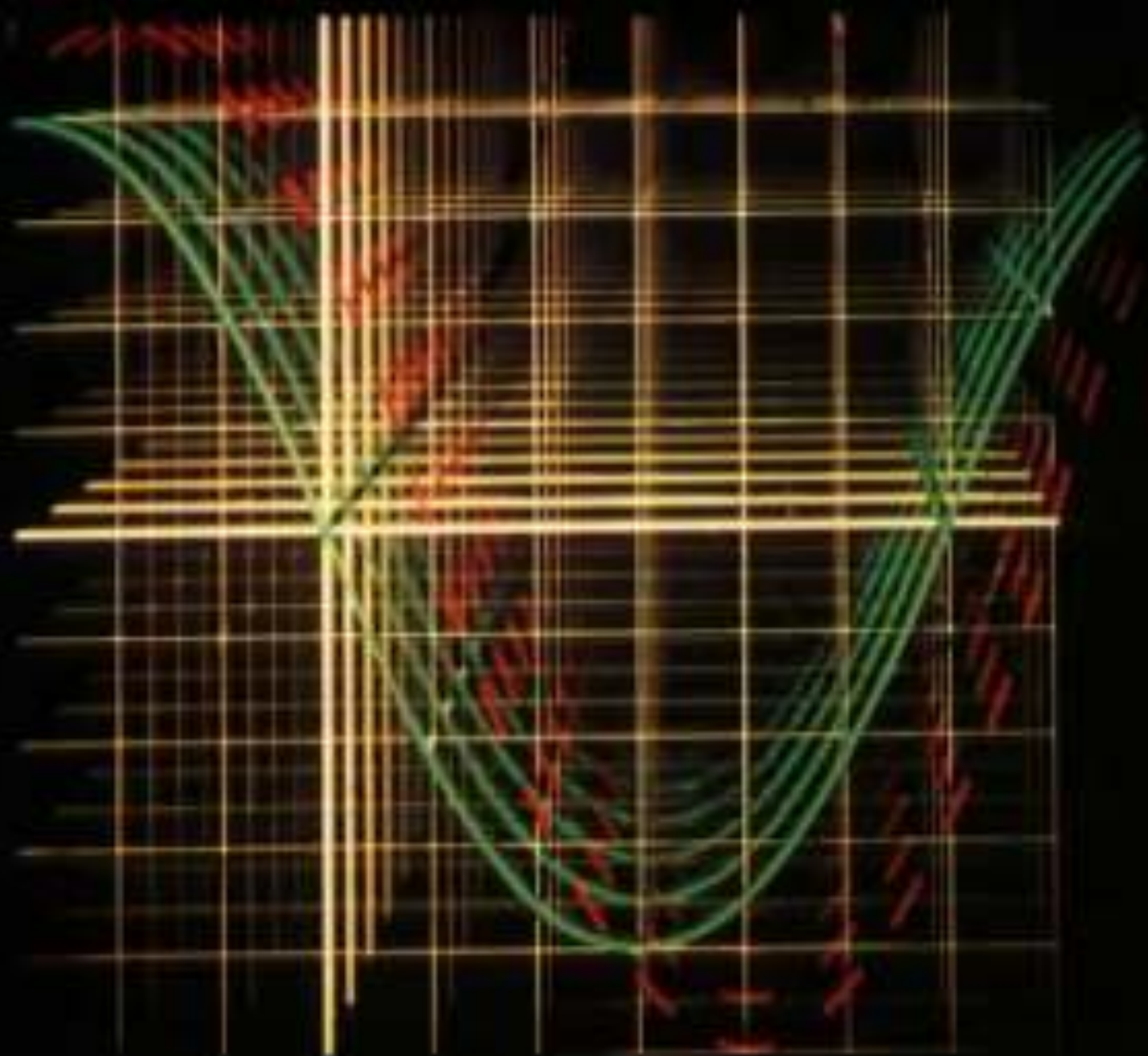


# L'AUDIOPHILE



5<sup>e</sup> Année

N°23 Février  
1982 30 F.

**Page non  
disponible**

**Page non  
disponible**

**Page non  
disponible**

**Page non  
disponible**

**Page non  
disponible**

# Préamplificateur Kanéda

## La version définitive

Jean Hiraga

*Il y a si longtemps que l'on en parlait, de cette version définitive du préamplificateur Kanéda... Heureusement, ce qui avait été promis devient enfin réalité. A présent, le préamplificateur Kanéda est construit en petite série, sous forme de version montée et réglée.*

*Tous les lecteurs qui ont suivi de près les articles relatifs à ce circuit original ont pu noter, grâce aux articles, aux expériences personnelles, aux démonstrations publiques, que c'était un montage très performant. C'est aussi un circuit très sensible au câblage, au genre de composants utilisés, au type d'alimentation employée.*

*En raison de cet état de choses, il aurait pu risquer d'être mal jugé, d'être critiqué sur des défauts qui seraient, en fait, inexistantes sur le « vrai » Kanéda. C'est pourquoi une version montée « définitive » s'imposait. Définitive, oui, mais encore fonctionnelle et évolutive, ceci afin que des modifications soient encore possibles (alimentation par exemple), et qu'il ne se pose pas trop de problèmes d'adaptation avec d'autres maillons. C'est ce dont il sera question dans les pages qui suivent. On aboutit alors à une réalisation commerciale dans laquelle les qualités uniques du montage sont conservées. De quoi satisfaire les mélomanes ne sachant pas manier le fer à souder.*

### Une version « définitive »

Version définitive ne voulait pas forcément signifier « absolument conforme » aux prescriptions de Akihiko Kanéda, son concepteur. Cela pourrait choquer. Cependant, dans la hifi comme dans bien d'autres domaines, chacun croit souvent « tenir la vérité ». On sait pourtant qu'il en est bien autrement dans la réalité. Souvent, le rai-

sonnement de chacun, bien que dirigé vers un même but, une même idée, raisonnement qui « tient souvent debout », peut aboutir à une « vérité » très différente de celle d'un autre. Devant des résultats aussi épars sur le plan subjectif, il est facile de rire. Il est par contre bien plus dur vis-à-vis de soi-même, vis-à-vis de « sa vérité », d'avoir le courage de chercher « pour-

quoi » de telles différences existent. Tous les chemins mènent-ils vraiment à Rome ? N'y a-t-il que « les autres » qui se trompent ?

Le circuit Kanéda, décrit dans les n°3 et 5 de l'Audiophile n'a jamais été jugé par Akihiko Kanéda, du moins jusqu'en mi-81, comme le meilleur de ses circuits préamplificateurs. Le circuit décrit dans l'Audiophile était, parmi bien des schémas

auparavant proposés, le troisième de structure à couplage et à étages différentiels. Par rapport à bien des schémas publiés dans les revues japonaises spécialisées, les lecteurs sont toujours restés très attachés à ses articles, dans lesquels on ressentait que, pour lui, la reproduction aussi fidèle que possible de la musique n'était pas « un point important » mais bien « le point le plus important ». Il était, bien entendu, tout à fait au courant des défauts de son circuit, de ses limites pratiques, des difficultés techniques relatives à la réalisation par tout amateur souhaitant expérimenter son circuit. Sauf en cas de force majeure, il n'a jamais voulu remplacer un composant par un autre, supérieur sur le plan des dérives thermiques, des capacités parasites sans en avoir longuement comparé les différences sur le plan subjectif.

De là vient certainement son succès auprès de milliers d'amateurs. Il n'osait parler ouvertement des qualités ou défauts constatés qu'après maintes réflexions, maintes comparaisons. Mais il osait aussi émettre des doutes, au point de risquer de mettre ses recherches « par terre », un cheminement qui est aussi celui du « vénérable » chercheur japonais Iwata. Voilà deux chercheurs qui ont vraiment osé faire ces recherches pour l'amour de la musique (les fruits de leurs recherches n'ayant jamais été commercialisés au Japon).

Mais il ne fallait pas pour autant suivre au mot près ses prescriptions. Déjà, les comparaisons d'alimentations adaptées à ce circuit laissaient émettre de sérieux doutes.

Entre ses alimentations ultrarapides, encore améliorées plusieurs fois par la suite, et les grosses alimentations à batteries et grosses capacités, il existait des différences telles que n'importe qui aurait pu les percevoir. Dans ses alimentations

régulées, on trouvait des qualités indéniables : stabilité des timbres des instruments, finesse de l'aigu, sons « filés », superposition impressionnante de sons graves très flous sur d'autres très mats et secs, effet de profondeur et d'ampleur.

Sans revenir aux travaux de Guy Marec, il faut bien reconnaître qualités et défauts d'une alimentation par batteries et fortes capacités, les qualités étant surtout le gain en dynamique, l'apport de petits détails sonores malheureusement si faciles à faire disparaître.

Du côté schéma c'était pourtant le même, que ce soit les sous-ensembles « carte A », « carte B », « carte C » ou bien la « carte F ». En plus de trois ans, le schéma restant identique, des petits détails tels que le choix des composants, des transistors ont suffi pour apporter une évolution, lente mais sûre. La paire différentielle 2SK 30AGR de la partie RIAA, d'origine NEC, avait été comparée à des équivalents dans beaucoup d'autres marques, à d'autres paires FET telles que les 2SK 68, 2SK 68A, 2N 3954, 2N 3954A, NPA63H, E-200, IT 503, AD 3954A. Malgré des différences pratiquement nulles lors de la mesure, il est inutile de répéter que certains transistors apportaient des différences audibles flagrantes. Le 2SK 30AGR par exemple, monté en entrée RIAA, en plus de l'inconvénient de son gain trop réduit, était indiscutablement trop « terne », apportant une certaine « attitude » après un certain temps d'écoute. Le 2SK 68A, malgré une instabilité thermique prononcée, donnait l'impression de trop favoriser l'extrême-aigu et d'arrondir un peu les attaques du grave. Quant au plus onéreux d'entre eux, le 2N 3954A, ou l'équivalent AD 3954A (Texas Instrument, Fetron, Analog Devices), il procurait une nette impression de

« tassement » des plans sonores, comme le ferait un manque de dynamique. C'est après ces essais que le choix s'est finalement orienté vers le transistor Sony 2SK 43-2, beaucoup plus dynamique, plus « clair », plus « vivant » que les autres.

M. Kanéda, lui, préférait passer aux paires FD 1841 (Solitron), de grande stabilité certes, mais qui ont été trouvées inférieures aux paires 2SK 43-2. C'est pourquoi la version définitive devait adopter, à force de comparaisons, la paire spéciale 2SK 243-2, c'est-à-dire une paire proche du 2SK 43-2 en boîtier moulé unique, afin de limiter au mieux les dérives thermiques.

Pour le reste du circuit, Kanéda préférait passer à un schéma plus sophistiqué : régulateur série en entrée, sortie push-pull et aussi utiliser des transistors disponibles sur le marché : 2SA 872A, 2SC 1775A, 2SC 1400, 2SA 726G, qui sont par contre des transistors excellents, que l'on retrouve sur les filtres actifs Kanéda, ou encore sur l'amplificateur classe A 20 W Hiraga. Mais, là aussi, le premier schéma muni en entrée RIAA de paires 2SK 43-2 était supérieur sur le plan du « naturel », de la dynamique. Or, cette différence était justement encore plus sensible lorsque le circuit était relié à une alimentation à batteries et condensateurs. Sans celle-ci, il était possible que l'évolution fût la même que celle de M. Kanéda. Par contre, Kanéda reconnaissait bien les qualités subjectives des transistors 2SA 640 ou 2SC 984 (dont la fabrication a été arrêtée). Cependant, ceux-ci n'étaient guère pratiques pour un emploi dans le nouveau schéma et il n'existait pas de complément vraiment bon au 2SA 640 (tandis que la paire 2SA 872A/2SC 1775A est remarquable sur de nombreux paramètres).

Ainsi, par améliorations successives, il devenait possible



d'accéder à un degré de définition dépassant largement les premiers prototypes tels que la « carte A ». La différence la plus flagrante fut surtout le remplacement de la paire 2SK 43-2 par la paire en boîtier unique 2SK 243-2 ainsi que le choix des résistances, des composants passifs, des trimmers. Kanéda, lui, passait des résistances à oxyde métallique genre « Gelma » aux résistances à film métallique Shinko ou équivalent. Les condensateurs des corrections RIAA passaient de la technologie mica argenté à la série « mica SE », puis à la série mica SE imprégnée d'huile. C'était, il est vrai, ce qu'il y avait de mieux en performances, mais aussi en prix. De ce côté, le passage des résistances à film métallique aux résistances à film de tantale était l'une des dernières améliorations. Ensuite, afin de réduire encore la dérive en continu, le circuit imprimé fut redessiné, symétrisé : réduction de la longueur des pistes, des capacités parasites, de la résistance parasite de ces pistes. Par expérience, on savait que le courant d'un seul transistor devait être acheminé par une piste individuelle et non collective : c'était les prototypes « carte F ».

Kanéda et plusieurs de ses amis purent écouter chez le célèbre puriste M. Tanaka la « carte F » alimentée par batteries. Inutile de dire que la surprise générale fut grande, ceci d'autant plus que chacun avait déjà expérimenté ce « vieux circuit » et croyait en connaître les limites. Mais le plus surpris était bien Kanéda, et les comparaisons instantanées rendaient évidents les avantages énormes du « vieux circuit », remanié et optimisé. Enfin, sur la partie RIAA du circuit Kanéda il avait été constaté (entre autre par Guy Marec) que le circuit, bien que très performant, était en état de début d'oscillation à très haute fréquence (entre 3 et 10 MHz suivant les cas), ce qui rendait les réglages (zéro, polarisation +0,6 V sur le second étage) encore plus critiques : à l'oscilloscope, on visualisait en effet (dans certains cas) un début d'oscillation (sinusoïde en partie masquée par le bruit résiduel). On constatait aussi une sorte de crachement sur le potentiomètre de volume, en fin de course, et enfin une instabilité de la polarisation (+0,6 V, collecteur du second étage non relié au 2SC 984) si l'on touchait du doigt la partie métalli-

composants de valeur 4,7 k $\Omega$ /10 pF furent réajustés par la suite à 1 k $\Omega$ /50 pF.

De plus, ces diverses améliorations permettaient de constater qu'il n'existait plus de perte de définition, de qualité avec ou sans étage linéaire, ce qui avait été constaté auparavant sur le circuit d'origine.

Le circuit « définitif », c'était donc :

- nouvelle implantation ;
- circuit imprimé à couche cuivre épaisse 90  $\mu$  + étamage = environ 135  $\mu$  ;
- symétrisation des pistes ;
- couplage thermique des seconds étages différentiels (2SA 640) ;
- adoption, en entrée RIAA du transistor double 2SK 243-2 ;
- insertion d'un filtre anti-oscillation H.F ;
- utilisation de résistances « Audio » à film de tantale, capuchons et tiges de cuivre, tolérance 1 % ;
- utilisation de trimmers 50  $\Omega$  (remplaçant les 200  $\Omega$ ), pour améliorer la stabilité et faciliter le réglage d'offset ;
- découplage de l'alimentation, sur le circuit imprimé, par des condensateurs au tantale solide (série CTS-13, 10  $\mu$ F) ;
- révision des valeurs R/C de la boucle RIAA permettant d'accéder à un respect très précis des normes (moins de 0,1 dB).

Cette fois vraiment bien au point, il fallait le compléter par des fonctions nécessaires pour en faire un préamplificateur universel c'est-à-dire avec :

- plusieurs entrées auxiliaires,
- fonction de monitoring,
- sorties bas et haut niveau,
- filtre « Low boost » (pour écouter à bas niveau).

