

N° 23 NOUVELLE SÉRIE 16<sup>e</sup> ANNÉE

# L'AUDIOPHILE

HAUTE FIDÉLITÉ PLUS!



## PANORAMA DES SOURCES

14 SOURCES AUDIO

• *THEORIES*  
**LES HAUT-PARLEURS  
IONIQUES (II)**

• *POINT DE VUE*  
**HAUT-PARLEURS  
SANS CONCESSION  
OU L'HISTOIRE D'UNE  
INSTALLATION (SUITE)**

• *POINT DE VUE*  
**LA MUSE  
ET L'ORDINATEUR**

• *ACOUSTIQUE*  
**MUSICALE  
LA MUSIQUE  
SUR UN TRIANGLE (IV)**

## IDEES NOUVELLES



Les câbles :  
la fin du mystère ?

## JAZZ

du jazz de toutes les couleurs

## CLASSIQUE

de la Musique avant toute  
chose...

M 2569 - 73 - 55,00 F RC



**Page non  
disponible**

**Page non  
disponible**

**Page non  
disponible**

# THEORIES

## LES HAUT-PARLEURS IONIQUES (II)

*Alain Deraedt*

**L**es haut-parleurs ioniques constituent une race de transducteurs à part. En effet, ils agissent directement sur les molécules d'air, par la biais de l'ionisation afin de créer, au sein de celles-ci, les variations de pression nécessaires à l'obtention d'ondes sonores et ce, sans utiliser d'intermédiaires mécaniques vibrants, tels les membranes ; dans le précédent numéro, nous avons étudié la décharge électrique couronne dans l'air, et nous allons voir maintenant comment elle peut être appliquée en vue de réaliser des transducteurs basés sur ce principe.

### Remarque

Dans ce qui précède, on a considéré que les seuls porteurs de charge électrique étaient des ions négatifs (pour la décharge négative) : en fait, une certaine part du courant de décharge est purement électronique (c'est-à-dire formée par un courant d'électrons libres) ; il peut s'agir soit d'électrons issus de l'avalanche électronique et rejoignant l'anode sans subir de phénomènes d'attachement, soit d'électrons attachés à une molécule (formant ainsi un ion négatif) et

"désarçonné" de sa monture lors d'un choc de cet ion avec une molécule neutre, et allant directement vers l'anode, ou faisant un bout de chemin seul avant de se réattacher un peu plus loin à un autre atome ; du point de vue des effets mécaniques, ce courant électronique peut être considéré comme parasite, dans la mesure où le transfert de quantité de mouvement lors d'une collision électron-molécule neutre est quasiment négligeable, compte tenu du rapport entre la masse d'un électron et celle d'un

ion ; néanmoins, d'après Max Goldman (communication orale), la part de ce courant électronique dans le courant de décharge totale est très faible jusqu'à une valeur de ce dernier de 100 à 120  $\mu\text{A}$  environ (par pointe), c'est-à-dire en régime d'impulsions de Trichel ; au-delà, la part de ce courant électronique augmente brutalement et devient rapidement prépondérante (elle augmente exponentiellement avec la tension) ; compte tenu de la différence des valeurs des mobilités des ions et des électrons

(cette dernière étant égale à  $4 \cdot 10^{-2}$   $m^2/V \cdot s$ , soit 200 fois celle d'un ion), et du fait que le rapport courant électronique/ courant total n'est pas constant, la formule (3) n'est, en toute rigueur, pas exacte, mais réalise une bonne approximation jusqu'à environ  $120 \mu A$ .

Signalons enfin que le bruit observé lors d'une décharge positive provient des effets thermiques des streamers, alors que dans le cas d'une décharge négative, les impulsions de Trichel, étant de nature capacitive, ont un effet négligeable sur l'air.

### III - Transducteurs à décharge couronne

#### 1. Description d'un dispositif de base

En application de ce qui vient d'être écrit, un transducteur de base devra donc être constitué de deux électrodes : l'une, portant des pointes, placée face à l'autre, de structure grillagée, afin d'être acoustiquement transparente, et polarisée positivement par rapport aux pointes, la décharge devant être négative (à ce propos, il convient que la contre-électrode ne comporte aucune aspérité en surface, une décharge couronne positive, et donc génératrice de bruit, pouvant se développer sur cette aspérité). Un tel dispositif aura l'aspect décrit en fig. 6.

La grandeur à moduler sera le courant de décharge  $I$  (puisque nous avons vu que la force ionique est proportionnelle au courant de décharge) autour d'une valeur de polarisation fixe  $I_0$ , nécessaire à l'entretien de la décharge ; ceci sera fait par une source de courant modulée par le signal d'entrée, et débitant un courant  $I$  tel que  $I - I_0 = k \cdot v_{in}$ , où  $k$  est un facteur de proportionnalité, et  $v_{in}$  le signal d'entrée ; on devra toujours faire en sorte que le courant de chaque pointe reste constamment dans la zone de stabilité de la décharge,

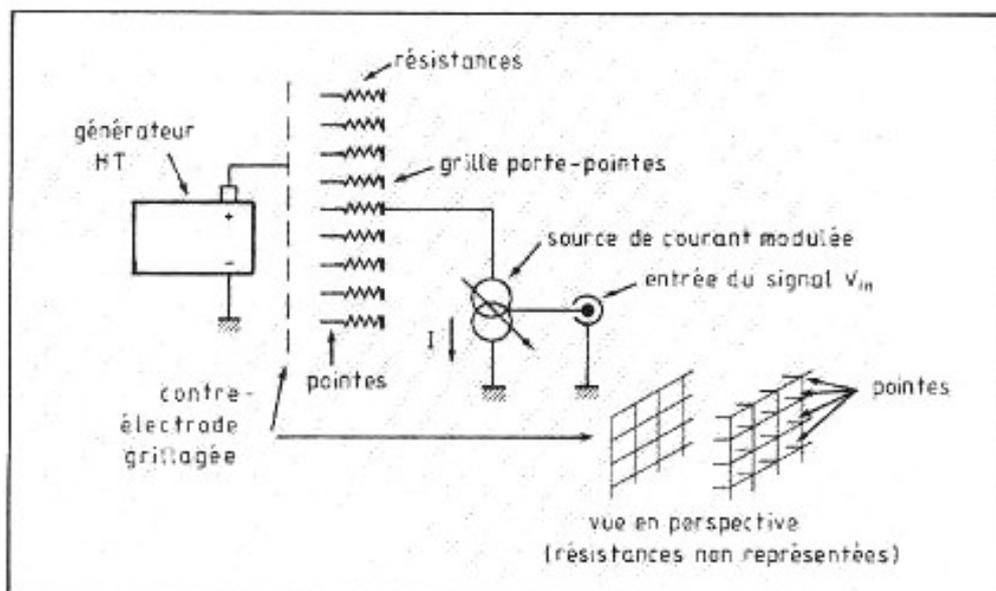


Fig. 6 : Structure d'un dispositif de base.

soit, en prenant une marge de sécurité, entre  $10 \mu A$  et  $120 \mu A$  par pointe (ce qui nécessite d'imposer à  $I$  une valeur minimum  $I_{min} > 0$ ). On notera l'existence de résistances en série avec chaque pointe : ces résistances d'une valeur d'environ  $20 M\Omega$ , sont nécessaires au bon fonctionnement de l'ensemble (elles font d'ailleurs l'objet d'un brevet) ; leur rôle est triple : elles interdisent tout passage à l'arc de la décharge, elles équilibrent les valeurs du courant d'une pointe à l'autre, enfin, accessoirement, elles stabilisent la décharge et diminuent l'amplitude des impulsions de Trichel ; quant à la source de courant, sa sortie devra subir des variations de tension pouvant dépasser le millier de volts ; l'utilisation d'un tube s'avère donc quasiment obligatoire ; d'ailleurs, une telle commande peut très bien se réduire à un seul tube, tout en affichant de très bonnes performances (fig. 7).

Calculons la pression acoustique que l'on peut attendre d'un tel transducteur : soit  $d$  la distance pointes contre-électrode,  $S$  la surface du transducteur,  $I$  le courant de décharge total,  $\Pi$  un plan fictif situé entre les électrodes, de même surface que le transducteur et perpendiculaire à son axe, et  $\vec{n}$  le vecteur unitaire normale à  $\Pi$  (donc

parallèle à l'axe du transducteur) (voir fig. 8) : soit  $F$  la composante suivant l'axe du transducteur de la force ionique totale, on a :

$$F = \iiint_{\vartheta} \vec{f} \cdot \vec{n} \, dv$$

où  $\vartheta$  est le volume inter-électrodes et  $\vec{f}$  la densité volumique de force ; utilisant la formule (3), il vient :

$$F = \frac{1}{\mu} \int_0^d \left[ \iint_{\Pi} \vec{J} \cdot \vec{n} \, d\sigma \right] dx$$

mais,  $\vec{J}$  étant une densité surfacique de courant,  $\iint_{\Pi} \vec{J} \cdot \vec{n} \, d\sigma$  est l'intensité totale de courant traversant le plan  $\Pi$ , c'est-à-dire le courant de décharge  $I$  ; d'où  $F = Id/\mu$ , et donc  $p = Id/\mu S$  où  $p$  est la pression ionique au niveau de la contre-électrode ; donnons, par un exemple réaliste, un ordre de grandeur pour  $p$  : soit  $d = 1$  cm, et supposons que nous ayons 1 pointe par  $cm^2$ , et que le courant dans chaque pointe soit égal à

$$I_0 + I_1 \cos(\omega t)$$

avec  $I_0 = 80 \mu A$  et  $I_1 = 20 \mu A$  ; ce qui nécessitera une tension d'alimentation de 20 à 25 kV, la pression acoustique  $p_a$  n'est due qu'à la composante alternative de  $I$ , qui est  $I_1 \cos(\omega t)$  et dont l'amplitude crête à crête est égale à  $40 \mu A$  ; dans la formule précédente, nous

avons donc :  $I=40 \mu\text{A}$ ,  $d=1 \text{ cm}$ ,  $S=1 \text{ cm}^2$  et  $\mu=2 \text{ cm}^2/\text{V.s}$  soit une pression acoustique  $p_a=20 \text{ Pa}$  (Pa : pascal :  $1 \text{ Pa}=1 \text{ N/m}^2$ ) soit une intensité acoustique égale à

$$20 \log_{10} \frac{20}{2 \cdot 10^{-5}} = 120 \text{ dB}$$

on voit donc que l'on peut obtenir à partir de tels transducteurs des niveaux très élevés, les chiffres utilisés dans l'exemple étant raisonnables ; bien entendu, il s'agit de l'intensité acoustique au niveau du transducteur ; à une distance de 1 mètre, cette intensité dépend de la géométrie, et surtout de la taille du transducteur ; il convient de tempérer cette valeur, calculée à partir de la formule (3) en supposant que le courant de décharge est purement ionique, ce qui, on l'a vu, n'est pas le cas ; en fait, l'intensité sonore réelle, dans les conditions précédentes, devrait rester quasiment inchangée ; notons enfin que ce calcul n'est valable que pour des pulsations  $\omega$  suffisamment faible pour que la longueur d'onde soit grande devant la distance interélectrodes  $d$  (voir partie IV) ; profitons-en pour calculer la vitesse  $V$  du vent ionique, donnée par la formule :

$$P_k = \frac{1}{2} \rho_o V^2$$

où  $\rho_o (=1,2 \text{ kg/m}^3)$  est la masse volumique de l'air et  $p_h$  la pression hydrodynamique, due, cette fois-ci, à la composante continue  $I_o$  du courant de décharge : on obtient  $p_h=40 \text{ Pa}$ , et  $V \approx 8,2 \text{ m/s}$  ; nous examinerons ultérieurement les tentatives pour éliminer le vent ionique.

La bande passante d'un tel transducteur couvre la bande audio 20 Hz-20 kHz, et bien au-delà ; néanmoins la réponse dans les fréquences basses dépend étroitement des dimensions du transducteur : plus elles sont importantes, meilleure est la réponse dans les graves ; en ce qui concerne les fré-

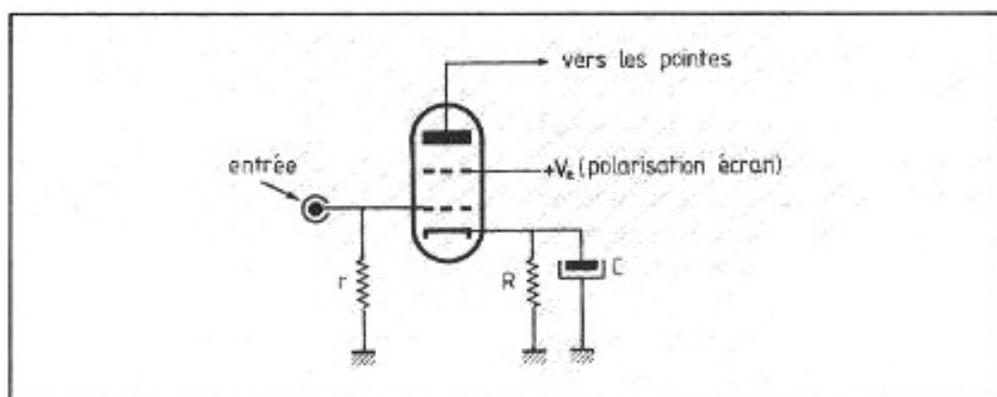


Fig. 7 : Schéma d'un modulateur simplifié.

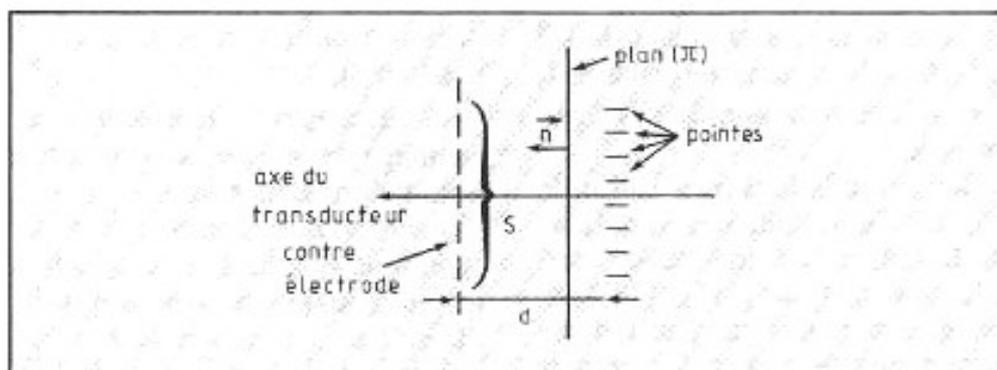


Fig. 8 : Esquisse simplifiée d'un TDC pour le calcul de la pression.

quences élevées : K. Matsuzawa note dans [9] (voir aussi [7]), que ce type de transducteur a une fréquence de coupure haute d'environ 10 kHz : ceci est dû à la capacité parasite entre les électrodes qui, étant en parallèle avec la charge, constitue un filtre passe-bas : en fait, quand on regarde la fig. 1 de [9], on constate que cet auteur monte ses pointes directement sur des barreaux métalliques de diamètre non négligeable (pour la rigidité), placés face à la contre-électrode, obtenant ainsi une capacité d'environ 0,3 pF par pointe.

D'autre part n'utilisant pas de résistance en série avec les pointes, il doit se contenter d'un courant de polarisation de moins de  $10 \mu\text{A}$  par pointe, travaillant ainsi sur une zone de la courbe tension-courant (voir fig. 2) où la résistance dynamique de la décharge est très élevée (la résistance dynamique est le rapport  $dE/dI$ , c'est aussi l'inverse de la pente de la tangente à la courbe au point considéré) : d'où

une fréquence assez faible de coupure haute ; le remède à cet état de fait est simple : il consiste d'abord à placer des résistances en série avec les pointes, permettant de travailler avec un courant de polarisation plus élevé, et donc, dans une région où la résistance dynamique est faible, et, d'autre part, pour diminuer la capacité inter-électrode, d'utiliser des pointes aussi courtes que possible, montées sur des supports isolants (donc ne contribuant pas à cette capacité) et alimentées individuellement par des fils assez fins ; les expérimentations que j'ai menées avec Pascal Freulon ont conduit à des fréquences de coupure (à -3 dB) calculées d'environ 130 kHz, ce qui fut largement corroboré par des mesures ; on peut en fait monter à des fréquences de plusieurs centaines de kHz.

## 2. Diverses variantes

a) **Commande numérique directe** : si l'on remplace la source de courant modulée analogiquement (voir fig. 6) par  $n$  sources de

courant fixes, débitant respectivement des intensités,  $I/2$ ,  $I/4$ , ...,  $I/2^n$ , commutées à la fréquence d'échantillonnage par un signal numérique quantifié à  $n$  bits, on obtient alors un transducteur à commande digitale directe (associée ou non à un noise-shaping ou  $\Sigma - \Delta$  - modulation) ; bien entendu ces sources de courant peuvent être réalisées suivant une technologie "solid-state" (semi-conducteurs) et cascodées par un unique tube de sortie (fig. 9).

Le courant variera alors de  $I$  à  $I(2-1/2^n)$ , le courant de polarité  $I_0$  sera la demi-somme de ces deux valeurs.

**b) Triodes ioniques :** afin de réduire l'amplitude des variations de la tension de commande, certains auteurs (voir [11] et [13]) ont imaginé de placer une électrode de commande tout près des pointes (fig. 10) afin de faire varier le courant de décharge par de plus faibles variations de tension entre la pointe et cette troisième électrode qu'entre la pointe et la contre-électrode. Outre que la réalisation mécanique d'un tel système est particulièrement délicate et nécessite une grande précision, cela complique nettement la commande électronique, et des instabilités de décharges peuvent apparaître entre la pointe et cette électrode de commande, à cause de la faible distance qui les sépare ; cela revient à substituer à un tube électronique à vide, de fonctionnement sûr et de gain en tension important (qui peut atteindre et dépasser 200 pour une triode d'émission) une

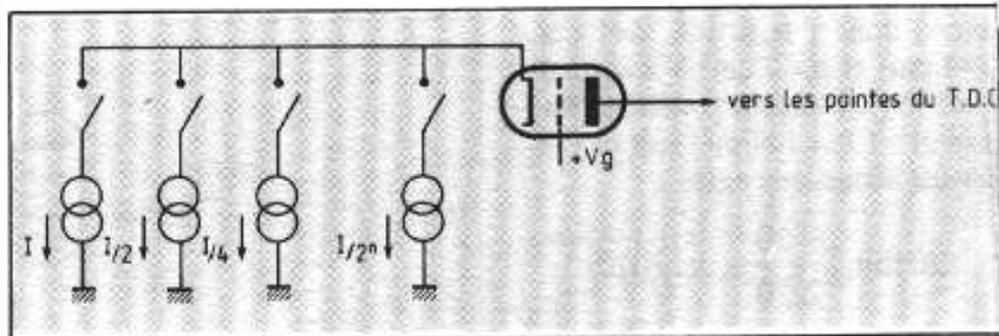


Fig. 9 : Schéma simplifié d'une commande numérique d'un TDC.

triode à air, de fonctionnement incertain et dont le gain en tension n'excèdera pas de toute façon quelques unités (environ 3 ou 4 maximum).

**c) Structures push-pull :** on distingue deux types de structures push-pull, indiqués par fig. 11 :

- structure à contre-électrode commune (fig. II-1) : ce système revient à juxtaposer deux dispositifs de base : l'une des sources de courant est modulée par le signal ; quant à l'autre, elle est soit modulée en opposition de phase par rapport à la première, soit fixe, de courant égal au courant de polarisation de la première ; le but de l'opération étant de supprimer le vent ionique global ;

- structure à pointes communes (fig. II-2) : les pointes étant placées entre les deux contre-électrodes, la commande devra s'effectuer par l'intermédiaire de ces dernières ; la commande électronique sera plus complexe, puisqu'elle nécessitera quatre tubes montés en deux single-ended-push-pull (ce qui, faute de place, n'apparaît pas sur la figure) si l'on envisage une commande purement en courant ; les deux sources de courant fonction-

nent en opposition de phase (classe A linéaire), et donc les pointes auront un courant de décharge constant, ce qui permettra de travailler dans une zone où la décharge sera stable, et on évitera les problèmes éventuels d'extinction de pointe, pouvant survenir en cas de modulation trop importante du courant ; le problème sera alors celui des capacités entre contre-électrodes elles-mêmes et contre-électrodes-pointes, qui deviendront prohibitives : il faudra alors recourir à un système électronique particulièrement complexe incluant des blindages pour séparer les courants capacitifs des courants de décharge (système qu'il n'est pas possible d'explicitier ici) ; une autre solution consiste à commander les contre-électrodes non plus en courant, mais en tension ; en effet, les courants de décharge des pointes restant constants, et compte tenu du caractère approximativement quadratique de la relation tension-courant d'une décharge couronne, on peut estimer que les termes du second degré s'élimineront, et que la différence de courant entre les pointes et chaque contre-électrode sera à peu près proportionnelle à la différence de tension entre les contre-électrodes, ce qui éliminera le problème des capacités parasites tout en ayant une THD raisonnablement faible ; le casque à plasma froid mis au point par Henri Bondar pour le compte d'Audio-Reference utilisait cette structure, et sa commande, très simple, était à mi-chemin

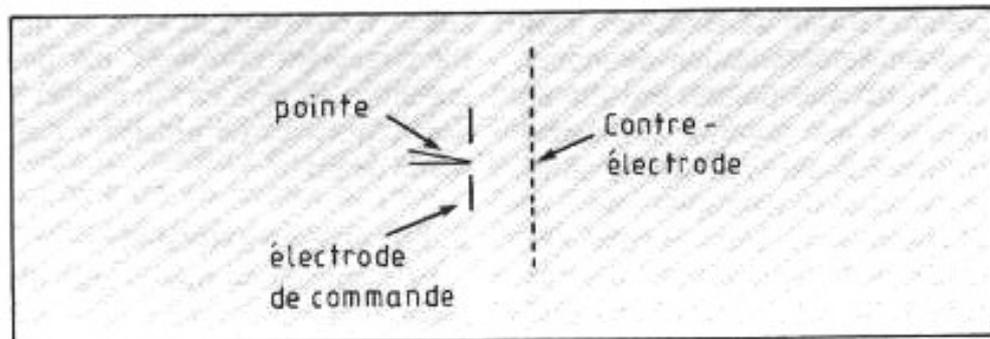


Fig. 10 : Esquisse d'une triode ionique.

entre une commande en courant et une commande en tension (voir [18]) ; ici aussi, on notera l'absence de vent ionique global, l'énergie cinétique transmise par les ions ne pouvant se dissiper par le vent ionique, elle le sera sous forme d'une agitation thermique à l'origine d'une augmentation de température d'une dizaine de degrés ; notons encore qu'en raison du faible nombre de pointes (trois) par cellule, H. Bondard n'a pas cru bon de placer des résistances stabilisatrices en série avec les pointes, ce rôle étant dévolu aux résistances de  $1\text{ M}\Omega$  de polarisation des contre-électrodes.

Les numéros entre crochets se réfèrent à la bibliographie qui paraîtra dans le prochain numéro.

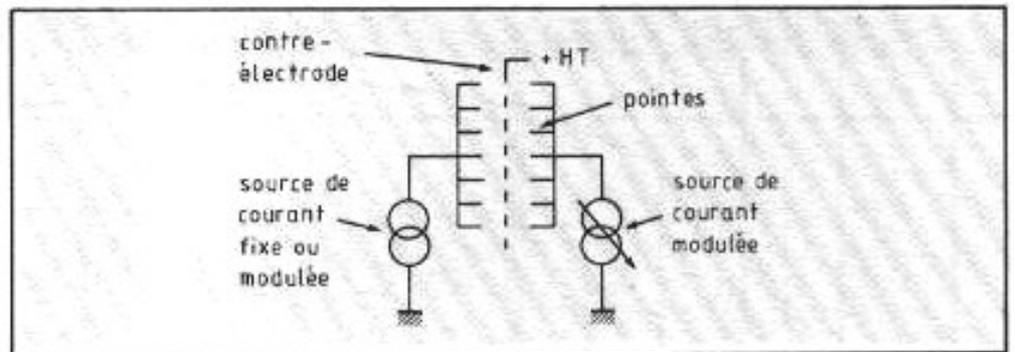


Fig. 11.1 : Structure push-pull à contre-électrode commune.

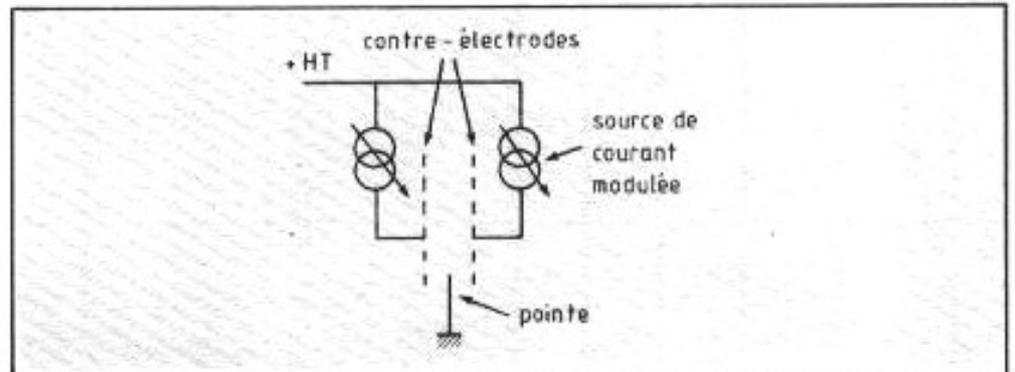


Fig. 11.2 : Structure push-pull à pointes communes (seule une pointe est représentée).

Fig. 11 : Structures push-pull (les résistances de pointe ne sont pas représentées).

**Page non  
disponible**

# EXTREMES-BASSES GRACE A CALSOD ET LEAP (II) LE CAISSON DE BASSES EB 20

*Charles-Henry Delaleu*

**D**

*ans le précédent numéro de L'Audiophile, nous avons abordé la réalisation d'un caisson d'extrême-basse. Dans le présent article, nous reviendrons sur la partie pratique de cette réalisation.*

*Devant les résultats obtenus, nous avons décidé de faire de cette étude un kit à part entière : l'EB 20, E pour Extrêmes, B pour Basses et 20 pour 20 Hz.*

## **Avertissement**

A l'origine, cette étude d'un caisson d'extrême-basse avait été entreprise pour vérifier la validité des programmes CALSOD et LEAP. En raison des nombreux appels téléphoniques que nous avons reçus de la part des particuliers voulant se lancer dans l'aventure, il convient de revenir sur quelques données fondamentales d'un tel système.

1°) Que ce soit pour une application de sonorisation ou tout autre usage à haute pression

sonore, ce système ayant été étudié pour une application domestique utilisée à un niveau de pression acoustique raisonnable, il ne faudra en aucun cas utiliser le filtre tel. En effet, la courbe d'accentuation dans le grave provoque de telles elongations de l'équipage mobile (24 à 28 mm) que l'amplificateur sera vite à genoux. La puissance maximale autorisée par ce système est de 80 watts maximum avant talonnage du haut-parleur avec une accentuation dans l'extrême-grave de 15 dB en tension. Il faut

dra tenir compte de cette donnée lors de l'utilisation. En tenant compte des valeurs statistiques de l'énergie généralement rencontrée dans les œuvres musicales, ce système pourra fonctionner de manière linéaire entre 20 et 40 Hz. De plus, il faut se rappeler que si l'ampli utilisé possède une puissance trop faible il aura vite fait de saturer et de vous sortir un signal carré à la place de la belle sinusoïde prévue. Dans ce cas, l'étage de puissance aura vite fait de rendre l'âme ou tout du moins les fusi-

bles auront vite fondus. Nous conseillons aux utilisateurs d'opter pour un ampli de puissance 100 à 200 watts tout en évitant de pousser le niveau et ce, afin de proscrire toute saturation.

2°) Devant le prix du 30W100, beaucoup de personnes ont préféré s'orienter vers d'autres haut-parleurs. Nous insistons sur le fait qu'un tel caisson ne peut fonctionner correctement qu'avec des haut-parleurs possédant des paramètres électromécano-acoustique précis. Le  $V_{AS}$  du haut-parleur devra se situer dans une valeur faible comprise entre 50 et 100 litres. Le  $Q_{TS}$ , quant à lui, devra être supérieur à 0,5. Afin de soulager quelques comptes bancaires, nous avons réalisé une seconde simulation avec un haut-parleur beaucoup moins cher : le 24W75 de Dynaudio.

## Les haut-parleurs

Ces deux transducteurs (30W100 et 24W75) possèdent en termes de paramètres des valeurs proches. De ce fait, nous pouvons utiliser exactement le même filtre dans les deux configurations. Les possibilités d'élongation de l'équipage mobile ainsi que la puissance admissible sont équivalentes. Dans le cas du 30W100, la charge acoustique retenue est du type clos, d'un volume net de 50 litres. En ce qui concerne le 24W75, nous opterons pour une charge de même type mais ici le volume sera ramené à 30 litres nets. La différence essentielle entre ces deux transducteurs réside dans le rendement obtenu en fin de parcours. Le 30W100 possède un net avantage de 3 dB en pression acoustique obtenue à puissance équivalente. Ce dernier sera donc beaucoup moins sollicité que le 24W75.

## La charge acoustique

Dans les deux cas, l'ébénisterie sera réalisée en médite d'une

épaisseur minimum de 22 mm. Veiller à réaliser une enceinte rigide, éventuellement un ou deux tasseaux au centre des parois seront les bienvenus. La charge sera remplie de laine de verre à 50 % du volume utilisable. La densité de cet amortissement sera moyenne. Les cotes du caisson pour le 30W100 ont été indiquées dans le précédent numéro. Pour le 24W75, nous utiliserons un rapport hauteur/largeur/profondeur identique. La forme exacte du caisson n'a pas une importance fondamentale aux fréquences extrêmes-basses. Le lecteur pourra donc, suivant le local, réaliser quelques déviations. Seule la valeur du volume net utilisé est très importante. Comme il s'agit, dans les deux cas, d'un caisson très compact en 30 ou 50 litres il ne devrait poser aucun problème d'emplacement. Éviter toutefois les encoignures.

Faut-il utiliser un ou deux caissons ? Le choix en est laissé au lecteur. Le filtre actif possédant une double entrée avec un sommateur, l'option caisson central est possible. Deux filtres séparés et deux caissons autorisent des pressions acoustiques plus importantes puisque nous doublons les surfaces d'émission. Le confort d'utilisation n'en sera que plus grand.

## Le filtre actif

Par rapport au schéma paru dans le précédent numéro, nous avons procédé à deux petites modifications. Nous avons ajouté, après l'étage de sortie, un condensateur papier de  $4,7 \mu F$  au polypropylène afin d'éviter tout passage de courant continu. En effet, le schéma ne prévoit pas de réglage d'offset sur les amplificateurs opérationnels. Il est donc nécessaire de protéger le système contre tout accident. De même nous avons modifié la valeur de la résistance série insérée dans la boucle de contre-réaction de l'étage de sortie. La

résistance de  $820 \Omega$  passe à  $100 \Omega$ . Ceci permet d'obtenir une plus large gamme de réglages au niveau du système.

Nous ne reviendrons pas sur sa description mais plus spécialement sur son utilisation. Compte tenu du fait que nous avons placé un étage de sortie réglable de  $-15 \text{ dB}$  à  $+15 \text{ dB}$ , il convient lors de la première mise en route de commencer avec le réglage de volume placé à  $-15 \text{ dB}$ . L'amplificateur utilisé pour le ou les caissons aura, si possible, une sensibilité d'entrée équivalente à celle de l'amplificateur utilisé sur le reste du spectre. Le réglage du niveau devra être fait très progressivement afin d'éviter toute saturation prématurée. Le réglage en fréquence se fera en fonction des enceintes principales utilisées. Ici, seuls plusieurs essais successifs pourront procurer à l'auditeur la solution optimum en termes de fréquence de coupure haute. Il ne faut pas hésiter à jouer aussi sur la phase et en même temps sur le réglage de la fréquence et la polarité du haut-parleur de grave. Avec un peu de patience, l'optimum n'est pas loin.

Nous vous rappelons que le filtre actif fait l'objet d'une description détaillée dans la revue Led numéro de février 93 (Editions Périodes, 1 boulevard Ney, 75018 Paris, tél. 42.38.80.88 poste 7314).

## Les résultats techniques

Sur la figure 1 est représentée la courbe amplitude/fréquence du 24W75 simulée sur CALSOD monté dans un volume clos de 30 litres. La figure 2 nous donne le résultat final du caisson de basses + filtre. Sur la figure 3, nous avons la courbe amplitude/fréquence du 30W100 simulée sur CALSOD dans un volume clos de 50 litres. La figure 4 nous montre le résultat final du cais-

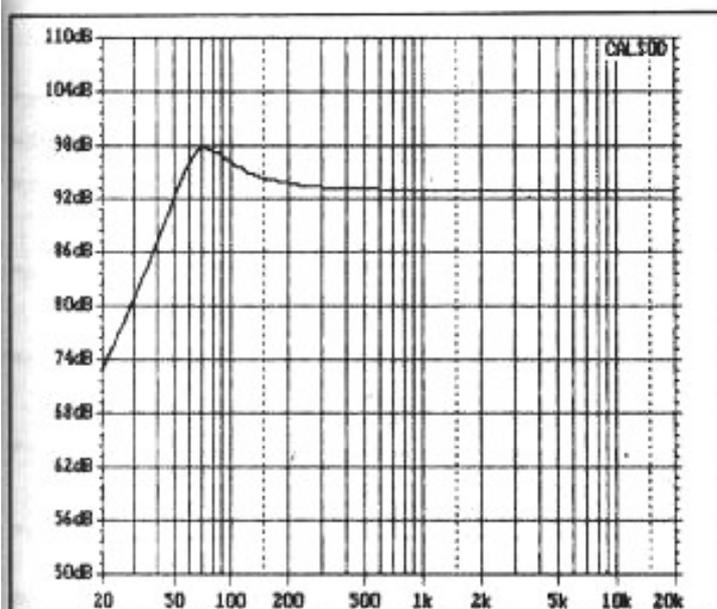


Fig. 1 : Simulation du 24W75 chargé dans 30 litres (volume clos).

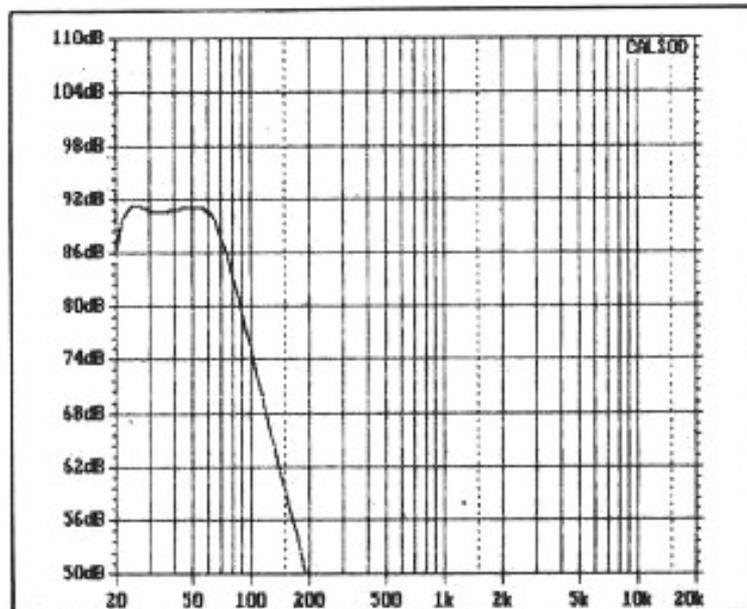


Fig. 2 : Simulation caisson + filtre du 25W75.

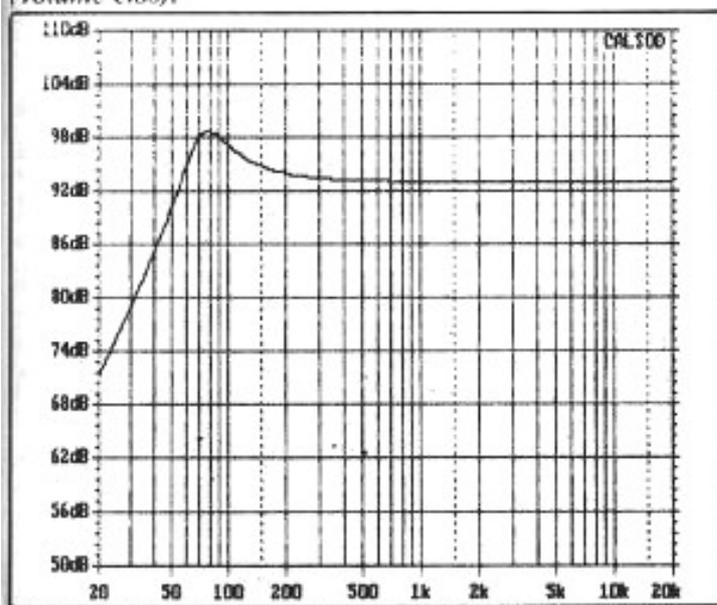


Fig. 3 : Simulation du 30W100 chargé dans 50 litres (volume clos).

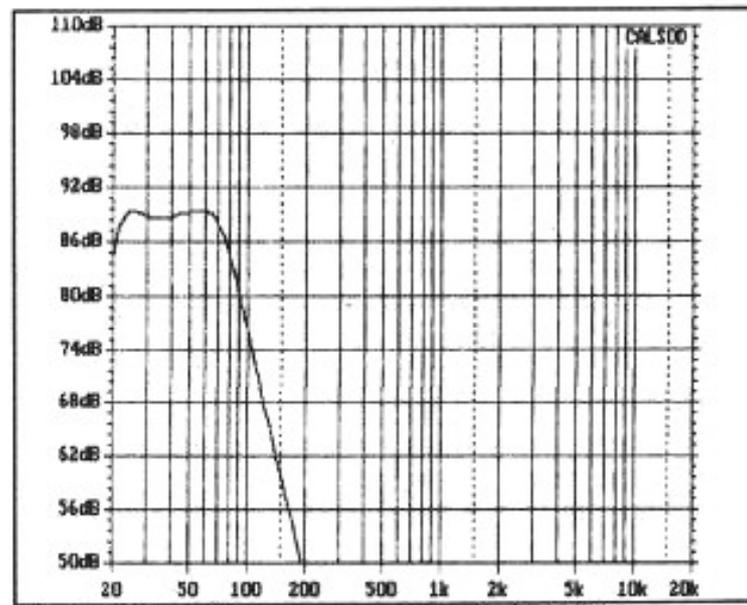


Fig. 4 : Simulation caisson + filtre du 30W100.

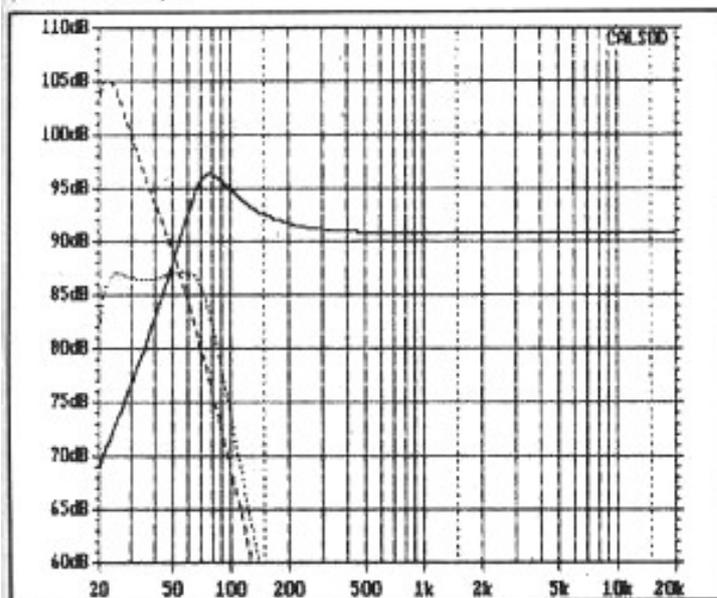


Fig. 5 : Simulation sur le 30W100 de la charge (trait plein), du filtre (en tireté), du résultat final (en pointillé).

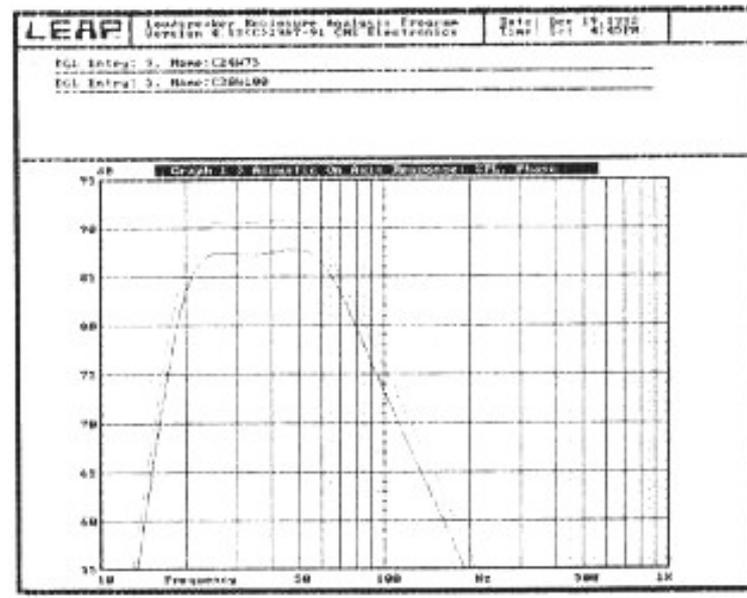


Fig. 6 : Comparaison de la pression sonore obtenue à puissance équivalente entre le 30W100 et le 24W75 (courbe inférieure).

son de basses + filtre. Sur la figure 5 nous avons représenté les courbes typiques du 30W100 (trait plein), du filtre en position extrême (en tireté), du système complet (en pointillés). Sur la figure 6, on peut voir la différence existant entre l'utilisation à puissance équivalente d'un 30W100 (courbe supérieure) et d'un 24W75 (courbe inférieure). Noter la différence de pression acoustique entre les deux variantes à puissance d'entrée équivalente. Cette simulation a été réalisée sur LEAP. Une fois de plus, LEAP et CALSOD les mêmes résultats.

