédance caractéristique écran

Le calcul des phénomènes de propagation s'opère enfin de la manière suivante :

Connaissant les tensions et courants à une extrémité du câble, on calcule les tensions et courants modaux à cette extrémité par les relations :

$$\begin{bmatrix} V_c \\ V_e \end{bmatrix} = M^{-1} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix}$$

$$\text{et } \begin{bmatrix} I_c \\ I_e \end{bmatrix} = N^{-1} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix}$$

(indice c = coaxial, e = écran).

Pour chaque mode, on calcule les tensions et courants, modaux à l'extrémité du câble par les expressions définies plus haut :

$$V_c' = V_c \text{ch} \Gamma_c l - Z_c I_e \text{sh} \Gamma_c l$$

$$I_c' = I_c \text{ch} \Gamma_c l - \frac{V_c}{Z_c} \text{sh} \Gamma_c l$$

$$V_e' = V_e \text{ch} \Gamma_e l - Z_e I_e \text{sh} \Gamma_e l$$

$$I_e' = I_e \text{ch} \Gamma_e l - \frac{V_e}{Z_e} \text{sh} \Gamma_e l$$

Puis on repasse aux tensions et courants réels existant à l'extrémité du câble en utilisant les formules :

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2' \end{bmatrix} = M \begin{bmatrix} V_c' \\ V_e' \end{bmatrix}$$

$$\text{et } \begin{bmatrix} I_1' \\ I_2' \end{bmatrix} = N \begin{bmatrix} I_c' \\ I_e' \end{bmatrix}$$

Interprétation physique des modes

L'étude des matrices M et N en fonction de la fréquence montre à quoi correspondent physiquement les modes de propagation :

- le mode coaxial correspond à l'injection d'un signal entre

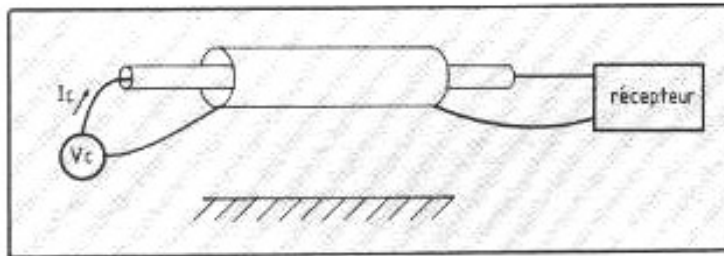


Fig. 5 : Le mode coaxial : le signal est injecté entre l'âme et l'écran.

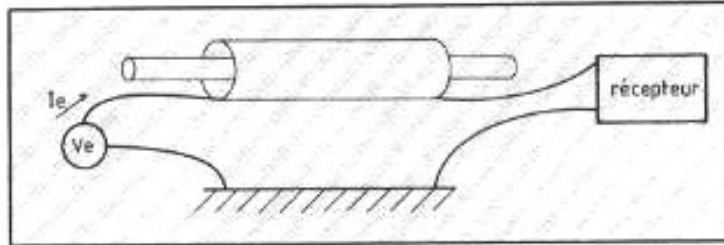


Fig. 6 : Le mode écran : le signal est injecté entre l'âme et le sol.

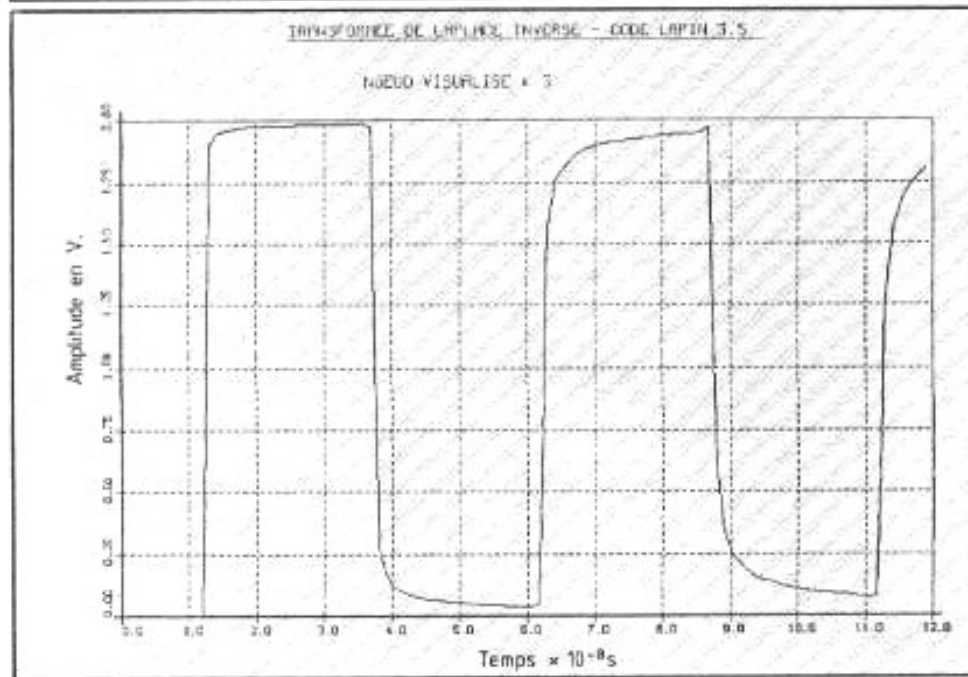


Fig. 7 : Signal reçu à l'extrémité d'un câble de 2 m en mode coaxial lorsque l'on injecte un échelon de 1 volt à l'entrée, extrémité ouverte.

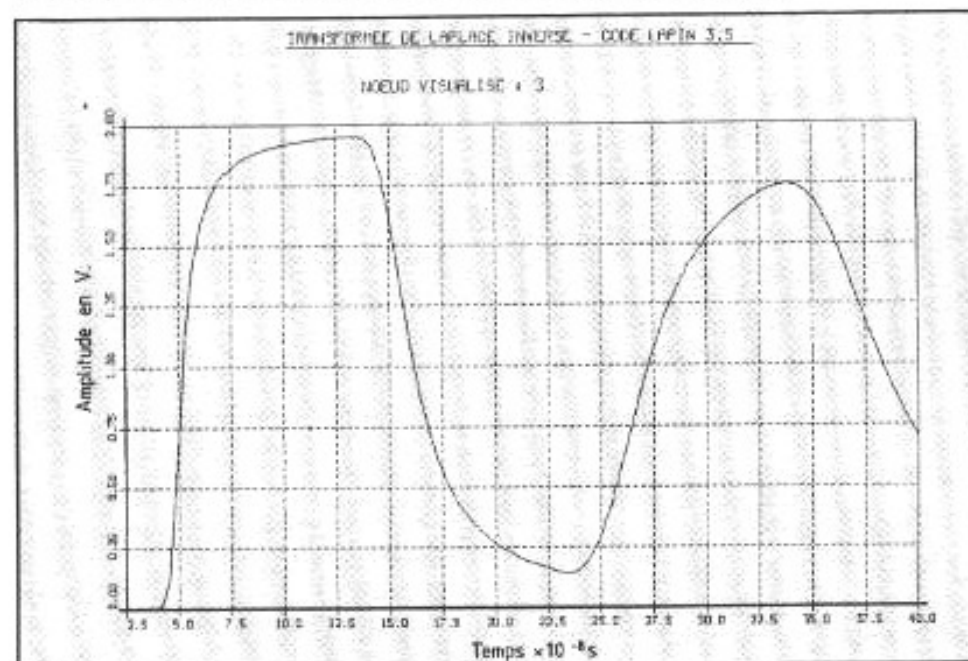


Fig. 8 : Signal reçu à l'extrémité d'un câble de 2 m en mode écran lorsque l'on injecte un échelon de 1 volt à l'entrée, extrémité ouverte.

l'âme et l'écran (fig. 5) ;

— le mode écran correspond à l'injection entre l'écran et le sol, la réception s'effectuant de même (fig. 6).

Les figures 7 et 8 donnent l'aspect du signal reçu à l'extrémité d'un câble coaxial standard (voir caractéristiques en annexe) de 2 m lorsqu'on injecte un échelon de 1 volt à l'entrée : on constate que le front de montée est beaucoup plus raide dans le mode coaxial, avec une vitesse de propagation de $164 \text{ m}/\mu\text{s}$ (la vitesse de la lumière étant de $300 \text{ m}/\mu\text{s}$) ; le mode écran est beaucoup plus amorti, avec une vitesse voisine de $46 \text{ m}/\mu\text{s}$.

On verra dans la suite que cette vitesse est une vitesse correspondant à la transmission de fronts en haute fréquence et varie en fait énormément avec la fréquence.

Ces résultats sont obtenus en extrémité ouverte. Il est bien connu que, pour supprimer ces oscillations parasites et à haute fréquence, il convient d'adapter le câble, pour chaque mode, sur son impédance caractéristique.

Les impédances caractéristiques des modes, Z_c coaxiale et Z_e écran, sont données figure 9 et 10.

On constate que dans la bande audible, les impédances caractéristiques varient de façon considérable.

Pour le mode coaxial qui nous intéresse au premier chef, l'impédance varie de 680Ω pour 10 Hz à 12Ω pour 100 kHz, ce qui rend problématique toute tentative d'adaptation un tant soit peu efficace...

L'examen des vitesses de propagation pour ces deux modes (fig. 11 et 12) montre également une grande évolution dans la bande audio.

De plus, on constate une perturbation assez importante entre 1 kHz et 3 kHz, ce qui n'arrange pas les choses puisqu'on se trouve dans la zone la plus sensible de l'oreille...

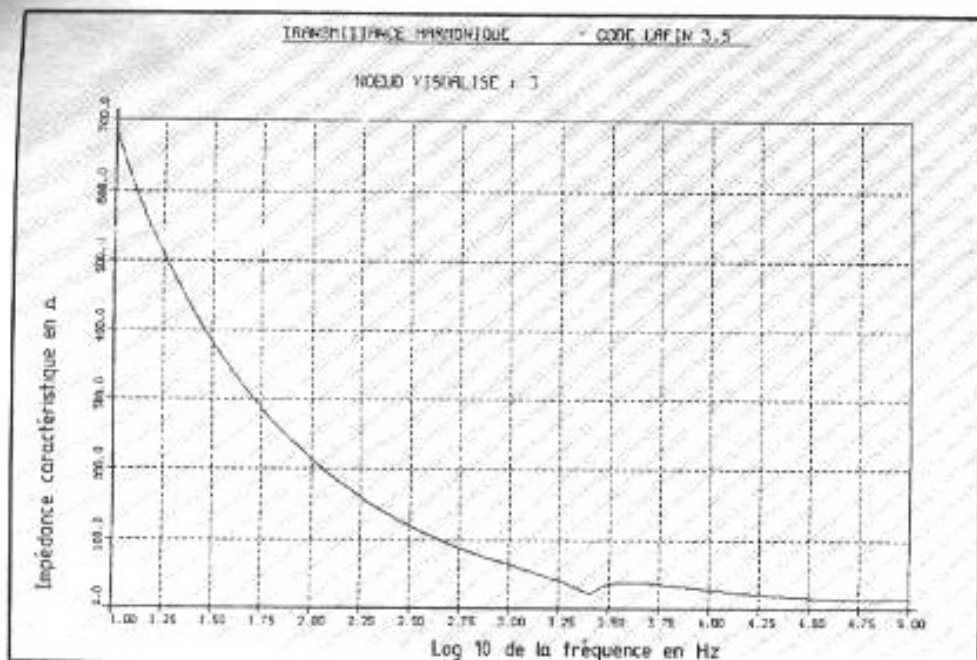


Fig. 9 : Impédance caractéristique du câble utilisé pour les tests des figures 7 et 8 et dont les caractéristiques sont données en annexe. Ici, il est raccordé en mode coaxial. L'impédance varie de 680 Ω pour 10 Hz à 12 Ω pour 100 kHz. La variation est très importante et rend impossible toute tentative d'adaptation dans cette bande de fréquences. A noter que l'échelle de fréquence est graduée par le logarithme de celle-ci, ainsi 3 correspond à $\log 10^3$, soit 1 kHz, de même 1 correspond à 10 Hz, 2 à 100 Hz...

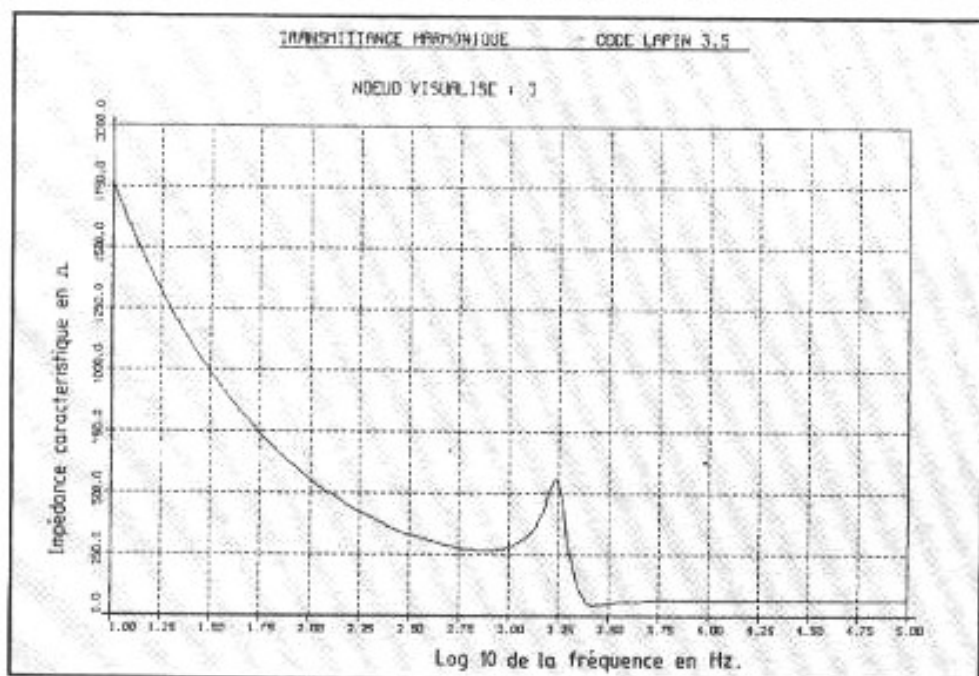


Fig. 10 : Impédance caractéristique en mode écran. Les conditions sont équivalentes à celles de la figure précédente. Là aussi, l'impédance varie dans des proportions importantes avec, de plus, une perturbation marquée vers 1 800 Hz.

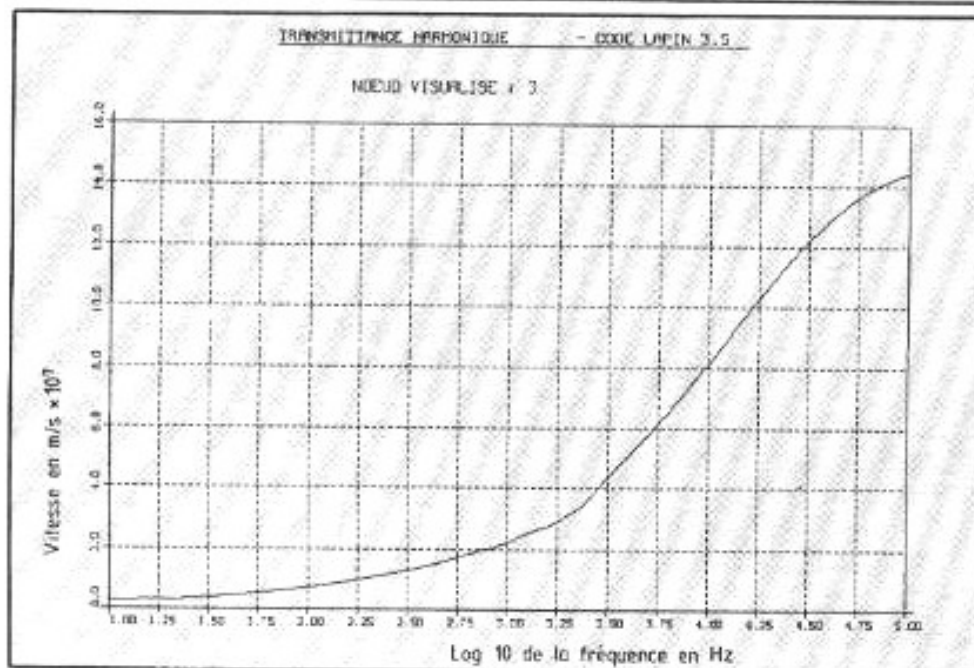


Fig. 11 : La vitesse de propagation en mode coaxial passe de 2,3 m/ μ s pour atteindre 143 m/ μ s à 100 kHz. La variation est très importante dans la bande audio. Elle est de 23 m/ μ s à 1 kHz et de 81 m/ μ s à 10 kHz.

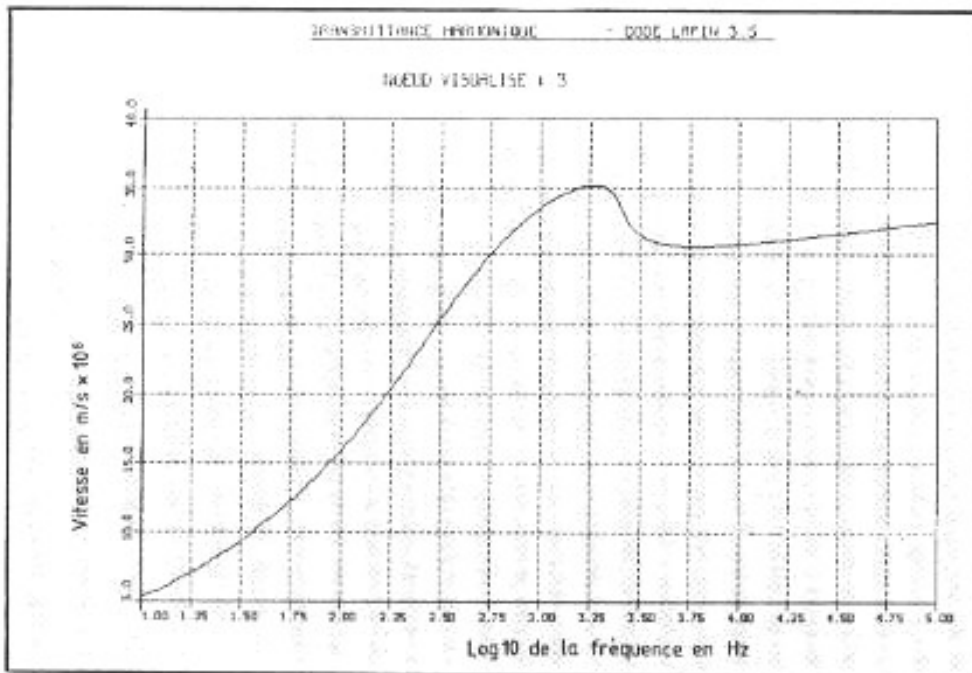


Fig. 12 : La vitesse de propagation en mode écran varie dans de moindres proportions et sur une bande de fréquences plus restreinte. En effet, au-delà de 3 000 Hz (graduation 3,50), elle se stabilise ; à 100 kHz elle est de 33 m/μs.

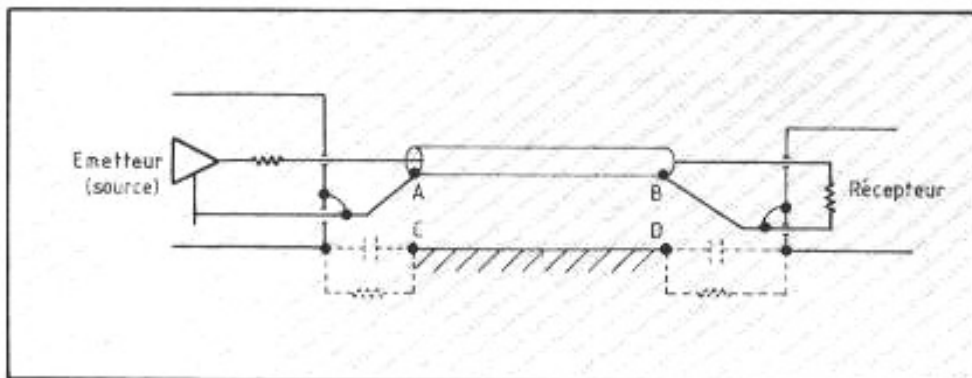


Fig. 13 : Action perturbatrice par mode écran. Même en reliant celui-ci à la terre à ses deux extrémités, on n'élimine pas les problèmes compte tenu des champs parasites existant entre les points A, B, C, D.

On remarquera également que ces différentes grandeurs deviennent sensiblement constantes à partir de 100 kHz, ce qui confirme la constatation que les problèmes sont plus aigus en matière de fréquences audibles que dans le domaine des télécommunications.

Conclusions et solutions envisageables

- On pourrait tout d'abord dire : « Oui, mais je peux annuler le mode écran en reliant celui-ci à la terre aux deux extrémités du câble » ; c'est effectivement ce qui est fait pour la quasi-totalité des câbles de liaison (fig. 13).

Malheureusement, entre les points A, B, C, D peuvent exister

des champs parasites qui vont créer des courants de mode écran et perturber la transmission.

Il faudrait réaliser une mise « à la terre » de l'écran sur toute sa longueur, ce qui n'est pas réaliste.

- Pour améliorer l'immunité contre les parasites s'injectant dans le circuit par mode écran, deux solutions sont envisageables :

- a) Créer un écran électrostatique supplémentaire qui ne serait relié qu'à une des extrémités A ou B.

- b) Utiliser un écran magnétique autour de l'écran initial.

Ces deux solutions peuvent être plus ou moins combinées.

Si elles sont dans l'ensemble assez efficaces pour les champs parasites d'assez haute fréquence

(c'est-à-dire supérieure à 100 kHz), ils s'avèrent souvent plus décevants en plus basses fréquences.

- La solution : Comme en fait une liaison utilise toujours **trois** conducteurs — deux actifs, comme la gaine et l'écran dans le cas du coaxial, et un passif, comme le sol (ou les masses environnantes) — on se trouve toujours en présence de **deux** modes*. Dans le cas de notre câble de liaison, le mode actif qui nous intéresse est le mode coaxial, le mode parasite qui nous gêne est le mode d'écran que l'on ne peut éliminer si l'on reste dans la même structure.

La solution va donc consister à adopter une structure symétrique des conducteurs actifs par rapport à un troisième qui jouera un rôle d'écran (fig. 14).

On aboutit ainsi à la liaison bifilaire blindée où toute perturbation induite dans l'écran se répercutera de façon **égale** sur les deux conducteurs d'aller et de retour. L'écran n'est relié qu'à une des extrémités du câble, pour éviter les courants de circulation.

Comme le récepteur est sensible (ou doit l'être) à la **différence** des signaux transitant sur les deux conducteurs, toute perturbation agissant de manière **égale**

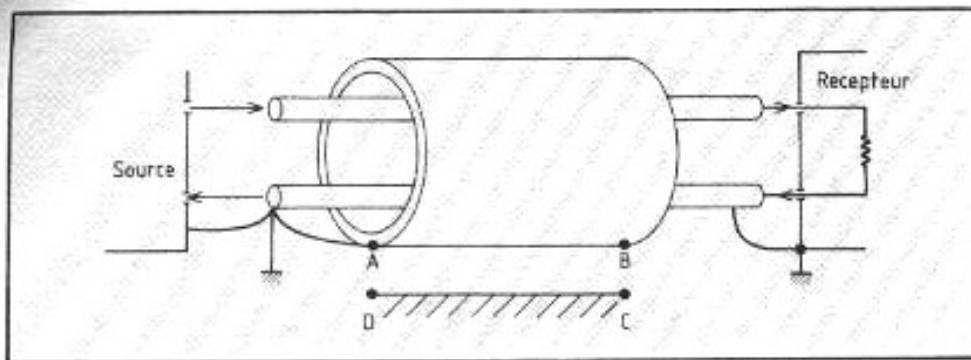


Fig. 14 : La liaison bifilaire blindée. Toute perturbation induite sur l'écran agira de façon identique sur les deux conducteurs centraux et sera ainsi virtuellement éliminée.

ANNEXE

Formulaire pour le calcul des câbles

$$\Delta = r_3 - r_2 \quad \rho = j\omega = j2\pi f \quad \delta = \sqrt{\frac{\rho}{\mu_0 \rho}}$$

$$z_1 = R_c \sqrt{1 + \left(\frac{r_1}{2\delta}\right)^2} \quad R_c = \text{résistance en continu (}\Omega/\text{m)}$$

$$z_2 = \frac{j\omega \rho}{2\pi} \log \frac{r_2}{r_1}$$

$$z_3 = R_c \sqrt{1 + \left(\frac{r_2((r_3/r_2)^2 - 1)}{2\delta}\right)^2}$$

$$z_4 = R_c \frac{\Delta/\delta}{\text{sh}(\Delta/\delta)}$$

$$z_5 = R_c \sqrt{1 + \left(\frac{r_3(1 - (r_2/r_3)^2)}{2\delta}\right)^2}$$

$$z_6 = \frac{j\omega \rho}{2\pi} \log \frac{r_4}{r_3}$$

$$z_7 = \frac{j\omega \rho}{2\pi} \log \frac{2\delta s}{r_4}; \quad \delta s = \sqrt{\frac{C_s}{\mu_0 \rho}}$$

$$c_1 = \frac{2\pi\epsilon_0\epsilon_1}{\log \frac{r_2}{r_1}}$$

$$c_2 = \frac{2\pi\epsilon_0\epsilon_2}{\log \frac{r_4}{r_3}}$$

Valeurs utilisées pour la modélisation :

$$r_1 \approx 0,7 \text{ mm}$$

$$r_2 \approx 1,48 \text{ mm}$$

$$r_3 \approx 1,56 \text{ mm}$$

$$r_4 \approx 2,45 \text{ mm}$$

$$\epsilon_1 = 3,5$$

$$\epsilon_2 = 4$$

$$l = 2 \text{ m}$$

$$\epsilon_0 = \frac{1}{36\pi 10^9} \text{ F/m}$$

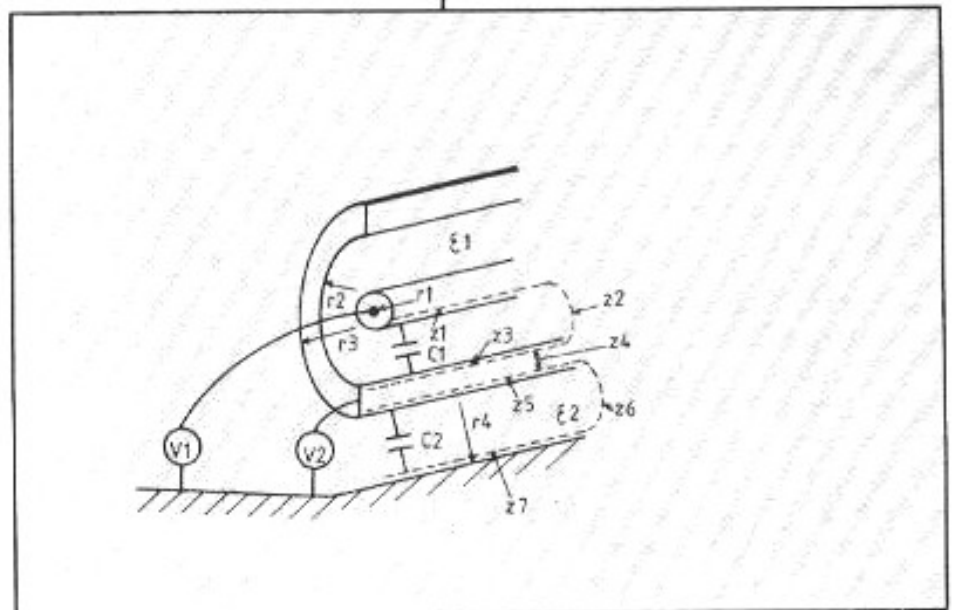
$$\mu_0 = 4\pi 10^{-7} \text{ H/m}$$

sur les deux conducteurs sera ainsi virtuellement éliminée.

Ce fait a été constaté depuis longtemps par les professionnels du son qui utilisent systématiquement des liaisons symétriques à paires de conducteurs blindées, en particulier pour les conducteurs microphoniques de grande longueur.

Cette technologie sera d'autant plus efficace que les émetteurs et récepteurs seront eux-mêmes de structure symétrique, ce qui commence à apparaître sur le marché de la haute-fidélité et n'est donc pas seulement un argument purement commercial...

* Le nombre de modes est égal au nombre total de conducteurs moins un.



Bibliographie

[1] P. Johannet : « Le son des câbles : et si l'explication ne tenait plus qu'à un fil... » - *L'Audiophile* n° 9

[2] J.-P. Vabre : « Electronique des impulsions - tome VI : Lignes couplées en régime transitoire » - Masson, 1972.

**Page non
disponible**

**Page non
disponible**

Le traitement acoustique

2. COMMENT AMELIORER LA PIECE D'ECOUTE

Roy Allison

Dans le n° 11, nous avons vu comment les modes de résonance s'établissent et se répartissent suivant les dimensions de la salle d'écoute. Nous en avons déduit les rapports de proportion les mieux adaptés. Dans ce second article, nous allons voir comment la pièce contrôle la distribution de l'énergie sonore rayonnée. Le positionnement des enceintes acoustiques dans le local pourra ainsi être optimisé en conséquence.

Dans le précédent article, nous avons analysé la façon dont les modes de résonance s'établissent dans une pièce destinée à l'écoute musicale. Dans le cas d'un local domestique, les fréquences de résonance les plus basses se situent dans la région des fréquences graves audibles. Celles-ci sont largement espacées dans les très basses fréquences et leur densité s'accroît alors que la longueur d'onde décroît (c'est-à-dire lorsque la fréquence aug-

mente). Les proportions de la salle déterminent l'uniformité de la distribution des modes de résonance.

Bien que l'énergie sonore se propage, et est donc en mouvement, une résonance établit des zones spécifiques à l'intérieur de la pièce. Il y a des zones où la pression sonore est toujours la plus élevée (ventres) et d'autres zones où elle est toujours la plus faible (nœuds). Cela, chaque

fois que la salle est excitée par cette fréquence spécifique à laquelle la résonance apparaît. L'amplitude de la pression sonore varie très progressivement entre les sites de minima et de maxima. Ce phénomène est appelé « onde stationnaire ».

Une onde stationnaire peut avoir un maximum de pression important et un pic de résonance étroit (fig. 1a). Cela se produit lorsqu'il y a très peu d'absorp-

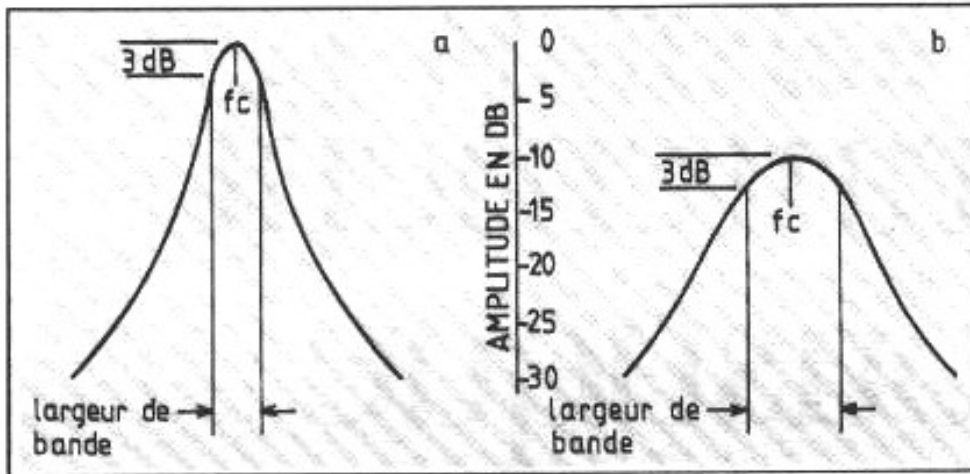


Fig. 1 : Un mode de résonance peut avoir une amplitude plus ou moins marquée, laquelle dépend de l'amortissement de la pièce à la fréquence considérée f_c . En a, résonance à forte surtension (haute valeur de Q). L'amplitude est élevée et la largeur de bande étroite. C'est le cas rencontré dans une salle très peu amortie. En b, résonance à surtension moyenne (valeur moyenne de Q). L'amplitude est moins élevée et la largeur de bande plus grande, c'est l'effet bénéfique de l'amortissement. Au plan perceptif, la résonance est moins gênante et se « lissera » plus aisément avec les autres modes adjacents.

tion de l'énergie sonore entre chaque réflexion, soit par les surfaces entre lesquelles l'onde s'établit, soit par les aménagements intérieurs, le mobilier. C'est un mode de résonance à haute surtension, à haute valeur de Q . Les sons de fréquence légèrement différente n'affectent pour ainsi dire pas la résonance. Par contre, lorsque celle-ci est excitée, l'amplitude atteint un niveau très élevé. Quand le son excitant la résonance cesse, la résonance continue. Cet « écho » peut s'entendre, voire même être très désagréable dans les cas les plus sévères ; particulièrement s'il n'y a pas d'autres modes de résonance à proximité ou s'il y a plus d'un mode calé sur la même fréquence (se reporter à la première partie).

Dans le cas de circonstances plus favorables, la surface des murs, l'ameublement amortissent la résonance et diminuent sa surtension, le Q est plus faible (fig. 1b). Cela a plusieurs effets bénéfiques. D'abord, la variation d'intensité sonore, à la fréquence considérée, sera plus faible lorsque l'auditeur se déplace dans la pièce. Ensuite, comme la valeur de Q est réduite, le temps d'établissement en amplitude de

la résonance et aussi celui de son extinction sont plus courts. En d'autres termes, la réponse transitoire de la pièce est améliorée. Enfin, la largeur de bande de la résonance est plus étalée (voir fig. 1). Cela a pour conséquence que des sons de fréquences décalées par rapport à la résonance peuvent toutefois l'exciter et ainsi « combler » les intervalles existant entre les divers modes à basses fréquences. Autrement dit, l'amortissement de la résonance réduit l'amplitude moyenne de la pression sonore ; ce qui signifie que pour l'obtention d'une amplitude donnée dans le local la source devra fournir une puissance supérieure.

La largeur de bande d'une résonance est définie par l'écartement entre les deux fréquences situées à -3 dB en-dessous de l'amplitude à la fréquence de résonance. Comme on peut le voir sur la fig. 1, la réduction de Q obtenue par augmentation de l'absorption conduit à étaler la largeur de bande.

Une mesure du degré d'absorption d'une pièce est son temps de réverbération. C'est le temps qu'il faut pour qu'après extinction de la source émissive

la pression sonore diminue de 60 dB par rapport à son niveau en régime permanent. Son symbole est T_{60} . Les divers modes de résonance (axial, tangentiel, oblique, se reporter à l'art. du n° 11) font intervenir des parois différentes et les matériaux présents dans une pièce ne sont pratiquement jamais répartis uniformément sur l'ensemble de ces parois. De plus, les caractéristiques d'absorption sont loin d'être constantes en fonction de la fréquence. Ceci fait que le temps de réverbération n'est pas le même pour les divers modes de résonance. Dans la pratique, on remarque qu'il est relativement constant sur une large bande de fréquences médianes, qu'il remonte quelque peu dans le grave et chute dans l'aigu. Une valeur typique pour une salle d'écoute domestique pour le temps de réverbération est de 0,3 s en moyenne avec une accentuation de 0,4 à 0,5 s pour l'octave la plus basse et une diminution à 0,2 s pour la plus haute. Dans une bonne salle de concert, ces valeurs sont supérieures d'un facteur de 4 à 5 (ce qui est dû naturellement aux dimensions plus importantes).

En moyenne et haute fréquence, zone où les modes de résonance sont très resserrés, chaque son musical viendra en exciter plusieurs d'entre eux. L'amplitude moyenne de la transmission de l'enceinte acoustique à l'auditeur tendra vers une valeur relativement constante, comparativement à la réponse très irrégulière de la pièce qui peut être rencontrée dans la zone des basses fréquences où les modes sont très largement espacés. La fréquence de transition entre ces deux zones peut être définie comme celle où la séparation moyenne en fréquence entre deux modes est égale au tiers de la largeur de bande des modes. C'est la fréquence de Schroeder f_s , définie par :

$$f_s = 2000\left(\frac{T}{V}\right)^{1/2}$$

T : temps de réverbération en secondes

V : volume de la pièce en m³.

Cette équation quantifie le rôle joué par l'amortissement en étendant les zones de recouvrement entre les divers modes de résonance dans le grave. Une autre façon d'obtenir cela est d'augmenter les dimensions de la salle, ce qui n'est pas en pratique toujours très évident... En-dessous de la fréquence de Schroeder, la linéarité de la réponse est fortement influencée par l'uniformité de la répartition des modes de résonance — c'est-à-dire par le bon proportionnement des dimensions de salle (cf. première partie n° 11) — et par la valeur de l'amortissement qui peut être appliqué pour lisser ces modes. D'autres mesures de correction sont également possibles, comme nous le verrons.

Supposons un temps de réverbération de 0,3 s. La fréquence de Schroeder pour une pièce de 50 m³ de volume est de 155 Hz. Pour une salle de 80 m³, elle passe à 122,5 Hz et pour 30 m³ à 200 Hz. Sur le plan musical, la différence est importante. On voit clairement, toute autre chose étant égale par ailleurs, qu'une grande salle est meilleure qu'une petite...

Il faut bien voir que la fréquence de Schroeder n'est qu'un indicateur arbitraire de la qualité de transmission. Elle ne garantit en aucun cas l'excellence. J'ai noté personnellement que bien souvent les pièces avaient une réponse irrégulières bien au-dessus de cette fréquence f_s .

Dans des conditions acoustiques idéales, les parois de la pièce devraient avoir exactement le juste dosage d'absorption sonore uniformément distribué sur l'ensemble de ces surfaces. Ainsi, l'absorption devrait être suffisante de sorte que lorsque

l'on ajoute celles procurées par le mobilier et par les personnes occupant la pièce, on créera une ambiance acoustique très confortable. Ce sera un pièce agréable où l'on aura envie de s'asseoir et de discuter. Ni trop claire ni trop sourde, une telle salle sera suffisamment amortie pour prévenir l'apparition d'échos perceptibles d'une part et d'autre part permettre une bonne restitution de la réverbération de salle lors d'écoute de musique enregistrée ; trop amortie, elle deviendrait sur ce dernier critère inconfortable. Notons que de telles conditions seront obtenues avec le temps de réverbération proche de 0,3 s sur l'ensemble du spectre audible.

Dans la réalité malheureusement, les murs, le plafond, le sol ne sont pas réalisés ainsi, on n'a pas ce dosage de l'absorption réparti uniformément. Toutefois, on peut essayer de définir un cas idéal, ne serait-ce que pour dresser un modèle. Dans la pratique, les surfaces opposées, en regard l'une de l'autre, ne doivent pas être toutes deux « dures », ou toutes deux « molles ». Un mur peut être couvert de papier et faire face à un mur recouvert de tissu comportant des rideaux assez lourds devant les ouvertures. Une bibliothèque

remplie de livres est modérément absorbante, elle présente une surface irrégulière — les livres n'ont pas tous les mêmes dimensions — très favorable à la diffusion des ondes sonores.

La toile d'une peinture a un amortissement effectif en moyenne et basse fréquence car, comme pour un rideau, c'est un matériau flexible espacé du mur. Un regroupement de telles peintures peut être efficace en absorption dans le grave.

Si le plafond est une surface dure, comme du plâtre, le sol devra être recouvert, sur une bonne partie de sa surface, par des tapis ou une moquette, de préférence sur support. L'autre solution, consistant en un sol dur et un plafond recouvert de dalles acoustiques, est moins satisfaisante. Ces dalles sont en général très peu absorbantes en-dessous de 400 Hz et le deviennent très fortement au-dessus.