Pour l'alimentation, dont le type influe sur les performances subjectives, il était souhaitable qu'elle soit placée dans un petit boîtier, installé à proximité du boîtier préamplificateur : on conservait des liaisons très courtes, on évitait tout risque

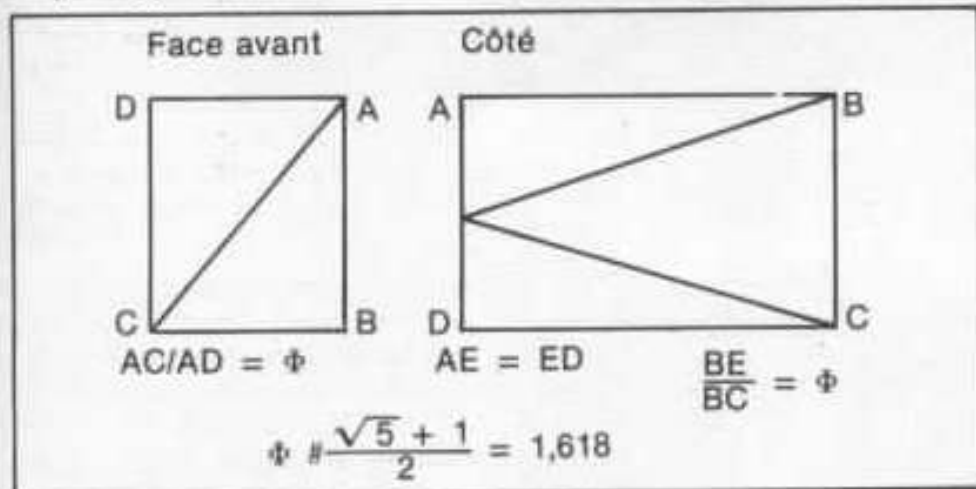


Fig. 1 : Rapports de proportions « esthétiques » sur lesquels sont basées celles du boîtier du préamplificateur.

Entre ceux-ci et la première « carte A », plus de trois ans s'étaient écoulés. Mais on ne peut pas dire que ce soit en vain. En effet, en juin 1981, Akihiko

que des trimmers de 2 k $\Omega$ . Le problème fut résolu en introduisant un filtre RC série, placé entre la base du transistor 2SC 984 et la masse, filtre dont les

d'induction par l'intermédiaire du transformateur d'alimentation. Il y avait d'autre part possibilité de remplacer, dans le futur, le boîtier alimentation par un autre modèle, sans avoir à toucher au circuit principal. Toutes ces idées ont été appliquées dans la « version définitive ».

### L'implantation définitive

Si l'on se fixe pour but une implantation « idéale » des différents composants (circuits imprimés, entrées/sorties ali-

aboutit à des liaisons inter-composants ultra-courtes, mais on obtient, ce qui est remarquable, un alignement « esthétique » de tous les composants passifs de ce circuit imprimé. Au premier coup d'œil, un tel circuit paraîtrait pourtant si simple à concevoir...

« L'implantation définitive », c'est un peu cela, un effort dans tous ces domaines, car les souhaits étaient :

- belle esthétique,
- facilité d'accès aux composants,

« caser le maximum » dans un petit volume. On la trouve par exemple dans les tiroirs interchangeables d'oscilloscopes Hewlett Packard, dans certains appareils de mesure et d'instrumentation.

La figure 2 montre la raison de ce choix. Toutes les liaisons très courtes deviennent possibles. Pour cela il est fait appel à 4 circuits imprimés. Le premier est le circuit préamplificateur, étage RIAA, étage linéaire, entre lesquels sera disposé un connecteur (soudable et non enfichable) per-

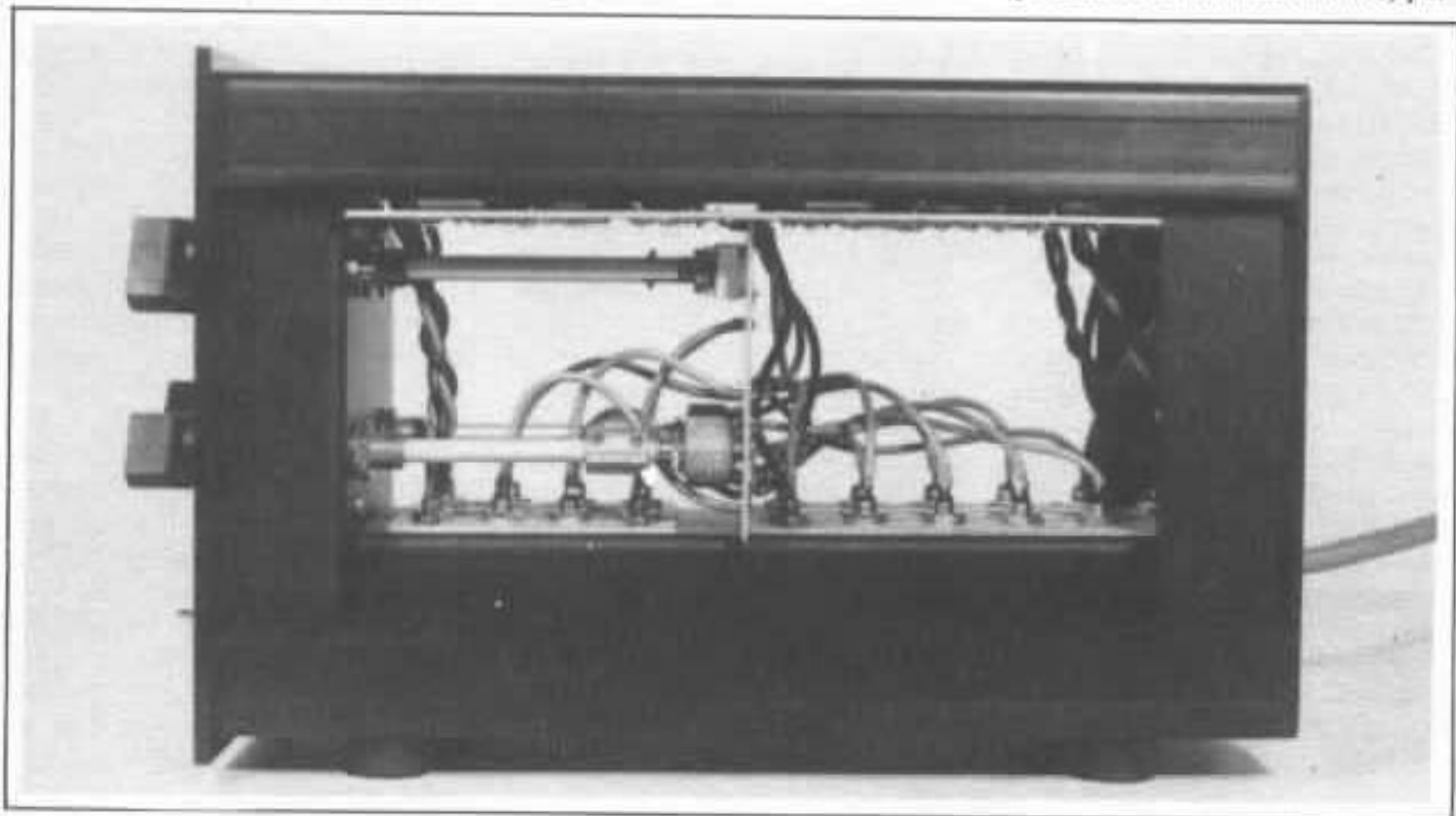


Fig. 2 : Boîtier circuit, vue de côté. On notera les liaisons très courtes, la très large séparation entre les entrées phono (côté fond) et les sorties (côté face avant). Les sélecteurs, de fonction et de monitoring, et les potentiomètres sont positionnés à l'endroit exact où ils interviennent entre l'étage RIAA et l'étage linéaire.

mentation, etc.), il n'est pas toujours facile de réaliser quelque chose de fonctionnel, de pratique. On peut encore aboutir à une esthétique grossière. Combiner harmonieusement l'esthétique à ces autres impératifs n'est pourtant pas une exception. Certains circuits imprimés, par exemple, ont été si bien conçus que, non seulement on arrive à disposer les entrées, sortie, alimentation selon une configuration idéale, non seulement on

- liaisons très courtes,
- facilité d'utilisation (boutons, prises, etc.).

A l'opposé des lignes ultra-basses, fort belles mais risquant de présenter des liaisons trop longues, la ligne choisie a été le « caisson », le parallélépipède rectangle dont le rapport de proportions sera proche du nombre d'or, soit comme sur la figure 1. Mais il ne s'agit pas que d'esthétique. C'est aussi une forme très fonctionnelle, permettant de

mettant le montage d'un circuit imprimé dans le sens vertical. Sur ce dernier seront montés les sélecteurs de fonctions, de monitoring, les potentiomètres de volume. La figure 2 montre que les liaisons sont ainsi d'une longueur minimum, ce qui exige cependant de rallonger mécaniquement ces commandes pour atteindre la face avant. Ceci n'est pas un défaut puisqu'il était souhaitable d'avoir un espace supplémentaire sur la par-

tie avant des potentiomètres, permettant de placer les engrenages de couplage mécanique. C'est ce que montrent encore les photos de l'appareil monté.

Les prises d'entrées, de sorties, de monitoring sont placées sous le châssis, un dégagement ayant été prévu à cet effet.

Le montage général s'effectue grâce à des profilés dans lesquels glissent les plaques latérales, supérieure, la plaque inférieure comportant 4 plieuses. L'ensemble est maintenu par la face avant et la face arrière. Ces plaques comportent des fraisages et découpes de haute précision ce qui permet d'obtenir une finition



Fig. 3 : Vue de face des boîtiers circuit et alimentation.



Fig. 4 : Vue de l'arrière des boîtiers, un dégagement important a été prévu à l'arrière du boîtier circuit pour permettre le passage des câbles de connexions entrée-sortie.

générale impeccable, digne des meilleurs appareils de haut de gamme. Le tout est en finition anodisée noire de genre « hair-line ».

Les photos montrent en détail les différentes parties composant l'appareil. On notera que chaque circuit est alimenté directement à partir de l'entrée alimentation, ce à l'aide de fils et non par l'intermédiaire d'une piste imprimée. Pour les étages RIAA, des capacités supplémentaires de

4 700  $\mu$ F ( $\pm$  35 V de l'alimentation) sont montées directement sur le circuit imprimé, ce qui permet de réduire les effets gênants des liaisons vers le boîtier d'alimentation (liaisons pourtant très courtes).

Noter que la face arrière possède une découpe inférieure, ce qui permet le passage aisé des câbles de liaison aux divers mailons.

Sur la figure 3, on trouvera la présentation de la face avant. La commande de balance n'existe pas (liaisons plus courtes) mais un rattrapage éventuel de l'équilibre des niveaux gauche/droit est possible. En fonctionnement normal les commandes de niveau sont jumelées.

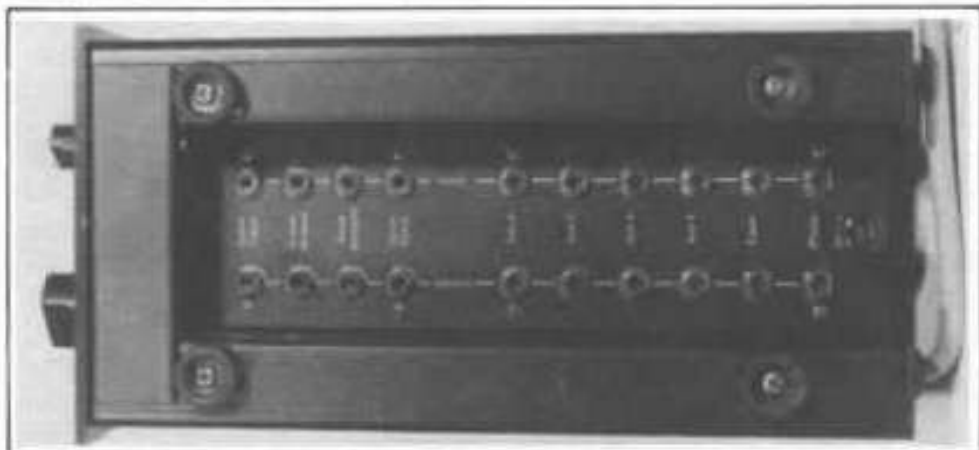
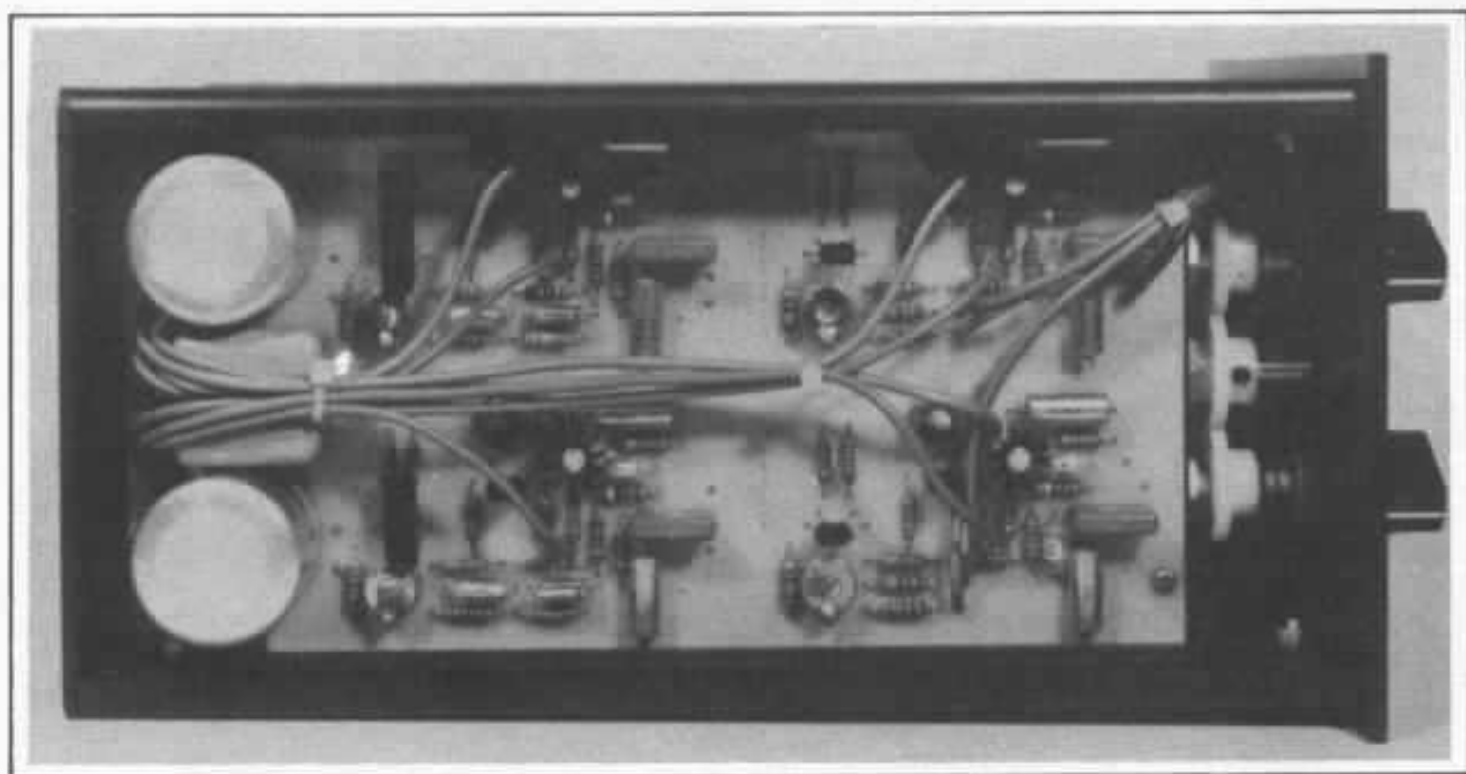


Fig. 5 : Vue de la face inférieure du boîtier. Circuit où s'effectue le raccordement des entrées et des sorties.