## Les mesures

Une fois le système fini, nous avons procédé aux mesures finales sur un banc Brüel & Kjaer. Nous avons été favorablement surpris de la parfaite similitude entre la simulation sur ordinateur et les courbes obtenues sur banc. Sur la figure 7, nous avons représenté la courbe amplitude/fréquence du filtre actif en position extrême-basse. Cette courbe nous donne une idée de celle du filtre à différents niveaux de tension en sortie. Sur la figure 8 nous avons le réglage en fréquence. Comme prévu nous obtenons un réglage à  $-3$  dB compris entre 30 et 80 Hz. Sur la figure 9, nous avons le résultat final haut-parleur + filtre avec réglage en fréquence. Noter les différences d'amortissement en fonction de la position du potentiomètre de réglage en fréquence. Sur la figure 10 nous pouvons voir la corrélation du réglage en niveau. Une utilisation excessive du niveau provoque une bosse à 25 Hz. Encore une fois la mise au point finale devra être réalisée à petits pas, la courbe de la figure 9 nous indiquant l'optimum à trouver.

## Ecoute

**Charles-Henry Delaleu**

A l'origine, cette réalisation n'était qu'une "conclusion pro-

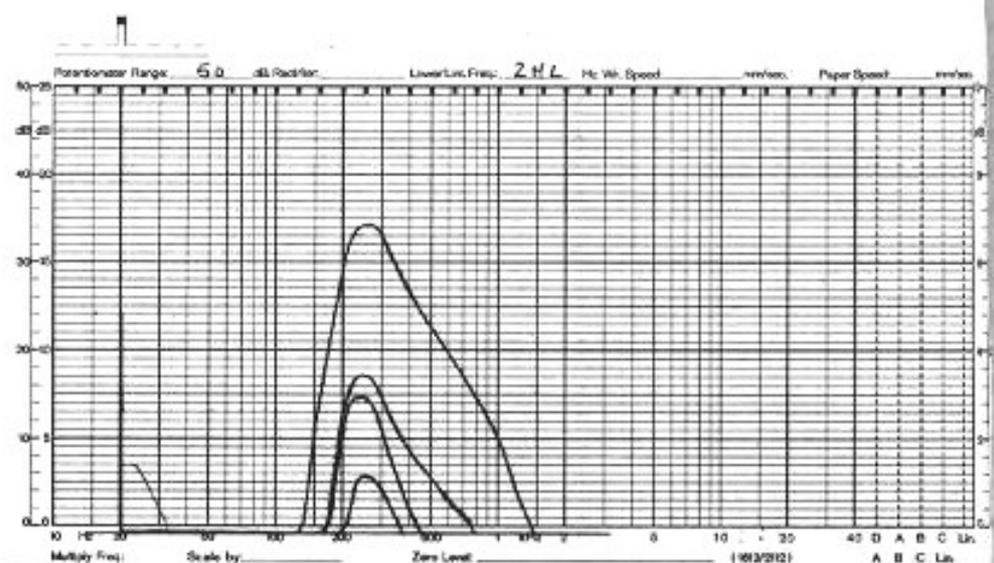


Fig. 7 : Courbes amplitude-fréquence du filtre à fréquence fixe et tension variable.

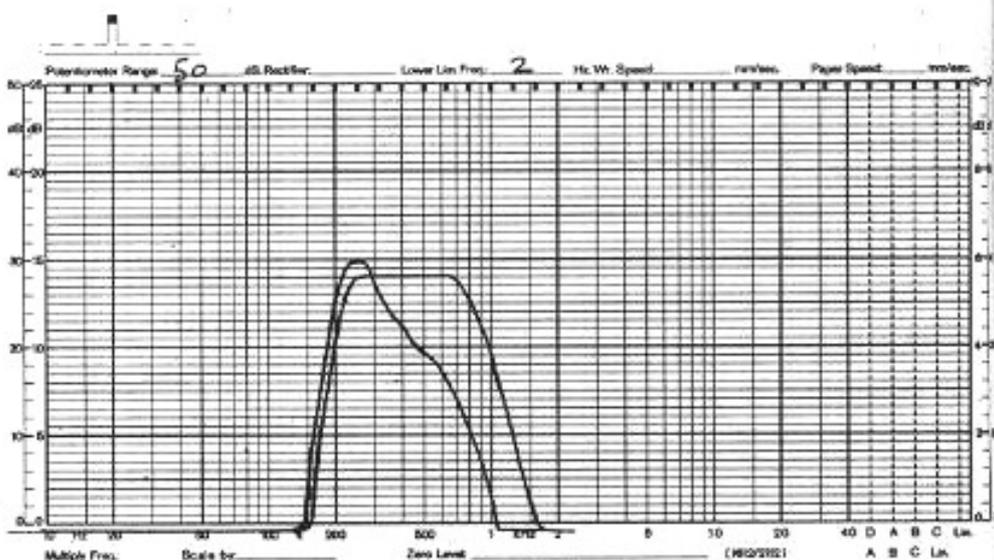


Fig. 8 : Courbes amplitude-fréquence du filtre à tension fixe et fréquence de sortie variable.

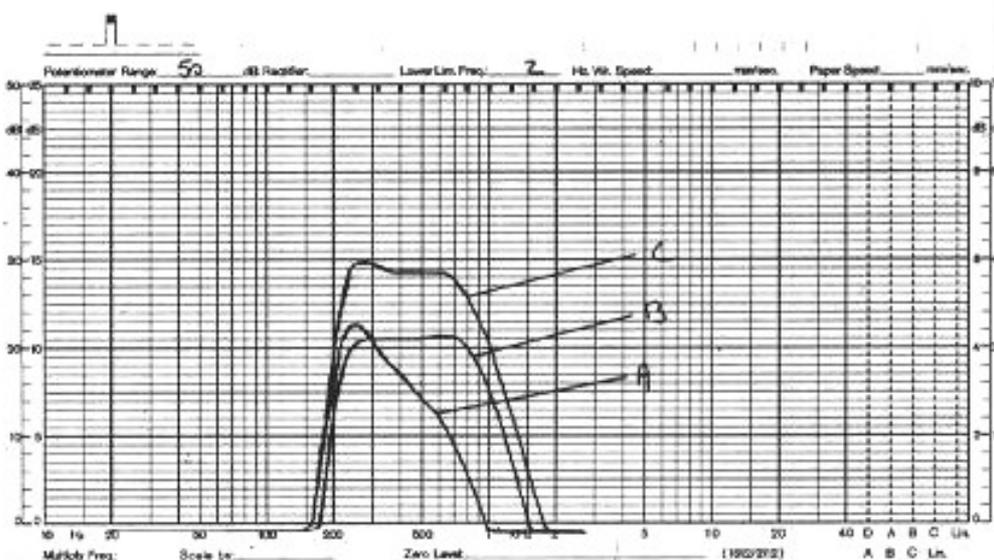


Fig. 9 : Courbes amplitude-fréquence du caisson à différentes fréquences. A) Fréquence de coupure minimum. B) Fréquence de coupure maximum. C) Idem à B avec légère augmentation du volume.

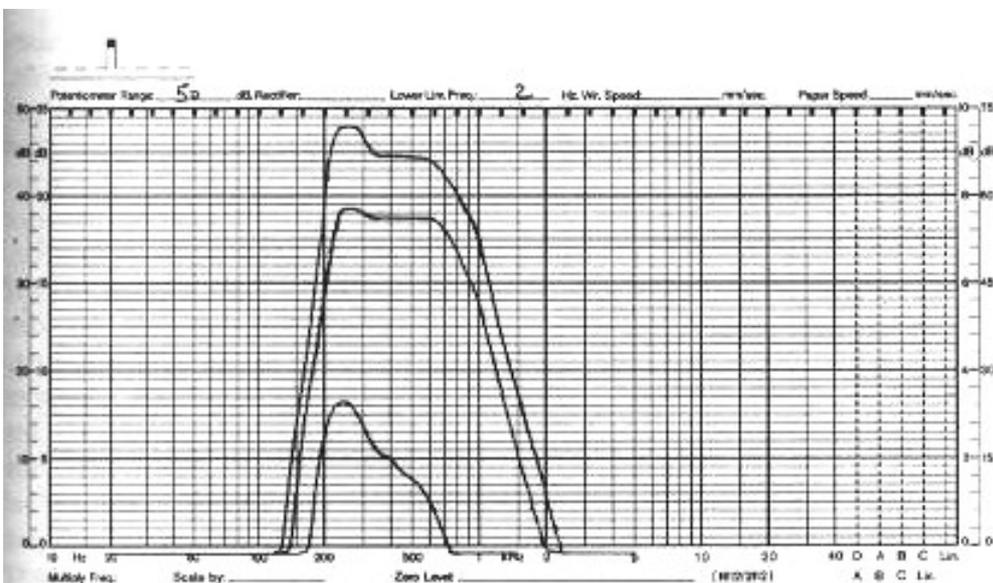


Fig. 10 : Courbes amplitude-fréquence filtre + caisson en faisant varier tension et fréquence.

visoire" d'un comparatif des possibilités de LEAP et de CALSOD. Mais au fur et à mesure de cette étude nous nous sommes pris au jeu et devant les résultats obtenus nous avons décidé d'en faire une véritable réalisation. Après avoir effectué les deux modifications citées dans le paragraphe concernant le filtre actif, nous sommes passés à la partie écoute. Pour cela, nous avons réalisé deux caissons de grave que nous avons placés sous une paire de kits Dynaudio à base de 17XL et décrite dans la Nouvelle Revue du Son du mois de février 1992 n° 155.

Dès les premières minutes d'écoute, deux remarques sont à faire :

1°) On redécouvre tous ses disques par l'arrivée soudaine d'une multitude d'informations concernant tous les bruits d'ambiance, d'instruments et de salle.

2°) L'ensemble se trouve tout d'un coup avec une assise complètement différente. Dès que l'on coupe les caissons de basses, on ressent une impression de son étriqué, d'un manque de dynamique. Pourtant avant l'arrivée du caisson de basses, les satellites utilisés nous paraissaient parfaitement équilibrés. L'emploi d'un tel système change nos habitudes

et après une demi-heure d'écoute il devient très difficile de s'en passer. La bande passante comprise entre 20 Hz et 80 Hz contient un nombre considérable d'informations que peu d'enceintes peuvent restituer. La très grande majorité des enceintes achetées dans le commerce ou réalisées en kit possèdent une fréquence de coupure dans le bas comprise entre 60 et 80 Hz. L'effet de présence de basses sur des telles enceintes est souvent dû à une bosse située aux alentours de 80 Hz. Ici avec notre système, nous pouvons obtenir une courbe parfaitement droite dans le bas et une fréquence de coupure à 20 Hz - 3 dB (0 dB à 25 Hz).

En ce qui concerne les détails de l'écoute nous sommes tout à fait d'accord avec les remarques de M. Patrick Vercher, il est donc inutile de les répéter. Juste une petite seulement concernant l'utilisation des enceintes principales : il peut s'avérer judicieux, dans certains cas, d'en limiter la bande passante dans l'extrême-grave afin d'obtenir un son global mieux assis et plus défini. Pour ce faire, il faudra filtrer l'enceinte principale par un condensateur en série permettant une coupure dans l'extrême-bas, la formule pour calculer ce con-

densateur est la suivante :

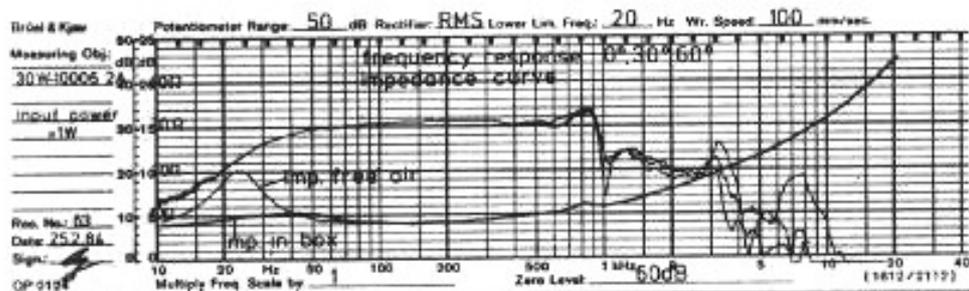
$$C = 1 / (2\pi \times R \times f_c)$$

$C$  = valeur du condensateur,  
 $R$  = impédance de l'enceinte à la fréquence de coupure,  
 $f_c$  = fréquence de coupure.

La valeur calculée du condensateur étant importante, il conviendra d'utiliser uniquement des condensateurs papier qu'il faut impérativement découpler afin de ne pas perturber le timbre global de la dite enceinte. Par exemple, si vous trouvez une valeur de 200  $\mu$ F il sera souhaitable de prendre trois condensateurs de 50  $\mu$ F plus quatre de 10  $\mu$ F et deux de 4,7  $\mu$ F. Ce filtrage est à effectuer bien entendu au cas par cas.

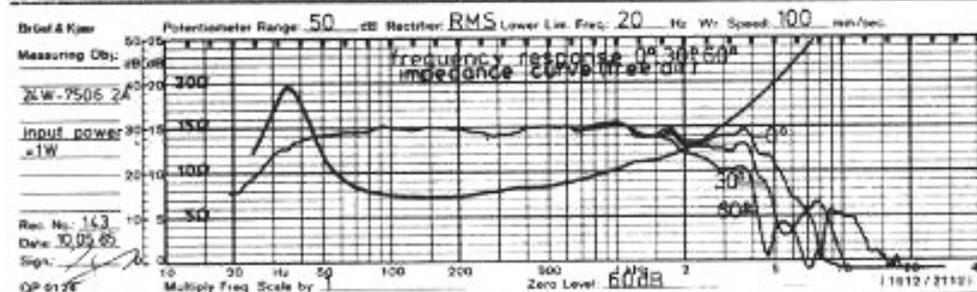
### Patrick Vercher

Nous avons écouté le caisson EB 20 en disposant comme "satellites" de remarquables enceintes en kit Dynaudio 17XL, système 2 voies. Après équilibrage des niveaux apparents entre caisson et satellites à partir du potentiomètre du filtre électronique, nous avons pu constater tout l'apport procuré par l'assise incomparable d'un extrême-grave réel. En effet, étant donné la configuration du système en bi-amplification active, il était aisé de couper instantanément les caissons d'extrême-grave pour écouter exclusivement les 17XL en large bande. Or, immédiatement, nous avons perçu sur les prises de son en salle de concert un manque d'ambiance, de respiration générale, d'ouverture dès que les caissons étaient hors service. Cela est tout à fait normal car les bruits d'ambiance sont situés extrêmement bas en fréquence et sont plus ressentis physiquement qu'auditivement. Même sur une prise de son "intimiste" telles que celle de William Sheller en solitaire, avec les caissons EB 20 en service, le piano a non seulement beaucoup plus d'assise mais ne paraît plus être



Compliance:		Overall dimensions:		300 x 104,5 mm	
suspension	C <sub>ms</sub>	1,21 · 10 <sup>-3</sup> m/N	Power handling:		
acoustic	C <sub>as</sub>	1,94 · 10 <sup>-6</sup> m <sup>5</sup> /N	*nominal	DIN	450 W
equivalent volume	V <sub>as</sub>	269 l	*music	DIN	600 W
Cone:		transient		10 ms	1000 W
eff. cone area	S <sub>D</sub>	400 cm <sup>2</sup>	Q-factor:		
moving mass	M <sub>ms</sub>	35,2 g	mechanical	Q <sub>ms</sub>	2,70
lin. vol. displacement	V <sub>d</sub>	320 cm <sup>3</sup>	electrical	Q <sub>es</sub>	0,803
mech. resistance	R <sub>ms</sub>	1,98 kg/s	total	Q <sub>ts</sub>	0,619
lin. excursion P-P	X <sub>max</sub>	8 mm	Resonance frequency free air: f <sub>s</sub>		24 Hz
max. excursion P-P		28 mm	Rise time		89 μs
*Frequency response:		22-900 Hz	Sensitivity:	1W/1m	91 dB
Harmonic distortion:		< 0,8 %	Voice coil:		
Intermodulation distortion:		< 0,6 %	diameter	d	100 mm
Magnetsystem:			length	h	16 mm
total gap flux		1300 μ Wb	layers	n	2
flux density		0,51 Tesla	inductance (1 kHz)	L <sub>e</sub>	0,73 mH
gap energy		445 mWs	nom. impedance	Z <sub>vc</sub>	8 Ω
force factor	B x L	6,26 Tm	min. impedance	Z <sub>min</sub>	6,4 Ω
air gap volume	V <sub>g</sub>	4,27 cm <sup>3</sup>	DC resistance	R <sub>e</sub>	5,85 Ω
air gap height		8 mm			
air gap width		1,68 mm			
Net weight:		2,1 kg	*Depends on cabinet construction		

\* Thiele/Small parameters are measured not statically but dynamically.



Compliance:		Overall dimensions:		240 x 75 mm	
suspension	C <sub>ms</sub>	1,25 · 10 <sup>-3</sup> m/N	Power handling:		
acoustic	C <sub>as</sub>	0,63 · 10 <sup>-6</sup> m <sup>5</sup> /N	*nominal	DIN	120 W
equivalent volume	V <sub>as</sub>	88,2 l	*music	DIN	200 W
Cone:		transient		10 ms	1000 W
eff. cone area	S <sub>D</sub>	220 cm <sup>2</sup>	Q-factor:		
moving mass	M <sub>ms</sub>	18 g	mechanical	Q <sub>ms</sub>	3,37
lin. vol. displacement	V <sub>d</sub>	121 cm <sup>3</sup>	electrical	Q <sub>es</sub>	1,11
mech. resistance	R <sub>ms</sub>	1,12 kg/s	total	Q <sub>ts</sub>	0,835
lin. excursion P-P	X <sub>max</sub>	5,5 mm	Resonance frequency free air: f <sub>s</sub>		33 Hz
max. excursion P-P		23 mm	Sensitivity:	1W/1m	90 dB
*Frequency response:		35-5000 Hz	Voice coil:		
Harmonic distortion:		< ± 0,3 %	diameter	d	75 mm
Intermodulation distortion:		< ± 0,25 %	length	h	10,5 mm
Magnetsystem:			layers	n	2
total gap flux		670 μ Wb	inductance (1 kHz)	L <sub>e</sub>	0,45 mH
flux density		0,56 Tesla	nom. impedance	Z <sub>vc</sub>	8 Ω
gap energy		204 mWs	min. impedance	Z <sub>min</sub>	6,4 Ω
force factor	B x L	4,3 Tm	DC resistance	R <sub>e</sub>	5,5 Ω
air gap volume	V <sub>g</sub>	1,65 cm <sup>3</sup>			
air gap height		5 mm			
air gap width		1,38 mm			
Net weight:		920 g	*Depends on cabinet construction		

\* Thiele/Small parameters are measured not statically but dynamically.

Fig. 11 : Comparaison des caractéristiques techniques du 30W100 et du 24W75.

isolé de la salle avec curieuse-  
ment la voix de l'artiste timbrée  
moins chuintante. Les applaus-  
dissements sont beaucoup plus  
réalistes, le claquement des pa-  
mes de mains est plus mat, mieux  
intégré à l'acoustique de la salle.  
la "présence" de spectateurs est  
beaucoup plus marquée. Sur de  
tests extrêmes de synthétiseurs  
batteries électroniques, guitare  
basses, incontestablement les  
caissons EB 20 apportent un  
soutien significatif, cela prend  
au sternum sans effort. Nous  
pensons qu'il serait intéressant  
de couper les satellites dans  
l'extrême-grave en dessous de  
50 Hz pour les soulager d'un cer-  
tain travail et réduire par la  
même occasion d'éventuels phé-  
nomènes d'intermodulation.  
Après discussions avec le concep-  
teur, celui-ci a trouvé la solu-



Fig. 12 : Le 30W100.



Fig. 13 : Le 24W75.

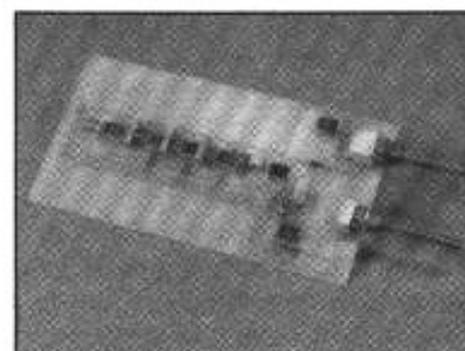


Fig. 14 : Le filtre.

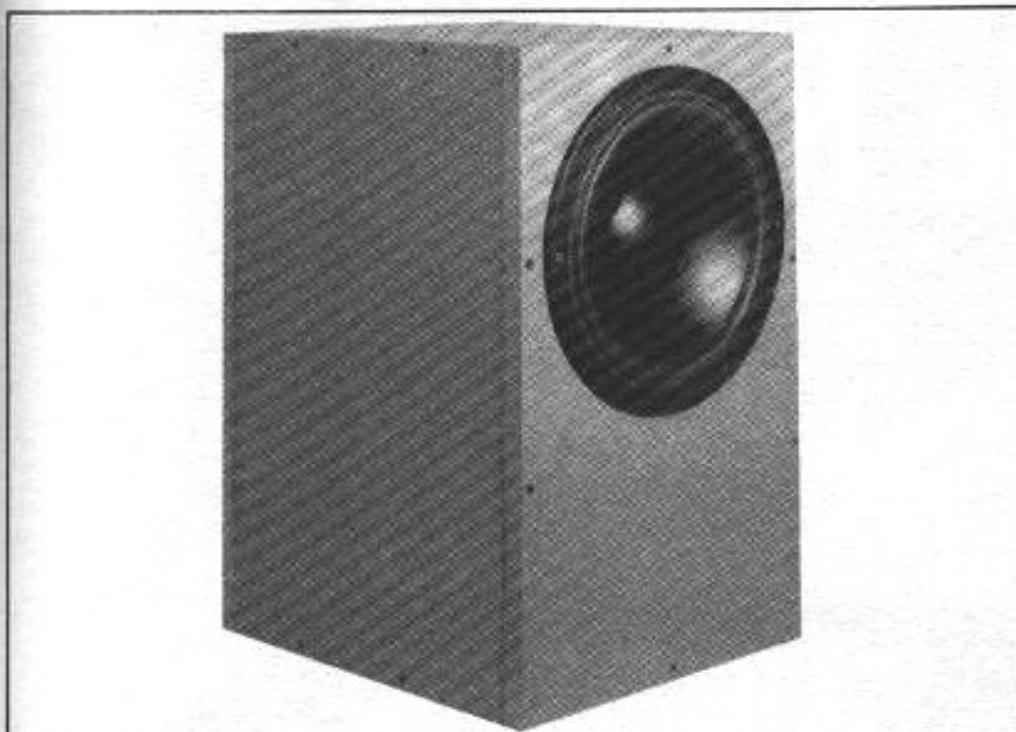


Fig. 15 : Le caisson une fois fini.

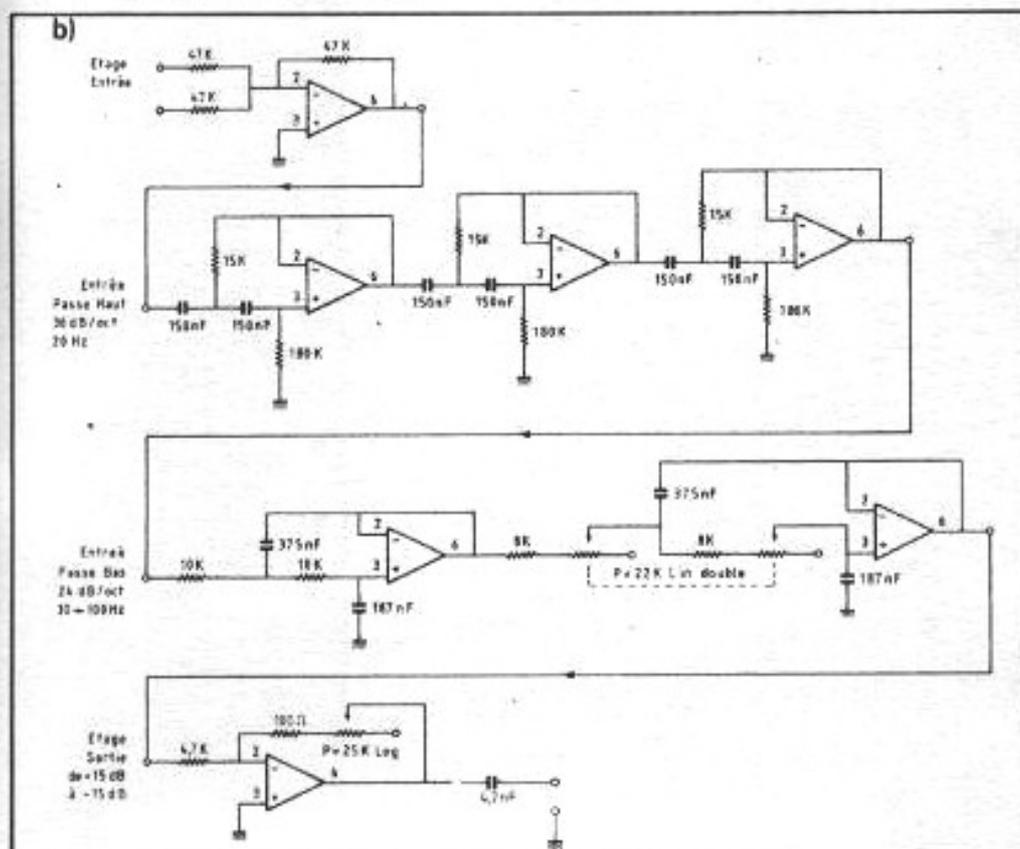


Fig. 16 : Schéma du filtre définitif.

tion qu'il donne dans le descriptif de son système. Dans ce cas particulier, on gagne encore en intelligibilité sur la ligne mélodique du grave en accentuation des temps forts du rythme. Le caisson EB 20 est intéressant car il n'est jamais envahissant et ne vient pas par effet de masque alourdir le registre grave. L'extrême grave est présent

quand il le faut avec une bonne notion physique en ouvrant beaucoup la scène sonore grâce à des ambiances plus "palpables". Par sa conception, le caisson EB 20 peut s'adapter avec son filtre électronique à beaucoup de petites enceintes sans rupture dans la famille sonore des timbres ni dans la capacité dynamique.

**Page non  
disponible**

# Les câbles : la fin du mystère ?

Pierre Johannet

**P**

*armi tous les problèmes rencontrés en Haute-Fidélité, celui des câbles de raccordement est sans doute le plus irritant ; en effet, rien n'est plus simple — en apparence — qu'un câble : un conducteur aller, un conducteur retour, un isolant entre les deux et quatre contacts aux extrémités...*

*Et pourtant, point n'est besoin d'installations hypersophistiquées ni d'oreilles d'or pour se rendre compte de l'influence considérable de ce maillon ; il n'est que de constater la prolifération des différents produits disponibles dans ce domaine pour s'en convaincre. Comme tous leurs concepteurs ne recherchent pas systématiquement la faillite et comme leurs clients ne sont pas tous des "idiophiles-pour-pièges-à-gogos", il faut bien reconnaître que le problème n'est pas totalement imaginaire...*

Une note amusante : la publicité ci-contre est extraite de *La Science et la Vie* n° 88 d'octobre 1924 : on voit que l'on se préoccupait déjà, à cette date, de la qualité des câbles, pour antennes et donc pour hautes fréquences ; le prix 1992 serait d'environ 15 F le mètre, donc très compétitif !

*L'auteur remercie vivement MM. D. Fellot et J.-P. Vabre qui ont apporté des critiques constructives à ses travaux précédents sur les câbles, ainsi que M. G. Marec qui lui a confirmé les résultats obtenus avec les câbles rigides.*

## I. La théorie "classique" du câble

Dans cette théorie, chaque élément de câble de longueur  $dx$  est décomposé en quatre constantes linéiques :

R : résistance ohmique ( $\Omega/m$ )  
L : inductance (H/m)  
C : capacité (F/m)  
G : perdiance (S/m) ; avec les isolants modernes et aux fréquences habituelles, ce dernier terme est généralement négligeable.

Avec :  $R = \rho \frac{l}{S}$

$\rho$  : résistivité ( $1,678 \cdot 10^{-8} \Omega m$  pour du cuivre pur à  $20^\circ C$ )

$l$  : longueur (l m)

$S$  : section ( $m^2$ ).

On utilise bien sûr  $2R$  pour un câble à deux conducteurs. Nous verrons dans la suite comment cette valeur est modifiée par les effets de peau et de proximité, qui font que l'on passe de  $R$ , résistance ohmique à  $Z_i$ , impédance interne complexe.

Toujours pour un ensemble de deux conducteurs de diamètre  $\Phi$

séparés par une distance  $D$  (fig. 2), on utilise les formules suivantes pour l'inductance et la capacité :

$$L \text{ (H/m)} = \frac{\mu_0}{\pi} \text{Arg ch } \frac{D}{\Phi}$$

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

$$C \text{ (F/m)} = \frac{\pi \epsilon \epsilon_0}{\text{Arg ch } \frac{D}{\Phi}}$$

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

Remarquons que

$$\begin{aligned} \text{Arg ch } \frac{D}{\Phi} &= \log\left(\frac{D}{\Phi} + \sqrt{\frac{D^2}{\Phi^2} - 1}\right) \\ &\approx \log \frac{2D}{\Phi} \end{aligned}$$

si  $D \gg \Phi$  ; c'est cette dernière formule que l'on trouve le plus souvent dans la littérature.

• Dans le cas où l'isolant possède des propriétés magnétiques, on remplace  $\mu_0$  par  $\mu_0 \mu_r$  où  $\mu_r$  est la perméabilité relative, supérieure à 1 pour les matériaux ferromagnétiques (cas des câbles Fadel en particulier).

• Pour tenir compte des pertes résistives dans les isolants et représenter leur comportement en Haute Fréquence (supérieures à  $10^5$  Hz), on peut utiliser une relation de la forme :

$$\epsilon \rightarrow \epsilon \left(1 - j \tan \delta + \frac{k}{1 + \tau p}\right) \quad [9]$$

avec  $j = \sqrt{-1}$ ,  $k$  sans dimension et  $\tau$  une constante de temps (s) de relaxation en Haute Fréquence.  $\delta$  est l'angle des pertes du diélectrique considéré.

— L'impédance globale s'exprime par :

$$2 Z_i + Lp$$

que nous écrirons sous la forme classique  $R + Lp$  en séparant partie réelle indépendante de la fréquence et partie imaginaire.

— La capacité globale  $Cp$  qui peut s'écrire également  $G + Cp$  toujours en séparant partie réelle et partie imaginaire (compte tenu du caractère complexe de la permittivité).

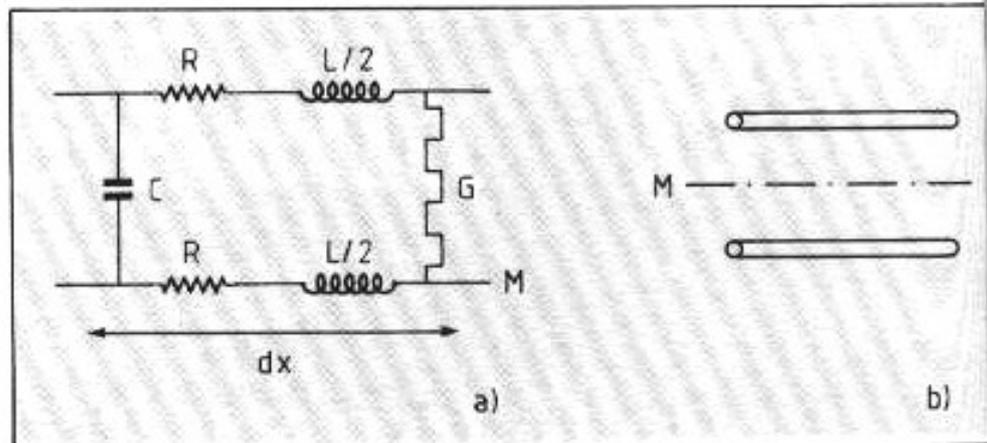


Fig. 1 : Constantes linéiques d'un câble de transmission.

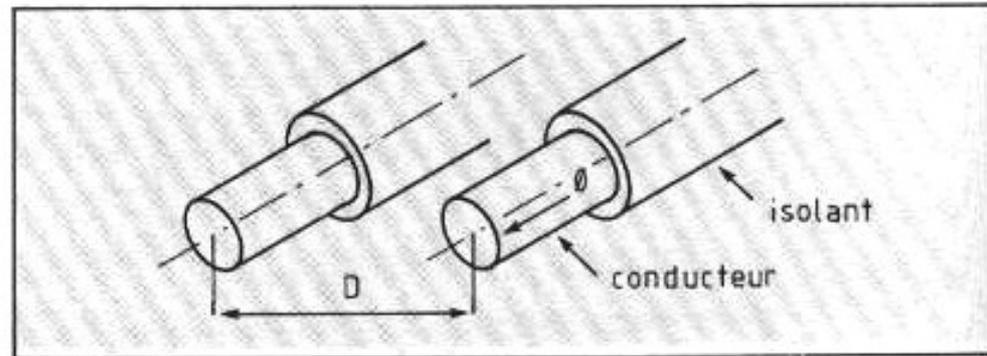


Fig. 2 : Câble : paramètres géométriques.

Tout câble de transmission est donc entièrement déterminé par son impédance série  $R + Lp$  et son admittance parallèle  $G + Cp$ .

On associe à ces paramètres, dits "primaires", les paramètres secondaires suivants :

— l'impédance caractéristique  $Z_c = \sqrt{\frac{R + Lp}{G + Cp}}$  qui tend vers

la valeur réelle  $\sqrt{\frac{L}{C}}$  en HF ;

— la constante de propagation  $\gamma = \sqrt{(R + Lp)(G + Cp)}$  qui tend vers  $\sqrt{LC}$  en HF.

Auxquels on peut adjoindre la vitesse de propagation  $v = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ , voisine de la vitesse de la lumière  $c = 3 \cdot 10^8$  m/s pour les lignes sans isolant.

Dans ces conditions, si  $v_2$  est la tension reçue à l'extrémité d'un câble de longueur  $l$  (m) sur une impédance  $Z$  — l'impédance d'un haut-parleur en l'occurrence — lorsque l'on injecte à l'entrée une tension  $v_1$ , la transmission  $v_2/v_1$  s'écrit :

$$v_2 = v_1 \cdot \frac{1}{\text{ch } \gamma l + \frac{Z_c}{Z} \text{sh } \gamma l}$$

Cette équation constitue l'équation fondamentale des lignes de transmission, qui contient toute la théorie classique du câble.

En basse fréquence

$$\begin{aligned} \text{ch } \gamma l &\rightarrow 1 \\ \text{sh } \gamma l &\rightarrow \gamma l \end{aligned}$$

et on obtient

$$v_2 = v_1 \frac{1}{1 + \frac{l(R + Lp)}{Z}}$$

qui montre que le schéma équivalent est celui de la figure 2 bis, où  $Z$  est l'impédance de charge.

Si cette première représentation a été adoptée pour les premières études de câbles dans le courant des années 70, [1], [2], [3], on s'est assez vite rendu compte qu'elle était très insuffisante pour expliquer les différences constatées à l'écoute, et qu'il fallait aller beaucoup plus loin dans l'analyse.

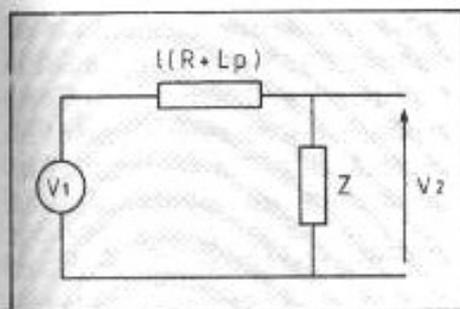
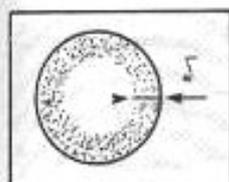


Fig. 2 bis : Schéma équivalent du câble en basse fréquence.

### L'effet de peau

C'est un des éléments-clés du problème. Dans un conducteur parcouru par un courant de fréquence  $f$ , les filets de courant sont rejetés à la périphérie du conducteur (figure 3).



$$\delta_r = \sqrt{\frac{\rho}{\pi \mu f}}$$

Fig. 3 : Effet de peau dans un conducteur cylindrique.

Pour la résistance du conducteur, tout se passe comme si le courant était limité à une pellicule externe d'épaisseur

$$\delta_r = \sqrt{\frac{\rho}{\pi \mu f}}$$

dépendant de la fréquence et de la nature du conducteur.

Pour du cuivre, les valeurs obtenues sont données dans le tableau 1.

Ces résultats montrent qu'un fil de diamètre 0,9 mm présenterait une résistance sensiblement constante en fonction de la fréquence, pour toute la gamme BF. En fait, le problème est plus complexe car l'effet de peau conduit également à une modification de l'inductance interne des conducteurs lorsque la fréquence augmente : le courant n'est pas seulement rejeté à la périphérie, il est aussi déphasé. C'est donc 0,6 mm de diamètre qu'il ne faut pas dépasser dans la bande 20-20 000 Hz.

Pour résoudre le problème, on utilise en fait la notion de profondeur complexe de pénétration :

$$\delta = \sqrt{\frac{\rho}{\mu p}}$$

avec  $p = j\omega = j2\pi f$ .

f (Hz)	$\delta$ (mm)
10	20,6
20	14,6
100	6,51
1 000	2,06
2 000	1,46
4 000	1,03
10 000	0,651
15 000	0,532
20 000	0,460

Tableau 1 : Profondeur d'effet de peau en fonction de la fréquence pour du cuivre.

Avec cette notion, l'impédance interne d'un conducteur de diamètre  $\Phi$  et de résistance en continu  $R_c$  ( $\Omega/m$ ) s'exprime par la relation :

$$Z_i = R_c \sqrt{1 + \left(\frac{\Phi}{4\delta}\right)^2}$$

Pour  $f \rightarrow 0$ , on retrouve  $Z_i \rightarrow R_c$ .

Comme  $\delta$  est complexe et diminue comme la racine carrée de la fréquence, les parties résistive et inductive de  $Z_i$  tendent à être égales en module quand la fréquence s'élève.

### L'effet de proximité

Lorsque le conducteur d'aller et le conducteur de retour sont proches, les filets de courants aller et retour tendent à se rapprocher (fig. 4).

Ce phénomène est assez paradoxal car, du fait des efforts électrodynamiques, les conducteurs tendent à se repousser.

Pour tenir compte de cet effet, on affecte la formule donnant l'impédance interne d'un coefficient  $k$  tel que :

$$Z_i = R_c \sqrt{1 + \left(\frac{\Phi}{4k\delta}\right)^2}$$

avec  $k = \sqrt{1 - \frac{\Phi^2}{D^2}}$  dans le cas des lignes bifilaires.

Dans le cas général, la formulation d'un tel mécanisme est très complexe, et on préfère actuellement utiliser des outils de simulation comme Flux 2D pour le modéliser. Ces programmes résolvent les équations de Maxwell en éléments finis ; la fig. 4 a été calculée par ces méthodes. Pour apprécier l'influence de l'effet de proximité sur l'impédance interne, on affectera le terme  $\left(\frac{\Phi}{4\delta}\right)^2$  d'un coefficient  $k$  qui pourra être ajusté pour une géométrie donnée par mesure ou calcul sur Flux 2D.

### La théorie classique et la condition de Heaviside

Si l'on prend en compte l'effet de peau, l'effet de proximité et une constante diélectrique d'isolant tenant compte des pertes actives diélectriques, du continu aux hautes fréquences, par la notion de permittivité complexe, on peut s'estimer bien armé pour traiter le problème dans toute sa généralité. Il faut cependant rester modeste et garder à l'esprit que toutes ces notions étaient déjà bien connues en 1920...

C'est avec le développement rapide du téléphone à la fin du siècle dernier que les premiers problèmes de distorsion "audible" sont apparus sur les câbles. L'analyse et la solution du problème ont été apportées par Heaviside et ce, d'une manière remarquable.

En effet, la propagation d'une

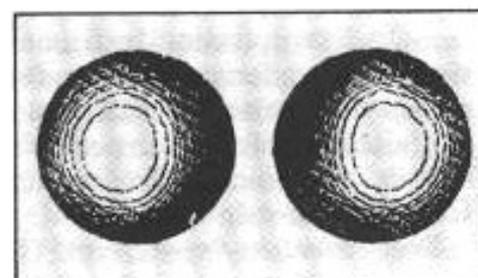


Fig. 4 : Effet de proximité dans un câble.

onde de tension  $E(x,t)$  sur un câble obéit à l'équation différentielle :

$$\frac{d^2E}{dx^2} = \gamma^2 E$$

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

Une solution possible est :

$$E = E_0 e^{-\gamma x}$$

En revenant à  $p = j\omega$ , on peut séparer  $\gamma$  en ses parties réelle et imaginaire

$$\gamma = \alpha + j\beta$$

La solution s'écrit alors :

$$E = E_0 e^{-\alpha x} \angle \beta x$$

où  $\beta$  représente le déphasage de l'onde par rapport à l'onde initiale. Pour que le déphasage soit indépendant de la fréquence, il suffit que  $\beta$  varie linéairement avec la pulsation  $\omega = 2\pi f$ .

Heaviside a montré que cette condition était remplie si les constantes linéiques étaient telles

que  $\frac{R}{L} = \frac{G}{C}$  (le calcul détaillé

— et quelque peu fastidieux — est donné en annexe I).

Malgré sa simplicité, cette condition n'est pas évidente à satisfaire. En effet, la conductance  $G$  des isolants est généralement très faible. Elle l'était déjà à l'époque de Heaviside (1890) où les isolants disponibles (papier imprégné, huile, résine, mica...) sont déjà de bonne qualité. La seule solution est donc d'augmenter l'inductance linéique  $L$ .