Les panneaux en bois montés directement sur des fixations murales est l'un des rares traitements muraux ayant une bonne absorption aux fréquences graves, elle l'est moins en médium et aigu. Cela s'avère utile pour achever l'équilibre, la balance tonale, d'une pièce sur l'ensemble du spectre. La plupart des autres matériaux absorbants

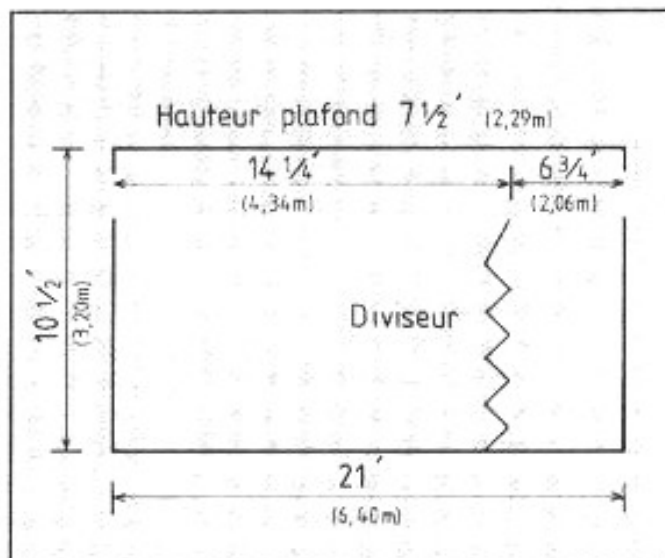


Fig. 2 : Une pièce dont les rapports de proportion sont peu favorable peut être améliorée par un cloisonnement intermédiaire, les proportions choisies sont : 1 x 1,4 x 1,9 (cf. n° 11 page 39).

sont loin d'être aussi efficaces dans l'extrême-grave qu'ils ne le sont sur le reste du registre des fréquences. Toutefois, dans le cas de panneaux de bois, il est à noter que le type de fixation sur le mur peut fortement affecter l'absorption dans le grave. Les panneaux devront conserver une certaine flexibilité pour être efficaces.

Les tapisseries murales, en particulier lorsqu'elles sont de grandes dimensions, sont de bons absorbants large bande. Des portes ou des fenêtres ouvertes ne réfléchissent aucun son pour des fréquences dont la longueur d'onde est notablement inférieure aux dimensions de l'ouverture. Pour des longueurs d'onde plus grandes, l'absorption de ces ouvertures varie compte tenu des effets de diffraction.

Une pièce avec d'évidentes mauvaises proportions — par exemple une pièce proche du carré ou deux fois plus longue que large — peut être améliorée en plaçant une cloison séparatrice pour simuler de bonnes proportions. La fig. 2 illustre cela. Ce cloisonnement ne devra pas être nécessairement solide pour avoir un effet bénéfique : une bibliothèque, une lourde cloison amovible pourront faire pratiquement aussi bien. Les dimensions doivent être cependant suffisantes et cette cloison ne devra pour autant aller du sol au plafond pas plus que sur toute la largeur de la pièce.

Si un tel cloisonnement ne peut être envisagé, et qu'il y a une pointe marquée dans la réponse de la pièce qui ne peut être domestiquée, il vous reste encore une carte à jouer... Souvenez-vous qu'une onde stationnaire génère des zones de basses pressions et des zones de hautes pressions. Si vous placez vos enceintes acoustiques dans des zones de pression nulle, elles ne pourront exciter la résonance. Mais comment trouver ce posi-

tionnement optimal ? Par tâtonnements et essais successifs pour la plus large part. Pour mettre toutes les chances de votre côté, tirez pleinement parti de la notion de réciprocité des lois acoustiques. Qu'en est-il ? Supposons une source sonore émettant en un point A de la pièce, un sonomètre placé en un point B détecte le niveau sonore. Si nous déplaçons l'enceinte acoustique pour la placer au point B et qu'inversement nous plaçons le sonomètre au point A, la mesure du niveau sonore sera la même.

C'est cette propriété qu'il convient d'appliquer. Tout d'abord, déconnectez l'une des enceintes acoustique et déplacez l'autre, qui, elle, est toujours raccordée à l'amplificateur, à l'endroit de votre position d'écoute. La face avant est dirigée vers la zone où l'on souhaite placer les enceintes en final et le haut-parleur de grave situé aussi près que possible de l'endroit où se trouve votre tête lors de l'écoute. Connectez-vous en mono. Passez une plage de musique qui vous est très familière et que vous savez exciter les « mauvaises » résonances. Maintenant, utilisez vos oreilles comme détecteurs, déplacez votre tête dans la zone que vous envisagez pour le placement de l'enceinte droite. Assurez-vous que votre tête se trouve à la même hauteur au-dessus du sol que celle où se trouvera le boomer. Recherchez et repérez l'endroit où la musique sonne de manière bien équilibrée et détaillée et où la résonance de pièce n'est pas perceptible, voire d'une amplitude réduite à un niveau acceptable. Procédez de même pour le positionnement de l'enceinte gauche. Il est recommandé de procéder à ces essais sans témoins présents dans la pièce (pour ne pas fausser l'évaluation sachant qu'ils ne seraient pas à la même place)*.

Vous pouvez aboutir au fait que la localisation ainsi déterminée par cette méthode n'est pas

acceptable pour quelque raison que ce soit. Dans ce cas, le seul palliatif qui vous reste est de déplacer votre point d'écoute dans une zone où la pire des résonances a une amplitude nulle.

Dans le troisième volet de cette série d'articles, nous supposons que de sévères corrections pour maîtriser les modes de résonance les plus critiques ne sont pas nécessaires et nous verrons la manière dont le placement des enceintes affecte la restitution finale.

* Il y a une solution plus aisée pour trouver une zone à résonance nulle si vous connaissez la fréquence du mode qui s'avère gênant. Utilisez un générateur basse fréquence calé sur cette fréquence ou bien enregistrez sur cassette à partir d'un disque-test une série de signaux à cette fréquence. Débranchez une enceinte, déplacez l'autre qui est excitée par le signal dans un coin de la pièce et posée sur le sol (tous les modes de résonance de pièce sont excités au maximum dans les 8 encoignures à l'intersection de trois parois). Il est ensuite simple de localiser les sites à résonance nulle dans la pièce pour la fréquence considérée avec un micro ou même à l'oreille. Cependant, avec cette méthode, vous ne saurez pas s'il n'y a pas de meilleur positionnement des enceintes que d'autres sur le plan de la reproduction musicale qui, elle, fait intervenir l'ensemble du spectre et non pas une seule fréquence.

Bibliographie

Allison, R.F. « *Controlling Listening-Room Acoustics* », *HiFi Stereo Review*, février 1964.

Beranek, L.L., *Acoustics* (McGraw Hill, New York, 1954).

Olson, H.F., *Acoustical Engineering* (D. Van Nostrand, Princeton, N.J., 1957).

**Page non
disponible**

LE MUSEE IMAGINAIRE

Le preamplificateur **LEAK** *Point One*



Harold J. Leak a été le premier constructeur dans le monde à commercialiser, dès la fin de la seconde guerre mondiale, un amplificateur haute-fidélité dont le taux de distorsion harmonique à 1 kHz ne dépassait pas 0,1 %. Lors des Audio Fairs de Londres, Leak fit maintes fois sensation en présentant des maillons sans cesse perfectionnés, dont la conception reposait sur une recherche permanente de schémas simples et éprouvés.

Le tout se traduit par une baisse spectaculaire des prix.

On se souvient du succès remporté en France par les amplificateurs TL 10, TL 12 ainsi que du très célèbre préamplificateur Point One, dont il va être question ici.

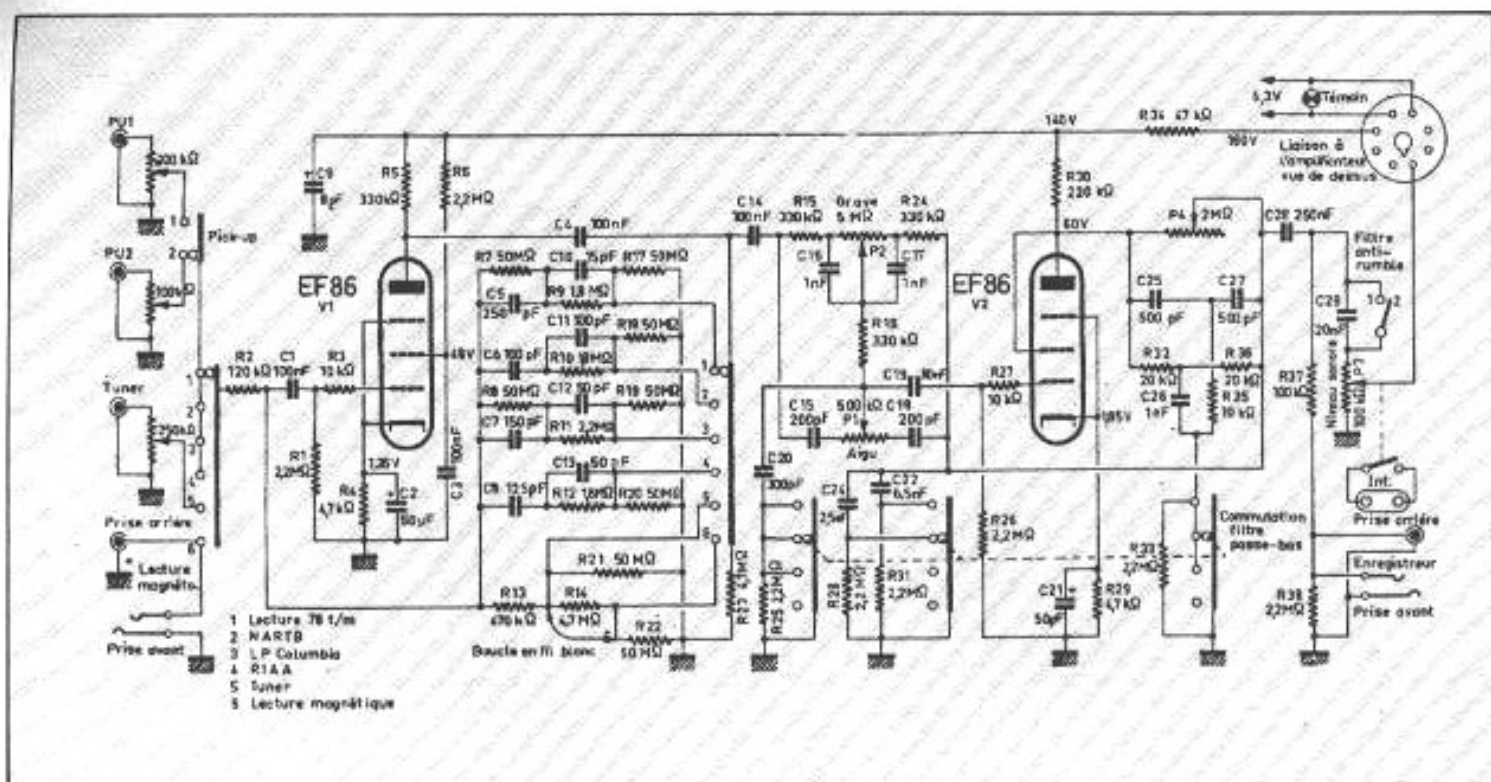


Fig. 2 : Préamplificateur Leak Varislope III. Il est équipé de deux tubes pentode EF86 avec montage en pseudo-triode du second tube.

le problème du gain limité). Le manque de gain sera partiellement compensé sur le Point One Stereo.

Chef-d'œuvre de simplicité et de musicalité, le Point One Stereo a fait la fortune de Leak. Harold Leak, brillant ingénieur en électronique, né en 1907, fonda sa firme en 1934 avec pour objectif la commercialisation des meilleurs maillons audio du marché, qui ne furent vraiment appréciés qu'au début de la stéréophonie.

Le Point One Stereo est paradoxalement la version la plus simplifiée des préamplificateurs Leak : corrections de gravure de l'étage phono ne nécessitant que trois condensateurs (au lieu de neuf), suppression du filtre passe-bas « Varislope ».

Le schéma de principe est représenté sur la fig. 3. On y remarque le dédoublement des circuits, plus simplifiés mais auxquels viennent s'ajouter malgré tout une commande de mode (stéréo, stéréo inversée, mono G + D, mono G ou D sur les deux voies). Le filtre passe-haut en T à

face arrière). La face avant est pourvue d'un sélecteur d'entrées, au nombre de cinq, avec une seule entrée phono, deux entrées haut niveau, une entrée micro et une option référencée « Extra » (haut niveau), deux corrections de tonalité aigu et grave (canaux jumelés) dont l'action est de ± 16 dB à 30 Hz et ± 14 dB à 20 kHz. Il s'y ajoute le sélecteur de mode et le filtre « Rumble cut » cités plus haut ainsi que la commande de balance (potentiomètre double monté en série avec pistes agissant en sens inverse à partir d'un axe jumelé). La coutume de l'époque voulait aussi que la mise en marche se fasse par la commande de volume.

Il est à remarquer que, par rapport au schéma de la fig. 3, les versions postérieures à 1960 ont leurs sorties reliées non pas sur les broches 1 et 7 du connecteur octal mais sur des prises Cinch (situées à gauche sur la

face arrière). La face avant est pourvue d'un sélecteur d'entrées, au nombre de cinq, avec une seule entrée phono, deux entrées haut niveau, une entrée micro et une option référencée « Extra » (haut niveau), deux corrections de tonalité aigu et grave (canaux jumelés) dont l'action est de ± 16 dB à 30 Hz et ± 14 dB à 20 kHz. Il s'y ajoute le sélecteur de mode et le filtre « Rumble cut » cités plus haut ainsi que la commande de balance (potentiomètre double monté en série avec pistes agissant en sens inverse à partir d'un axe jumelé). La coutume de l'époque voulait aussi que la mise en marche se fasse par la commande de volume.

Pour un niveau de sortie similaire de 125 mV (par rapport au Varislope III), le Point One Stereo possède une sensibilité d'entrée phono à 1 kHz de 4 mV (au lieu de 9,5 mV). Ce circuit, à l'exemple des différentes versions Varislope, travaille sous des impédances relativement élevées, ce pour des questions de recherche de gain optimal et

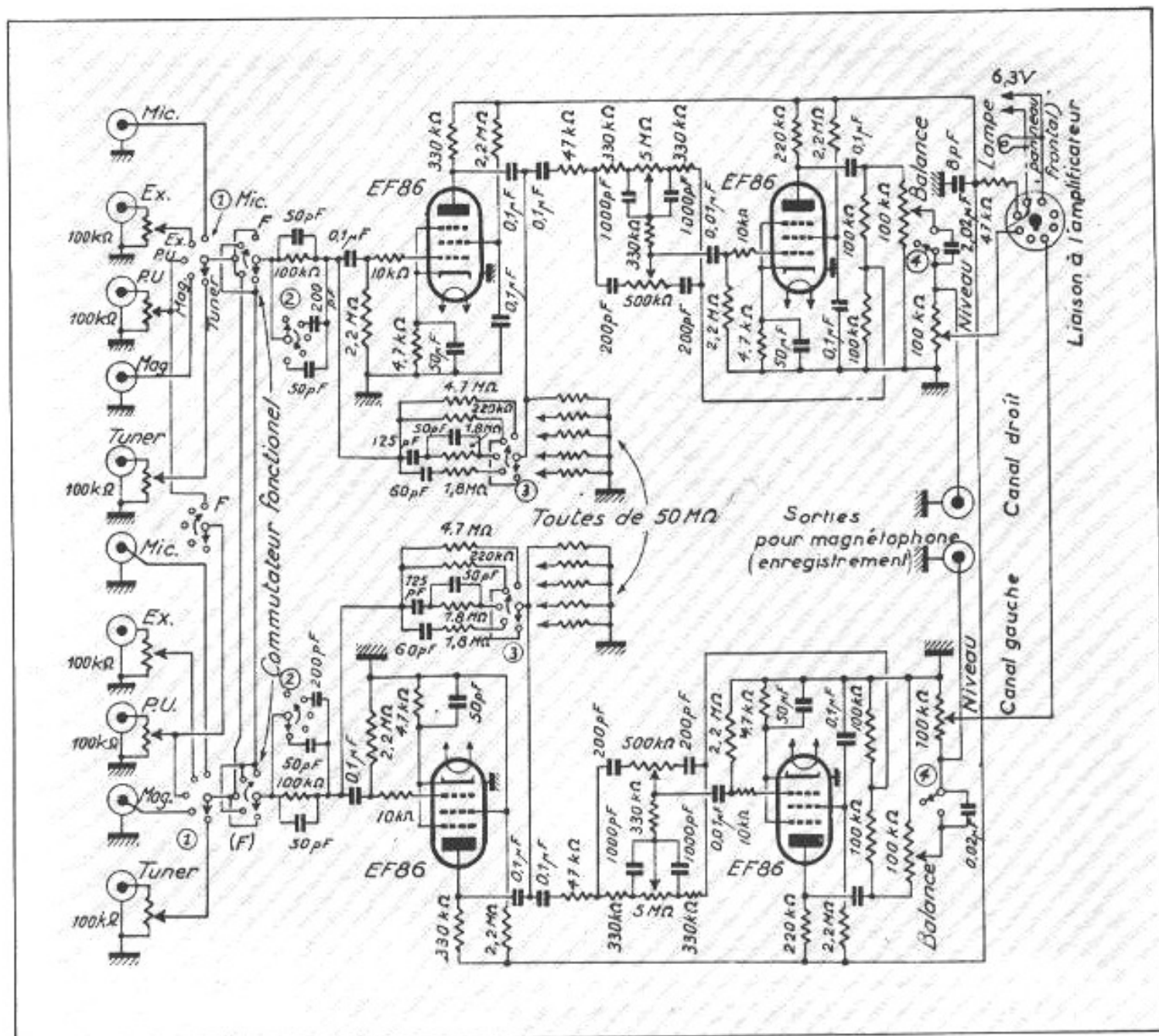


Fig. 3 : Schéma du préamplificateur Leak « Point One Stereo ». Le second tube est monté en pentode et non en pseudo-triode et le filtre à pente variable « Varislope » est supprimé.

aussi dans le but de n'avoir à utiliser que des condensateurs de petite valeur. Il est, de ce fait, peu habituel de rencontrer un potentiomètre de tonalité grave de valeur 5 M Ω , des résistances de fuite de grille de 2,2 M Ω ou de 50 M Ω .

Encastrable, la face avant du Point One Stereo était réalisée en matière synthétique transparente avec sérigraphie dorsale de teinte brune et or sur un châssis métallique recouvert d'une peinture de teinte brune métallisée. Le retrait du dessus et du fond du châssis

donnait accès à tous les composants, tout en facilitant énormément la maintenance, le remplacement éventuel d'une pièce.

Encore pratiquement inexistant à l'époque, le circuit imprimé fait place ici à une plaque à cosses avec composants d'un côté, liaisons et fixations de supports de tubes de l'autre. On trouvera, sur la fig. 4, les vues internes de l'appareil dont les dimensions sont de 290 mm (largeur) \times 112 mm (hauteur) \times 135 mm (profondeur).

Rappelons au passage aux amateurs qui souhaiteraient ajouter des prises Cinch de sortie sur des préamplificateurs conçus pour être reliés à l'amplificateur par l'intermédiaire d'un seul câble multiconducteurs qu'un bouclage de masse se produit si l'on ne prend pas la précaution de n'utiliser qu'une seule masse (masse alimentation + masse audio) du côté préamplificateur. Il faudra au besoin avoir recours au remplacement des prises Cinch par des modèles de qualité avec masse isolée du châssis pour

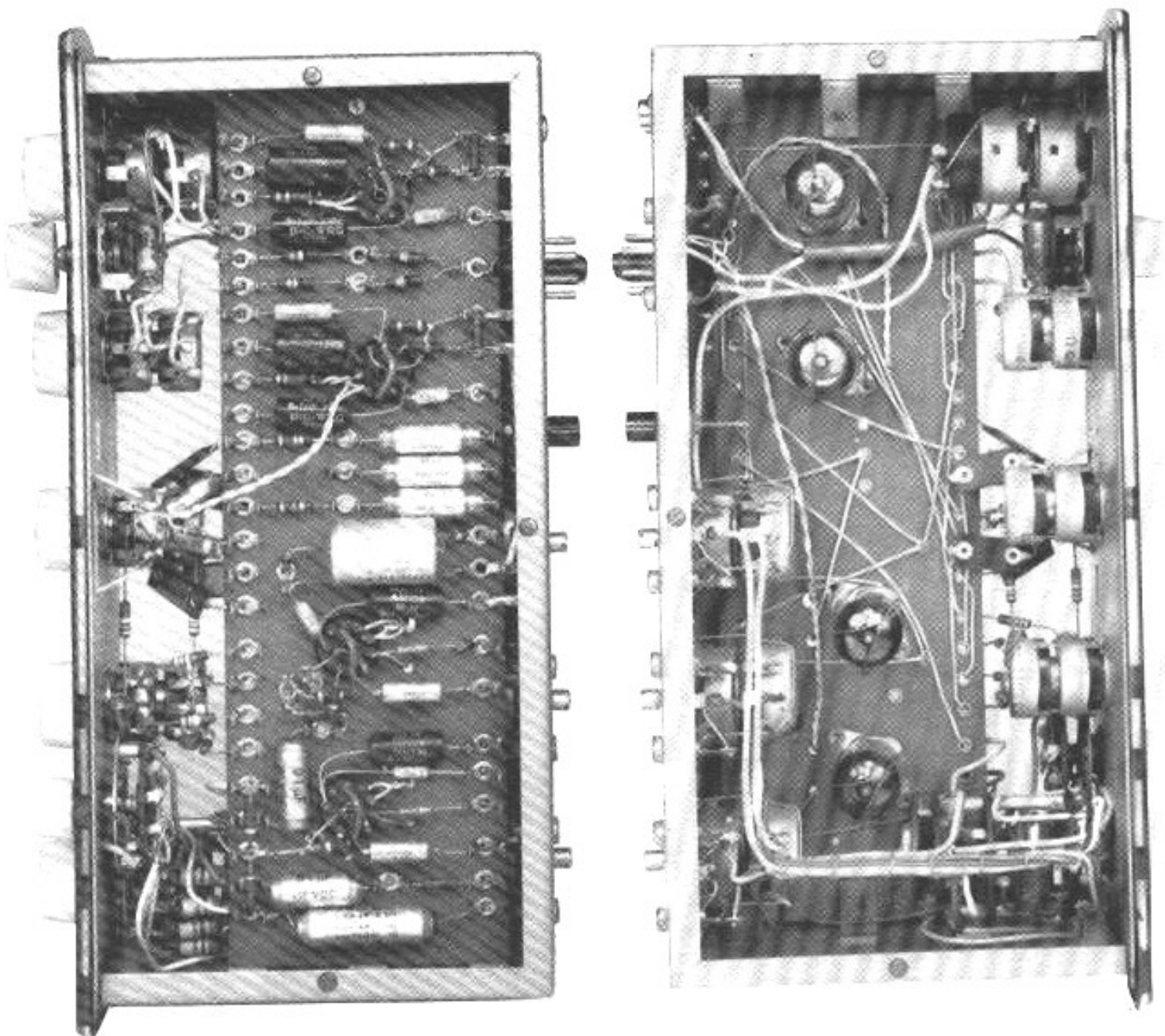


Fig. 4 : Vues internes du préamplificateur Leak Point One Stereo.



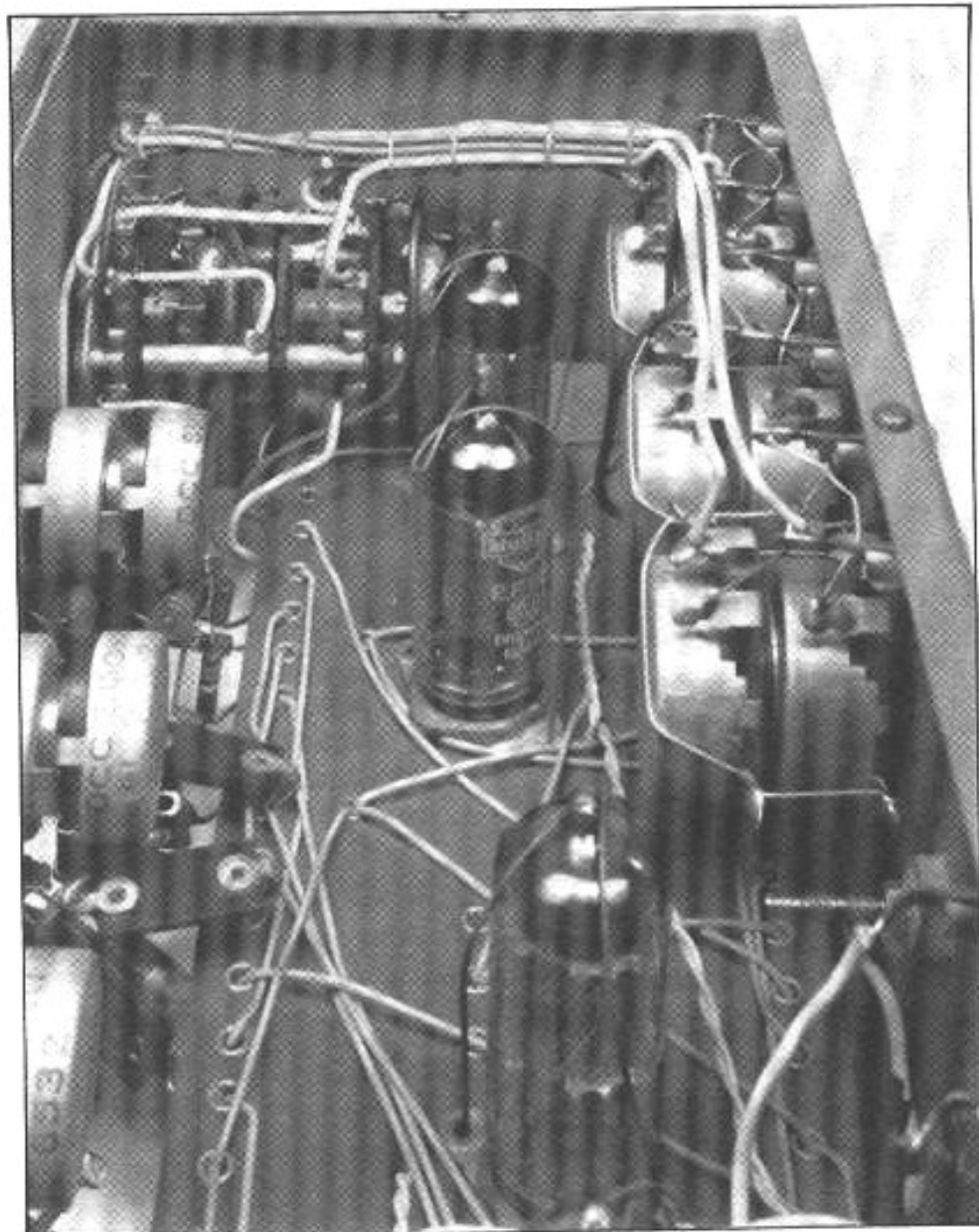
Fig. 5 : Version stéréophonique du Varislope III Leak « Varislope Stereo ».

réaliser un câblage avec ligne de masse mieux étudiée et point de masse-châssis unique situé au pied de la cathode du premier tube. A ce propos, le rapport signal/bruit de 55 dB sur entrée phono annoncé par Leak devrait pouvoir s'améliorer, ne serait-ce qu'en augmentant la valeur du condensateur de filtrage (dont la valeur initiale est de 8 μ F seulement) et en alimentant le circuit filament en courant continu.

Au niveau du câblage, Leak adopte la technique, courante à l'époque, de la plaquette de bakélite (250 x 82 mm) percée de quatre trous (pour les tubes EF86) et sur laquelle sont rivées une cinquantaine de cosses à souder. Du côté opposé de la plaquette (côté tubes) apparaît le câblage entre les cosses (fils isolés de section assez faible) ainsi que les fils torsadés du chauffage filament. Des fils de section plus forte sont consacrés au câblage du sélecteur d'entrée reliant le sélecteur de mode et les entrées.

La contre-plaque métallique de la face avant est munie de deux perforations supplémentaires qui sont masquées par la face avant sérigraphiée. Cette contre-plaque servait en fait à la réalisation de la version stéréo du Varislope III baptisée « Varislope Stereo » (fig. 5). Sur la photo, on remarquera que la commande centrale (contrôle aigu sur le Point One Stereo) devient le filtre Varislope, que le sélecteur de gauche comporte sept entrées et qu'il s'y ajoute encore un sélecteur de pick-up et un filtre anti-rumble.

Pour l'histoire, rappelons que Leak fut le premier à commercialiser, en 1945, des amplificateurs dont le taux de distorsion par harmonique ne dépassait pas 0,1 %, performance difficile à croire pour l'époque mais que confirma pourtant le laboratoire national d'essais britannique (National Physical Laboratory). Il reste à dire que le 0,1 % de distorsion/harmonique (pour



Vue interne du préamplificateur montrant les liaisons entre les cosses de la plaquette supportant les composants passifs ainsi que le câblage du sélecteur d'entrée et des potentiomètres d'égalisation de niveaux d'entrée.

une tension de sortie 125 mV) représente un tour de force, compte tenu de la simplicité du circuit.

Leak réalisa de nombreux amplificateurs de puissance (dont le Stereo 50) et fut, d'autre part, le premier à proposer un haut-parleur grave à membrane ultra-rigide de structure sandwich aluminium + mousse de polystyrène expansé.

L'arrivée du transistor finit par porter un coup fatal à cette firme de renommée internationale qui, au début des années 70, tentait encore de se diversifier en

commercialisant sa gamme d'enceintes Sandwich. Leak fut ensuite racheté par le groupe Rank International et tenta de faire face à la concurrence avec des électroniques transistorisées, des amplis-tuners comme le Receiver 2000. Entre-temps, la Rank s'était attribuée un des pionniers du haut-parleur britannique, la firme Wharfedale. Omniprésente dans toutes les manifestations Hi-Fi, depuis la première Audio Fair américaine de 1949 jusque vers 1976, Leak reste une marque d'électroniques à tubes difficile à oublier.

**Page non
disponible**

**Page non
disponible**

**Page non
disponible**

- Réalisation personnelle -

FILTRE ACTIF REGLABLE DE PRECISION (3 ou 4 voies)

Guy Chuiton

S

ur le marché de la reproduction musicale, le domaine des filtres actifs reste peu fourni, un modèle à fréquences charnières aisément ajustable étant véritablement un oiseau rare.

L'étude qui suit présente une réalisation abordable de filtre actif stéréophonique réglable (en trois ou quatre bandes), dont l'originalité se situe dans le moyen de réglage très précis des fréquences de coupure sur chaque voie.

Idée générale

Il est bien évident que lorsqu'il y a plus d'un haut-parleur par voie, un filtre répartiteur s'impose. La solution classique, conventionnelle, est le produit « fini », l'enceinte acoustique, achetée chez un revendeur. Dans ce cas, un ampli unique alimente les HP à travers un filtre passif. Le système est figé et seule l'action sur des paramètres extérieurs peut modifier le son de l'enceinte.

La solution non conventionnelle consiste à choisir différents HP et à les associer pour fournir un système de reproduction cohérent. Que le montage soit classique ou novateur, le meilleur couplage est obtenu par un système de multi-amplification,

chaque HP alimenté par son propre ampli, via un filtre répartiteur de fréquence.

Dans cette solution, le filtre actif réglable s'impose en permettant au concepteur toute la souplesse nécessaire dans l'adaptation des HP les uns par rapport aux autres ainsi que vis-à-vis du local. Le filtre présenté a été créé dans ce but, à la demande d'un ami audiophile spécialiste de la multi-amplification et des charges pavillonnaires.

Le filtrage

Un filtre (actif ou passif) est un aiguillage de fréquences. En théorie, ses caractéristiques sont :

— la fréquence de coupure (à -3 dB) ;

— le type : passe-haut ou passe-bas (fig. 1) ;

— l'ordre choisi : 6, 12, 18 dB par octave ou plus.

Si nous n'avions à considérer que des cas parfaits (H.P., charge, ampli, local), un filtre fixe, même passif, serait suffisant. En pratique, chaque composant a ses défauts, et notre meilleure solution s'appelle filtre actif réglable. Les avantages sont :

— bande de fréquence réglable (avec précision dans notre cas) ;

— charge moins complexe pour l'ampli : plus de filtre passif entre l'ampli et le HP ;

— compensation possible des défauts acoustiques (HP, charge acoustique) en réglant les bandes de fréquences et l'atténuation par voie ;

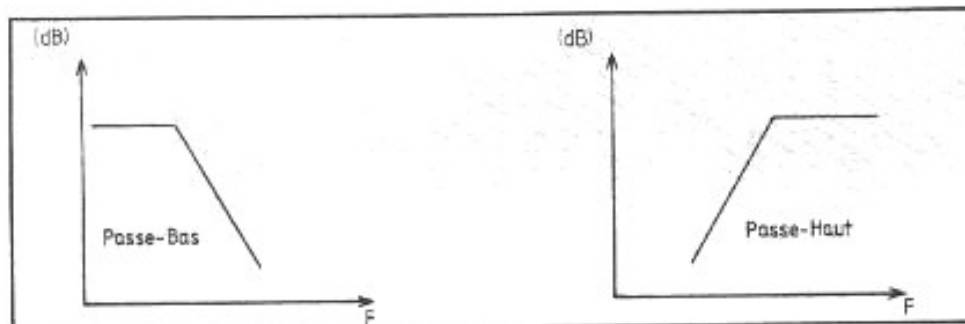


Fig. 1 : Filtre de type passe-bas à gauche et passe-haut à droite.

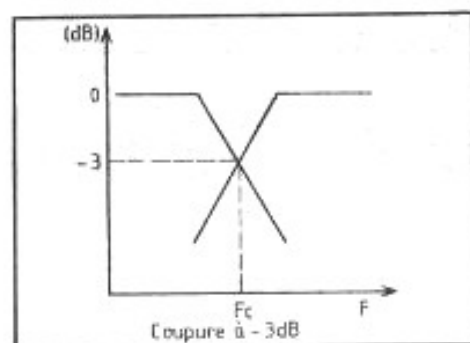


Fig. 2 : La fréquence de coupure est caractérisée par un raccordement à -3 dB entre le filtre passe-bas et le filtre passe-haut.

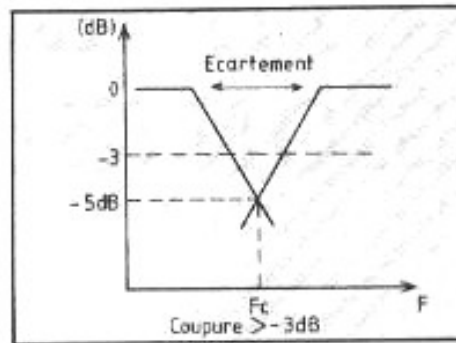


Fig. 4 : L'écartement permet d'obtenir une coupure supérieure à -3 dB, ce qui peut s'avérer intéressant pour supprimer une tonique au raccordement par exemple.

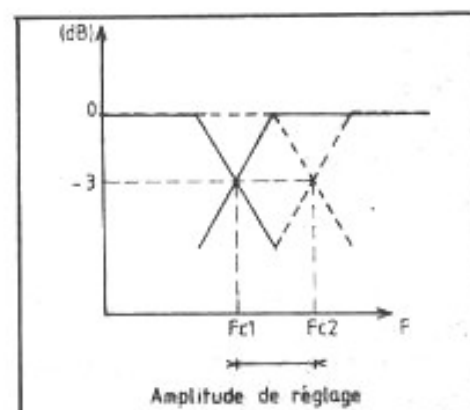


Fig. 3 : Principe du décalage. En jouant simultanément sur le passe-bas et le passe-haut, on déplace la fréquence de coupure à -3 dB de F_{c1} (en trait plein) à F_{c2} (en pointillés). L'excursion possible avec un filtre définit l'amplitude de réglage.

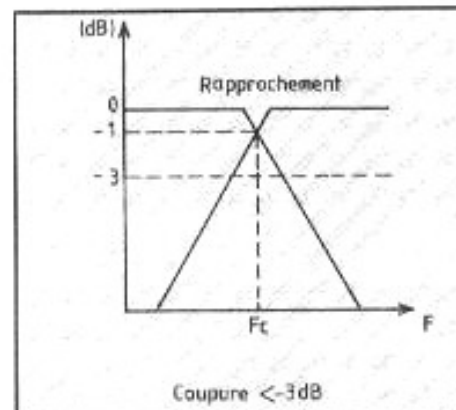


Fig. 5 : Le rapprochement permet de créer une coupure inférieure à -3 dB, par exemple pour le raccordement d'un médium chutant trop rapidement avec un tweeter.

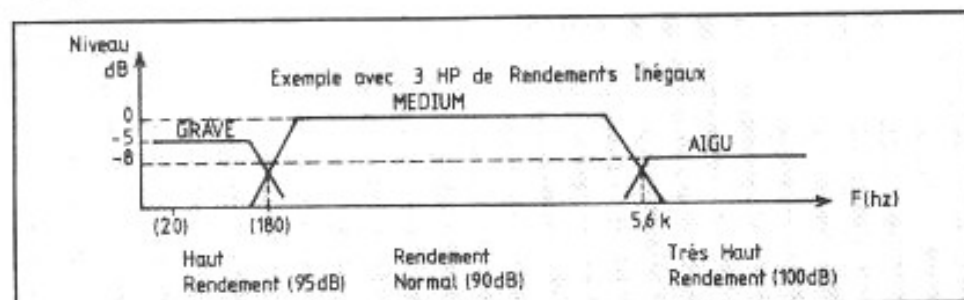


Fig. 6 : Exemple d'un filtrage raccordant trois haut-parleurs de rendement inégaux.

— parfaite symétrie des canaux droit et gauche (parfaite dissymétrie aussi si voulue) ;
 — moindre sensibilité du système aux câbles de liaisons, due à la séparation des bandes de fréquences transmises par chaque câble (ou choix possible du meilleur câble dans chaque bande de fréquences).

La fréquence de coupure d'un filtre

Nous avons parlé plus haut des caractéristiques d'un filtre. En utilisant deux filtres, nous pouvons croiser deux bandes de fréquences, l'intersection étant la fréquence « charnière ».

Celle-ci est caractérisée par un croisement à un niveau « -3 dB » (fig. 2).

En jouant sur les réglages de chaque filtre, on peut déplacer la fréquence charnière de plusieurs façons :

— **Détalage** : On ajuste le passe-haut et le passe-bas pour déplacer la fréquence charnière, en maintenant la coupure à -3 dB. C'est la base du fonctionnement du filtre réglable (fig. 3).

— **Ecartement** : En dérégulant le filtre, par le choix de passe-haut et passe-bas ne se recoupant pas à -3 dB, on crée des filtres à coupure supérieure à 3 dB. Ceci peut supprimer une tonique désagréable au recouvrement de deux haut-parleurs (par exemple) (fig. 4).

— **Rapprochement** : Principe inverse du précédent, coupure moindre que 3 dB pour remédier à une coupure trop rapide d'un des deux HP (par exemple) (fig. 5).

— **Niveau** : Si, en plus du réglage de fréquence, nous pouvons régler le niveau du signal, une compensation pourra se faire au niveau du filtre pour deux HP de rendements différents en réglant le niveau acoustique par le niveau électrique du filtre actif (fig. 6 et 6 bis).

Après examen des possibilités d'action sur les fréquences charnières, nous allons maintenant dresser le cahier des charges d'un filtre actif en deux ou trois voies.

Cahier des charges

Notre cahier des charges tient compte des besoins réels de l'écoute domestique mais en laissant ouvertes les portes de l'évolution du système.

— **Trois ou quatre voies par canal.** Au minimum trois voies, avec un HP médium en large bande. Quatre voies permettent la séparation du médium en deux bandes, dans le cas de charge pavillonnaires par exemple.

— **Pente 12 dB par octave** (ordre 2) : réalisable par un seul étage d'ampli opérationnel, bonne réponse impulsionnelle, atténuation suffisante.