*Fig. 6 : Le circuit vu de dessus. On trouve successivement du fond vers l'avant, les deux étages RIAA et les deux étages linéaires. On notera le découplage énergétique de l'alimentation sur le circuit : 2 fois 4 700  $\mu$ F en parallèle avec 2 fois 2,2  $\mu$ F (à proximité très réduite de l'étage d'entrée) et les 8 condensateurs au tantale de 10  $\mu$ F sur chacune des quatre parties de carte. Des dissipateurs thermiques sont utilisés sur les 2SC 984, un régulateur thermique est placé sur les paires d'entrée 2SK 243-2 et le boîtier des trimmers est relié à la masse pour limiter les dérives.*

*Les câbles que l'on aperçoit correspondent au raccordement en étoile de l'alimentation à chacune des quatre parties du circuit. On remarquera enfin le système d'engrenage de couplage des potentiomètres.*

On peut alors indifféremment manipuler l'une ou l'autre commande de volume. Par contre, en tirant sur l'une des commandes de volume, les réglages de niveau deviennent indépendants. S'il s'agit d'un déséquilibre permanent (cellule dont les tensions de sortie sont assez déséquilibrées), il est bien entendu possible de conserver le couplage mécanique après avoir rétabli l'équilibrage de niveau. Il s'agit donc d'un moyen simple et très pratique.

### **Alimentation**

Il est utilisé ici un transformateur d'alimentation surdimensionné de type toroïdal à faible rayonnement. Le redressement est effectué par un pont réalisé à partir de diodes à très faible temps de recouvrement inverse, suivi de capacités de 4 700  $\mu$ F.

Cette première cellule de filtrage est suivie d'une seconde après un passage par une résistance de faible valeur.

La seconde cellule utilise 4 condensateurs de haute qualité, faible résistance série, de type « taille basse », de 33 000  $\mu$ F.

Pour les performances, rejoignant bien entendu celles d'origine, à part les améliorations apportées (dérive, précision de la courbe RIAA), on trouvera ci-après les résultats obtenus sur les modèles de série. On remarquera l'excellence des résultats, ceci bien que ce circuit ait surtout été étudié pour apporter les qualités subjectives décrites auparavant.

Cette version étant définitive, stable sur le plan des performances mesurées, des qualités subjectives, nous reviendrons sans doute ultérieurement sur ce préamplificateur, tant pour des mesures que pour des séances d'écoute.

Pour ces dernières, il serait important de rappeler que ce montage a fait, depuis bientôt dix ans, le bonheur de milliers d'audiophiles japonais, lesquels

vivent incontestablement dans un monde de haute fidélité très en avance sur l'Europe, un monde fait de progrès à pas de géant, dans lequel le montage Kanéda a su rester incroyablement « jeune » et dont il est très difficile, par expérience vécue, de se lasser.

### **Mesures**

Comme nous l'avons souvent mentionné dans ces colonnes, la recherche de performances aux mesures conventionnelles n'est pas pour nous l'exigence première. Cependant, il est très intéressant de noter que pour le préamplificateur décrit ici, les résultats aux mesures sont assez exceptionnels. Il n'y a pas de mystère : une optimisation des performances subjectives aboutit à l'obtention d'excellents résultats de mesures. La réciproque n'est malheureusement pas vraie...

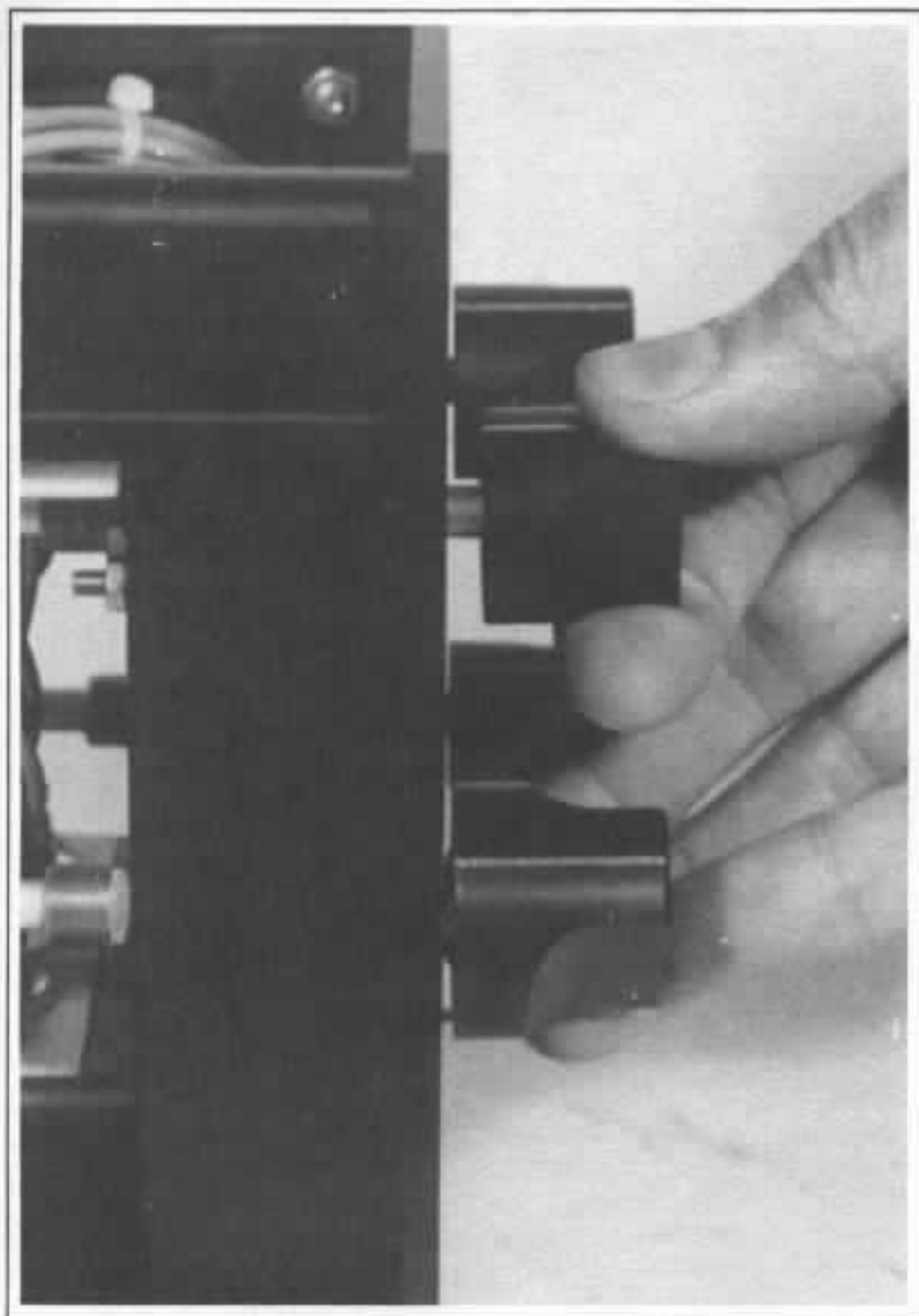


Fig. 7 : Principe du découplage des boutons de commande des potentiomètres de volume servant au réglage de la balance.

### Distorsions

Les mesures de distorsion s'avèrent délicates, compte tenu du très faible niveau. On se trouve aux limites du bruit. Ainsi, avec un distorsiomètre Sound Technology dont la limite se situe à 0,003 %, il s'avère essentiel d'avoir recours à l'analyseur de spectre afin de déterminer si l'on mesure le bruit ou effectivement les harmoniques de distorsion. Aussi faut-il arriver à un signal d'entrée supérieur à 5 mV pour voir apparaître les harmoniques de distorsion

(fig. 8). On notera le dégradé entre les harmoniques paires et impaires (à ne pas confondre avec une distorsion de saturation où les harmoniques impaires deviennent prédominantes).

Les valeurs de distorsions mesurées sont, pour l'étage RIAA pour 5 mV en entrée à 1 kHz de l'ordre de 0,005 %, l'étage linéaire, quant à lui, apporte une distorsion légèrement inférieure (bien qu'à ses valeurs, cela ne soit pas réellement significatif) de l'ordre de 0,004 %. A noter que la distor-

sion ne varie pas en fonction de la fréquence. Elle est d'ailleurs sensiblement inférieure à 15 kHz qu'à 1 kHz en prenant soin d'ajuster le niveau pour se placer dans des conditions significative par rapport au bruit, compte tenu de la courbe RIAA.

La distorsion par intermodulation est-elle aussi aux limites du bruit, elle se situe à 0,006 %, cela de 20 Hz à 20 kHz.

### Réponse en fréquence

La réponse en fréquence de l'étage RIAA a fait l'objet d'une optimisation par rapport aux précédentes analyses comme nous l'avons mentionné préalablement. Cela a été rendu possible par l'utilisation d'un multimètre Fluke 8050A, permettant des mesures à 1/100<sup>e</sup> de dB.

Nous publions ci-après le tableau des mesures effectuées sur les deux canaux. On notera le très faible écart par rapport à la norme RIAA (inférieure à 0,3 dB), d'une part et d'autre part entre canaux, rendu possi-

#### RIAA

Hz	G dB	D dB
20	+19,42	+19,42
30	+18,85	+18,87
40	+18,08	+18,17
50	+17,30	+17,35
60	+16,43	+16,51
80	+14,83	+14,90
100	+13,44	+13,49
150	+10,60	+10,60
200	+8,52	+8,49
300	+5,72	+5,78
400	+4,08	+4,06
500	+2,87	+2,90
800	+0,81	+0,83
1 K	0	0
1,5 K	-1,54	-1,53
2 K	-2,86	-2,86
3 K	-5,18	-5,16
4 K	-7,09	-7,10
5 K	-8,71	-8,75
6 K	-10,11	-10,14
8 K	-12,40	-12,43
10 K	-14,23	-14,25
15 K	-17,50	-17,54
20 K	-19,68	-19,70

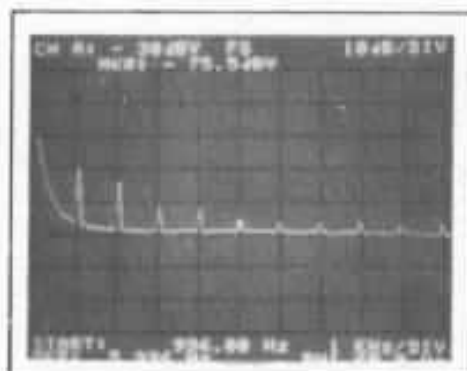


Fig. 8 : Spectre de distorsion de l'étage linéaire pour 600 mV en entrée. On notera le dégradé des harmoniques paires et impaires.

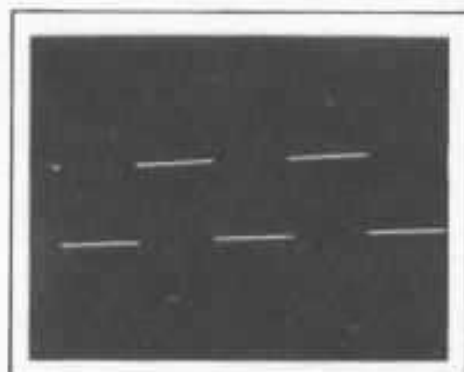


Fig. 9 : Réponse de l'étage linéaire à un signal carré de 50 Hz.

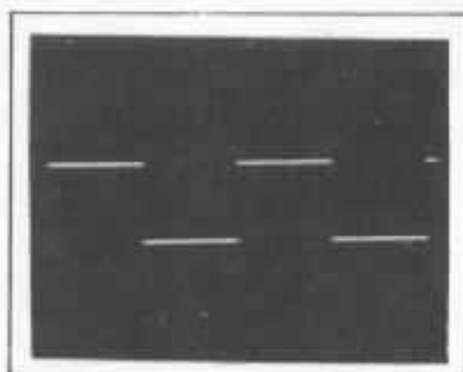


Fig. 10 : Réponse de l'étage linéaire à un signal carré de 1 kHz.

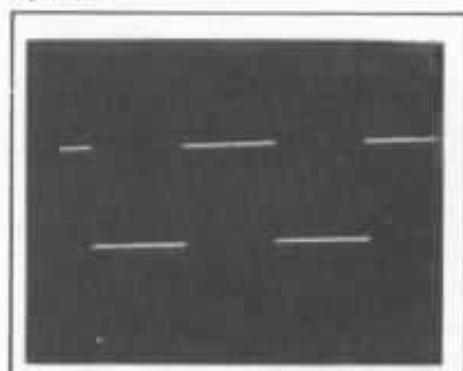


Fig. 11 : Réponse de l'étage linéaire à un signal carré de 20 kHz.

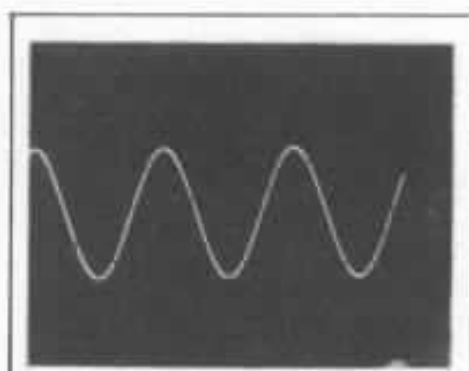


Fig. 12 : Forme d'onde en sortie RIAA à 80 kHz.

ble par l'utilisation de composants de très grande précision.

Pour l'étage linéaire, la réponse en fréquence s'étend à plus de 350 kHz. Elle est limitée à 5 Hz dans les très basses fréquences par l'utilisation d'un condensateur de liaison de 0,47  $\mu$ F (pour éviter tous risques de transmission de courant continu lorsqu'on utilise un amplificateur à couplage direct).

La réponse sur signal carré de l'étage linéaire à 50 Hz, 1 kHz et 20 kHz révèle l'excellent comportement du montage (fig. 9, 10, 11).

#### Seuil de saturation de l'entrée phono.

Sans atteindre les performances d'un préamplificateur à tubes, nous obtenons des résultats très satisfaisants, 38 mV à 50 Hz, 280 mV à 1 kHz et 1,75 V à 15 kHz. Précisons que la saturation en hautes fréquences ne s'accompagne d'aucune oscilla-

tions parasites. Nous donnons la réponse à 80 kHz de l'étage RIAA montrant un excellent comportement (fig. 12).

Le niveau de sortie maximum est de 14 V eff., noter qu'il est lié à la tension secteur comme d'ailleurs les mesures de saturation ci-dessus (effectuées pour 220 V secteur). Alimenté sous 230 V ou même 240 V, le préamplificateur donne des résultats encore supérieurs.

#### Rapport signal sur bruit

Pour 2 mV en entrée phono et sans pondération, nous obtenons en sortie RIAA un rapport signal/bruit de plus de 70 dB.

Notons que pour de telles performances la mesure s'avère délicate. Nous sommes tributaire du parasitage de l'environnement, de la qualité des raccordements,...

Là aussi le choix scrupuleux des composants porte ses fruits, ce résultat est d'autant plus éton-

nant qu'aucun câble blindé n'est utilisé pour le câblage.

#### Gain

L'étage RIAA possède un gain élevé de 36 dB, et l'étage linéaire de 20 dB. Cela permet de n'utiliser que l'étage RIAA lorsque la source possède un niveau élevé (préamplificateur Hiraga et cellule Denon DL 103) et si l'amplificateur offre une sensibilité d'entrée suffisante. Toutefois, l'impédance d'entrée de l'amplificateur doit être suffisamment élevée, car dans cette utilisation la sortie s'effectue sur le curseur des potentiomètres.

Dans le cas de l'utilisation de l'amplificateur Hiraga, on peut ainsi éviter d'avoir recours à l'étage linéaire.

La sensibilité d'entrée est de 1,8 mV pour 1 V en sortie linéaire (soit 180 mV en sortie RIAA). Pour 10 mV en entrée, on obtient 560 mV en sortie RIAA et 5,6 V en sortie linéaire.