Deux solutions classiques sont connues :

— la Pupinisation, qui consiste à installer en série des bobines à des distance convenablement choisies ;

— la Krarupisation, qui consiste à enrouler un fil de fer autour de l'isolant du câble.

Mais il est fort instructif de revenir aux sources et de citer Heaviside lui-même :

Dans *Electric Papers*, vol. II, 1892, il propose de : "prendre des petits filaments (particules) de fer et de les mélanger à du

bitume (black wax)" ; dans *Electromagnetic Theory*, vol. I, 1893 : "si du fer est incorporé pour augmenter l'inductance, il ne doit pas l'être dans le conducteur lui-même, mais à l'extérieur. Il y a alors deux méthodes possibles : premièrement, charger le diélectrique avec du fer pulvérulent jusqu'à saturation, de manière à obtenir un isolant fortement magnétique ; insérer des bobines à faible résistance interne de place en place sur le circuit principal."

A un siècle de distance, il existe au moins un câble en Haute-Fidélité qui répond aux critères de Heaviside : le câble Fadel pour haut-parleurs ; mais cette condition est-elle indispensable ?

### Domaine de validité de la condition de Heaviside

La condition de Heaviside est rigoureuse dans la mesure où les constantes  $R$ ,  $L$ ,  $C$  et  $G$  sont des constantes indépendantes de la fréquence, ce qui n'est pas absolument vrai si l'on tient compte des effets de peau et de proximité dans les conducteurs, de même que du comportement complexe des isolants en fonction de la fréquence. De plus, nous verrons que cette condition n'a d'effets vraiment apparents que pour des conducteurs assez longs (quelques centaines de mètres au moins), et apparaît comme complètement négligeable pour de courtes liaisons, comme celles utilisées pour le raccordement des haut-parleurs.

Mais pour les lignes longues, "l'effet Heaviside" est spectaculaire. Pour le mettre en évidence, nous avons effectué une simulation avec le programme Lapin [7] en utilisant une ligne de 10 km dont la structure géométrique est celle du câble définitif indiqué en fin d'article.

Le schéma d'essais est donné fig. 5.

Pour un câble à vide ( $Z = \infty$ ),

la transmittance harmonique est donnée fig. 6 qui donne aussi la réponse à l'échelon. Cette réponse est caractéristique d'un câble à vide. La fréquence fondamentale du signal reçu est voisine de  $f = \frac{c}{4l}$  où  $c$  est la vitesse de propagation et  $l$  la longueur du câble. Avec les valeurs retenues, on observe bien  $f = 7\,500$  Hz. Pour une longueur de câble de 10 m (typique HP), cette fréquence est de 7,5 MHz, donc largement en dehors de limites audibles.

La fig. 7 donne la transmittance et la réponse du câble adapté sur son impédance caractéristique voisine de  $Z_c = 316 \Omega$ . On note une bosse dans les hautes fréquences ainsi qu'une surtension dans la réponse à l'échelon.

La fig. 8 donne la transmittance et la réponse du câble adapté sur son impédance caractéristique avec une conductance  $G = 1,7 \cdot 10^{-6}$  S/m répondant à la condition de Heaviside. Cette conductance pourrait être réalisée en installant en dérivation sur le câble une résistance de 1 M $\Omega$  tous les 1,70 mètre, par exemple.

On constate bien sûr l'excellent comportement du câble adapté sur son impédance caractéristique et satisfaisant à la condition de Heaviside.

### Cas des câbles courts (haut-parleurs)

Si la distorsion de propagation analysée par Heaviside est évidente dans le cas de lignes longues (dépassant le kilomètre), elle devient absolument négligeable au-dessous d'une centaine de mètres. A la condition que le câble soit adapté sur son impédance caractéristique, on n'observe aucune anomalie de propagation (surtension transitoire comme sur la fig. 7, amplification des fréquences élevées).

De même, les simulations montrent pour  $l = 10$  m une

variation de phase absolument linéaire en fonction de la fréquence, de quelques Hz à 100 kHz et plus. On est donc bien obligé d'admettre que le bon comportement des câbles obéissant à la condition de Heaviside est dû simplement aux effets de l'augmentation globale d'inductance qui constitue un filtrage efficace des signaux HF indésirables.

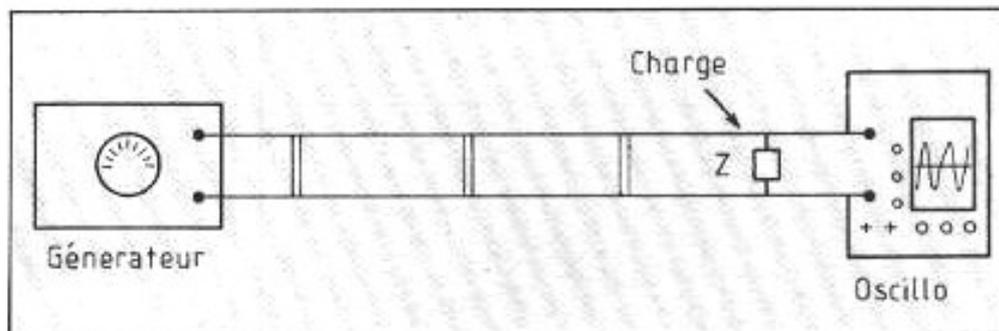


Fig. 5 : Câble - longueur = 10 000 m - chargé sur impédance Z.

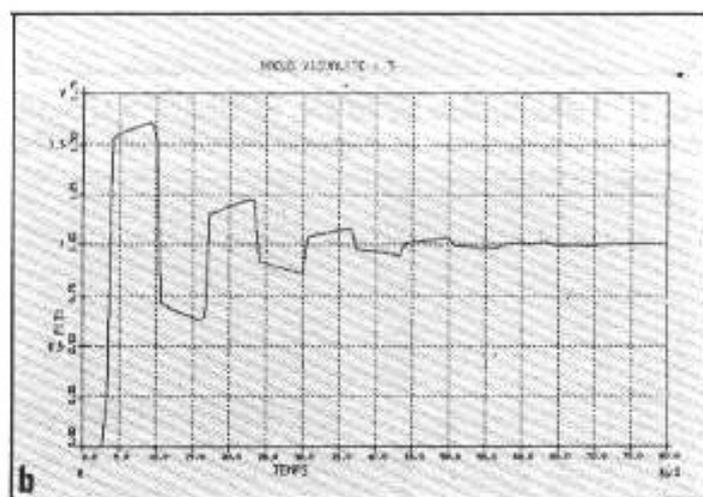
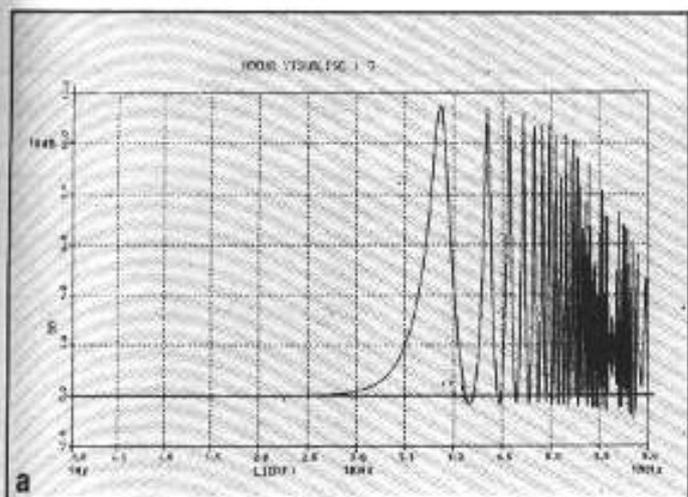


Fig. 6 : Câble de 10 km (ligne bifilaire). a) Réponse harmonique. b) Réponse à l'échelon. Ligne non adaptée, ne répondant pas à la condition d'Heaviside.

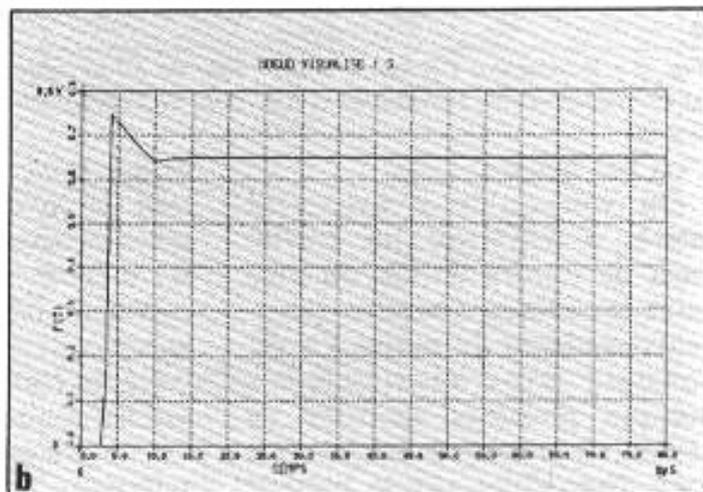
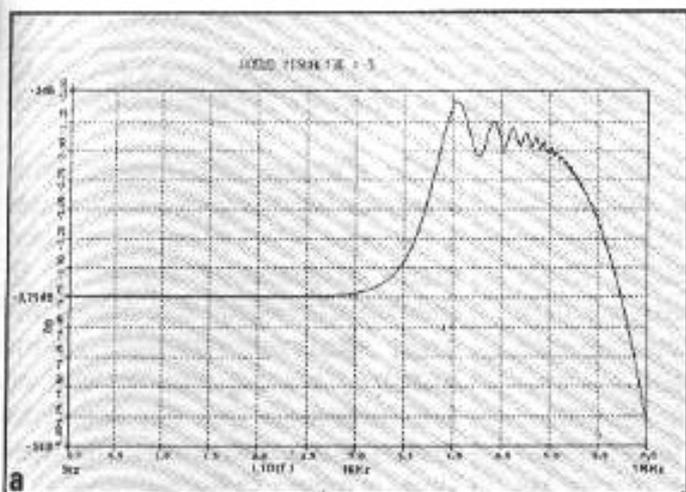


Fig. 7 : Ligne bifilaire de 10 km, adaptée sur son impédance caractéristique, sans condition d'Heaviside. a) Réponse harmonique, de 1 Hz à 10<sup>6</sup> Hz. b) Réponse transitoire. Pour les lignes inférieures à 100 m, la surtension est inexistante.

### Application de la théorie classique aux câbles de haut-parleurs

Cette théorie, au bout du compte, met en évidence deux effets perturbateurs : l'effet de peau et l'effet de proximité. Ces deux effets sont linéaires au sens mathématique, mais modifient le

signal en fonction de la fréquence (en amplitude et en phase). Les solutions pour s'en affranchir sont simples :

- **Eloigner les conducteurs "aller" et "retour" pour l'effet de proximité.**

A titre indicatif, la fig. 9 donne la réponse à l'échelon d'un câble "parfait", c'est-à-

dire adapté sur son impédance caractéristique et répondant à la condition de Heaviside, pour des écartements de conducteurs de 0,5 mm et 35 mm.

On constate que la condition de Heaviside est nécessaire, mais qu'elle n'est pas suffisante : la réponse de câbles constitués de conducteurs trop rapprochés

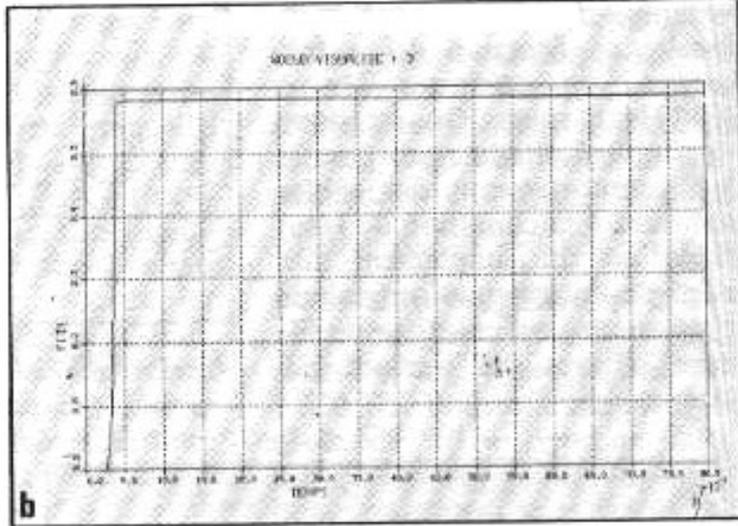
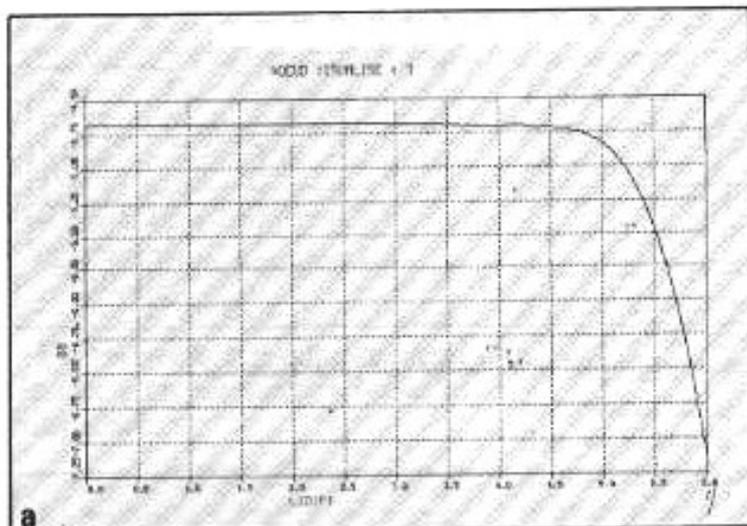


Fig. 8 : Ligne bifilaire de 10 km, répondant à la condition d'Heaviside ( $1 M\Omega$  tous les 1,7 m) et chargée sur son impédance caractéristique. a) Réponse harmonique. b) Réponse transitoire (parfaite...).

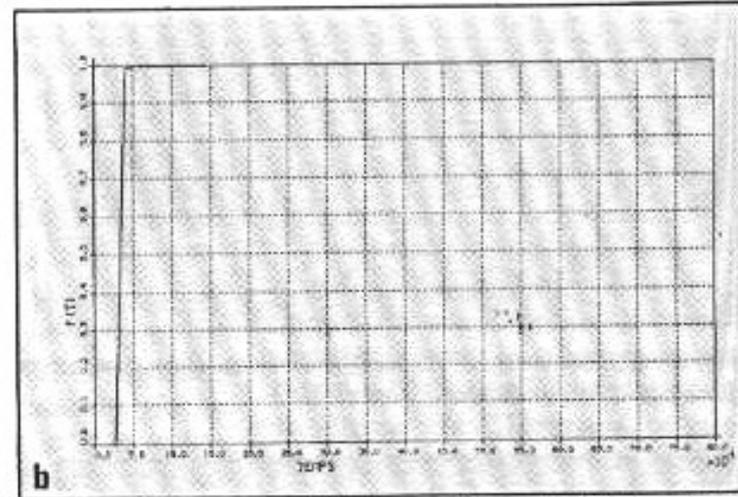
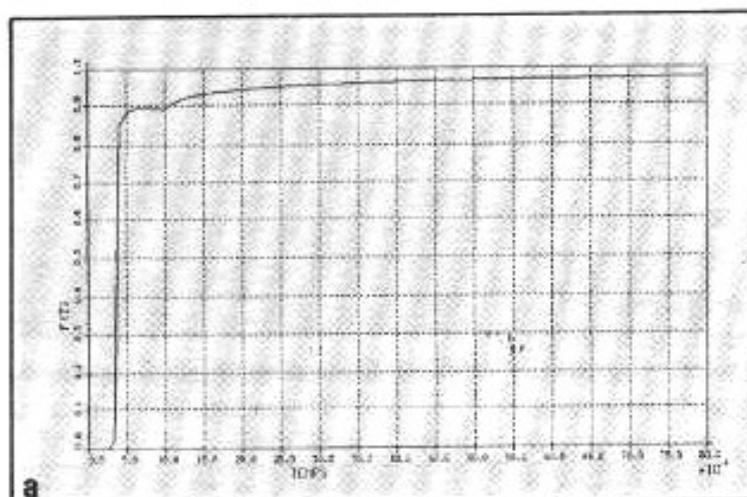


Fig. 9 : Réponse à l'échelon d'un câble de 10 m adapté sur son impédance caractéristique et répondant à Heaviside. a) Ecartement des conducteurs = 1 mm. b) Ecartement des conducteurs = 35 mm : la réponse à l'échelon est très améliorée.

n'est pas bonne.

On voit qu'on a nettement intérêt à maintenir un écartement de l'ordre du cm ou plus entre les câbles. Certains fabricants semblent au moins l'avoir constaté expérimentalement, puisque plusieurs modèles de câbles répondant à ce principe sont disponibles sur le marché (Monitor, Monster...).

• En ce qui concerne l'effet de peau lui-même, deux solutions sont possibles :

- utiliser des conducteurs isolés individuellement, de diamètre inférieur à 0,6 mm. La limite dans cette voie n'est autre que le fil de Litz bien connu des radioélectriciens, mais qui présente d'autres problèmes, en particulier de rigidité ;
- utiliser un conducteur cylin-

drique mince (par exemple feuilard de cuivre mis en tube). De telles structures ont été mises sur le marché et semblent avoir donné de bons résultats auditifs avec, comme inconvénient, une certaine mauvaise volonté à suivre les coudes de l'installation... On nous a même cité le cas d'installations réalisées en tubes de plomberie et paraissant donner toute satisfaction !

Nous devons toutefois constater que l'effet de peau est connu et maîtrisé depuis longtemps, que la condition de Heaviside peut être satisfaite (même si elle semble sans intérêt pour les câbles courts) mais que la recherche en matière de câbles HP semble toujours aussi active.

En conclusion, il semble bien que la théorie "classique" du

câble s'avère insuffisante pour analyser les différences ressenties à l'écoute. Ceci n'est pas absolument surprenant. En effet, la théorie classique des lignes est une analyse rigoureusement linéaire, c'est-à-dire qu'elle ne fait intervenir que des fonctions linéaires des courants et des tensions : on ne voit pas apparaître de termes en  $I^2$  ou en  $V.I$ . Ceci même si des phénomènes comme l'effet de peau ou l'effet de proximité — linéaires aux aussi — semblent hautement perturbateurs au plan fréquentiel. Il va falloir envisager d'autres effets pour une étude plus approfondie.

## II. Les effets électrodynamiques

## et mécaniques

### Les efforts électrodynamiques

Ils ont été déjà analysés dans un précédent article [4] : si deux câbles à une distance  $D$  sont parcourus par des courants  $+I$  et  $-I$ , l'effort de répulsion qui s'exerce entre eux est donné par la formule d'Ampère :

$$F = \frac{\mu_0}{2\pi} \frac{I^2}{D} \text{ (N/m)}$$

Avec  $I = 10 \text{ A}$  et  $D = 1 \text{ mm}$ , on obtient  $F = 2,04 \text{ gf/m}$  qui semble bien négligeable. De toute façon, pour éviter toute discussion, il suffit d'écarter les conducteurs de quelques centimètres.

### L'effet phono-électrique

Il est dû à l'influence indirecte des ondes sonores sur les constantes linéiques (inductance et capacité) des câbles, par déplacement relatif des conducteurs l'un par rapport à l'autre.

On sait que pour un câble bifilaire, l'inductance linéique est donnée par la relation :

$$L = \frac{\mu_0}{\pi} \text{Arg ch} \frac{D}{\phi}$$

$$\text{et } C = \frac{\pi \epsilon \epsilon_0}{\text{Arg ch} \frac{D}{\phi}}$$

Si le câble est soumis à des vibrations acoustiques rayonnées par l'air ou transmises par les supports, il se produit une modulation de la distance  $D$  entre les brins du câble, qui n'est bien sûr perceptible que si le câble est laissé libre et non fixé à un support rigide, et si les conducteurs "aller" et "retour" sont séparés. Il se produit alors une modulation du signal fonction des vibrations sonores "perçues" par le câble. Cet effet est très faible dans des conditions normales d'écoute.

Pour le mettre en évidence, nous avons utilisé le montage de la figure 10.

Le câble est constitué d'une

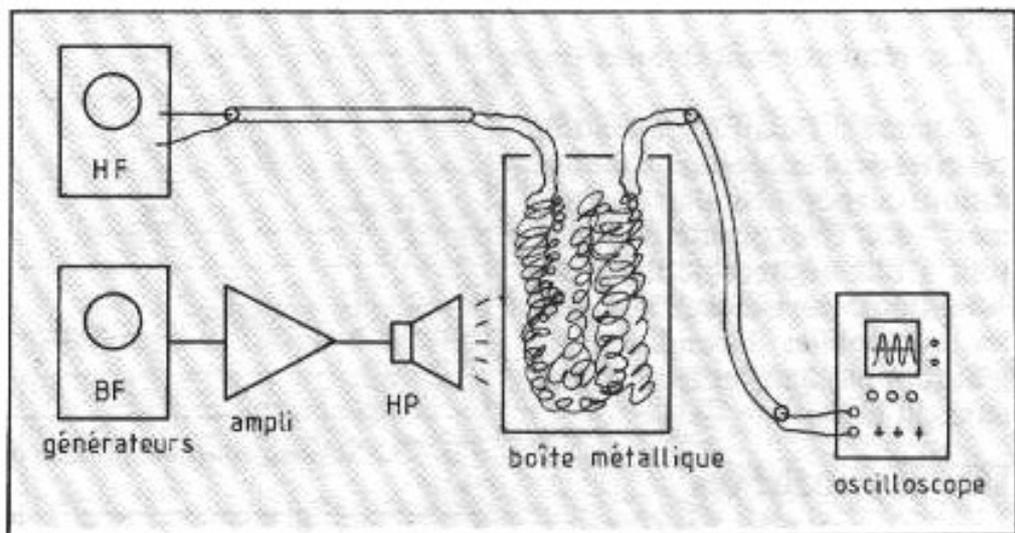


Fig. 10 : Mise en évidence de l'effet phono-électrique : le signal HF est modulé par l'onde sonore issue du haut-parleur.

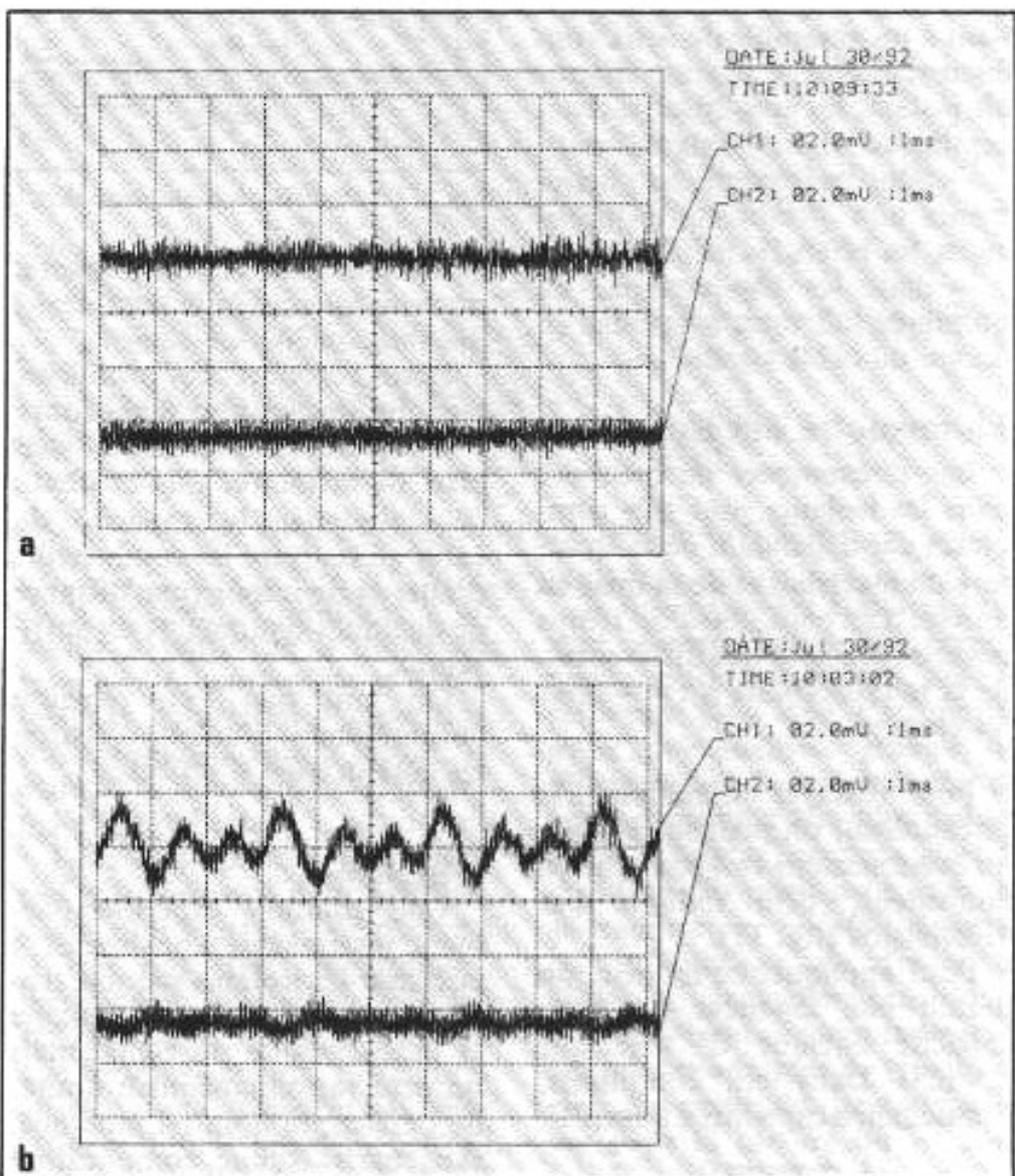


Fig. 11 : Effet phono-électrique. CH1 : signal injecté dans le haut-parleur. CH2 : signal observé au bout du câble perturbé. a) Sans signal. b) Avec signal.

ligne de 8 m à 2 conducteurs en vrac dans une boîte métallique soumise à un rayonnement sonore intense. Le câble transite une fai-

ble tension de 10 kHz. Un haut-parleur est disposé à quelques cm de la boîte et est alimenté par un générateur BF au travers d'un

amplificateur.

Les résultats sont donnés fig. 11.

Comme il fallait s'y attendre, cet effet déjà faible dans des conditions expérimentales "extrêmes", doit être considéré comme tout à fait négligeable dans des conditions normales d'écoute : les audiophiles inconditionnels n'auront pas à noyer leurs câbles dans du béton...

### III. Hypothèses concernant la structure du câble

La structure du câble se ramenant à un ensemble de deux conducteurs séparés par un ensemble isolant, les non-linéarités susceptibles d'altérer le signal sont :

- dans les isolants, les phénomènes non linéaires et en particulier les effets de mémoire ;
- dans les conducteurs, les non-linéarités dues à la mise en œuvre du câble conducteur.

#### La mémoire des isolants

Les phénomènes de mémoire dans les isolants sont très complexes car dépendant de la structure du matériau et de sa mise en œuvre. Les constantes de temps mises en jeu sont très différentes, de la microseconde à  $\tau = \infty$  pour les électrets.

Pour essayer d'analyser le phénomène, on peut se ramener au condensateur et à son schéma équivalent, déjà indiqué par Héphaïstos (fig. 12).

Pour appliquer ce modèle, on définit une longueur  $l$  et une capacité linéique  $C'$  telle que  $C = lC'$ . Dans ces conditions, l'impédance capacitive s'écrit :

$$\frac{l}{C_p} \Rightarrow \frac{\sqrt{R'/C'p}}{\tanh l \sqrt{R'C'p}} \quad p = j\omega$$

La résistance linéique  $R'$  est à définir de telle sorte que les constantes de temps  $\tau = R'C'$  du modèle conviennent.

Un câble n'étant rien d'autre

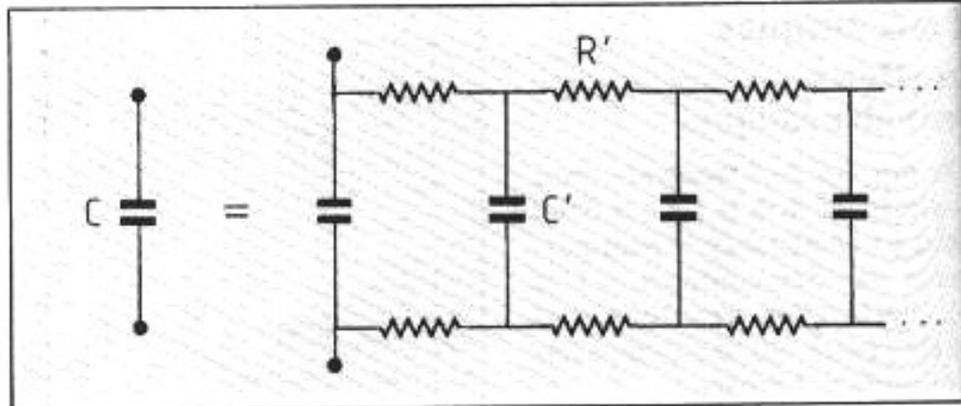


Fig. 12 : Schéma équivalent d'un condensateur avec effet de mémoire.

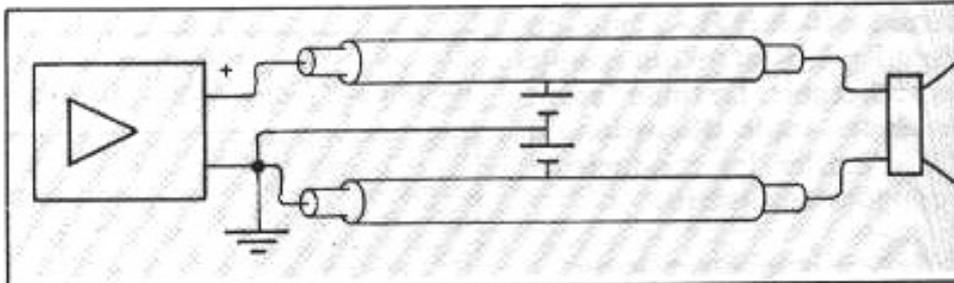


Fig. 13 : Polarisation statique continue de l'isolant d'un câble.

qu'un condensateur qui s'ignore, on a un aperçu de la complexité des phénomènes en cause...

Pour résoudre ce problème, les solutions les plus sages sont :

- utiliser des isolants sans effet de mémoire, s'ils existent ;
- diminuer la capacité du câble en écartant les conducteurs d'aller et de retour (une distance de quelques centimètres est suffisante).

On voit que l'on retrouve constamment l'intérêt d'écarter les conducteurs d'un câble...

#### Remarque

Une solution expérimentalement intéressante consisterait à polariser les isolants par une tension continue annexe constante et indépendante du signal mais on peut raisonnablement douter de l'efficacité d'un tel montage, sans parler d'une complication prohibitive (fig. 13)...

#### Les non-linéarités internes du conducteur

Un précédent article sur les câbles [4] mettait en cause de possibles non-linéarités internes

aux conducteurs, dues à d'éventuels éléments semi-conducteurs résiduels existant dans les points de grains du métal (fig. 14).

Cette hypothèse — fort contestable (et contestée...) — avait le grand mérite d'expliquer la presque totalité des phénomènes bizarres constatés par les audiophiles en matière de câbles, sauf quelques points comme l'intérêt de l'argenture ou de la dorure de brins (mais il faut toujours s'efforcer d'une hypothèse qui laisse des coins d'ombre...).

C'est pour cette raison que cet article avait été publié, l'hypothèse initiale ne devant être considérée que comme un hypothèse de travail.

Or, si l'on examine un conducteur de câble tout à fait ordinaire, constitué de brins torsadés (fig. 15), le courant va suivre la direction AB si les contacts entre les brins sont parfaits (cas limite d'un conducteur massif). Il va suivre chaque brin, suivant un trajet tel que AC, si chaque brin est isolé (cas d'un câble en fil de Litz).

Dans le cas le plus général, le

courant va suivre un trajet intermédiaire, fonction des — plus ou moins bons — contacts qu'il va rencontrer sur sa route et ce, conformément au principe de moindre action. Ce principe, très général en physique et auquel on associe souvent les noms de d'Alembert, Maupertuis, etc., traduit simplement la tendance profonde du courant électrique à se fatiguer le moins possible...

Ce phénomène, déjà apparent en courant continu, va se trouver très aggravé par les effets de peau et de proximité qui vont forcer le courant électrique, en haute fréquence, à ne circuler qu'à la périphérie du conducteur, et plus spécialement en face du conducteur de retour pour l'effet de proximité.

La conclusion est nette : dans un câble électrique constitué de brins non torsadés entre eux, la plus grande partie du courant va être amenée à franchir des contacts entre brins. Or les contacts électriques sont bien connus pour leur comportement complexe, aléatoire et le plus souvent non-linéaire, ce qui en fait une des bêtes noires des audiophiles.

La fig. 16 donne quelques indications sur leur structure et leur comportement.

Dans un contact électrique (même entre brins d'un câble), le courant ne passe qu'en quelques points de contacts appelés contacts élémentaires, d'où un étranglement des lignes de courant et l'apparition d'une résistance appelée résistance de constriction.

De plus, à l'interface des contacts peuvent exister des couches d'oxyde plus ou moins épaisses qui vont s'opposer au passage du courant : c'est la résistance de film, au comportement de caractère très semi-conducteur.

Globalement, un exemple de caractéristique de contact est donné fig. 16(b) : la zone OA traduit les phénomènes au niveau de la couche d'oxyde, la zone AB est une zone sensible-

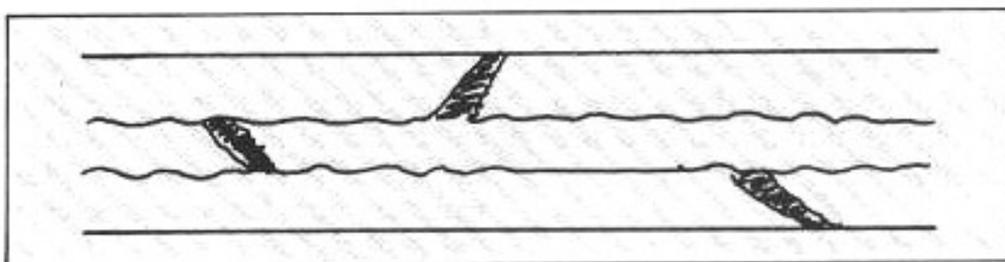


Fig. 14 : Conducteur métallique : structures cristallines séparées par des joints semi-conducteurs oxydés [4].

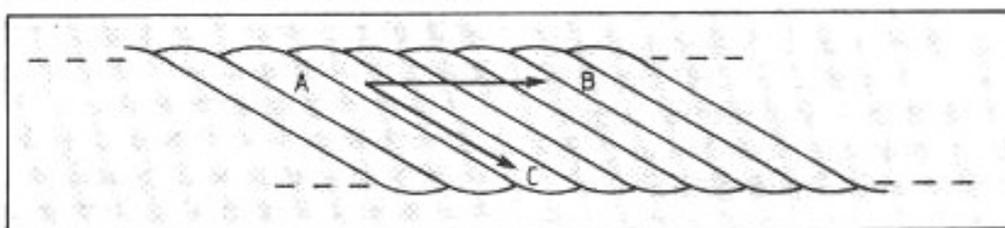


Fig. 15 : Câble constitué de brins torsadés.

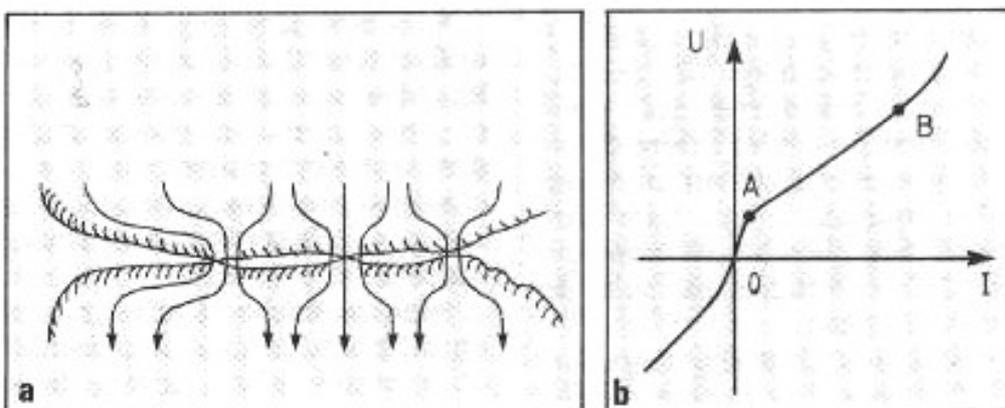


Fig. 16 : Notions sur le comportement des contacts électriques.

ment linéaire et ohmique ; on tombe à partir de B dans une zone où l'échauffement se manifeste et conduit à l'apparition d'harmoniques 3 sur le signal : la distorsion thermique d'Héphaïstos n'est pas loin...

Le comportement d'un contact entre brins est donc extrêmement complexe [12] : on trouve à la fois des effets mécaniques, thermiques, chimiques, et bien sûr électriques. Il est bien connu que certains isolants, juste après mise en route, dégagent des composants chlorés : même si ceux-ci sont en très faible quantité, ils peuvent dégrader les contacts entre brins. De même, les vibrations mécaniques des enceintes peuvent se propager à l'intérieur du câble, même sur une courte longueur, et perturber les contacts.

A noter que les contacts peuvent rester bons un certain temps, puis se dégrader, puis se reformer sans que l'on puisse avoir une maîtrise globale du phénomène. Les résistances de contact peuvent être plus élevées pour les faibles courants, c'est-à-dire lors des passages à zéro, et se traduire par un effet de jitter ou modulation de fréquence aléatoire très désagréable à l'oreille et absolument indétectable par les analyses de type Fourier. Ce processus peut s'aggraver dans la mesure où les contacts présentent des effets d'hystérésis, c'est-à-dire que la résistance pour un courant augmentant peut être différente de celle associée à un courant descendant.

Quant à la dépendance des contacts avec les vibrations, elle

est bien connue puisque c'est sur ce principe que fonctionnent les microphones à charbon, c'est-à-dire la plupart des micros téléphoniques...

## Les conséquences de l'hypothèse...

Si l'on écarte les phénomènes constatés sur les câbles et déjà expliqués par la théorie classique, l'hypothèse des contacts entre brins explique la totalité des problèmes posés et des constatations des audiophiles :

- l'influence négligeable des grandes longueurs de fils utilisés dans les transformateurs de sortie des amplis à lampes, ceux-ci étant constitués de fils massifs ;

- le multi-câblage des enceintes qui contourne les non-linéarités des câbles : faire cohabiter graves et aigus sur un même câble équivaut à leur faire parcourir des chemins de contacts en partie communs, par suite de l'effet de peau ;

- la sensation d'augmentation de distorsion avec le niveau, sensation parfois très nette avec certains câbles ;

- le comportement déroutant de certaines chaînes qui "marchent mieux un jour que l'autre". En effet, les contacts électriques ont un comportement extrêmement variable en fonction de la pression qu'ils subissent et de la température, ainsi que des contraintes qui peuvent leur être infligées : contraintes mécaniques par fixation au mur, camouflage sous une moquette, etc. ;

- le vieillissement en fonction du temps de certains câbles, dus à l'oxydation progressive des brins entre eux.

On explique ainsi l'apparente prolifération des différents modèles de câbles : à chaque structure va correspondre un ou plusieurs types de contacts, et donc un son (légèrement) différent qui leur sera associé.

On comprend mieux l'excel-

lent comportement de câbles à brins argentés (Kimber Cable) ou mieux dorés, l'or ne s'oxydant pas constitue un contact parfait. Ce résultat est d'autant plus amusant que leurs concepteurs ont probablement visé l'effet de peau par cette méthode, à l'origine : les conducteurs haute fréquence tels que les guides d'onde sont effectivement très souvent argentés ou dorés.

On explique également :

- le bon comportement des fils rigides, fréquemment signalé par les audiophiles qui n'hésitent pas à expérimenter, devient évident : on supprime totalement les contacts entre brins ;

- les bons résultats obtenus en utilisant du fil de Litz à brins isolés, bien que ce fil étant très fin et donc avec un pourcentage d'isolant élevé puisse conduire à d'autres problèmes (tenue aux efforts électrodynamiques, mémoire des isolants) ;

- la recherche d'une grande pureté pour le cuivre, la présence d'impuretés même faibles pouvant se traduire par des contacts non linéaires, voire des effets redresseurs dans le cas cuivre-oxyde de cuivre par exemple ;

- les résultats remarquables obtenus avec les câbles multi-métaux et en particulier le câble Isoda. Pour celui-ci, Isoda utilisait plusieurs diamètres de brins en trois ou quatre métaux différents (cuivre, laiton, aluminium et même plomb), ce qui permettait de "moyenner" les effets des différents contacts. De plus, dans ses réalisations, les brins étaient très fortement frettés les uns aux autres, ce qui améliorait les contacts entre eux ;

- le problème du rôdage des câbles, qui traduit tout simplement la formation de (bons) contacts entre brins par claquage des couches d'oxydes résiduelles. Une machine ad hoc (et coûteuse...) existe pour ce faire. En supprimant les brins, on supprime le problème...

- l'effet d'une self importante de  $10 \mu\text{H}$  (cf. [5]) qui, en fait, supprime les harmoniques supérieures induits dans le câble. La self de  $1 \mu\text{H}$  laissée ici a un tout autre rôle : supprimer les oscillations parasites d'un câble à très large bande.

## IV. Le câble idéal

### Les débuts de la recherche

En partant de l'hypothèse que les défauts principaux des câbles résidaient dans les contacts entre brins, la voie était toute tracée : réaliser un câble à brins isolés.

La voie du câble en fils de Litz avait déjà été en grande partie explorée par Jean Hiraga [2, 3]. Comme rien n'indiquait qu'il était intéressant de descendre au-dessous d'un diamètre de brins de 0,6 mm qui satisfaisait largement l'effet de peau, le premier câble a été réalisé avec une dizaine de câbles rigides isolés ( $2 \times 5$ , diamètre : 0,56 mm) tressés ensemble et séparés seulement aux deux extrémités.