— **Type du filtre** : Butterworth, de préférence à Bessel ou Tchebychev (ou similaire) (fig. 7).

a) *Bessel* : pente trop douce, atténuation déjà sensible loin de la coupure.

b) *Tchebychev* : atténuation rapide, ondulations près de la coupure. Réponse en phase irrégulière.

c) *Butterworth* : combine les avantages moyens des deux autres structures.

Les bandes passantes

En trois ou en quatre voies, les bandes passantes fixeront les fréquences reproduites par les HP associés. Autrement dit, les HP caractériseront le choix des bandes réglées par les filtres. Les critères seront ceux des HP :

— Bande passante utile (en puissance) de chaque HP.

— Fréquence de résonance et courbe d'impédance de chaque HP.

Le choix des HP conduit au tableau 1.

Les fréquences choisies en fig. 8 ne sont que des exemples, mais

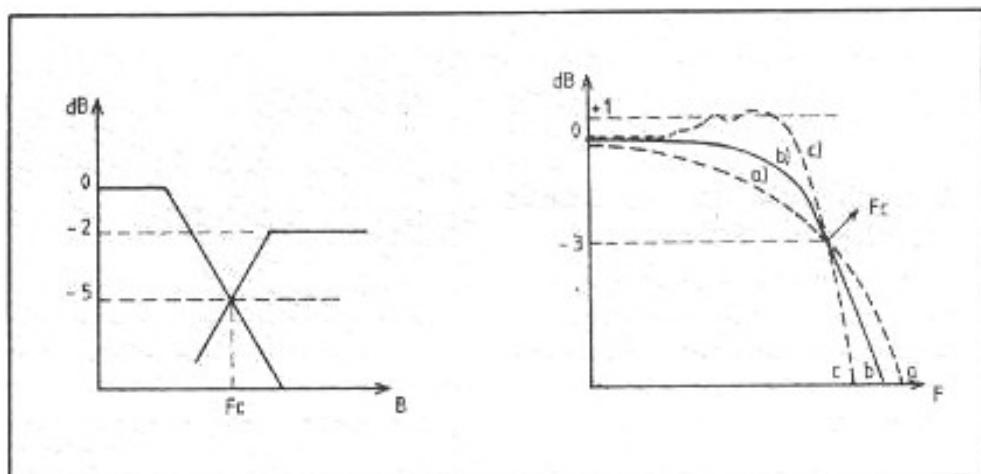


Fig. 6 bis : Principe de l'ajustage du niveau de sortie.

Fig. 7 : Comparaison de la réponse en amplitude à la coupure entre trois types de filtres : Bessel en a, Butterworth en b et Tchebychev en c.

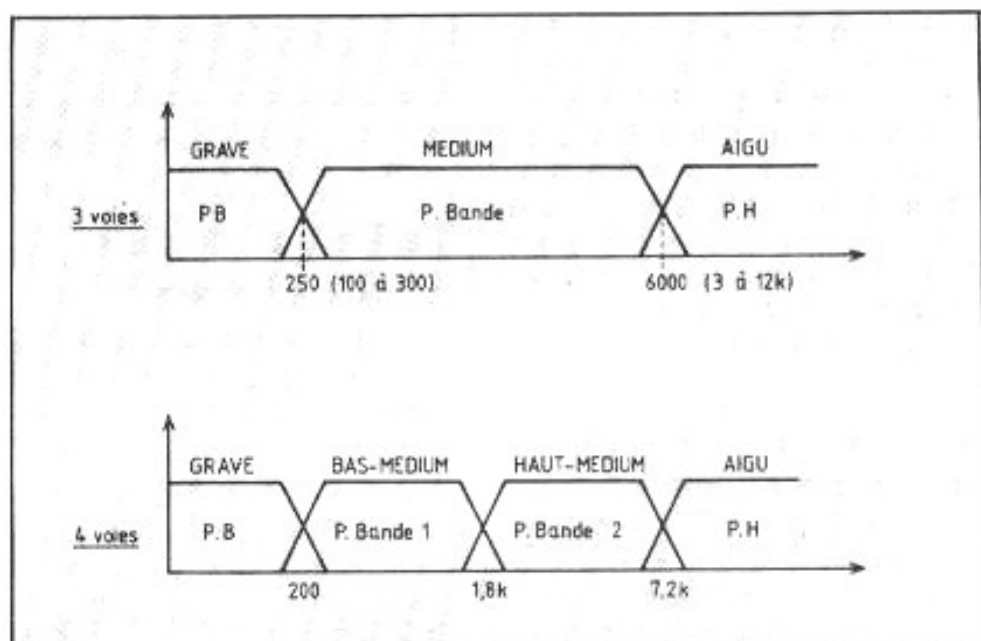


Fig. 8 : Bandes de fréquences couramment rencontrées pour un filtrage en trois voies en haut et un filtrage en quatre voies en bas. A noter que rien n'interdit d'avoir une amplitude de réglage différente ($A=2$, $A=3$) dans diverses cellules du même filtre si besoin est, cela complique toutefois le montage.

HP	Limites de bandes réglables		Structure
	3 voies	4 voies	
Grave	100 à 400 Hz	100 à 400 Hz	Passe-bas
Bas-médium	100 à 400 Hz	100/400 Hz 800/3 200 Hz	Passe-bande
Haut-médium	3 à 12 kHz	3,2 à 12 kHz	Passe-bande
Aigu	3,2 à 12 kHz	3,2 à 12 kHz	Passe-haut

Tableau 1 : Les divers registres de fréquences en trois et quatre voies.

sont proches de valeurs moyennes rencontrées dans les deux configurations en trois ou quatre voies.

L'amplitude de la bande réglable des filtres

Dans le tableau général des filtres, chaque cellule de filtre est caractérisé par deux fréquences, min. et max. de réglage. La bande de réglage est :

$$F_{\max.} - F_{\min.}$$

L'amplitude de réglage est :

$$A = \frac{F_{\max.}}{F_{\min.}}$$

Dans un système à trois voies, $A=4$ est une valeur possible, assurant une bonne souplesse dans le choix des HP. Dans un système quatre voies, où chaque haut-parleur reproduit une bande de fréquences plus réduite, la valeur $A=3$ est généralement suffisante et améliore la précision du choix de la fréquence de coupure.

Nombre de fréquences de coupures par bande

Entre $F_{\max.}$ et $F_{\min.}$, la coupure pourra être réglée suivant un nombre de fréquences donné. Dans notre principe, 16 fréquences différentes sont possibles. L'écart entre deux fréquences sera fonction de l'amplitude de la bande réglable du filtre.

$$E = \frac{F_{\max.} - F_{\min.}}{16}$$

Plus A est petit et plus la précision de réglage (écart E) est grande.

Exemple : $A=3$, $F_{\max.} = 300$ Hz, $F_{\min.} = 100$ Hz

$$E = \frac{300 - 100}{16} \Rightarrow E \sim 13 \text{ Hz}$$

Notre filtre coupera la bande 100/300 en 16 fréquences en théorie de $E=13$ Hz à partir de 100 Hz. Pour $A=4$, nous aurions $E \approx 19$ Hz, toujours en partant de 100 Hz.

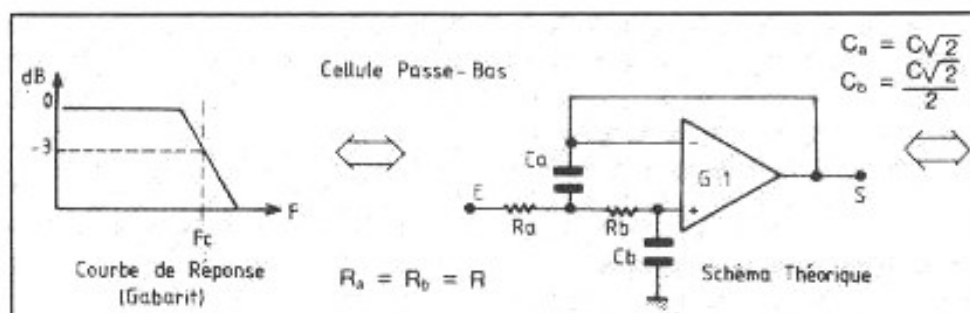


Fig. 9 : Schéma d'une cellule passe-bas de type Butterworth à 12 dB/octave.

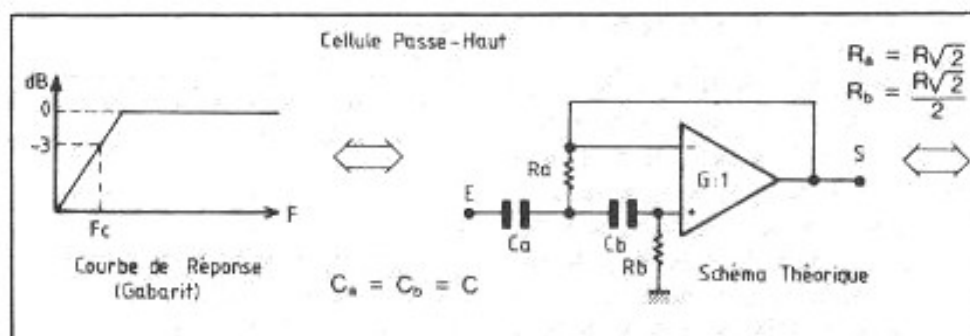


Fig. 10 : Schéma d'une cellule passe-haut de type Butterworth à 12 dB/octave.

Technique du filtre 4 voies (3 voies)

Toutes les fréquences de coupure sont calculées à partir de la formule générale :

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

Cette formule est valable aussi bien pour le passe-bas que le passe-haut. En fonction des variables R et C , F_c est modifiée. Nous utiliserons :

- C fixe, R variable pour régler la fréquence charnière dans une cellule de filtre ;
- valeur de C différente pour changer toute la bande d'action du filtre (de passe-haut médium à passe-haut aigu, par ex.) sans changer R .

Structure des filtres

(Valeurs pour Butterworth ordre 2)

- a) Passe-bas (fig. 9 et 9 bis)
- b) Passe-haut (fig. 10 et 10 bis)

La combinaison de deux cellules donne un passe-bande. Le passe-haut est, de préférence, en tête ; de cette façon, le passe-bas coupe le souffle résiduel des circuits.

(Le passage d'un Butterworth à un Bessel, un Tchebychev ou autre modèle de filtre se fait en changeant les facteurs de C_a , C_b , R_a et R_b .)

Les moyens de réglage

Dans les structures de filtres précédentes, nous avons C et R comme paramètres disponibles. En pratique, la variation de R (à C constant) règle la fréquence charnière du filtre. Pour cela, trois méthodes sont envisageables :

- 1) **Potentiomètres** : R ou R_a et R_b sont des potentiomètres. Solution simple, théoriquement bonne. En pratique, deux gros défauts :
 - non-linéarité des potentiomètres ($\pm 10\%$ en moyenne) ;
 - absence de précision de repérage des F_c . Mauvaise répétabilité.

En plus, l'utilisation de valeurs $R\sqrt{2}$ et $R\sqrt{2}/2$ complique l'opération et pose un problème quant à la disponibilité des potentiomètres.

- 2) **Commutateurs rotatifs** : Un nombre de résistances aussi important que les fréquences

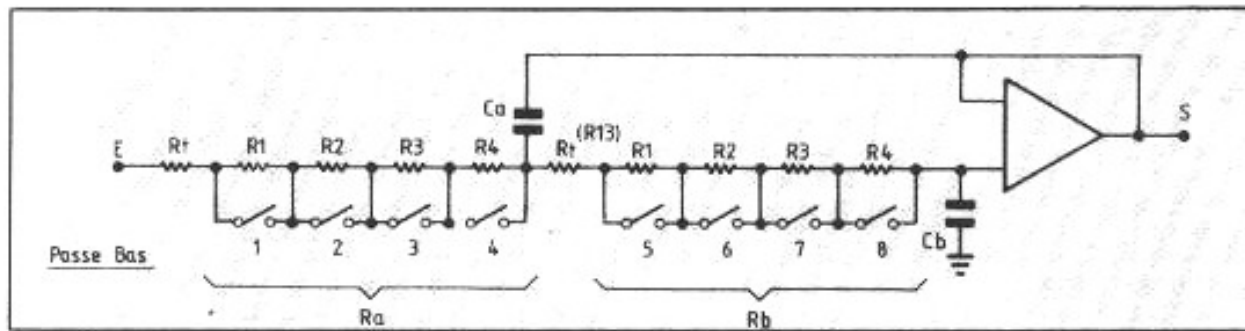


Fig. 9 bis : Principe de réalisation d'une cellule passe-bas réglable avec les deux réseaux de résistances R_a et R_b .

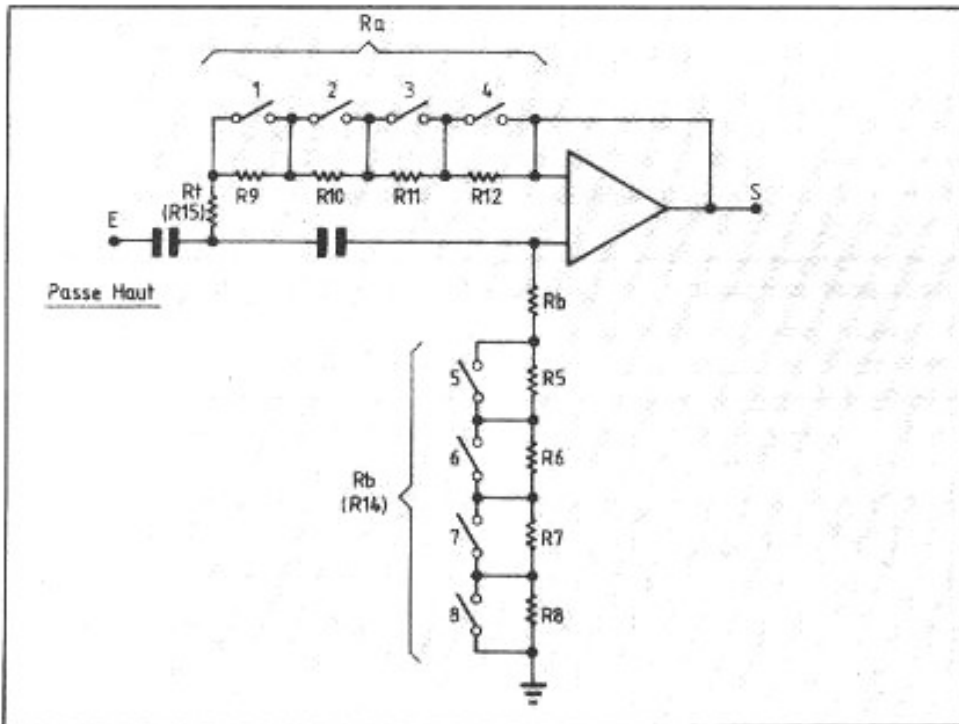


Fig. 10 bis : Principe de réalisation d'une cellule passe-haut réglable avec les deux réseaux de résistances R_a et R_b .

voulues est commuté en série. Méthode très bonne, précise mais de mise en œuvre complexe (câblage, encombrement, disponibilité commutateur, bruit de fond).

3) **Interrupteurs circuits imprimés** : Une évolution de la solution précédente, mais totalement différente. Au lieu de mettre en série les résistances, on les combine par une commutation « shunt », suivant le principe du codage (1-2-4-8). Ce principe, en ajoutant une résistance talon (R_t) permet avec quatre résistances 15 + 1 combinaisons de R , R_a ou R_b . Les interrupteurs CI se présentent sous la forme de circuits intégrés, en 16 pattes pour 8 interrupteurs dans le modèle utilisé.

Tableau des combinaisons

Avec 4 interrupteurs on obtient 16 combinaisons, selon le tableau 2.

Ces 16 combinaisons vont donner 16 valeurs de résistances différentes, toujours associées en série avec la résistance talon R_t .

Ex. : 0101 $\rightarrow R_t + R_2 + R_4$.

Avec trois groupes de 5 résistances (R_t , R_1 , R_2 , R_3 , R_4) et leurs correspondances $R\sqrt{2}$ et $R\sqrt{2}/2$, nous équiperons tous les filtres du circuit.

Il est à noter que la valeur de R_t par rapport à R_1 , R_2 , R_3 , R_4 conditionne l'amplitude de la bande de réglage du filtre.

$$A = \frac{\sum(R_t + R_1 + R_2 + R_3 + R_4)}{R_t}$$

entre autres, quand

$$R_t = R_1 + R_2 + R_3 + R_4 \rightarrow A = 2$$

$$R_t = \frac{(R_1 + R_2 + R_3 + R_4)}{2} \rightarrow A = 3$$

Une simple modification de R_t permettra de changer la précision du filtre, lors de l'évolution du système HP en modifiant également la bande de réglage du filtre ($F_{min.}$ et $F_{max.}$).

La fréquence min. sera :

$$F_{min.} = \frac{1}{2\pi \cdot C \cdot (R_t + R_1 + R_2 + R_3 + R_4)}$$

et $F_{max.}$:

$$F_{max.} = \frac{1}{2\pi \cdot C \cdot R_t}$$

Choix des résistances

Tous les calculs sont établis pour R . Pour R_a et R_b , nous devons trouver les valeurs normalisées correspondantes, en $\sqrt{2}$ et $\sqrt{2}/2$ de R .

Nous avons 5 valeurs : R_1 , R_2 , R_3 , R_4 , R_t

De même pour R_a et R_b :

$$R_a \rightarrow R_1\sqrt{2}, R_2\sqrt{2}, R_3\sqrt{2}, R_4\sqrt{2}, R_t\sqrt{2}$$

$$R_b \rightarrow R_1\frac{\sqrt{2}}{2}, R_2\frac{\sqrt{2}}{2}, R_3\frac{\sqrt{2}}{2}, R_4\frac{\sqrt{2}}{2}, R_t\frac{\sqrt{2}}{2}$$

F_0	Inters				F_0	Inters			
	1	2	3	4		1	2	3	4
1	0	0	0	0	9	1	0	0	0
2	0	0	0	1	10	1	0	0	1
3	0	0	1	0	11	1	0	1	0
4	0	0	1	1	12	1	0	1	1
5	0	1	0	0	13	1	1	0	0
6	0	1	0	1	14	1	1	0	1
7	0	1	1	0	15	1	1	1	0
8	0	1	1	1	16	1	1	1	1

Tableau 2 : Les combinaisons de 4 résistances autorisent 16 valeurs différentes.

Gamme 3,9 / 6,8 / 8,2 / 10 k Ω $R_1 = 15 \text{ k}\Omega$ ($A = 2,93$)				Valeur de C					
				33 nF	33 nF	3,3 nF	3,3 nF	1 nF	1 nF
1	0000	0	15	321 Hz	321 Hz	3,21 kHz	3,21 kHz	10,50 kHz	10,50 kHz
2	1000	3,9	18,9	255 Hz	255 Hz	2,55 kHz	2,55 kHz	8,34 kHz	8,34 kHz
3	0100	6,8	21,8	221 Hz	221 Hz	2,21 kHz	2,21 kHz	7,23 kHz	7,23 kHz
4	0010	8,2	23,2	208 Hz	208 Hz	2,08 kHz	2,08 kHz	6,80 kHz	6,80 kHz
5	0001	10	25	193 Hz	193 Hz	1,93 kHz	1,93 kHz	6,30 kHz	6,30 kHz
6	1100	10,7	25,7	187 Hz	187 Hz	1,87 kHz	1,87 kHz	6,13 kHz	6,13 kHz
7	1010	12,1	27,1	178 Hz	178 Hz	1,78 kHz	1,78 kHz	5,81 kHz	5,81 kHz
8	1001	13,9	28,9	167 Hz	167 Hz	1,67 kHz	1,67 kHz	5,45 kHz	5,45 kHz
9	0110	15	30	160 Hz	160 Hz	1,60 kHz	1,60 kHz	5,25 kHz	5,25 kHz
10	0101	16,8	31,8	151 Hz	151 Hz	1,51 kHz	1,51 kHz	4,95 kHz	4,95 kHz
11	0011	18,2	33,2	145 Hz	145 Hz	1,45 kHz	1,45 kHz	4,74 kHz	4,74 kHz
12	1110	18,9	33,9	142 Hz	142 Hz	1,42 kHz	1,42 kHz	4,65 kHz	4,65 kHz
13	1101	20,7	35,7	135 Hz	135 Hz	1,35 kHz	1,35 kHz	4,41 kHz	4,41 kHz
14	1011	22,1	37,1	130 Hz	130 Hz	1,30 kHz	1,30 kHz	4,25 kHz	4,25 kHz
15	0111	25	40	120 Hz	120 Hz	1,20 kHz	1,20 kHz	3,94 kHz	3,94 kHz
16	1111	28,9	43,9	110 Hz	110 Hz	1,10 kHz	1,10 kHz	3,60 kHz	3,60 kHz
Rang.	Code 1 2 3 4	ΣR (k Ω)	$\Sigma R + R_1$ (k Ω)	Grave	Bas-médium P.H. P.B.		Haut-médium P.H. P.B.		Aigu

Tableau 3 : Exemple de fréquence de coupure pour une gamme de résistances 3,9 - 6,8 - 8,2 - 10 k Ω .

Il nous faut donc trouver dans les gammes normalisées de résistances (E24, E48, E96) les valeurs de R , R_a , R_b existants, suivant quelques principes simples :

- valeurs supérieures à quelques k Ω (bon fonctionnement du circuit) ;
- la somme des deux résistances ne doit pas donner la valeur d'une troisième ;
- la somme de trois résistances ne doit pas donner la valeur d'une quatrième (sinon, cela nous fera autant de combinaisons de F_c en moins !).

Dans les deux cas, le choix de R_1 règlera l'amplitude du filtre.

Les valeurs des résistances seront appliquées au tableau des combinaisons et ensuite ce tableau sera ordonné par valeurs croissantes (ou décroissantes) de la résultante avec R_1 (cf. tableau 3).

Ce tableau permet de régler toutes les fréquences charnières du filtre.

Le filtre peut être réglé de façon :

- totalement symétrique, bande par bande, sur chaque canal ;
- dissymétrique par bande ou par canal si le besoin s'en fait sentir.

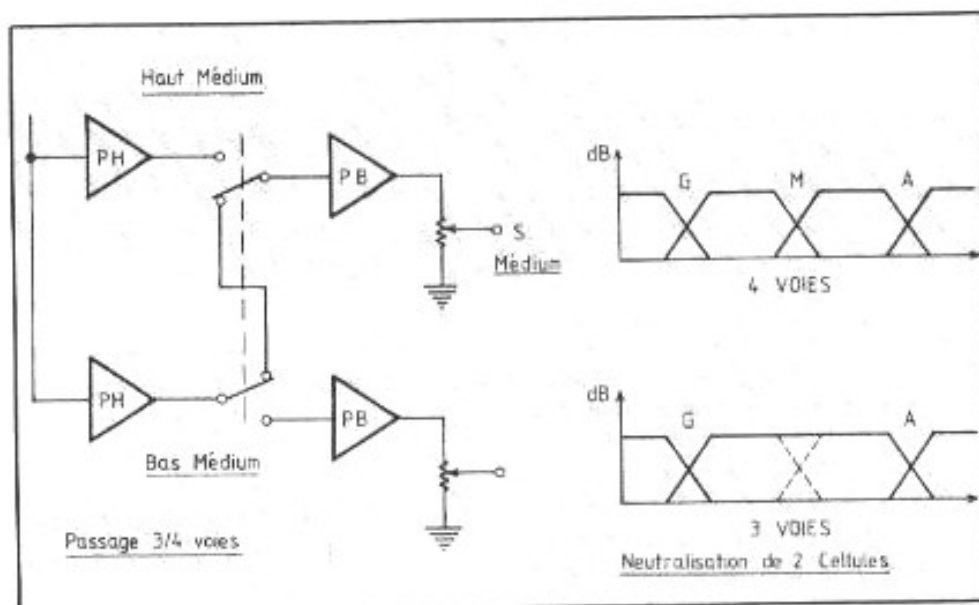


Fig. 11 : Principe du passage de quatre voies en trois voies. Dans ce dernier cas, deux cellules de filtrage sont neutralisées.

A chaque fois, sans mesure, nous pouvons régler avec précision nos F_c , avec l'assurance de pouvoir retrouver cette valeur (ou une autre) à n'importe quel moment.

Ce principe présente un grand avantage pour le metteur au point. Toute la partie délicate du réglage est simplifiée.

Des atténuateurs de niveau fixent l'amplitude du signal vers les amplificateurs pour compenser les rendements des différents

HP associés.

Avec les valeurs de résistances du tableau 3 et la tolérance propre à la structure Butterworth, nous pouvons arriver à un filtre dont la précision des fréquences de coupure à la mesure sera à quelques hertz près de celle déterminée par calcul.

Ayant ordonné nos valeurs de résistance, nous allons pouvoir choisir les condensateurs associés (C , C_a ou C_b) pour fixer les fréquences de coupure.

Valeurs des condensateurs

On l'a dit plus haut, le changement de valeur de C (C , $C\sqrt{2}$, $C\sqrt{2}/2$) permet le changement de bande sans changer le type du filtre.

$$\text{De } F_c = \frac{1}{2\pi \cdot R \cdot C}$$

$$\text{découle : } C = \frac{1}{2\pi \cdot F_c \cdot R}$$

Le calcul de C est fait pour la fréquence centrale de la bande de réglage choisie, donc pour une valeur de R moyenne, R_m :

$$C = \frac{1}{2\pi \cdot F_c \cdot R_m}$$

$$(R_m = \frac{R_{\max} + R_{\min}}{2})$$

en appliquant ensuite le C trouvé à R_{\max} et R_{\min} , nous obtenons le F_{\min} et le F_{\max} de la bande de réglage.

Ex. : $F_c = 6 \text{ kHz}$, $R_1 = 18 \text{ k}\Omega$ ($= R_{\min}$), $\Sigma R = 56 \text{ k}\Omega$ ($= R_{\max}$), $R_{\text{moyen}} = 37 \text{ k}\Omega$ ($= R_{\text{moy}}$)

$$\Rightarrow C = \frac{1}{2\pi \cdot R_{\text{moy}} \cdot F_c}$$

$$\Rightarrow C = \frac{1}{2\pi \cdot 37 \cdot 10^3 \cdot 6 \cdot 10^3}$$

d'où $C = 0,72 \cdot 10^{-9} \text{ F}$ ou 720 pF

En réutilisant $C = 720 \text{ pF}$ dans

$$F_c = \frac{1}{2\pi \cdot R \cdot C}$$

avec R_{\min} et R_{\max} , valeurs numériques de R , nous obtenons :

$$F_{\min} = \frac{1}{2\pi \cdot 50 \cdot 10^3 \cdot 7,2 \cdot 10^{-10}}$$

$$\Rightarrow F_{\min} = 3,8 \text{ kHz}$$

$$F_{\max} = \frac{1}{2\pi \cdot 18 \cdot 10^3 \cdot 7,2 \cdot 10^{-10}}$$

$$\Rightarrow F_{\max} = 12,3 \text{ kHz}$$

\Rightarrow L'amplitude de bande de réglage sera :

$$A = \frac{F_{\max}}{F_{\min}} = \frac{R_{\max}}{R_{\min}}$$

$$\Rightarrow A = \frac{12,3}{3,8} \Rightarrow A = 3,1$$

et l'écart moyen théorique entre les fréquences

$$E = \frac{F_{\max} - F_{\min}}{16}$$

$$\Rightarrow E = \frac{(12,3 - 3,8) \cdot 10^3}{16}$$

$$\Rightarrow E = 200 \text{ Hz}$$

En réalité, l'écart de fréquence varie d'un pas à l'autre en fonction des résistances réellement utilisées, supérieur ou inférieur à l'écart moyen théorique.

Nous avons donc un filtre de 3,8 à 12 kHz, ayant 16 pas de 200 Hz.

Ces données sont applicables au passe-bas ou au passe-haut ; seul le choix de structure, donc C , C_a , C_b et R , R_a , R_b déterminent le gabarit exact de chaque cellule.

Remarque : Une valeur de $(10 \times C)$ donnera un filtre ayant une coupure de 380 à 1 230 Hz. On peut donc passer d'une bande à l'autre en faisant uniquement le rapport des condensateurs sans tout recalculer.

Les valeurs de C calculées serviront à déduire $C\sqrt{2}$ et $C\sqrt{2}/2$ suivant la cellule de filtre considéré.

Utilisation en trois voies

Le passage de 4 en 3 voies, en vice-versa est prévu dès l'origine du filtre. Deux façons sont possibles, soit un câblage fixe par straps dans les perçages du circuit prévus à cet effet, soit le montage d'un double inverseur raccordé à ces mêmes points du circuit. En pratique, on utilise une cellule de chaque passe-bande bas-médium et haut-médium pour réaliser un passe-bande médium à large bande : utilisation du passe-haut bas-médium et du passe-bas haut-médium (cf. fig. 11).

On conserve de cette façon toutes les caractéristiques de chaque cellule de filtrage ainsi que le réglage de sortie par atténuateur.

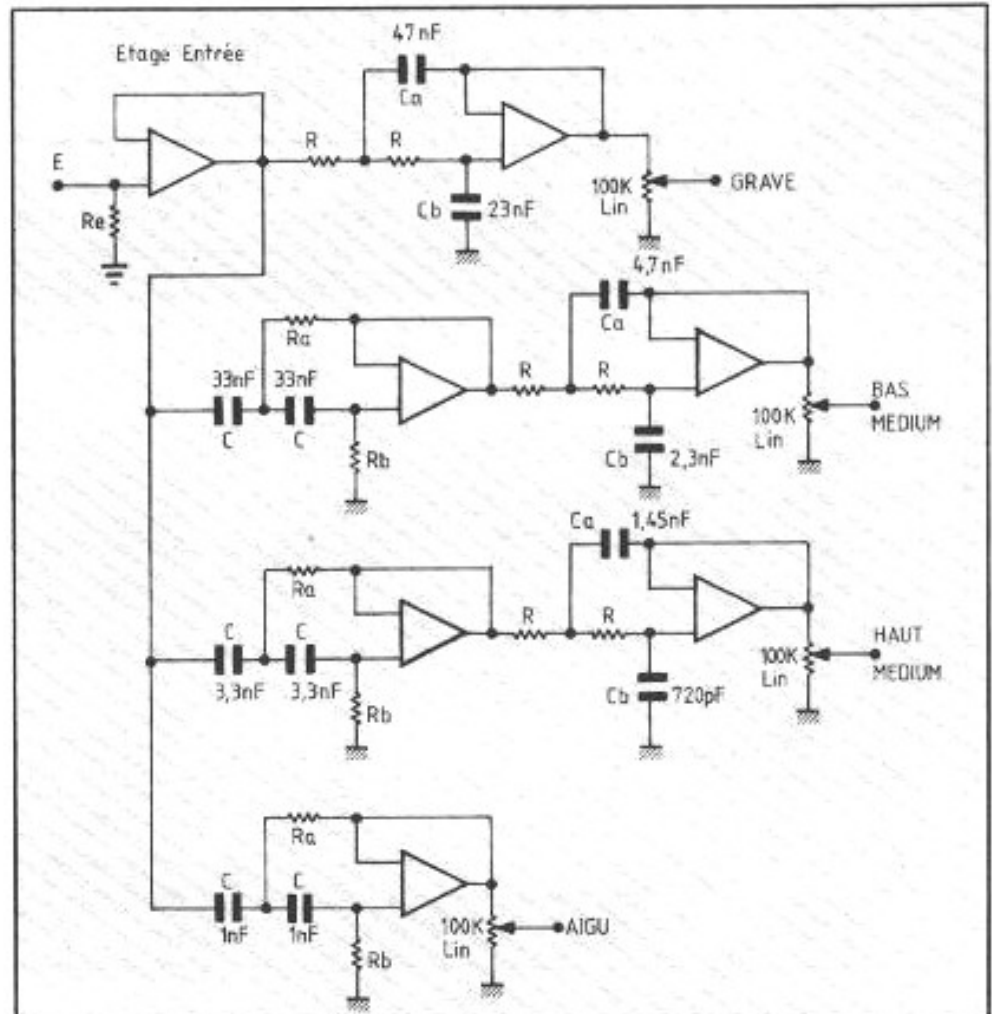


Fig. 12 : Schéma global du filtre 4 voies. Un seul canal est représenté.

Réalisation

Le schéma global du filtre en 4 voies est donné en fig. 12. Sa réalisation ne pose pas de problèmes particuliers. En fig. 13, le circuit imprimé double face est représenté à l'échelle 1/2. L'implantation, vue de dessus, est indiquée en fig. 14.

Dans un esprit de simplification, le choix s'est orienté vers un ampli opérationnel pour réaliser l'étage actif. Le « 5332 » (version double du « 5534 »), remplit ce rôle. Circuit intégré spécialisé audio, ce petit classe A se révèle très bon à l'écoute et beaucoup plus adapté que les amplis d'instrumentation type OP227 ou TL72. Ses principales caractéristiques sont rappelées en fig. 15.

Pour l'alimentation (+) et (-)18 V, le choix s'est porté vers un bloc-alimentation intégré pour des raisons de simplicité. De nombreuses possibilités sont envisageables : d'un schéma à base de régulateurs intégrés genre LM 317 et LM 337 jusqu'à des circuits rapides de type audiophile, comme il en a été

publiés à de nombreuses reprises dans ces colonnes.

Utilisation du filtre

Lors de la mise en service du filtre, le tableau indique les combinaisons de résistances en fonction de la F_c choisie. Il suffit donc de manœuvrer les interrupteurs sur chaque élément du filtre pour fixer les fréquences en service.

Une atténuation en sortie de chaque bande filtrée permet l'égalisation de chaque voie avant amplification, et cet atténuateur règle le niveau relatif de chaque voie amplifiée. Ne pas se

<p>Actifs : CI 5532 (Texas Instruments) - 7 circuits</p> <p>Passifs : R₁ - 3,9 kΩ (12) R₂ - 6,8 kΩ (12) R₃ - 8,2 kΩ (12) R₄ - 10 kΩ (12) R₅ - 5,6 kΩ (6) R₆ - 9,53 kΩ (6) R₇ - 11,5 kΩ (6) R₈ - 14 kΩ (6) R₉ - 2,74 kΩ (6) R₁₀ - 2,74 kΩ (6) R₁₁ - 4,87 kΩ (6) R₁₂ - 7,5 kΩ (6) R₁₃ - 15 kΩ (12) R₁₄ - 10,5 kΩ (6) R₁₅ - 21 kΩ (6)</p>	<p>Capacités : Voir schéma. A choisir suivant F_c (24 pièces)</p> <p>Potentiomètres : Type P 11 (normal ou audio) Sfernice (6 pièces)</p> <p>Interrupteurs : Type Mini-Dip. Boîtier 16 pattes Dual-in-Line pour 8 interrupteurs (12 pièces)</p> <p>Fiches entrée/sorties : en Din 5 broches sur circuit ou par (CINCH, LEMO, XLR) sur boîtier</p> <p>Circuit imprimé : Epoxy (FR4) 2 faces - 100 x 300 mm</p> <p>Alimentation : Extérieure (+) et (-)18 volts. 0,2 ampère mini. Régulée</p>
---	--

Tableau 4 : Liste des composants pour l'exemple donné. Le nombre de résistances nécessaires est indiqué entre parenthèses après chaque valeur.

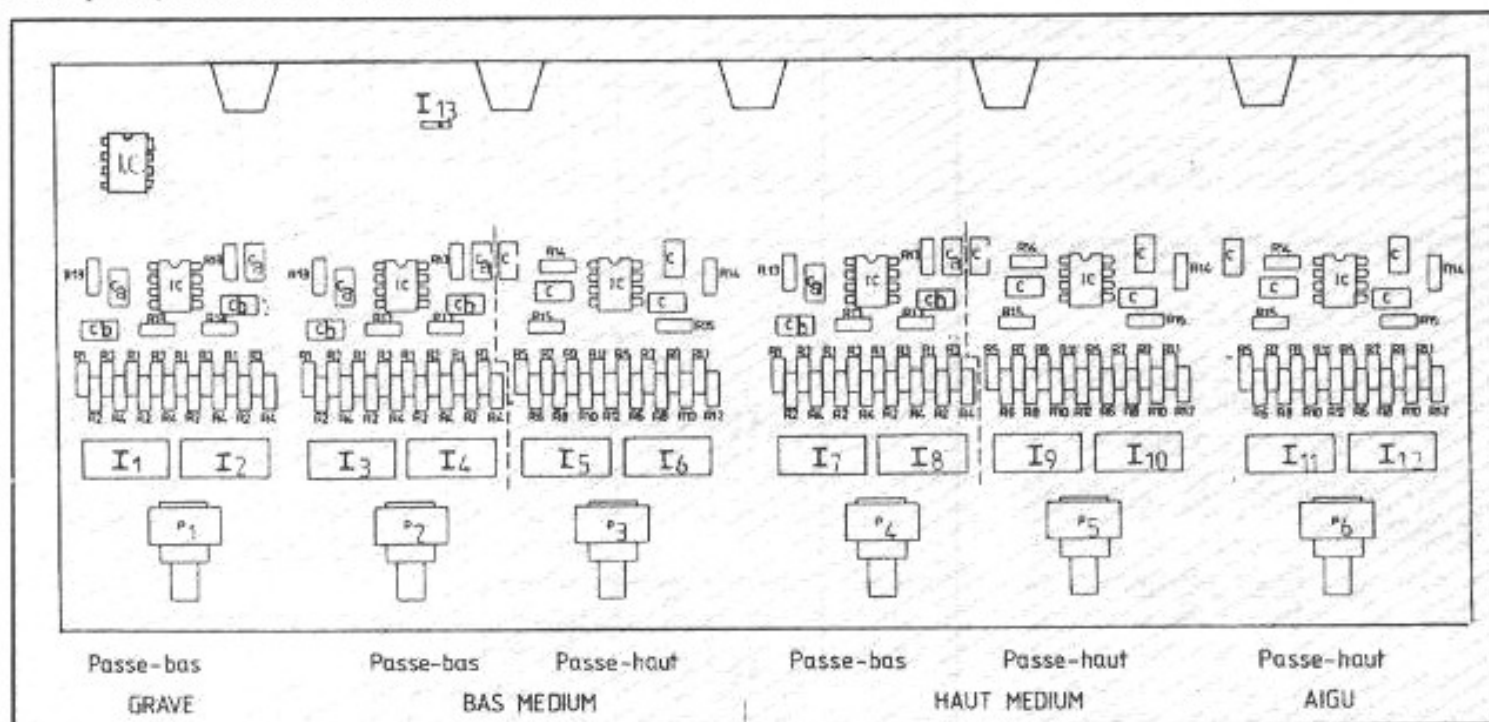


Fig. 14 : Implantation des divers composants. On notera sur la photo de détail page suivante les petits commutateurs à 8 positions autorisant les réglages. Tous les circuits intégrés IC sont de référence NE 5532.