# Vieilles recettes ou nouvelle cuisine pour nos alimentations

## 1. Une base théorique saine

*Héphaïstos*

*Si cela peut consoler les audiophiles, je leur dirais que les alimentations sont un problème dans toutes les réalisations électroniques, problème souvent méconnu, souvent sous-estimé, plus ou moins bien posé et plus ou moins résolu. Avec l'évolution de la technique, des solutions standards sont apparues et satisfont beaucoup de besoins, mais pas ceux des audiophiles.*

*Pourquoi ? Serait-ce pour le plaisir un peu vain d'être difficile ? Je ne le pense pas. En effet ces solutions passe-partout (l'équivalent du prêt-à-porter en électronique) correspondent à un problème moyen (moyenne des problèmes rencontrés) et il y a des cas où elles ne conviennent pas : charges complexes présentant des impédances négatives, ou devant être alimentées selon des lois particulières, par exemple (le prêt-à-porter ne convient pas à un bossu) ; il faut alors étudier des alimentations sur-mesure.*

*Le cas des audiophiles, que j'assimilerais plutôt à l'électronique de mesure de haute précision, me fait penser (dans mon analogie vestimentaire) à celui des dandys. A première vue le prêt-à-porter devrait leur convenir, mais celui-ci ne correspond pas à la perfection à laquelle ils aspirent, il leur faut donc du sur-mesure à eux aussi.*

Je vous propose d'examiner avec moi les problèmes posés par les alimentations des circuits des audiophiles. Je vais essayer de définir des critères électriques de qualité, puis nous décortiquerons les solutions standards pour com-

prendre les reproches qu'on peut leur faire. Dans la deuxième partie de cet article, il y aura des résultats de mesures correspondant aux critères ainsi définis, sur des alimentations réalisées selon les solutions standards et sur des

alimentations conçues pour satisfaire ces critères. Un test d'écoute subjective fait avec toutes ces alimentations alimentant un préamplificateur Sunsey Minimum permettra de valider ou d'infirmer les critères retenus.

## Analyse générale du problème

Partons des données élémentaires du problème : A quoi sert l'alimentation ? Son rôle est de fournir aux circuits l'énergie électrique dont ils ont besoin pour fonctionner et qu'il moduleront pour fournir des signaux en sortie.

Cette source d'énergie peut être assimilée à une source de tension ou une source de courant (figure 1).

De même que dans les problèmes de distribution d'énergie électrique où on cherche à mini-

interne des alimentations réelles n'est, hélas, pas nulle ; elle est en outre, complexe, elle varie en fonction de la fréquence et n'est pas totalement linéaire.

L'alimentation idéale n'est référencée à aucun potentiel. Les alimentations réelles sont souvent reliées à des potentiels précis, heureusement à travers des impédances de fortes valeurs. Comme les circuits alimentés se trouvent généralement dans le même cas, si on n'y prend pas garde, des courants de fuite peuvent se produire et perturber le fonctionnement des circuits (principalement

actifs ; à moins que ce point de polarisation n'ait des conséquences directes sur le gain ou la linéarité du montage, ce n'est pas bien grave. Bien que de tels montages soient à éviter car d'autres phénomènes (température, vieillissement des composants, par exemple) peuvent modifier le point de polarisation, je pense qu'il faut stabiliser au mieux cette valeur moyenne dans les alimentations de nos circuits, tout en étant bien conscient qu'il ne s'agit pas là d'un paramètre capital.

- Les variations rapides qui tombent dans la bande audio sont beaucoup plus gênantes. Examinons le cas de deux montages représentés en figure 2 et 3.

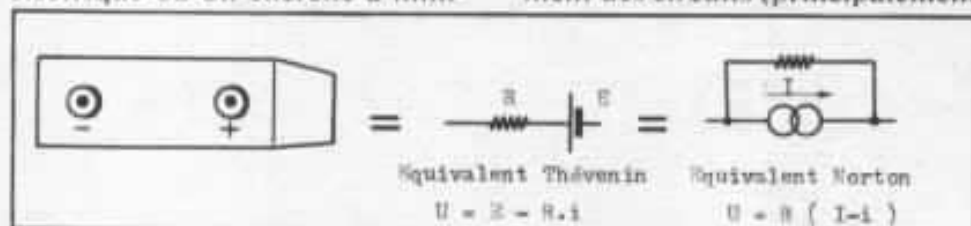


Fig. 1 : Les deux façons de considérer une source d'énergie électrique.

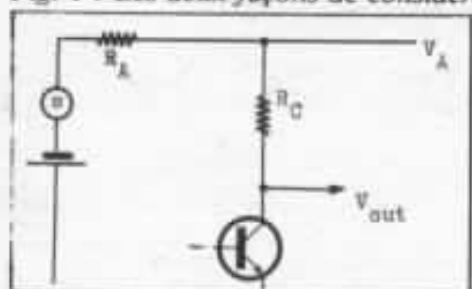


Fig. 2 : Montage amplificateur de tension (émetteur commun ou base commune) à un transistor).

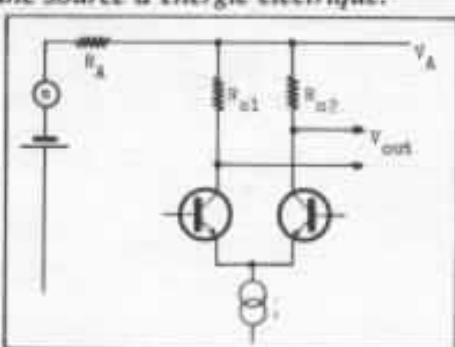


Fig. 3 : Montage différentiel.

miser R pour des questions de rendement, et où E est une valeur plus simplement mesurable que I, on a pris l'habitude dans les alimentations d'utiliser l'équivalent Thévenin. L'alimentation idéale est donc un pur générateur de tension sans résistance interne.

Les alimentations réelles ne sont malheureusement pas ainsi :

- La valeur du générateur de tension équivalent n'est pas fixe. A une valeur continue moyenne qui peut évoluer lentement en fonction de différents paramètres (température, variation du secteur, vieillissement, ...) se superposent des tensions alternatives (ronflements, résidus de filtrage, bruits, parasites).

- La valeur de la résistance

en y induisant des ronflements). Pour éviter ces phénomènes il faut prendre certaines précautions dans les circuits et dans l'alimentation, nous en reparlerons dans la seconde partie de cet article.

Quels sont les conséquences de ces imperfections dans les circuits des audiophiles ?

- Les variations lentes de la valeur moyenne du générateur de tension équivalent, n'ont généralement pas une grande importance contrairement à de nombreux autres circuits car les circuits audio ne traitent pas des signaux continus ou de très très basse fréquence. Ces variations lentes ne font que déplacer le point de polarisation de certains éléments

Dans le montage à un transistor, le signal parasites subit une division potentiométrique entre  $R_A + R_C$  et la résistance de sortie du transistor ; comme celle-ci est en général plus élevée, on retrouve une partie importante de s en sortie superposée au signal utile. Si dans l'étage suivant on n'utilise pas ce signal par rapport à la tension d'alimentation, le signal utile est pollué.

Dans le montage différentiel, si on utilise la sortie en différentiel, on est mieux protégé de s, si  $R_{c1} = R_{c2}$  ; ce qui est généralement le cas, sauf si on utilise un déséquilibre entre elles pour compenser la différence entre les  $V_{be}$  des transistors. Cette meilleure réjection des parasites d'alimentation est un des avantages des montages différentiels.

- La résistance interne de l'alimentation dans le cas de l'alimentation d'un seul étage introduit une légère erreur de gain, dans le cas du montage à un seul transistor. Ce n'est pas grave, surtout si le signal de sortie est défini par rapport à la tension d'alimentation. Ce qui est plus grave ce sont les non-linéarités de cette résistance qui peut introduire des distorsions.

Dans le cas de plusieurs étages alimentés ensemble, le signal de



sortie du premier étage commande souvent le courant du dernier étage avec un grand gain, et à cause de la résistance interne de l'alimentation on retrouve le signal sur la tension d'alimentation.

Cela produit une contre réaction parasite positive ou négative, donc des risques d'oscillations ou de phénomènes d'hystérésis (effet de bascule).

Pour limiter les effets on a l'habitude de découpler les tensions d'alimentation par des condensateurs ; cela rend ces phénomènes plus discrets et fonction de la fréquence ; dans certains cas on obtient des distortions apparaissant dans des conditions bien spéciales (forts signaux à des fréquences précises). Le découplage des tensions d'alimentations complique en outre la conception des alimentations, nous verrons plus loin pourquoi.

Pour nous résumer, je propose les critères de qualité suivants :

- **Tension alternative résiduelle la plus faible possible** dans tout la plage de courant que doit fournir l'alimentation. La composition spectrale de ces signaux parasites ayant une grande importance.

- **Résistance interne la plus faible possible.** La valeur de cette résistance étant examinée à toutes les fréquences.

*Remarque :* La réponse de l'alimentation à un échelon de courant est très représentative de l'impédance interne de l'alimentation en fonction de la fréquence. Les figures 4 et 5 donnent des exemples de réponse impulsionnelle non satisfaisante. La figure 6 donne un exemple plus sympathique.

- **Résistance interne la plus linéaire possible.** le taux de distortion d'une alimentation est une notion nouvelle que je crois riche d'avenir.

- **Valeur de la tension fournie assez stable.** Les réalisations de quelques alimentations, leurs

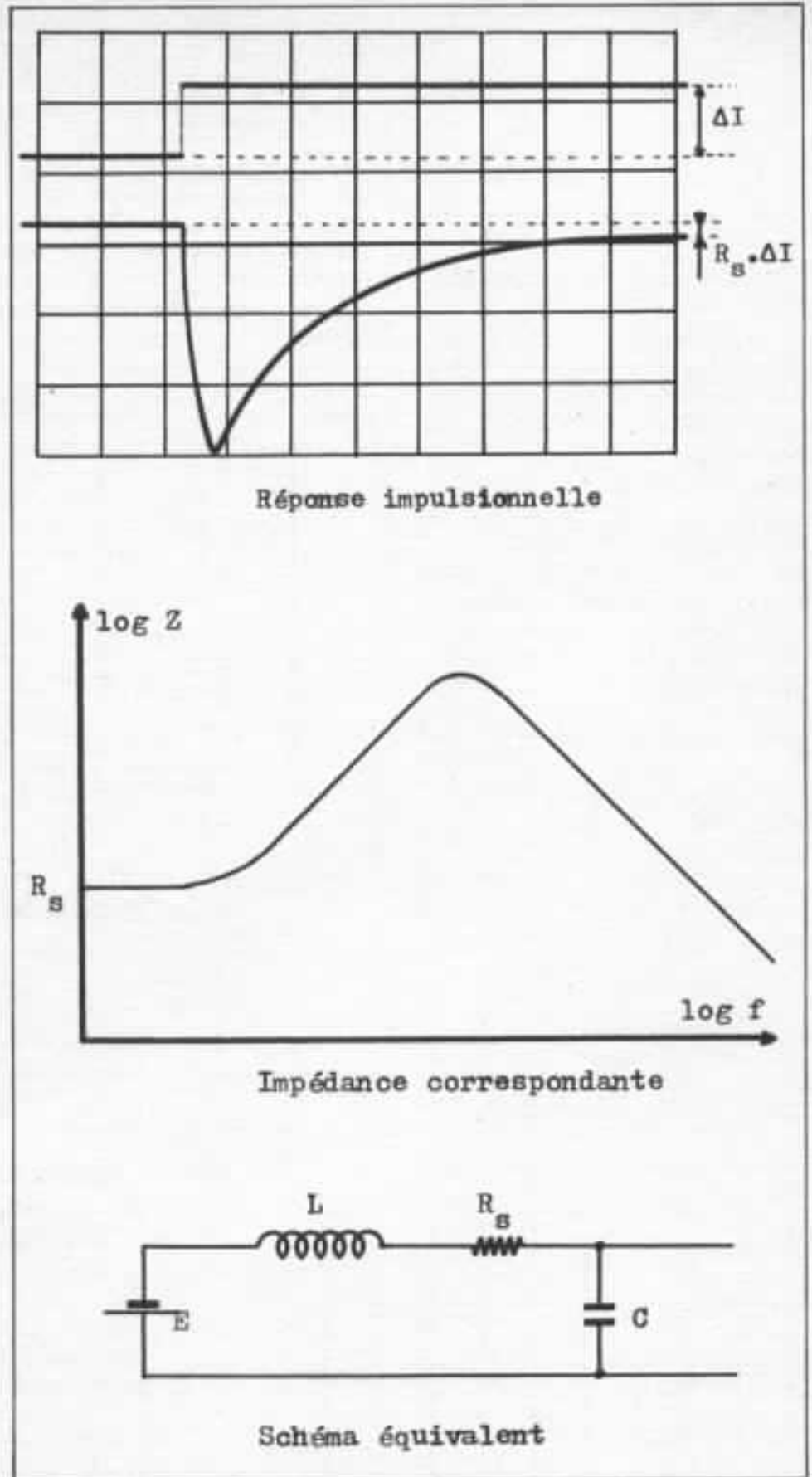


Fig. 4 : Réponse impulsionnelle de certaines alimentations.

mesures et des tests subjectifs comparatifs devraient permettre de chiffrer ces exigences.

Il faut comparer ces critères à ceux généralement retenus pour les alimentations :

- Stabilité de la tension de sortie
- Faible variation de la tension de sortie à vide et en charge : cela revient à spécifier la résistance en continu.
- Faible tension alternative à vide et en charge, cette tension étant mesurée en valeur crête-crête.

### Constitution des alimentations

- **Le transformateur** : Les problèmes posés par celui-ci sont à peu près les mêmes, circuits audiophiles ou pas : taille, poids, rendement, échauffement, bruit, isolation capacitive primaire-secondaire. Différentes technologies permettent de résoudre plus ou moins bien ces problèmes, mais à part l'isolation primaire-secondaire (obtenue par un ou deux écrans électrostatiques correctement relié à la masse) je pense que ces paramètres n'ont guère d'influence sur la qualité de l'alimentation.