Les résultats ont été encourageants, sans plus. Une modélisation complémentaire ayant montré l'intérêt d'écarter les conducteurs "aller" et "retour", les conducteurs du câble ont été séparés en deux faisceaux de 5 conducteurs, la séparation à une distance de 35 mm ayant été réalisée avec du joint mousse de fenêtre autocollant, tous les 40 cm environ (fig. 17).

Les résultats ont été tout de suite excellents. Ils se sont encore améliorés au bout de quelques heures de fonctionnement : ce phénomène bizarre ne peut s'expliquer que par la disparition de tensions diélectriques résiduelles au niveau des isolants apparues au moment de la mise en œuvre ; ce fait curieux s'est reproduit à chaque nouveau câble. Mais rassurons-nous : après cette rapide phase de "rôdage", les câbles ne bougent plus et rendent toujours le même

son...

Le résultat subjectif le plus net est le sentiment de pouvoir augmenter le volume jusqu'à des niveaux déraisonnables sans augmentation brutale de la distortion, résultat qui était bien prévu a priori.

### Le câble définitif

A la suite des résultats obtenus, de nouvelles simulations ont été faites. Elles ont permis de préciser les points suivants :

- la détermination de l'impédance caractéristique du câble, voisine de  $316 \Omega$ . Comme le problème d'adaptation d'impédance n'intervient qu'en haute fréquence et pour ne pas court-circuiter en permanence l'enceinte par une résistance de cette valeur, on dispose en série avec elle une capacité d'impédance négligeable à la fréquence propre de la ligne résonnant en quart d'onde :

$$\frac{316}{100} = \frac{1}{C 2\pi \left(\frac{c}{4l}\right)}$$

$$\text{d'où } C = \frac{100}{316} \cdot \frac{4l}{2\pi c}$$

avec  $c = 3 \cdot 10^8$  m/s et  $l = 8$  m, on obtient  $C = 5,6$  nF. Cette valeur n'est pas critique : une valeur de l'ordre de la dizaine de nanofarads est bien sûr correcte ;

- la réponse du câble aux échelons étant très rapide, des suroscillations peuvent apparaître ; il est judicieux d'installer à l'entrée du câble une self de faible valeur, par ex.  $1 \mu\text{H}$ , constituée de 10 tours de fil émaillé  $20/10^6$  sur un mandrin de 20 mm ;

- En ce qui concerne le câble lui-même, on peut utiliser avantageusement pour chaque conducteur du câble de télécommunication (ou "câble PTT") à 5 paires, diamètre :  $4$  à  $6/10^6$ , qui se trouve très facilement et à un prix très réduit (quelques F/m). Il suffit de se procurer 4 fois une longueur égale à la distance

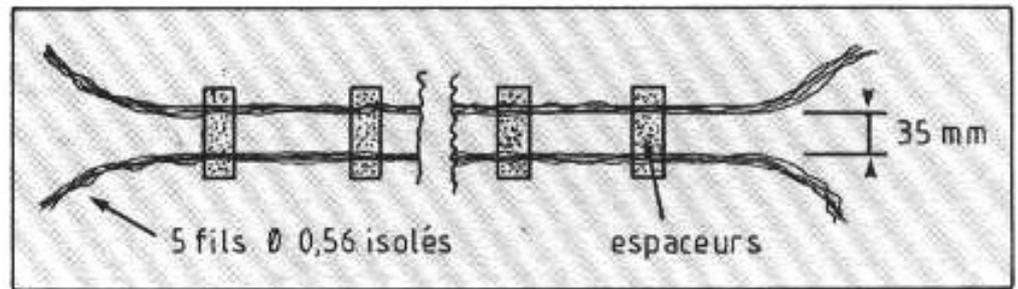


Fig. 17 : Prototype de câble essayé.

ampli-enceinte. Chaque câble sera constitué par un ensemble de deux conducteurs type PTT écartés de 35 mm, par exemple au moyen d'espaceurs en joint mousse auto-collant pour isolation des fenêtres, replié sur lui-même et agrafé. Un espaceur tous les 30 cm suffit, compte tenu de la rigidité du câble.

On dénude ensuite aux extrémités des 10 conducteurs élémentaires que l'on soude ensemble.

- Les extrémités du côté amplificateur sont raccordées aux selfs de  $1 \mu\text{H}$  définies précédemment, elles-mêmes raccordées à la fiche de raccordement à l'ampli (ou une fourche éventuellement).

- Les extrémités côté enceinte sont reliées entre elles par le réseau RC d'adaptation d'impédance ( $R = 316 \Omega$ ,  $C = 5,6$  nF) (fig. 18). Ce réseau dépend en fait de l'impédance de l'enceinte et peut s'avérer inutile ; en cas de doute, c'est l'écoute qui tranche...

#### Remarque

Le câble PTT est normalement muni d'un écran en aluminium très mince, plus ou moins raccordé à un conducteur nu cohabitant avec les autres conducteurs. Compte tenu des contacts erratiques qu'il présente avec l'écran, il ne faut pas utiliser ce conducteur.

Des essais ont été effectués en reliant cet écran d'un seul côté (ampli) ; les résultats n'ont pas été probants et cette disposition a été abandonnée, mais il n'est pas interdit aux lecteurs de faire des essais dans ce sens. On pourrait d'ailleurs envisager d'utiliser

cet écran pour une éventuelle polarisation continue des isolants, comme évoqué précédemment.

Quelques précautions à prendre :

- bien enduire la bobine d'araldite pour lui éviter des vibrations électrodynamiques nocives ;

- utiliser des fiches ou fourches de raccordement irréprochables (dorées, à raccordement par soudure ou très bon contact vissé) ;

- utiliser de préférence la même longueur de câble pour les deux canaux ;

- ne pas faire cheminer ensemble les câbles gauche et droite pour éviter les inductions parasites.

### Cas du multicâblage

Compte tenu de la conception de ce câble, le multicâblage des enceintes n'est plus aussi utile. Toutefois, il est très facile de réserver un certain nombre de brins isolés pour chaque voie, puisque l'on dispose de  $2 \times 10$  conducteurs. On peut par exemple réserver 4 conducteurs pour l'extrême-grave, 3 pour le médium et 3 pour l'aigu (c'est ce que l'auteur a fait pour son installation).

### Modélisation du câble

La figure 19 donne la réponse à l'échelon du câble, sans et avec les petites selfs de  $1 \mu\text{H}$  : le résultat est excellent.

La figure 20 donne la courbe de phase en fonction de la fréquence, pour une échelle linéaire de celle-ci.

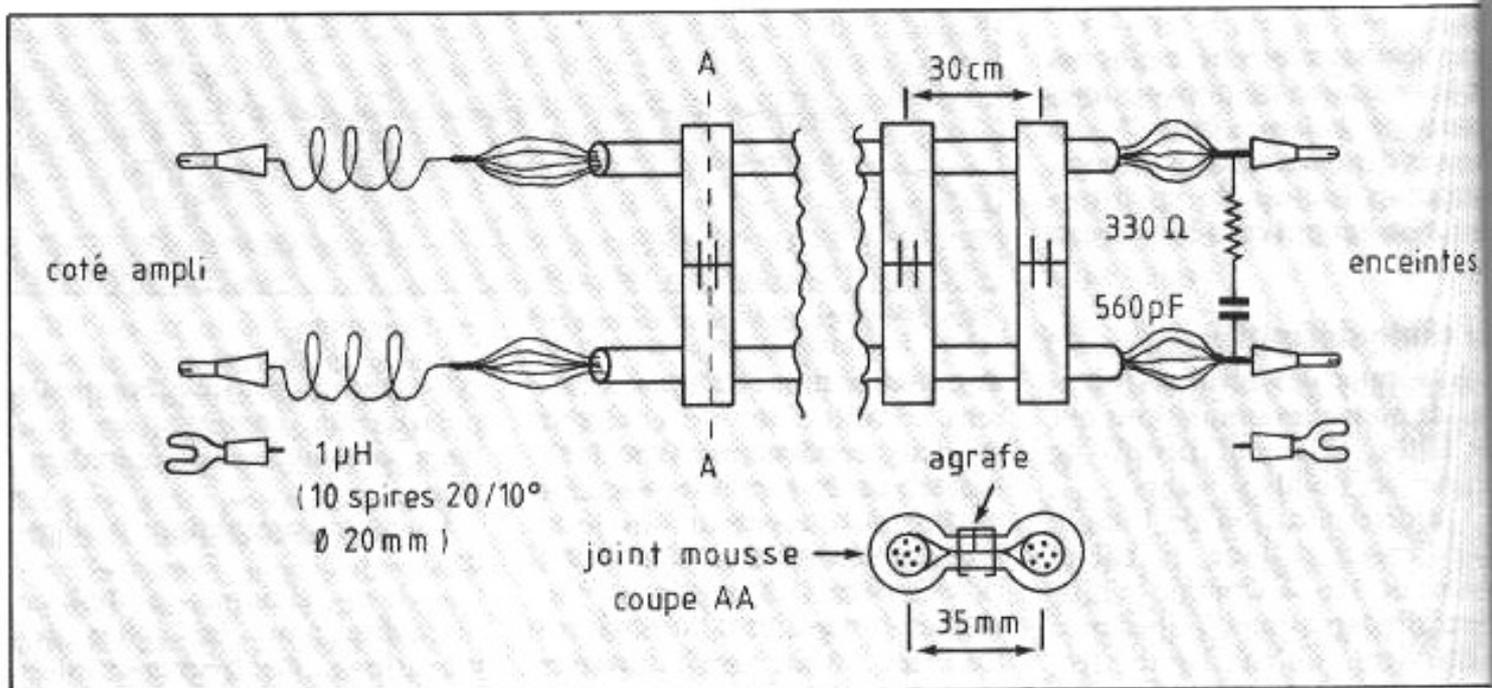


Fig. 18 : Câble HP réalisé en câble PTT (5 paires diamètre 5/10<sup>e</sup>).

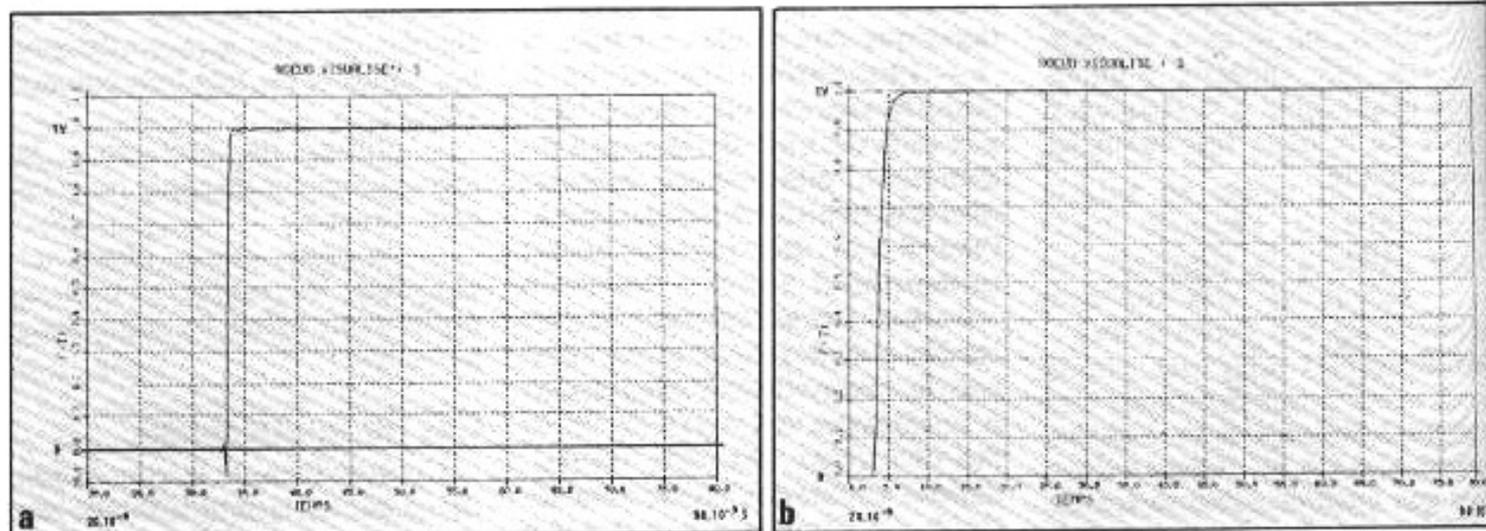


Fig. 19 : Réponse à l'échelon du câble. a) Sans selfs. b) Avec selfs de 1  $\mu$ H pour juguler toute tendance à l'oscillation. N.B. : L'échelle a) est dilatée 10 fois par rapport à b).

Dans tous les cas, le temps de propagation de groupe est bien constant...

#### Remarque

Pour une fabrication plus "technique" (avis aux industriels !), on pourrait concevoir un câble intégré tel que celui de la figure 21.

#### Les résultats d'écoute

Ils sont un peu déroutants au premier abord, car le son paraît très mat. De toute façon, il est prudent d'attendre quelque temps pour que les tensions mémorisées dans l'isolant s'éliminent. Après quelques heures

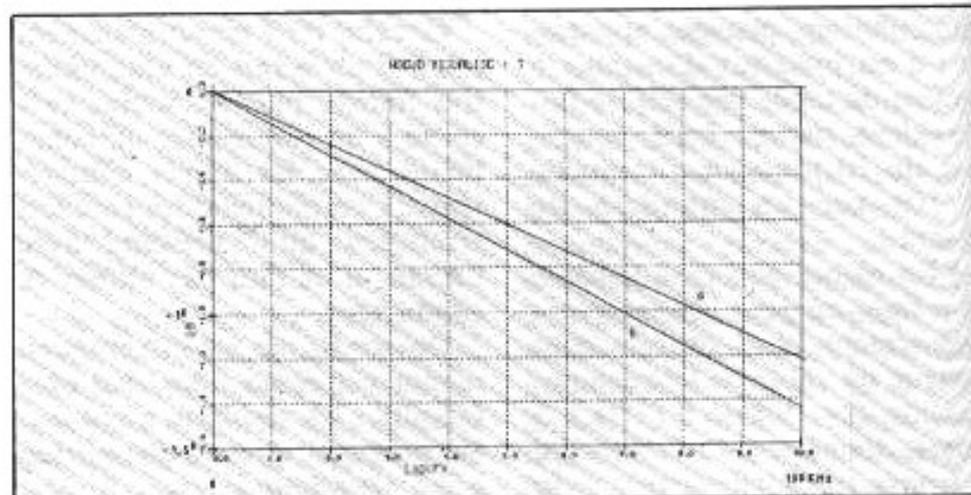


Fig. 20 : Variation de la phase en fonction de la fréquence. a) Sans selfs. b) Avec selfs de 1  $\mu$ H. Dans tous les cas, le temps de propagation de groupe est bien constant...

d'écoute, on se dit tout simplement : "c'est ça et pas autre chose" et on se contente d'écouter de la musique...

Le gain le plus net est le gain en puissance, c'est-à-dire la possibilité de monter à des niveaux bien supérieurs à ce que l'on pouvait obtenir auparavant avec des câbles classiques.

Toujours par rapport à ceux-ci, on semble avoir perdu un peu dans les fréquences hautes. Une écoute attentive montre qu'en fait la distorsion apportée par les câbles classiques pouvait être parfois la bienvenue et rehausser un niveau d'aigu déficient... Un point positif : les sifflantes désagréablement caractéristiques de certaines voix ont complètement disparu. Le violon est parfait.

On retrouve une constance de résultats bien satisfaisante : le son de la chaîne est le même d'un jour à l'autre, ce qui peut apporter quelque monotonie au lieu de l'incessante quête du Graal menée par les audiophiles...

## Reproductibilité des résultats

Depuis la réalisation du câble prototype, cinq installations ont été câblées suivant ce principe : dans tous les cas, les résultats obtenus ont été parfaitement reproductibles, avec le même sentiment de puissance non limitée. Le résultat le plus spectaculaire a été obtenu avec de grosses enceintes Cabasse réputées difficiles à driver, et qui ont retrouvé une absence de distorsion subjective impressionnante. Malgré des différences dans les câbles utilisés (longueur, nombre de paires, fabricant), les résultats sont identiques et les différences indiscernables, ce qui est bien satisfaisant pour l'esprit !

## Recherches ultérieures

Le fait de posséder un câble irréprochable sur une installation permet de se livrer à quelques recherches concernant le

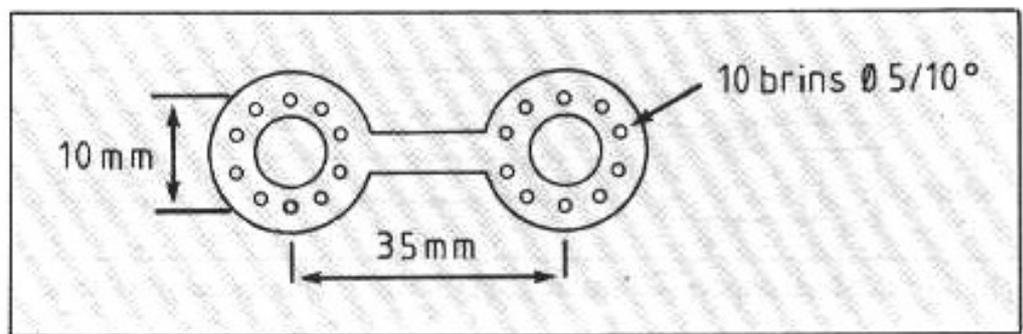


Fig. 21 : Prototype de câble industriel.

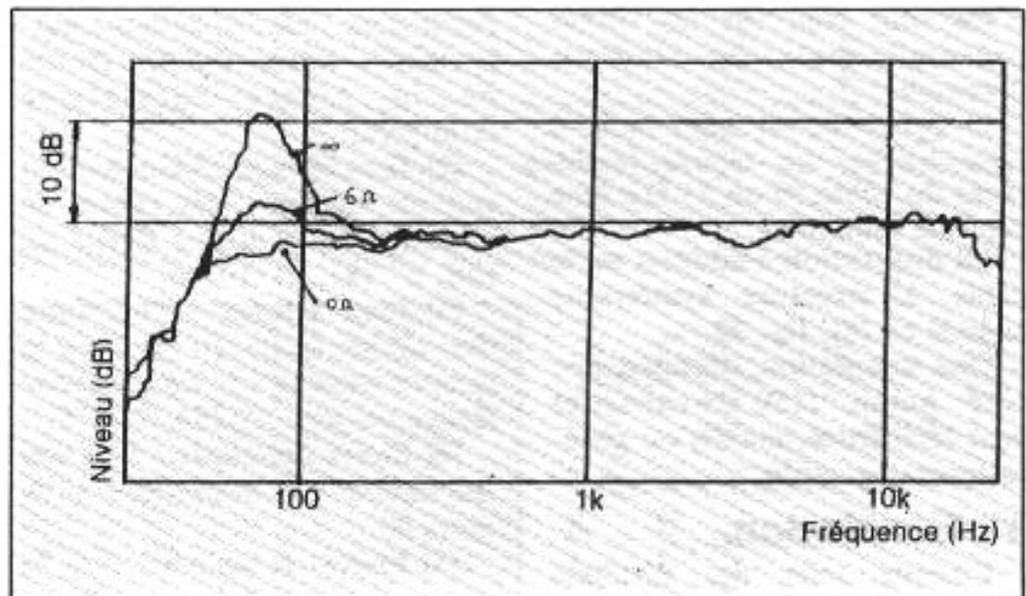


Fig. 22 : Influence de l'impédance de sortie d'un ampli sur la réponse d'une enceinte (d'après Jean Hiraga).

coefficient d'amortissement des amplificateurs vis-à-vis des enceintes. Ce sujet est un des problèmes de la Haute-Fidélité qui reste très mal connu et où l'empirisme règne.

La fig. 22 extraite de l'ouvrage "Les haut-parleurs" de Jean Hiraga rappelle l'influence de l'impédance de sortie sur la réponse d'une enceinte.

Il est conseillé de faire plusieurs essais sur son installation, en intercalant entre la borne de sortie + de l'ampli et le câble une résistance de valeur comprise entre 0,33 et 2,2  $\Omega$  par voie. Les modèles Sfernice vitrifiés de 3 watts conviennent parfaitement. Ils existent dans la série E6 (0,33, 0,47, 0,68, 1, 1,5, 2,2) et l'on peut bien sûr réaliser toute combinaison série-parallèle. Sur l'installation de l'auteur, utilisant l'ampli symétrique décrit dans ces pages et des enceintes à

double résonateur, c'est la valeur de 1,2  $\Omega$  qui s'est avérée la plus satisfaisante. Aucun conseil ne peut être donné en la matière, la multiplicité des amplis et enceintes rendant illusoire tout calcul. Seule l'oreille est juge, mais cet essai est si simple et les résultats si probants qu'il vaut largement la peine d'être fait.

Et les amplis à tubes ?

Ceux-ci présentent en général une impédance de sortie beaucoup plus importante que leurs homologues à transistors, de l'ordre de l'ohm. Le 300 B monotriode a une impédance de sortie voisine de 4,7  $\Omega$ . De plus, cette impédance de sortie est inductive par la présence du transformateur : il sera donc inutile d'installer les petites selfs de 1  $\mu$ H, de même qu'envisager l'installation de résistances de faible valeur : une fois de plus, l'ampli à tubes est favorable...

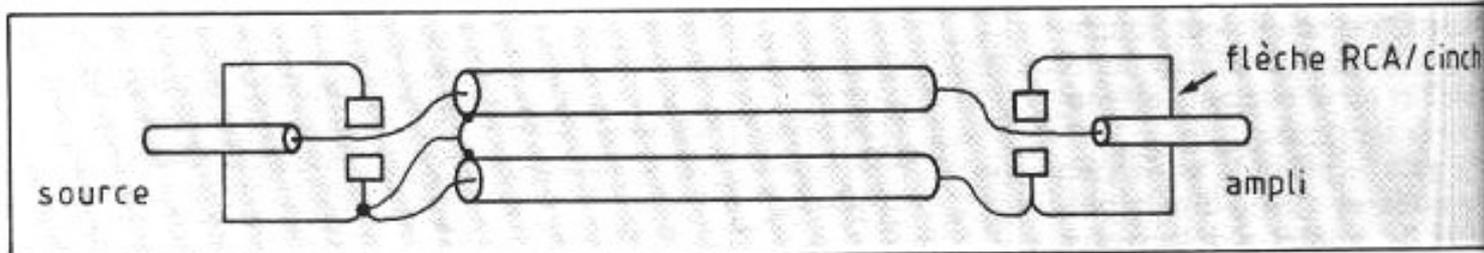


Fig. 23 : Câble de liaison bas niveau ; âme massive, sans retour par l'écrou.

## Les câbles de liaison bas niveau

Ce sont bien sûr les câbles préampli-ampli ou sources-préampli.

Le problème est assez facile à résoudre car on trouve facilement du câble 50 ou 75  $\Omega$  à âme centrale **monobrin**.

La disposition à adopter est le câble à structure symétrique signalé en [6], fig. 23.

Une adaptation d'impédance côté ampli (150  $\Omega$  + capacité) peut être tentée, mais n'est généralement pas utile.

## V. Conclusion

Compte tenu des résultats obtenus, l'hypothèse de la perturbation du courant par les contacts entre brins semble l'hypothèse la plus solide pour expliquer le comportement déroutant des câbles et les différences constatées à l'écoute.

Par ailleurs, la théorie classique nous permet une mise en œuvre correcte :

- adaptation d'impédance en extrémité ;
- utilisation de selfs de 1  $\mu\text{H}$  en sortie d'ampli ;
- écartement suffisant des conducteurs.

Le câble proposé ici répond à l'ensemble de ces critères et apparaît comme une solution satisfaisante pour un coût raisonnable.

La principale difficulté est d'ordre conjugal : ce câble ne passe pas inaperçu dans un salon et ne va certainement pas déclencher l'enthousiasme des maîtresses de maison : à leurs époux de résoudre au mieux cette angoissante question...

## Bibliographie

[1] Jean Engelking : "Le raccordement amplificateur-haut-parleur", *Revue du son* (revue de la presse spécialisée étrangère).

[2] Jean Hiraga : "Un maillon souvent négligé : les câbles de liaison". *La Nouvelle Revue du son*, n° 281, 21/10/76.

[3] Jean Hiraga : "L'affaire des câbles (suite et fin...) : la mesure tranche !". *La Nouvelle Revue du son*, n° 294, 2-1978.

[4] Pierre Johannet : "Le son des câbles", *L'Audiophile* n° 9, mars 90.

[5] Pierre Johannet : "A la poursuite du 300 B, ou de l'intérêt des liaisons inductives avec les haut-parleurs", *L'Audiophile* n° 18, décembre 91.

[6] Pierre Johannet : "Le câble coaxial, cet inconnu", *L'Audiophile* n° 12, octobre 90.

[7] Pierre Johannet : "La Transformée de Laplace Inverse : un algorithme performant", EDF, *Bulletin de la DER*, série B n° 4, 1986.

[8] Jean Hiraga : "Les haut-

parleurs", Editions Fréquences, 1981.

[9] Robert Fournié : "Les isolants en électrotechnique", Eyrolles.

[10] Elie Roubine : "Lignes et antennes", Collection technique et scientifique du CNET. Revue d'Optique.

[11] Jean-Pierre Vabre : "Electronique des impulsions", Masson.

[12] Raguar Holm : "Electric Contacts", Sebers.

## Annexe I Condition de Heaviside

Elle revient à chercher les parties réelle et imaginaire de

$$\sqrt{(R + Lp)(G + Cp)}$$

$$\text{soit } \sqrt{(R + jL\omega)(G + jC\omega)} \quad (1)$$

sachant que

$$\sqrt{a + jb} = \sqrt{\frac{1}{2}(\sqrt{a^2 + b^2} + a)} + j\sqrt{\frac{1}{2}(\sqrt{a^2 + b^2} - a)}$$

La partie imaginaire de (1) s'écrit, après factorisation du terme en  $\sqrt{a^2 + b^2}$  :

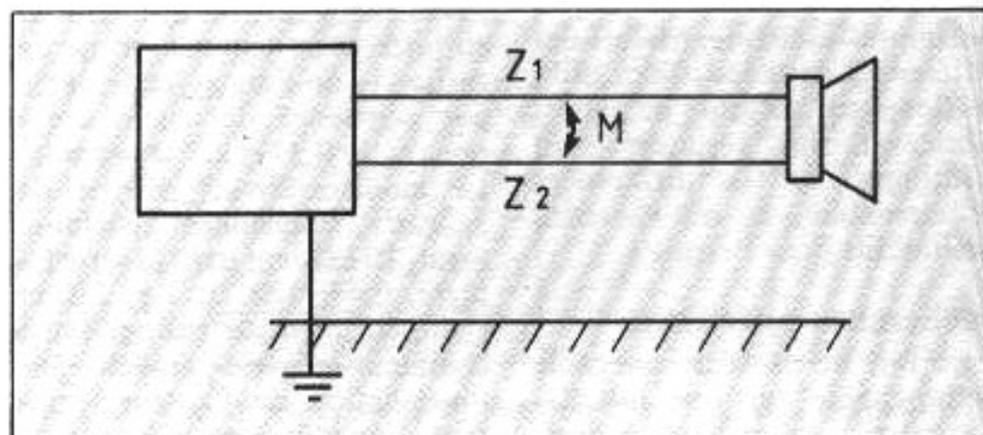


Fig. 24 : Câble de HP en présence du sol.

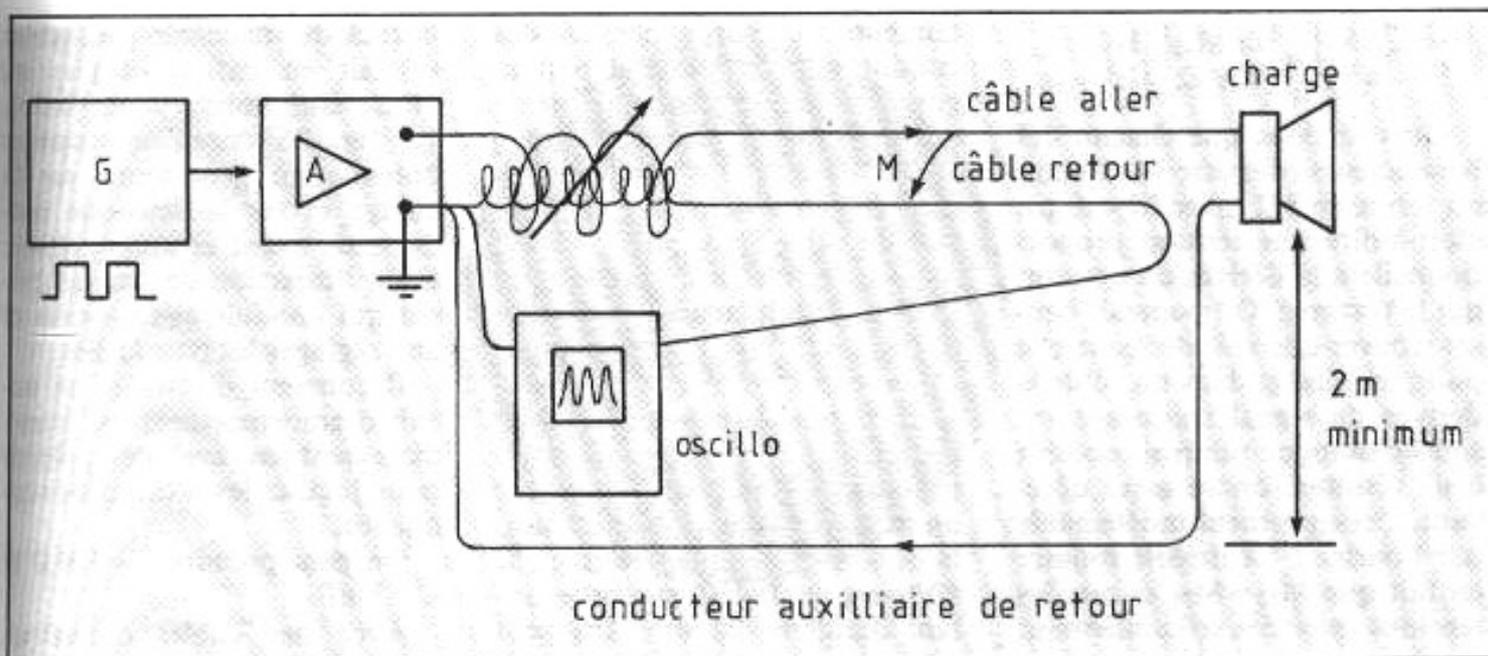


Fig. 25 : Annulation de la mutuelle inductance d'un câble au moyen d'inductances coaxiales montées en variomètre.

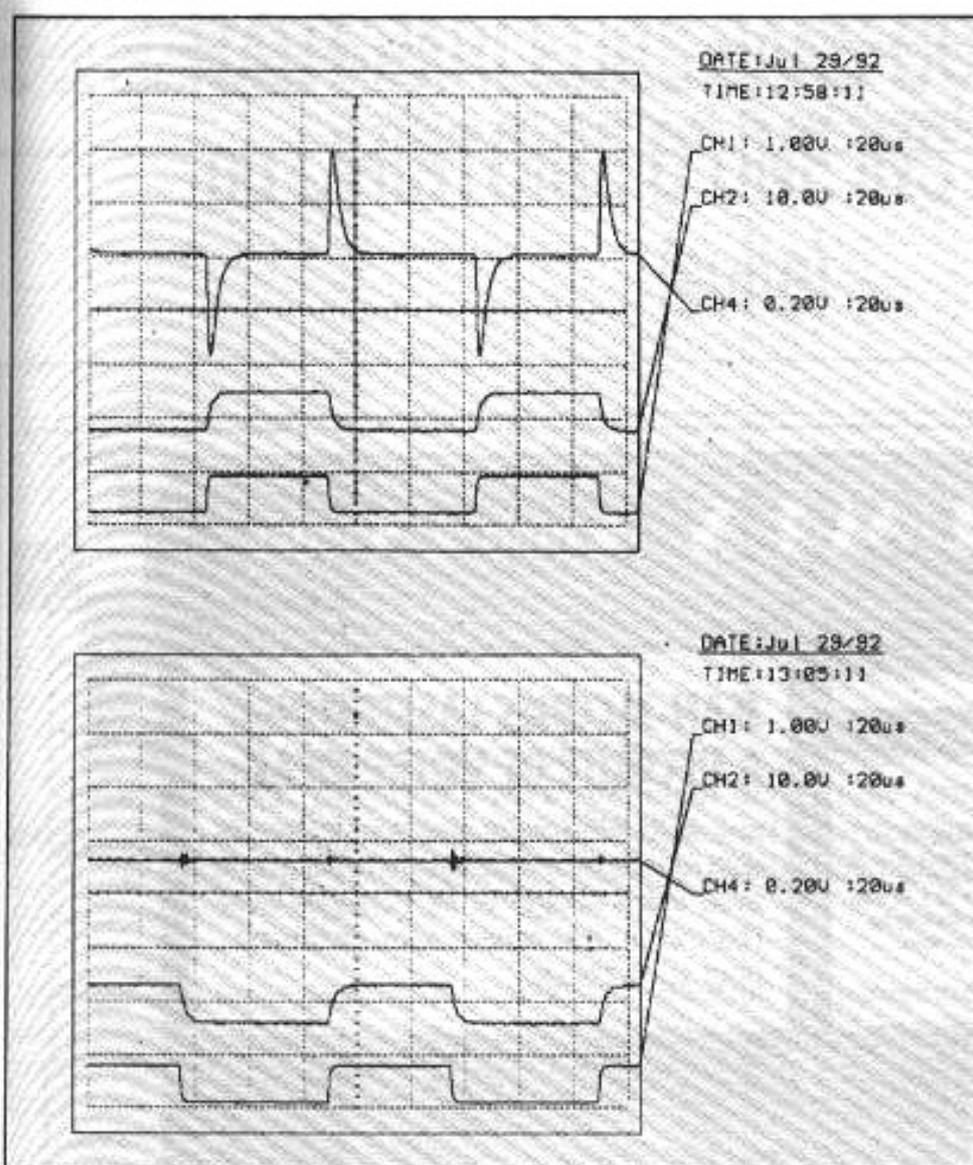


Fig. 26 : Mise en évidence et annulation de la mutuelle inductance entre conducteurs. a) Avant. b) Après réglage du variomètre d'entrée (2 selfs coaxiales à flux opposés). CH1 : signal d'entrée. CH2 : signal sur la charge. CH4 : tension aux bornes du conducteur "retour".

$$\left[ \frac{1}{2} \left( \sqrt{L^2 C^2 (\omega^2 + \frac{R^2}{L^2}) (\omega^2 + \frac{G^2}{C^2})} - (RG - LC\omega^2) \right) \right]^{1/2}$$

On voit tout de suite que si  $\frac{R}{L} = \frac{G}{C}$ , on obtient :

$$\sqrt{(R + jL\omega)(G + jC\omega)} = \sqrt{RG} + j\omega\sqrt{LC}$$

et l'onde subit une atténuation et un déphasage proportionnel à la fréquence, ce qui traduit une vitesse constante pour toutes les fréquences :

$E = E_0 e^{-x\sqrt{RG}} \angle \omega\sqrt{LC} x$   
c'est-à-dire un temps de propagation de groupe constant.

## Annexe II

### La mutuelle inductance, ou un exemple de fausse piste donnant de bons résultats

Si l'on tient compte de la présence du sol supposé conducteur en plus des deux conducteurs du câble (fig. 24), chacun des conducteurs présente une impédance  $Z$ . Il existe entre les conducteurs une mutuelle impédance  $M$ .

Les chutes de tension  $\Delta V_i$  le long des câbles répondent à l'équation matricielle :

$$\begin{bmatrix} \Delta V_1 \\ \Delta V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_1 & M_{12} \\ M_{21} & Z_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix}$$

On voit donc que chacun des conducteurs réinjecte sur l'autre un terme en MI (avec  $M = m.p$ ), c'est-à-dire une tension proportionnelle à la **dérivée** du courant qui le traverse. On pourrait penser trouver une voie de recherche puisque injecter dans un câble la dérivée du signal transitant sur son homologue pourrait aboutir à un résultat sonore assez décevant... et également indétectable par Fourier ! La théorie montre en fait que  $M_{12} = M_{21}$  et que les tensions injectées se compensent **exactement**. On peut cependant en déduire une méthode très efficace pour déterminer l'inductance de filtrage à mettre en tête d'un câble ordinaire (fig. 25).

Le principe est très simple : on

alimente la charge par un des conducteurs du câble et par un conducteur auxiliaire situé à quelques mètres du câble aller.

On mesure la tension aux extrémités du deuxième conducteur du câble en essai.

Pour annuler la mutuelle entre les deux conducteurs, on dispose de deux selfs concentriques bobinées en sens inverse. A titre indicatif, la bobine interne est (pour un câble de 8 m) constituée de 40 tours en fil émaillé de 10/10<sup>e</sup> sur un mandrin de diamètre 10 mm, la bobine externe est réalisée par 40 tours en 10/10<sup>e</sup> sur tube isolant diamètre 20 mm. On peut également bobiner deux fils émaillés ensemble, le réglage s'effectuant en enlevant ou rajoutant des tours.

Le réglage conduisant à l'annulation de la tension aux

bornes du deuxième conducteur se fait en enfonçant plus ou moins une bobine dans l'autre. La fig. 26 donne les tensions obtenue au générateur, sur la charge et sur le deuxième conducteur, avant et après réglage. C'est l'injection de signaux carrés qui conduit aux mesures et aux réglages les plus faciles.

Il convient d'installer un circuit d'amortissement RC immédiatement en aval des bobines pour juguler les oscillations résiduelles.

On peut prendre  $R = 330 \Omega$  et  $C = 1 \text{ nF}$ .

Avec des câbles ordinaires, cette méthode donne de très bons résultats, au prix d'une manipulation aisée et réconfortante puisque, pour une fois, on mesure quelque chose sur un câble !

# POINT DE VUE

## HAUT-PARLEURS SANS CONCESSION OU L'HISTOIRE D'UNE INSTALLATION (suite)

Jean Leroy

**A**

*près description des éléments constituant le système de reproduction (haut-parleurs, filtres) et l'environnement acoustique (isolation phonique, traitement des parois du local), se trouve exposé maintenant le processus de mesure permettant de juger la qualité du couplage entre boomer monté sur cloison et le reste du système.*

On peut déjà juger de la difficulté d'aligner la réponse en fréquence, simplement au vu de la figure 1 qui montre, qu'aux basses fréquences, il faut s'attendre à une dénaturation des timbres musicaux en raison des bosses et des creux liés à la forme et à la dimension du local (voir encadré

n°1). La position d'encoignure en baffle infini n'est évidemment pas favorable, puisqu'elle excite au maximum les ondes stationnaires obliques du local (excitation diagonale). D'autres positions d'enceintes classiques ont néanmoins révélé d'autres toniques tout aussi difficiles à jugu-

ler (voir figure 2), mais le parti pris de privilégier l'étendue de la réponse jusqu'à la limite de l'infrasonore entraîne l'acceptation des modes parasites, quitte à les combattre par d'autres artifices que le déplacement des boomers (ce à quoi s'oppose la maîtresse de maison !).

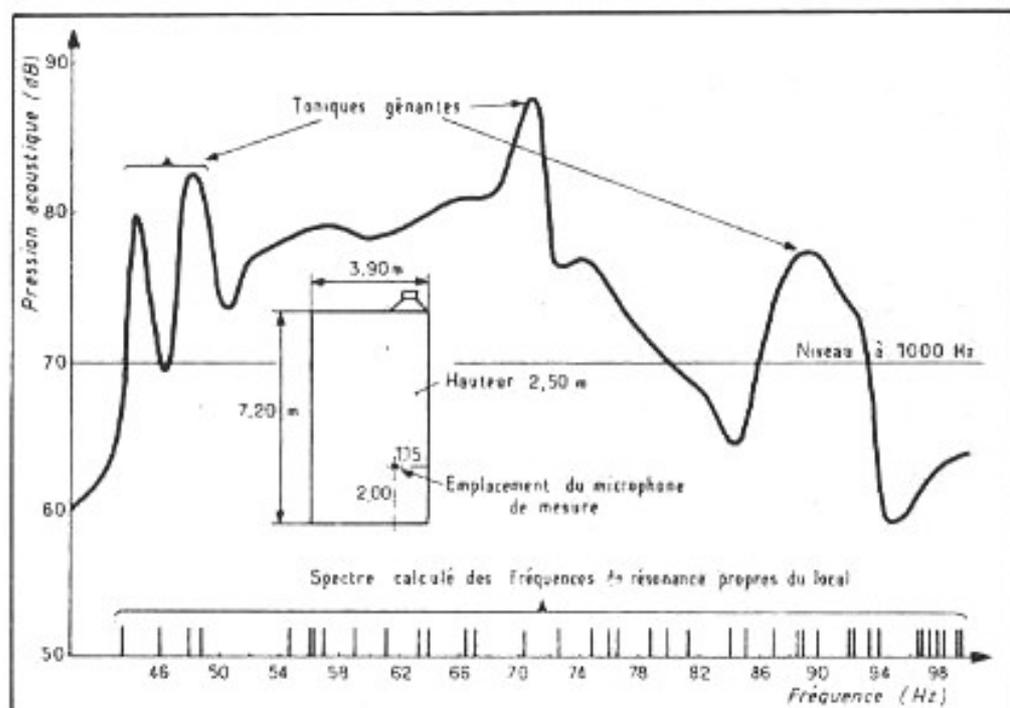


Fig. 1 : Relevé de la pression acoustique en local clos et spectre de distribution calculé des résonances propres entre 40 et 100 Hz, zone critique où se manifeste généralement le "son de tonneau".