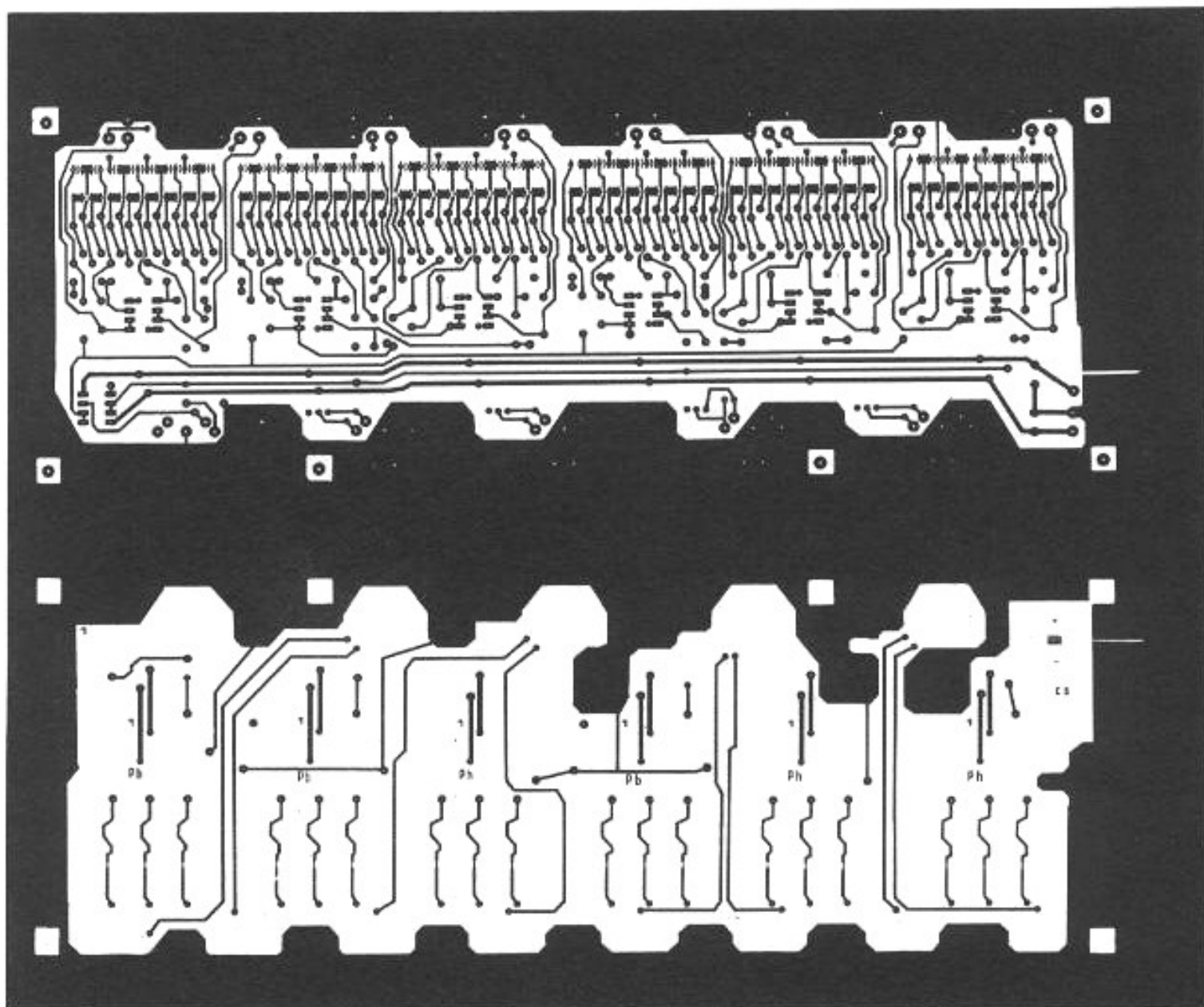
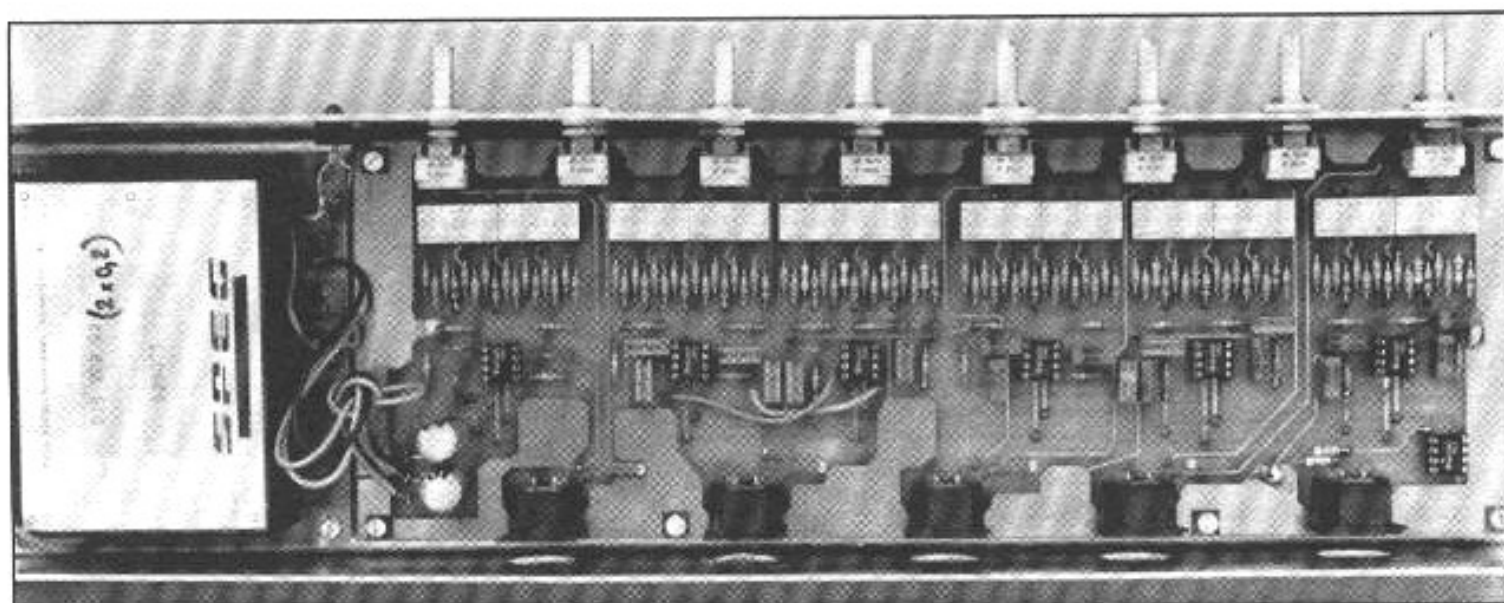


Fig. 13 : Le circuit imprimé double face à l'échelle 1/2. En haut, le circuit face dessous (côté soudure) ; en bas, face dessus (côté composants).



Exemple de réalisation du filtre 4 voies. Alimentation par bloc régulé ± 15 V.

servir du réglage de gain sur les amplis, il est en effet préférable de régler tous les niveaux à partir du filtre, plutôt que de façon individuelle sur chaque ampli.

Une mise en monophonie peut être utilisée sur chaque voie. En pratique, l'usage est restreint à la voie grave centrale dans certains systèmes. La somme électrique des signaux se fera après les atténuateurs et le signal sera disponible sur les deux sorties graves.

Méthode de réglage

Avant la mise sous tension, on détermine des pré-réglages de bandes de fréquences et de niveau en fonction des caractéristiques indiquées pour les HP. En réalité, ces caractéristiques peuvent fortement diverger suivant la charge acoustique liée à chaque HP, mais aussi du fait que les courbes amplitude-fréquences des HP sont généralement tracées à faible puissance et ne reflètent pas vraiment une utilisation réelle.

Le premier réglage se fera sur un programme simple, mais contenant le maximum de bande de fréquence (petit orchestre, par ex.), sur une voie à la fois.

En mettant à zéro le niveau du grave et de l'aigu, on cherche les limites mini et maxi à partir desquelles le HP médium ne rayonne plus d'énergie (on a beau étaler les fréquences de coupure, le son ne se modifie pas).

Sans dérégler le médium, on fait partir le HP d'aigu de la même fréquence en augmentant son niveau jusqu'à un équilibre avec le médium. Si le niveau du HP d'aigu est insuffisant, il faudra baisser le médium jusqu'à l'équilibre.

On procède de la même façon pour régler le HP de grave. Si nécessaire, on égalise les trois niveaux, de façon à obtenir une écoute équilibrée.

Remarque : Ce premier réglage se fera à un niveau pro-

• Equivalent Input Noise Voltage	5 nV/√Hz Typ at 1 kHz
• Unity-Gain Bandwidth	10 MHz Typ
• Common-Mode Rejection Ratio	100 dB Typ
• High DC Voltage Gain	100 V/mV Typ
• Peak-to-Peak Output Voltage Swing	32 V Typ with VCC ± = ± 18 V and RL = 600 Ω
• High Slew Rate	9 V/μs Typ
• Wide Supply Voltage Range	± 3 V to ± 22 V
• Designed to be interchangeable with Signetics NE5532 and NE5532A	

NE5532, NE5532A ... JG OR P
DUAL-IN-LINE PACKAGE
(TOP VIEW)

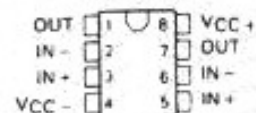


Fig. 15 : Rappel des principales caractéristiques de l'amplificateur opérationnel NE 5532.

STANDARD SERIES OF VALUES IN A DECADE for resistances and capacitances															
according to IEC publication 63															
E192	E96	E48	E192	E96	E48	E192	E96	E48	E192	E96	E48	E192	E96	E48	
100	100	100	169	169	169	287	287	287	487	487	487	825	825	825	
101			172			291			493			835			
102	102		174	174		294	294		499	499		845	845		
104			176			298			505			856			
105	105	105	178	178	178	301	301	301	511	511	511	866	866	866	
106			180			305			517			876			
107	107		182	182		309	309		523	523		887	887		
109			184			312			530			898			
110	110	110	187	187	187	316	316	316	536	536	536	909	909	909	
111			189			320			542			920			
113	113		191	191		324	324		549	549		931	931		
114			193			328			556			942			
115	115	115	196	196	196	332	332	332	562	562	562	953	953	953	
117			198			336			569			965			
118	118		200	200		340	340		576	576		976	976		
120			203			344			583			988			
121	121	121	205	205	205	348	348	348	590	590	590				
123			208			352			597						
124	124		210	210		357	357		604	604		E24	E12	E6	E3
126			213			361			612			10	10	10	10
127	127	127	215	215	215	365	365	365	619	619	619	11			
129			216			370			626			12	12		
130	130		221	221		374	374		634	634		13			
132			223			379			642			15	15	15	
133	133	133	226	226	226	383	383	383	649	649	649	16			
135			229			388			657			18	18		
137	137		232	232		392	392		665	665		20			
138			234			397			673			22	22	22	22
140	140	140	237	237	237	402	402	402	681	681	681	24			
142			240			407			690			27	27		
143	143		243	243		412	412		698	698		30			
145			246			417			706			33	33	33	
147	147	147	249	249	249	422	422	422	715	715	715	36			
149			252			427			723			39	39		
150	150		255	255		432	432		732	732		43			
152			258			437			741			47	47	47	47
154	154	154	261	261	261	442	442	442	750	750	750	51			
156			264			448			759			56	56		
158	158		267	267		453	453		768	768		62			
160			271			459			777			68	68	68	
162	162	162	274	274	274	464	464	464	787	787	787	75			
164			277			470			796			82	82		
165	165		280	280		475	475		806	806		91			
167			284			481			816						

Tableau 5 : Gamme des valeurs normalisées. Les choix se porteront sur les séries E24, E48 ou E96.

che de celui de l'écoute habituelle afin de se prémunir des compensations physiologiques.

Les réglages obtenus sur la voie A seront reportés sur la voie B. Le centrage de l'image stéréo pourra justifier quelques réglages de niveaux.

Ce réglage est le premier à faire. A partir de là, un affinement des fréquences de recouvrement des HP et des rendements est nécessaire, ne serait-ce qu'en raison de l'effet de masque sur le haut-médium/aigu provoqué par la mise en service du HP grave.

On pourra profiter alors de la souplesse du filtre actif pour éliminer certaines toniques au recouvrement de deux bandes, superposer légèrement l'aigu avec le haut-médium pour tonifier une réponse descendante d'un HP médium au-delà de 5 kHz (même s'il est donné pour 10 kHz, mais à 1 watt).

Toute la procédure de réglage fin se fera sur les voix, l'orchestre

symphonique, un quatuor à cordes comme une écoute classique pour choisir une bonne enceinte. Et pour ne pas trop présumer de ses capacités, l'écoute régulière de musique « vivante » est toujours le repère idéal. Bien entendu, des amis à l'oreille « sûre », mais aussi objectifs, seront une aide non négligeable.

Le filtre actif à l'usage

Notre façon d'écouter se modifie et nos capacités d'écoute également, par le fait de l'éducation de l'oreille.

Un système actif réglable permet d'affiner les premiers réglages, d'ajuster des niveaux, de corriger les fréquences de coupure, d'écarter ou de rapprocher les coupures en fonction des réponses des HP et du local. Il ne faut pas oublier que nous jugeons en définitive le comportement en puissance rayonnée

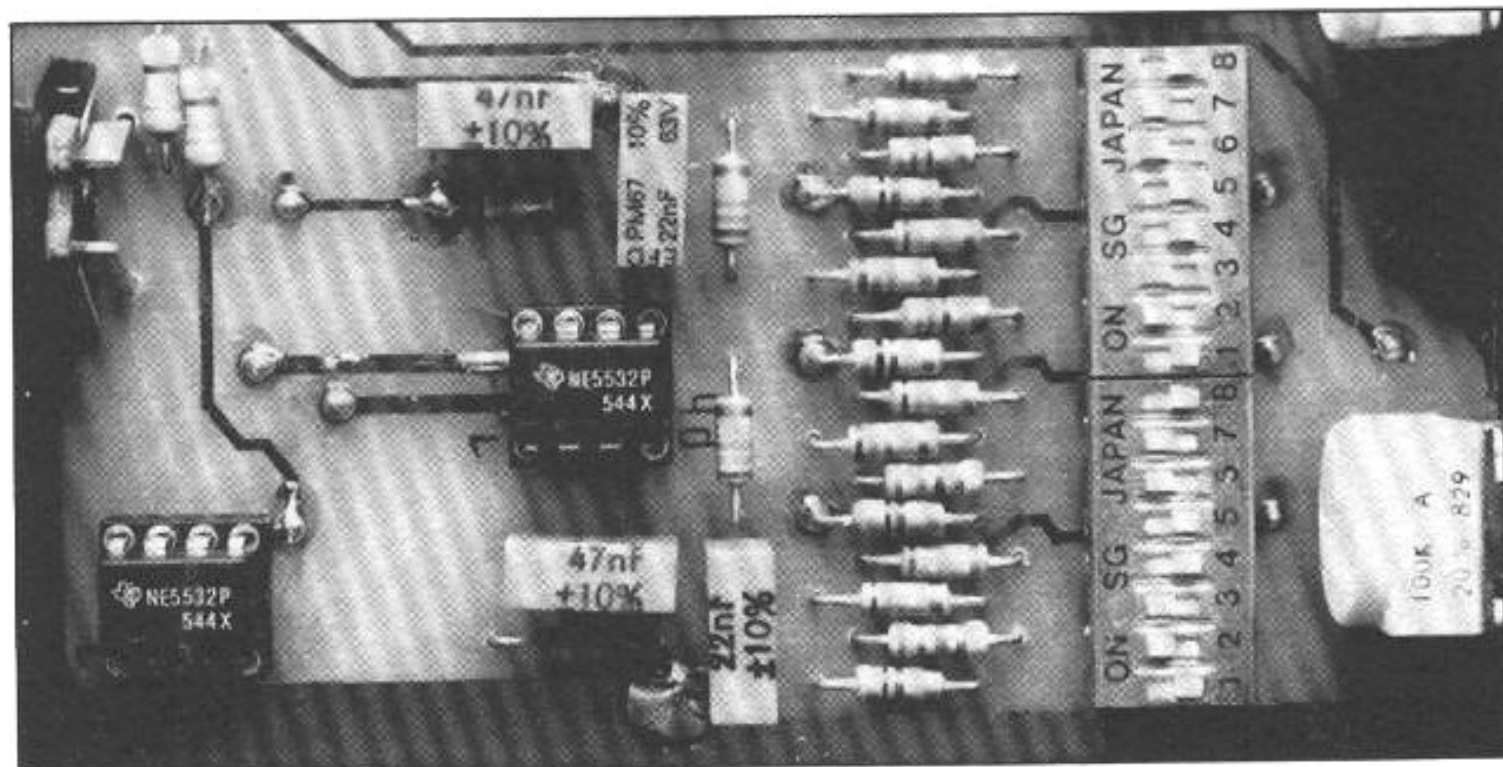
des systèmes et non l'addition des courbes de réponses (à bas niveau) des HP.

Autre avantage du filtre actif : changer un HP sur une voie, pour le comparer à son homologue de l'autre voie. Le réglage d'équilibre du nouveau HP se fera aisément et la comparaison droite-gauche donne une idée de la validité de l'essai.

Essayez donc de le faire en passif !

Au montage

Aucun réglage n'est nécessaire. Les résistances sont dans la série 5 % (voire 2 %) ; en réalité, elles sont précises à 2 % environ. Aucun besoin de les mesurer. Si possible, mesurer les condensateurs. Ils sont donnés à 10 %, et le sont souvent. Un tri assez serré permet de trouver les valeurs prédéterminées et de retrouver à la mesure du filtre les valeurs calculées.



Vue de détail d'une section passe-bas (grave), voies droite et gauche, et de l'étage d'entrée. Les commutateurs sont en position « on » sur R_2 et R_3 , les résistances en série sont R_1 , R_1 et R_4 , ce qui donne dans le tableau 3 une F_c de 167 Hz (1001).

**Page non
disponible**

Musique et Architecture - 2

Maisons de la Culture et des Arts, Palais des Congrès, Centres Omnisports, autant de lieux « polyvalents ». Le coût élevé des spectacles, la rentabilité programmée des manifestations culturelles ont amené les gestionnaires à la conception et l'exploitation de grandes salles « à tout faire ». Matches, films, colloques, concerts, bals, banquets et même réunions politiques se succèdent en un seul lieu. Cubage variable, dispositions scéniques réglables, modification des places assises. L'équipement, la climatisation, l'acoustique doivent se plier aux exigences successives des différents spectacles. La musique, si fortement liée à l'espace qui la contient, doit-elle renoncer à l'architecture qui la magnifie ?

Polyvalence

Si l'architecture s'allie à la musique, si la sonorité des lieux s'adapte au style d'un morceau, la salle de concert est déjà polyvalente. La diversité des œuvres, l'étendue du répertoire sollicitent une souplesse acoustique faite de subtilités, de difficultés résolues. Une bonne **visibilité**, une **audibilité** optimale, une **climatisation** efficace et discrète, un **accueil** confortable ne peuvent coexister sans un ensemble d'astuces et de règles interdépendantes. Pourtant, cela existe et se construit, si l'on veut y mettre le prix. Les impératifs des musiciens et ceux du public se concilient alors au profit de la musique. La « démocratisation » du concert ne saurait valablement s'appuyer sur une dégradation des conditions acoustiques !

En premier lieu, les instrumentistes doivent s'entendre mutuellement, coordonner leur jeu et l'on dispose à cet effet des réflecteurs de scène, posés sur le plancher comme des décors conventionnels ou des diffuseurs orientables, placés en hauteur, qui servent aussi à renforcer l'écoute en salle. Un « salon de musique » est de la sorte constitué, adapté aux effectifs, pour entourer les musiciens. Le dispositif scénique, l'arrangement des pupitres propose ainsi un mixage acoustique favorable aux instrumentistes, et agréable au public (cf. Théâtre des Champs-Élysées).

En second lieu, les auditeurs doivent bénéficier d'une bonne intelligibilité, d'un temps de réverbération optimal, conforme au style de musique programmée.

La musique doit sonner avec clarté, mais sans sécheresse ; avec lisibilité, mais enrobée d'un certain flou, convenablement dosé. Ainsi, le baroque s'accommode bien d'une réverbération de 1,4 à 1,8 seconde ; la symphonie classique : 1,8 à 2,1 s ; la musique romantique : 2,1 à 2,4 s ; la musique moderne : 1,5 seconde (1).

La décroissance du son au millionième de sa valeur (-60 dB) mesure le temps de réverbération théorique, T_R . Pourtant, cette durée n'est véritablement perçue qu'après les *tutti* orchestraux. Le plus souvent, les sons moins intenses ne donnent à entendre qu'une partie de la réverbération, l'autre se perdant dans le bruit de fond de la salle. Ceci explique sans doute l'importance de la pente initiale de la courbe d'extinction, dans les 20 ou 30

		V (m ³)	Places	Tr	Date
Leipzig	Altes Gewandhaus	2 130	400	1,3	1781
Vienne	Grosser Musikverein	14 600	1 680	2,2	1870
Amsterdam	Concertgebouw	18 700	2 206	2,2	1887
Boston	Symphony Hall	18 740	2 631	1,8	1900
Bruxelles	Palais des Beaux Arts	12 500	2 150	1,42	1929
Göteborg	Konserthüs	11 900	1 371	1,7	1935
London	Royal Festival Hall	22 000	3 000	1,5	1951
Berlin	Philharmonie	24 500	2 218	1,95	1963
Milano	Theatro alla Scala	11 250	2 289	1,2	1778
Paris	Opéra Garnier	9 960	2 131	1,1	1875
Bayreuth	Festspielhaus	10 300	1 800	1,5	1876
Cologne	Cathédrale	230 000	—	13*	gothique
Hambourg	Eglise St Michel	32 000	—	6,3**	baroque

* vide, Tr à 100 Hz - ** vide, Tr à 500 Hz.

Fig. 1 : Le temps de réverbération spécifique le genre de musique pouvant être joué dans l'édifice. (D'après Meyer).

premiers décibels de la décroissance (2).

La musique doit sonner aussi au bon niveau : trop forte, elle assomme les auditeurs de décibels fatiguants ; trop faible, elle se noie sans ampleur dans un paysage trop vaste. Le volume de la salle devrait toujours être approprié aux effectifs instrumentaux (...).

De la même façon, le traitement des parois (absorbants ou diffuseurs) devrait varier pour s'adapter au répertoire qui les atteint. Une acoustique fixe oriente *de facto* une salle de concert vers un certain genre de musique (fig. 1). Panneaux pivotants ou coulissants, trappes ouvrantes, rideaux amovibles... permettent une certaine modulation du temps de réverbération, et au-delà, une programmation diversifiée.

En troisième lieu, la salle de concert, par sa géométrie, doit fournir l'emplissement et la clarté qui caractérisent les salles de volume raisonnable (*Altes Gewandhaus*). Les premières réflexions du champ diffus, peu distantes de l'onde directe, participent en effet au premier front d'onde, qu'elles contribuent à enrichir. Latérales, elles semblent en outre « entourer » l'auditeur. Les surfaces vertica-

les réfléchissantes, placées de côté, à faible distance des fauteuils, « étirent » les sources frontales en rubans horizontaux *ressentis* comme enveloppants. Mystère du sensitif, magie de l'impressif. La fusion de ces sources-images avec les sources vraies ou la prédominance du visuel sur l'auditif — *quant à la localisation* — redressent sans doute cette sensation primaire, bonne à entendre, mais vouée à l'inconscient du sentir. Il n'empêche. Le plaisir auditif, ainsi embué d'une vapeur trans-sensible, nous ramène à l'enfant intérieur, aux perceptions originaires, délocalisées, entourantes. L'oreille baigne à nouveau dans un océan primitif, enveloppant. La musique, mi-aérienne, mi-liquide, réveille nos premiers bonheurs auditifs, à la saveur changeante de ses timbres, invisiblement caressants (3).

Les premières réflexions, facilement obtenues dans les théâtres à l'italienne, ou dans les salles de concert type « boîtes à chaussures », aux parois latérales rapprochées, sont-elles impossibles dans les grandes salles d'aujourd'hui ? L'agrandissement des surfaces d'accueil, l'élargissement de l'auditoire sont-ils compatibles avec la

pleine sonorité enveloppante si plaisamment complice de la féerie musicale ?

Au XIX^e siècle, le romantisme donnait déjà dans le gigantisme et le monumental. L'effectif énorme de la huitième Symphonie de Mahler pouvait sans doute emplir les grandes salles de 3 000 places, au début du XX^e siècle. Mais qu'advenait-il de la réverbération, des premières réflexions, du brassage des sons ? Le retour à une acoustique claire, favorable à l'écoute du rythme et de la dissonance, ne pouvait s'accomplir sans le secours de la science acoustique, désormais appelée à vaincre son empirisme. Michael Forsyth, dans un ouvrage de référence, raconte cette aventure.

Sabine et l'acoustique scientifique

En 1895, la grande salle de conférences du Fogg Art Museum souffre d'une acoustique désastreuse. Jeune professeur au département de physique de Harvard, Wallace Clement Sabine est sollicité (fig. 2). A



Fig. 2 : Wallace Clement Sabine (1868-1919) (W.C. Sabine, Collected Papers on Acoustics, Harvard University Press, 1924/R 1964, Dover).

28 ans, Sabine entreprend toute une série d'expériences sur l'absorption des sons, dans le but de remédier à une réverbération excessive et de découvrir l'expression mathématique du phénomène. Comment prédire le temps de réverbération d'une salle, à partir de son volume et de l'absorption phonique des matériaux qui la tapissent ? Il commence par lire la documentation sur le sujet. Elle est plutôt mince : l'ouvrage de Lachez (« L'acoustique et l'optique des salles », 1848), critique la mauvaise acoustique du Parlement ; Lord Rayleigh (1842-1919) consacre 1 000 pages à l'étude du son (« The Theory of Sound », 1878) et c'est là la première étude approfondie des connaissances acoustiques. Les travaux de Helmholtz semblent méconnus du physicien américain. Il constate alors que le Sanders Theater, très semblable à l'auditorium du Fogg Art convient bien au discours, parce qu'il est rempli de sièges absorbants. Il y transporte donc les coussins des sièges du Sanders Theater, ce qui lui permet de mesurer que le temps de réverbération est fonction de la surface des coussins introduits. Les expériences se déroulent nuit après nuit, dans un silence relatif. Il utilise l'émission d'un tuyau d'orgue (une brève bouffée d'air à 512 Hz) pour enregistrer le temps que met le son résiduel à s'éteindre. Les résultats sont clairs : le T_R varie de 5,6 secondes (salle vide) à 2,2 secondes (93 m² de coussins) et le graphique du T_R en fonction de l'absorption montre une pente douce. Il multiplie ses expériences dans d'autres salles, de toutes dimensions, recueille de nombreux graphiques sur la décroissance réverbérée, jusqu'au jour où il comprend qu'il a affaire à une hyperbole (fig. 3). L'absorption d'une pièce multipliée par le temps de réverbération est un nombre constant. Dès lors, il peut don-

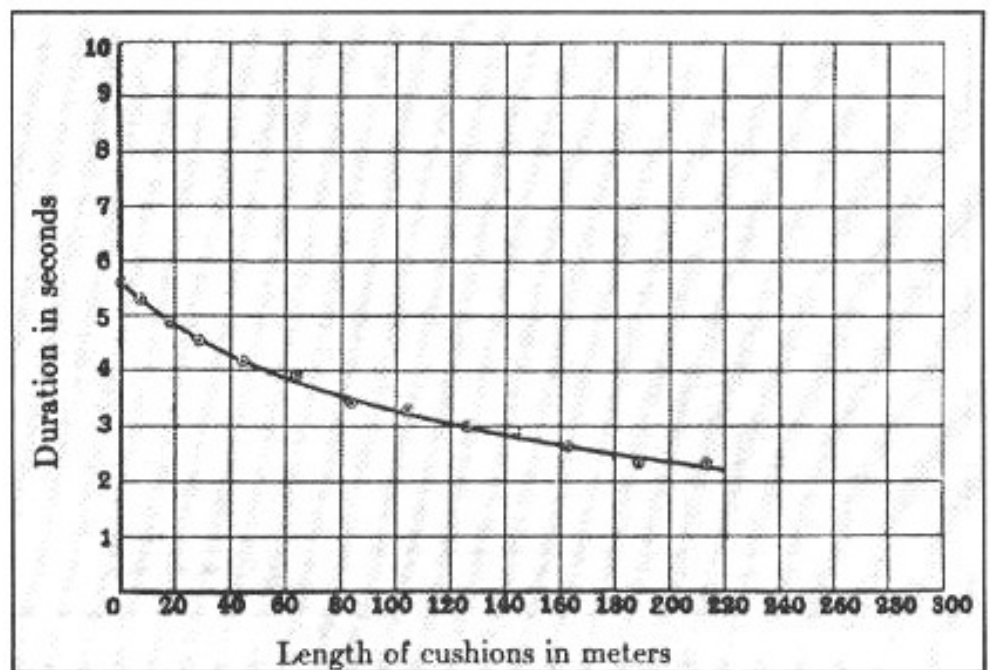


Fig. 3 : Graphique des temps de réverbération tracé par Sabine en fonction du nombre de coussins dans la salle de conférence du Fogg Art Museum (W.C. Sabine, Collected Papers on Acoustics, Harvard University Press, 1924/R 1964, Dover, cité par Forsyth).

ner un **coefficient d'absorption** à tout matériau de construction, en le comparant à celui du plein air (la fameuse « fenêtre ouverte »). La formule du temps de réverbération est toute simple :

$$T_R = \frac{0,049 V}{S \times a} \quad (4)$$

C'est muni de cette équation qu'il s'attaque à la construction

du nouveau Boston Symphony Hall, première salle de concert conçue scientifiquement quant à son acoustique. Tout en s'inspirant de la Gewandhaus, il calcule un temps de réverbération optimal de 1,8 s (salle pleine) pour une capacité de 2 600 sièges. En conférant à la salle de Boston un volume différent, il respecte les proportions de celles de Leipzig et spécifie prudemment les

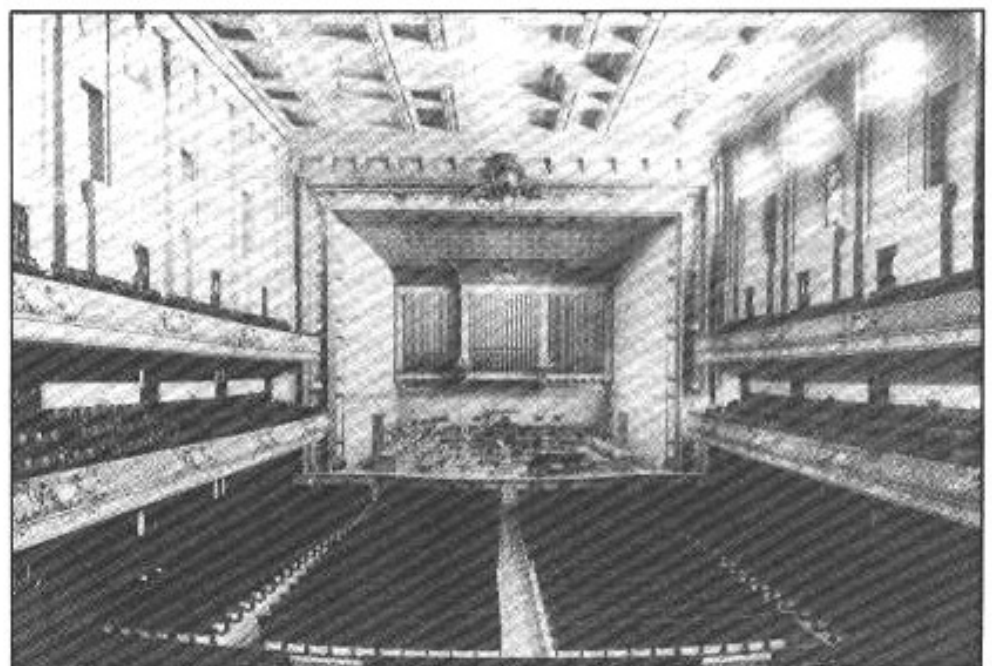


Fig. 4 : Vue intérieure du Symphony Hall de Boston. Boston Symphony hall (La Recherche, juin 89).

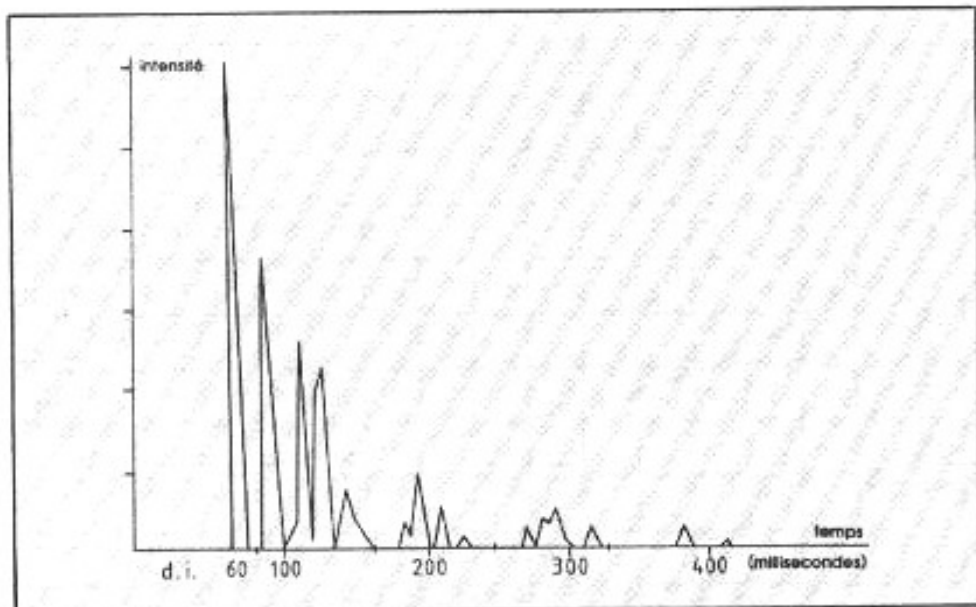


Fig. 5 : Un moyen d'analyser finement l'acoustique d'une salle consiste à en dresser l'échogramme qui donne les intensités du son direct ainsi que les différents sons réfléchis en fonction du temps. (La Recherche, juin 89).

absorbants nécessaires. Balcons, plafond à caissons profonds, niches murales, statues, galeries latérales dispersent le champ diffus en une belle sonorité enveloppante et emplissante. La salle, ouverte le 15 octobre 1900, ne connaît que des éloges (fig. 4).

Depuis, l'acoustique architecturale s'est développée comme discipline scientifique et l'on a pu définir les propriétés des bonnes salles, et trouver les moyens de les obtenir, quand d'autres impératifs (polyvalence, décoration visuelle, en contradiction avec les finalités mêmes du lieu, coût financier) ne venaient les abolir.

Léo Beranek a répertorié dix-huit critères subjectifs qualifiant les bonnes salles de musique (5). Carl Coen reprend et explique les plus importants d'entre eux, dans son traité de stéréophonie (6). Nous sommes ici aux frontières du sentir et du percevoir, et sans les appareils de mesure scientifiques, les effets « psychoacoustiques » n'auraient jamais pu être corrélés à leurs causes physiques.

1) Le volume apparent : l'impression d'espace dépend, pour une bonne part, de l'écart

initial entre l'onde directe et les premières réflexions. Celles-ci arrivent avec un léger retard (délai initial, *di*), tandis que les suivantes arrivent en paquets de plus en plus serrés, avec une cadence de répétition qui ne dépend que des dimensions de la salle.

Si le *di* est assez bref (0 à 50 millisecondes), l'énergie du son direct paraît renforcée, pour la raison que les premières réflexions « fusionnent » avec l'onde primaire (effet Haas). De 0 à 10 ms, la première réflexion augmente la bruitance de l'onde directe (+ 3 dB). De 10 à 50 ms, l'impression de volume augmente au détriment de la bruitance. Au-delà de 50 ms, les ondes sont perçues séparées, avec leur énergie nominale respective (écho franc) (fig. 5).

Le rapport entre énergie perçue (par fusionnement) et énergie directe de la source intéresse aussi bien les musiciens (réflecteurs de scène) que les preneurs de son (force du champ direct).

Un délai initial de 20 ms favorise au mieux l'impression de **présence** des sons directs (7).

2) Le relief spatial : il dépend du temps de réverbération aux fréquences médianes. Ici se dose le

rapport noyau/halo ou champ direct/champ diffus. Une salle réverbérante paraît vivante, généreuse.

3) La clarté ou transparence : la densité d'énergie primaire (à l'intérieur des 50 premières millisecondes) augmente la clarté des attaques, la transparence des sons. Comme la force des sons directs décroît avec la distance, les meilleures salles ont une profondeur limitée. A 20 mètres du chef d'orchestre, la clarté y est encore excellente. Les derniers rangs doivent bénéficier de réflexions latérales étudiées. La netteté du son suppose en effet un pourcentage suffisant d'énergie primaire, sans laquelle les contours s'amollissent. Les photographes diraient qu'une image est claire si le « flare » ne l'efface pas trop.

4) L'amortissement : la pente de décroissance doit être anti-exponentielle pendant les 160 premières millisecondes (ou les 15 premiers décibels).

5) La texture : la cadence de succession des réflexions diffuses caractérise la texture. L'oreille associe fortement l'espace et la texture, dans les dix premiers décibels de l'amortissement. (La densité des réflexions augmente avec le carré du temps écoulé.)

6) La diffusité : la réverbération est meilleure lorsque le champ diffus provient de toutes les directions sans en privilégier aucune. L'ambiance « baigne » l'auditeur, sans focalisation ni échos localisés.

7) La couleur sonore : elle suit les raies ultimes du spectre d'extinction. Les formants les plus soutenus s'éteignent en dernier. Un grave prolongé donne une impression de *chaleur*. Une réverbération accentuée dans l'octave 125/250 Hz compense en effet la perte de sensibilité de l'oreille dans les basses (courbe isosonique de Fletcher). Un

grave allongé d'un facteur 1,2 est très plaisant. Un aigu prolongé donne une impression de *brillance*. Mais généralement absorbé par la distance et les matériaux poreux, l'aigu ne supporte, par rapport aux fréquences médiales, qu'un temps de réverbération raccourci d'un facteur 0,6 (0,7 donne déjà une forte impression de brillance). Un rapport équilibré entre rondeur et brillance fait le charme des bonnes salles.

Les 18 critères subjectifs de Beranek incluent aussi l'absence de certains défauts gênants tels que colorations, résonances, sons dédoublés, focalisation, ombres acoustiques, etc. En sorte que la diffusion ou l'absorption des murs doit être soigneusement dosée, tandis que la géométrie doit être parfaitement étudiée pour une bonne écoute à chaque siège.

Calculer et prévoir

« Une forme heureuse est une nécessité de premier ordre... Certains sont persuadés qu'il est toujours possible de pallier aux défauts de configuration d'une salle en recouvrant les surfaces incriminées de matériaux hautement absorbants et en corrigeant le temps de réverbération... Une forme inadéquate est une plaie qui ne se referme jamais. » (8).

L'hémicycle est une forme bien tentante car elle permet d'accueillir un maximum d'auditeurs, au plus près de la scène : la part de son direct n'en est que plus élevée. On lui préfère souvent l'éventail, qui s'adapte mieux à la vision frontale de l'orchestre, dispositif par ailleurs semi-directionnel.

Cependant, les spectateurs atténuent le son direct en incidence rasante, quand le plancher de la salle est plat. A moins de surélever l'orchestre, comme au Concertgebouw d'Amsterdam, on adopte un éventail en pente douce, quoique progressivement

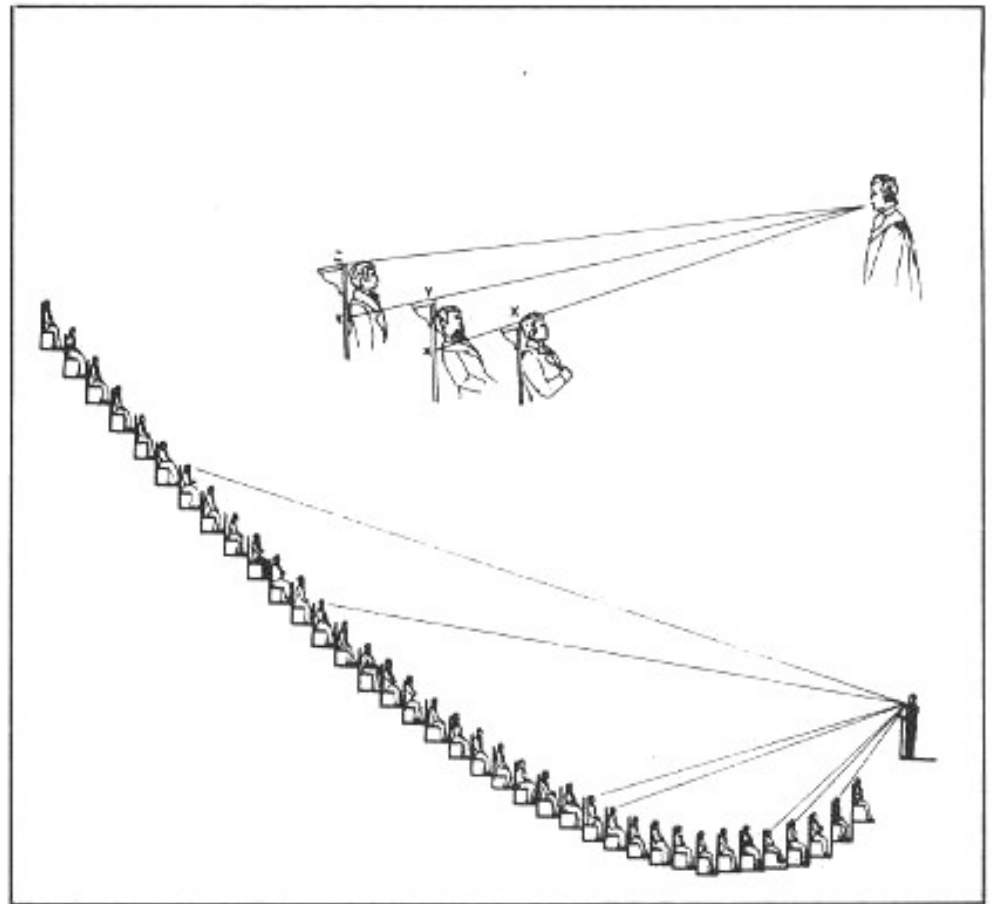


Fig. 6 : La « courbe isoacoustique » de John Scott Russell donnant à chaque auditeur une « vue » acoustique de l'orateur.

croissante, qui évite cette absorption rampante. Dès 1838, l'ingénieur Scott Russell avait, du reste, étudié la disposition optimale des sièges assurant à la fois une bonne vue et une bonne écoute. Ce fut la fameuse courbe « isoacoustique » dégageant les épaules de chaque spectateur (cf. fig. 6).