- **Le redressement** (double alternance de préférence) peut utiliser des diodes de différentes technologies : diode silicium classiques, diode Schottky, diode rapide (parfois commercialisées sous l'appellation « audio »),... etc. Malgré le grand cas que font certains de tel ou tel type de diode, je ne pense pas que le choix d'une technologie particulière soit important. Si ce choix s'entend c'est qu'il y a

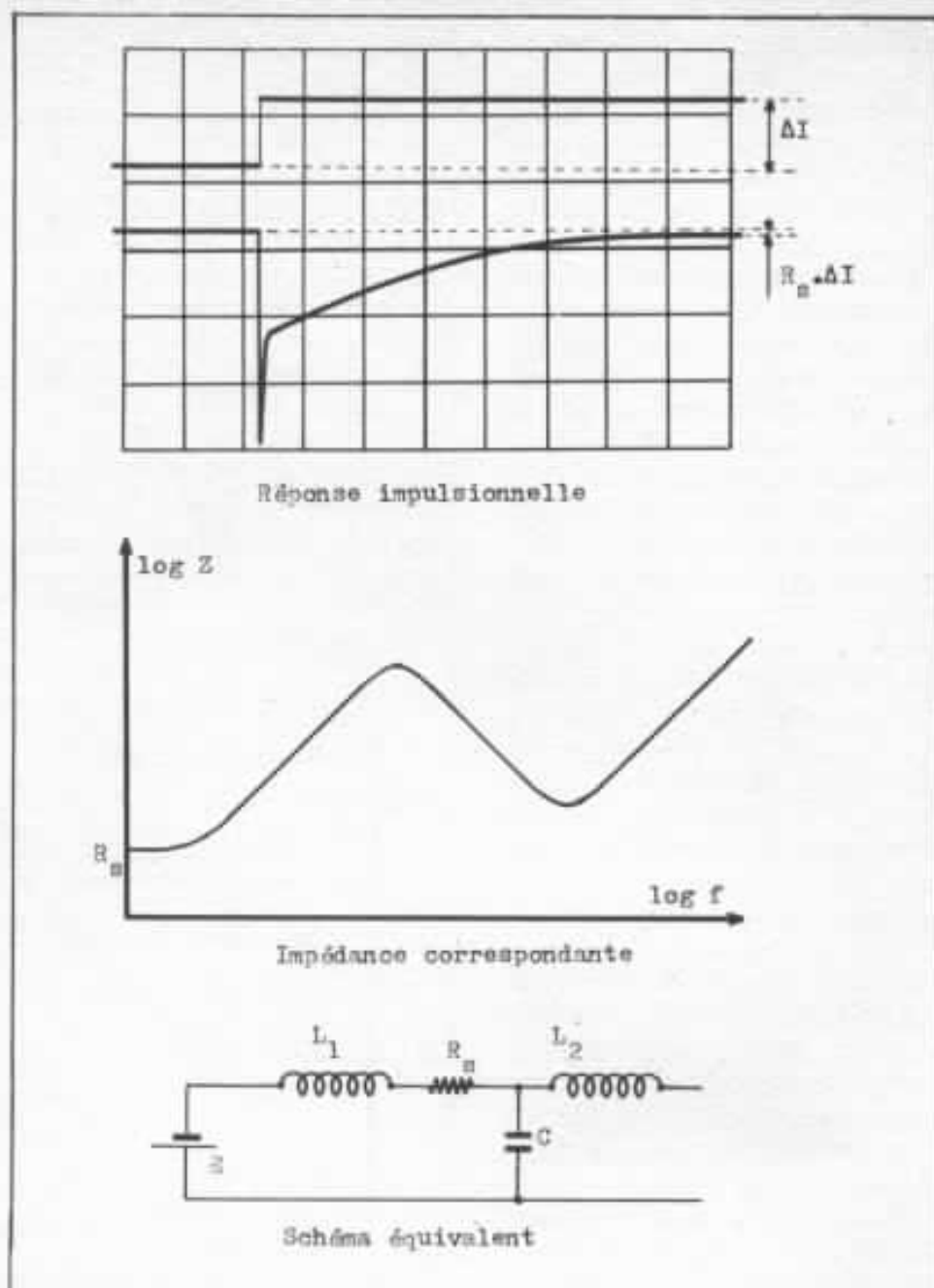


Fig. 5 : Réponse impulsionnelle de certaines alimentations.

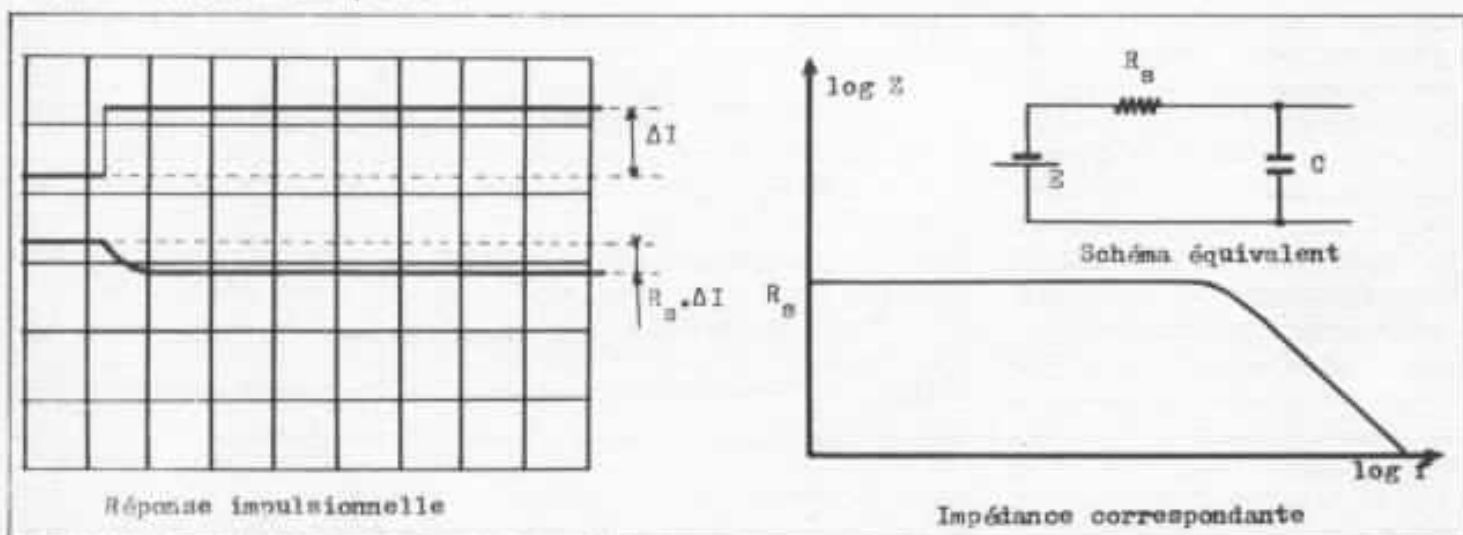


Fig. 6 : Réponse impulsionnelle plus

un problème grave dans l'alimentation (manque d'isolation entre le redressement et la sortie de l'alimentation pouvant être du à un mauvais câblage ou à une mauvaise régulation).

- **Le filtrage** destiné initialement à emmagasiner de l'énergie entre les alternances du monophasé. Généralement on préfère la configuration capacité en tête, car la configuration self en tête se prête mal aux consommations variables (figure 7).

- **Stabilisation ou pas ?** C'est une question fondamentale, et suivant la façon dont répond le concepteur d'alimentation, il choisit entre deux voies divergentes. Certains audiophiles ayant tâté de l'alimentation régulée, ayant constaté des défauts auxquels il n'ont pu remédier, ont cru que celle-ci

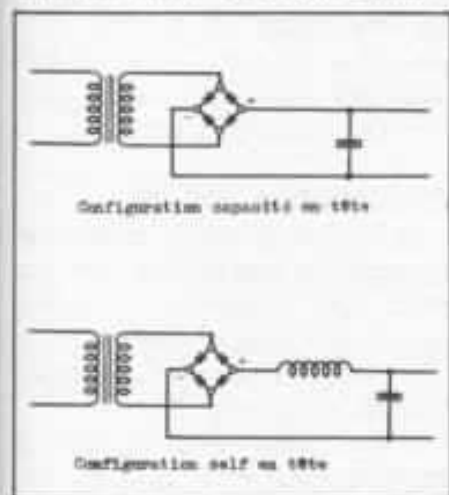


Fig. 7 : Les deux façons de filtrer la tension redressée.

était condamnée à jamais pour les circuits audiophiles ; je pense que les deux solutions sont possibles, mais il faut les examiner dans le contexte audiophile, la recherche d'une qualité extrême, conduisant alors à des contraintes différentes. Regardons le problème à travers ces deux solutions.

### Alimentation non régulée

Je ne parlerai ici que des alimentations composées d'éléments passifs, il a existé des montages hybrides (voir figure

8), mais ces « filtres électroniques » n'ont que des inconvénients par rapport à la première génération d'alimentation stabilisée.

Comment l'alimentation non régulée élimine-t-elle tous les signaux alternatifs qu'il y a sur la capacité de filtrage ? Par des filtres LC ou RC. Le filtre RC fait perdre de la puissance sur le courant fourni par l'alimentation. Le filtre LC peut paraître plus séduisant, mais si on veut obte-

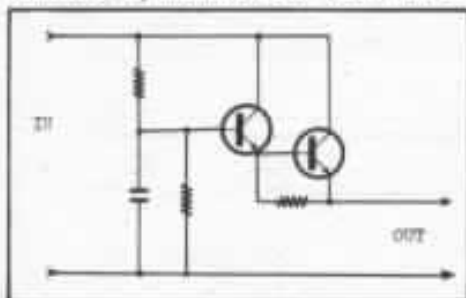


Fig. 8 : Filtre d'alimentation électronique.

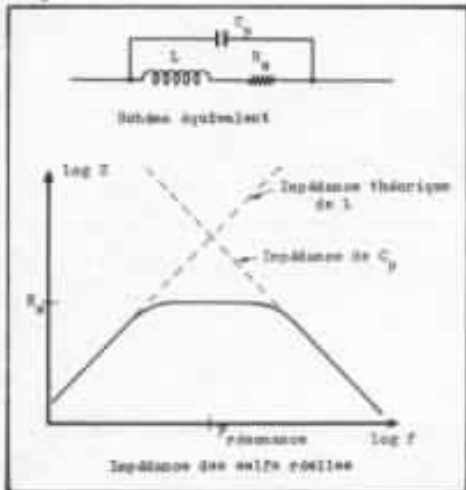


Fig. 9 : Limites technologiques des selfs réelles.

nir les fortes valeurs nécessaires pour filtrer les fréquences les plus basses on se heurte aux limites technologiques (voir figure 9) et on ne filtre plus les fréquences élevées. Pour remédier à ce défaut on peut utiliser un matériau magnétique : fer ou ferrite ; cela limite ce problème, aux dépens de la linéarité (cela n'a pas d'importance ici, puisqu'on cherche à éliminer les signaux qui seraient distordus) mais comme cela ne résoud pas tout, il est bon de mettre en série deux selfs : l'une pour les fréquences

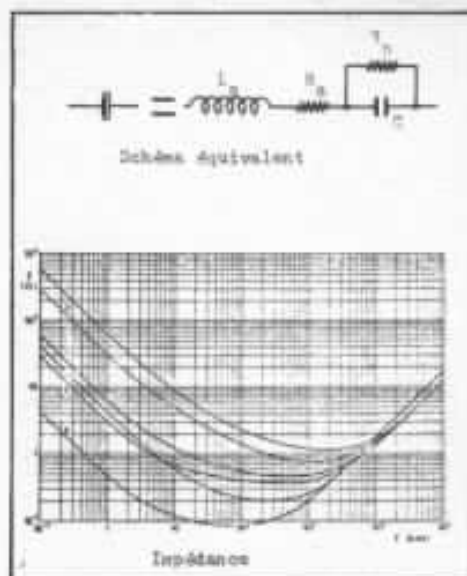


Fig. 10 : Limites technologiques des condensateurs électrochimiques. Noter le même comportement aux fréquences élevées pour des valeurs différentes : courbe 1 = 2,2  $\mu$ F, 2 = 4,7  $\mu$ F, 3 = 22  $\mu$ F, 4 et 5 = 47  $\mu$ F, 6 = 330  $\mu$ F.

basses et l'autre pour les fréquences élevées.

Les selfs que l'on est amené à utiliser sont encombrantes et coûteuses, c'est pourquoi, malgré une infériorité théorique, on préfère souvent les filtres RC.

Ils ne sont pas sans problèmes : les condensateurs de forte valeur (du type électrochimique) ont eux aussi des limites technologiques. On voit sur la figure 10, que la self série devient prédominante à partir d'une certaine fréquence et qu'il ne sert à rien d'augmenter la valeur du condensateur. Pour limiter ce phénomène, on a l'habitude de mettre en parallèle un condensateur de plus faible valeur, mais ayant un meilleur comportement aux fréquences élevées (voir figure 11). Toutefois l'efficacité des filtres étant limitée, au lieu d'augmenter inutilement la valeur du condensateur, on préfère empiler les cellules de filtrage (voir p. 25 de l'Audiophile n° 21). De nouvelles technologies de câblage interne des condensateurs électrochimiques, développées pour les alimentations à découpage sont fort inté-

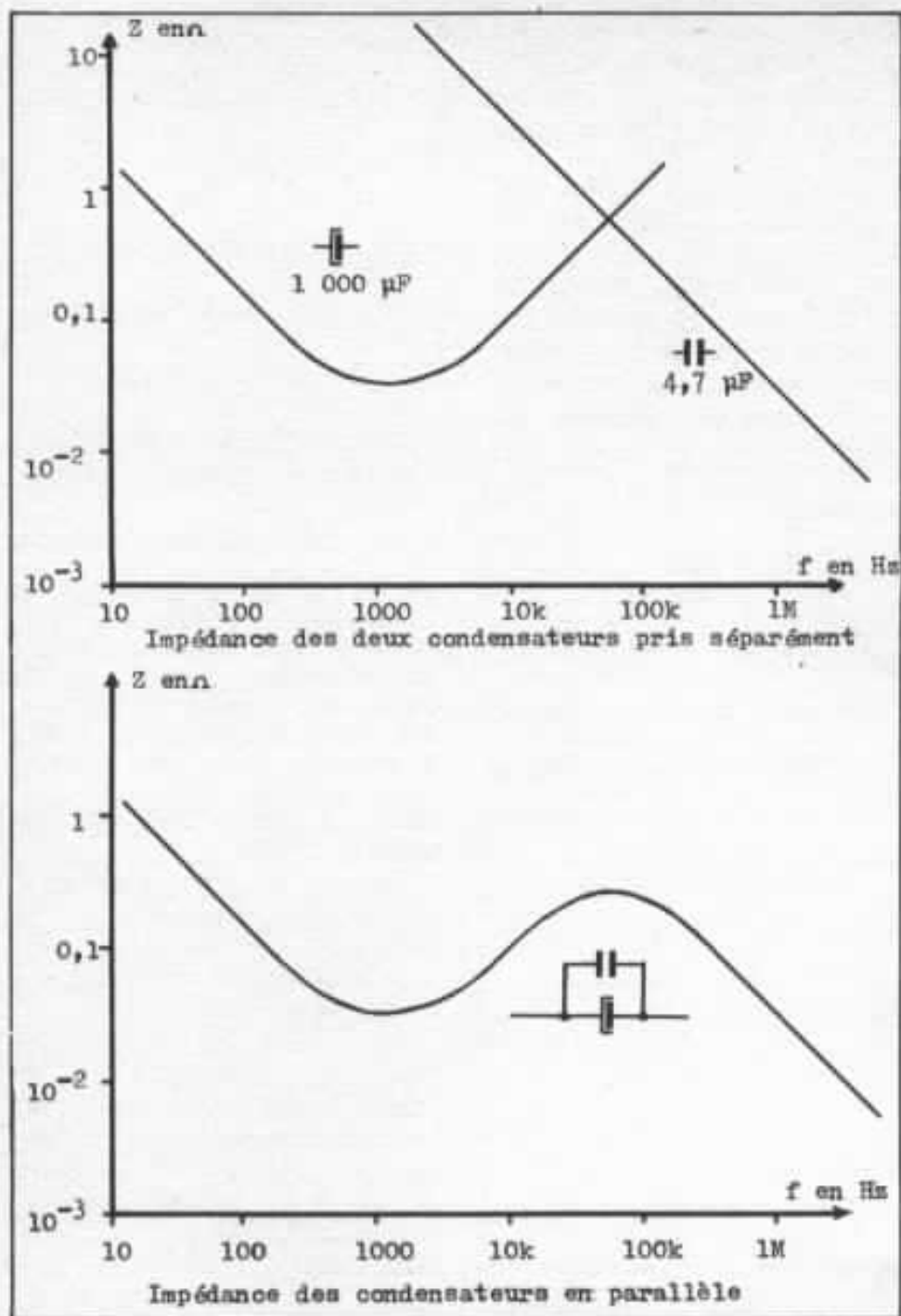


Fig. 11 : « Découplage » d'un condensateur électrochimique.

ressantes (voir figure 12). Les nouveaux condensateurs de très forte valeur, développés récemment au Japon (genre NEC), ne semblent pas convenir pour les alimentations audio, ils sont malheureusement affligés d'une résistance série importante (voir figure 13).