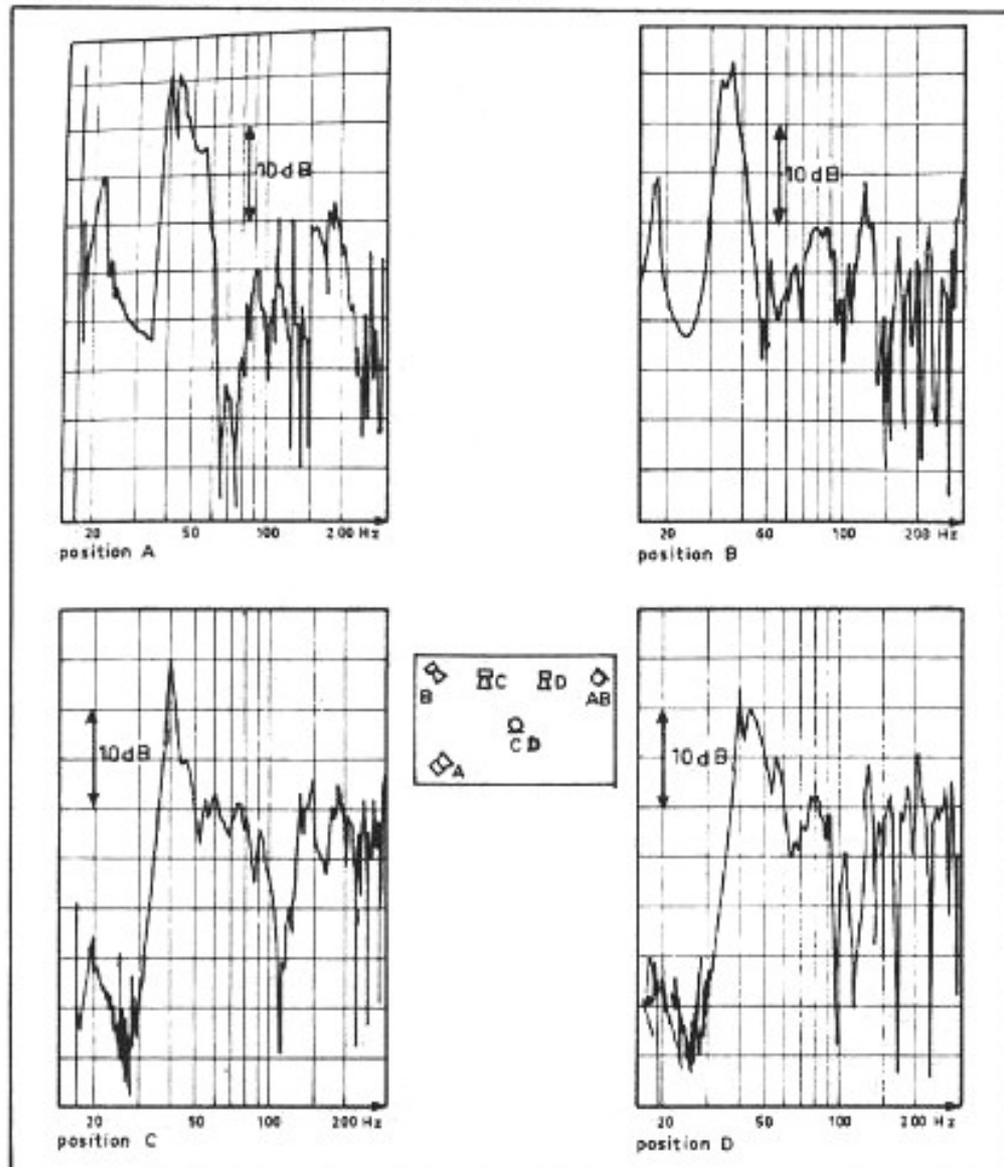


Fig. 2 : Réponses acoustiques en salle 7,20 x 3,90 x 2,50 m pour différentes positions haut-parleur-microphone.

## Résonances parasites en salle d'écoute Hi-Fi

L'excitation sonore d'un volume (le plus souvent parallélépipédique) provoque des phénomènes oscillatoires (ondes stationnaires) qui engendrent la superposition au signal utile de vibrations propres à la salle. L'expérience montre que ce sont les bandes de fréquences voisines de celles de la source qui sont le plus excitées. Cela entraîne un enrichissement anormal du son reproduit : un programme musical se trouve alors entaché de toniques rédhibitoires correspondant aux bosses de la réponse amplitude/fréquence.

Un trou dans la réponse à une excitation peut provoquer un décalage de fréquence (en réalité décalage de hauteur du son) fort désagréable à l'oreille. Toute tentative pour réduire l'amplitude des bosses et combler les trous importants de la réponse acoustique ne peut qu'améliorer la véracité du message sonore, par suppression des effets de masquage.

Une telle égalisation ne prend de l'importance que pour des volumes de salle inférieurs à 200 m<sup>3</sup> (c'est toujours le cas de l'écoute domestique), compte tenu de la relation entre volume et fréquence limite au-dessous de laquelle la distribution des fréquences propres du local cesse d'être régulière, avec :

$$F_{\text{limite}} = 555/V^{5/12}$$

F en Hz ; V en m<sup>3</sup>

**Nota** - Dans l'installation décrite, on obtient  $F_{\text{lim}} = 94,5$  Hz, valeur qui confirme la nécessité d'égaliser au moins dans la plage 30 à 150 Hz.

## I - Question : où est le vrai ?

Après dernière soudure et raccordement à l'amplificateur, il faut imaginer une certaine déception de l'écoute qui révèle :

1. Un grave exacerbé, avec des toniques présentes **quel que soit le programme**.

2. Le caractère quelque peu tenu d'instruments, comme le hautbois ou le basson, malgré le gonflement des basses.

3. Peu de perspective (impression de manque de profondeur quelle que soit la prise de son).

Le désappointement est d'autant plus fort que la bande passante semble là pour l'essentiel, la distorsion d'intermodulation peu sensible (l'orgue et la flûte font bon ménage). Et pourtant l'émotion du direct est plutôt absente.

Un premier coup d'enregistrement, effectué dans les conditions rappelées en figure 3, avec une vitesse d'écriture suffisamment élevée (au moins 16 mm/s), pour ne pas masquer les défauts qu'on veut traquer, montre la réalité en salle (figure 4) — un relevé en chambre sourde a été publié dans l'article précédent — On est bien loin de la régularité obtenue en plein air et visible en figure 5. En effet, la figure 4 montre :

— Un creux important entre 200 et 400 Hz (inacceptable au plan subjectif),

— Des bosses autour de 50, 65, 100 et 160 Hz,

— Un renforcement net entre 800 et 1000 Hz (inacceptable car donnant des voix projetées en avant des HP).

— Une chute significative du rendement au delà de 10.000 Hz, tout de même gênante quant on sait que la technique des compacts garantit 20.000 Hz.

— Un rendement trop élevé dans le grave, si l'on veut bien considérer qu'en dehors de la plage 800-1000 Hz, le niveau moyen mesuré est inférieur entre

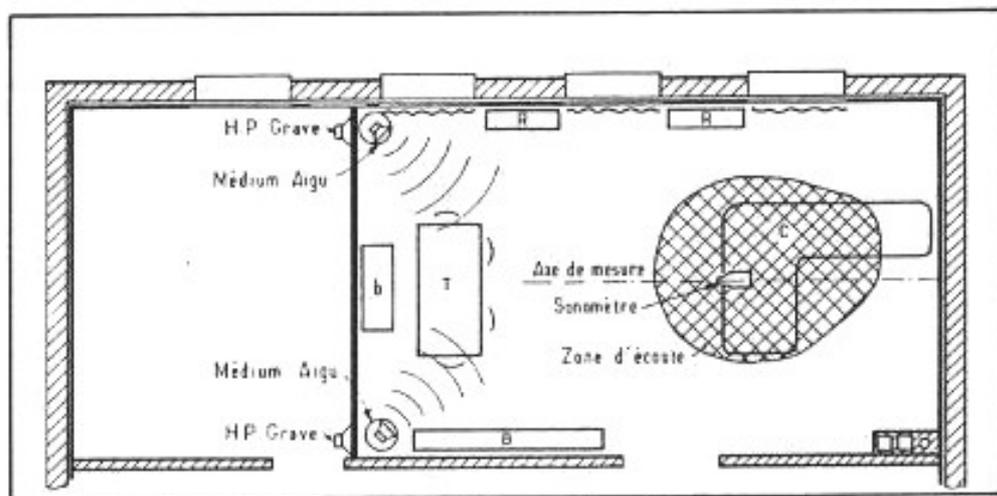


Fig. 3 : Local d'expérience. B - bahut, T - table, b - banquette, R - meuble de rangement, C - canapé.

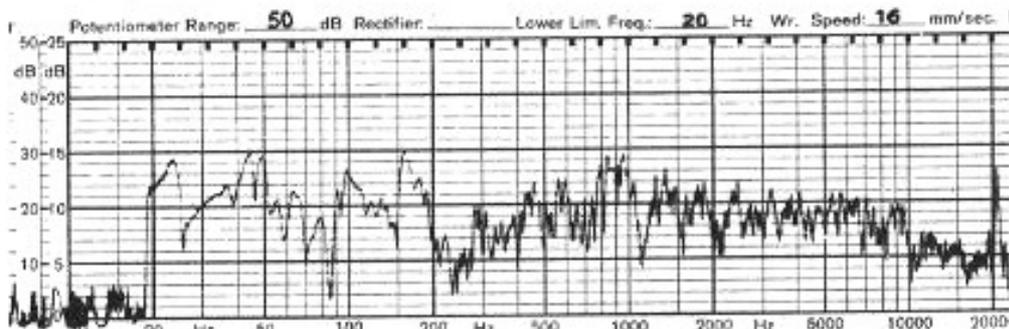


Fig. 4 : Réponse acoustique en salle de la voie droite (micro à 4 m) - réglage initial.

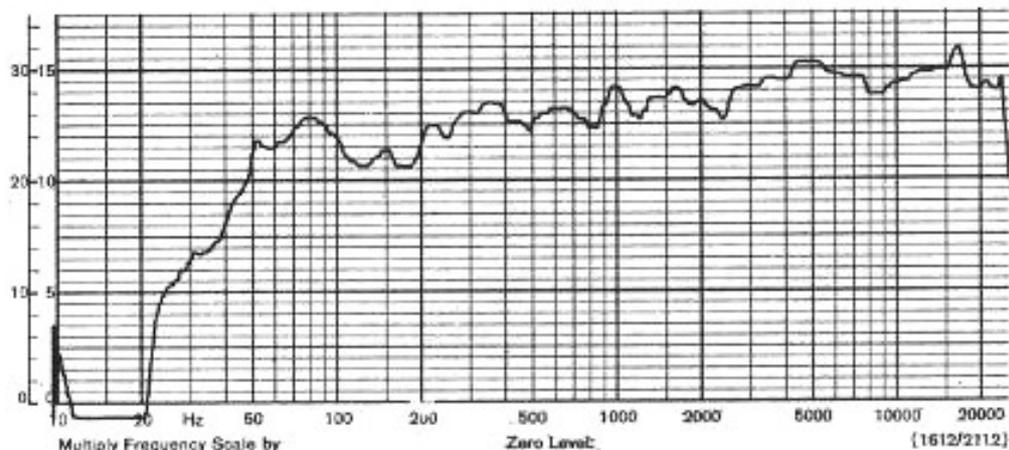


Fig. 5 : Réponse acoustique en plein air (micro à 0,50 m) de l'enceinte sphérique complétée d'un caisson.

200 et 10 000 Hz, à celui mesuré entre 20 et 200 Hz de 6 dB environ (ce point sera confirmé par des mesures avec une source de bruit rose).

La décision est alors prise d'expertiser plus avant le système de HP muni de ses aiguillages, car on voit bien qu'on ne peut pas se fier aux chiffres de sensibilité (en dB par watt à 1m) pour obtenir *in situ* un raccordement correct du HP grave avec le reste.

## II - De la nécessité des mesures en salle.

Convaincus que le réglage de l'aiguille entre boomer sur cloison et l'enceinte médium-aigu passait d'abord par une mesure précise des éléments **avant** couplage, on s'est attaché à mesurer séparément chaque reproducteur. D'où l'ensemble des mesures dont les résultats sont consignés en figure 6 (seul le côté droit de l'installation a été expertisé).

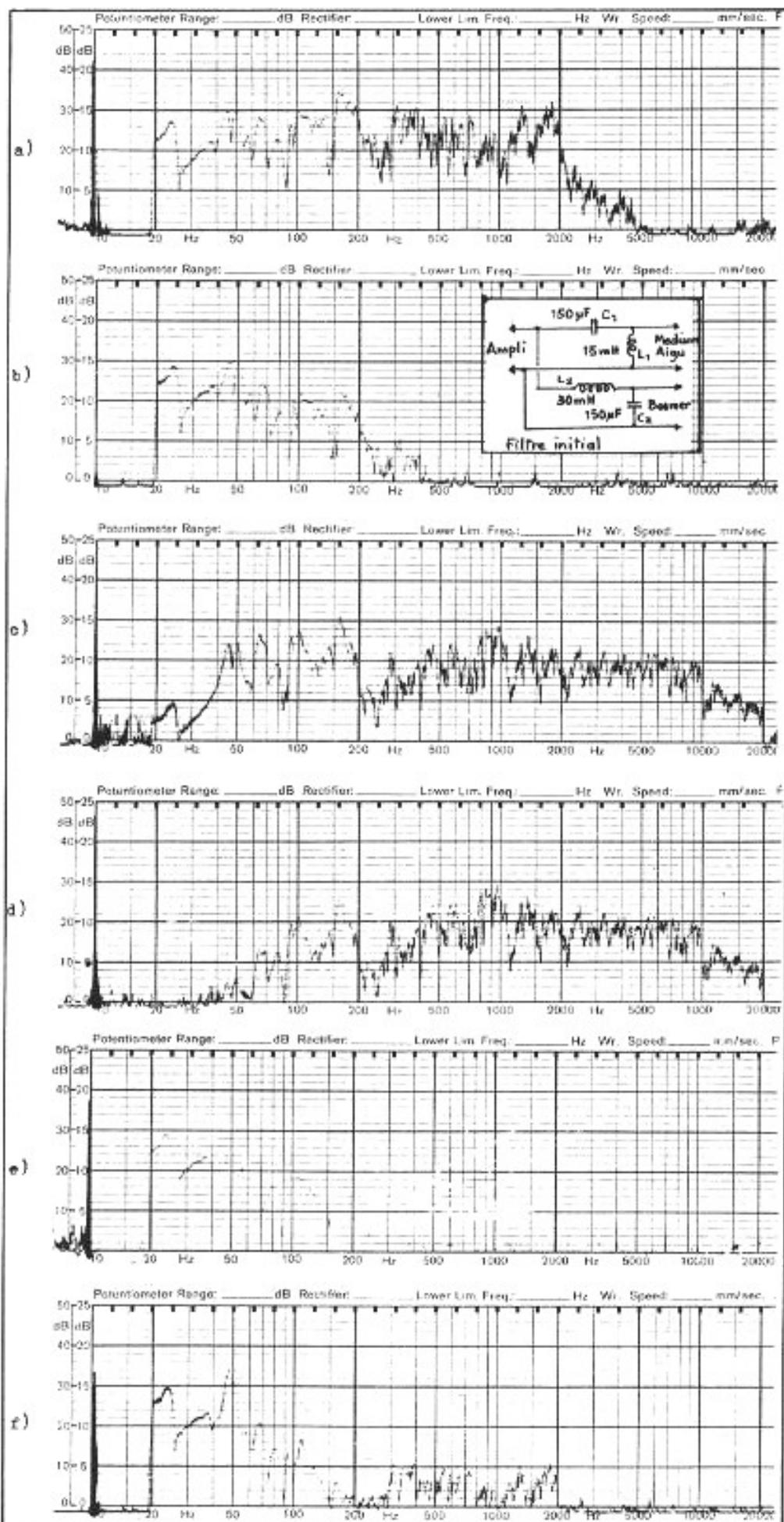


Fig. 6 : Réponse acoustique en salle (micro à 4 m). a) canal grave sans filtrage, b) dito avec filtrage, c) canal médium/aigu sans filtrage, d) avec filtrage, e) canal grave avec filtrage amélioré, f) dito avec shunt.

On y remarque :

en figure 6a) : une réponse exploitable jusqu'à 20 Hz environ (c'est la résonance du boomer qui fixe cette limite), qui pourrait se prolonger jusqu'à 2 000 Hz, mais certainement avec une directivité trop accusée pour l'écoute stéréophonique loin de HP ; d'où le choix d'un aiguillage « théorique » à 120 Hz dont on a modifié les valeurs d'inductances et de capacités pour tenir compte de l'impédance réelle (voir en Annexe 2). Bien entendu, les toniques à 29, 45, 50, 70 et 80 Hz n'ont pas disparu, le creux à 85 Hz non plus.

en figure 6b) : après insertion du filtre d'aiguillage, on note l'efficacité du filtrage perceptible dès 80 Hz, mais limitée au-delà (résidu encore important entre 250 et 400 Hz).

en figure 6c) : réponse de l'enceinte sphérique sur son support. On note qu'il s'agit déjà d'un système à large bande, puisque la réponse s'étend jusqu'à 45 Hz, avec une assez bonne régularité entre 300 et 10 000 Hz (hormis l'excès de rendement déjà mentionné entre 800 et 1 000 Hz, ainsi que la chute après 10 000 Hz). Inquiétant est le trou déjà repéré entre 200 et 300 Hz, car ce défaut n'existe absolument pas en chambre sourde (ni en plein air) ; il est donc bien lié au local et à la position dans le local.

en figure 6d) : la même réponse, mais après insertion du filtre d'aiguillage. Le défaut à 250 Hz persiste, alors que l'efficacité en dessous de 200 Hz reste insuffisante. Ce qui oblige à retoucher la fréquence de cet aiguillage en adoptant une capacité plus forte pour C<sub>2</sub>, afin d'éviter des interférences entre boomer et enceinte sphérique dans la plage 100 à 200 Hz.

en figure 6e) : comme ci-dessus, mais en limitant la bande restituée par le boomer en adoptant C<sub>2</sub> = 250 μF au lieu de 150 μF. On note la disparition du

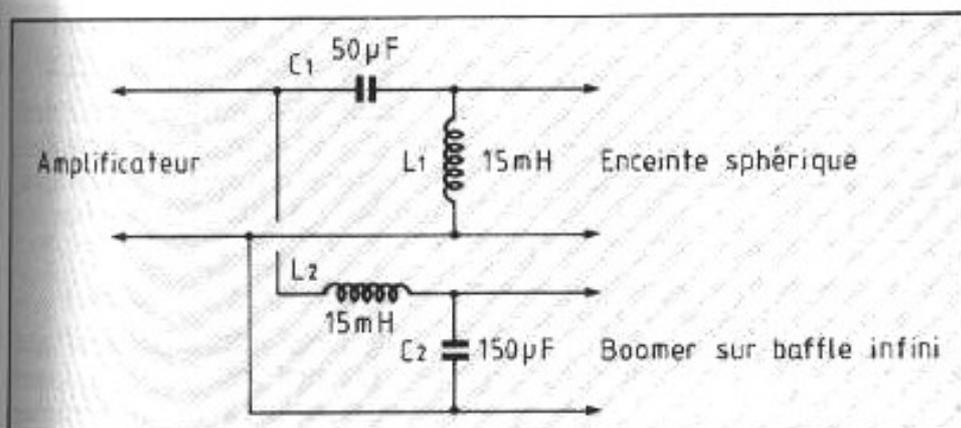


Fig. 7 : Schéma final de l'aiguillage entre boomer et enceinte médium/aigu.

résidu autour de 350 Hz.

en figure 6f) : on peut encore améliorer la coupure côté boomer en shuntant  $L_2$  par une capacité de  $25 \mu\text{F}$  (accord à 1 200 Hz environ). On obtient, certes, une coupure plus efficace dès 100 Hz, mais un résidu important apparaît entre 300 et 2 000 Hz. D'où finalement un réglage de compromis avec l'aiguillage de la figure 7 conduisant à la réponse finale de la figure 8. On obtient cette fois une réponse relativement optimale avec des défauts qui ne peuvent être gommés par le seul ajustage des filtres d'aiguillage, mais qui sont susceptibles d'être atténués par un lissage d'égalisation intervenant sur 3 zones précises :

- 50 à 200 Hz : résonances à Q élevé (il faudrait agir sélectivement à 48, 55, 70 et 160 Hz),

- 800 à 1 000 Hz : bosse tout à fait préjudiciable à l'écoute "vraie" de la parole et de la plupart des instruments — il faudrait une atténuation sélective sur 1/3 d'octave.

- 10 000 à 20 000 Hz : accentuation progressive dans l'aigu (près de 10 dB/octave) amenant indiscutablement une perte de présence qui évoque l'action possible du réglage de tonalité habituel (quoique limité à 6 dB/octave) comme le montre la figure 9.

Dans les conditions du réglage final d'une voie complète, on obtient la courbe d'impédance de la figure 10 qui confirme une adaptation correcte pour attaque

d'un amplificateur acceptant  $4\Omega$  dans l'aigu. La sensibilité mesurée à 1m de distance tourne alors autour d'une valeur de 90 dB/watt électrique en bruit rose, ce qui confirme les prévisions.

### III - Bilan avant égalisation.

Il restait à vérifier le comportement de la voie Gauche pour laquelle un positionnement non symétrique du boomer pouvait faire apparaître une réponse différente dans le grave. Ceci est

vérifié en rapprochant la figure 11 de la figure 8 :

1. On observe à gauche seulement trois toniques (50, 100 et 150 Hz), mais plus accusées qu'à droite. L'explication tient à la disposition d'encoignure à gauche en forme de trièdre (et non de dièdre comme à droite), ce qui excite plus fortement le local (visible surtout à 50 Hz).

2. On remarque une certaine réplique de la bosse à 1000 Hz et toujours la décroissance dans l'aigu (même pente). Ces constatations ne pouvaient qu'inciter à contrôler la réponse des voies droite et gauche excitées par un même signal (couplage monophonique). Ce qui est visible en figure 12, c'est que l'on conserve deux toniques très présentes à 50 et à 150 Hz. On obtient en outre un certain lissage de la réponse entre 400 et 10 000 Hz, avec un trou rhébitoire à 220 Hz.

C'est sur ce bilan, pas complètement satisfaisant, qu'a été décidé une véritable égalisation qui sera décrite prochainement.

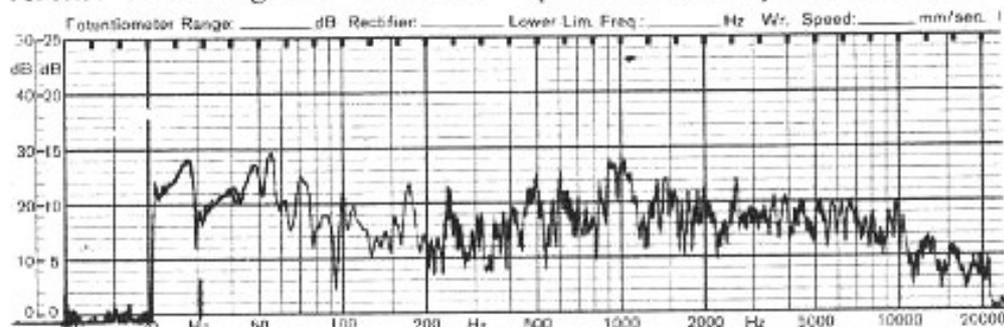


Fig. 8 : Réponse acoustique en salle (voie droite) après adoption d'un aiguillage retouché selon figure 7.

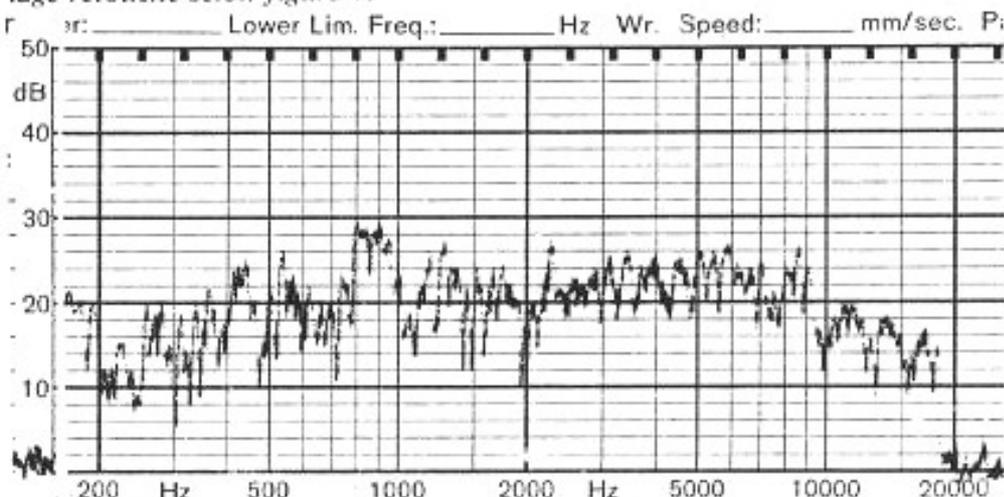


Fig. 9 : Réponse acoustique en salle, améliorée dans le registre aigu par correction de tonalité classique (réglage à mi-course sur position AIGU+) (à comparer avec 6d).

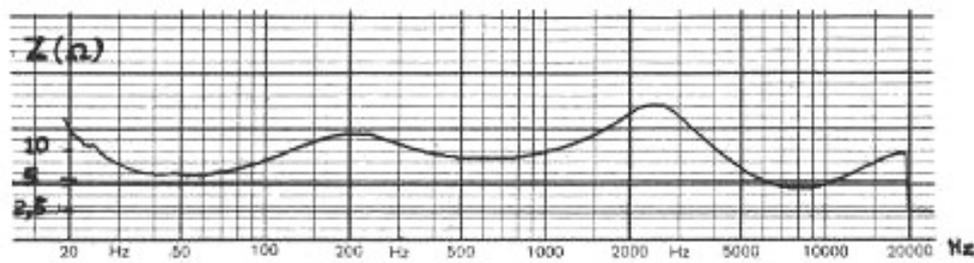


Fig. 10 : Courbe impédance/fréquence d'un système de HP complet (aiguillages à 120 et 3 000 Hz). (Noter l'effet du supertweeter à partir de 8 000 Hz.)

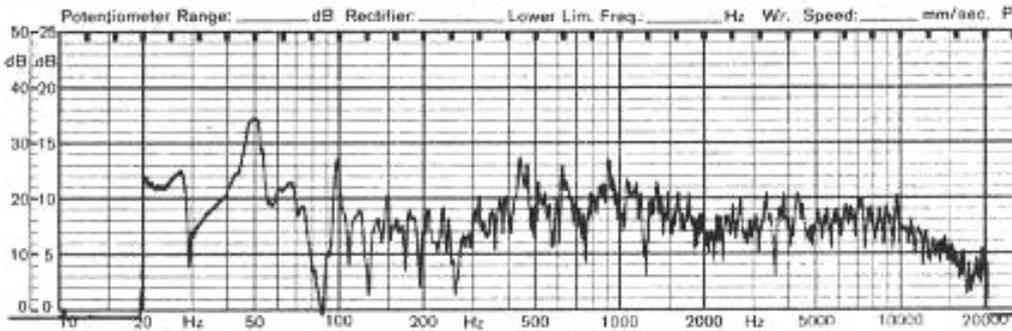


Fig. 11 : Réponse acoustique de la voie gauche (micro à 4 m).

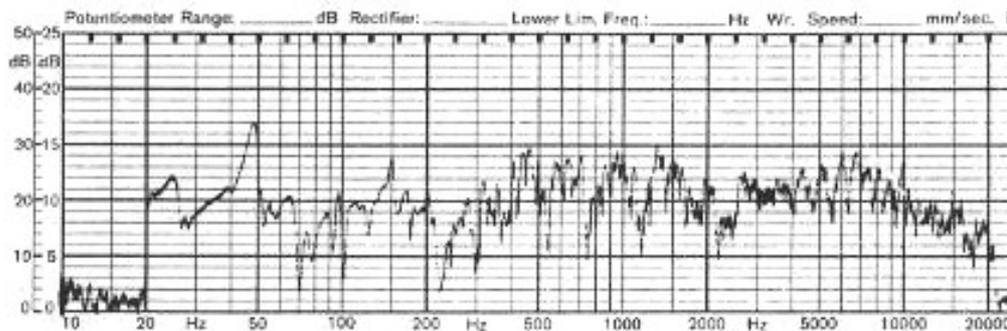


Fig. 12 : Réponse acoustique des deux voies couplées en monophonie (micro à 4 m).

## Annexes

### 1) Le traitement des parois d'un local d'écoute Hi-Fi

Pour une écoute stéréophonique répondant au critère d'intelligibilité maximale (1), il convient d'obtenir que l'auditeur soit proche des haut-parleurs médium-aigu, si possible en-deçà d'une distance limite qui sépare le champ diffus (l'auditeur n'y perçoit que des sons réverbérés) du champ direct. Cette limite peut être représentée à partir de l'abaque ci-dessous :

avec

$$l_d = 0,115\sqrt{QR} \text{ (en mètres)}$$

Q = facteur de directivité du système de haut-parleurs (nombre sans dimension)

$R = \frac{S\alpha}{1-\alpha}$  avec S = surface totale des parois du local (en  $m^2$ ),  $\alpha$  = coefficient d'absorption moyen des parois.

On note qu'à défaut de pouvoir agir sur le terme Q qui dépend des haut-parleurs, des filtres d'aiguillage (positionnement des fréquences charnières) et du placement des enceintes acoustiques dans le local (2), il faut se résoudre à abaisser le temps de réverbération en agissant sur le terme R, c'est-à-dire finalement sur  $\alpha$  (on trouvera le détail du calcul en figure 2.

Ainsi, dans l'installation décrite ( $V = 70 m^3$  -  $S = 112 m^2$ ), le temps de réverbération initial (calculé) est :

$$T_R = \frac{0,16 V}{S\alpha} \text{ (formule de Sabine)}$$

avec  $\alpha = 0,1$  (enduit + plâtre)

$$\text{d'où } T_R = 1 \text{ s} \quad R = 12,4$$

Dans ce contexte, en tablant sur  $Q = 10$  (valeur moyenne dans le registre critique médium-aigu soit 500 à 5 000 Hz), on obtient

$$l_d = 1,26 \text{ m}$$

(point A sur l'abaque)

On note immédiatement que les valeurs de  $T_R$  et  $l_d$  sont incompatibles avec une véritable écoute Hi-Fi, les limites acceptables étant respectivement 0,5 s et 2 m (3). Après traitement (dalle acoustiques sur  $6 m^2$ , tapis au sol sur  $14 m^2$ , double rideau sur  $9 m^2$ , tapissage sur fond vertical de  $5 m^2$ ), on passe de 0,1 à 0,2 pour  $\alpha$ , d'où :

$$T_R = 0,45 \text{ s} \quad R = 32$$

$$l_d = 2 \text{ m} \text{ (point B)}$$

On remarque alors que la situation s'est bien améliorée en étant très proche des valeurs usuellement conseillées.

Grâce à la directivité améliorée par la possibilité de faire converger les faisceaux sonores et grâce à l'absorption supplémentaire du mobilier, on atteint en pratique  $T_R = 0,25$  s, d'où il ressort

$$\alpha_{\text{moy}} = 0,5 \text{ (soit } R = 94)$$

On doit en déduire  $l_d = 3,50$  m, ce qui devient très confortable.

Un test simple en bruit rose, après égalisation du spectre restitué, vient confirmer le bien fondé des hypothèses retenues, puisque le graphique ci-dessous (obtenu en déplaçant le microphone de mesure dans l'axe d'un des systèmes de haut-parleurs) révèle que l'auteur reste bien en champ direct jusqu'à 4 m environ.

En passant de  $R = 12,4$  à  $R = 32$ , on réduit l'intensité acoustique dans la partie réverbérée (deuxième moitié en profondeur du local) de près de 4 dB (4), ce dont il faut tenir compte pour le choix de la puissance de l'amplificateur (cela revient à peu près à doubler la puissance).

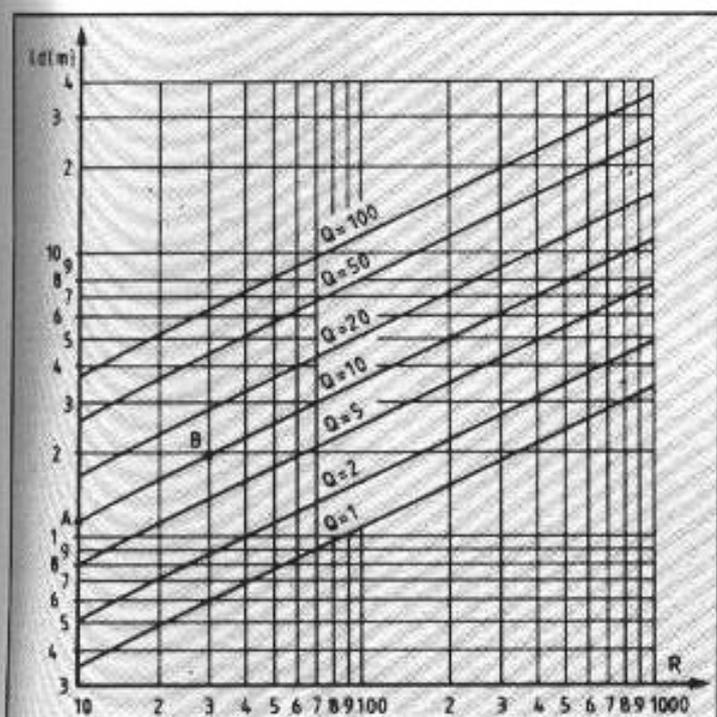


Fig. 1 : Limite du champ direct  $I_D$  (en mètres) en fonction de la caractéristique d'absorption du local  $R$  et de la directivité de la source  $Q$ .

	Surface (S)	$\alpha$ moyen	$\alpha$ résultant
Plafond	28 m <sup>2</sup>	0,05 (béton enduit)	0,05
Sol	14 m <sup>2</sup>	0,03 (carreaux grès)	0,165
	14 m <sup>2</sup>	0,3 (moq. épaisse)	
Fond	4 m <sup>2</sup>	0,02 (vitrage)	0,43
	6 m <sup>2</sup>	0,7 (tapis + canapé)	
Façade	8 m <sup>2</sup>	0,05 (béton enduit)	0,2
	2 m <sup>2</sup>	0,8 (dalles acoust.)	
Côté G	13 m <sup>2</sup>	0,05 (béton enduit)	0,26
	5 m <sup>2</sup>	0,8 (dalles acoust.)	
Côté D	9 m <sup>2</sup>	0,05 (béton enduit)	0,42
	9 m <sup>2</sup>	0,8 (dble rideau plis.)	
Total	112 m <sup>2</sup>		0,22
$\alpha \text{ résultant} = \frac{\sum S_i \alpha_i}{S}$			

Fig. 2 : Tableau de calcul des coefficients d'absorption.

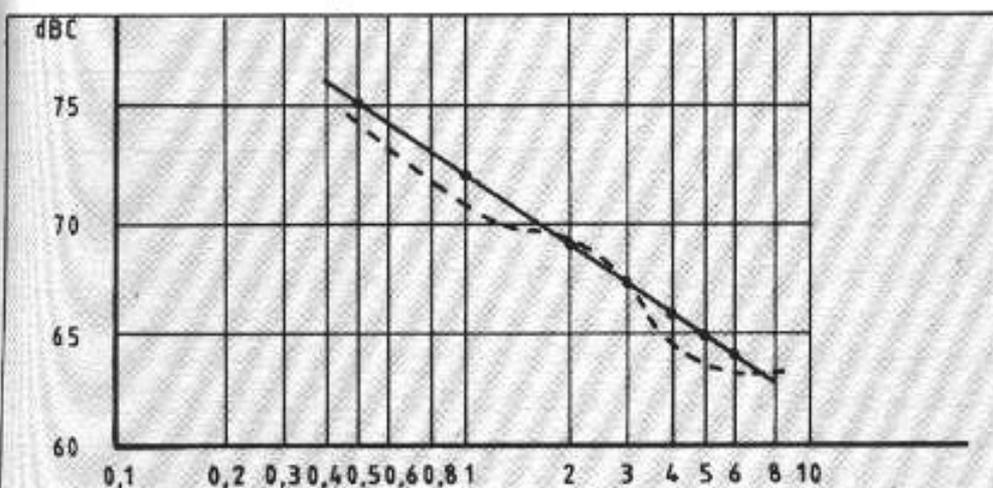


Fig. 3 : Décroissance de l'intensité acoustique. En tireté : avec spectre limité au médium-aigu (500 à 20 000 Hz).

## 2) Caractéristiques techniques des aiguillages

Compte tenu des variations d'impédance des différents transducteurs en fonction de la fréquence, il est illusoire d'obtenir après insertion des filtres une caractéristique d'adaptation "plate" (dite à impédance constante) — voir figure 1. Une telle caractéristique ne pourrait être obtenue qu'au prix d'une grande complexité de réalisation qui nous paraît inutile, s'agissant de s'adapter à des électroniques dont l'impédance de source est

quasi-nulle (cas des tubes comme des transistors). La seule précaution concerne les minimums d'impédance, plus particulièrement dans le registre aigu, lesquels ne doivent pas mettre en danger les étages de sortie, en leur imposant des courants de sortie prohibitifs. Cela se vérifie avec des charges tombant à des valeurs inférieures à 2-3  $\Omega$ . Il en résulte alors des risques d'échauffement (emballement des transistors) générateurs de distorsion.

On peut vérifier ici que l'adaptation reste au voisinage de 8 à 10  $\Omega$  aux fréquences moyennes,

pour s'abaisser à 4  $\Omega$  vers 8 kHz, là où l'énergie contenue dans la plupart des programmes sonores chute passablement.

Le choix d'une fréquence d'aiguillage de 120 Hz pour raccorder le boomer impose une self sur fer dont on pourrait craindre la distorsion. Sachant que c'est la part résistive de l'inductance qui "fabrique" de la distorsion, il suffit de choisir un bobinage qui n'économise pas le cuivre.

Compte tenu de la décision de rattraper les écarts de réponse par l'égalisation, il n'est pas indispensable d'adopter des valeurs d'éléments très précises qui coûtent toujours très cher (voir figure 2).

(1) Dans ce cas, l'écoute est réputée "sèche".

(2) La valeur théorique de  $Q$  est 3 pour un haut-parleur en baffle infini, 8 pour un haut-parleur en encoignure.

(3) La valeur de  $T_R = 0,5$  s est unanimement conseillée par les acousticiens pour la reproduction de la parole (chute de 20 dB après chaque syllabe à la cadence de 4 syllabes à la seconde).

(4) L'intensité du son réverbéré varie comme  $\frac{1-\alpha}{\alpha}$ .

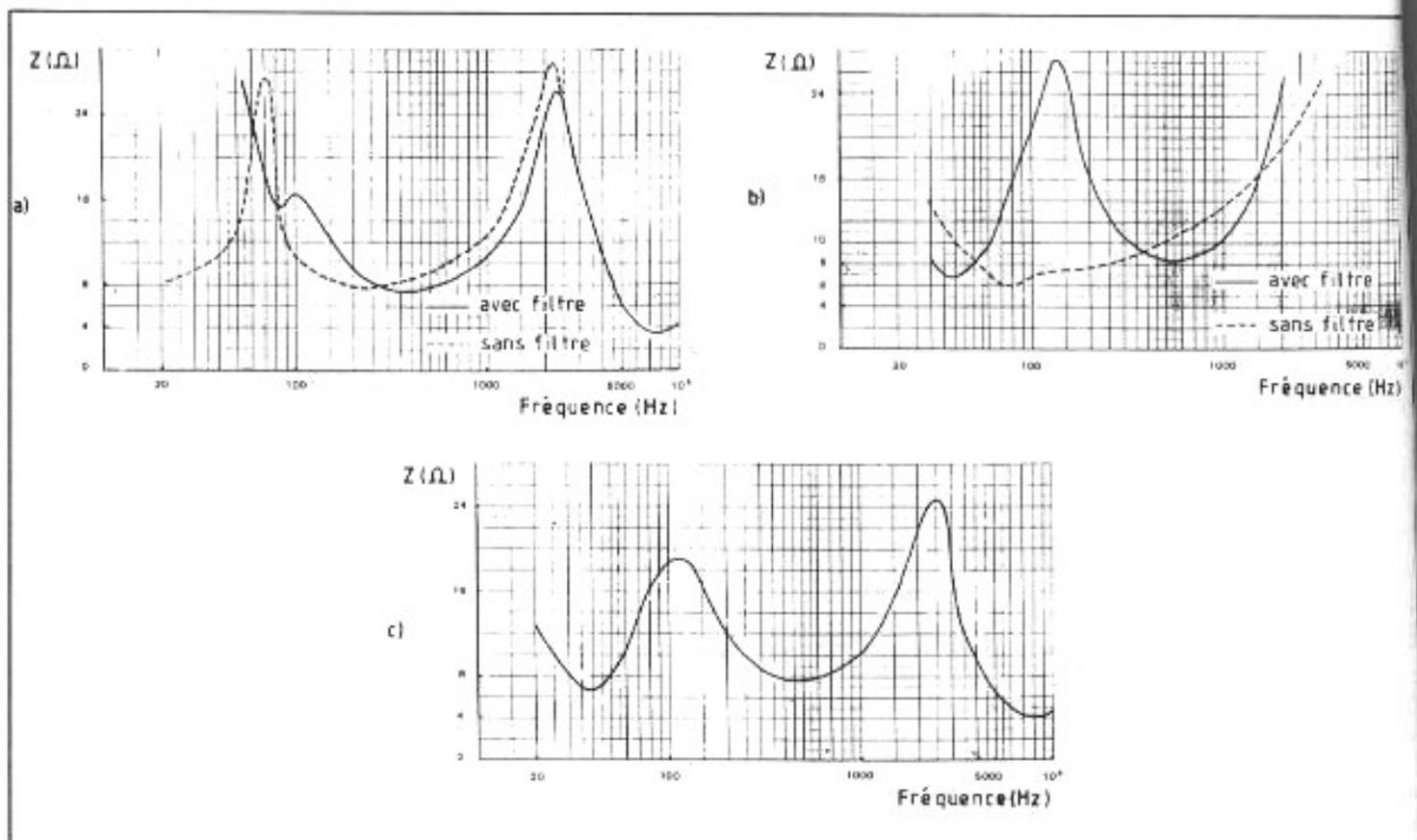


Fig. 1 : Courbes impédance/fréquence. a) enceinte sphérique, b) boomer, c) ensemble complet.