L'**acoustique géométrique** vient au secours de l'architecte pour le calcul de la forme (volume total enfermé), le dessin de la scène et des dessus de scène, comme pour le calcul du temps de réverbération.

L'acoustique géométrique est fondée sur un principe simple : les ondes sonores sont réfléchies sur une surface comme les boules sur le bord d'un billard. On évite alors les surfaces courbes et lisses qui créent des sources-fantômes ou des concentrations intenses d'énergie réfléchi. On chasse les ombres acoustiques, trop pauvres en son direct. On surveille les échos francs ramenés par le

fond de la salle jusqu'aux musiciens (une simple cabine de projection peut y suffire !).

Mais tout cela reste approximatif ! Des phénomènes comme les résonances d'une pièce, la réverbération des graves, la diffraction, relèvent d'une **acoustique ondulatoire**.

Les ondes stationnaires qui s'établissent en champ clos produisent des pics de résonance et d'anti-résonance qui changent d'emplacement selon la fréquence. Dans un petit local, on entend les toniques graves se détacher et colorer les sons. Aux fréquences plus élevées, les modes résonants se rapprochent et se multiplient jusqu'à atteindre une densité spectrale homogène et continue, en laquelle toute coloration disparaît. Autrement dit, *les petits locaux ont une fréquence de transition* (250 Hz...) pour laquelle le champ diffus devient « neutre ».

A l'inverse, dans les grandes salles de concert, les premières

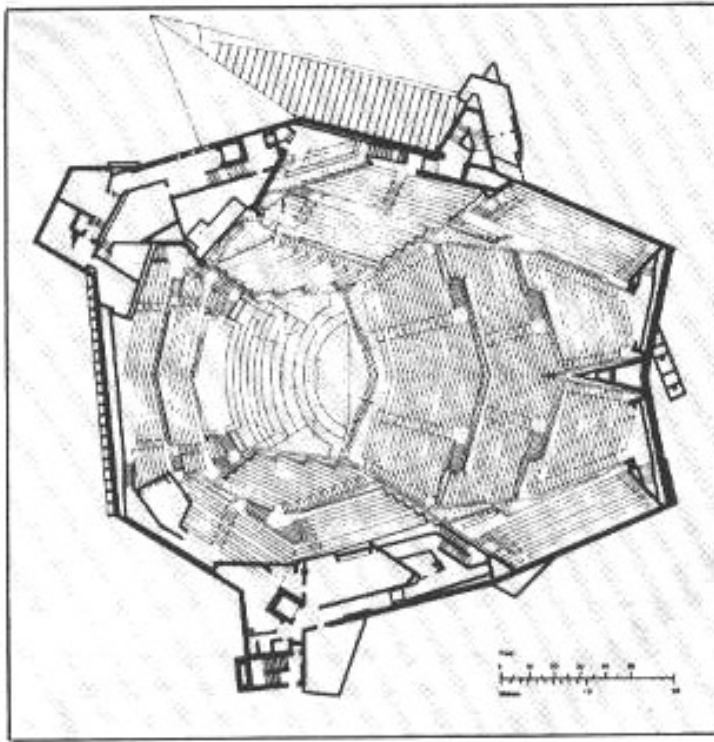


Fig. 7 : Plan de la salle de concert de la Philharmonie de Berlin. Hans Scharoun.

résonances sont infra-sonores, mais leurs harmoniques sont audibles. On s'arrange en sorte que leur densité soit déjà assez élevée pour que n'émerge aucune tonique repérable. Le risque est plutôt de voir apparaître des échos, lorsque les dimensions de la salle excèdent 17 mètres. L'architecte doit proscrire toute surface lisse et de grande taille et, aussi bien éviter les parois parallèles. Autrement dit, *les grands locaux ont des dimensions de transition*, pour lesquelles le champ diffus dédouble le champ direct.

Les salles anciennes, avec leurs colonnades, pilastres, niches, statues, fenêtres, balcons, cassent les échos. « On cherche ainsi à atteindre un haut degré de diffusion du son réfléchi, de sorte qu'en tout point de la pièce, une multitude d'ondes sonores, issues de toutes les directions, se rencontrent avec des phases diverses. » (8)

Les salles modernes, aux murs dépouillés, brassent peu les sons. Seuls les diffuseurs de Schroëder — saillies rectangulaires de longueur variables — permettraient d'y obtenir une bonne diffusion sur une large bande de fréquences. Le retour aux volumes irréguliers paraît bien souhaitable :

les ondes diffractées, qui s'infléchissent et contournent les obstacles, s'unissent en de nombreuses combinaisons de phase. L'impression d'ambiance, de diffusité, n'en seraient que meilleures.

Et le vignoble vint

Dans les grandes salles rectangulaires, la visibilité est parfois médiocre, l'orientation des siè-

ges peut laisser à désirer et, si le son est riche en réflexions latérales précoces, c'est que les fauteuils, resserrés dans une faible largeur, sont souvent inconfortables. Le plancher plat y désavantage le son direct, car au-delà d'un certain nombre de rangées, celui-ci a tendance à être absorbé par les effets de l'incidence rasante (9).

C'est ainsi que l'on a construit depuis une trentaine d'années des salles en éventail, en pente douce, qui donnent vue sur l'orchestre. En contre-partie, les réflexions latérales ont disparu, ne subsistent que les réflexions plafonnantes. Le relief spatial est amoindri et bien souvent l'orchestre paraît lointain.

Comment, dès lors, concilier *visibilité, nombre de fauteuils et réflexions latérales enveloppantes* ? La **Philharmonie de Berlin** y parvient (1963) dans une audacieuse solution : l'orchestre se trouve au fond d'une vallée, comme entouré d'un **vignoble** grimpant en terrasses sur les collines avoisinantes (fig. 7). Des « enclos » d'une centaine de places sont disposés, séparés par des murets à dénivellations multiples. En favorisant les réflexions



Fig. 8 : Auditorium Apollon de l'Acropolis de Nice : 2 500 places (serv. photo Ville de Nice).

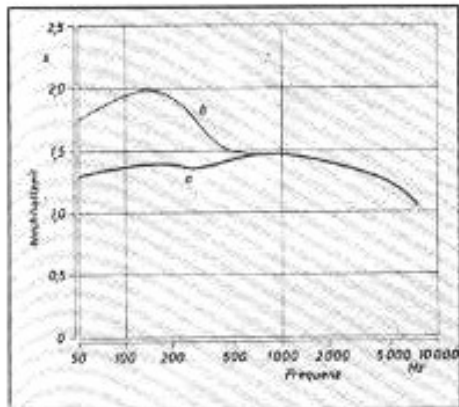


Fig. 9 : Courbe du Royal Festival Hall en présence de l'auditoire : a) sans correction ; b) avec accentuation des graves (critère chaleur) (d'après Meyer).

latérales proches, ces murets accentuent l'impression d'intimité de la musique jouée, tout en isolant le public en petites assemblées. La grande salle de l'Acropolis de Nice, inaugurée en 1985, reprend la « disposition en vignoble » et résoud elle aussi ce qui paraissait impossible (fig. 8). « La salle en terrasses donne à chacun, au milieu d'un gradin de sièges, une *place* identifiable, sans que celle-ci ne soit socialement classée, comme c'est le cas dans le théâtre baroque. Cette disposition crée pour ainsi dire l'*individu dans la démocratie...* » (10).

En considérant la salle comme un générateur de réflexions, l'acousticien a pu calculer la force du son initial, le retard des ondes latérales, et même la décroissance du champ diffus.

La présence d'un public à nombre variable, d'une musique à réverbération toujours calibrée, d'un couplage scène/salle différent selon la force et le nombre des instruments, tout cela pose cependant la question d'une acoustique modulable, capable d'embellir au mieux la musique.

Vers une acoustique sur mesure

Pendant longtemps, on a eu recours à des maquettes pour tester aussi bien la forme d'une salle que les effets des parois. Il

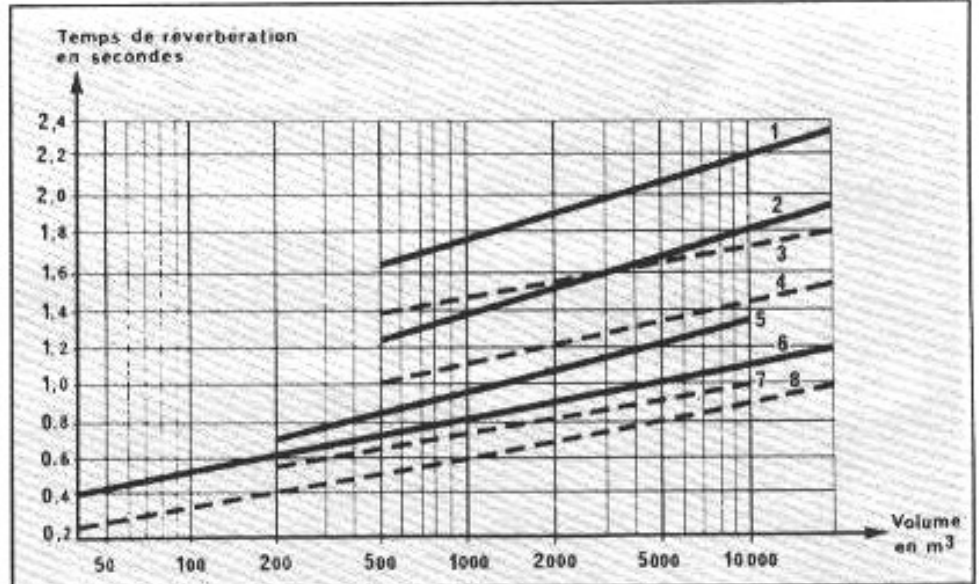


Fig. 10 : Temps de réverbération optimal à 1 000 Hz : 1. orgue, audition directe ; 2. musique symphonique, audition directe ; 3. orgue, enregistrement ; 4. opéra, audition directe ; 5. jazz et chambre, direct ; 6. parole, direct ; 7. parole, enregistrement ; 8. variétés, enregistrement. Lamoral : « Acoustique architecturale », Masson.

est désormais possible de dégrossir un projet sur maquette informatique. La plupart des modèles numériques s'en tiennent aux hypothèses de l'acoustique géométrique. La méthode des rayons, comme celle des sources-images sont des approches intéressantes (11). L'hypothèse de la réflexion spéculaire (l'angle de réflexion égale l'angle d'incidence) est toutefois pénalisante : la paroi pratique est aussi diffusante/absorbante. Exactement comme les panneaux et les angles sont diffractants. Les modèles numériques appréhendent bien les réflexions précoces, leur direction, leur intensité, mais ignorent en grande partie le champ diffus. Le logiciel Epidaur, créé en 1983 par la CSTB à Grenoble, a été utilisé dans les études de l'Opéra Bastille. Une dizaine de simulations ont été conduites avant que la maquette ne soit réalisée au 1/20^e.

Perfectionné constamment, ce logiciel permet d'écouter à l'avance, depuis un point quelconque de la salle ainsi modélisée, l'acoustique qu'elle propose. L'écoute se fait au casque et laisse ainsi le spécialiste évaluer qualitativement l'effet de salle. La synthèse artificielle de

l'acoustique (utilisée aussi pour l'Auditorium du Grand Louvre) n'exclut donc pas la vérification sur maquette, mais il est probable que son évolution rendra sans doute un jour cette vérification inutile.

En attendant, l'acoustique modulable a fait son apparition. Ouvert en 1978, l'IRCAM dispose d'un espace de projection à volume et absorption variables (25 × 27 × 14 m). Le plafond mobile comporte trois éléments de 14 × 18 mètres, pouvant s'abaisser sur une distance de 10 mètres. Les cinq parois sont recouvertes d'éléments pivotants (périactes) en forme de prisme, inclus trois par trois dans un châssis de 2,30 m de côté. Le prisme élémentaire comporte une surface plane « miroitante », une surface dièdre concave « diffusante/réfléchissante », une surface « absorbante » (graves et aiguës). Les 172 périactes sont commandés par ordinateur. La réverbération va de 1 à 4 secondes. Dans un tel espace, la musique (multidirectionnelle) modifie la relation statique (traditionnelle) entre assistance et exécutants. La sonorité s'adapte de tous côtés.

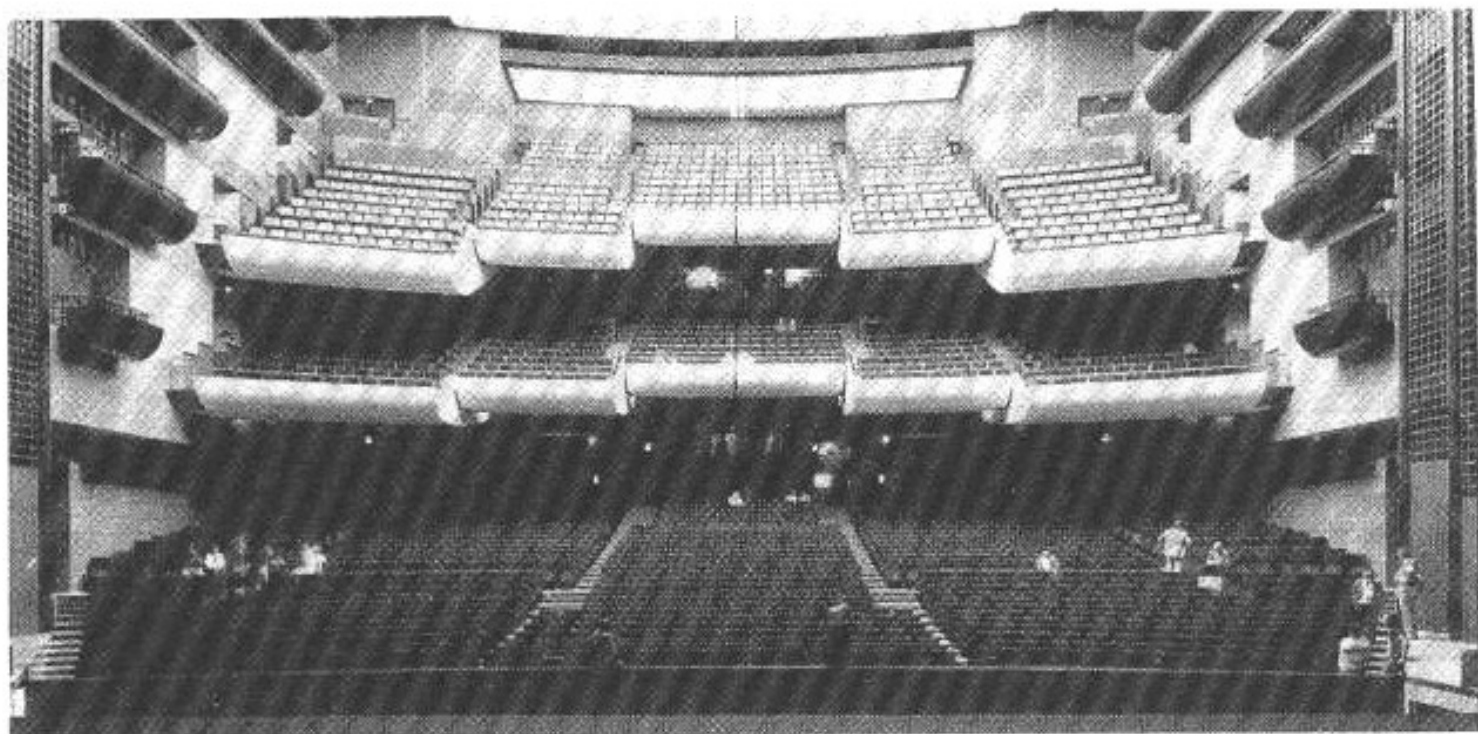


Fig. 11 : l'Opéra Bastille, la grande salle.

Une autre acoustique modulable est apparue récemment avec la réverbération artificielle. Le *Royal Festival Hall* de Londres a reçu un complément de réverbération dans les graves, la salle manquant d'assises dans le bas du spectre (cf. fig. 9).

De nombreuses salles à réverbération artificielle voient le jour (Cannes et sa salle festive). Le champ diffus, convenablement et diversement retardé, est envoyé à une ceinture de haut-parleurs judicieusement dissimulés sur le pourtour de la salle. Tout grésillement est exclu ! Fondamentalement mate ($T_R = 1$ s), la salle est prête à accueillir un conférencier, un film ou un festival de jazz ! Calibrant la réverbération — on peut même la colorer — l'acoustique variable accueille aussi bien Vivaldi, Schumann ou Mahler, Varèse que Ligeti. Musique de chambre, groupes folkloriques, solistes, jazz band, orchestre symphonique, tout est possible ! Les puristes remarqueront néan-

moins que les nombreux délais numériques — aussi performants soient-ils — sont incapables de « rapprocher » les parois latérales. Et que si l'on veut ne pas se limiter au répertoire classique (un tantinet conservateur) que réclament les acoustiques figées, rien ne vaut une salle géométriquement bien conçue, à la réverbérance physiquement réglable (Opéra Bastille).

(1) On se reportera au premier volet de cet article, in *L'Audiophile* n° 10.

(2) Cette décroissance — exponentielle pour un microphone — appliquée au système auditif, paraît linéaire. Cf. F. Santon : « L'acoustique des salles de concert », in « *La Recherche* » juin 89.

(3) Le rapport science et art nous paraît plus que jamais intéressant. Les phénomènes périphériques de l'audition, les plus facilement explorés par les sciences, sont probablement ceux-là mêmes qui contribuent à la subjectivité du sentir, la plus inaccessible à la conscience formulante et contourante.

(4) V est le volume de la salle, s la

surface d'absorption, a le coefficient d'absorption. T_R mesure le temps que met le son pour décroître au millionième de sa valeur (-60 dB).

(5) In « *Music, acoustics and architecture* ». Ed. Wiley & Sons, New York, 1962.

(6) In « *La stéréophonie à la RTB* », Bureau de documentation des Services Techniques, Bruxelles, 1971, p. 121 et sq...

(7) Dans les théâtres antiques, la scène est peu profonde, ce qui favorise les réflexions précoces sur le grand fronton, réflexions qui se fondent à l'onde directe. 50 ms correspondent à un trajet sonore de 17 mètres environ. Ceci explique les 8,50 mètres, profondeur fréquente de la skéné (cf. « *Acoustique et Architecture* », par Vern Knudsen.

(8) Cf. Knudsen, in « *Sons et Musique* », recueil d'articles paru dans « *Pour la Science* ».

(9) Cf. Fr. Santon, op. cité.

(10) Michael Forsyth, in « *Architecture et musique* », p. 294, Pierre Mardaga, Bruxelles, 1985.

(11) Pour plus de détails, consulter l'article de Bruno Suner, « *Acoustique des salles de spectacle* », in *L'Actualité de la scénographie*, revue périodique.

**Page non
disponible**

**Page non
disponible**

**Page non
disponible**

**Page non
disponible**

**Page non
disponible**

CLASSIQUE

La
Création
musicale

LA RENOVATION DU GRAND ORGUE DE NOTRE-DAME DE PARIS

L

*e grand orgue de Notre-Dame était à bout de souffle...
Il s'est tu en avril 1990 en vue d'une importante restauration
qui nécessitera deux années de travaux.*

*A cette occasion, nous avons rencontré l'un de ses titulaires, Olivier Latry
— dont tous les enregistrements furent présentés dans nos colonnes —
qui nous a parlé avec passion de son instrument et de ses fonctions d'organiste
dans ce haut lieu de la vie musicale française.*

Notre-Dame a, de tout temps, possédé un orgue important. On se souvient que Léonin et Pérotin furent, à la fin du XII^e siècle, les premiers « organistes » de Notre-Dame et de son Ecole. Certes, la fonction d'organiste n'avait pas alors la même signification qu'aujourd'hui. Léonin et Pérotin étaient compositeur d'« organa », c'est-à-dire de pièces polyphoniques organisées autour d'un cantus firmus grégorien, joué en valeurs extrêmement longues, appelé voix organale. Sans doute, l'instrument le mieux adapté à l'exécution de cette voix singulière était-il le descendant direct de l'hydraule, venu d'Alexandrie... Il

s'identifia peu à peu à la forme musicale — l'organum — dont il était le meilleur interprète. Le clavier n'existait pas alors... On faisait parler les tuyaux en actionnant des leviers semblables à ceux des carillons. Nulle trace concrète, aujourd'hui, de ces instruments de l'Ecole de Notre-Dame.

Il faut attendre 1357 pour qu'un document atteste de l'existence d'un orgue à Notre-Dame. Il s'agit d'un instrument à un clavier, juché en nid d'hirondelle sous une fenêtre haute. Renaud de Reims en est le titulaire. Le premier que nous connaissions. Mais il déplore bien vite son mauvais état... On envisage alors la construc-

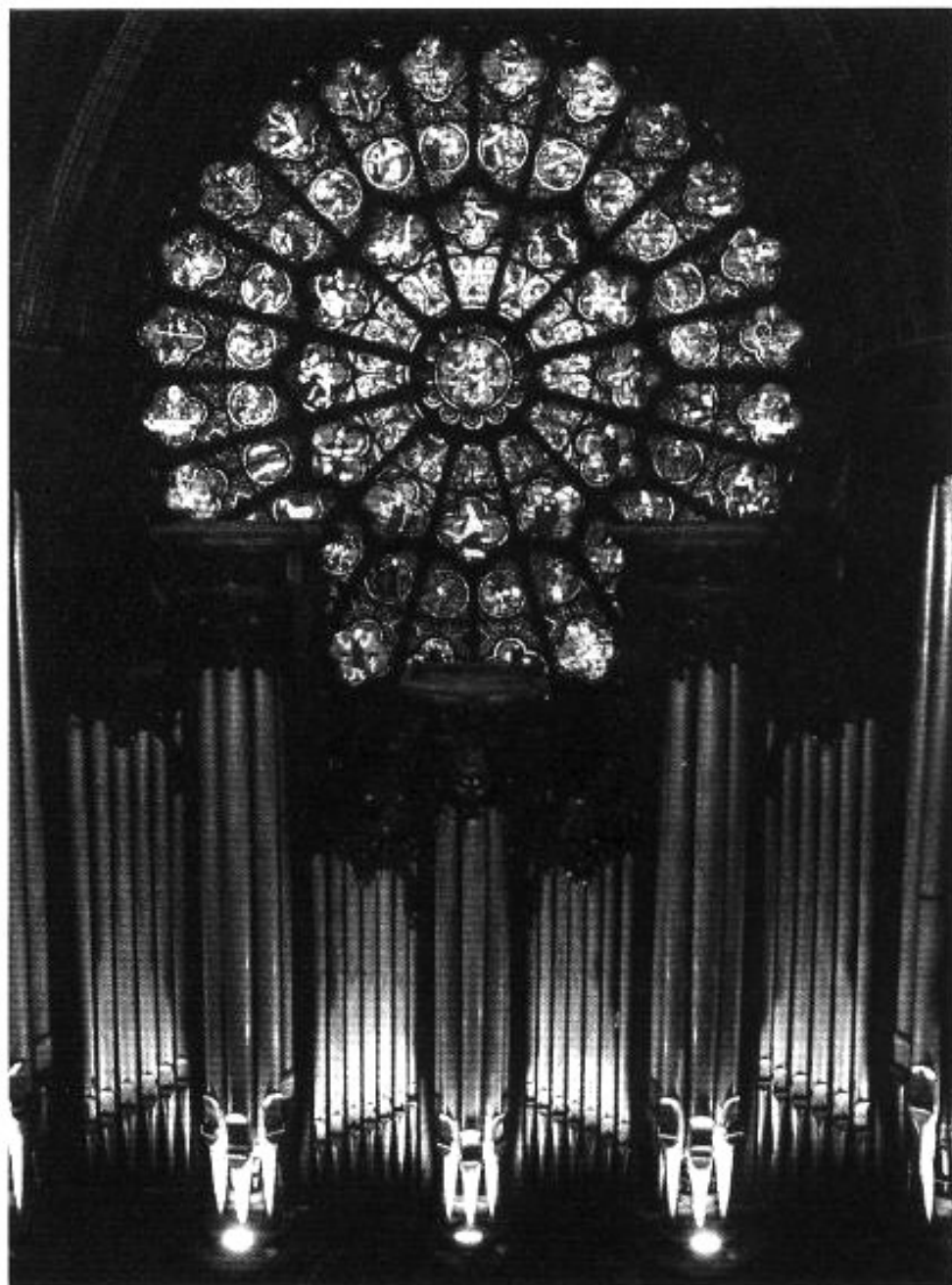
tion d'un orgue neuf... Le Duc de Berry offre son propre facteur, Frédéric Schambantz, et aussi son or !... On décide de le placer sur la haute tribune du portail ouest, au revers de la façade. Nous sommes en 1402. L'ancien orgue n'est pas démoli pour autant et les deux instruments sont utilisés conjointement jusqu'en 1425 où l'on décide de démonter l'ancien et de le vendre au poids du métal. Aucun document ne décrit avec précision ce nouvel orgue gothique dont il ne reste rien aujourd'hui. On sait pourtant qu'il se composait de deux jeux principaux de 16 et 18 pieds, ainsi que d'une impressionnante fourniture de

vingt rangs (600 tuyaux d'étain) dans les dessus. Un seul clavier de 46 notes, un pédalier de 23 notes en tirasses (sans jeux indépendants) permettaient de faire sonner ce représentant typique de la facture médiévale. Diverses modifications l'altèrent jusqu'au milieu du XVI^e siècle.

C'est à un ami de Tielouze que le Chapitre de Notre-Dame fit appel en 1609, pour agrandir l'orgue de tribune : Valéran de Héman édifia un positif d'une douzaine de jeux, séparé du grand buffet. En 1619, Charles Raquet, organiste de Louis XIII, demandait, en vue d'obtenir un meilleur équilibre, l'adjonction d'un troisième clavier. Cependant, l'esthétique de l'instrument demeurait bâtarde et bizarrement archaïque.

Au cours du XVII^e siècle, Pierre Thierry et Jacques Carouge relevèrent l'instrument en l'améliorant. Ce dernier dotait le pédalier de quatre jeux indépendants et ajoutait un quatrième clavier « d'écho ». Alexandre Thierry paracheva le travail. Mais ce fut au neveu, François Thierry, qu'incomba la refonte complète de l'orgue entre 1730 et 1733. (Les trois dernières années de François Couperin). Il s'agissait d'un instrument quasiment neuf. C'est là qu'est érigé le grand buffet actuel doté de quarante six jeux répartis sur cinq claviers. L'instrument est désormais l'un des plus beaux du Royaume. Du Mage, Calvière, Daquin, Clérambault le touchent lors de l'inauguration. Puis, un demi-siècle plus tard, François-Henri Clicquot reconstruit entièrement le positif, tuyauterie et menuiserie. Mais la Révolution gronde... Par chance, le chef-d'œuvre des Thierry est épargné ! Les années noires passent... Après un relevage en 1812, il est modifié en 1833 par Louis Paul Dallery. On ramène le nombre de claviers à quatre, mais leur étendue est portée à soixante notes. Insensiblement, l'esthétique change... L'orgue baroque, témoin de l'Ancien Régime est regardé avec suspicion, voire dédain. Et puis, la restauration de la cathédrale, au milieu du XIX^e siècle, entraîne une dégradation presque complète de l'instrument. Aristide Cavaillé-Coll sauvera au moins une vingtaine de jeux anciens.

Les grands travaux de reconstruction s'ébauchèrent en 1860. De 1863



L'orgue de Notre-Dame de Paris. Photo Gérard Boullay.

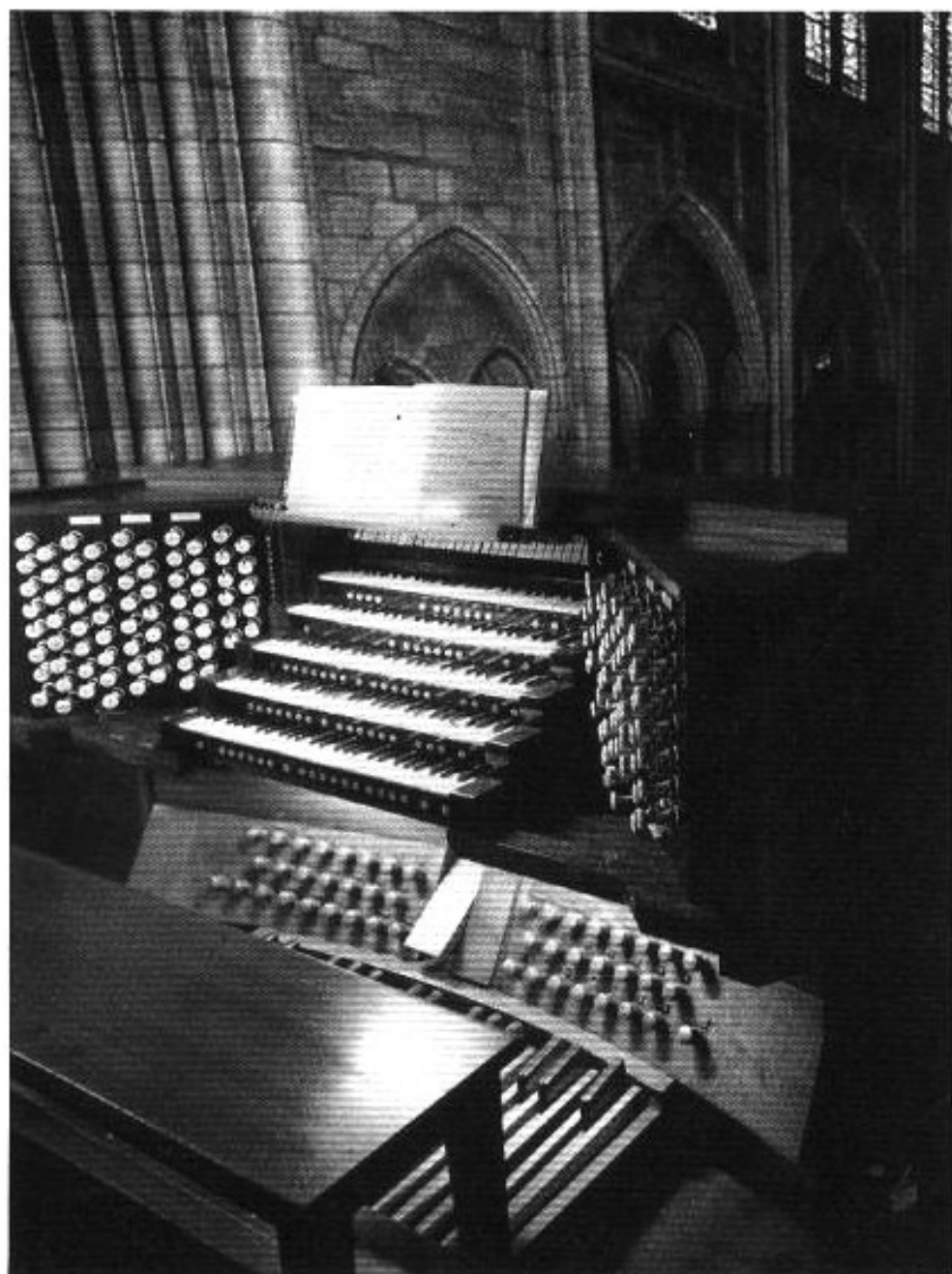
à 1868, obéissant aux contraintes de Viollet-le-Duc, Cavaillé-Coll édifiait l'imposant instrument symphonique de cinq claviers et pédale, totalisant 86 jeux. L'âme et la voix de l'orgue actuel... Saint-Saëns, Guilmant, Franck et Widor l'inaugurèrent en 1868. Une page d'histoire était tournée.

Par la suite, les travaux d'entretien incombèrent à Charles Mutin ainsi qu'à la manufacture Cavaillé-Coll qui effectua des aménagements mineurs en 1932. L'électrification de la console, déjà souhaitée par Vienne, titulaire de 1900 à 1937, fut réalisée en 1963 par Jean Hermann. Pierre Cochereau était alors titu-

laire. Robert et Jean-Loup Boisseau assurèrent la maintenance de l'instrument depuis les années soixante. Une vingtaine de jeux fut ajoutée, dont les fameuses anches en chamaudes (tuyaux postés horizontalement, vers la nef) et un plein jeu de 32 pieds. Soit un total de 110 jeux.

Cela dit, la beauté intrinsèque de l'instrument à tuyaux n'est nullement liée au nombre de ses jeux...

Depuis longtemps, l'orgue de Notre-Dame montrait des signes de fatigue, en dépit des derniers remaniements. Pierre Cochereau s'en plaignait. En fait, la dernière remise en état, faute de crédits suffisants, fut assez sommaire et illusoire.



Console de l'orgue de Notre-Dame de Paris. Photo Gérard Boullay.

Beaucoup de matériaux employés relevaient davantage du bricolage que d'une facture méthodique et rationnelle. La maison Boisseau n'était nullement responsable. De plus, depuis trente ans, la restauration des instruments historiques avait accompli de tels progrès — et dans le soin apporté dans la réalisation, et dans le respect de l'esthétique originale — que le grand Cavaillé-Coll de Notre-Dame apparaissait comme un instrument prolixe, mais d'une homogénéité discutable. Son immense prestige et le talent de son titulaire faisaient le reste...

Il était normal que son nouveau quatuor de titulaires contribuât, à la suite de Pierre Cochereau, à la déci-

sion d'une totale restauration. Plusieurs solutions se présentaient bien, qu'au fond, une seule fût raisonnable.

— Tout d'abord, restaurer le grand instrument de 32 pieds de Thierry dans l'esthétique du XVIII^e siècle... façon Poitiers ou Saint Maximin. Cela excluait tout le répertoire postérieur. Impossible !

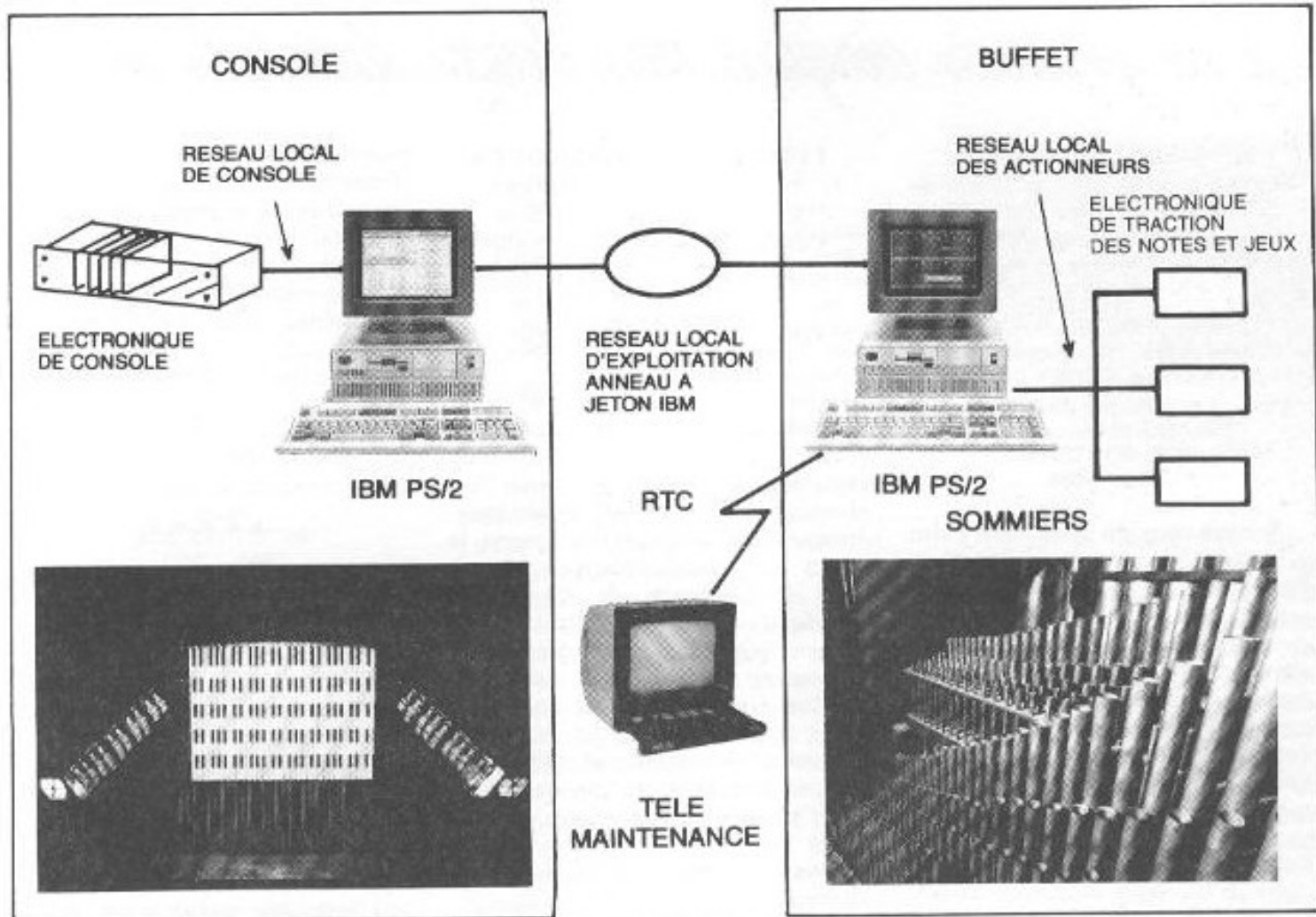
— Secondement, reconstruire le Cavaillé-Coll de 1868 dans sa vérité première. Mais que devenait le répertoire des XVII^e et XVIII^e !... Et Bach ?

— Enfin, moyennant de nombreux perfectionnements, parachever avec soin l'instrument de Boisseau, dont l'essentiel se fonde sur la structure de Cavaillé-Coll.

C'est cette dernière solution qui fut retenue. Peut-être ne comble-t-elle pas tous les puristes qui ne manqueront pas de faire observer qu'un « orgue à tout faire » n'est qu'un compromis et que la littérature d'orgue requiert une facture davantage spécifique. Certes !... Mais il convient toutefois d'observer que le nouvel orgue sera essentiellement symphonique, bien plus proche de l'idéal de Cavaillé-Coll que du néo-classicisme façon Gonzales de Reims ou Soissons. De plus, il est évident que dans ce haut lieu de la culture française, il s'avère impossible de soumettre l'orgue à une seule esthétique, excluant toutes les autres. On voit mal les œuvres de Bach et Buxtehude bannies de Notre-Dame ! Même si, à Saint-Séverin, à Saint-Germain-des-Près, elles sonnent avec une toute autre authenticité...