Pour réduire l'impédance de sortie des alimentations régulées, on utilise de fortes capacités, mais il y a un facteur qui pousse encore plus à l'empilage de condensateurs de forte valeur : la

non-linéarité des condensateurs électrochimiques ; celle-ci est due à la conduction ionique au sein de l'électrolyte (on retrouve ce phénomène dans les accumulateurs : pour les applications audiophiles, il faut aussi les surdimensionner). Les audiophiles connaissent déjà cette non-linéarité quand ils utilisent des condensateurs électrochimiques comme condensateur de liaison ; elle est alors très gênante bien que très peu de courant circule dans le condensateur. Dans une

alimentation où la tâche du condensateur est de fournir du courant, c'est pire encore et je ne suis pas surpris que pour alimenter le préamplificateur S.R.P.P. certains dans la recherche d'une qualité extrême utilise l'équivalent de 6 000  $\mu\text{F}/500\text{ V}$  (cf. l'Audiophile n° 2). L'énergie ainsi accumulée est colossale : 500 joules (pour fournir environ deux fois 5  $\mu\text{W}$  !) de quoi tuer un cheval !

Je ne sais pas s'il faut voir dans le danger que représente une telle alimentation un facteur de sélection naturelle favorisant les audiophiles partisans de transistors et des alimentations régulées (on peut en limiter la valeur du courant fourni), mais on constate que de tourner le dos aux alimentations régulées coûte très cher en volume, en poids et en prix des composants, quand on recherche la qualité, c'est pourquoi il serait bon de bien regarder les alimentations réguliées avant de les rejeter.

### Alimentation régulée

Je crois que pour bien comprendre les problèmes que peut poser une alimentation stabilisée, il faut prendre ceux-ci par le bon bout : une alimentation régulée, c'est quoi ?

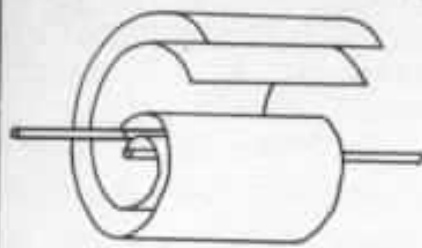
C'est tout simplement un amplificateur qui amplifie une tension de référence, qui possède un boucle de contre-réaction et qui est alimenté par une tension très perturbée : la tension d'entrée de l'alimentation (figure 14).

Pour bien comprendre les problèmes des alimentations stabilisées il faut bien comprendre ceux des boucles de contre-réaction :

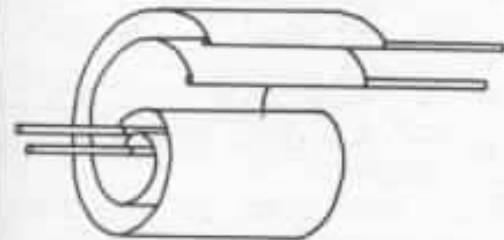
### Rappel sur les boucles

Je prie ceux qui sont familiers avec ces notions de m'excuser pour ces rappels, mais c'est là qu'est le cœur du problème.

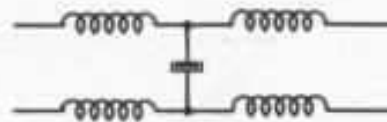
Soit un amplificateur de gain  $A$ , à l'entrée duquel on renvoie



Cablage traditionnel des condensateurs électrochimiques



Cablage 4 fils mieux adapté au filtrage



Cablage minimisant la résistance et la self série

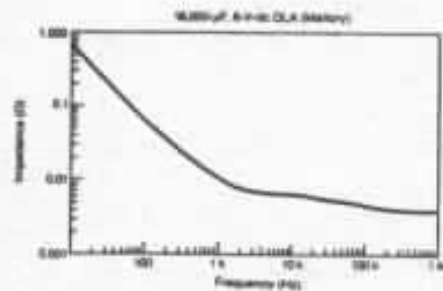


Fig. 12 : Les nouvelles techniques de câblage des condensateurs électrochimiques.

une partie du signal de sortie (figure 15).

$$V = \varepsilon \cdot A$$

$$\varepsilon = v - V \cdot \beta = \frac{V}{A}$$

$$v = \frac{V}{A} + \beta \cdot V$$

Donc le gain G vaut :

$$G = \frac{v}{V} = \frac{1}{\beta} \frac{1}{\frac{1}{A}} = \frac{1}{\beta} \times \frac{1}{1 + \frac{1}{\beta \cdot A}}$$

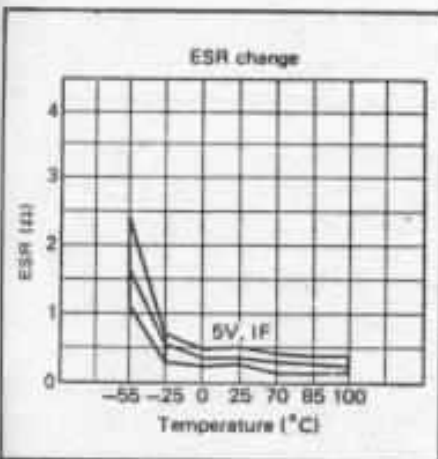


Fig. 13 : Résistance série (ESR = equivalent series resistance) des nouveaux condensateurs de forte valeur.

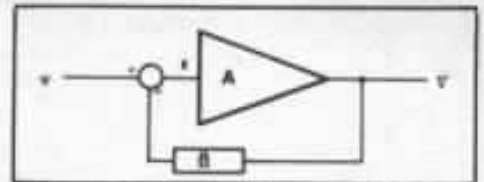


Figure 15 : Amplificateur contre-réactionné.

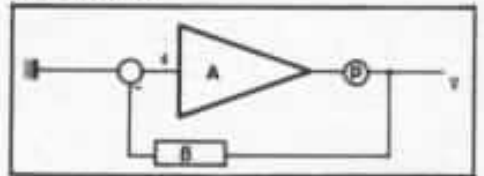


Fig. 16 : Effet d'une perturbation p, sur un amplificateur contre-réactionné.

Donc si  $\beta A$  est très grand,

$$G = \frac{1}{\beta}$$

Si une perturbation p apparaît dans la boucle (figure 16), celle-ci réagit. Sa réaction se superpose au signal de sortie ; on peut la calculer en l'absence de signal en application du théorème de superposition des états électriques :

$$\text{On a : } V = A \cdot \varepsilon + p \text{ et } \varepsilon = -\beta \cdot V$$

$$V = -A \cdot \beta \cdot V + p$$

$$\text{donc } V = \frac{p}{1 + \beta \cdot A} = \frac{p}{1 + T}$$

si on pose  $T = \beta \cdot A$ .

On voit que la contre-réaction réduit les signaux parasites en les divisant par  $1 + T$ . Ces signaux parasites peuvent être des perturbations d'entrée, se glissant,

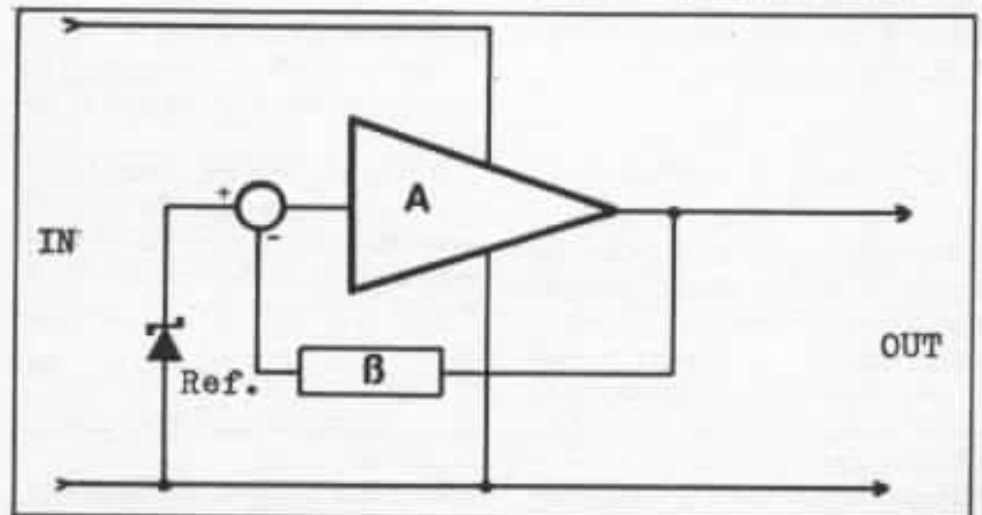


Fig. 14 : Alimentation régulée : principe de base.

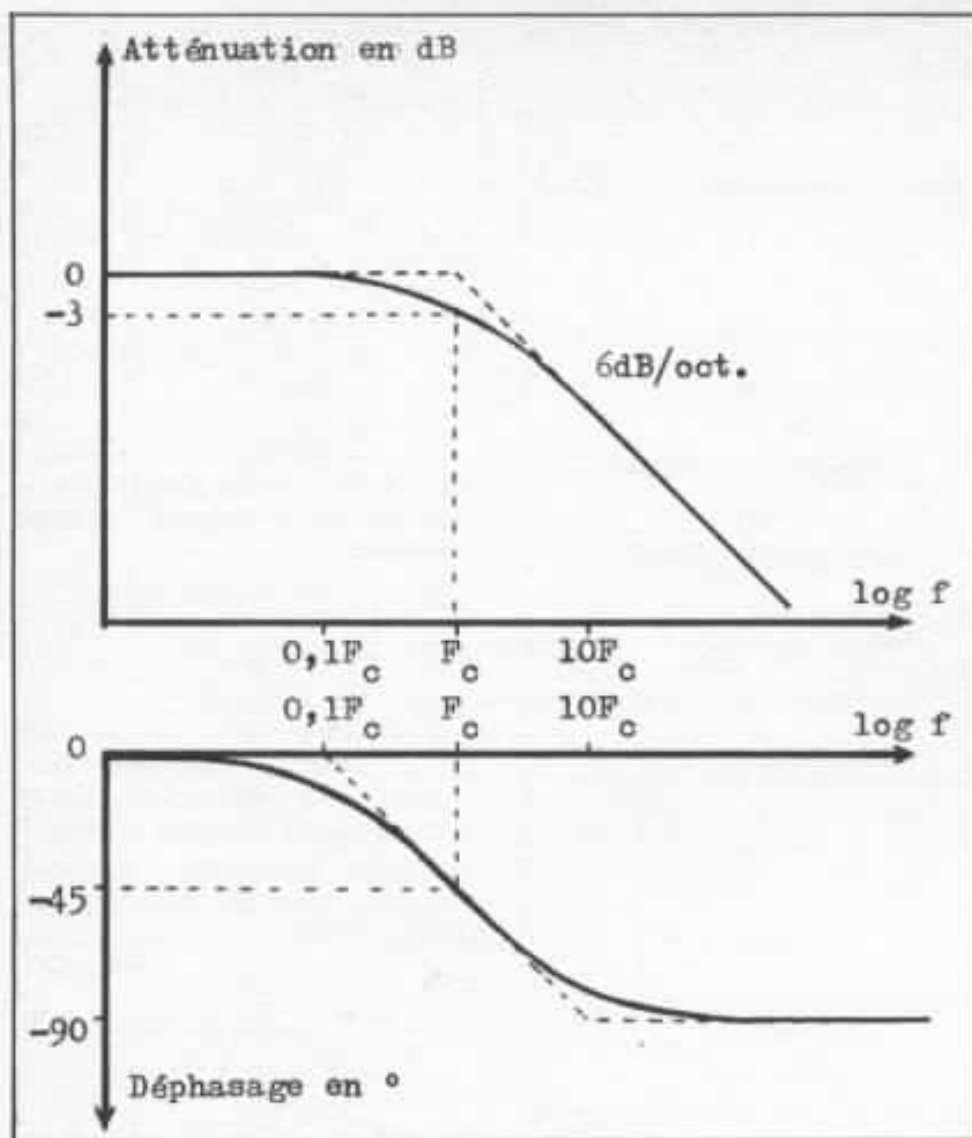


Fig. 17 : Atténuation et déphasage introduit par un filtre RC ; Noter l'usage des échelles logarithmiques (largement utilisées dans cet article) qui transforment des courbes compliquées en hyperboles qu'on assimile à leurs asymptotes.

comme nous l'avons vu plus haut, dans les circuits de l'alimentation, ou une chute de tension provoquée dans la résistance de sortie  $R_s$  par le courant débité par l'alimentation  $I$  :

$$p = R_s I$$

$$V = \frac{R_s I}{1 + T} = \frac{R_s}{1 + T} I$$

On voit que la boucle de contre-réaction divise l'impédance de sortie par  $1 + T$ . Il faut donc que  $1 + T$  soit le plus grand possible. Malheureusement  $T$  est fonction de la fréquence, car  $A$  est limité en fréquence. Il y a dans l'amplificateur des coupures de bande (voir figure 18), ces coupures ont le

même effet qu'un filtre RC : une atténuation de 6 dB par octave à partir de  $F_c = \frac{1}{2\pi RC}$  et un déphasage qui tend vers  $90^\circ$  (cela se retrouve très rapidement avec les équations électriques) (voir figure 17).

Revenons à notre amplificateur (voir figure 18) de gain  $A_0$  avec ses trois fréquences de coupure  $F_{c1}$ ,  $F_{c2}$  et  $F_{c3}$ . Si nous voulons le reboucler avec un gain de  $\frac{1}{\beta_1}$ , nous voyons pour  $T_1$  une seule coupure  $F_{c1}$ , il n'y a pas de problème.

Si nous voulons le reboucler avec un gain de  $\frac{1}{\beta_2}$ , nous voyons

que  $T_2$  présente deux coupures  $F_{c1}$  et  $F_{c2}$  : au-delà de  $F_{c2}$ ,  $T_2$  diminue de 12 dB par octave et le déphasage de  $T_2$  (celui de l'amplificateur et du réseau de contre-réaction correspondant à  $\frac{1}{\beta_2}$ ) tend vers  $180^\circ$ . Comme le rebouclage se fait en négatif (soit un déphasage de  $180^\circ$ ), on tend donc vers un rebouclage positif (rebouclage en phase) : la valeur du gain tend alors vers l'infini, car son dénominateur tend vers 0. L'amplificateur se transforme en oscillateur plus ou moins amorti.

Pour éviter ces phénomènes (création ou amplification de signaux parasites) il faut éviter que  $T_2$  ne décroisse de 12 dB/octave ; pour cela il faut avancer la première coupure à  $F'_{c1}$ . Il est, en effet, plus simple de déplacer une coupure vers les fréquences basses (réduction de gain) que vers les fréquences hautes (augmentation de gain haute-fréquence) ; de plus, abaisser  $F_{c1}$  ne pose pas de problème particulier, alors que si on tente d'élever  $F_{c1}$ , on risque d'être gêné par la coupure suivante.

## Application des boucles aux alimentations

Dans les alimentations réglées on amplifie une tension de référence fournie par une diode régulatrice de tension (improprement appelée « diode Zener »). Comme la valeur de cette tension est du même ordre de grandeur que la tension de sortie,  $\frac{1}{\beta}$  est faible (entre 1 et 10). On reboucle donc une partie importante du gain de l'alimentation en boucle ouverte : c'est bien pour la réjection des signaux d'entrée de l'alimentation et pour abaisser la valeur de l'impédance de sortie, mais cela rend les problèmes de stabilité plus délicats à résoudre.