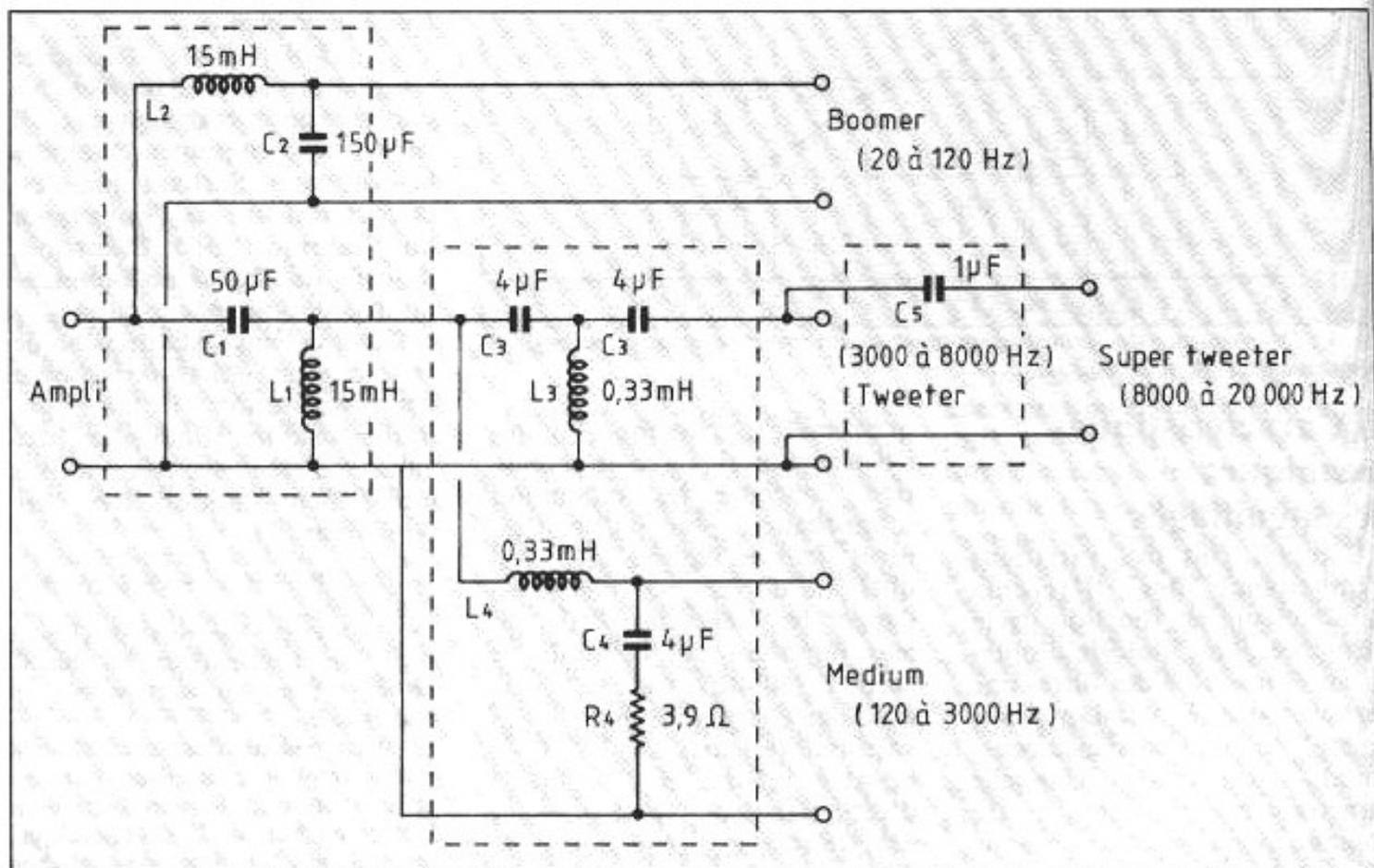


Fig. 2 : Schéma complet de l'aiguillage. Tous les haut-parleurs ont une impédance nominale de 8 Ω, sauf le supertweeter (5 Ω).  $L_1=L_2=15$  mH self sur circuit fer.  $L_3=L_4=0,33$  mH self sur air (référence Audax SA033) fil L0/10.  $C_1=50$  µF modèle papier  $\pm 10$  %, T.S. 63 V.  $C_2=150$  µF modèle papier  $\pm 10$  %, T.S. 63 V.  $C_3=C_4=4$  µF modèle tantale  $\pm 5$  %, T.S. 63 V.  $R_4=3,9$  Ω 2 W  $\pm 10$  %. Tous ces composants sont disponibles à la Maison du Haut-Parleur.

# PANORAMA DES SOURCES

**D**

*e nouvelles sources viennent d'être commercialisées :*

*les enregistreurs numériques sur supports magnétiques D.C.C. et optique Mini-Disc MD appelés petit à petit à remplacer la cassette analogique.*

*Les laboratoires de recherche des grands constructeurs ont déployé des trésors d'imagination pour "loger" les informations numériques nécessaires et suffisantes sur ces nouveaux supports sans que la qualité musicale en souffre.*

*En tant qu'audiophile pur et dur, on aurait pu être inquiet suite à la compression des données numériques, basée sur des études psychoacoustiques et effectuée sur un large échantillon de personnes afin de déterminer le seuil minimal de perception de l'oreille et l'intégration réelle par le cerveau des informations sonores simultanées qui se superposent. Ce côté apprenti-sorcier réducteur, avec nivellement de la qualité sonore vers le bas et tendance "hi-fi handburger" avait de quoi effrayer.*

*Or, force a été de constater, après des comparaisons rigoureuses entre sources et copies D.C.C. et MD (enregistrements effectués à partir de la sortie numérique d'un CD par câble coaxial) que les différences étaient imperceptibles entre l'original et la copie numérique sur D.C.C. ou MD... En toute objectivité, cela était même dérangeant car on voulait vraiment piéger ces nouveaux systèmes d'enregistrement qui sont appelés à remplacer dans le futur la cassette analogique. Si on dresse un parallèle avec les débuts du CD, ces techniques d'enregistrement numérique sur les deux supports sont beaucoup plus en avance et performantes que ne l'étaient les CD de la première heure.*

*De nombreuses évolutions sont possibles. Cependant, pour être totalement rassuré, "intellectuellement parlant", il serait tout de même bon qu'à la source même (enregistrements effectués en studios, salles de concert, directs), ces techniques de compression des données numériques ne soient pas appliquées afin que l'on ait tout de même une source où toutes les informations, même celles que l'on ne perçoit pas forcément, existent. La tentation serait grande pour certains producteurs de disques peu scrupuleux d'aller un peu trop loin dans la simplification du message sonore pour prolonger par exemple la durée d'écoute d'un CD ou baisser le coût de la réalisation des maquettes et des bandes masters...*

## California Audio Labs Sigma

*Ce convertisseur indépendant avec tubes de sorties propose une esthétique sonore d'une musicalité envoûtante pour un prix qui reste encore abordable. La souplesse de restitution, la définition, la capacité dynamique sont dignes des convertisseurs de haut de gamme avec le surcroît d'intérêt d'une richesse harmonique extraordinaire. La qualité de fabrication est à la hauteur des performances. Le principe de conversion est de type 1 bit avec suréchantillonnage 64 fois. La section analogique fait appel à un tube qui recule les frontières de la saturation par rapport aux circuits intégrés et*



*composant discrets. Ce convertisseur est universel, il peut être en liaison numérique avec tous les types de lecteur CD, vidéo laser, DAT, DCC. L'entrée numérique s'effectue soit sur prise coaxiale, soit sur prise optique.*

Prix indicatif : 8 655 F

Importateur: California Audio Labs : **AUDIO QUARTET** 2, rue de Penthièvre 75008 Paris  
Tél : 47.42.04.05.

## CEC TL 1

*Ce lecteur CD de très haut de gamme dispose d'une mécanique originale à entraînement par courroie pour le plateau CD afin de minimiser les problèmes de vibrations parasites qui nuisent à la précision de lecture. Toute l'expérience acquise par CEC sur les tables de lecture analogiques, disque noir a été bénéfique. Le moteur est totalement découplé de la contre-platine suspendue. L'isolation mécanique est parfaite tout en éloignant les risques de rayonnements magnétiques. Les circuits d'asservissement ultra-puissants, au temps de réaction rapide assurent une extrême précision*



*de la vitesse linéaire. Les phénomènes d'instabilités sont inconnus avec cette platine, cela se traduit par une grande précision dans le placement des interprètes dans l'espace avec un sentiment d'aréation permanent. Un lecteur CD sans compromis qui peut être associé aux meilleurs convertisseurs actuels.*

Prix indicatif : 49 980 F

Importateur CEC : **PERFORM HIFI** ZAE Louis Armand "Le Montmartre" 9, rue Louis Armand 95600 Eaubonne Tél : 39.59.90.20.

## JVC FX 1010 TN

*Ce tuner FM propose à un prix très raisonnable des performances exceptionnelles en matière de sélectivité, sensibilité, séparation des canaux, absence de souffle. Sa souplesse d'utilisation est liée à la possibilité de mise en mémoire non seulement de multiples stations mais aussi de certaines caractéristiques de réception correspondant à l'émetteur choisi. Ce tuner se distingue par un très faible taux de distorsion aussi bien en sélectivité large, qu'étroite. En pratique on peut écouter sans être perturbé un émetteur faible placé en fréquence très proche d'une station forte. Même en stéréo,*



*on ne constate pas de rétrécissement de l'image en montant dans les notes élevées. Ce tuner est idéal dans les conditions de réception les plus défavorables, car il sait extraire des nombreux bruits parasites, une source musicale qui retrouve tout son attrait.*

Prix indicatif : 3 790 F

Importateur : **JVC FRANCE**: ZI De Gonesse 2, rue Ampère 95500 Gonesse  
Tél : 39.87.36.00.

## MC INTOSH MCD 7008

*Ce lecteur CD dispose d'un changeur mécanique intégré qui permet de stocker jusqu'à 6 disques CD. Les différents modes de lecture autorisent une écoute sans interruption pendant près de 8 heures. Plusieurs types de sélections sont possibles pour réaliser un programme à la carte. La souplesse d'utilisation de ce lecteur de très haut de gamme est incomparable. Sa mécanique de précision très silencieuse ne peut être prise en défaut. Ses circuits de conversion sont très particuliers pour obtenir*



*une précision comparable à un système 20 bits. Cela se traduit à l'écoute par une clarté, une netteté exceptionnelle et une lisibilité incomparable des grandes formations orchestrales. L'ouverture de la scène sonore est une permanence avec une sensation de profondeur digne des plus grandes électroniques.*

Prix indicatif : 24 500 F

Importateur : **ATL** 104, rue Louis Ampère ZI Les Chanoux BP 77 93330 Neuilly sur Marne  
Tél : 49.44.60.17.

## PROCEED PDP-3

*Ce convertisseur numérique/analogique adopte un circuit de très haute performance de type 20 bits DAC dûment sélectionné. Tout le secret de la finesse d'analyse de ce convertisseur réside en partie dans ce circuit mais aussi dans l'implantation des composants afin de réduire tous risques d'interférences. Le résultat est là : une précision extrême dans la reproduction des petits détails qui changent tout dans la perception des plans sonores. Les circuits analogiques de sorties font appel à*



*de véritables petits amplificateurs en classe A à très fort courant de polarisation. De nombreux circuits électroniques de régulations font face aux demandes instantanées en courant. Les messages les plus complexes sont transcrits avec une rare élégance, et une notion de rythme parfaitement tenue, la beauté d'expression reste une permanence.*

Prix indicatif : 24 900 F

Importateur: **CONRAD JOHNSON** 8, Place de l'église 78124 Montvainville

## MARANTZ DD-82

*Cet enregistreur lecteur numérique sur cassette DCC est une véritable révolution. En effet on peut effectuer directement en numérique des enregistrements d'une qualité identique à l'originale. Ce tour de force technologique a été rendu possible grâce à des circuits spécifiques de compression des données PASC dont le codage est basé sur des études psychoacoustiques ayant déterminées ce que l'oreille et le cerveau sont capables de percevoir et d'interpréter réellement. Les informations*



*"inaudibles" sont donc éliminées. La tête de lecture fixe dispose de 9 entrefers ultra-étroits pour l'enregistrement et la lecture dans les deux sens en numérique plus 4 entrefers pour l'analogique car le DD-82 est compatible à la lecture seulement avec les cassettes analogiques pré-enregistrées. Après de multiples essais d'enregistrements numériques directs en sortie d'un lecteur CD, nous n'avons pas pu discerner de différences flagrantes entre la source et l'enregistrement. Remarquable.*

Prix indicatif : 5 990 F

Importateur : **MARANTZ FRANCE** 4, rue Bernard Palissy 92600 Asnières  
Tél : 47.90.65.92.

## Mark Levinson N°30

*Le convertisseur n°30 est l'une des références absolues en matière de traitement des signaux numériques et de conversion analogique. Il se présente de manière originale en deux coffrets indépendants, l'un pour l'alimentation et l'autre pour les circuits de conversion et de traitement des signaux. L'alimentation est totalement séparée pour les sections analogiques droite et gauche. La section numérique est indépendante aussi au niveau de l'alimentation. Le convertisseur proprement dit offre toutes les possibilités de liaison numérique et de très nombreuses sorties analogiques en symétrique ou asymétrique. Le principe de construction isole mécaniquement les circuits des uns par*



*rapport aux autres. La technologie adoptée est basée sur un échantillonnage 8 fois avec convertisseurs 20 bits linéaire spécifiques à Levinson. Le raffinement de l'écoute est à la hauteur de la débauche de technologie utilisée, le pouvoir de définition, le maintien correct des structures harmoniques les plus complexes, le sens du rythme atteignent des sommets. Ce convertisseur vous fait vivre les interprétations avec une rare intensité, c'est un véritable chef-d'oeuvre de l'électronique au service de l'art musical.*

Prix indicatif : 115 000 F

Importateur : **CONRAD JOHNSON** 8 Place de l'église 78124 Montville Tél : 30.90.66.00.

## NAIM CDI

*Le CDI a bénéficié de la technologie mise en oeuvre sur le remarquable CDS, mais sous un seul coffret regroupant la mécanique avec chargement par le dessus et trappe articulée, les circuits de conversion double de type 16 bits à quadruple suréchantillonnage. L'alimentation gigantesque pour un lecteur CD s'effectue à partir d'un transformateur toroïdal digne d'un ampli de 2 x 50 W ! Dix*



*alimentations régulées évitent tout risque de pollution du numérique sur l'analogique. La mécanique bénéficie d'une suspension sur ressorts en spirale à la manière d'une table de lecture. Ce lecteur CD "fait" incontestablement de la musique. Tous ceux qui l'ont écouté ont été séduits par la souplesse de restitution, la fluidité du message, l'harmonie des timbres et la profondeur des plans sonores. Une esthétique sonore très analogique pour ce lecteur CD pensé à la manière d'une table de lecture.*

Prix indicatif : 20 400 F

Importateur : **AUDIO DISTRIBUTION** 22, av Beau Plan 13013 Marseille Tél : 91.06.00.23.

## PHILIPS DCC 900

*Cet enregistreur numérique DCC marque un tournant dans l'enregistrement sur support magnétique par la qualité de restitution obtenue proche de l'originale voir identique. Philips promoteur du DCC*

*à mis en application une technologie de pointe afin d'inscrire les informations numériques nécessaires et suffisantes pour une restitution sans souffle avec une capacité dynamique égale à celle du CD. L'un des atouts de cet enregistreur réside aussi dans sa compatibilité en lecture avec les cassettes analogiques conventionnelles. Sa souplesse d'utilisation autorise un accès rapide aux*



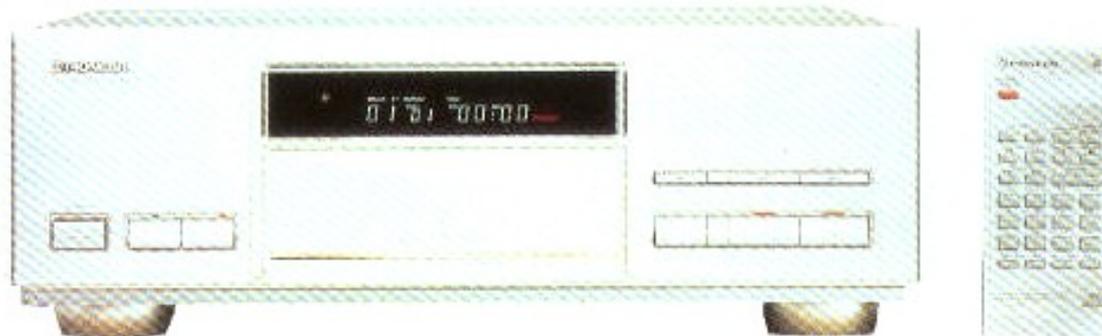
*plages ainsi que divers modes de programmation. On peut effectuer des copies en direct en digital, à partir d'un lecteur CD muni d'une prise de sortie numérique selon les deux modes de transmission par câble coaxial ou fibres optiques. Nous avons effectué de nombreuses comparaisons entre l'écoute CD et l'enregistrement sur DCC, en toute honnêteté sur un système de haute définition les différences étaient vraiment peu sensibles, et il était impossible de reconnaître l'originale de l'enregistrement.*

Prix indicatif : 4 990 F

Importateur : **PHILIPS** 64 rue Carnot 92156 Suresnes Tél : 47.28.51.00.

## PIONEER PD 95

*Ce lecteur CD de très haut de gamme adopte le système de conversion exclusif Legato Link que Pioneer a mis au point afin de transcrire fidèlement les informations de très faibles niveaux qui disparaissent sur la plupart des lecteurs. Ce convertisseur apporte une sensation d'espace, d'aération entre les interprètes tout en traduisant fidèlement l'acoustique des salles. La mécanique utilisée assure un défilement stable, indépendant des vibrations extérieures. Le disque est entraîné par un plateau de même diamètre que le CD à la manière d'une table de lecture analogique. La construction*



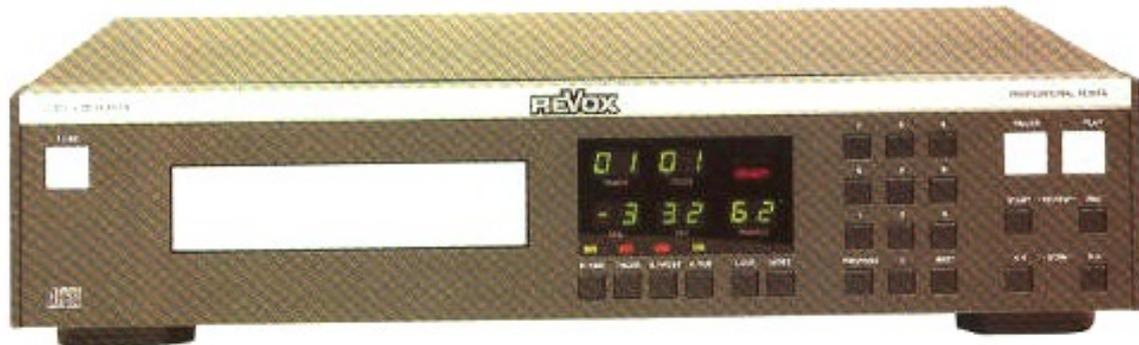
*spéciale très rigide avec des plaques de fonds, des panneaux latéraux lourds, atténuent tous risques de vibrations parasites. La construction autour de la mécanique centrale a permis de répartir de part et d'autre les circuits analogiques et numériques. Un lecteur CD hautement musical, capable de faire passer l'émotion et l'interprétation.*

Prix indicatif : 18 990 F

Importeur : **PIONEER** 10, rue des minimes 92270 Bois-Colombes  
Tél : 47.60.79.00.

## REVOX CD 221

*Ce lecteur CD de type professionnel dispose de nombreuses fonctions spécifiques à une utilisation en radio diffusion ou studio d'enregistrement. Ses fonctions peuvent-être télécommandées par câbles à partir d'un pupitre de mélange. Le système de transport du disque CD est totalement isolé du châssis principal en acier. Les systèmes d'asservissements du bras de lecture sont surdimensionnés pour des corrections ultra-rapides. Le circuit de conversion fait appel à la technologie 1 bit Bitstream avec*



*suréchantillonnage 256 fois. Ces convertisseurs sont dûment sélectionnés et chaque circuit d'asservissement est réglé individuellement. On dispose de sorties analogiques symétriques et de sorties numériques indépendantes. Ce lecteur extrêmement dynamique possède un pouvoir d'analyse très supérieur, c'est un véritable outil de travail pour tous ceux qui recherchent la netteté de l'information, un pouvoir de séparation élevé, une structure harmonique toujours correcte.*

Prix indicatif : 9 525 F

Importateur : **REVOX FRANCE** 14 bis, rue Marbeuf 75008 Paris Tél : 47.23.55.88.

## SONY MZ 1

*Ce premier enregistreur MD (mini-disque) de dimension ultra-compact ouvre la voie vers une nouvelle génération de support numérique enregistrable sur un petit disque CD enfermé dans une cartouche de 68 x 72 x 5 mm. L'enregistrement peut durer 74 minutes sur ce format. Le système mini-disque peut lire deux sortes de disques de technologie différente, l'un où la musique est préenregistrée, gravée et non effaçable et l'autre enregistrable principe magnéto optique. La qualité*



*sonore de ce nouveau support numérique est excellente, avec une absence totale de souffle, d'irrégularités de fonctionnement même en secouant le lecteur (grâce à une mémoire tampon). L'accès aux plages choisies, est instantané. Par le principe de disque optique, il n'y a pas de contact et les risques d'usures sont écartés. La durée dans le temps de l'enregistrement numérique sans pertes de qualité est pour ainsi dire infinie.*

Prix indicatif : 4 500 F

Importateur : **SONY** 15, rue Floréal 75017 Paris Tél : 40.37.30.00.

## TECHNICS RS DC 10

*Cet enregistreur numérique DCC est capable d'enregistrer sur cassette numérique compacte n'importe quelle source numérique ou analogique en direct et de lire les cassettes analogiques conventionnelles. La qualité musicale des enregistrements numériques obtenus est identique pour ainsi dire à la source. La capacité dynamique très étendue, la réponse en fréquence linéaire, les taux de distorsions très faibles sont obtenus sans circuit de réduction de bruit, sans complications inutiles de calibrage. On peut lire les cassettes DCC sur d'autres lecteurs numériques en ayant toujours la la*



*même qualité d'écoute contrairement à la cassette analogique qui nécessite des réglages fins d'azimutage et de polarisation. Le support DCC est appelé à un brillant avenir, on le retrouvera aussi bien en tant que balladeur, qu'en automobile au sein d'une installation auto-radio. L'accès précis et direct aux plages facilite beaucoup l'utilisation.*

Prix indicatif : 5 990 F

Importeur : **TECHNICS** 270 av. du Président Wilson 93218 La Plaine Saint Denis  
Tél : 49.46.43.00.

## YAMAHA TX-950

*Yamaha est un grand spécialiste des tuners de haut de gamme, avec le TX-950 il démontre tout son savoir faire. Ce tuner dispose de circuits d'accords très sophistiqués pour un calage sans dérive sur l'émetteur même dans les pires conditions de réception. Le choix est laissé entre deux possibilités de sélectivités large ou étroite avec cependant un recul très net de la distorsion. On peut mettre en mémoire jusqu'à quarante émetteurs selon six modes différents. L'indicateur de fréquence peut aussi afficher le nom de la station en clair. Tout est prévu pour faciliter l'accord précis. A l'écoute ce tuner se caractérise par une capacité dynamique étonnante, mais surtout un très grand naturel des timbres.*



*La séparation des canaux est optimale même dans les fréquences élevées. Cette caractéristique joue sur le positionnement précis des interprètes dans l'espace. L'ouverture de la scène stéréo sur les retransmissions en direct est incomparable. Grâce au deux possibilités de sélectivité on obtient une écoute confortable même sur des émetteurs faibles à côté de puissante station.*

Prix indicatif : 4 000 F

Importateur : **YAMAHA ELECTRONIQUE FRANCE S.A.** 17, rue des Campanules,  
Lognes 77321 Marne la Vallée Cedex 2. Tél : 60.17.39.27.

**Page non  
disponible**

**Page non  
disponible**

# LE MUSEE IMAGINAIRE

## LA TABLE DE LECTURE EMT 927st

Jean Hiraga

**E**

*n 1952 naissait en R.F.A. une table de lecture phonographique à usage professionnel. Elle portait la référence EMT 927 et se différenciait des rares concurrentes de l'époque par des dimensions imposantes, un plateau de 46 cm de diamètre, une construction extrêmement robuste. Elle rendit, tout comme son successeur, la EMT 930, de précieux services aux professionnels du son, du disque microsillon ainsi qu'aux centaines de chaînes de radiodiffusion réparties dans le monde. Une quinzaine d'années plus tard, le nouveau créneau du haut de gamme en haute fidélité, en tables de lecture fut pour beaucoup d'audiophiles l'occasion de reconnaître les qualités extraordinaires de ce maillon professionnel que beaucoup de passionnés considèrent à juste titre comme "la meilleure table de lecture du monde". La plus chère aussi car sa cote se situe selon son état, entre 30 000 et... 280 000 F.*

### Des spécifications vraiment professionnelles

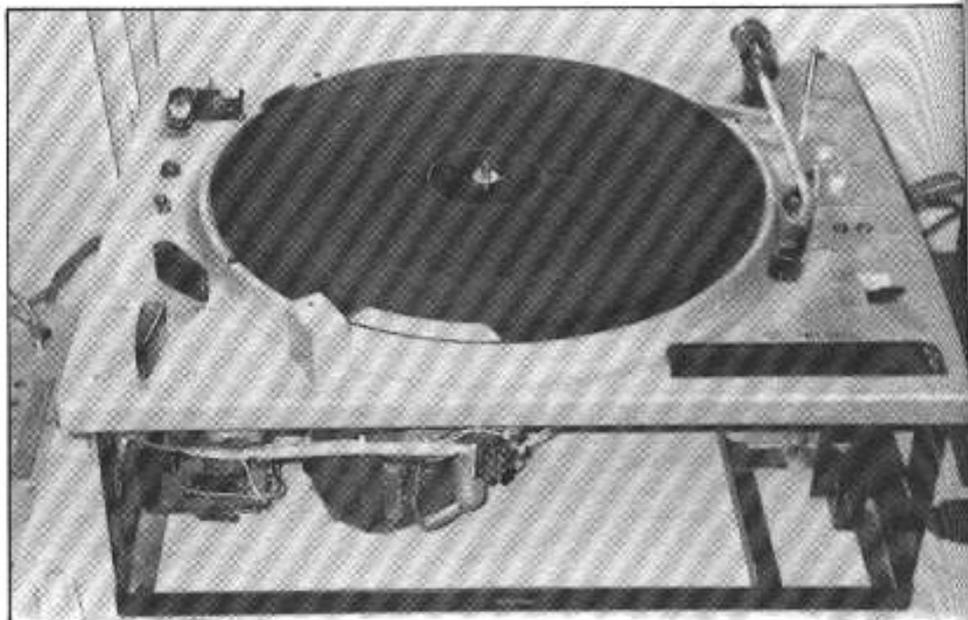
Bien qu'il ait existé parmi les tables de lecture de haut de gamme conçues jusqu'à présent des modèles que les constructeurs ont baptisé "professionnels", les versions 927, 930, 950 de EMT ainsi que de rares maté-

riels concurrents fabriqués par Ortofon au Danemark, par Pierre Clément en France, par RCA et Western Electric aux USA ou par Denon-Columbia au Japon méritent vraiment cette appellation.

La table de lecture phonographique 927 fut mise sur le marché en octobre 1952 par une firme allemande sise à Lahr, près

du Rhin, à une centaine de kilomètres de Strasbourg. Son nom "Elektromesstechnik" avait pour initiales plus connues EMT. Cette firme dirigée à cette époque par l'ingénieur Wilhem Franz n'a cessé de se consacrer jusqu'à ce jour à la fabrication des matériels électroacoustiques professionnels, en particulier les tables de lecture phonographi-

ques, complétant en quelque sorte l'éventail des produits proposés par les firmes allemandes Siemens, Telefunken et Neumann ainsi que par d'autres firmes comme Ortofon, laquelle apporta sa précieuse collaboration en termes de bras de lecture et de phonolecteurs à bobine mobile. La société dirigée par Wilhem Franz, la Franz Vertriebsgesellschaft m.b.H. prit successivement les noms de EMT-Franz, EMT et s'associa plus tard avec la célèbre firme suisse Thorens. 1952, date de la lancée du modèle EMT 927 correspond aussi à celle de la transition entre les derniers disques 78 tours et celle des premiers disques microsillons longue durée pressés par RCA, Decca ou par Telefunken, en version monaurale. Ce nouveau support double face aux diamètres de 25 et 30 cm nécessitait, en contrepartie de gros avantages tels que longue durée d'enregistrement et faible bruit de surface (par rapport au disque 78 tours), une lecture précise sous une faible force d'appui ainsi qu'une vitesse de rotation, fixée à 33,33 tours/minute particulièrement stable. De là venait la nécessité impérieuse pour EMT de mettre rapidement sur le marché un système de lecture indispensable hors du contrôle de qualité des disques lors de la gravure ou du pressage. Ce matériel devait en plus répondre aux différentes exigences imposées par les studios d'enregistrement et les stations de radiodiffusion. En premier lieu venait une fiabilité inconditionnelle, une endurance à toute épreuve. Ensuite, il fallait y apporter d'autres perfectionnements particulièrement utiles tels que l'arrêt ou le démarrage instantané du plateau ainsi qu'une parfaite immunité aux parasites transmis soit par le secteur soit par rayonnement électromagnétique. Des études, menées dès 1950 par Willem Franz aboutirent ainsi à cette fabuleuse



*La platine EMT au complet avec bras de lecture EMT. Les commandes sont accessibles directement pour un usage intensif et un démarrage rapide.*

EMT 927, une imposante machine pesant 42 kg, au châssis massif en aluminium injecté assorti d'une finition en peinture grise martelée cuite au four avec, pour autre particularité, un double plateau dont un supérieur de 46 cm de diamètre. Ce plateau supérieur est réalisé en plexiglas de 5 mm d'épaisseur avec, sur son pourtour, un stroboscope à triple rangée pour la vérification des vitesses de 33 tours 1/3, 45 tours et 78 tours. Une feutrine de 4 mm d'épaisseur, assez dense, de teinte noire est collée sur le dessus de ce plateau que l'on peut retirer grâce à deux perforations situées près du centre. Un système de commande par solénoïde permet de bloquer ou de débloquent ce plateau supérieur en l'espace de 500 millisecondes. Le plateau principal, qui reste en rotation permanente pendant ces opérations assure de la sorte un démarrage précis (grâce à des repères indiqués à proximité du plateau), sous une vitesse de rotation parfaitement stable. La 927 ainsi que son successeur, la 930 étant toutes deux conçues pour être équipées d'un préamplificateur mono ou stéréo, EMT y a associé un circuit "silencieux temporisé" : dès que l'on

actionne le frein, les sorties lignes du préamplificateur sont court-circuitées (évanouissement progressif au noir de l'ordre de 250 millisecondes). A la suite de quoi le plateau supérieur est bloqué très rapidement et presque sans bruit. Lors du déblocage du frein, le circuit silencieux temporisé rétablit le signal (en fondu ouvert) dès que le plateau supérieur a atteint la bonne vitesse. Ainsi il est possible de laisser la pointe lectrice à un point précis sur le disque, après avoir effectué une recherche préalable à l'aide de la sortie casque (haute impédance, ancien standard à fiches bananes) et d'assurer un démarrage précis du signal audio sans blancs, sans clics.

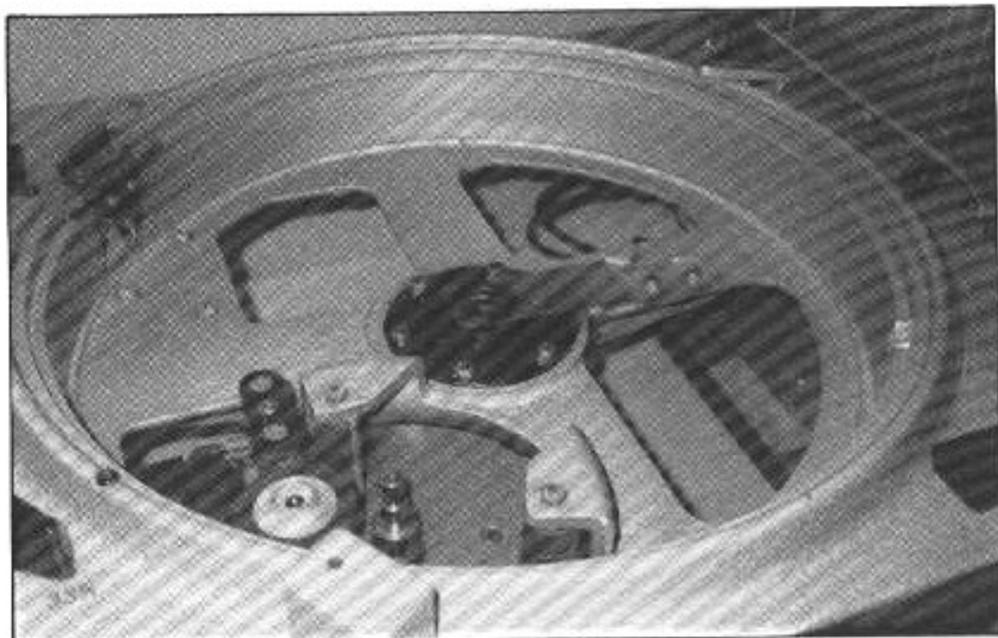
Le plateau est une magnifique pièce de 42 cm de diamètre, en duraluminium moulé et usiné, largement ajouré d'ouvertures circulaires sur le dessus. Son poids avoisine les 5,8 kg, contre 3,3 kg pour celui de la 930, 4,1 kg pour celui de la LP-12 et 2,7 kg pour celui de l'Oracle. Quelques réalisations prestigieuses ont dépassé ces valeurs mais le plateau de la 927 bénéficie par contre de son grand diamètre et de la masse répartie essentiellement sur son pourtour. D'où

l'obtention d'un moment d'inertie très élevé.

La hauteur du plateau est de 6 cm et son pourtour cerclé d'une bande de caoutchouc élimine les résonances. L'axe du plateau est très haut et de fort calibre : 165 mm de hauteur pour un diamètre de 20 mm. La partie supérieure renforcée du plateau contribue à la rigidité. De ce fait, aucune flexion n'apparaît, même en appuyant des deux mains sur le bord du plateau, ce qui est le signe d'une absence totale de vibrations dans le sens vertical, un défaut que connaissent de nombreuses tables de lecture de tous prix. L'entraînement du plateau est effectué à l'ancienne, c'est-à-dire par l'intermédiaire d'un système de galet actionné par un moteur de taille impressionnante : 17 cm de hauteur et 11 cm de diamètre, c'est-à-dire de la taille de celui d'une perceuse sur socle ! Ce moteur n'est pas des plus silencieux et c'est peut-être là le seul défaut que l'on puisse reprocher à cette table de lecture. Suspendu par trois "Silentblocs" une résistance à collier permet d'équilibrer le courant dans les induits et de minimiser les vibrations résiduelles. L'axe du moteur est surmonté d'une poulie à trois éta-

ges. Le changement de vitesse, avec sa mécanique est situé du côté gauche, à proximité d'une petite lampe dirigée vers le bras de lecture (pour faciliter la recherche d'une plage sur le disque). Du côté droit, le lève et abaisse-bras est un bel exemple en termes de fiabilité et de précision. Son système de transmission par barres et de commande verticale par came élimine les pannes classiques des systèmes hydrauliques ou à ressorts amortis.

Le châssis principal mesure 67,5 cm de large, 52 cm de profondeur et une hauteur de 24 cm. L'absence de socle s'explique par un montage habi-



*Le châssis incroyablement rigide de l'EMT avec, au centre, le support du palier très profond. A gauche on remarque le galet d'entraînement.*

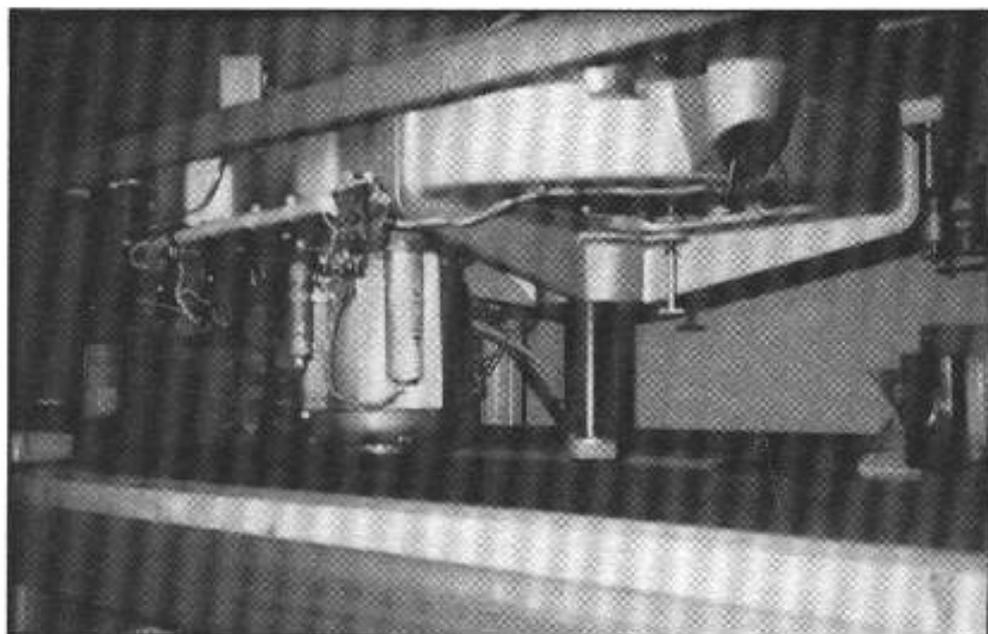
tuel en console, à proximité des autres sources : deux ou trois tables de lecture, magnétophones, table de mixage.

Le sérieux de cette fabrication se retrouve 40 ans plus tard avec la disponibilité quasi-totale des pièces, exception faite du moteur ainsi que d'un service après-vente permanent. La notice d'utilisation qui accompagne l'EMT 927 est très détaillée, en particulier pour ce qui concerne les réglages, l'entretien, la vérification de l'usure, le remplacement des pièces et des différents types d'huiles. Sur vitesse 78 tours/mn et après débrayage, le plateau doit tourner librement pendant trois minutes minimum.

Près du bras de lecture, le dessous du stroboscope est éclairé par une ampoule au néon spéciale, pourvue à sa tête d'une loupe. Le réglage de vitesse est assez particulier. Il ne s'agit pas d'un système de galet glissant contre un axe en forme de tronc de cône, ni d'un système de frein magnétique contrôlant les pertes par courants de Foucault, ni même encore d'un système de balais baignant plus ou moins profondément dans un canal circulaire rempli d'huile. Ici, EMT a recours à un système simple

dont l'efficacité et la précision n'auraient pu être obtenues qu'en association avec un plateau lourd. La méthode consiste en effet à freiner plus ou moins le dessous d'un plateau, près de son axe, à l'aide d'un patin en feutre huilé en forme de couronne et solidaire d'une pièce plate constituant un levier réglable à l'aide d'une vis. Lorsque le galet d'entraînement est à l'état neuf, le patin de freinage n'entre pratiquement pas en action. Une usure de celui-ci tend par contre à augmenter légèrement la vitesse de rotation en raison de la réduction de son diamètre, ce qui implique alors la réduction de la vitesse par freinage mécanique. Au-delà de +2 % environ de la valeur nominale de la vitesse, le remplacement du galet devient nécessaire.

Comme on devait s'y attendre, les performances de mesure sont remarquables compte tenu d'une réalisation vieille de 40 ans, conçue à l'époque des tout premiers disques microsillons. En se basant sur la norme DIN 45507, le taux de pleurage et de scintillement n'excède jamais 0,05 %, avec des résidus vibratoires composés essentiellement des trois premiers harmoniques du sec-



*Vue de dessous de la platine EMT. On remarque l'incroyable rigidité du bâti porte palier ainsi que la taille impressionnante du moteur au fond à gauche.*

teur. Retenons à ce sujet que les tables de lecture les plus performants à l'écoute ne sont que très rarement des modèles à entraînement direct. Ces dernières, bien que très performantes aux mesures ont la fâcheuse tendance à transmettre directement au plateau (également rotor du moteur) des microvibrations résiduelles des fréquences élevées issues des circuits de servo-régulation. Pour en revenir à la 927, et selon la norme DIN 45539, un niveau de rumble inférieur à 60 dB est à considérer comme une grande performance qu'aucune table de lecture basée sur le même système d'entraînement n'a pu obtenir par la suite. Ajoutons à ce propos que le gros avantage du système concurrent, l'entraînement par courroie, réside dans le découplage mécanique du plateau par rapport au moteur, d'où la possible diminution des vibrations de fréquences élevées. Par contre, et sauf dans le cas de l'utilisation d'un plateau très lourd et de grand diamètre, au besoin allégé par coussin magnétique, l'entraînement par courroie n'est pas vraiment favorable à l'obtention d'un faible taux de pleurage et de scintillement, car l'on pourrait consi-

dérer ce principe assimilable à un "entraînement par engrenages mous".

Exporté à plus de 95 % de sa production totale, la table de lecture EMT 927 était prévue pour les secteurs 117 V, 200 V, 220 V et 240 V. Elle existait en version 50 et 60 Hz. Sa consommation est de 35 W.