Depuis avril 1990, l'orgue est muet. Il chantera à nouveau en 1992. L'une des grandes nouveautés, à l'instar de celui de Saint-Eustache, sera son ordinateur qui permettra — entre autres — d'enregistrer toutes les interprétations et improvisations. Non pas sur un quelconque support périssable, mais de telle sorte que l'on puisse, à volonté, redire « sine varietur » les concerts ainsi mémorisés. L'orgue jouant seul, sans organiste ! On s'imagine sans peine l'intérêt de ce système informatique qui permettra de redire, à l'infini, les concerts des grands solistes français et étrangers. Imaginons que nous puissions ainsi entendre Vierne, Tournemire, Franck, Bach, improviser en direct grâce aux sortilèges de l'électronique ! Cela suppose la réalisation d'une console entièrement informatisée, du tirage des claviers aux tirages de jeux, des accouplements aux combinaisons ajustables. Synaptel et IBM se chargent de toute la partie électronique que les établissements Boisseau-Émeriau-Giroud intégreront à la partie instrumentale. Suspens sans doute, angoisse peut-être, en attendant le concert d'inauguration...

Olivier Latty, l'un des quatre titulaires de l'instrument avec Yves Duvernay, Philippe Lefebvre et Jean-Pierre Legay, nous a fait part, avec la plus grande cordialité, de ses sentiments concernant la restauration de son orgue au passé prestigieux (cf. la Rencontre dans ce n^o)...



Grâce à des capteurs spécifiques, l'informatique assure une interface fiable entre l'organiste et l'orgue. De même, l'informatique apporte des fonctions nouvelles aux organistes et, grâce au principe du réseau local, permet de s'affranchir des problèmes de câblage existant sur les orgues actuels. Le système est basé sur l'emploi de deux ordinateurs qui assurent les fonctions suivantes :

1. **La capture de note** : des capteurs à effet Hall situés dans la console signalent au système informatique quelle est la touche, la pédale ou la tirette de jeu en action. La technologie des capteurs retenue est par ailleurs insensible à la poussière.
2. **L'acquisition de données** : l'ensemble des informations en provenance de la console est traité en temps réel par les cartes d'acquisition de données et transmis au système informatique.
3. **La transmission** : les informations sont transmises par un réseau local d'exploitation, vers l'ordinateur de buffet.
4. **Le traitement informatique** : cet ordinateur gère l'information et la transmet par un second réseau local vers les cartes d'actionneurs.
5. **Actions** : les commandes arrivent aux cartes d'actionneurs qui contrôlent le déclenchement des soupapes des tuyaux.
6. **Mémorisation des réglages du jeu de l'orgue** : l'organiste peut mémoriser son réglage personnel des jeux de l'orgue sur un micro-ordinateur pour les

restituer avant de jouer et les visualiser sur écran quand il le désire.

7. **Télémaintenance** : on peut maintenir le système à distance grâce à une carte de communication.

La solution informatique :

Matériel :

- Un IBM PS/2 industriel (IBM 7561) gère le réseau local des actionneurs ; matériel choisi pour sa résistance aux vibrations et aux poussières.
- Un IBM PS/2 8580 (IBM 8580) acquiert et mémorise les données ; gère le réseau local d'exploitation.
- Un réseau local IBM à anneau à jeton, débit 16 mégabits/sec. remplace tous les câbles de traction électrique, sert à l'échange rapide d'informations.
- Des systèmes informatiques spécialement conçus par Synaptel :
 - système électronique de console (capteurs, combinateurs) ;
 - système électronique de buffet (actionneurs, soupapes, jeux) ;
 - une carte de communication Synmod (carte avec modem incorporé servant à la télémaintenance).

Logiciel :

- IBM OS/2 : système d'exploitation sur PS/2.
- Logiciels Synaptel écrits en langage C et en assembleur : gestion du système.

**Page non
disponible**

**Page non
disponible**

**Page non
disponible**

**Page non
disponible**

**Page non
disponible**

**Page non
disponible**

...LA RENCONTRE

avec l'un des quatre titulaires du Grand Orgue
de Notre-Dame de Paris, Olivier Latry

Francis Albou : Olivier Latry, merci d'avoir accepté, sans façons dirai-je, de consacrer un moment de vos rares loisirs aux lecteurs de L'Audiophile...

Parmi les différentes options possibles de restauration, celle qui fut retenue vous semble-t-elle la plus judicieuse ?

Olivier Latry : Il y a eu beaucoup de discussions et de polémiques à ce sujet... Et je crois bien qu'il y en aura encore. De l'orgue de Thierry, il ne reste pratiquement rien. Par contre, plusieurs jeux datent de la restauration de Clicquot. Beaucoup plus, d'ailleurs, que ne le prétend Cavaillé-Coll à l'occasion de la reconstruction de 1868... Cependant, l'essentiel de l'instrument est un Cavaillé-Coll et il apparaît évident que ce soit dans cette esthétique qu'il faille orienter les travaux. Refaire un orgue classique était impensable. Toutefois, il faut remarquer qu'une grande partie des améliorations effectuées à la demande de Pierre Cochereau sera conservée. Quelques jeux seront encore ajoutés et, bien sûr, il y aura l'informatisation de tout l'instrument.

F.A. : De combien de jeux disposerez-vous ?

O.L. : Entre 110 et 114 jeux, cinq claviers manuels et un pédalier. Ce sera le plus important instrument français...

F.A. : Pensez-vous que l'esthétique retenue — celle de Cavaillé-Coll — soit liée à la tradition musicale de Notre-Dame ? Autrement dit, existe-t-il, aux yeux du public français et étranger, un répertoire

spécifique à Notre-Dame ?...

O.L. : L'orgue de Notre-Dame a une réputation prestigieuse, bien au-delà de nos frontières. Il est certain que l'on songe avant tout à Franck, Vierne ou Messiaen... Ce qui n'exclut pas qu'on y puisse jouer des œuvres d'autres époques. Mais il est certain que le public de Notre-Dame affectionne tout particulièrement l'orgue romantique, celui de la seconde moitié du XIX^e siècle.

F.A. : Pensez-vous qu'il y ait un public différent en fonction des différentes esthétiques instrumentales, à Paris notamment ?

O.L. : C'est évident ! Il y a les passionnés d'orgue baroque et classique qui vont de préférence à Saint-Séverin, à Saint-Germain-des-Près, aux Blancs-Manteaux... Puis il y a ceux qui se ruent à Saint-Sulpice, à la Madeleine, à Notre-Dame...

F.A. : Cette « spécialisation » vous paraît-elle regrettable ?

O.L. : C'est comme ça ! Heureusement, certains mélomanes vont de l'un à l'autre... Mais c'est également à moi d'aller vers eux en jouant sur des orgues d'esthétiques très différentes... Ce qu'illustre mon dernier disque Bach enregistré à Saint-Martin de Colmar.

F.A. : Enregistrerez-vous, à Notre-Dame, un répertoire autre que ceux des XIX^e et XX^e siècles ? Je songe, bien sûr, à Bach, Grigny, Buxtehude ?...

O.L. : Ce n'est pas là que ces auteurs seront le mieux traités. Les possibilités de l'instrument permettront toutefois de les jouer, en concert principalement. Pour le disque,

c'est autre chose. Pourtant, je suis tenté d'enregistrer quelques pages de Bach dans la tradition symphonique du XIX^e siècle... en jouant délibérément la carte romantique avec des crescendos, des changements de clavier, des rubatos. Cela peut être intéressant, même si un tel enregistrement demeure anecdotique. Après tout, Cavaillé-Coll était persuadé qu'il avait recréé l'orgue de J.S. Bach !

F.A. : La restauration de l'orgue de Notre-Dame suppose d'énormes crédits... Déjà, Pierre Cochereau y faisait entreprendre de constants travaux. Cela se justifie-t-il, alors qu'en France de somptueux instruments des XVII^e et XVIII^e croupissent sous la poussière ? Je pense à ceux d'Hautvillers, de Damery, de Juvigny, aux deux splendides Cavaillé-Coll d'Épernay... pour ne citer que la Champagne que vous connaissez bien, puisque vous y demeurez, au beau milieu des vignes...

O.L. : Certainement !... Mais il faut savoir que l'orgue de Notre-Dame était dans un état épouvantable. On n'osait plus y faire venir d'artistes étrangers. Il était devenu la risée générale par son état pitoyable. Et puis, il faut tout de même préciser qu'il s'agit de l'orgue de la Nation, situé dans la première église de France. Un effort sérieux devait être accompli pour que l'orgue soit digne de la cathédrale de Paris. Son prestige rejaillira sur celui de la France...

Cela dit, il faut souhaiter une politique de grands travaux sur les orgues en péril. La France possède un patri-

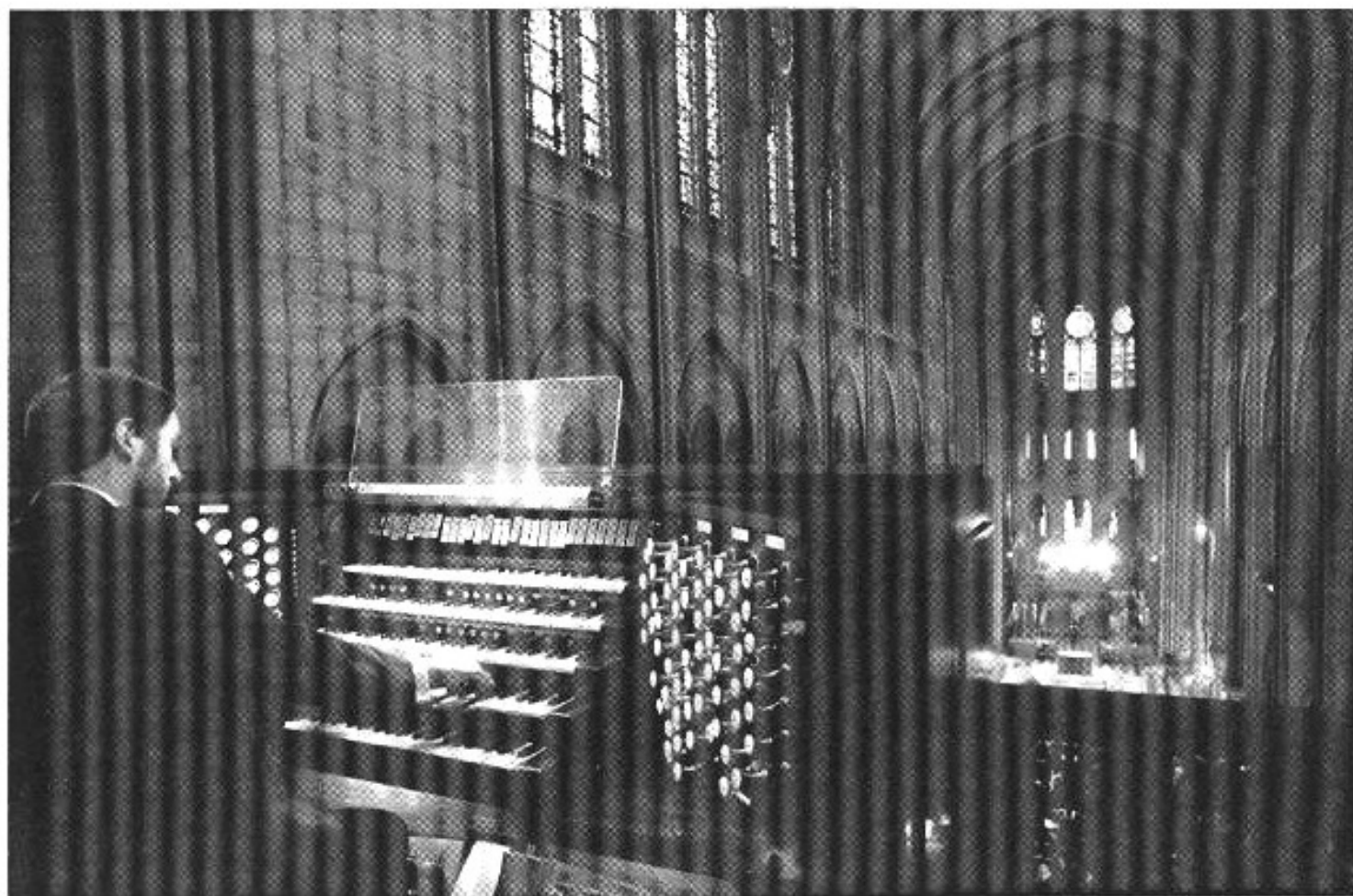


Photo J. Kobel.

moine organistique extrêmement important et de très haute qualité. Tout cela coûte excessivement cher. Les choses évoluent, heureusement ! Mais il faut du temps.

F.A. : *Parlons, si vous le voulez bien, de votre « métier ». Il y a actuellement, comme au XVII^e siècle, quatre titulaires à Notre-Dame. Comment s'organise votre charge ? Est-ce par quartier — c'est-à-dire tous les trois mois — comme à Versailles du temps des Lebègue, Thomelin, Nivers ?*

O.L. : Non. Nous devons assurer les offices quotidiens une semaine par mois. Ceux du week-end, bien sûr, mais également en semaine pendant les périodes de fêtes religieuses, ainsi qu'à l'occasion des cérémonies commandées par l'Etat. Le matin, à la messe capitulaire, le grand orgue ne joue pas, sauf exception. Par contre, le petit orgue est présent, ainsi qu'à tous les services de l'année, jour après jour...

F.A. : *Avez-vous souvent recours à l'improvisation durant les offices ?*

O.L. : Très fréquemment, en effet. Les interventions du grand orgue sont très précises, mais également très limitées dans le temps. Il

est impensable de ne pas s'arrêter au moment précis où le clergé le demande. On peut s'accorder quelques secondes tout au plus... Ce qui revient à dire que, durant l'office — Offertoire et Communion notamment — nous sommes contraints d'improviser. Cela est souvent passionnant. A la communion, la schola chante fréquemment un motet que nous devons introduire, ou conclure. Il est bien évident qu'il convient d'en respecter le style et l'atmosphère. S'il s'agit d'une page de Palestrina, l'improvisation pastichera la polyphonie de la Renaissance italienne... Même chose si l'on chante une œuvre de Mozart ou de Bruckner. De plus, l'organiste doit, par le jeu des modulations, relier les chants entre eux. On peut par exemple débiter une improvisation en ré mineur, tonalité du chant qui précède, puis l'orienter vers fa dièse majeur que l'on entendra dans le chœur suivant... C'est d'ailleurs l'un des aspects les plus stimulants de la fonction d'organiste à Notre-Dame. La création est omniprésente. Il n'y a guère qu'à la sortie des offices que l'on puisse exécuter de la musique écrite, le temps n'étant plus limité.

Mais cela n'est pas une règle. Certains de mes collègues improvisent tout au long de l'office...

F.A. : *Comment conciliez-vous votre art avec les exigences, voire les rigueurs, du clergé ? Est-il « contraint » de vous laisser jouer, ou bien vivez-vous en parfaite harmonie ? Si je me permets de risquer cette question, c'est qu'ailleurs les rapports sont parfois très tendus, pour ne pas dire plus...*

O.L. : Bien sûr, nous avons beaucoup de chance à Notre-Dame. Nous avons été jugés aptes, mes collègues et moi, à occuper ces fonctions. Nos compétences ont été reconnues, sur concours, par un jury très qualifié. Le clergé le sait. Il en tient compte et respecte notre travail. Jamais il ne se permet de porter un jugement sur le choix ou le style des pièces que nous interprétons. Jean-Pierre Leguay improvise dans un style très personnel. Personne ne s'aviserait de lui faire une remarque... Comme je l'ai dit tout à l'heure, il nous appartient de respecter le temps qui nous est accordé pour chacune de nos interventions. De plus, nous observons le cycle de l'année liturgique, en interprétant — ou en improvisant — des

pièces de circonstance. Cela dit, si nous avons été sélectionnés, le clergé également ! Ce n'est pas sans raison que l'on est prêtre à Notre-Dame... Beaucoup sont des hommes de culture, et notre estime est réciproque.

F.A. : Olivier Latry, vous avez vingt-huit ans. En quelques années vous êtes devenu l'une des figures de proue de l'orgue français. Vous devez maintenant gérer habilement votre immense talent. Comment concevez-vous votre carrière ? Envisagez-vous principalement le concert, ou l'enregistrement ?

O.L. (après une certaine hésitation) : Je crois, pour le moment, devoir me consacrer surtout au concert. C'est une expérience fondamentale. Le contact avec le public est essentiel. Il permet de faire mûrir des œuvres que l'on possède pourtant bien... L'enregistrement vient ensuite. A mon sens, je crois que l'on ne peut pas graver correctement une page qui n'a pas été confrontée au public. Certains de mes confrères enregistrent d'abord, puis jouent ensuite. Je préfère de beaucoup l'inverse.

F.A. : Y a-t-il des œuvres que vous aimeriez enregistrer ?

O.L. : Beaucoup ! La musique baroque française tout particulièrement. J'aime la jouer et crois avoir quelques idées précises pour la traduire correctement... Je songe à Couperin, Marchand, Grigny. Je souhaite également continuer mon cycle Bach qui ne sera pas une intégrale, du moins pour l'instant. D'ailleurs, il est des pages que je ne souhaite pas enregistrer maintenant, parce qu'il me faut encore les interroger. Je songe par exemple aux Chorals du Dogme de J.S. Bach... Le moment n'est pas venu... J'en dirais tout autant des Chorals de Franck que j'admire. Je les joue, mais ne souhaite pas les graver.

F.A. : Votre sagesse vous honore. Vous n'avez, à ce jour, raté aucun disque... Pouvez-vous préciser vos projets avec Bach ?

O.L. : Après le cycle de Noël et celui de la Passion, j'aimerais réaliser encore quelques disques sur un thème liturgique précis... La Résurrection ou la Pentecôte.

F.A. : Votre idée est d'autant plus séduisante qu'elle évite les programmes indigestes, où l'on doit subir d'un coup les quarante-cinq Chorals du Petit Livre d'Orgue ou les six Sonates en trio.... De tels récitals Bach, si intelligemment conçus, ne s'étaient pas vus depuis les vieux enregistrements de Walter Kraft, chez Vox. Ton Koopman a entrepris une démarche analogue chez Novalis, un petit éditeur suisse... En général, les éditeurs préfèrent les intégrales, plus commerciales.

O.L. : J'ai la chance de travailler avec Bernard Neveu pour qui le problème de rentabilité n'est pas primordial. Il a une haute idée de son métier d'éditeur, et préfère produire des enregistrements bien conçus, articulés autour d'un thème par exemple, même s'ils vont à contre-courant des usages commerciaux. J'ai beaucoup de plaisir à travailler avec lui... Pour en revenir à mes projets discographiques, je dois avouer que je reenregistrerai le tout dans une vingtaine d'années. J'aurai probablement une autre conception des œuvres, et la musicologie aura évolué.

F.A. : Les enregistrements que vous avez réalisés sont, techniquement, excellents. Je ferai toutefois une légère réserve pour celui du cou-



Olivier Latry au clavier de Notre-Dame de Paris.

vent des Dominicains à Paris, où le son est lointain et la réverbération excessive. Quels sont vos rapports avec le preneur de son ? Participez-vous à la préparation de l'enregistrement, à la localisation des micros, par exemple ?...

O.L. : En fait, Bernard Neveu s'occupe de tout. J'écoute cependant les différentes prises et donne mon avis. Mais l'inverse se produit également. Il m'est arrivé de descendre de la tribune de Notre-Dame, satisfait de mon exécution alors que Bernard Neveu ne l'était pas... Cela pouvait concerner des registrations insuffisamment limpides (main gauche notamment) ou même des points d'interprétation plus conséquents. Je recommençais alors le mouvement entier et, à l'écoute de la bande, je m'apercevais que Bernard Neveu avait raison... Il est très musicien et ses conseils m'ont beaucoup apporté. Je crois qu'il n'en est pas ainsi chez tous les éditeurs. Un disque ne peut être pleinement réussi sans une étroite collaboration entre l'interprète et le preneur de son.

F.A. : Certes ! Les lecteurs de *L'Audiophile* en sont pleinement convaincus... Nous venons de savourer vos deux derniers disques, l'un consacré à Bach, l'autre à Litaize, votre maître... Une autre surprise nous attend-elle à la rentrée ?

O.L. : Pas exactement... Disons que j'enregistre en septembre un disque consacré à Mozart (avec les deux Fantaisies), Haydn, Balbastre et quelques autres compositeurs. Je réalise ce disque sur un magnifique instrument allemand sur lequel Mozart a lui-même joué, et dont l'état est exceptionnel... La sortie en est prévue pour le début de l'année 91... L'année Mozart ! Puis il y aura de la musique française, un ou plusieurs disques, puis la suite des enregistrements Bach, toujours par thèmes liturgiques...

F.A. : Un vaste programme, qui s'accompagne sans doute de nombreux concerts, y compris durant la saison estivale ?

O.L. : Bien sûr ! Je dois jouer beaucoup en France durant l'été, mais aussi en Autriche, en Allemagne, en Hollande... Cela me change de Notre-Dame !

F.A. : Ce sera le mot de la fin. Olivier Latry, au nom des lecteurs de *L'Audiophile*, je tiens à vous remercier très chaleureusement d'avoir accepté — avec beaucoup de gentillesse, je tiens à le souligner — ce bref entretien qui, a en outre, la singularité d'être une première dans notre rubrique de *L'Audiophile*...

Gageons que nos lecteurs vous guetteront aux quatre coins de la France... en attendant le grand jour de 1992.

Discographie d'Oliver Latry

Jean Sébastien Bach :

Prélude et Fugue en ut majeur BWV 547.

Orgelbüchlein BWV 599 à 617.

Pastorale BWV 590.

Variations Canoniques BWV 769.

Orgue Silbermann du Couvent des Dominicains à Paris.

BNL 112738

Fantaisie et Fugue en sol mineur BWV 542.

Canzone en ré mineur BWV 588.

Orgelbüchlein BWV 618 à 624.

Prélude et Fugue en si mineur BWV 544.

Partita « Sei Gegrüßet » BWV 768.

Choral BWV 727.

Orgue de la Collégiale Saint-Martin à Colmar.

BNL 112769

Gaston Litaize :

Cortège pour orgue et cuivres. Lied. Scherzo. Epiphanie. Jeu de rythmes. Prélude et Danse fuguée. Prélude liturgique. Pentecôte : Triptyque pour deux orgues.

Orgue de Notre-Dame de Paris, avec Denis Comter : petit orgue ; Ensemble de cuivres du CNR de Saint-Maur.

BNL 112768

Louis Vierne :

24 Pièces de fantaisie.

Orgue de Notre-Dame de Paris.

2 x CD **BNL 112742 A/B**

Symphonies n° 2 et 3.

Orgue de Notre-Dame de Paris.

BNL 112741

Charles-Marie Widor :

5^e et 6^e Symphonies.

Orgue de Notre-Dame de Paris.

BNL 112617

Les organistes du grand orgue de Notre-Dame de Paris

Renaut Dereims (+ 1415)

Henri Saxon ou De Saxe (1415-v. 1430)

Jacques Lemol (+ 1440)

Arnoul Greban (1440-1453)

Jehan Bailly (1453-1457)

J. Campana (Cloche) (1457-1459)

Jehan (Perrenet ?) (1463-1473)

Jehan Hanny(n) (1475-1504)

Jehan Peu (1504 + 1515)

Jehan Regnault (1515-1527 et 1529-v. 1550)

Pierre Mouton (1527-1529)

Louis Regnault (v. 1550-1568)

Henri Bérenger (1568-1569)

Jehan Doisy (1570-1579)

Jehan Sogard (1579-1580)

Pierre Chabanceau (1580-1600)

Guillaume Maingot (1600-1610)

Charles Thibaut (1610 + 1616)

Jacques Peritjean (1616-1618)

Charles Racquet (1618 + 1664)

Jean Racquet (1664 + 1689)

Médéric Corneille (1689 + 1730)

Antoine Calvière (1730 + 1755)

Organistes servant par quartiers :

Armand-Louis Couperin (+ 1789)

René Drouard du Bousset (1760)

Louis-Claude Dacquain (+ 1772)

Charles Jollage (1755 + 1761)

Claude Balbastre (1760 + 1793)

Pierre-Claude Foucquet (1761 + 1772)

Nicolas Séjan (1772-1793)

Claude-Etienne Luce (1772 + 1783)

Jean-Jacques Beauvarlet-Charpentier (1775-1793)

Pierre-Louis Couperin (1789 + 1789)

Gervais-François Couperin (1789-1793)

Titulaires uniques :

Antoine Desprez (1795 + 1806)

François Blin (1806 + 1834)

Joseph Pollet (1834 + 1840)

Félix Danjou (1840 + 1847)

Eugène Sergent (1847 + 1900)

Louis Vierne (1900 + 1937)

Léonce de Saint-Martin (1937 + 1954)

Pierre Cochereau (1955 + 1984)

Organistes servant par quartiers :

Yves Devernay (1985)

Olivier Latry (1985)

Philippe Lefebvre (1985)

Jean-Pierre Leguay (1985)

PRESSE ETRANGERE

Jean Hiraga

Enceinte Double Bass-Reflex, par Hikaru Kondo et Yoshio Ohara, Radio Gijutsu, novembre 1982 et compilation du même éditeur, mars 1987, Japon.

Grand passionné d'amplificateurs à tubes et plus principalement d'enceintes acoustiques, Hikaru Kondo a publié de nombreux articles dans la revue japonaise Radio Gijutsu : optimisation des enceintes bass-reflex, adaptation optimale de différents haut-parleurs, calcul, mesures et recherche des meilleurs compromis en enceintes accordées.

L'article suivant concerne un nouveau type d'enceinte, à ne pas confondre avec d'autres principes tels que ceux de l'enceinte à cavités accordées ou à accords multiples. Il s'agit de l'enceinte dite Double Bass-Reflex. Si l'invention de la charge bass-reflex remonte au milieu des années 20 (Western Electric), Hikaru Kondo semble avoir été le premier à expérimenter le principe de la charge dite Double Bass-Reflex, ou DBR. Dans ses différentes réalisations d'enceintes Double Bass-Reflex, Hikaru Kondo n'a retenu que des haut-parleurs large bande de petit ou de moyen diamètre.

L'enceinte dont il va être question ici fait appel à un haut-parleur large bande de marque Mitsubishi, de diamètre 16 cm. Vendu à des centaines de milliers d'exemplaires depuis plus de 30 ans, jamais exporté officielle-

ment pour des questions de politique commerciale, ce haut-parleur est l'un des rares à utiliser, dans sa version P-610 DA et DB un aimant central en Alnico. Conçu à l'origine pour remplir la fonction de haut-parleur de monitoring pour la NHK (radio-diffusion nationale japonaise), le P-610 DB réunit, grâce à ce nouveau type de charge, les avantages d'une extension de la réponse grave et ceux d'une membrane ne pesant que 7 g seulement. Pour une question de place, cet article, qui était divisé en quatre parties (dont une, plus théorique qui avait pour auteur M. Yoshio Ohara) n'est présenté ici que sous forme d'extraits principaux.

L'article de Yoshio Ohara reprend les trois articles de

Hikaru Kondo en y ajoutant un complément plus théorique. Tous deux visent un même objectif : utiliser des petits haut-parleurs large bande connus et rechercher le type de charge conduisant aux meilleurs résultats d'écoute et de mesure.

L'enceinte bass-reflex classique peut se modéliser comme sur la figure 1(A). Les équivalents mécanique et électrique décrits sur la figure 1(A, B, C) font apparaître en (B) l'inductance m_0 de l'air ambiant chargée par l'équipage mobile (membrane + bobine mobile) de masse m_d , le déplacement de ce dernier chargeant une masse d'air de part et d'autre de la membrane, le tout étant influencé par la masse équivalente m_i de l'évent. La partie capacitive équivalente représente la raideur de l'air à l'intérieur du spider et de la suspension périphérique. L'analyse du circuit équivalent demande la définition de plusieurs paramètres :

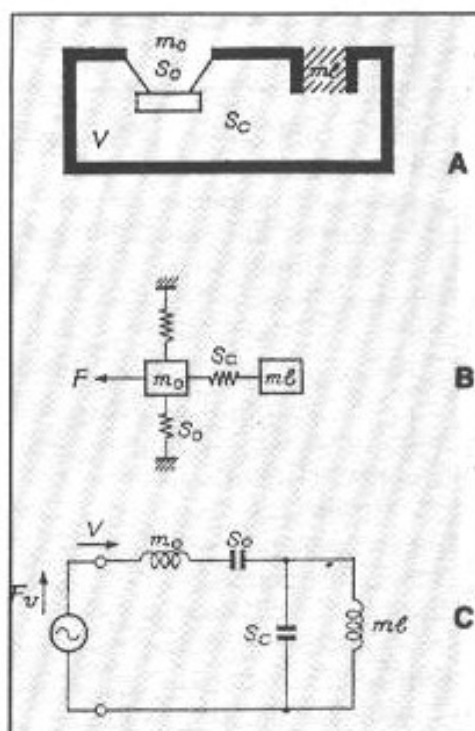


Fig. 1(A, B, C) : Principe de l'enceinte bass-reflex avec, en A sa configuration de base, en B son équivalent mécanique et en C son équivalent électrique.

$$\left. \begin{aligned} f_0 &= \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{S_0}{m_0}} & f_{0b} &= \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{S_c}{m_i}} \\ x &= \frac{f}{f_0} & Q_0 &= \frac{2\pi f_0 m_0}{r_0} = \frac{V m_0 S_0}{l r_0} \\ \beta &= \frac{m_i}{m_0} & \gamma &= \frac{S_c}{S_0} \end{aligned} \right\} \text{.....①}$$

f_{0b} est la valeur de la fréquence de résonance avec haut-parleur monté dans l'enceinte bass-reflex, r_0 correspond, lui, à l'impédance équivalente de l'équipage mobile. Toutefois, sur la figure 1(C), il a été fait abstraction de celui-ci. La pression sonore s'exprime comme suit :

$$|P| = \frac{\rho_0 S_d F_0}{2\pi r m_0} \cdot \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{Q_0^2 x^2} \left(1 - \frac{\gamma}{\beta} \cdot \frac{1}{x^2}\right)^2}} \cdot \frac{1}{1 + \left[\left(1 - \frac{1}{x^2}\right) \left(1 - \frac{\gamma}{\beta} \cdot \frac{1}{x^2}\right) - \frac{\gamma}{x^2}\right]^2} \dots\dots\dots(2)$$

avec, aux fréquences élevées :

$$|P| = \frac{\rho_0 S_d F_0}{2\pi r m} \dots\dots\dots(3)$$

On obtient d'autre part à partir de la formule (2) :

$$x_c = \frac{f_{0c}}{f_0} = \sqrt{\frac{\gamma}{\beta}} \dots\dots\dots(4)$$

cette valeur étant une constante indépendante de Q_0 pour une fréquence de résonance de l'enceinte donnée.

Pour obtenir une réponse plate aux fréquences graves, les conditions suivantes doivent être requises :

$$\left. \begin{aligned} |P|_{x=x_c} &= |P|_{x=1} = |P|_{x=\infty} \\ \left\{ \frac{\partial}{\partial x} |P| \right\}_{x=x_c} &= 0 \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots(5)$$

Dans ces conditions, il est possible d'optimiser une enceinte bass-reflex à partir des conditions suivantes :

$$\begin{aligned} \beta &= 1 \\ \gamma &= 1/2 \\ Q_0 &= 1/\sqrt{3} \\ x_c &= 1/\sqrt{2} \end{aligned}$$

$$\left. \begin{aligned} \text{à savoir : } m_0 &= m_1 \\ S_0 &= 2S_c \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots(6)$$

Si l'on compare la réponse grave d'une enceinte close et d'une enceinte bass-reflex de même volume, répondant aux conditions des formules (4) et (6) et de f_{0c} (fréquence de résonance en enceinte close) :

$$\begin{aligned} f_{0c} &= \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{S_0 + S_c}{m_0}} = \sqrt{f_0^2 + f_{0c}^2} \\ &= \sqrt{3} f_{0c} \dots\dots\dots(7) \end{aligned}$$

On pourra en déduire qu'à volume équivalent, l'enceinte bass-reflex permet d'augmenter

l'étendue du grave dans une proportion voisine de $\sqrt{3}$ par rapport à une enceinte close.

L'enceinte dite Double Bass-Reflex, ou DBR, consiste à charger la sortie de l'évent d'une enceinte bass-reflex par une autre cavité munie d'un évent débouchant vers l'extérieur. Sa configuration prend ainsi l'aspect de la figure 2. Vue de l'extérieur, elle conserve l'aspect

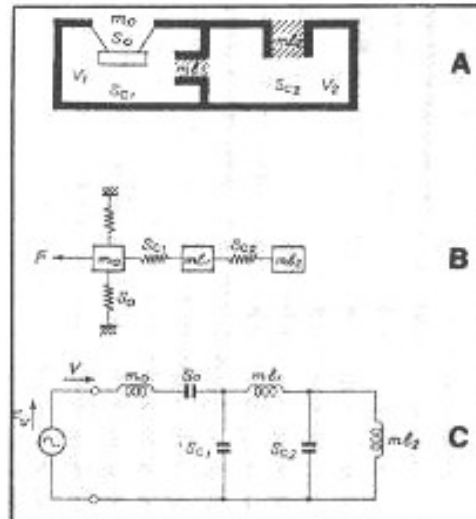


Fig. 2(A, B, C) : Enceinte dite Double Bass-Reflex avec, en A sa configuration, en B son équivalent mécanique et en C son équivalent électrique.

de l'enceinte bass-reflex, bien qu'elle soit séparée en deux compartiments communiquant entre eux par un évent. Dans l'équivalent mécanique, on note que le circuit du bass-reflex simple se complète de m_2 et de S_{c2} . Selon les expériences de Nagaoka Tet-suo, un autre spécialiste de l'enceinte et de l'enceinte en kit, le compartiment débouchant vers l'extérieur doit avoir un volume compris entre 1 et 3 fois celui réservé à la charge du haut-parleur.

On peut prendre pour exemple un volume V_1 de 10 (litres), de 20 (litres) pour V_2 . Dans ce cas, le volume total atteint 30 (litres). S_c étant sa raideur équivalente, on obtient, d'après la figure 3(A), une raideur équivalente S_{c1} du volume V_1 égale à :

$$S_{c1} = 3S_c \dots\dots\dots(8)$$

S_{c2} représentant la raideur équivalente de V_2 (20 litres), on aura :

$$S_{c2} = 3/2S_c \dots\dots\dots(9)$$

Lorsque ces conditions seront remplies, la masse m_{d1} permettra de conserver l'équilibre.

En simplifiant de nouveau l'équivalent mécanique transposé sous la forme bass-reflex conventionnelle, on pourra se référer à la figure 3B et déterminer, d'après les formules (8) et (9), la raideur équivalente, soit :

$$\begin{aligned} S_{c1} &= S_{c1} + S_{c2} \\ &= 3S_c + 3/2S_c \\ &= 9/2S_c \dots\dots\dots(10) \end{aligned}$$

En associant les formules (10), (6) et (7), on peut déterminer la valeur de f_{0c} , soit :

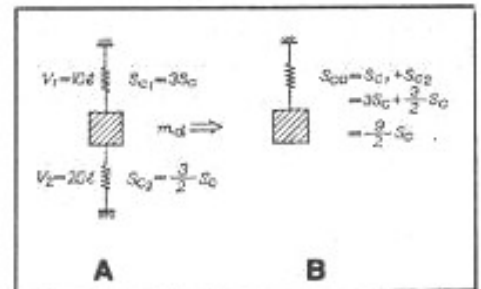


Fig. 3(A, B) : Equivalent mécanique simplifié de l'enceinte Double Bass-Reflex.

$$\begin{aligned} f_{0c} &= \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{S_0 + S_c}{m_0}} = \sqrt{f_0^2 + f_{0c}^2} \\ &= \sqrt{11/2} f_{0c} \dots\dots\dots(11) \end{aligned}$$

Autrement dit, on constate ainsi que, par rapport à une enceinte close de même volume, l'enceinte Double Bass-Reflex assure une extension de la réponse grave dans un rapport

égal à $1/\sqrt{11/2}$. En tenant compte

de la fréquence de résonance basse du haut-parleur et en se basant sur les formules (6) et (7), on obtient :

$$f_{0c} = \sqrt{\frac{2 \times 3}{11}} \cdot \frac{1}{\sqrt{2}} = \sqrt{\frac{6}{22}} f_0 \dots\dots\dots(12)$$

La réponse grave pourra ainsi

s'étendre dans une proportion égale à $\sqrt{\frac{6}{22}}$ de f_0 .

En s'en tenant à la théorie basée principalement sur l'optimisation de l'enceinte bass-reflex simple, on devrait obtenir des résultats proches de ceux obtenus dans les conditions réelles.

Caractéristique d'impédance de la charge Double Bass-Reflex

Si l'on considère le compartiment supérieur seul, celui chargeant le haut-parleur, on a affaire à une charge en simple bass-reflex, semblable à celle de la figure 4(A) avec évent positionné à sa partie inférieure communiquant avec la raideur équivalente S_{e2} du second volume, ce qui produit une caractéristique d'impédance/fréquence semblable à celle de la figure 4(B) : anti-résonance f_d et deux résonances f_0' et f_0 . Si l'on considère ensuite l'ensemble des deux volumes sans la cloison mais avec l'évent communiquant vers l'extérieur, comme le montre la figure 4(C), on obtient cette fois un accord bass-reflex avec le même profil d'impédance, mais décalé vers le bas du spectre en raison de l'augmentation du volume, ce qui donne sur la figure 4(D) l'anti-résonance f_d' et les deux résonances f_0''' et f_0'' .

Dans la configuration Double Bass-Reflex, on va assister à un phénomène de combinaison des deux caractéristiques dont il vient d'être question, ce qui produit une courbe d'impédance composée de trois résonances d'égale amplitude et de deux anti-résonances, comme sur la figure 4(E). Ainsi, le f_0' du petit volume devient f_0'' avec le volume total mais sans la cloison interne et f_{02} dans le Double Bass-Reflex. Sur ce dernier, f_{03} et f_{d2} deviennent respectivement f_0''' et f_d' de la figure 4(D) tandis

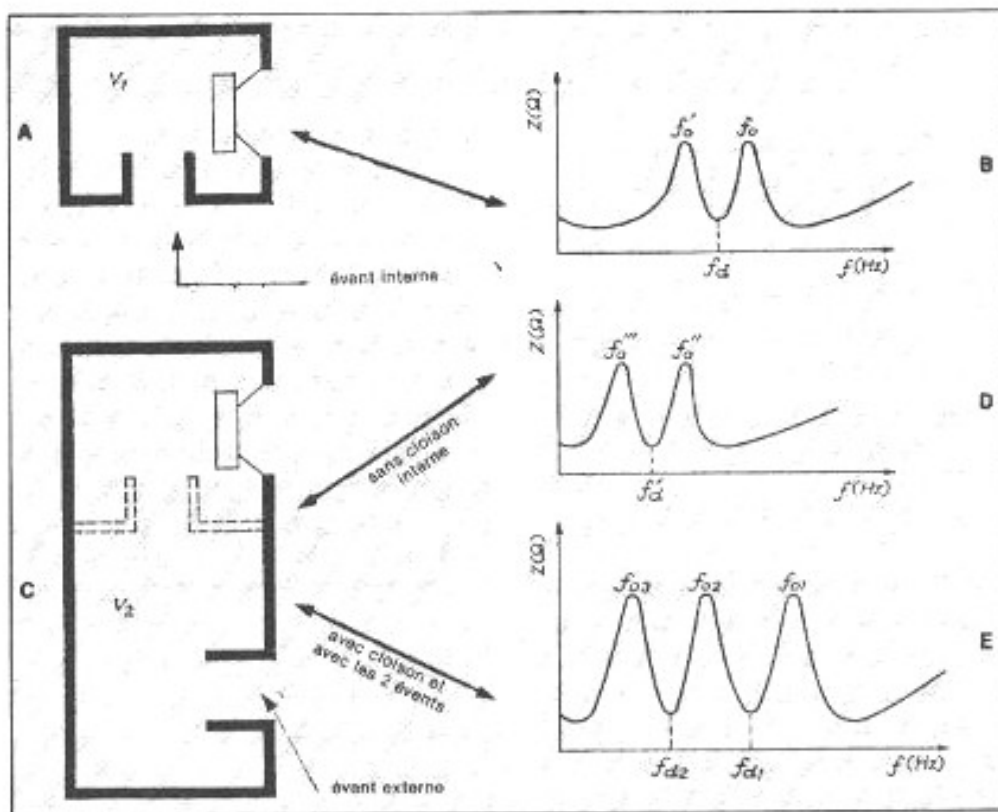


Fig. 4(A, B, C, D, E) : Enceinte Double Bass-Reflex et caractéristique d'impédance avec, en A petit volume pris isolément, en B impédance du volume V_1 pris isolément, en C volume total sans compartiment interne, en D impédance avec volume total sans compartiment interne et en E caractéristique d'impédance de la charge Double Bass-Reflex.

que f_{01} et f_{d1} reprennent pratiquement les positions de f_0 et f_d de la petite charge prise isolément. Sur f_{01} , l'amplitude de déplacement de la membrane atteint sa valeur optimale tandis que sur f_{d1} , la phase identique membrane/évent intérieur assure un niveau acoustique confortable. Sur f_{02} , l'amplitude de déplacement de la membrane est freinée par un phénomène de phase inversée au niveau de l'évent de sortie vers l'extérieur.