Dans les alimentations réglées il y a, en général, deux coupures dont il faut se préoccuper : une coupure interne  $F_{c1}$  et la

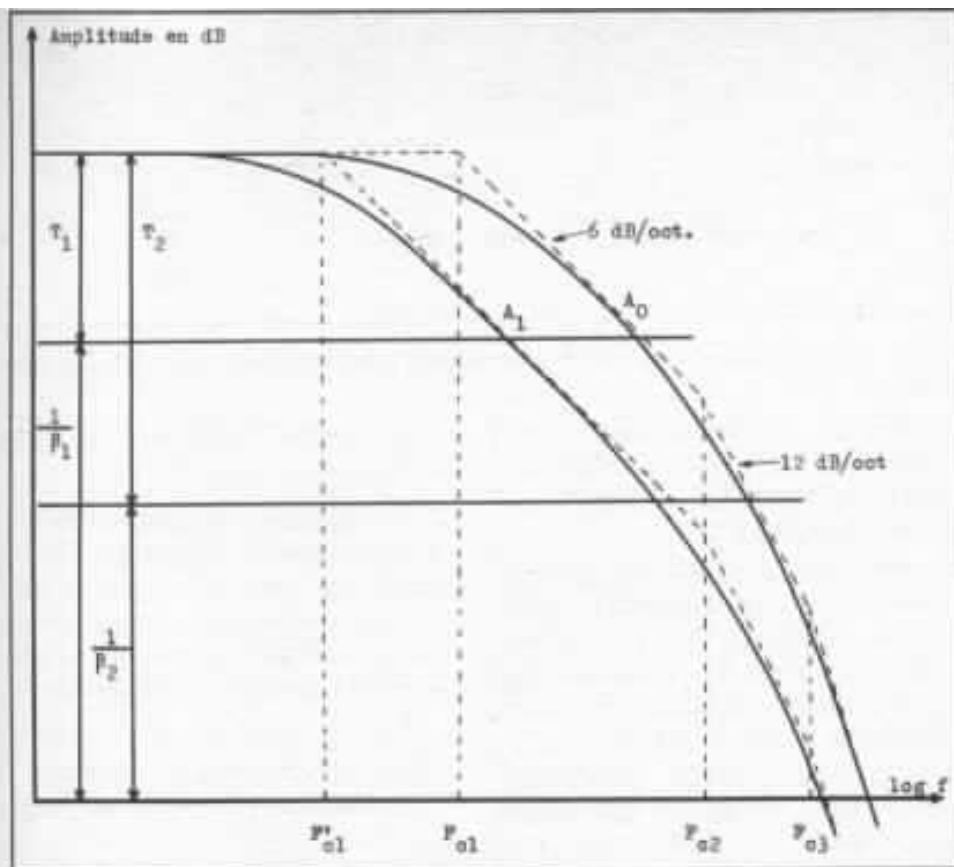


Fig. 18 : Problèmes de rebouclage d'une boucle de contre-réaction.

coupe de sortie  $F_{c2}$ . La coupe de sortie est due à la résistance de sortie (en boucle ouverte) et au condensateur de sortie de l'alimentation. Il faut donc que la première coupe ait réduit tout le gain, avant la seconde fréquence de coupe (voir figure 19).

Comme l'impédance de sortie est divisée par le gain rebouclé, on obtient pour celle-ci en boucle fermée une valeur qui évolue comme il est indiqué sur la figure 15. Cela correspond au schéma équivalent de la figure 16 et à une réponse impulsionnelle de l'alimentation voisine de celle de la figure 4.

Essayons de mettre des valeurs sur les courbes de la figure 19 : prenons comme valeurs pour l'impédance de sortie et pour le condensateur de sortie,  $1 \Omega$  et  $47 \mu F$  ; cela fait pour  $F_{c2}$  une valeur de  $3,4 \text{ kHz}$ . Pour éviter les phénomènes d'accrochage, on prendra pour  $F_0$  :  $500 \text{ Hz}$ .

L'impédance de sortie vaudra  $0,01 \Omega$  à  $5 \text{ Hz}$ ,  $0,1 \Omega$  à  $50 \text{ Hz}$ ,  $1 \Omega$  de  $500 \text{ Hz}$  à  $3,4 \text{ kHz}$ ,  $0,3 \Omega$  à

$10 \text{ kHz}$ . Les composants du schéma équivalent seront (fig. 20) :

$$C = 47 \mu F, R_p = 1 \Omega,$$

$L = 300 \mu H$  et  $R_s$  pourra être très faible si on donne beaucoup de gain continu à la boucle.

Voyons les réductions des parasites que nous apporte la boucle :  $\frac{1}{101}$  à  $5 \text{ Hz}$ ,  $\frac{1}{11}$  à  $50 \text{ Hz}$ ,  $\frac{1}{2}$  à  $500 \text{ Hz}$  et plus rien au-delà. Pour peu que l'alimentation utilise comme dernier étage amplificateur un circuit du type de celui de la figure 2, la principale réduction des parasites est due au filtre de sortie.

Tout cela n'est pas très encourageant pour les audiophiles qui sont très attentifs à ce qui se passe dans la bande audio. Pouvons-nous remédier aux défauts de notre alimentation stabilisée ? Il y a deux solutions pour déplacer la « bosse » de la courbe d'impédance de la figure 19 :

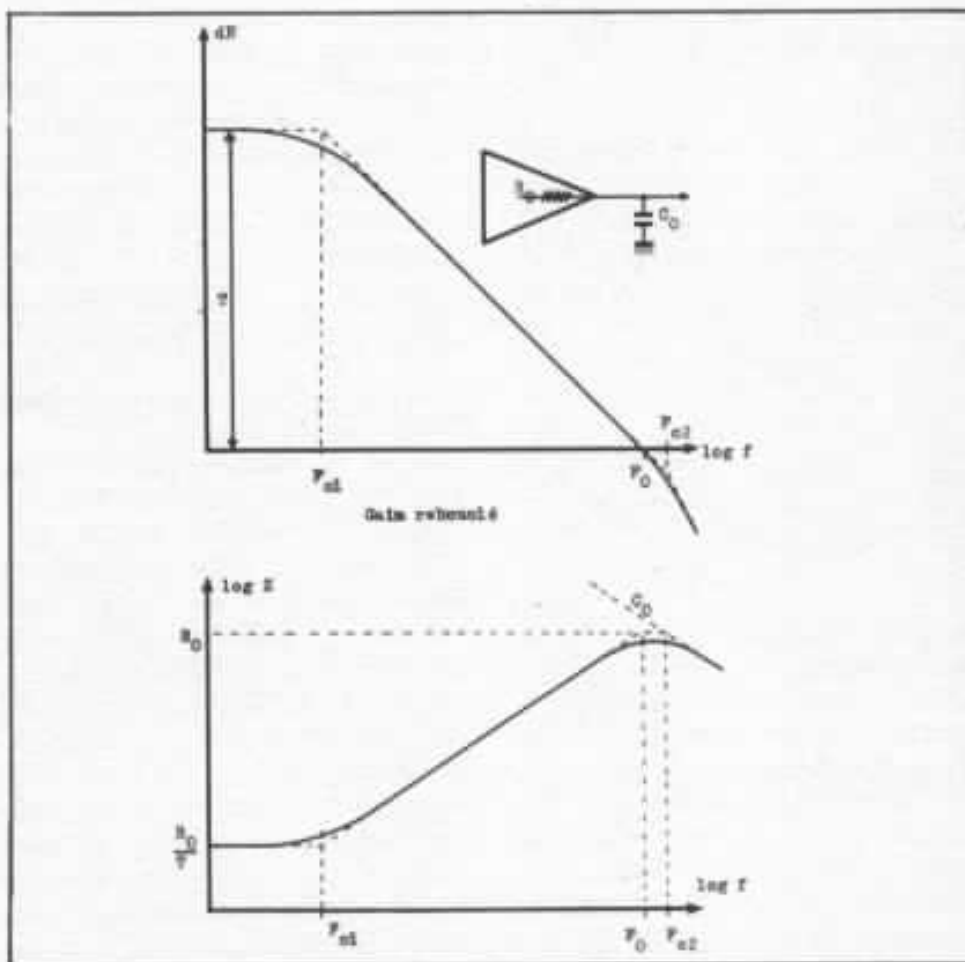


Fig. 19 : Rebouclage et impédance de sortie d'une alimentation régulée ordinaire.

— vers la droite en augmentant  $F_{C2}$  donc  $F_{C1}$  ; pour cela il faut diminuer la résistance  $R_0$  ou la capacité de sortie  $C_0$ . Comme nous le verrons dans les exemples pratiques il est difficile de réduire la résistance de sortie ( $1 \Omega$  est déjà une valeur faible), il faut donc réduire la capacité de sortie; mais on est limité par les condensateurs de découplage des circuits alimentés : généralement on donne à la capacité de sortie une valeur suffisamment importante pour que les condensateurs de découplage du montage soient négligeables et ne viennent pas perturber la boucle de l'alimentation en déplaçant  $F_{C2}$  vers les fréquences graves et en faisant osciller l'alimentation.

— Vers la gauche en abaissant  $F_{C2}$  ; pour cela il faut augmenter l'action du filtre de sortie et réduire l'action de la boucle, c'est ce que font en général les audiophiles qui cherchent à améliorer les alimentations stabilisées. Mais si on poursuit cette démarche dans la recherche de la qualité, on finit par « châtrer » complètement la boucle et par se retrouver avec une alimentation qui ressemble beaucoup à une alimentation non régulée.

On comprend alors les anathèmes que des audiophiles ont pu jeter sur les alimentations régulées : « Il ne faut pas en conclure pour autant qu'en poussant encore la mise au point, on pourrait aboutir à une alimentation régulée meilleure qu'une alimentation non régulée. C'est fondamentalement impossible » (l'Audiophile n° 11). « Le défaut le plus important d'une alimentation régulée serie est de ne pouvoir répondre quasi instantanément à une fluctuation. Il suffit pour cela de calculer la constante de temps du condensateur de sortie de ce genre de circuit, qui peut atteindre... la seconde » (l'Audiophile n° 7). « Dans du matériel de très haut de gamme destiné à des audiophiles incondi- tionnels, il faut généraliser

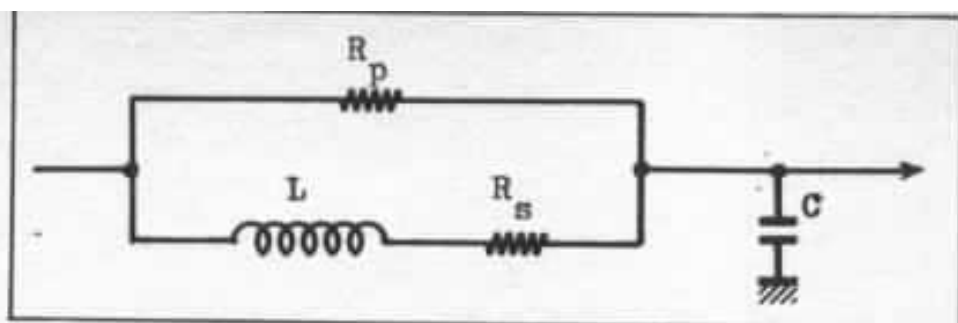


Fig. 20 : Impédance de sortie équivalente d'une alimentation régulée ordinaire.

l'emploi d'alimentations non régulées, mais alors attention au prix, au volume et au poids !... » (l'Audiophile n° 9).

Arrivés au point où nous en sommes, on peut craindre qu'ils aient raison, qu'il n'y a de qualité que dans les alimentations non régulées, et qu'il faille nous habituer à ces monstres « paléotechniques » mais insurpassables, étant donné les limitations théoriques que nous avons vues ensemble.

Eh bien ! NON ! Mille fois non ! Il y a pour les alimentations stabilisées une autre voix que cette impasse où nous ont entraînés ceux qui veulent faire des alimentations répondant aux critères de qualité habituels pour les alimentations que nous avons vus plus haut. La courbe d'impédance de la figure 19 ne les dérange pas : en ayant assez de gain en continu (vous savez combien c'est facile de nos jours, avec les circuits intégrés) ils peuvent obtenir des impédances de sortie en continu aussi faible qu'ils veulent :  $0,000001 \Omega$  par exemple avec 120 dB de gain rebouclé ; et si la constante de temps de leur boucle est telle qu'ils ne peuvent profiter de cette basse impédance qu'au bout de..... 30 minutes (!), cela ne semble pas les déranger. L'audiophile, lui par contre, se moque des réactions de son alimentation, si celles-ci arrivent après l'appel de courant du coup de cymbales ou de l'attaque de la note de clavecin. Il lui faut des alimentations qui sachent réagir rapidement plutôt que des ali-

mentations ayant des réactions importantes mais lentes.

Je propose donc des alimentations régulées d'un autre type : moins de gain en continu, mais un gain constant jusqu'au-delà de la première coupure : la coupure de sortie (voir la figure 20).

On voit tout de suite les avantages d'une telle conception : l'impédance de sortie est faible quelle que soit la fréquence, les parasites sont réduits de façon importante dans toute la bande ; on a intérêt à choisir  $F_{C1}$  au-delà de la bande audio, 40 kHz par exemple ( $R_0 = 1 \Omega$ ,  $C_0 = 4 \mu F$ ), avec un gain rebouclé de 60 dB, on aura une impédance de sortie de  $0,001 \Omega$  jusqu'à 40 MHz, une réduction des parasites qui franchiront les barrières du circuit d'alimentation de 60 dB. Tout cela est splendide, et on pourrait s'étonner que ce n'ait pas encore été fait plus tôt. C'est qu'il y a un petit inconvénient : il faut concevoir un amplificateur dans lequel on contrôle le gain et la phase au-delà de 40 MHz, ce n'est pas évident, mais c'est tout à fait à la portée des techniques d'amplification d'aujourd'hui. Pour cela il faut avoir les motivations et l'enthousiasme d'un audiophile et des connaissances en amplification vidéo. Toutes choses que n'ont pas toujours ceux qui font des alimentations.

Il est possible alors d'éviter les condensateurs électrochimiques et leurs défauts, car les condensateurs de sortie ont des valeurs plus raisonnables. Il est également préférable de réduire paral-



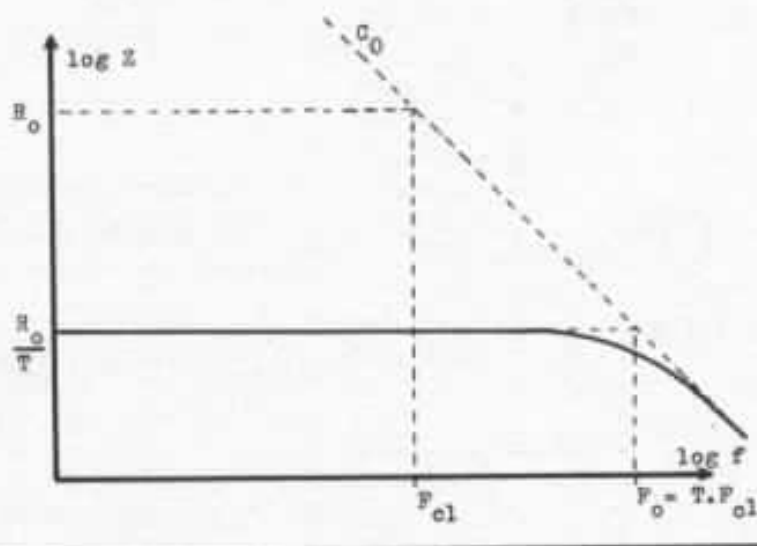
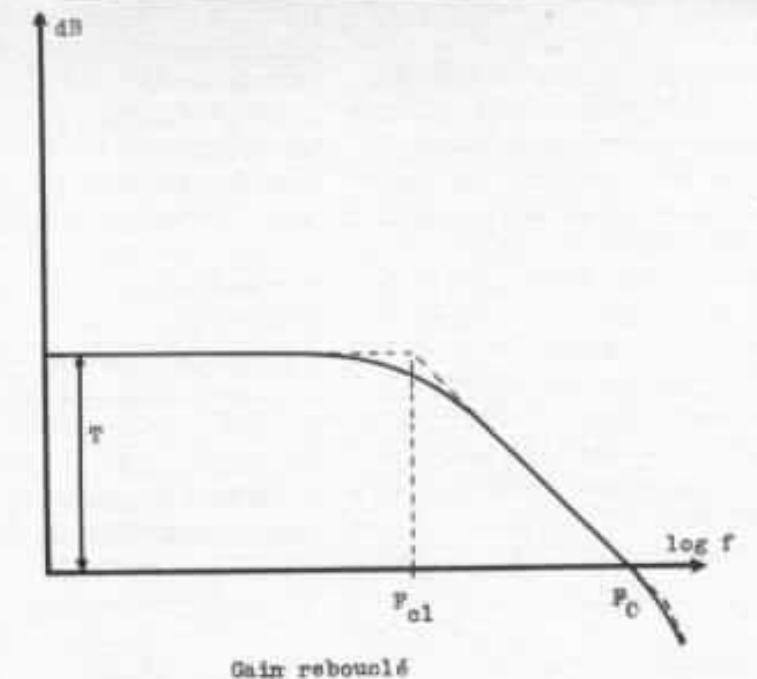


Fig. 21 : Rebouclage et impédance de sortie du nouveau type d'alimentation.

lèlement les condensateurs de découplage des circuits alimentés. Toutefois si ceux-ci avaient des valeurs qui ne soient pas négligeables devant  $C_0$ , ou même supérieures, cela déplacerait  $F_{C1}$  et dégraderait la réjection des parasites mais ne devrait pas menacer la stabilité de l'alimentation.