## Bras de lecture et cellules

Arriva ensuite la stéréophonie dès 1957, ainsi que la mise sur le marché d'une "petite" version de la 927, la 930 (qui a déjà fait l'objet d'une description dans *L'Audiophile* par J.C. Verdier). Plusieurs bras de lecture furent proposés. Tantôt conçus en association avec la firme danoise Fonofilms-Ortofon (dont les premières activités furent centrées sur le cinéma parlant, ce en raison de la proximité immédiate d'un des plus anciens studios de cinéma dès les années 30), tantôt réalisés par Thorens pour le compte d'EMT, ces bras de lecture ont porté les références RF 279 (bras droit), EMT 279 (idem), RMA 297. Pour la 930 et la 930 st il a été proposé les bras de lecture EMT 929, RMA 229

ou RF 229. Ces modèles rappellent d'ailleurs fortement ceux proposés à l'époque par Ortofon et par Thorens.

Pour les cellules, les versions mono les plus connues ont été les OFS 65, OFD 65 (le suffixe S ou D indiquant s'il s'agissait d'une pointe saphir ou diamant), les TND 65 (diamant), TMD 25 (24  $\Omega$ , force d'appui 2 à 3 g), TMD 25K, TND 65K, TSD 12K (premiers modèles). La version stéréophonique TSD 15 (également fabriquée par Neumann sous la référence DST-15) obtint un énorme succès, à tel point que celle-ci reste toujours disponible à ce jour. Les connaisseurs savent certainement que le connecteur 4 broches stéréo des bras et des cellules EMT sont d'un standard non compatible avec les modèles courants (même écartement entre les contacts mais rotation de 45° des 4 contacts par rapport à la disposition habituelle). Ceci sans doute pour forcer les utilisateurs à adopter des modèles de cellules parfaitement adaptés aux bras de lecture EMT. La cellule à bobine mobile TSD 15 (qui fut proposée aussi par Thorens sous la référence MCH-1) ainsi que tous les modèles précédents ont pour particularité la présence d'une lentille (située juste devant la pointe lectrice). Le TSD-15 est une cellule à compliance moyenne (12. 10<sup>-6</sup> cm/dyne), d'impédance 24  $\Omega$ , aux quatre bobines basées sur le principe Ortofon breveté. La force d'appui recommandée se situe entre 2 et 3 g (contre 9 g pour la version mono OFD 65 par exemple). Une masse équivalente rapportée à la pointe lectrice de 1 mg seulement en fit et en fait encore l'une des meilleures références mondiales.

## Le préamplificateur intégré

Les préamplificateurs intégrés aux tables de lecture EMT 927 et 930 ont existé en version mono,

double mono et stéréo, à tubes et à transistors. Ces montages, "redécouverts" assez récemment par des audiophiles américains et japonais ont beaucoup fait parler d'eux dans la presse spécialisée. Aux U.S.A. la firme Counterpoint a même décidé, il y a quelques années, de réaliser le "SA 139 st", une copie (améliorée) d'une des versions à tubes stéréo, le modèle 139 st.

La première version monaurale 139 A comprenait cinq étages dont un dernier dédoublé (pour sortie symétrique 600  $\Omega$  sur transformateur et asymétrique basse impédance). Le premier et le dernier étage utilisaient les tubes pentodes EF 804 (Telefunken, série professionnelle) ainsi que les tubes ECC 82. La version 139 st combinait quant à elle les tubes ECC 81 et ECC 83 soigneusement blindés ou montés sur supports antimicrophoniques. Dans sa version très élaborée équipée d'alimentations stabilisées à transistors, Counterpoint opta pour les tubes 6DJ8/ECC 88, pour des raisons de linéarité.

Placé à proximité du bras de

lecture, deux commandes permettent le contrôle du niveau de sortie et aussi de sélectionner le mode de correction de gravure : NAB, RIAA, DIN 45533 ou BBC. Dans l'aigu, un filtre dit "anti-scratch" permet de réduire le bruit de surface des disques par atténuation (10 dB par octave) des fréquences élevées, dans une plage réglable entre 2 kHz et 20 kHz.

## Ecoute

Tout comme la version EMT 930 st, la 927 st se distingue à l'écoute de bien des concurrentes professionnelles et haut de gamme par un confort d'écoute extraordinairement "envoûtant" pour lequel le moteur extrêmement puissant et le moment d'inertie hors du commun ne semblent pas étrangers. Sur le plan professionnel, la 927 st, de même que la 930 st (le suffixe st signifie qu'il s'agit d'une version stéréophonique) on sait que beaucoup d'utilisateurs ont apprécié ces tables de lecture capables de mettre en valeur les prises de son, les qualités et finesse des interprétations

sans jamais produire pour autant une sensation de voile, et sans jamais faire ressortir au premier plan différents défauts (de pressage notamment) comme pourraient le faire certains modèles favorisant les registres aigus. Beaucoup plus rare que la version monaurale, la version 927 st est particulièrement recherchée par les audiophiles japonais. La cote la plus élevée pour ce modèle se situe dans ce pays à quelque 280 000 F.

Mais elle ne concerne qu'un seul modèle, encore jamais utilisé, sous emballage d'origine. Pour les autres modèles, stéréo et mono, souvent issus de récupération lors de remplacement de matériel dans les milieux professionnels, les prix varient entre quelques milliers de francs et 40 000 F environ. En Europe, les prix semblent plus abordables, hormis le fait que la version stéréophonique reste beaucoup plus rare que la version monaurale 927 tout court.

L'auteur remercie William Walther, de la Maison de L'Audiophile, pour sa précieuse contribution.

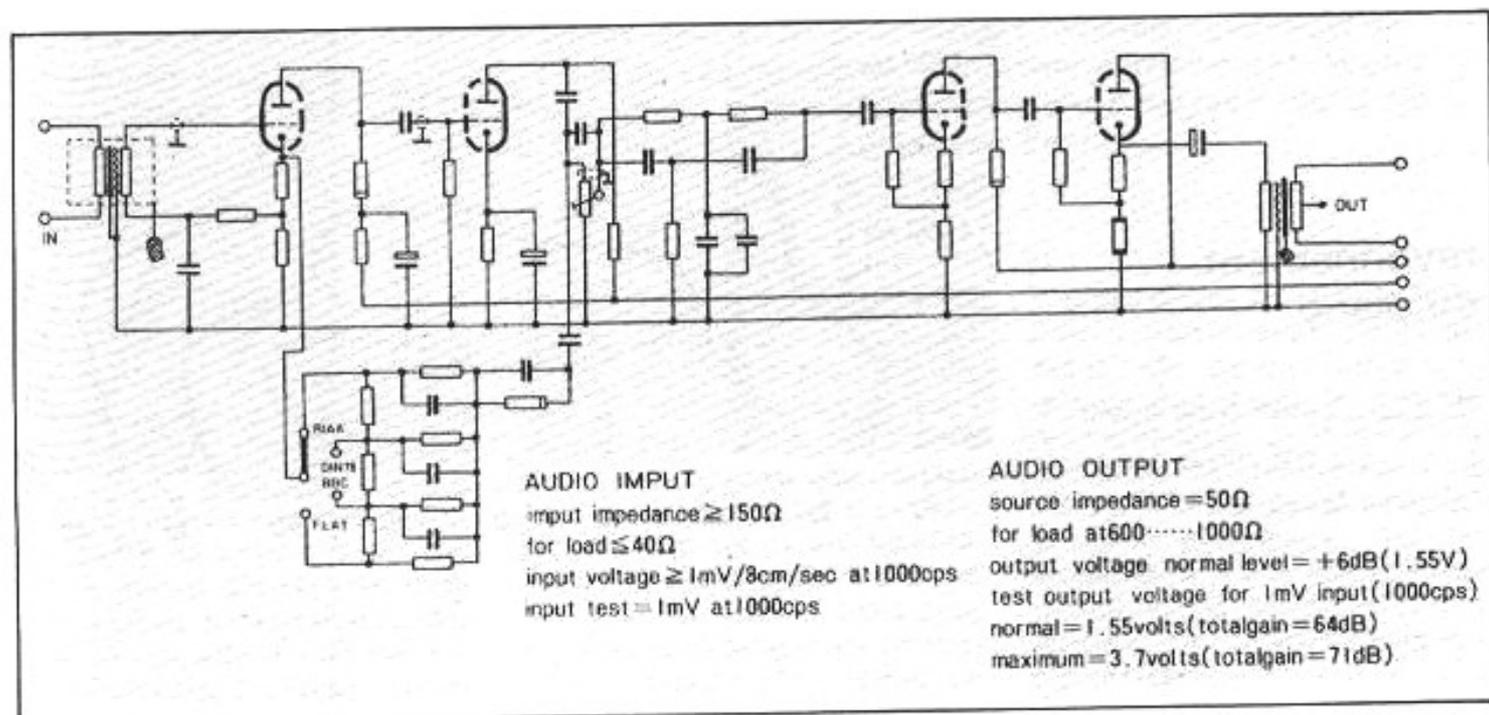
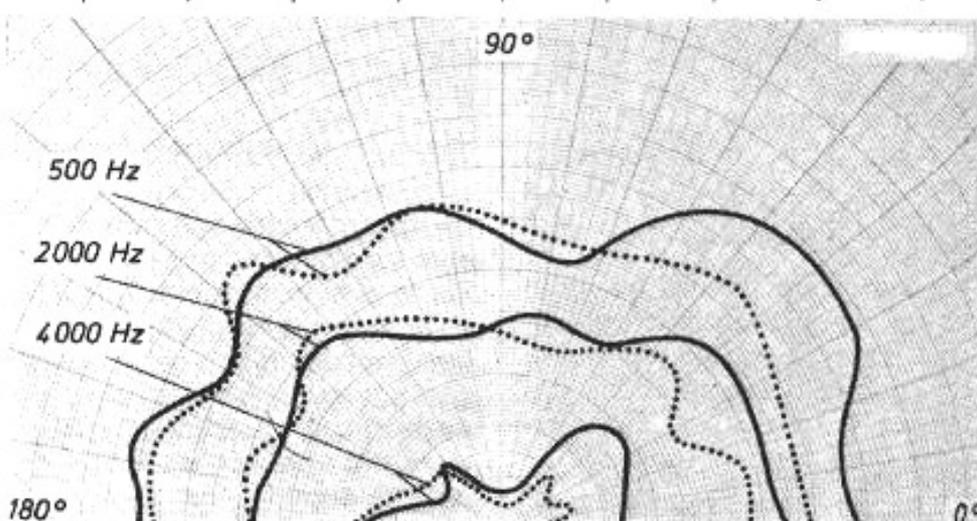
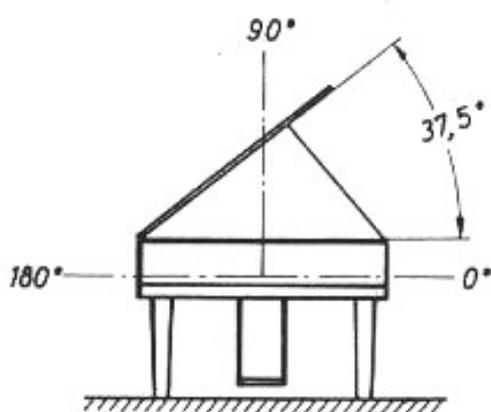
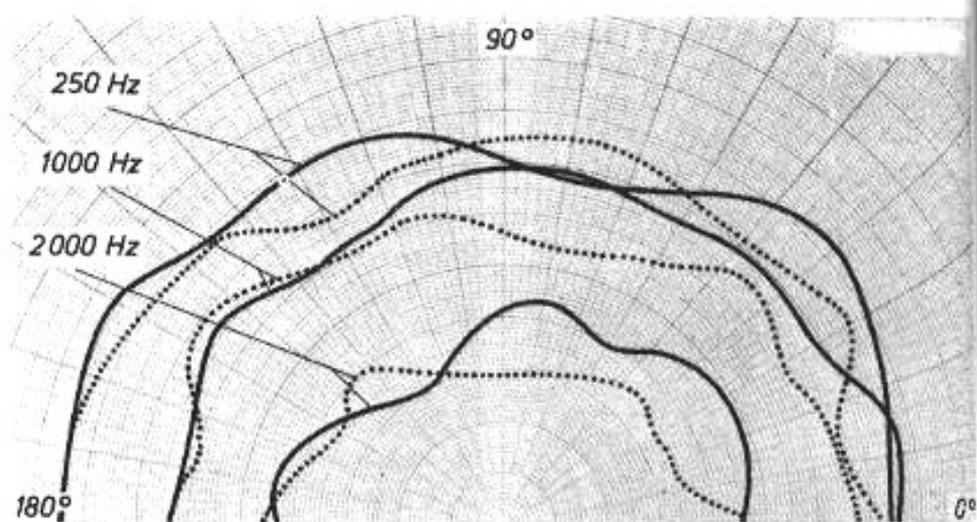
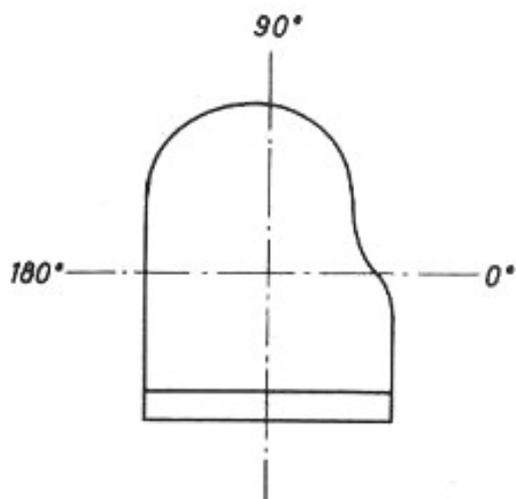
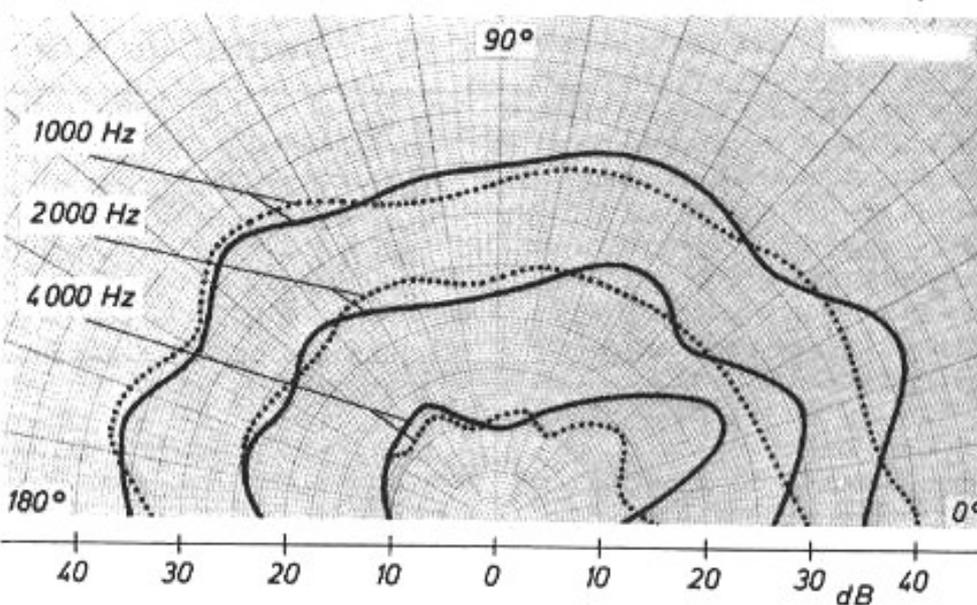


Schéma de principe et caractéristiques de correction de gravure et de filtrage de l'aigu du préamplificateur EMT 139 st intégré dans la table de lecture. Noter que le correcteur de gravure est de type passif à éléments RC.



## rayonnement du piano

——— couverte ouvert  
 - - - - couverte fermé  
 (d'après Meyer)



Sous quel axe faut-il donc enregistrer un instrument pour retrouver l'impression exacte du timbre ?

## La musique sur un triangle (V)



Claude Bailblé

*Radio-France, le travail des preneurs de sons ressemble parfois à celui des reporters : d'un morceau à l'autre, les effectifs changent, les musiciens se réinstallent autrement sur le podium. Le rapport figure/fond (solistes/accompagnement) est redéfini tout au long du programme musical, tandis que le jeu instrumental se redéploie d'une pièce à l'autre. Comment, dès lors, enregistrer des architectures musicales aussi diverses, des balances aussi variées sans recourir à la polymicrophonie ? Il faudrait entre chaque morceau ajuster le couple microphonique, redistribuer les pupitres, et effectuer des manipulations techniques incompatibles avec le spectacle direct. Ou alors disposer d'un temps de réglage préalable, d'un positionnement adapté à chaque balance particulière, ce qui est assez utopique, sur le terrain des répétitions. En fait, les réglages — après implantation — sont reportés en cabine : si chaque micro "voit" convenablement une source ou un groupe instrumental, on peut recomposer la scène musicale sur la table de mixage. Niveaux, spatialisation, étagement des plans sonores. En sorte que l'auditeur, retrouvant partiellement l'écoute intelligente, accède à son tour à l'impression de concert, mais sans y parvenir tout à fait. Le triangle stéréophonique a de sérieuses limites.*

En pratiquant la *surimpression cohérente*, les "musiciens-modulateurs" agrègent une scène musicale réaliste proche de la perspective centrée entendue au concert. Mais cette impression de réalité est comme menacée par deux excès : le premier est de vouloir donner une image trop globale (conception holistique) en laquelle l'auditeur stéréophonique, plongé dans l'acoustique des lieux, reçoit un ensemble impossible à détailler faute de précision, faute de

clarté. L'écoute focale bute sur le flou. Le second est de donner une extrême lisibilité aux détails, aux instruments (conception analytique) en sorte que l'auditeur, privé de la synthèse des timbres, de l'alliage des sonorités, reçoit une image-puzzle, un agrégat de gros plans plus "jolis" les uns que les autres, mais tous séparés, suspendus hors de tout espace scénique. Or, définir un instrument secondaire ou lointain aussi clairement qu'un soliste n'a aucun sens. Repérer

l'emplacement de chaque tuyau d'orgue sur la rampe stéréophonique n'a aucun intérêt. Le mixage doit éviter le **punctum** microphonique et proposer au contraire une **architecture musicale**, à lisibilité étagée : solistes, groupes principaux, groupes secondaires n'ont pas la même définition, la même résolution spatiale, la même émergence figure/fond.

### Un réseau de décisions

Afin de restituer la musique

sur le triangle stéréophonique, le musicien-modulateur s'assure de plusieurs équilibres.

Ainsi, l'équilibre des niveaux : tout défaut de balance aboutit à une déformation de la partition ou de l'interprétation. La modification conséquente des effets de masques, des alliances de timbres amènerait à une architecture fautive, inadéquate. Le dosage potentiométrique, précisément effectué à l'oreille, établit les recouvrements et découverts instrumentaux, restitue les différentes couches musicales, redonne à l'œuvre son audibilité originelle.

Ainsi, l'équilibre des présences : les microphones, par une gradation progressive de leurs éloignements, étirent une "présence" qui va diminuant : l'indistinction croissante des détails, des aspérités, la perte de tranchant sur les transitoires, l'adoucissement des textures et du grain, en même temps que l'augmentation relative du champ diffus, allongent une perspective de profondeur. La distance microphone-source se joue pourtant à quelques décimètres près : la décroissance en  $\frac{1}{d^2}$  de l'onde directe exagère les résultats du recul microphonique, qu'il faut tempérer en  $\frac{1}{d}$ . De faibles déplacements (visuels) occasionnent de fortes variations (auditives) (cf. fig. 2).

Un micro d'appoint trop proche ou mal modulé peut renverser la perspective et créer un effet de premier plan sur un instru-

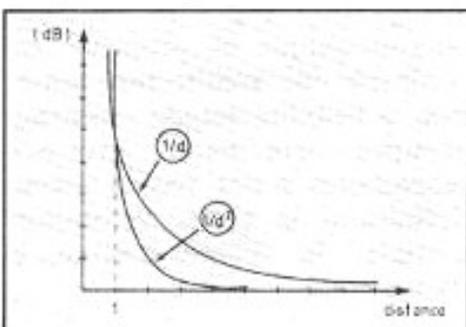


Fig. 2 : La décroissance visuelle et la décroissance sonore.

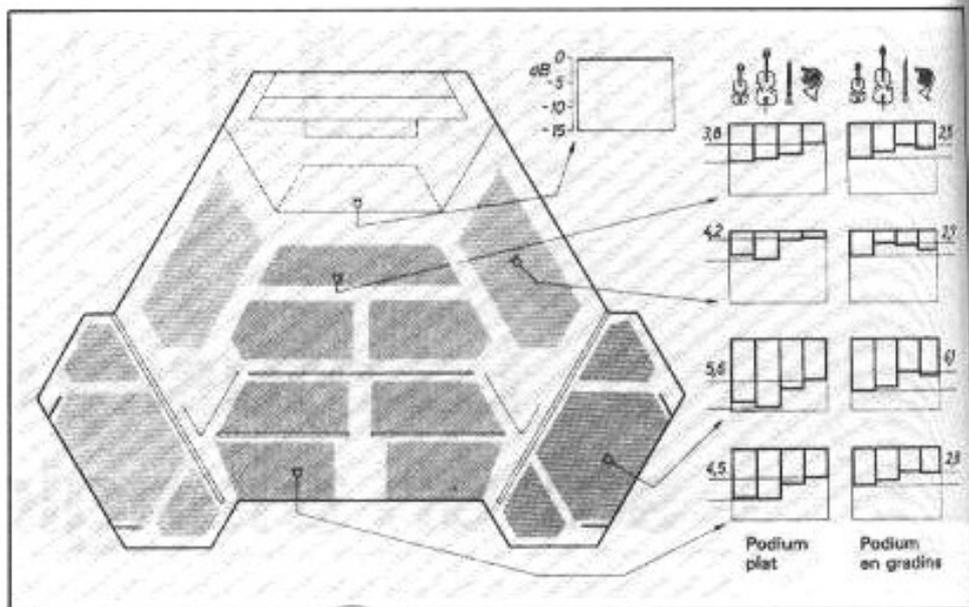


Fig. 1 : La balance orchestrale varie avec l'emplacement dans la salle, la référence étant prise auprès des chefs d'orchestre (d'après Meyer).

ment éloigné ! (Ainsi la caisse claire, prise en gros plan incisif, trop montée sur la console vient "sur les genoux" de l'auditeur.) Un micro trop éloigné, tout en émoussant les contours, affadissent les textures, repique les instruments voisins, parfois bruyants, de la manière la plus floue (ainsi les cuivres débordent facilement sur les bois ou les flûtes). D'une manière générale, les appoints microphoniques gagnent à être "recalés" dans la base stéréophonique principale. On utilise des décaleurs numériques qui replacent les microphones d'appoint à l'intérieur de la zone de fusion (0 à 40 millisecondes), décaleurs susceptibles de redonner clarté et transparence au dispositif.

Ainsi, la *spatialisation*, qui n'est pas une simple mise en espace, un commode étalement stéréophonique du punctum monophonique. Des instruments très écartés sur le podium se masquent beaucoup moins que des instruments rapprochés. Cependant, des pupitres voisins se masquent assez peu s'ils jouent sur des registres très éloignés (flûte piccolo, contrebasse...). Selon le site (grave ou aigu), l'encombrement spectral (mince ou épais), la nuance (piano, forte) et même l'attaque (faible ou forte), on

obtient toute une variété de balances, d'émergences, de mélanges sons sur sons. On comprend alors que l'étagement classique — solistes, cordes, bois et cuivres, percussions — où se joue la profondeur de champ, n'est guère séparable de l'étalement frontal, où, dans la largeur de champ scénique, se jouent les démasquages relatifs, la lisibilité verticale de l'édifice musical. Le positionnement transversal des sources (pan-pot, etc.) influe directement sur l'émergence verticale des timbres, et sur la synthèse des fonds en projection stéréophonique. Il s'agit donc, tout en respectant la disposition générale des pupitres, d'affiner la clarté musicale, et de constituer un espace-image où chacun, grâce à l'écoute focale, peut évoluer à son gré.

Ainsi, l'équilibre des timbres. Les bons microphones ont une courbe en champ diffus parallèle à la courbe en champ direct : les avancer ou les reculer n'altère pas la balance tonale (fig. 3). Pourtant, en approchant un microphone directionnel, il y a un risque de gros plan partiel sur la source émettrice, il y a un danger de timbre incisif (effet de loupe), il y a — à coup sûr — effet de proximité, grossissement des graves (fig. 4). Le microphone

omnidirectionnel évite sans doute l'effet de proximité, mais oblige à s'approcher davantage, en raison de la captation tous azimuts. De sorte que si l'on veut éviter le gros plan partiel, il faut cependant éloigner le capteur, lequel "repique" alors les pupitres voisins. *La quadrature du cercle !* Reste le cardioïde — qu'il faut filtrer de l'excès de ses graves. Si l'on s'écarte, on retrouve l'instrument en entier, tout en diminuant l'effet de proximité. Mais cela oblige à "attaquer" l'instrument sous un axe tel que la zone muette du microphone "voit" l'instrument le plus bruyant du voisinage. Rien ne nous dit que dans cet axe (antidiaphonique), le timbre de l'instrument sera plausible, quel que soit le filtrage pratiqué sur la console (1) (cf. fig. 5).

Le détimbrage étant inesthétique au possible, on peut essayer de prendre le son sous le meilleur axe, en abaissant la diaphonie par des écrans absorbants ou en interposant des paravents (mais les musiciens ne se voient plus !). Si cette pratique est tolérée en studio, elle l'est difficilement en concert "live", car elle perturbe l'audition et la vision du public. Alors que faire ? Comment éviter la restitution faussée des timbres ?

## Stabilisations

Alors que l'oreille s'entend à effacer les fluctuations des sons arrivant à nos tympans, alors que les mécanismes perceptifs tendent à stabiliser le monde auditif malgré nos mouvements et déplacements, le preneur de sons essaye de simuler, pour l'auditeur stéréophonique, une scène crédible, une scène virtuelle où les timbres paraissent naturels, les instruments immobiles, les niveaux immuables.

La *constance de position* qui pose l'immobilité des sources fixes, et cela malgré les variations  $\Delta i/\Delta t$  reçues aux oreilles lors des mouvements de tête

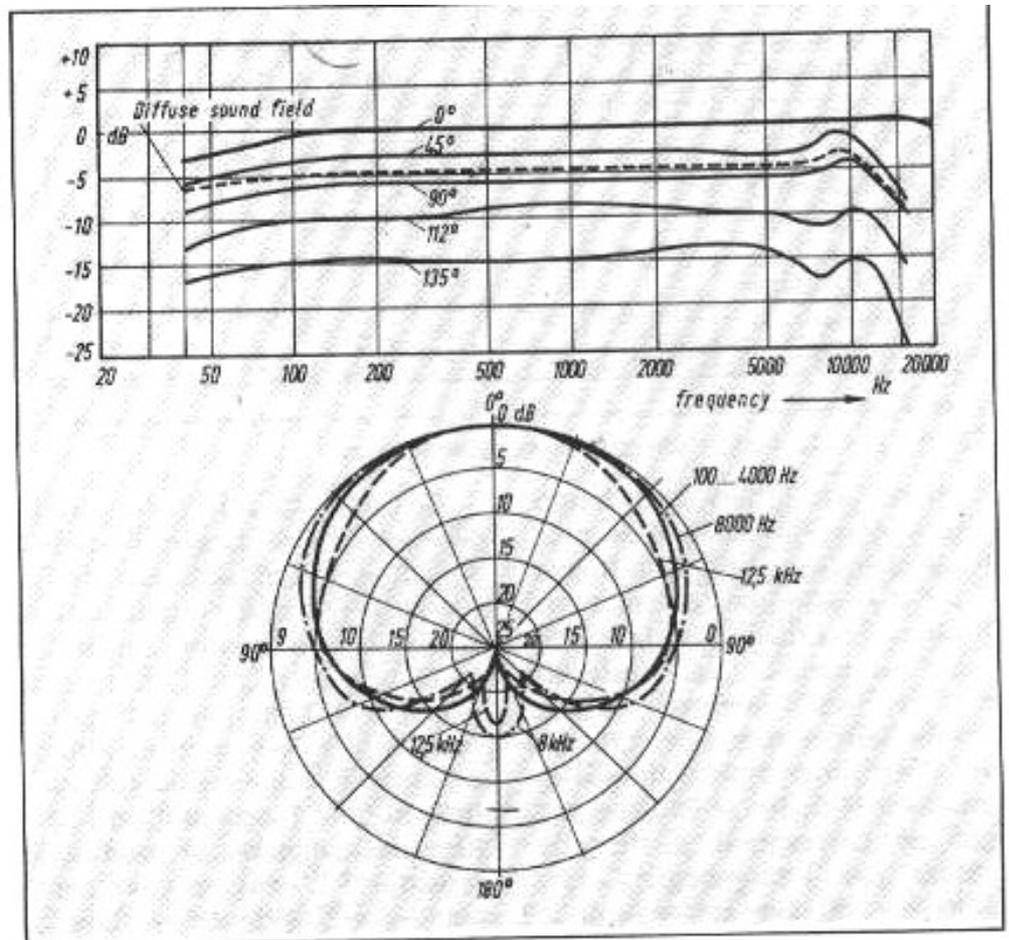


Fig. 3 : Le microphone KM 84 ne décolore pas le champ diffus. La réponse est homogène quel que soit l'angle d'incidence (doc. Neumann).

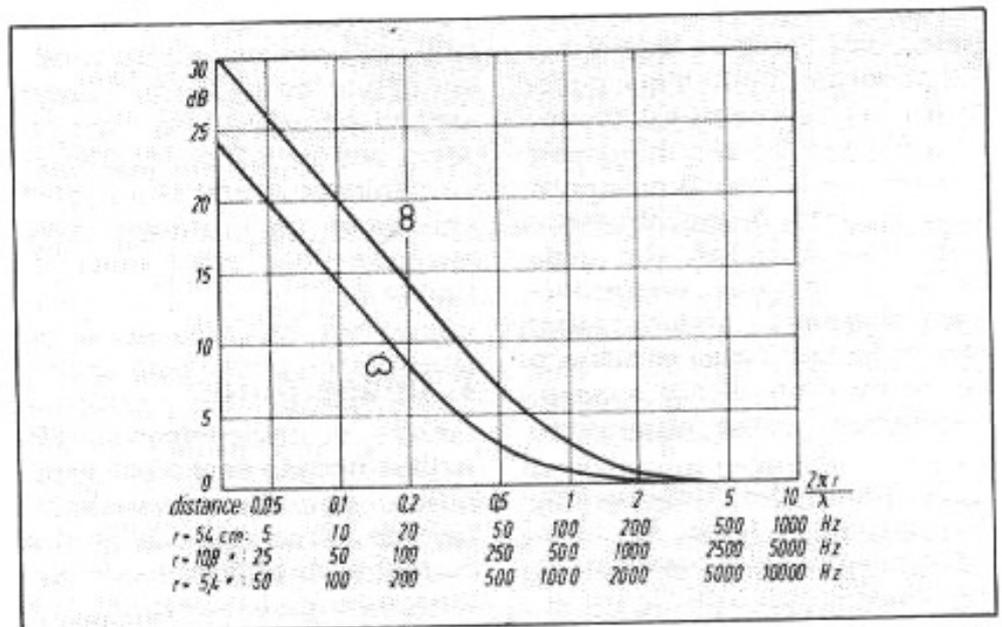


Fig. 4 : L'effet de proximité (cardioïde ou bidirectionnel) augmente considérablement les graves (doc. Neumann).

s'obtient aisément par la statique des musiciens, des microphones, de la spatialisation (excepté au casque, où le son monte derrière la tête).

La *constance de taille* qui fixe le volume apparent d'une

source, et cela malgré l'échelonnement varié des pupitres, malgré la variation de puissance sonore, s'appuie sur le rapport diffus/direct. Un instrument éloigné favorise le champ diffus, tandis qu'une source rapprochée

Microphone	Omni	Cardio	Super	Hyper	Bi (8)
Atténuation à 90° d'incidence	0 dB	6 dB	8,7 dB	18 dB	∞
Atténuation à 180° d'incidence	0 dB	∞	11,5 dB	6 dB	0 dB
Facteur de recul	0	1,7	1,9	2	1,7

Fig. 5 : Les différentes directivités microphoniques.

s'entend davantage en champ direct. Aussi la balance de profondeur indique-t-elle à la fois *la force et la distance* de l'émetteur sonore. En fait, la constance de taille est simulée par l'**interdit sur le potentiomètre** durant l'émission des sons : la manœuvre d'un *fader* agirait parallèlement sur le diffus et le direct, ce qui ne correspond à rien de connu par l'entendement (2). Ainsi le **mixage** ne s'autorise qu'à des mouvements très lents, calqués sur les avancées de la musique, et capables de se fondre dans la progression des sons. Néanmoins, certains microphones ne doivent s'ouvrir que ponctuellement afin de ne pas brouiller l'image générale. L'*appoint* s'ouvre et se ferme à la note près. Le mouvement de potentiomètre peut alors chercher abri sous l'effet de masque opportunément disponible (*subito forte, crescendo, tutti*, etc.) et même à l'occasion d'un silence soudain (*subitopiano*, pause, respiration, etc.).

De toutes les stabilisations perceptives, de toutes les invariances auditives, la *constance de timbre* est la plus difficile à restituer. Le maintien des caractéristiques "objectives" du timbre, en dépit des fluctuations de la capture, n'est pas évident à simuler. L'*image-poids* établie par l'invariance perceptive (quelle que soit la note jouée, quel que soit l'emplacement dans la salle) pose de sérieux problèmes aux ingénieurs du son.

Le timbre de référence, dira-t-on, est déterminé par l'*habitus social*, et on n'aura sans doute pas tort. Qu'est-ce que le timbre fidèle d'un violon dont on ignore la facture et même l'interprétation dans le climat acoustique du concert ? Qu'est-ce qu'un alliage de sonorités, une mélodie de timbres sans la fréquentation régulière des salles où se produit la musique ? L'*image-poids* s'enracine — à l'évidence — dans la mémoire auditive, et s'installe — par imprégnation — dans l'oreille du mélomane habitué aux concerts. Mais cela n'explique pas comment elle se constitue, avant même de se mémoriser. Ni pourquoi l'ingénieur du son a tant de difficultés à la saisir. Sous quel axe faut-il donc enregistrer un instrument pour retrouver l'impression exacte du timbre ?

## L'image-poids

Dans un article important (3), Arthur Benade donne une explication nouvelle et vraiment féconde, quant à la constitution du timbre de référence. Son raisonnement est le suivant :

- les sources musicales sont stables et bien définies ;
- la transmission du son est irrégulière dans la salle ;
- pourtant, la perception des instruments se stabilise facilement et rapidement.

Partant de ce constat, l'auteur postule que la couleur instrumentale n'est pas déterminée par

le spectre reçu aux oreilles. Le tympan, comme le micro, ne capte pas le timbre de l'instrument, mais seulement l'état "pressionnaire" au point de capture. D'un emplacement à l'autre, les fluctuations sont énormes : le champ direct (lié à la directivité et la distance des sources) se mélange au champ diffus (relié au volume et à la réverbération des lieux) au gré des ondes stationnaires qui parcourent la salle (cf. fonctions de Green), voir fig. 6.

Ce qui étonne d'abord Benade c'est que l'oreille, en additionnant les images multiples et aléatoires du champ diffus avec celles cohérentes et régulières du champ direct, ne produit aucun "phasing", aucun filtrage en peigne. Là où le microphone montre un signal embrouillé, mêlant l'onde directe et le chaos cafouilleux des ondes indirectes, l'appareil auditif extrait les articulations et le détail du jeu instrumental. Nullement gêné par la réverbération, l'entendement effectue — sans effort notable — une rectification complexe et précise qui redonne à l'image captée un tour "objectif". En même temps que débarrassée des fluctuations de la capture, l'image est reprojétée à sa place d'origine, sur l'objet-source.

L'auteur forme alors l'hypothèse que l'oreille traite les sons en deux parts : d'un côté, l'onde directe et les premières réflexions venues des six parois de la salle avec un petit retard (< 80 millisecondes) qui sauvegarde la clarté ; de l'autre, le champ réverbéré (et pondéré) arrivant avec un retard suffisant (> 250 millisecondes) pour ne pas gêner l'opération essentielle menée sur les réflexions précoces, à savoir : la calcul du *spectre initial moyen dû à la salle* (room average spectrum), calcul statistique mené sur les premières réflexions (the first arriving set of wall reflections) et non sur le champ diffus tardif, le *spectre d'extinction*,

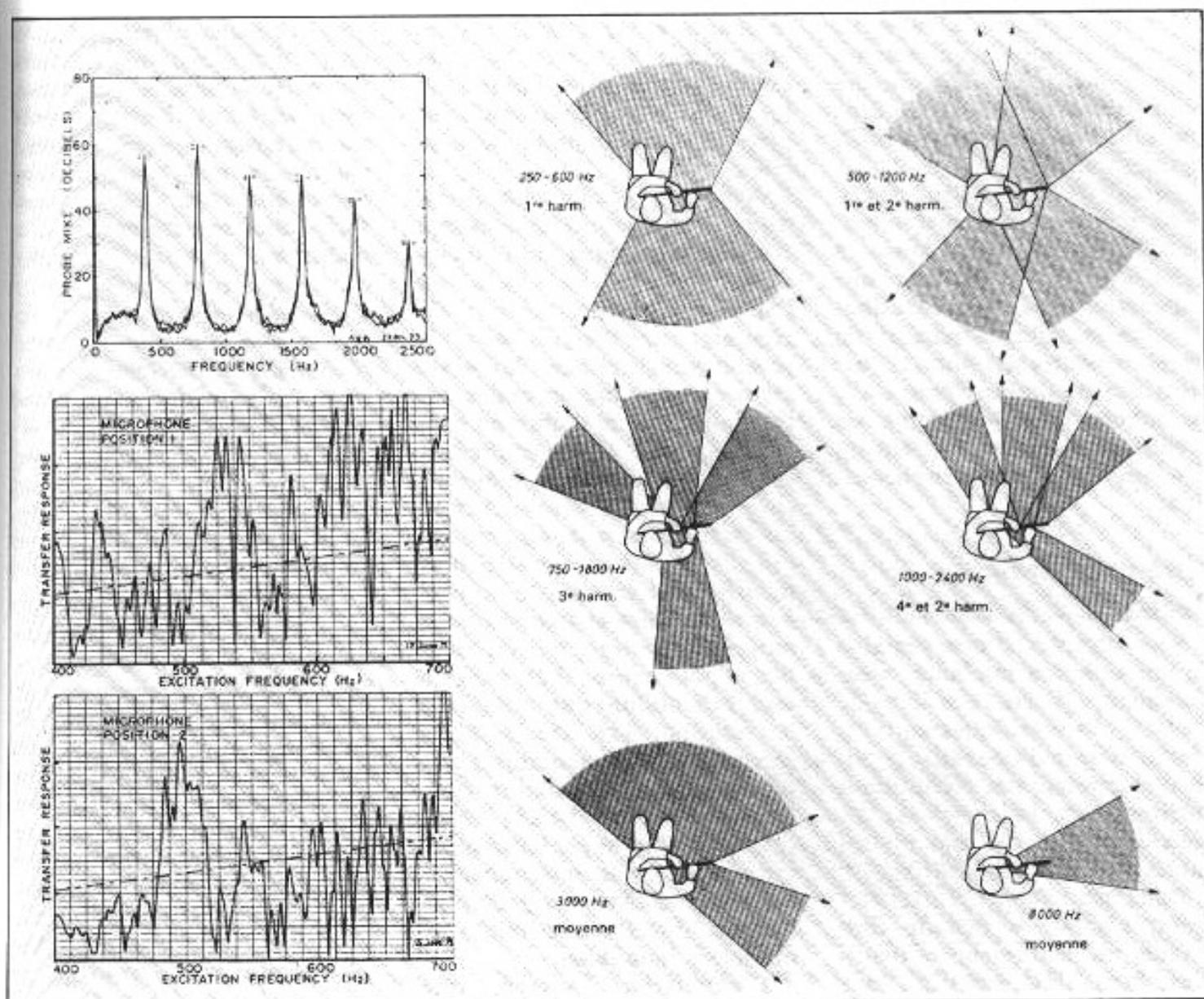


Fig. 6 : Une note jouée par la flûte (SOL 4) donne au microphone des signaux très différents selon le point de capture (d'après Benade et Meyer).

qui n'exprime, lui, que la couleur des lieux. Les réflexions hâtives apportent de toutes les directions les différentes couleurs (le spectre diversement filtré) de l'instrument. Le timbre de référence est calculé en quelques secondes, au terme d'une "analyse statistique" des réflexions précoces, d'une *moyenne spectrale* qui appartient en propre au timbre de l'instrument, pour la raison que l'*effet de précedence* (effet Haas) organise en un seul percept le front d'onde initial et les premières réflexions ( $\leq 40$  millisecondes) dites précoces. L'entité ainsi obtenue (spectre

moyen et contour) représente l'information accumulée (mais contractée sur le premier front d'onde) puis attribuée à la source, dans le champ-objet.

Cette observation conforte l'idée qu'il ne saurait y avoir de timbre "en soi", que le timbre est toujours mêlé aux conditions pratiques de l'écoute, à l'acoustique de salle, en sorte que l'*image-poids* appartient autant à l'instrument qu'à l'environnement architectural. Quel musicien accepterait de jouer en chambre anéchoïque ? Chaque instrumentiste a besoin des réflexions hâtives, non seulement pour constituer l'identité

timbrale, mais aussi pour augmenter la plénitude du son entendu (4).

Néanmoins, il faut noter que les réflexions secondes (80 à 200 millisecondes) et les échos détachés ( $> 250$  millisecondes) abaissent la clarté, créent de la confusion en augmentant les masquages son sur son. C'est pour cette raison que la stéréophonie est un système très imparfait : les réflexions tardives du champ diffus arrivent chez l'auditeur par les deux écouteilles frontales, se superposant aux ondes directes venues par le même chemin. Tandis que les réflexions précoces dues au local

d'écoute se mêlent à celles de l'enregistrement... qui restent, elles, bi-punctuelles, comme des haut-parleurs !! L'acoustique réelle et l'acoustique virtuelle s'entrechoquent.