Mérites et démérites de l'enceinte Double Bass-Reflex

En commençant par les avantages de ce type de charge peu connu mais très intéressant, on a :

- la possibilité d'obtenir une bonne restitution des fréquences graves à partir d'un haut-parleur de diamètre réduit (10 à 16 cm environ) ;
- l'effet subjectif d'une charge

bass-reflex de grand volume, principalement aux alentours de f_{d1} ;

— les deux événements produisent un effet de filtrage acoustique plus sensible aux fréquences élevées qu'avec une charge bass-reflex normale ;

— la tendance générale pour un plus faible taux de distorsion par harmonique dû à des phénomènes d'auto-annulation de celle-ci ;

— de meilleurs résultats d'écoute qu'une charge bass-reflex de volume total identique.

On a pour inconvénients :

— le volume total devient important si l'on souhaite utiliser des haut-parleurs de grand diamètre ;

— la nécessité d'utiliser un haut-parleur à grande élévation ;

— des risques d'anti-résonances dans la zone 100~250 Hz si l'évent est mal positionné en façade par rapport au haut-parleur (le placement dorsal de l'évent est préférable)

On trouvera sur la figure 5 les cotes d'un prototype « DBR » de 80 cm de haut, 33 cm de large et 30 cm de profondeur. Les plans de découpe (médite de 21 mm d'épaisseur) sont donnés sur la figure 6.

A remarquer que d'après la figure 5, le volume encore trop réduit et la résonance à l'air libre de 80 Hz du haut-parleur ne permettent pas d'obtenir une courbe d'impédance avec trois résonances d'égale amplitude, d'où la nécessité d'avoir recours (pour un caisson grave par exemple) à des haut-parleurs à grande élongation et à forte tenue en puissance.

Fig. 6 : Plan de découpe de l'enceinte de la figure 5 (médite de 21 mm d'épaisseur).

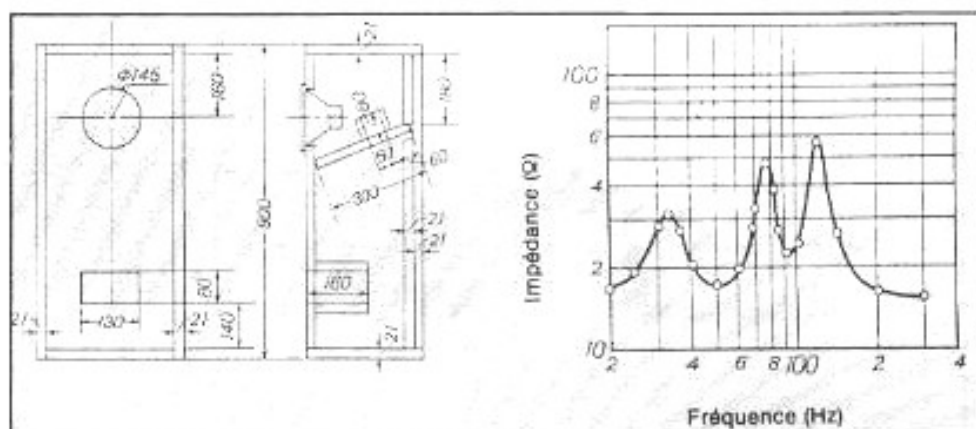
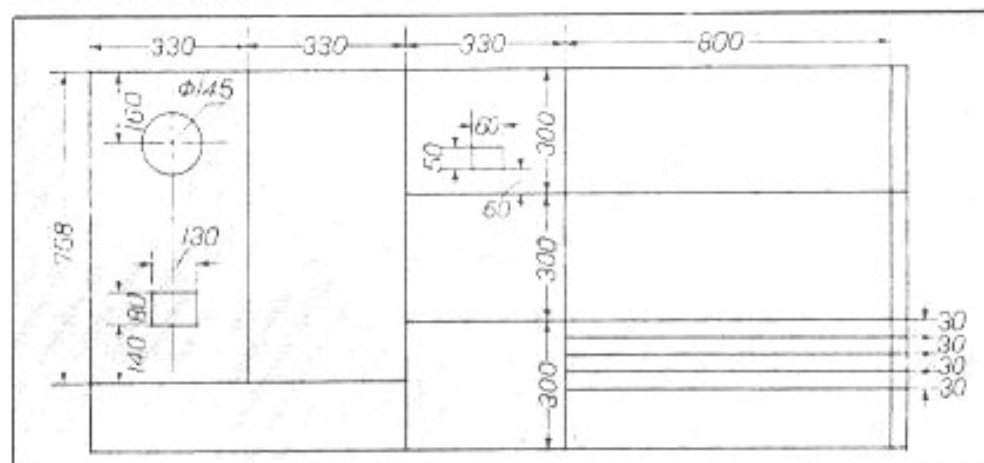


Fig. 5 : Cotes et caractéristique d'impédance d'une enceinte Double Bass-Reflex chargeant le haut-parleur large bande Mitsubishi P 610 DA (16 Ω) ou DB (8 Ω), tous deux en version Alnico.



**Page non
disponible**

La CAO en électroacoustique

CALSOD

D

epuis quelques années, rares sont les sociétés spécialisées dans la fabrication d'enceintes acoustiques qui se sont penchées sur les avantages de la CAO. Avec l'arrivée de CALSOD, les choses pourraient évoluer dans le bon sens. En effet, quelques mois après la présentation de ce programme par la revue de l'A.E.S., le produit est déjà commercialisé à un prix de vente sans commune mesure avec ses qualités.

Audiosoft est la première société à mettre sur le marché un véritable programme de C.A.O. concernant la mise au point et l'élaboration d'enceintes acoustiques. Avant l'arrivée de ce progiciel, il n'existait dans le commerce que des programmes simples de calcul de charges acoustiques à partir des paramètres électro-mécano-acoustiques des transducteurs ou des programmes de simulation de filtres à partir d'études en réseau électrique.

Pourtant quelques sociétés s'étaient déjà penchées sur le problème et la véritable simulation d'enceinte, ces derniers temps. Bien sûr, ces travaux n'ont jamais abouti à des commercialisations de ces programmes car ils avaient été mis au point dans un but uniquement interne. En Europe, les sociétés qui ont été le plus loin dans ce

domaine sont, sans aucun doute, Philips et Kef. Notons toutefois l'existence de travaux très avancés en France tels que chez S.I.E.A... Mais ces exemples restent très rares.

Avec CALSOD, les choses vont beaucoup plus loin, d'une part parce que le produit peut tourner sur des micro-ordinateurs standard, d'autre part, il n'est plus nécessaire d'avoir les services d'un ingénieur en informatique pour piloter le système de calcul. Enfin, lorsque l'on connaît le prix des programmes professionnels de C.A.O., on est véritablement surpris par le prix d'achat d'une licence CALSOD surtout compte tenu de sa puissance de calcul.

Quelques grands noms de l'acoustique ont déjà plongé et ont vite acheté une version de CALSOD. Notons BW, Marantz, Snell, Studer, etc.

En fait, il en existe deux versions : une version standard et une version professionnelle dont une nouvelle mise à jour est attendue pour la fin de l'année, mais voyons les possibilités de chacune des versions :

CALSOD 1.20 (version standard)

Ce programme, comme son grand frère, tourne sur un micro-ordinateur IBM PC, XT, AT ou avec n'importe quel compatible. 512 k de RAM sont nécessaires, les écrans couleur et le co-processeur arithmétique sont un plus appréciable.

Les possibilités permettent de mettre au point la courbe amplitude-fréquence, la courbe phase-fréquence et la courbe d'impédance.

L'utilisateur peut programmer jusqu'à 60 éléments pour le filtre

répartiteur de fréquences. Grâce à un optimiseur de calcul de filtre, il est possible de trouver de manière automatique les meilleures valeurs de composants pour le cas choisi par l'utilisateur. Attention, ici, la conception permet d'utiliser un double système. Soit tous les composants peuvent varier en valeur, soit certains peuvent être fixes. En effet, pour certains la valeur calculée pourrait être dangereuse pour la tenue thermique des bobines mobiles de haut-parleurs... !

La position géométrique de chaque haut-parleur ainsi que celle du micro simulé (point de référence) peuvent être ajustées afin de bien respecter les problèmes de phase.

Chaque filtre, chaque haut-parleur peut être optimisé à partir des fonctions de transfert : Butterworth, Linkwitz-Riley ou programmable par l'utilisateur.

Au total, il est possible de réaliser une enceinte une, deux, trois, ou quatre voies, pouvant utiliser jusqu'à sept transducteurs.

L'utilisateur peut étudier la réponse en fréquence, en phase et en impédance de chaque élément : le haut-parleur simple, le haut-parleur + filtre, l'enceinte acoustique, le filtre, etc.

Pour la charge acoustique du transducteur de graves, il est possible d'utiliser, à partir des alignements de Thiele et Small, l'enceinte close, l'enceinte bass-reflex, active, passive. Ces charges peuvent être assistées par un filtre passe-bas autorisant une modélisation de l'accord.

L'étude de l'enceinte acoustique peut être réalisée à partir de haut-parleurs coïncidants et non-coïncidants.

CALSOD 2.00 (version professionnelle)

CALSOD 2.00 est livré d'origine avec un gros classeur qui reprend la documentation. Dans celle-ci, de nombreux exemples

sont fournis afin de bien comprendre le fonctionnement du programme. (Dans CALSOD 1.20, le mode d'emploi est fourni dans des fichiers-textes à éditer sur son imprimante.) Le programme possède un optimiseur automatique pour le calcul des filtres répartiteurs de fréquence. La mise au point est grandement facilitée. Cet optimiseur peut prendre en compte la modélisation de la courbe d'impédance. Enfin, cette version 2.00 autorise la simulation de la courbe amplitude-fréquence en cinq points différents d'observation. Ceci permet une bien meilleure mise au point de l'enceinte dans l'axe et hors de l'axe.

La version 2.50 à venir

Dans CALSOD 2.50, il sera possible de construire des filtres actifs, d'utiliser une imprimante laser. Un utilitaire autorisera un transfert de graphique avec d'autres programmes (ex. P.A.O.). Il sera possible d'affiner l'impédance des haut-parleurs. Cette version 2.50 possèdera un optimiseur qui simplifiera l'entrée des données concernant la courbe amplitude-fréquence et la courbe d'impédance des haut-parleurs. Cette optimisation permettra de déterminer de manière automatique les paramètres : Q_{ts} , Q_{me} et Q_{ms} d'un haut-parleur à l'air libre ou en charge close. L'éditeur de texte y sera plus simple d'emploi. Cette version n'arrivera qu'en fin d'année dans le commerce et viendra succéder à la version 2.00.

Comment utiliser CALSOD ?

L'utilisation des commandes de CALSOD sont très simples et chaque fonction ne pose aucun problème d'utilisation. La seule critique importante que l'on puisse faire concerne l'entrée des données. Dans ce cas, au départ,

le travail est fastidieux et l'apprentissage prendra quelques temps. Il convient de noter à cet égard que ce programme est réservé aux personnes ayant un minimum de connaissances en électro-acoustique. Nous entendons par là : notions sur le haut-parleur, sur le paramétrage (Thiele, Small), sur le calcul des filtres.

L'entrée des données est effectuée à partir d'un éditeur de texte intégré au programme. Ces données sont modélisées par l'emploi de routines et de sous-routines que l'on programme. Il est donc nécessaire de bien assimiler l'utilisation de ces routines et l'intégration des sous-routines dans le processus de modélisation (voir exemple). A cet effet, nous avons appris par le concepteur du programme qu'il était en train d'étudier une possibilité d'entrer les informations concernant les haut-parleurs (amplitude-fréquence et impédance) directement à partir d'une interface logiciel des données comprise dans les logiciels de mesures de type MLSSA ou SYSID. Le programme de mesures MLSSA sera étudié dans la revue d'ici peu.

Les exemples

Afin de simplifier la description du programme, nous avons préféré vous donner quelques exemples. Ainsi, en figure 1, vous trouverez la mise au point d'un filtre 3 voies du type Butterworth du 3^e ordre. La figure 1a détaille le programme. Aucune spécification particulière n'est donnée pour chacun des haut-parleurs puisqu'il ne s'agit là que de l'étude d'un filtre. Par contre, sont données la sensibilité et les fréquences de coupure désirées. La figure 1b visualise la réponse d'un tel filtre.

Dans le cas de la figure 2, nous analysons le principe d'introduction des données dans le logiciel de deux haut-parleurs pour les-

=====

SUMMATION OF LOW-PASS, BAND-PASS and HIGH-PASS FILTERS

=====

In this example we define three drivers to have third order low-pass, band-pass and high-pass filter functions.

The low- and high-pass filters have Butterworth characteristics, while the band-pass filter is a cascaded version of these.

Note that the three drivers do not sum to give a perfect all-pass response.

Set the frequency range to be 20 Hz to 20 kHz, with about 50 subintervals.

```

CIRCUIT
SPK 1 0 1 0.0 0.0 0.0 POSITIVE
SPK 2 0 1 0.0 0.0 0.0 POSITIVE
SPK 3 0 1 0.0 0.0 0.0 POSITIVE

DRIVER 1
LOW-PASS
SOUND PRESSURE
SEN 95.0 DB
BUT 800.0 3 LOWPASS
IMPEDANCE
ICR 8.0

DRIVER 2
BAND-PASS
SOUND PRESSURE
SEN 95.0 DB
BUT 800.0 3 HIGHPASS
BUT 4000.0 3 LOWPASS
IMPEDANCE
ICR 8.0

DRIVER 3
HIGH-PASS
SOUND PRESSURE
SEN 95.0 DB
BUT 4000.0 3 HIGHPASS
IMPEDANCE
ICR 8.0
:
TARGET SPL
XYZ 0.0 0.0 0.0
SEN 95.0 DB
    
```

Fig. 1a : Listing de la programmation d'un filtre 3 voies. Ce listing est composé de cinq routines : CIRCUIT, DRIVER 1, DRIVER 2, DRIVER 3 et TARGET SPL, chaque routine est composée de plusieurs sous-routines dont chaque application est largement détaillée dans la documentation.

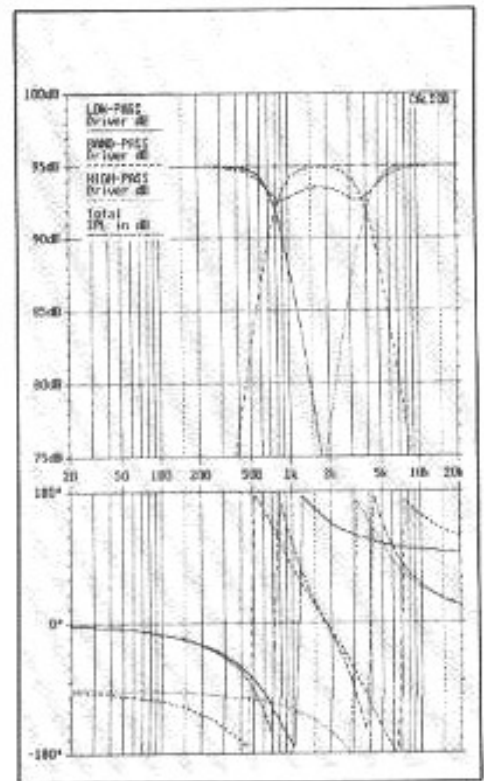


Fig. 1b : Représentation des courbes amplitude/fréquence : du filtre passe-bas ; du filtre passe-bande ; du filtre passe-haut ; de la somme des trois cellules.

TYPE TWEETER.SPL

! =====
! DATA FILE FOR TWEETER SPL CURVE-FIT
! =====

```

DRIVER 1
Tweeter
!
SOUND PRESSURE
SEN 90.0 DB
HLR 532.5 0.0 3.14 0.43 0.0
MPE 1200.0 2.219 1.013 DB
MPE 3500.0 6.336 2.149 DB
MPE 6000.0 2.131 -2.160 DB
MPE 9000.0 4.774 1.834 DB
MPE 12000.0 0.548 0.879 DB
MPE 16000.0 4.666 4.304 DB
BOT 19000.0 4 LOWPASS
!
CIRCUIT
SPK 1 0 1 0.0 0.0 0.0 POSITIVE
!
TARGET SPL
XYZ 0.0 0.0 0.0
SEN 90.0 DB
!
EXPERIMENTAL SPL
FREQ DB 900 86.0 4500 89.5 12000 92.0
1000 87.0 5000 89.0 13000 92.5
150 65.0 1200 88.0 5500 89.0 14000 93.5
200 68.0 1500 88.5 6000 89.0 15000 94.0
300 74.0 2000 89.5 7000 89.5 16000 94.0
400 78.0 2500 89.5 7500 90.0 17000 93.0
500 81.0 3000 90.0 8000 91.0 18000 92.0
600 83.0 3200 91.0 9000 92.0 20000 88.0
700 84.0 3500 91.5 10000 92.0 26000 80.0
800 85.0 4000 90.5 11000 92.0 30000 75.0
    
```

Fig. 2a : Listing des données concernant le tweeter, programme optimiseur.

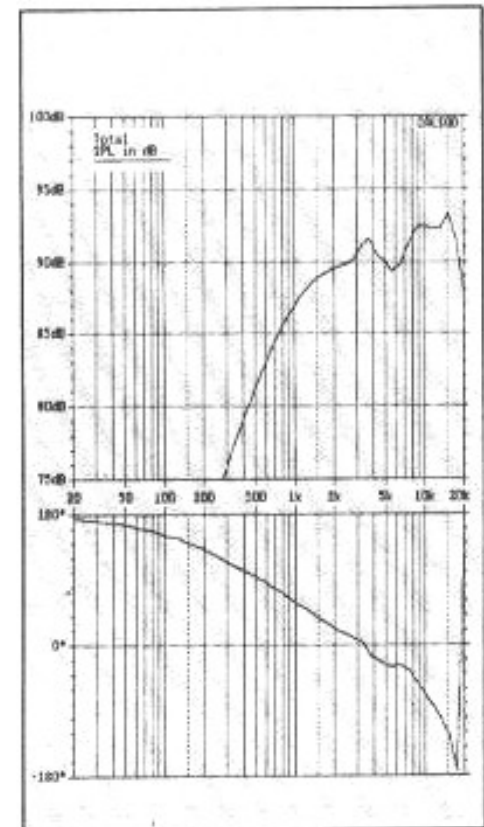


Fig. 2b : Courbes amplitude-fréquence et phase-fréquence du tweeter.

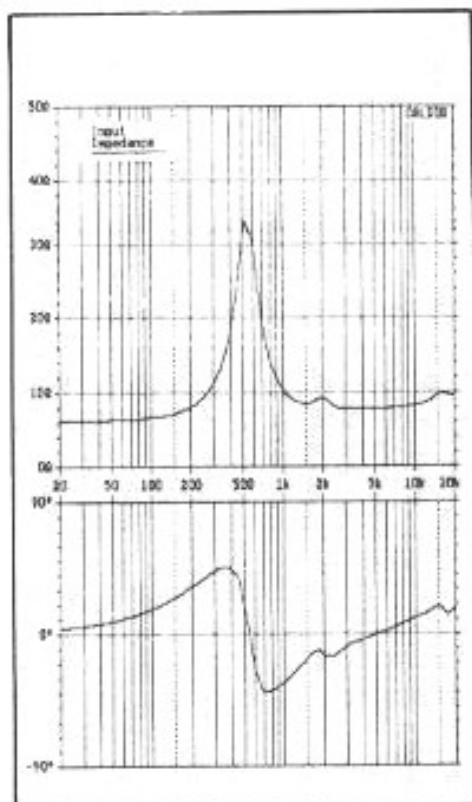


Fig. 2c : Courbes d'impédance et de la phase de l'impédance du tweeter.

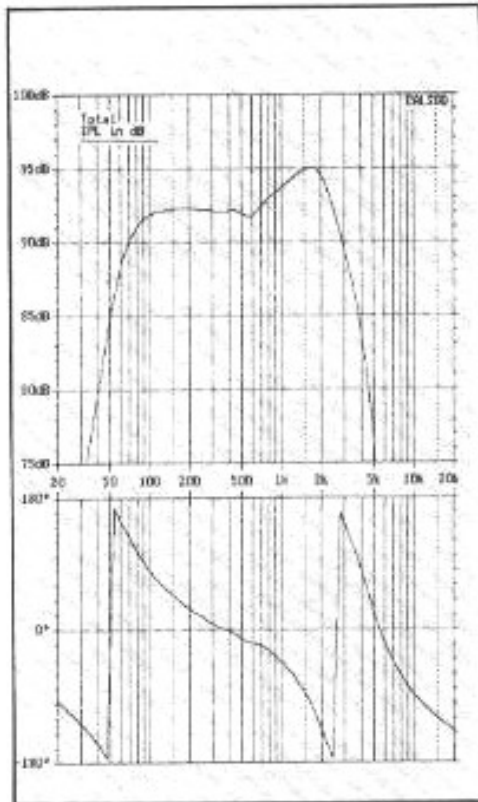


Fig. 2d : Courbes amplitude-fréquence et phase-fréquence du boomer.

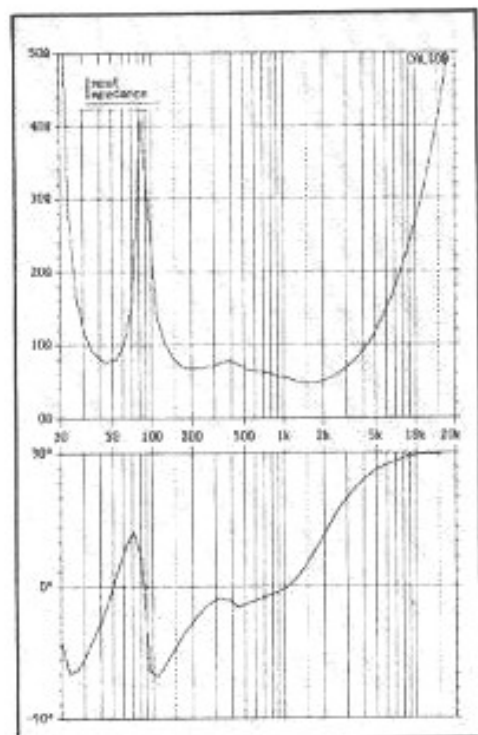


Fig. 2e : Courbes d'impédance et de la phase de l'impédance du boomer.

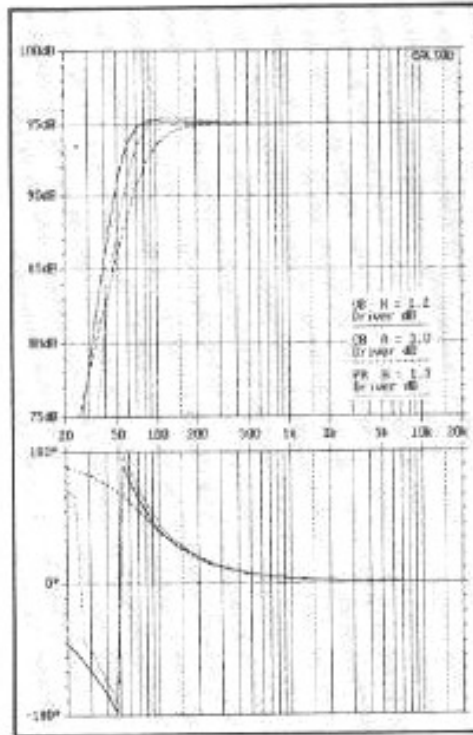


Fig. 3a : Simulation de la fréquence de coupure basse d'un boomer chargé de trois manières différentes : clos ; bass-reflex ; actif passif.

quels nous connaissons les courbes amplitude-fréquence et impédance-fréquence. La figure 2a détaille un listing permettant d'activer l'optimiseur dont le rôle est d'affiner la courbe amplitude-fréquence, ou la courbe impédance-fréquence. La figure 2b présente la courbe amplitude-fréquence et la courbe phase-fréquence d'un tweeter. Sur la figure 2c sont représentées les courbes impédance-fréquence et la phase-fréquence de l'impédance. Les figures 2d et 2e nous fournissent les mêmes informations concernant un boomer.

Figure 3a : outre ses différentes possibilités, CALSOD autorise aussi de simples optimisations de charges acoustiques en basse fréquence selon la méthode Thiele & Small. Il suffit alors d'entrer les données concernant les paramètres électro-mécano-acoustiques d'un transducteur pour obtenir la réponse en fréquence en-dessous de 200 Hz d'une charge close, bass-reflex ou actif passif. La figure 3b représente les courbes amplitude-fréquence et phase-fréquence de deux haut-parleurs fournis en exemple dans la bibliothèque CALSOD. La figure 3c est une simulation d'une enceinte acoustique 2 voies reprenant les mêmes transducteurs. Une des grandes particularités de l'affichage graphique de CALSOD est de pouvoir présenter de manière simultanée plusieurs représentations. Sur les deux graphiques sont tracées les courbes amplitude-fréquence et phase-fréquence dans différentes conditions. En effet, nous pouvons observer en même temps les réponses du boomer et du tweeter non filtrées, les réponses du boomer et du tweeter filtrées ainsi que les réponses générales de l'enceinte. Figure 3d : hormis la simulation d'une enceinte dans un axe prédéterminé, CALSOD permet aussi des simulations vues de plusieurs points, cela signifie qu'il est possible

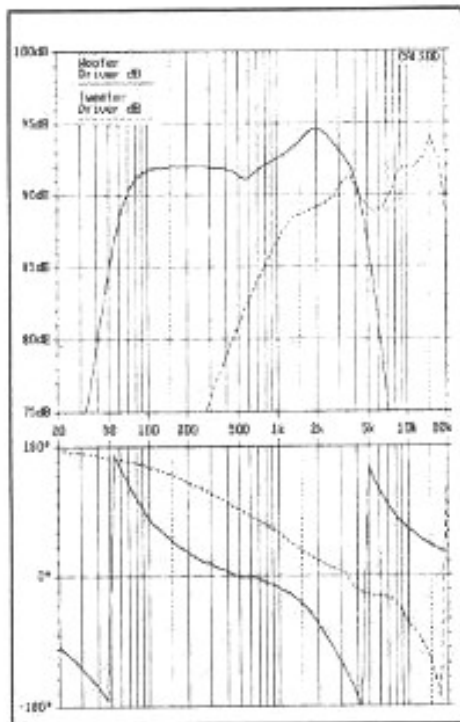


Fig. 3b : Courbes de réponse de deux transducteurs (amplitude-fréquence et phase).

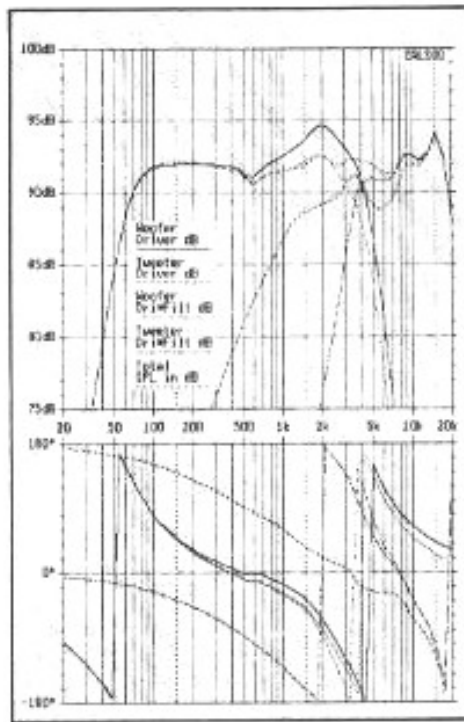


Fig. 3c : Simulation d'une enceinte deux voies, la graphique du haut représente les courbes amplitude-fréquence : du haut-parleur de grave non filtré ; du haut-parleur de grave filtré ; du tweeter non filtré ; du tweeter filtré ; de l'enceinte complète. Le graphique du bas représente les courbes de phase équivalente aux courbes amplitude-fréquence ci-dessus.

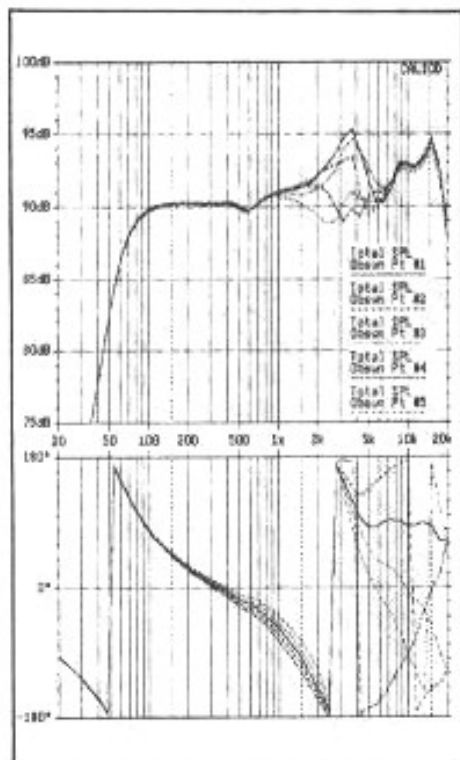


Fig. 3d : Représentation de la courbe amplitude-fréquence d'une enceinte vue sous plusieurs angles : -30° gauche (axe horizontal) ; $+30^\circ$ droit (axe horizontal) ; 0° (axe de l'enceinte) ; $+10^\circ$ vers le haut (axe vertical) ; -10° vers le bas (axe vertical).

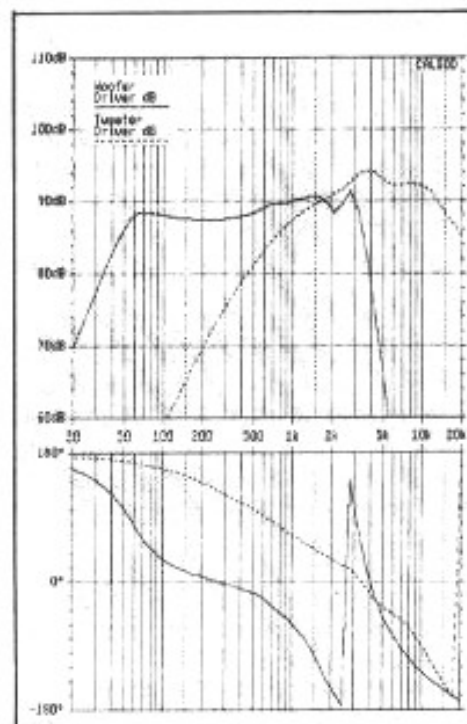


Fig. 4a : Courbes amplitude-fréquence du boomer et du tweeter.

d'optimiser une enceinte aussi bien dans son axe que hors de son axe en horizontal et en vertical. Nous représentons sur cette figure les réponses amplitude-fréquence et phase-fréquence d'une enceinte 2 voies observée dans son axe, à $+30^\circ$ et -30° horizontal ainsi que $+10^\circ$ et -10° vertical.

La figure 4 : afin de pouvoir bien juger des possibilités de CALSOD, nous avons voulu effectuer la simulation complète d'une enceinte 2 voies avec nos propres données. Hormis l'apprentissage de la programmation, l'utilisation de CALSOD est très simple. Dans cet exemple, nous avons voulu étudier une enceinte 2 voies suivant un cahier des charges très classique.

La figure 4a représente les courbes amplitude-fréquence et phase-fréquence d'un boomer et d'un tweeter que nous connaissons bien pour les avoir souvent utilisés dans de nombreuses configurations. Sur la figure 4b est affichée le listing du programme de simulation.

La figure 4c nous donne une indication sur la filtres passe-bas et passe-haut de l'enceinte simulée. Il faut noter que la forme des courbes est dû au fait que les cellules sont chargées directement par les haut-parleurs. Ceci explique les accidents rencontrés à 1,5 kHz.

Sur la figure 4d sont listés les différents éléments constituant le circuit électrique de l'enceinte. Afin de pouvoir faire fonctionner l'optimiseur de courbe, chaque élément du filtre a volontairement été programmé en mode variable. Les haut-parleurs sont en phase électrique.

La figure 4e nous procure un premier résultat de la simulation. Les résultats sont plutôt décevants. Ils laissent apparaître une courbe amplitude-fréquence générale en creux associé à deux accidents notoires à 2,8 kHz et 3,7 kHz.

```

PROGRAMME
: ESSAI AVRC UN 17 W 75 ET UN D20
CIRCUIT
: FILTRE 17W75
IND 1.20E-3 1 2 0.0          VARIABLE
CAP 6.3E-6 0 2              VARIABLE
SPK 1 0 2 0.0 -0.0085 0.0 POSITIVE
: FILTRE D28
CAP 4.70E-6 1 3             VARIABLE
RES 3.20 3 4                VARIABLE
!RES 10.0 0 4               VARIABLE
SPK 2 0 4 0.0 0.065 0.0 POSITIVE

TARGET SPL
XYZ 0.0 0.0 1.0
SRN 85.0 DB

DRIVER 1
Woofer
SOUND PRESSURE
SEN 87.0 DB
SCB 39.0 0.74 1.0
MPE 700.0 2.8 2.0 DB
MPE 850.0 2.8 -2.0 DB
MPE 1000.0 2.22 2.5 DB
MPE 1250.0 2.2 -2.0 DB
MPE 1700.0 1.7 6.0 DB
MPE 2200.0 3.36 -6.7 DB
MPE 2800.0 3.11 6.0 DB
BUT 3200.0 6 LOWPASS
IMPEDANCE
ICB 39.0 5.5 0.45E-3 2.18 1.12 1.0
MPE 250.0 2.5 0.8 LINEAR

DRIVER 2
Tweeter
SOUND PRESSURE
SEN 93.0 DB
HLR 700.0 0.07 0.61 1.11 0.0
MPE 4000.0 2.32 6.21 DB
MPE 4500.0 2.96 -1.537 DB
MPE 7500.0 0.743 -7.286 DB
MPE 10000.0 1.510 7.863 DB
MPE 15000.0 24.34 -0.362 DB
BUT 25000.0 4 LOWPASS
IMPEDANCE
IMP 700.0 5.3 9.0 0.09E-3 0.39

```

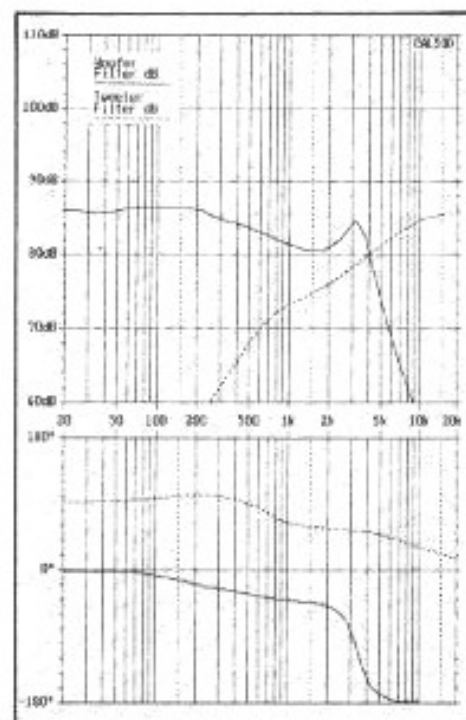
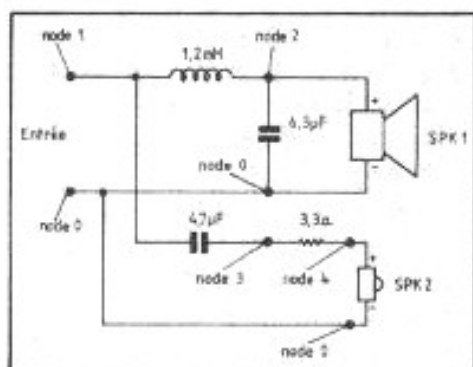


Fig. 4c : Courbe de réponse du filtre calculé avec le programme du listing de la fig. 4b.

Explication du listing du programme

Soit le filtre répartiteur de fréquence de la figure 5 :



Le programme est composé de quatre sous-programmes contenant des routines. Ces routines sont elles-mêmes architecturées en plusieurs sous-routines.

Les sous-programmes

— Le premier sous-programme concerne le filtre répartiteur de fréquence : CIRCUIT.

— Le second concerne les conditions de mise au point : TARGET SPL.

— Le troisième concerne la modélisation du boomer : DRIVER 1.

— Le dernier sous-programme concerne la modélisation du tweeter : DRIVER 2.

Les sous-routines

IND indique une self (valeur, branchement, résistance, type).

CAP indique un condensateur (valeur, branchement, type).

SPK indique un haut-parleur (numéro, branchement, position XYZ, polarité).

RES indique une résistance (valeur, branchement, type).

XYZ indique une position dans l'espace (position XYZ du micro fictif).

SEN indique une sensibilité (pression recherchée pour la mise au point).

SCB indique un haut-parleur chargé en enceinte close de type 12 dB (fréquence de résonance, Qts, ratio Vas/Vb).

MPE indique une approximation d'une fonction de transfert. Cette sous-routine permet de modéliser chaque creux ou bosse d'une courbe de réponse en amplitude-

fréquence ou impédance (fréquence de résonance, surtension, déviation, type).

BUT indique un filtre de type Butterworth (fréquence de coupure, ordre, passe-haut ou passe-bas ou passe-bande).

ICB indique un haut-parleur chargé en clos (**impédance**) (fréquence de résonance, résistance DC, inductance, Qms, Qe, ratio, Vas/Vb).

HLR indique un haut-parleur chargé en clos (**pression acous.**) (fréquence de résonance, valeur CALSOD, Qms, Qe, ratio Vas/Vb).

IMP indique un haut-parleur chargé en clos (**impédance** avec pic à la fréquence de résonance) (fréquence de résonance, résistance DC de la bobine, Zmax, inductance, Qts).

Attention : les sous-routines utilisées dans ce programme ne sont qu'un aperçu de l'ensemble des sous-routines en bibliothèque dans CALSOD. Pour plus de détails sur la dignification de ces routines et sous-routines, se référer à la notice d'emploi de CALSOD.

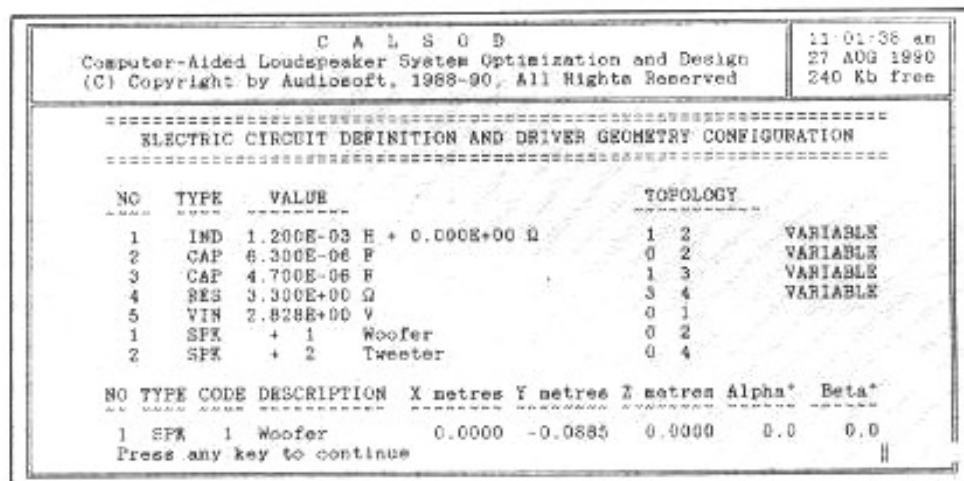


Fig. 4e : Nomenclature et branchement des différents éléments (composants du filtre et H.P.).

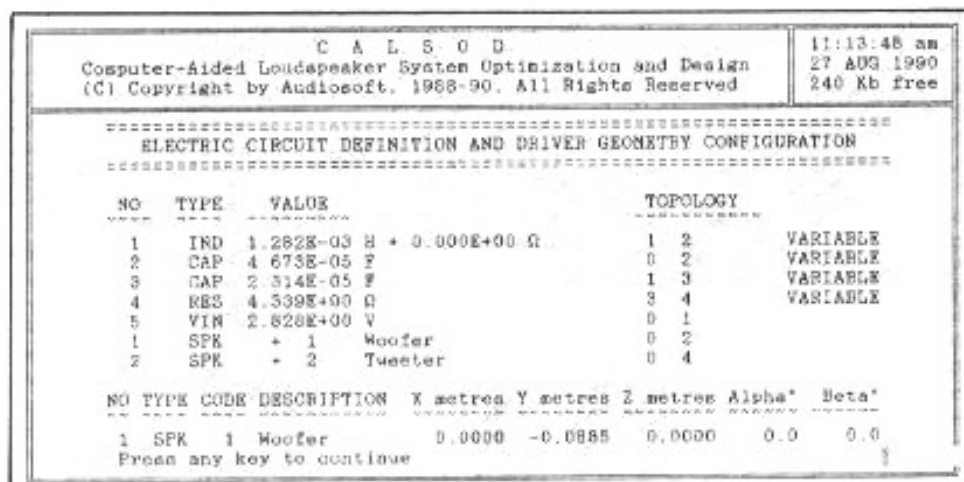


Fig. 4f : Nomenclature et branchement des différents éléments après passage à l'optimiseur de filtre calculé automatiquement par le programme. On remarque le condensateur de 23 µF sur le tweeter.

Figure 4f : après mise en œuvre du programme automatique optimiseur, nous obtenons une nouvelle proposition concernant les valeurs des composants constituant le filtre.

Sur la figure 4g sont représentés les résultats concernant le filtre répartiteur de fréquence ; sur la figure 4f, nous obtenons les résultats de l'enceinte (haut-parleur de grave filtré, tweeter filtré et enceinte en général). Comme nous pouvons le constater, la courbe générale amplitude-fréquence n'a plus rien à voir avec le premier essai ; toutefois, la nouvelle nomenclature des composants utilisés dans le filtre contient une valeur de condensateur déraisonnable pour le tweeter. En effet, l'usage

d'une telle valeur entraînerait une destruction thermique immédiate de la bobine mobile. Dans ces conditions, il devient nécessaire de fixer la valeur de ce condensateur. En regard des résultats précédemment obtenus, nous décidons en même temps d'ajouter une self à la cellule de filtrage du tweeter. Dès lors, nous sommes dans des configurations de filtrage à 12 dB/octave. Nous inversons la phase électrique du tweeter.

La figure 4i affiche les nouvelles données.

Sur la figure 4j sont représentées les données du filtre ainsi obtenu. Nous observons que, cette fois, la fréquence de coupure est correcte pour la tenue thermique du tweeter.

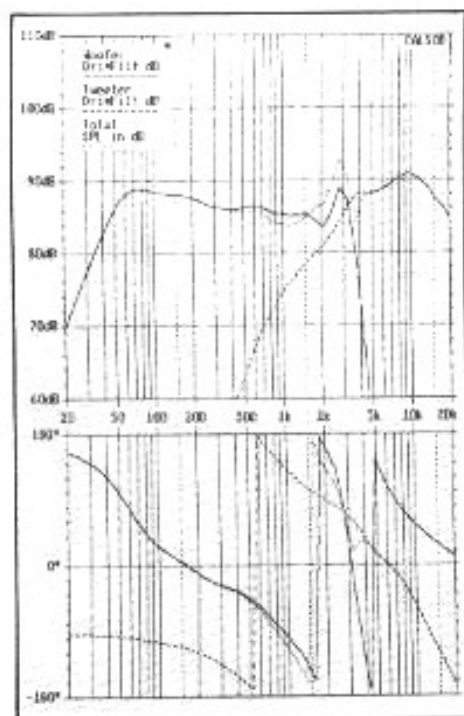


Fig. 4d : Résultat des calculs, conclusion décevante des résultats.

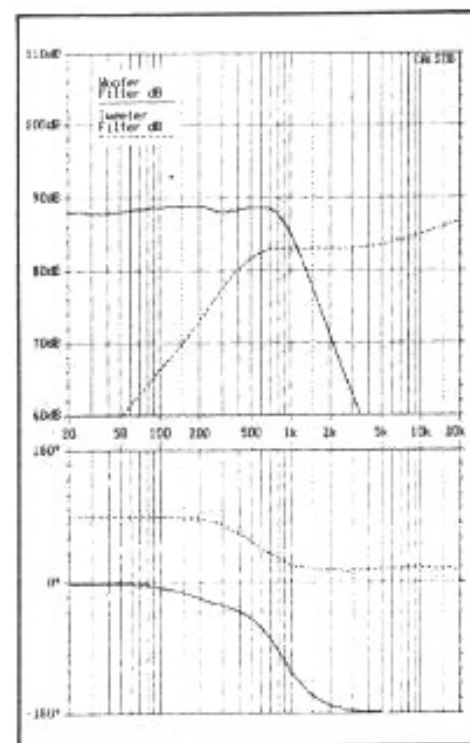


Fig. 4g : Résultat du filtre calculé par l'optimiseur. On remarque, comme dans la fiche de nomenclature, la valeur très élevée du condensateur branché en série avec le tweeter. Ceci provoquerait une destruction thermique immédiate du tweeter.

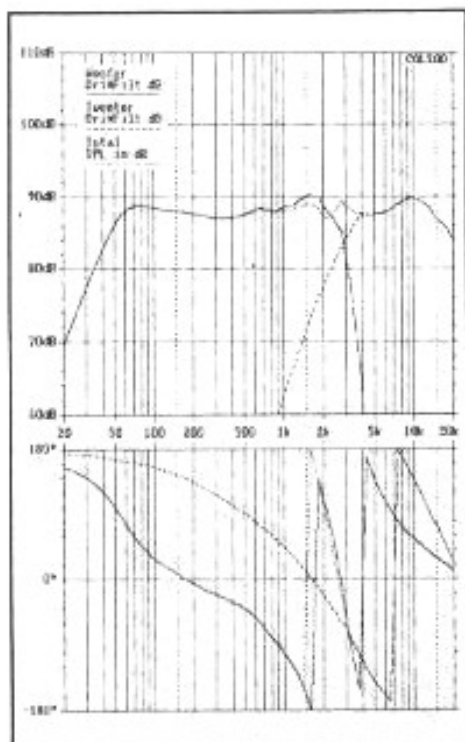


Fig. 4h : Résultat de la courbe amplitude-fréquence une fois les données passées à l'optimiseur. La courbe générale est belle, mais le filtre est inexploitable à cause de la valeur trop importante du condensateur branché sur le tweeter.

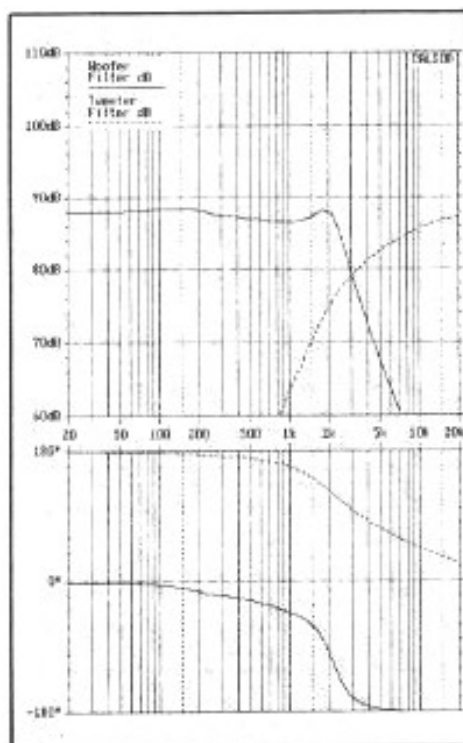


Fig. 4j : Troisième version : résultat du filtre recalculé par l'optimiseur.

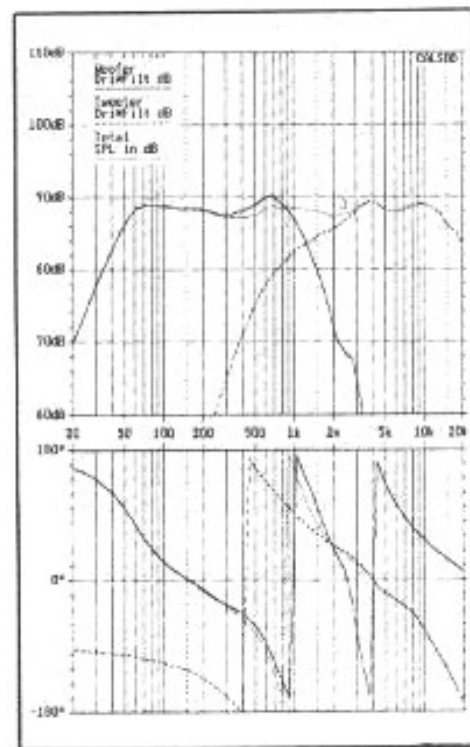


Fig. 4k : Résultat final. La coupure est plus haute en fréquence, les valeurs du filtre sont acceptables.

C A L S O D					11:32:54 am			
Computer-Aided Loudspeaker System Optimization and Design					27 AUG 1990			
(C) Copyright by Audiosoft, 1988-90. All Rights Reserved					240 Kb free			
ELECTRIC CIRCUIT DEFINITION AND DRIVER GEOMETRY CONFIGURATION								
NO	TYPE	VALUE	TOPOLOGY					
1	IND	8.718E-04 H + 0.000E+00 Ω	1	2	VARIABLE			
2	CAP	1.580E-05 F	0	2	VARIABLE			
3	CAP	4.700E-06 F	1	3	FIXED			
4	IND	2.894E-04 H + 0.000E+00 Ω	0	4	VARIABLE			
5	RES	4.284E+00 Ω	3	4	VARIABLE			
6	VIN	2.828E+00 V	0	1				
1	SPK	+ 1 Woofer	0	2				
2	SPK	- 2 Tweeter	0	4				
NO	TYPE	CODE	DESCRIPTION	X metres	Y metres	Z metres	Alpha°	Beta°
Press any key to continue								

Fig. 4i : Nomenclature des résultats recalculés par l'optimiseur en prenant une valeur fixe pour le condensateur de filtrage du tweeter. Légère modification de la pente du passe-haut, inversion de la polarité du tweeter.

La figure 4k nous procure les données finales de cet essai. Il a été possible, en moins de vingt minutes, d'étudier de manière satisfaisante une enceinte acous-

tique 2 voies dont les caractéristiques finales sont plus que probantes. Bien entendu, si le besoin en était, nous pourrions aller beaucoup plus loin.

Conclusion

Nous avons véritablement été enchantés par ce programme. Toutefois, il convient de noter une fois de plus que nous avons affaire à un programme informatique, ce n'est un système expert. Il faut toujours conserver un sens physique dans l'analyse des résultats proposés par l'optimiseur (voir l'exemple de la figure 4). CALSOD est un outil très puissant, néanmoins il nécessite de la part de son utilisateur de solides notions au plan des compétences en électro-acoustique. Il constitue réellement une aide à la conception laissant toute latitude de manœuvre au créateur qui pourra ainsi conserver la spécificité, l'originalité, la philosophie de ses développements. Il faut noter également que son prix de vente est très attractif en regard de ses possibilités.

**Page non
disponible**

**Page non
disponible**

POINT DE VUE

Tubes et musicalité (4)



Après examen du lien existant entre musicalité et contenu du spectre harmonique de distorsion, examen qui a conduit à constater l'existence de deux typologies de comportement :

- pour les tubes : distorsion plus grande, dont le taux varie progressivement avec la puissance et dont le spectre contient peu de composants de rang élevé,*
 - pour les transistors : distorsion plus faible, dont le taux augmente souvent aux bas niveaux, mais avec un spectre étendu,*
- il reste à examiner les composantes d'amortissement, de bruit et de diaphonie.*

Quel amortissement

On sait que la résistance interne de sortie de l'amplificateur intervient directement dans l'expression de l'amortissement du système de haut-parleurs qui en constitue la charge (voir encadré).

Un réglage strict de l'amortissement de l'ensemble amplificateur-enceinte acoustique voudrait qu'on calibre la résistance interne de sortie en fonction du système acoustique utilisé. Or, l'amortissement propre d'un haut-parleur varie énormément d'un modèle à l'autre, puisqu'on relève dans le catalogue d'un même constructeur,

pour des diamètres allant de 2,5 cm à 38 cm, un terme d'amortissement $\frac{B \cdot l^2}{R_e}$ allant de 1,6 à 123.

Par ailleurs, en raisonnant sur un cas réel où :

$$\begin{aligned} Q_m \text{ (surtension mécanique)} &= 4 \\ Q_E \text{ (surtension électrique)} &= 0,86 \\ Q_T \text{ (surtension totale)} &= \frac{Q_m \cdot Q_E}{Q_m + Q_E} \\ &= 0,707 \end{aligned}$$

on voit que modifier de 10 % la résistance électrique de la bobine revient à modifier de 8 % la valeur du terme Q_T : ceci correspond par exemple à adopter une impédance de sortie de 0,55 Ω lorsque la résistance électrique de la bobine fait 5,5 Ω . Ce peut

être aussi de choisir un amplificateur à impédance de sortie nulle (sinon très faible), prolongé par un câble faisant 0,55 Ω de résistance (environ 5 m de section 0,75 mm²).

On retiendra que, selon la formule d'enceinte acoustique choisie, l'amortissement idéal correspond à une valeur du terme Q_T comprise entre 0,6 et 1.

Puisqu'un amplificateur commercial comporte aujourd'hui très rarement un dispositif de réglage, il faut bien s'accommoder de l'existant, en essayant de prendre en compte la totalité des éléments qui contrôlent l'amortissement, à savoir aux basses fréquences (voir figure 1) :

Résistance interne de sortie et amortissement

La résistance interne de sortie d'un amplificateur (R_g) intervient directement dans l'expression de l'amortissement d'un haut-parleur qui lui est connecté.

En se référant au modèle analogique ci-après (modèle simplifié, mais suffisant pour la compréhension du phénomène physique d'amortissement), on écrit :

$$R_{AT}(\text{terme d'amortissement}) = R_e + R_m + \frac{B^2 l^2}{(R_e + R_g) S^2}$$

soit encore :

$$R_{AT} = R_e + R_m + \frac{B^2 l^2}{S^2 \left(1 + \frac{R_g}{R_e}\right)}$$

avec

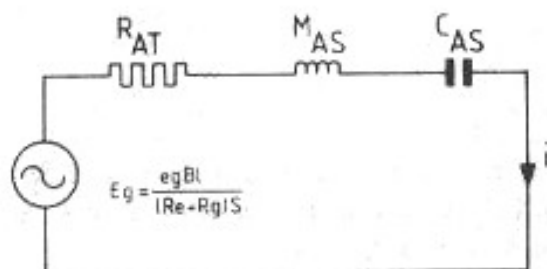
B = induction magnétique dans l'entrefer

l = longueur de conducteur mobile dans l'entrefer

S = surface du piston équivalent à la membrane

R_e = résistance électrique de la bobine mobile

R_m = résistance de frottement de la suspension



Modèle analogique d'un haut-parleur assimilé à un piston monté sur baffle infini. R_{AT} représente le terme d'amortissement, M_{AS} représente la masse en mouvement, C_{AS} l'élasticité.

On voit bien que, pour un haut-parleur donné, c'est-à-dire pour des termes B , l , S , R_e et R_m connus, la résistance R_g n'intervient qu'à travers un terme correctif et comme élément en série avec la bobine mobile.

- l'amortissement intrinsèque de l'enceinte acoustique (ce qui inclut filtres et haut-parleurs),
- la résistance du câble de jonction,
- l'impédance interne de sortie de l'amplificateur.

Là où les choses se compliquent, c'est que cette impédance de sortie varie :

1. avec la fréquence : ceci tient à la présence de circuits réactifs dans le montage de sortie ;
2. avec la nature et le taux de réaction appliqué à l'ensemble de l'amplificateur.

S'agissant d'apprécier l'influence de l'amortissement sur un haut-parleur, on considérera les cas extrêmes représentés par la figure 2 qui montre :

- l'effet d'un amortissement nul (attaque en courant),
- l'effet d'un amortissement maximal (attaque en tension).

On note alors que l'absence d'amortissement conduit à un relèvement du niveau du registre grave et, dans une moindre proportion du registre aigu — ce qui ne peut manquer d'améliorer subjectivement l'écoute à bas niveau par accentuation des extrémités du spectre (c'est en quelque sorte une correction physiologique de l'effet Fletcher). A l'inverse, un excès d'amortissement conduit à une perte de niveau aux très basses fréquences qui, en dépit de l'amélioration de la réponse impulsionnelle et même, précisément, à cause d'une certaine sécheresse sonore qui en découle, peut être ressentie comme une perte de qualité musicale.

Sur les points critiques cités (valeur du facteur $\frac{R_c}{R_g}$, fig. 1), les solutions tubes et transistors peuvent présenter des caractéristiques assez différentes :

- Plus grand facteur d'amortissement avec les transistors : ceci est la conséquence logique de taux de contre-réaction plus élevés.

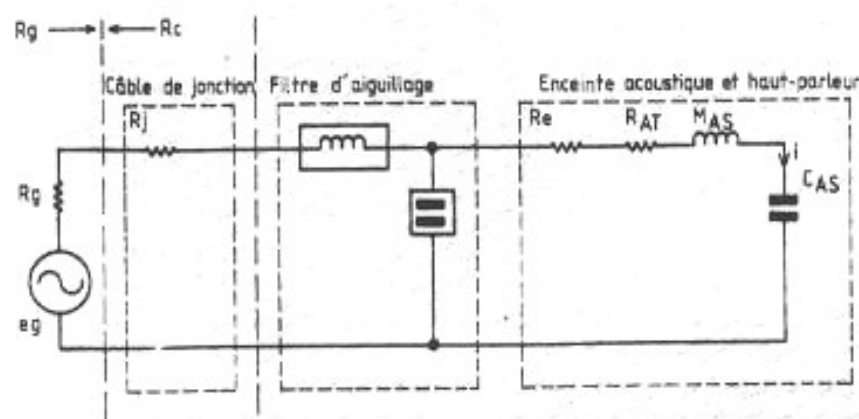


Fig. 1 : Schéma équivalent simplifié de l'ensemble amplificateur-enceinte acoustique (comportement aux basses fréquences).

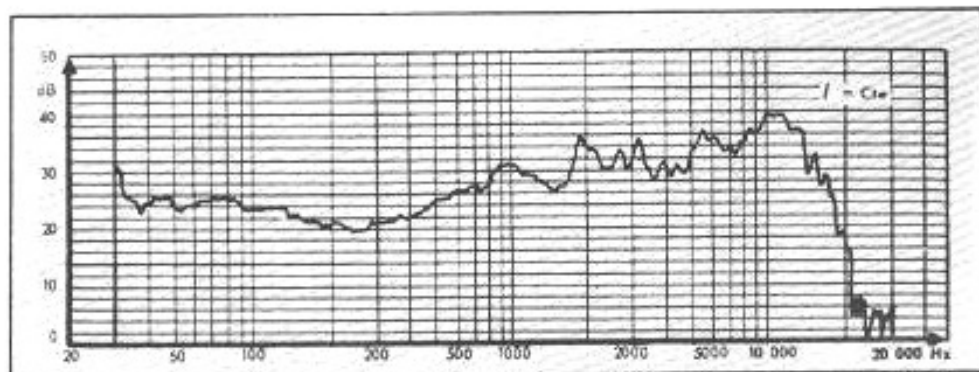


Fig. 2a : Courbe de réponse d'un haut-parleur Axiom 80 attaqué sous une intensité constante, le microphone étant situé à un mètre dans l'axe du cône.

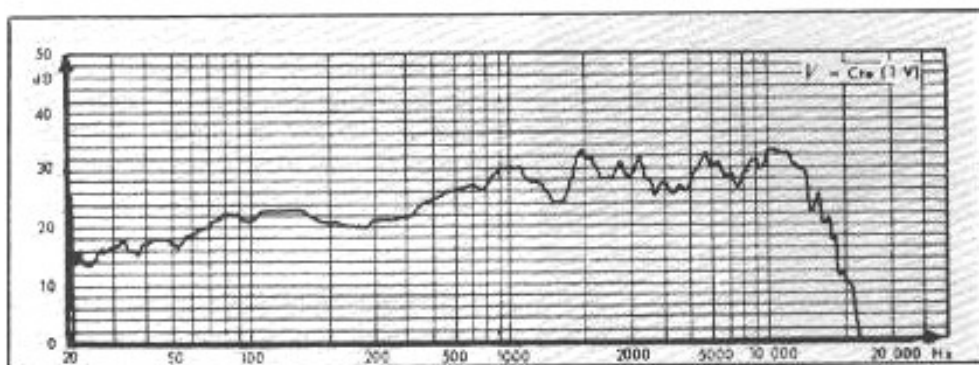


Fig. 2b : Courbe de réponse du même haut-parleur attaqué sous une tension constante, le microphone étant placé dans les mêmes conditions que ci-dessus. Le niveau, sous tension constante, correspond à 1 V (0 dB), le niveau sous intensité constante à environ -10 dB.

L'absence de transformateur de sortie amène du reste à minimiser la résistance équivalente R_g .

— Meilleure indépendance vis-à-vis de la fréquence, dans le cas des tubes.

Dans les étages de puissance à transistors, la présence d'un condensateur de liaison contribue à relever la valeur de R_g aux basses fréquences (voir fig. 3).

Par exemple, on relève :

$R_g = 1,6 \Omega$ (avec une partie inductive de $50 \mu\text{H}$) pour Quad 50. Le facteur d'amortissement q n'est alors que de 10 pour une charge conseillée de 16Ω .

$R_g = 1 \Omega$ pour Quad II, soit $q = 10$.

$R_g = 0,3 \Omega$ (en série avec $6 \mu\text{H}$ et $6\,000 \mu\text{F}$) pour Quad 303, soit $q = 25$.

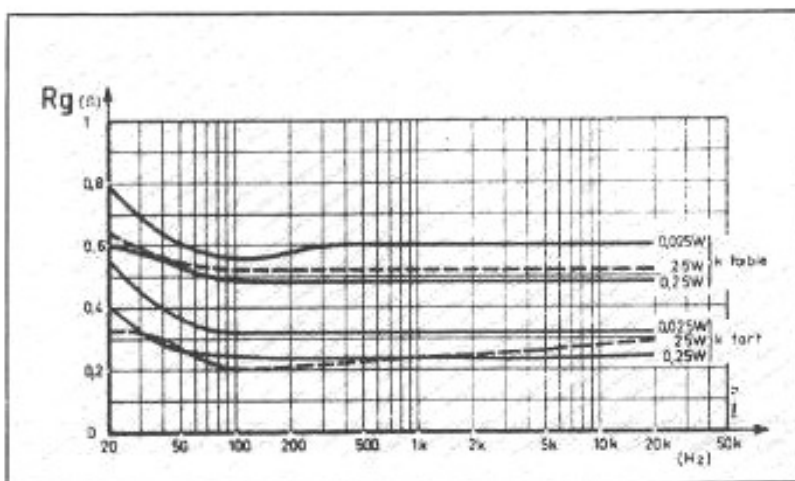


Fig. 3 : Impédance interne de sortie en fonction de la fréquence pour un amplificateur ($k =$ facteur d'amortissement réglable à deux niveaux par résistance série).

$R_g = 0,4 \Omega$ pour Radford MA 35 (soit $q = 7$).

$R_g = 0,05 \Omega$ à $0,2 \Omega$ pour la plupart des montages à transistors (soit $q = 40$ à 150). A noter cependant que certaines réalisations commerciales disposent d'un commutateur permettant l'insertion d'une résistance en série avec la charge ($0,5 \Omega$ à 1Ω est une valeur usuelle).

Ces considérations amènent finalement à penser qu'en présence de haut-parleurs à fort amortissement mécanique (aimants largement dimensionnés), il faut s'attendre à plus de moelleux avec les tubes, à plus de sécheresse avec les transistors.

Autres facteurs de troubles

L'influence de l'amortissement sur la qualité d'écoute n'est pas seule en cause, car bien des auteurs ont attiré l'attention sur l'interaction amplificateur-haut-parleur, pour expliquer des comportements bizarres d'amplificateurs d'excellente facture couplés à des enceintes acoustiques de bonne réputation.

L'existence de forts taux de contre-réaction peut être à l'origine de déclenchements intempestifs d'instabilité. Cette situation est liée :

1. à la nature complexe de l'impédance présentée comme charge de l'amplificateur. Les filtres d'aiguillage, mais aussi certains haut-parleurs électrostatiques, peuvent présenter une réactance importante ;
2. une force contre-électromotrice, prenant naissance dans le moteur d'un haut-parleur soumis à une contrainte mécanique, est susceptible de remonter vers l'entrée de l'amplificateur via le réseau de contre-réaction.

Ces raisons militent en faveur de l'installation de petits réseaux correcteurs permettant, soit de stabiliser l'impédance de charge à une valeur réelle, aussi constante que possible en fonction de

la fréquence ; soit de masquer la tension de retour.

Voici qui justifie le recours à des dispositifs simples consistant :

— soit à placer, en parallèle à la sortie de l'amplificateur, un réseau RC qui stabilise l'impédance vue de l'amplificateur (fig. 5a), voire un réseau LC qui introduit un amortissement sélectif (fig. 5b) ;

— soit à placer, en série avec l'enceinte acoustique, une résistance qui, à la fois, désamortit le(s) haut-parleur(s) et coupe le chemin de réaction (fig. 5c).

S'agissant de prévoir le comportement d'un couplage amplificateur-enceinte acoustique, force est de constater que beaucoup d'expérimentateurs ont perçu les effets néfastes de tensions de retour sur un amplificateur fortement contre-réactionné, sans pour autant pouvoir conduire une analyse rationnelle des phénomènes rencontrés.

Il est probable que le fonctionnement en classe B de beaucoup de montages à transistors favorise des réactions parasites

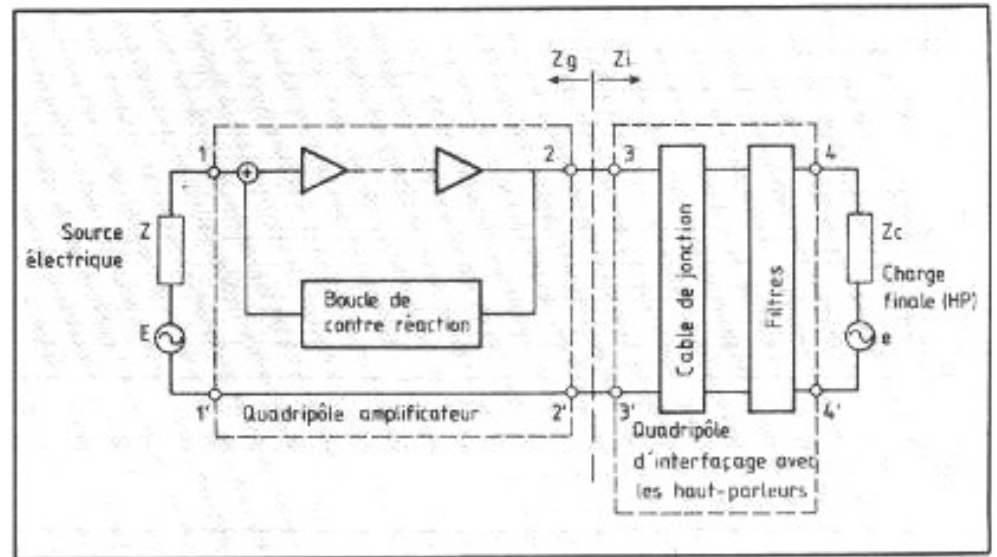
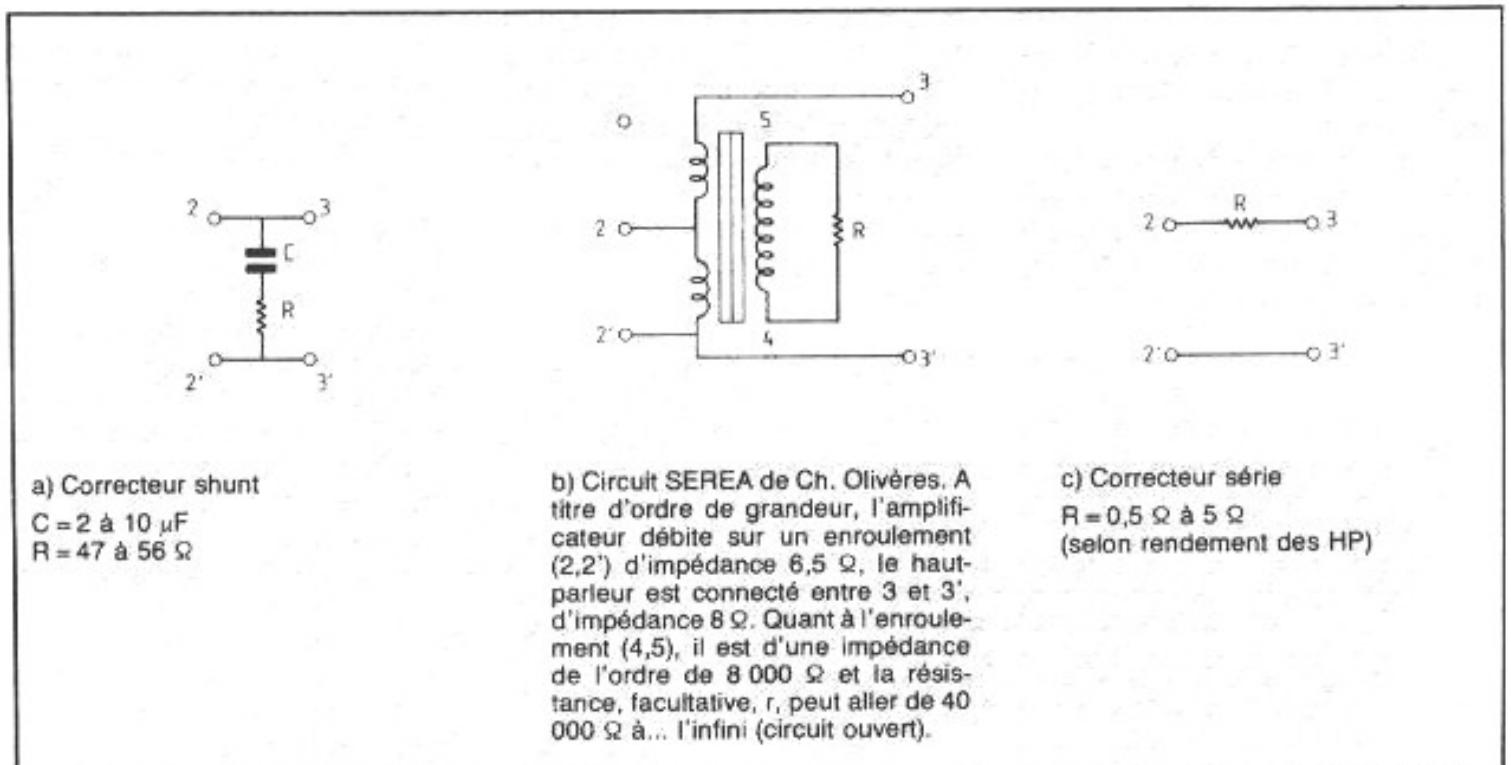


Fig. 4 : Représentation symbolique de l'environnement d'un amplificateur. Z_z représente l'impédance interne de sortie de l'amplificateur. Z_c représente la charge de l'amplificateur. E représente la tension du signal d'entrée de l'amplificateur ($Z_{usuel} = 0$). e représente la force électromotrice du (des) haut-parleur(s).

incontrôlables dans l'ensemble représenté en fig. 4. La preuve en est qu'une simple modification de la longueur d'un câble de jonction peut amener une modification audible sur modulation musicale, alors qu'aucune mesure faite en régime stationnaire n'apporte la moindre explication.

Une piste peut alors consister à analyser le comportement de l'amplificateur soumis à l'effet microphonique des haut-parleurs. C'est la voie dans laquelle s'était engagé J. Léon qui avait remarqué des déformations importantes du signal fourni par un haut-parleur (ou une enceinte acoustique) mesuré



a) Correcteur shunt
 $C = 2$ à $10 \mu F$
 $R = 47$ à 56Ω

b) Circuit SEREA de Ch. Olivères. A titre d'ordre de grandeur, l'amplificateur débite sur un enroulement (2,2') d'impédance $6,5 \Omega$, le haut-parleur est connecté entre 3 et 3', d'impédance 8Ω . Quant à l'enroulement (4,5), il est d'une impédance de l'ordre de $8\,000 \Omega$ et la résistance, facultative, r , peut aller de $40\,000 \Omega$ à... l'infini (circuit ouvert).

c) Correcteur série
 $R = 0,5 \Omega$ à 5Ω
 (selon rendement des HP)

Fig. 5 : Dispositifs de correction susceptibles d'améliorer la musicalité d'un amplificateur (à insérer entre amplificateur et enceinte acoustique).

comme un microphone (1).

A cet égard, l'examen comparatif des clichés de la fig. 6 est édifiant en ce qu'il révèle aux bornes du haut-parleur un signal très perturbé par rapport au signal délivré par la source sonore excitatrice.

S'agissant de conclure sur l'inégalité des chances de trouver un comportement stable en toutes circonstances, entre la formule à tubes et la formule à transistors, on peut prédire que la solution à tubes présente naturellement un découplage entre haut-parleurs et amplificateur : telle est la vertu du transformateur de sortie dont les effets s'apparentent à ceux obtenus avec les dispositifs décrits en fig. 5b et 5c.

L'absence de véritable blocage de la chaîne d'amplification, correctement réglée en classe A ou en classe AB, garantit une bonne protection contre les interférences, prenant naissance dans la boucle de contre-réaction, entre le signal d'entrée et le signal de retour venant des haut-parleurs.

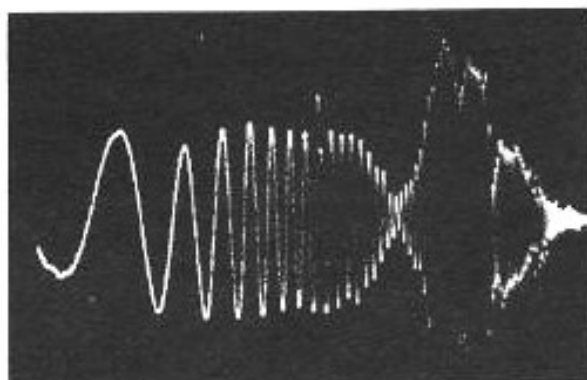
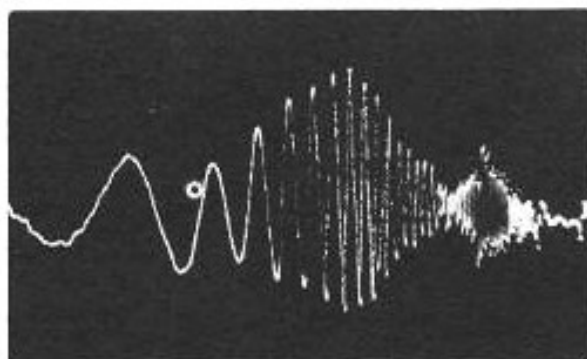
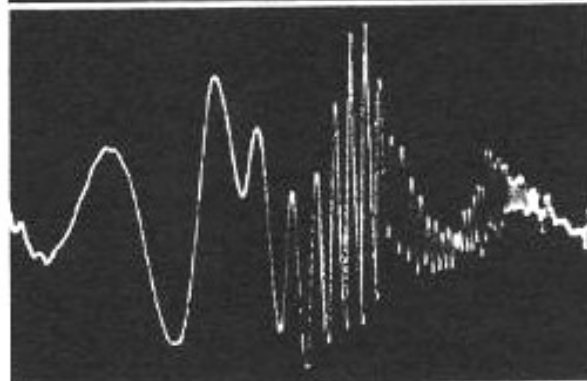


Fig. 6 : Réponses microphoniques de haut-parleur :
a) signal délivré par la source sonore (amplitude constante jusqu'à 2 kHz) ;



b) signal récupéré aux bornes du haut-parleur monté dans une enceinte correctement amortie ;



c) dito, haut-parleur monté dans une enceinte mal réalisée.

(1) La mesure consiste à soumettre le haut-parleur (ou l'enceinte acoustique) à un champ sonore wobulé et à analyser le signal électrique récupéré aux bornes de la bobine mobile.

Bruits et diaphonie

En théorie, le transistor n'est pas supérieur au tube, en raison du bruit croissant aux basses fré-

quences (bruit en $\frac{1}{f}$). Toutefois, les bruits parasites se trouvent souvent diminués du fait de l'abaissement des niveaux d'impédance — ce qui contribue à réduire la sensibilité aux effets inductifs et électrostatiques.

Il faut cependant noter, à l'avantage des tubes, des courants de mode commun ou des courants de masse plus faibles, ce qui peut concourir à la réduction des couplages diaphoniques ou interétages. Ce risque de couplage entre canaux droit et gauche existe néanmoins dans certaines réalisations, là où s'opère une concentration des circuits sur une même carte, comme en témoigne la fig. 7. Une telle disposition était inhabituelle dans les anciennes réalisations à tubes.

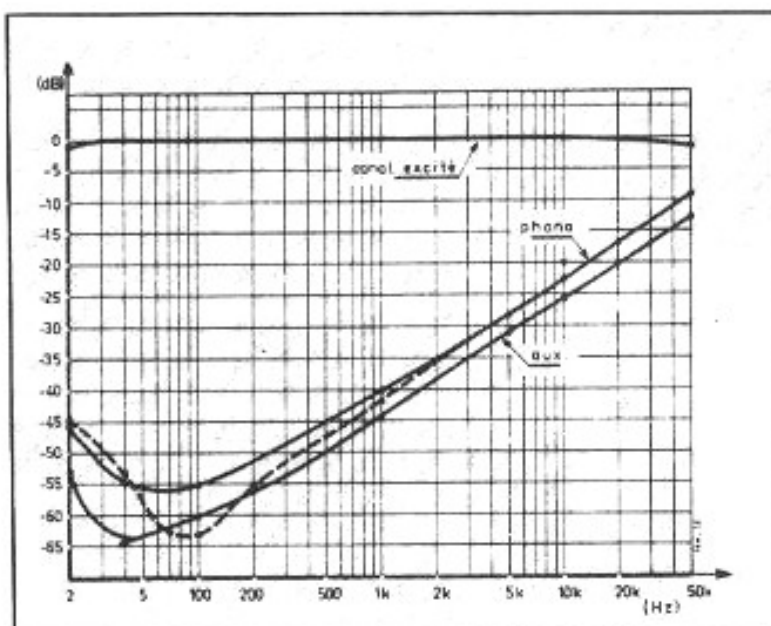


Fig. 7 : Diaphonie en fonction de la fréquence (puissance 25 W/4 Ω) (en tirets : à puissance nulle ($R = \infty$)).