Benade étaye enfin son hypothèse par une expérimentation. En 1978, avec René Caussé, à l'IRCAM, il va montrer que l'appareil auditif intègre les données de la salle de concert en quelques petites secondes, et parvient ainsi au timbre "pour soi", au timbre pris — comme les oreilles de l'auditeur — dans un lieu, une architecture, une acoustique.

## Une expérience décisive

Sans disposer d'une centaine de microphones implantés aléatoirement, il est possible de mesurer "scientifiquement" le spectre moyen d'une salle. Il suffit d'enregistrer des échantillons suffisamment indépendants au plan statistique, des échantillons captés tous en champ diffus.

Dans un premier enregistrement, Caussé et Benade font évoluer un instrumentiste (hautbois, saxo, flûte, etc.) qui joue assez loin des murs, tandis que le preneur de son se déplace lui aussi, à bonne distance des parois et du musicien. Des échantillons d'une seconde — séparés par un silence de même durée — sont prélevés grâce à un "soft-switch" qui commute doucement, évitant les faux transitoires d'ouverture et de fermeture. Les prélèvements sont suffisamment étalés dans l'espace pour donner à la mesure une indépendance statistique. Un analyseur de spectre (F.F.T.) calcule la *moyenne spectrale de la salle*. Il est à noter que les attaques et extinctions du signal dépendent du "soft-switch" et non des transitoires instrumentaux.

Dans un second enregistrement, toujours en *champ diffus*,

le micro et la source restent immobiles, de sorte que les ondes stationnaires (dues au local) se figent, comme photographiées par le point de capture.

Avec le premier enregistrement, les auditeurs reconnaissent facilement le timbre, après un ou deux "beep", et cela en l'absence des transitoires, du contour instrumental. Avec le second enregistrement, le spectre est si perturbé par les ondes stationnaires que le timbre ne peut être reconnu. Dans le premier cas, l'oreille extrait la moyenne spectrale avec quelques échantillons très différenciés au plan des réflexions hâtives : musicien et micros se déplacent par rapport à la salle. Dans le second cas, la moyenne spectrale est introuvable, et pour cause : il n'y a qu'un seul échantillon disponible sur les haut-parleurs. De la même façon, les expérimentations traditionnelles sur le timbre (Saldanha et Corso - JASA, 1964), celles qui suppriment l'attaque et rendent le timbre méconnaissable, sont réalisées en gros plan (champ direct) avec micro et musiciens **immobiles**.

L'expérience montre que l'oreille utilise les multiples réflexions précoces, diversement colorées, pour établir la moyenne spectrale de la salle, laquelle fusionne avec le premier front d'onde et dessine ainsi le timbre instrumental, l'image-poids. [La constance de timbre — pour l'audition — n'est pas sans évoquer un mécanisme semblable, pour la vision : la constance de couleur, obtenue quel que soit l'éclaircissement.]

On peut donc envisager, écrit Arthur Benade, de calculer au F.F.T. (Fast Fourier Transformer) le spectre moyen (la moyenne spectrale) en procédant à des **enregistrements mobiles** pour arriver au **timbre de référence, pris dans son acoustique**. "If the ear may be said to accept and use room-average spectral

*data in a manner analogous to its usage of data acquired via multiple early reflection processing, then we may consider using room-average spectra obtained via the moving source/moving microphone/fast Fourier transform analyser technique as a plausible "objective" reference of comparison with spectra obtained from microphones placed in some manner that seems reasonable in the recording session... it provides a quick and dependable way to rule out unsatisfactory microphone placements" (5).* Le placement microphonique pourrait s'ajuster à l'optimum jusqu'à obtenir un timbre proche de la référence.

Chaque note jouée par un instrument a sa propre et singulière configuration harmonique, configuration pratiquement introuvable par les microphones de proximité. Aucune position n'est acceptable *en gros plan*, car le rayonnement instrumental varie tout au long de la tessiture, en sorte que le détimbrage change continûment. Ainsi, le hautbois : Benade compare le "spectre moyen" au "spectre accidentel", capté par le microphone rapproché ; des écarts de 50 dB sont constatés [cf. fig. 7]. La question revient donc, insistante : existe-t-il une distance, un axe microphonique tels que l'image "accidentelle" s'approche du timbre de référence ? En gros plan, non ; en plan plus large, incluant les premières réflexions, les mouvements du musicien, l'étalement spatial des notes : oui, peut-être. Mais il n'est pas évident de trouver un emplacement favorable pour l'ensemble de la tessiture ! Pour finir, Benade en vient à imaginer des musiciens remuants et même des micros en mouvement !

## Le triangle en question

C'est dire si la prise de sons multimicros, imposée par les

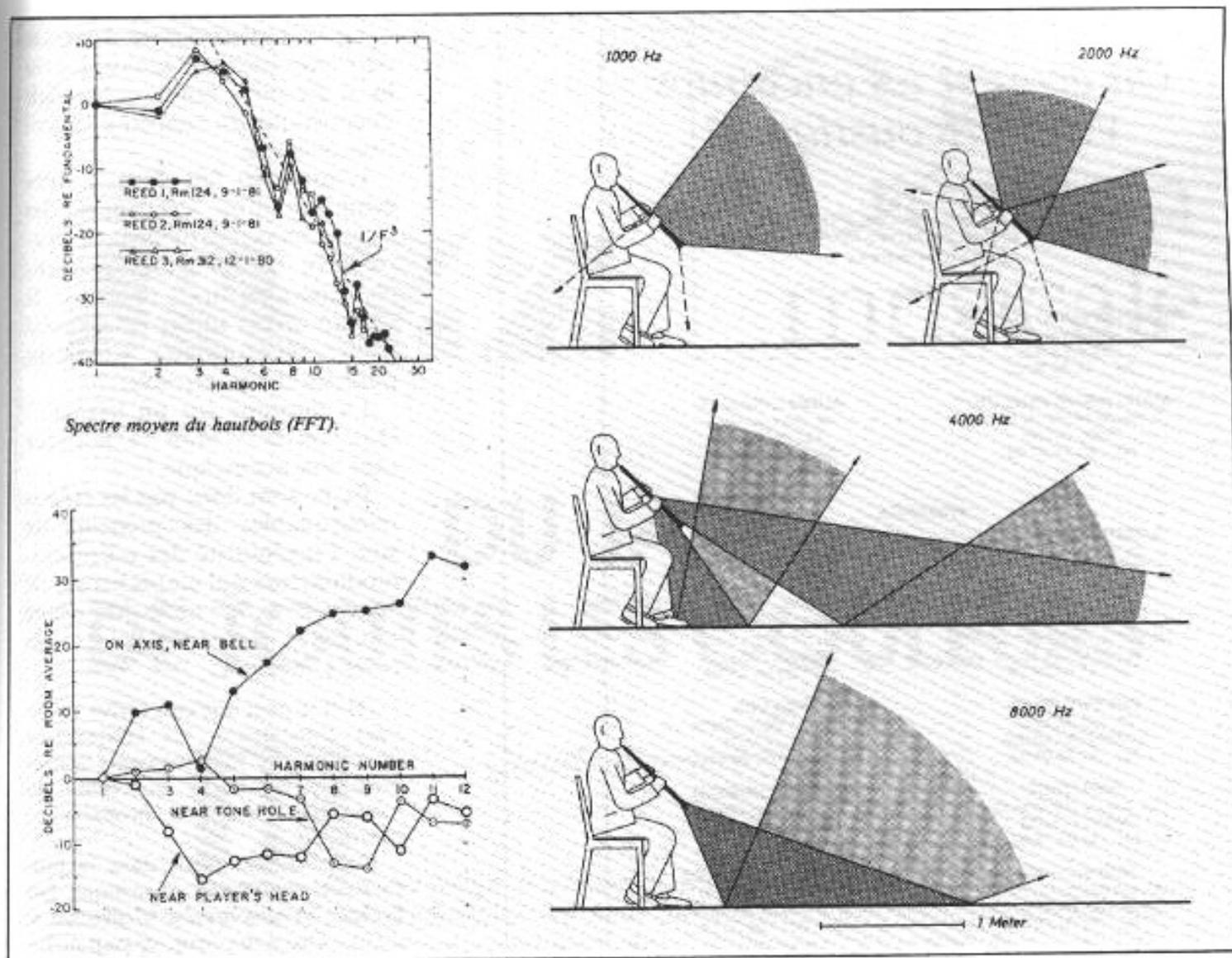


Fig. 7 : Le spectre "accidental" du hautbois (en gros plan) ne ressemble en rien au spectre initial moyen dû à la salle (d'après Benade et Meyer).

conditions de production, est délicate, vouée aux problèmes de timbre, à l'empiètement diaphonique, aux "corrections" paramétriques, aux positions de compromis... Seul le couple AB, placé à bonne distance, capte les réflexions précoces de manière cohérente. Mais les bonnes acoustiques ne sont pas si nombreuses... et surtout, la *restitution stéréophonique fait problème*.

Ordinairement, l'oreille décorrique les vibrations tympaniques, sépare et trie les ondes (directes/diffuses), démêle les événements sonores afin de les mettre à plat sur un écran interne, une "table d'orientation" à la fois spatiale et temporelle. Un écran neuronal multicouches (cf. colliculus)

recueille la provenance et le retard des diverses images auditives, en sorte qu'à partir des données "multipoints" de la deuxième couche (les réflexions hâtives) la moyenne spectrale puisse se calculer. En somme, l'image acoustique est d'abord projetée (spatialisée) dans l'appareil auditif avant d'être reprojétée — à sa vraie place — dans la géométrie du lieu.

— Confrontée à la stéréophonie, l'oreille ne s'y retrouve plus. En effet, en s'appuyant sur les réflexions précoces du local d'écoute, largement spatialisées, elle perd l'acoustique de la salle de concert. Recherchant la moyenne spectrale de la salle, elle ne dispose que de deux points étranges disposés en trian-

gle dans la pièce d'écoute, deux "écoutes" quasi ponctuelles où se mélangent sons directs, réflexions hâtives et champ diffus tardif. Comment faire une moyenne à partir de deux points invariants ? Comment reconstituer l'acoustique d'une salle en se basant sur deux lucarnes embrouillées ?

— En faisant bouger les micros, Benade proposait des échantillons variés du spectre initial de réflexion ; l'oreille pouvait accéder à la moyenne spectrale de la salle, et par là, au timbre. Cependant n'est-il pas préférable de considérer la stéréo comme un *système de projection "limité"*, comme un dispositif devant évoluer vers de plus hautes performances ?

Le dispositif actuel donne la part trop belle à l'acoustique du local d'écoute, tandis qu'il réduit l'acoustique du concert à la portion congrue.

L'auditeur fait face à deux écouteilles d'où s'échappent les sons directs (virtuellement spatialisés), les réflexions précoces (ramenées en deux points) et le champ diffus (bizarrement mêlé à la scène frontale). Comment pourrait-il s'y retrouver ?

La musique sur un triangle ? Oui, certes ! Mais la musique sans son acoustique !

Ce ne sont donc pas les efforts remarquables des preneurs de son, l'ingéniosité des musiciens-modulateurs qui empêcheront de conclure à la nécessité d'une nouvelle stéréophonie... qui reste à inventer.

(1) Il se peut que cela arrive : c'est pure coïncidence. La conjonction favorable des rayonnements instrumentaux et de la directivité du microphone est peu probable, a priori.

(2) Le déplacement dans la profondeur du champ acoustique fait évoluer *en sens inverse* le direct et le diffus. Ordinairement, champ diffus et champ direct ne varient ni simultanément, ni semblablement.

(3) Arthur Benade : "From instrument to ear in a room : direct or via recording" - JAES, vol. 33 n° 4 - Avril 1985.

(4) Les bonnes salles — de la forme d'une boîte à chaussures — sont riches en réflexions frontales, en réflexions latérales précoces. Elles sonnent en embellissant les timbres. Cf. "Musique et architecture" de Michael Forsyth - Mardage, 1987.

(5) A. Benade, p. 223, op. cité.



**Page non  
disponible**

**Page non  
disponible**

**Page non  
disponible**

**Page non  
disponible**

CLASSIQUE

La  
Création  
musicale

## DE LA MUSIQUE AVANT TOUTE CHOSE... LA TECHNIQUE AU SERVICE DU SON

**C**

*est davantage comme objet musical que le disque nous séduit.  
C'est à ce titre que nous lui consacrons tant de soins, pour permettre  
au plus grand nombre d'audiophiles de mieux connaître la musique et, par là, de vivre mieux.  
Les premières civilisations donnaient à la musique ce pouvoir merveilleux  
qui n'échappe pas, aujourd'hui encore, aux passionnés.*

Mais il serait illusoire de prétendre que le produit technique, industriel n'a que peu d'importance. Certains musiciens l'affirment pourtant. Inversement, quelques "hi-fistes" ne considèrent que la restitution, et n'attachent aucune importance au message artistique de l'enregistrement. La vérité se trouve à mi-chemin de ces démarches extrêmes.

Aussi, depuis onze ans — déjà ! — nous sommes-nous efforcés de présenter les enregistrements (nouveautés et rééditions) sous leur double aspect artistique et techni-

que. Dès nos premières chroniques, en 1981, nous affirmions l'étroite corrélation entre la qualité intrinsèque de l'enregistrement (du passage, de la gravure, de la conversion numérique) et la jouissance artistique qui s'en dégageait. C'est pourquoi, nous nous sommes toujours refusés à scinder notre cotation, comme le font tous les journaux spécialisés. Une note globale, concernant le produit fini nous semblait, seule, digne d'intérêt. Avant la nouvelle orientation de *L'Audiophile* de fin 1988, nos commentaires étaient

suffisamment étayés pour que les considérations techniques soient clairement élucidées. La production discographique mensuelle était alors bien modeste, une cinquantaine de références, tous éditeurs confondus. Notre sélection, restreinte elle aussi, suffisait à rendre compte, sinon de l'essentiel, du moins des grands phares de la production. Aujourd'hui, soit seulement quatre ans après, la production a plus que décuplé. Il n'est pas rare de compter plus de cinq cents nouveautés par mois, soit un total de six cents ou mille disques.

En conséquence, notre sélection s'est faite plus dense, et les commentaires plus concis. Il en résulte un éventail de choix infiniment plus vaste, mais, en revanche, des commentaires techniques plus schématiques, une seule note continuant à évaluer les enregistrements par le moyen de cinq étoiles.

Remarquons, en outre, qu'à la naissance de *Répertoire*, bourgeon détaché de *L'Audiophile*, les cotations furent également uniques et toute l'équipe s'efforçait d'apprécier globalement le produit fini qui lui était soumis. Les lecteurs ne manquèrent pas de faire connaître leurs objections, et souhaitèrent une scissions des notes. Ce qui leur fut accordé très vite, à notre grand regret. Pourtant, ce service que demande le lecteur est bien légitime et nous ne le contestons nullement. Mais il a ses limites : il faudrait, pour qu'il soit objectif, que tous les journalistes d'une même revue aient le même équipement et les mêmes conditions acoustiques. Or, il n'en est rien. A ce titre, *L'Audiophile* diffère dans la mesure où un matériel unique (à quelques variantes près, de temps à autre) évalue tous les enregistrements. S'il est toujours possible de contester, en valeur absolue, les résultats, du moins l'échelle relative entre une grande quantité de CD (bons et mauvais) est-elle plus fiable. De plus, nous savons, par expérience qu'il n'est rien de plus délicat que d'apprécier les qualités techniques d'un disque. (Laissons de côté les disques excellents et les très mauvais, où l'appréciation ne varie guère en fonction du matériel). Il reste les autres, la grande majorité. Ceux pour lesquels, passer des tubes aux transistors, opter pour tel câble de liaison, écouter à un niveau vraisemblable, change absolument tout. Comment alors se permettre une cotation objective face à tant de paramètres... et d'incertitudes ? Plus encore que l'interprétation, l'évaluation technique partage les critiques. Certains apprécient une réverbération, d'autres l'accusent... D'aucuns aimeront une cantatrice sur leurs genoux (!), d'autres préféreront l'admirer à distance respectable. Ici, on dénoncera le léger souffle d'une fabuleuse prise analogique, là on le minimisera compte tenu des richesses musicales...

Le courrier que nous recevons ne

nous laisse pas indifférent. Il montre, d'évidence, que bon nombre de lecteurs sont — d'abord — sensibles à l'impact physiologique du son. Tel M. Roland Meunier, résidant à Santander (Espagne) qui déclare "être un véritable audiophile au plein sens du terme car, dit-il, je me délecte des sons et à partir de là, j'aime leur reproduction la plus juste et la plus réaliste possible... Cependant, je trouve que vous ne mettez pas assez l'accent sur la qualité des disques..." Nous prenons acte !

En conséquence, à partir de ce numéro, nous faisons suivre les étoiles — qui, désormais seront dévolues à l'interprétation — d'une cote technique évoluant de 1 à 5. Nous autorisant les demi-points, cela nous donne donc une échelle suffisamment vaste, riche d'une dizaine de possibilités. Mais, chacun sait que *L'Audiophile* ne s'engage pas à établir une critique exhaustive de la production mensuelle, et que les disques retenus font préalablement l'objet d'une première sélection, artistique, ou technique, ou les deux réunies... Il va sans dire que, dans les faits, les notes varieront de 2,5 à 4,5. Soit environ cinq possibilités, étant entendu que, pour les raisons exposées plus haut, nous répugnons à mettre le maximum (5) pour la cotation technique. Avec les quelques commentaires que nous glissons à la fin de nos articles, le lecteur sera à même d'avoir une opinion sur la vraisemblance et le naturel de l'enregistrement proposé. S'il a la chance de côtoyer un disquaire digne de ce nom, il pourra éventuellement écouter un fragment du disque retenu, et confronter son opinion à la nôtre...

Beaucoup de disques passent entre nos mains... et nos oreilles. Et nous pouvons affirmer que la qualité globale est maintenue à un très haut niveau et cela, aussi bien chez les grands éditeurs que dans les firmes plus artisanales. Si les "chefs-d'œuvre" ne couvrent pas encore cinquante pour cent des catalogues, les ringards se comptent sur les doigts de la main. Souvent, la critique devrait davantage s'adresser à l'un des maillons de la chaîne Hi-Fi plutôt qu'au disque lui-même...

Reste, bien sûr, le cas des disques pirates, inaudibles, qui fondent leur crédit sur le seul nom de l'interprète capté, un jour, à la sauvette, avec du matériel d'amateur... De ces dis-

ques, *L'Audiophile* ne dit mot ! Il ne faut surtout pas les confondre avec les grandes séries économiques — souvent des rééditions — dont nous faisons grand cas dans ces colonnes. DDD ou ADD, ils sont du plus haut niveau ! Enfin, pour respecter l'éthique de *L'Audiophile*, nous tenons à l'écart les enregistrements dits "historiques", antérieurs à la stéréophonie, qui se passent fort bien de nos commentaires pour se tailler une légende. Il existe d'excellents CD mono de Callas (écoutez donc les extraits de "Norma" qu'EMI propose pour célébrer le quizième anniversaire de sa mort ! CDM 7 64419-2), Toscanini ou Furtwängler... Votre jugement musical suffira.

Si les enregistrements proposés par *L'Audiophile* satisfont à un haut niveau de qualité artistique et technique, ceux qui ne le sont pas ne doivent pas être suspectés pour autant. C'est pourquoi, au long de nos six numéros annuels, nous tentons d'être aussi éclectiques que possible, en ce qui concerne les firmes éditrices.

**Page non  
disponible**

# POINT DE VUE

## LA MUSE ET L'ORDINATEUR

Maxime et Florian Louineau

**L**

*'image romantique du compositeur, écrivant ses partitions à la lueur d'une chandelle est encore présente dans bien des esprits. Pourtant il faut avouer que le musicien d'aujourd'hui vit dans un monde bien différent de celui de ses ancêtres. Un monde où le "matériau sonore" ne dépend plus toujours d'instruments traditionnels mais peut être façonné à loisir par des machines dédiées à cet usage. Ces outils de synthèse sonore, de plus en plus puissants, occupent une large place dans la production musicale actuelle, qu'il s'agisse de genres aussi divers que la musique contemporaine ou la variété. Bien sûr de tels changements ont considérablement modifié les habitudes des musiciens — compositeurs et/ou instrumentistes — mais aussi des auditeurs. Au fond, tout ceci pose une question unique : quelle est la nature du lien qui existe entre technologie et création musicale ?*

Le son musical est avant tout un objet complexe. Alors qu'un son pur peut se définir par sa fréquence et son amplitude, un son musical, résultant de la vibration d'un instrument, se décompose, du fait même de sa richesse, beaucoup moins aisément. Sons harmoniques (c'est-à-dire comportant des harmoniques pairs ou impairs situés à des fréquences multiples de la fondamentale), inharmoniques (les compo-

santes harmoniques ne sont plus multiples de la fondamentale), mais aussi durée et évolution dans le temps caractérisent les instruments acoustiques et leur donnent une "signature" sonore immédiatement identifiable. Cette richesse du son musical, la synthèse sonore vise à la recréer.

### Qui peut le plus...

Parmi les divers procédés de synthèse numérique, la synthèse

additive est le plus ancien, ce qui ne veut pas dire le moins performant. Partant du principe que tout signal aussi complexe soit-il, peut se décomposer en une série de sons simples sinusoïdaux de fréquences et d'amplitudes variables, la synthèse additive aborde la création de sons musicaux de la manière suivante : un "empilage" de ces composantes simples provenant de générateurs distincts, réglables bien

sûr individuellement en amplitude et en fréquence. Plus le nombre de générateurs est élevé, plus on aura de chance d'obtenir un son riche. N'étant guère limitée dans son principe, cette technologie est pourtant restée l'apanage de machines fort coûteuses — Synclavier, Fairlight — ou même de prototypes de laboratoire (le processeur 4X de l'IRCAM). Ceci principalement en raison d'un coût élevé dû au grand nombre de générateurs requis par la synthèse de sons complexes.

## La trouvaille du docteur Chowning

La synthèse FM, apparue plus tardivement, a quant à elle trouvé depuis dix ans un vaste champ d'applications commerciales. Introduite sur le marché par la firme Yamaha, cette technologie dérive étroitement des travaux d'un chercheur de l'université de Stanford, J. Chowning. Le principe en est identique à celui utilisé en radiodiffusion, à un détail près : le signal de modulation n'est pas un signal haute fréquence, mais se trouve dans la bande audible. On utilise en synthèse FM des circuits nommés opérateurs qui comportent un oscillateur (délivrant le signal sinusoïdal), des réglages de fréquence et de niveau ainsi qu'un générateur d'enveloppes (voir fig. 1). En jouant sur le rapport de fréquence entre opérateurs (un modulateur et un porteur dans le cas de figure le plus simple) et sur le contrôle de sortie du modulateur (l'index de modulation), on peut obtenir des sons aux composantes spectrales très riches. Ces composantes seront harmoniques ou inharmoniques selon le rapport de fréquences choisi entre les opérateurs. De plus, ces harmoniques voient leur amplitude évoluer dans le temps, ce qui permet de produire des sons très musicaux, sans caractère "figé".

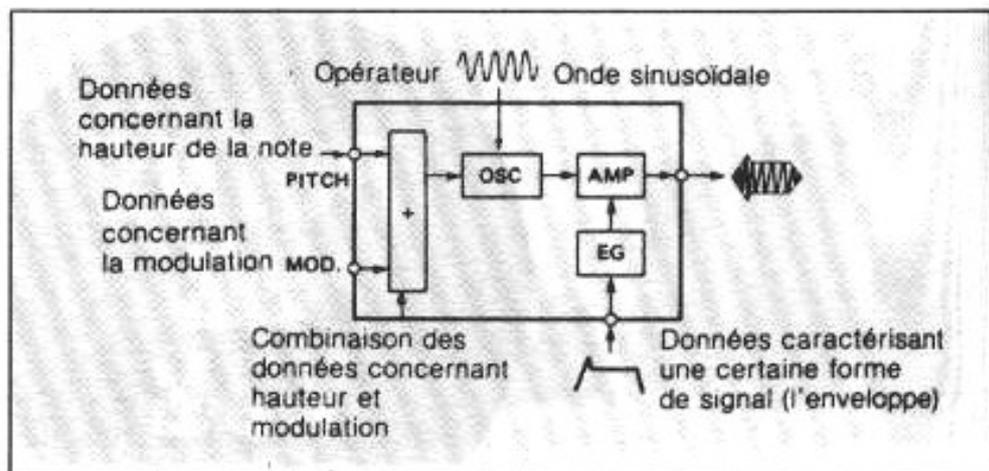


Fig. 1 : Schéma de principe d'un opérateur (doc Yamaha).

## L'échantillon musical

A l'inverse des deux principes vus plus haut qui, à partir de formes simples, cherchent à créer des sons complexes, la synthèse par échantillonnage utilise comme matière première des sons naturels. Convertir ce matériau brut en données numériques, l'enregistrer et le relire n'est pas, on s'en doute le seul but de cette technologie. Cette vision simplissime, voire réductrice, n'est même guère envisageable. Se posent en effet des problèmes de capacité de mémoire : il est impensable pour l'instant d'échantillonner toutes les notes d'un instrument pour en reproduire la sonorité ! C'est pourquoi on transpose, en changeant la vitesse de lecture de l'échantillon, ce qui permet d'économiser de la capacité mémoire. Toutefois, ce procédé présente de sérieuses limites : au-delà d'un certain intervalle la transposition altère le timbre du son d'origine en en modifiant l'enveloppe spectrale. De même, il est souvent difficile de reproduire par l'échantillonnage certains types de son (cordes frottées, instruments à vent) de manière convaincante. Si le son est soutenu, "dure" trop longtemps, il faut trouver un point de bouclage pour des raisons d'économie de mémoire ; le choix de ce point n'est pas évident. De ce fait, l'échantillonnage est sou-

vent utilisé pour reproduire les débuts de notes (les transitoires d'attaque) qui, dans la mesure où ils jouent un rôle essentiel dans la reconnaissance d'un instrument, nécessitent une grande qualité de restitution. Par ailleurs, cette technologie a des applications autres que l'imitation — aussi bonne soit-elle — d'instruments acoustiques. La variété infinie du matériau de base rend en effet l'échantillonnage bien séduisant en termes de création sonore ; au musicien de maîtriser toutes les étapes de cette création.

## ... peut le moins

Si l'on peut, afin de créer cet objet complexe qu'est le son musical, partir de formes simples que l'on additionne, l'opération inverse se pratique aussi ; c'est le principe de la synthèse soustractive. L'idée de base est d'utiliser au départ un signal très riche (signal carré, bruit blanc) et de modifier ce signal au moyen de filtres afin d'obtenir la forme d'onde — et le son ! — recherchée. Largement utilisée sur les synthétiseurs analogiques, cette solution se retrouve en synthèse numérique, à ceci près, bien sûr que les filtres numériques utilisés sont souvent plus complexes que les traditionnels passe-bas et circuits de résonance des synthétiseurs analogiques. Plus complexes mais aussi plus délicats à

manier, car très "pointus" et réclamant une puissance de calcul que les processeurs ne fournissent pas toujours.

## Machine (à son) ou instrument (de musique) ?

Sous l'opposition un peu facile de ces deux formules se cache une réalité indéniable : les formes sous lesquelles la technologie investit le monde musical sont multiples ; synthétiseurs, échantillonneurs, informatique. Ces produits de l'industrie moderne ont tous une même ambition : créer, modifier, traiter des objets sonores. En somme, faire de la musique. Seulement, la diversité même des possibilités offertes par ces produits ne manque pas de leur conférer un statut plutôt... imprécis. Des débuts de l'informatique musicale (avec Max Mathews dans les années 50) aux dernières générations de synthétiseurs numériques, les méthodes de synthèse du son ont avancé à pas de géant. Il est aujourd'hui possible sur des appareils très abordables d'avoir accès à un nombre élevé de paramètres, concernant entre autres la fréquence, les harmoniques et l'amplitude d'un son mais aussi l'enveloppe (attaque, décroissance, maintien, extinction). Mais si la synthèse numérique offre des possibilités sonores littéralement inouïes, elle demande aussi beaucoup de pratique et de connaissances "extra-musicales". Il peut alors être difficile de concilier spontanéité et exploration poussée du potentiel de l'instrument. Bien sûr, à l'usage de ceux que la programmation musicale rebute, il est toujours possible de faire appel aux Preset — les "sons d'usine" — obligamment fournis par les constructeurs. En définitive, la synthèse sonore ne produit bien souvent que ce que le musicien lui demande de produire.

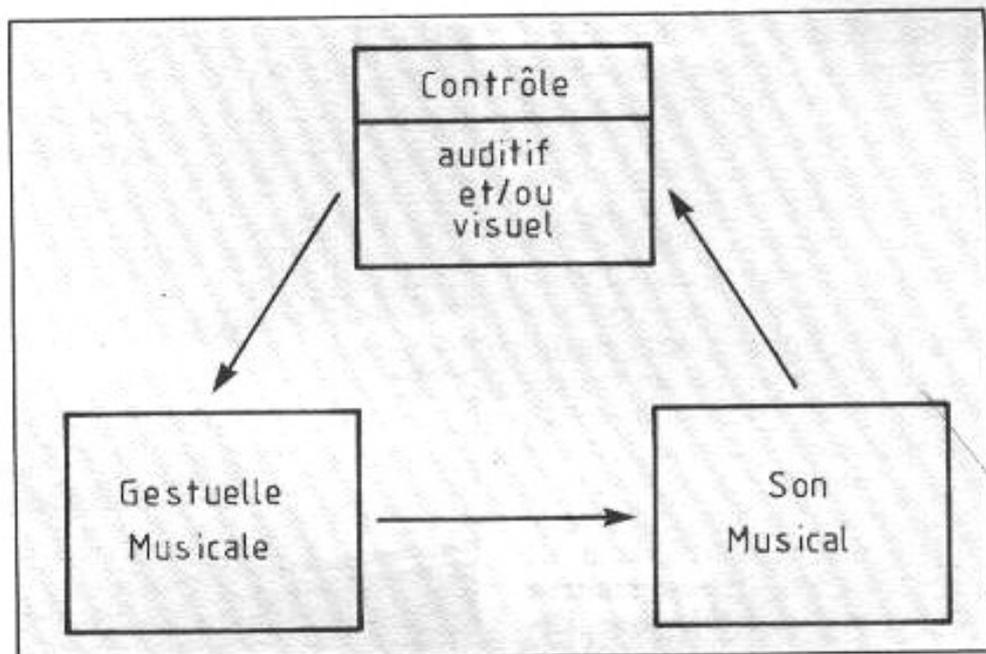


Schéma 1 : Le musicien, son instrument et la Musique : une relation complexe...

## Quelques problèmes d'ergonomie

L'instrumentiste qui joue fait principalement appel à deux sens pour contrôler son jeu : le toucher — au sens large, en fait, c'est souvent tout le corps qui est sollicité — et l'ouïe, qui contrôle le son émis par l'instrument. Voyons les choses d'un peu plus près. Telle gestuelle produit tel son : tout musicien possède une conscience plus ou moins aiguë de la corrélation entre ce qu'il fait et le résultat sonore qui en découle. Cette corrélation est précisément le résultat d'un apprentissage musical ; il s'agit d'acquérir des automatismes. Seulement, on comprendra aisément que si l'ouïe contrôle le jeu — et le geste — musical, ce contrôle ne peut opérer qu'après coup, d'une façon rétroactive. C'est le rôle des automatismes que de permettre dans une certaine mesure d'anticiper le résultat sonore avant même que la perception de ce résultat n'influence le jeu du musicien. Les premiers instruments de synthèse — en particulier les synthétiseurs analogiques — ont introduit peu de changements dans cette relation triangulaire

entre le geste, l'audition et le son musical. Il n'en est pas de même pour les instruments de ces dix dernières années et bon nombre de musiciens ont pu se rendre compte que faire défiler sur un écran des menus à l'aide de deux touches à incrémentation était peu compatible avec une utilisation musicale sans contraintes. Pourtant, il ne faut pas oublier que l'évolution constante des procédés de synthèse, si elle permet de travailler le son avec une finesse extrême, implique aussi l'accès à un nombre toujours croissant de paramètres. Dès lors, une solution s'imposait aux constructeurs : utiliser un contrôle visuel. Le problème est très différent de la représentation de formes simples, du type sinusoïde ou signal carré. Le signal musical se distingue en effet par sa complexité : en donner un équivalent graphique fidèle ou du moins "éloquent" soulève une foule de problèmes... A quoi peu bien ressembler un concerto de Mozart, une voix de soprano, la trompette de Miles Davis ? Finalement la question est bien de savoir ce que montre la représentation graphique : la musique, un aspect de la musique ou

une métaphore — une image, justement — de la musique ? La généralisation de l'informatique musicale ne simplifie guère les données du problème. L'utilisation efficace d'un outil de synthèse sonore implique en effet dans bien des cas un environnement spécifique : logiciels de création de sons, de composition, d'édition, en un mot instruments dotés d'une interface essentiellement graphique. Dans un tel contexte, il est clair que toute démarche intuitive risque fort de tourner court à moins de disposer d'une sérieuse maîtrise de l'aspect technologique des choses ! Et le fait est : associé à l'environnement informatique adéquat, un synthétiseur autorise une multitude de démarches complémentaires, certes, mais forcément successives, *non-simultanées* : recherche/création de sons, composition/arrangement, interprétation enfin, via un clavier ou tout autre capteur instrumental. Etourdissante polyvalence...

Certaines firmes, maîtrisant cet environnement complexe, proposent depuis fort longtemps de tels outils ; c'est le cas de Fairlight.

## Les Musique dans tous ses états

Le constructeur Fairlight fut un pionnier en commercialisant dès 1979 un système dénommé CMI : Computer Musical Instrument. Ce dernier, véritable station de création musicale a, depuis, évolué jusqu'au Fairlight III qui est maintenant intégré dans le Fairlight MFX (présenté lors de la 90<sup>e</sup> Convention de l'AES).

### Les Fairlight série III

Ce système est composé d'un écran graphique, d'un châssis contenant les cartes électroniques et les mémoires de masse, d'un clavier de contrôle alphanumérique et du clavier de com-

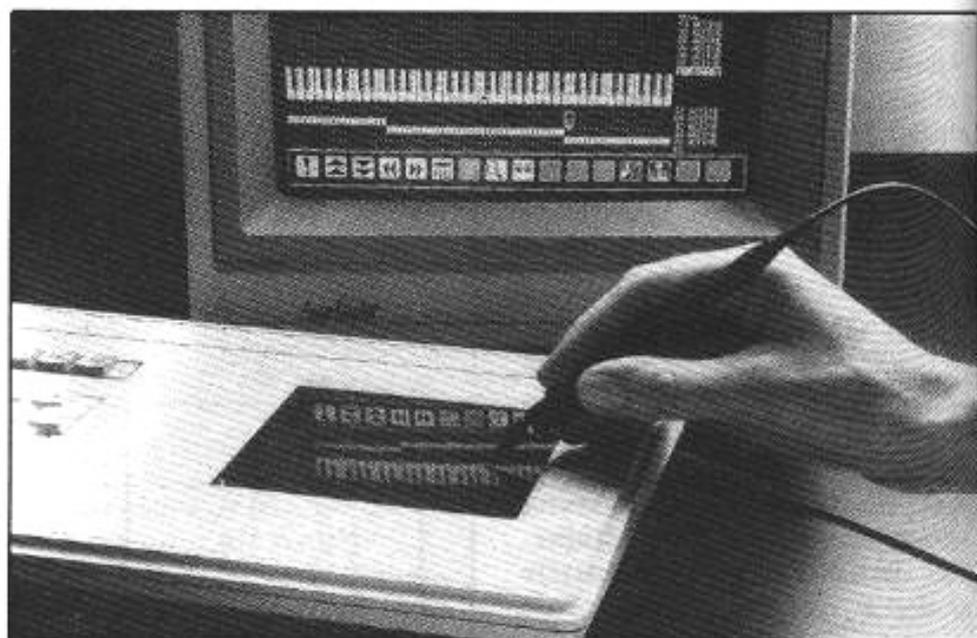


Photo 1 : Sélection des menus de l'écran avec le crayon et la tablette à dessin.

mande comportant 73 touches. L'ensemble combiné les fonctions de synthèse et d'échantillonnage multi-canaux (16 canaux en configuration de base extensible à 80 canaux), chaque canal pouvant "restituer" une voix (un son) différente. La fréquence d'échantillonnage est au maximum de 100 kHz (format 16 bits linéaire), ce qui permet l'acquisition du contenu harmonique inaudible (car ultrasonique) souvent présent dans les sons acoustiques, une transposition en relecture de l'échantillon rend ces harmoniques audibles. Pendant cette même lecture, cette fréquence peut être augmentée jusqu'à 180 kHz, ce qui autorise une transposition à une hauteur bien plus élevée que l'échantillon original.

Le mythe Fairlight doit beaucoup aux qualités intrinsèques du système mais aussi à son interface graphique qui autorise l'accès à la majorité des fonctions sans avoir à utiliser le clavier de contrôle.

Une tablette à dessin intégrée au clavier donne, par l'intermédiaire d'un crayon graphique, un contrôle interactif sur ce qui s'affiche à l'écran (voir photo 1).

Avec ce crayon il est possible

de sélectionner tout ou partie d'un menu, de dessiner ou de modifier des formes d'ondes (photos 2 et 3), d'intervenir sur les harmoniques, en un mot de dessiner le son... Le résultat de toutes ces manipulations étant audible en temps réel.

Grâce aux 16 canaux indépendants, 16 voix peuvent être jouées simultanément ou une seule jouée avec un polyphonie de 16 notes. Chaque voix peut être composée de 63 sous-voix, ce qui revient à dire qu'il est possible d'allouer quasiment un échantillon par touche du clavier (qui en possède 73). Ceci est important pour obtenir une restitution réaliste d'instruments acoustiques. La répartition de ces sous-voix est possible sur n'importe quelle touche ou groupe de touches du clavier (photo 4).

Photo 2 : Page d'édition de formes d'ondes. Ici, vue en coupe de l'enveloppe d'un échantillon de violon.

Photo 3 : Forme d'onde en trois dimensions.

Photo 4 : Répartition des 13 sous-voix sur le clavier.



La page écran (photo 5) donne accès aux nombreux paramètres requis pour jouer les sons échantillonnés ou de synthèse avec l'expression musicale voulue. Ces effets tels que l'attaque, la décroissance, le vibrato... sont contrôlables individuellement pour chaque touche du clavier.

Ce bref aperçu ne serait pas complet sans dire quelques mots du Fairlight MFX qui est un enregistreur 24 pistes sur disque dur destiné à la postproduction, conservant les fonctions du Fairlight série III. Ainsi, sous le même toit sont rassemblés les outils de création sonore et les moyens de productions audio-numériques les plus modernes (voir photo 6).

Il n'était pas question, bien sûr, dans le présent article de cerner en quelques pages une technologie aussi vaste que la synthèse sonore. Bien d'autres aspects majeurs auraient pu être abordés ; la norme MIDI, les capteurs instrumentaux... le sujet est vaste. De ce monde en (r)évolution perpétuelle, si peu comparable au conservatisme relatif de la facture instrumentale traditionnelle, il convient peut-être d'avoir une vision nuancée. Par la diversité des approches qu'elle offre, la synthèse sonore permet au musicien d'aborder toutes les étapes de la création musicale. Mais la maîtrise de cet énorme potentiel créatif n'est pas aisée. Aussi bien du côté du musicien, c'est évident, que des constructeurs, dont l'objectif premier n'est pas toujours l'union parfaite entre la muse et l'ordinateur évoqués plus haut.

## Remerciements

La Frette Studios-Productions-Editions et particulièrement Karine Fitton, Gilles Samic.

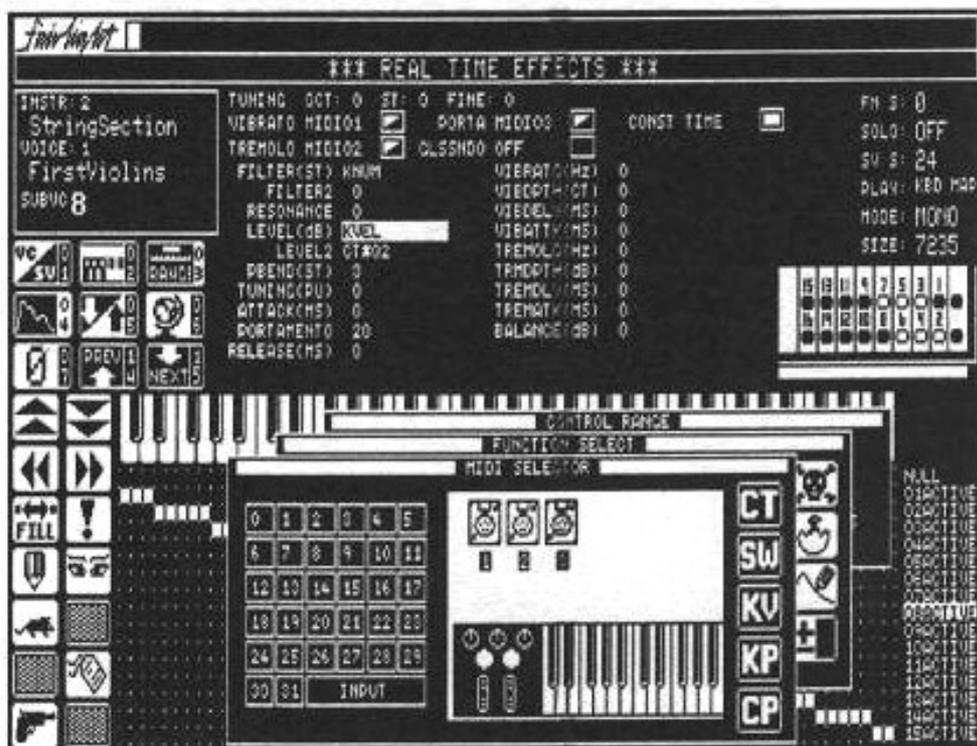


Photo 5 : Chaque voix et sous-voix possède son patch d'effets en temps réel.



Photo 6 : Un des menus du Fairlight MFX.