Sur une alimentation de ce type, on obtient la réponse impulsionnelle de la figure 6.

A présent, examinons quelques schémas d'alimentation afin de voir les reproches que l'on peut leur faire.

### Alimentation régulée de la première génération

Comme le montre la figure 22, ce type d'alimentation est très simple et semble échapper à ce qui a été dit plus haut. Il n'en est rien, la boucle existe et les deux transistors montés en Darlington, sont rebouclés avec un gain voisin de 1, en émetteur suiveur. Si on n'y prend pas garde le montage émetteur suiveur peut osciller pour les raisons que nous avons vues plus haut : il y a une coupure à l'entrée du transistor (fonction de résistance du circuit de base, de  $f_i$  et de  $C_{b0}$ ) et en sortie une coupure due au condensa-

teur et à l'impédance de sortie du transistor ( $\frac{1}{g_m}$ ). En général, cette sensibilité à l'oscillation n'apparaît pas, parce que  $f_i$  est faible et  $C_0$  important. On retrouve involontairement les alimentations que je préconise, mais dans une démarche différente : on réduit  $F_{C1}$  par augmentation de  $C_{out}$  jusqu'à ne plus être gêné par  $F_{C2}$ . Un autre inconvénient de cette alimentation : la résistance de sortie est fonction du courant de sortie ( $\frac{kT}{qI}$ ) est loin d'être linéaire.

Il n'y a pas, en outre, de limitation de courant pour protéger l'alimentation et les circuits alimentés.

### Alimentation de la seconde génération

L'alimentation de la seconde génération (figure 23) connaît beaucoup de variantes (montage différentiel ou non, charge active à la place de  $R_C$  pour augmenter le gain continu, etc.). La coupure interne peut être faite par un condensateur aux bornes de  $R_1$  ou de  $R_C$ , ou être due à un phénomène parasite (effet Miller par exemple) ou une limitation en bande d'un transistor auquel on demande beaucoup de gain. C'est un schéma riche en possibilité, on peut lui apporter beaucoup de raffinements (alimentation de la référence à partir d'une alimentation stable, d'un générateur de courant, bonne isolation de la sortie en boucle ouverte, résistance série en sortie du dernier transistor pour linéariser l'impédance en boucle ouverte et commander une limitation du courant de sortie (voir figure 24).

### Alimentation de la troisième génération

Elle utilise des circuits intégrés pour les circuits basse puissance et des transistors de puissance ; les circuits intégrés sont soit prévus pour cet usage :  $\mu A723$  (voir

figure 25), LM 105, LM 104, MC 1463, MC 1466, MC 1469, soit des amplificateurs opérationnels :  $\mu A$  709,  $\mu A$  741, LM 101 A.

L'alimentation Kanéda est un bon exemple des secondes (voir l'Audiophile n° 3). Elle nous est proposée dans deux versions (figure 26) :

$R_0 = 5,6 \Omega$ ,  $C_0 = 220 \mu F$ ,  
 $C_1 = 5 \text{ nF}$ ,  $R_1 = 1,5 \text{ k}\Omega$ ,  
 $C_2 = 200 \text{ pF}$ .

$R_0 = 5,6 \Omega$ ,  $C_0 = 47 \mu F$ ,  
 $C_1 = 1 \text{ nF}$ ,  $R_1 = 1,5 \text{ k}\Omega$ ,  
 $C_2 = 39 \text{ pF}$

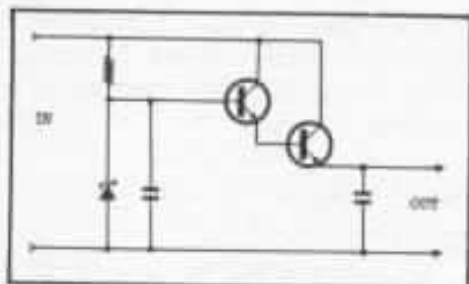


Fig. 22 : Principe des alimentations de la première génération.

La seconde plus rapide que la première. La coupure interne de l'alimentation est celle de l'amplificateur opérationnel (car les éléments extérieurs ne font que décadrer la tension de sortie, et apporter un gain en courant) que donne le constructeur (figure 27). L'alimentation devrait osciller à cause de la coupure de sortie (125 Hz et 600 Hz). Si elle ne le fait pas, c'est à cause des défauts des condensateurs électrochimiques que nous avons vus plus haut (mauvais comportement en haute fréquence). Cette alimentation doit être très sensible à des charges capacitives ( $< 30 \text{ nF}$ ,  $< 10 \text{ nF}$ ) non masquées par la self des interconnexions, et ne pas supporter de condensateurs de bonne qualité en sortie.

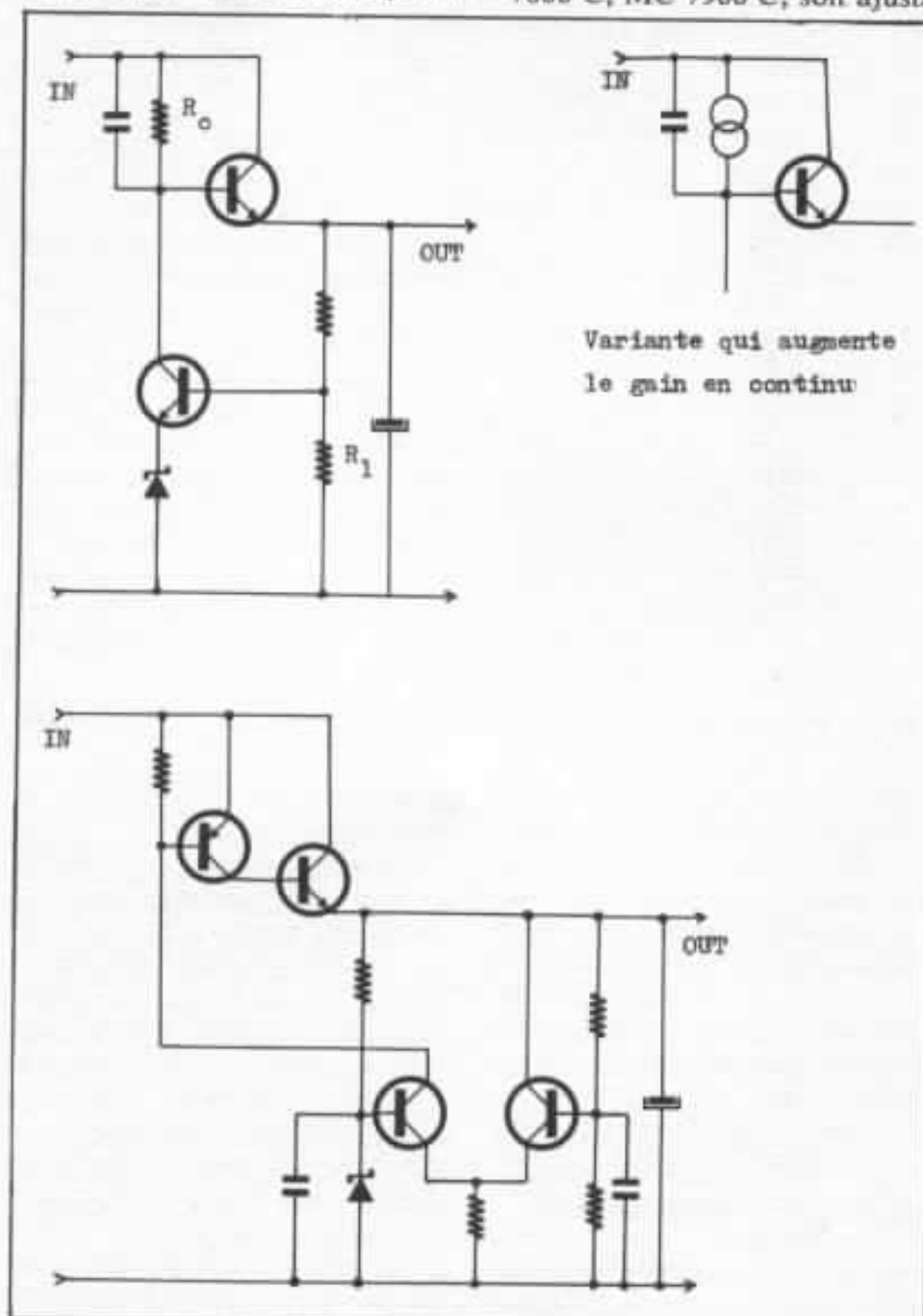
Les amplificateurs opérationnels intégrés, ayant tous des coupures internes ou externes ne permettent pas, comme nous l'avons vu plus haut, de faire des alimentations pour circuits audiophiles. Et j'espère que le

lecteur comprendra pourquoi les tentatives d'amélioration de l'alimentation Kanéda, décrites dans l'Audiophile n'ont abouti qu'à des solutions démesurées proches des alimentations non régulées dans lesquelles la boucle d'alimentation n'a pratiquement plus aucun rôle : elle y est si incapable d'atténuer les parasites d'entrée de l'alimentation, qu'il a fallu intercaler une régulation en courant et faire travailler l'alimentation en shunt. La configuration régulation shunt est en général plus défavorable que la

configuration série (voir figure 28), car la boucle doit compenser toutes les variations d'entrée et que la résistance série  $R_s$  transforme les variations de consommations en signaux qu'il faut atténuer (voir figure 29).

### Alimentation de la quatrième génération

Elle utilise les derniers progrès de l'intégration monolithique : le transistor de puissance de sortie est intégré ; elles sont soit fixes : LM 109, LM 120, LM 140, MC 7800 C, MC 7900 C, soit ajusta-



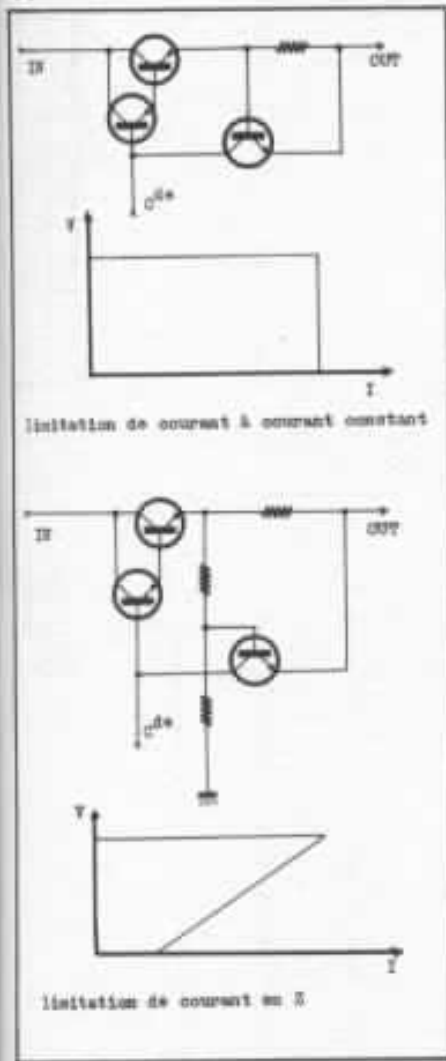
Variante qui augmente le gain en continu

Fig. 23 : Alimentation de la seconde génération.

bles : LM 117, LM 137, LM 138, LM 150. Elles représentent pour les alimentations classique un énorme progrès, car on obtient une alimentation régulée (voir figure 30) avec très peu de composants (gains de place, de prix, de fiabilité), malheureusement pour nous, elles ne conviennent pas pour les applications audiophiles (voir figure 31), toujours pour les mêmes raisons.

### Conclusion

Ce rapide survol des différents types d'alimentation sera com-



plété dans la seconde partie de cet article par des schémas précis et expliqués, des résultats de mesure correspondants et une expérimentation subjective.

J'espère que cet article n'a pas

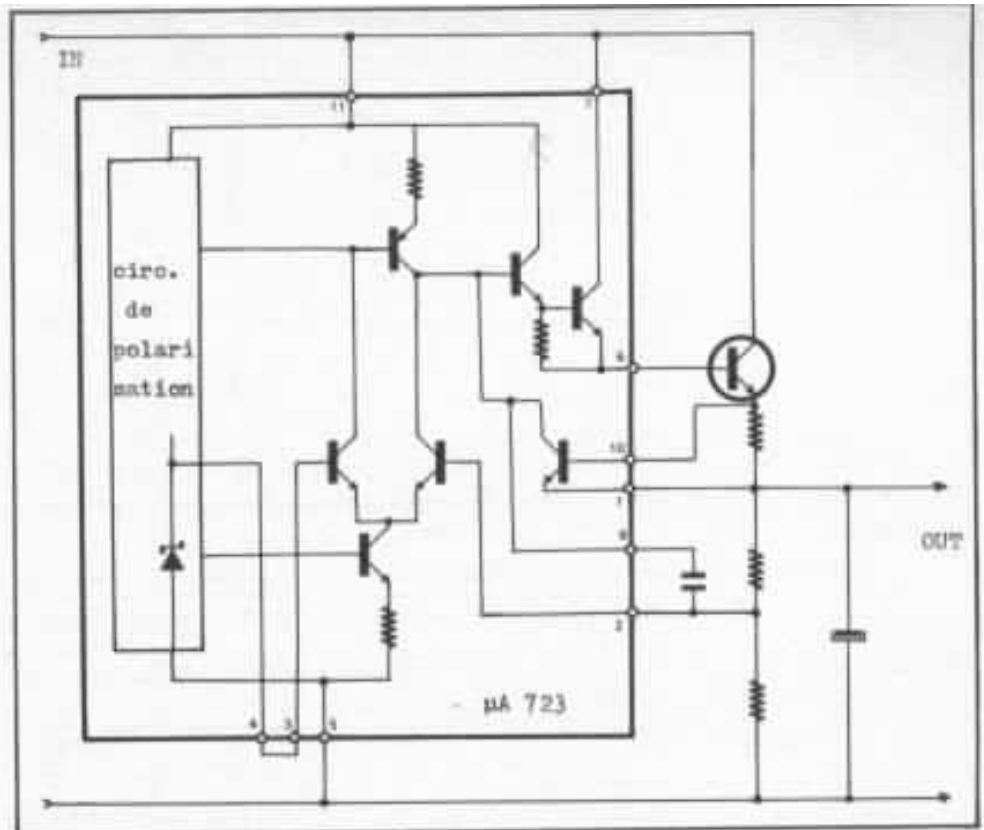


Fig. 25 : Alimentation régulée réalisée avec un  $\mu A$  723.

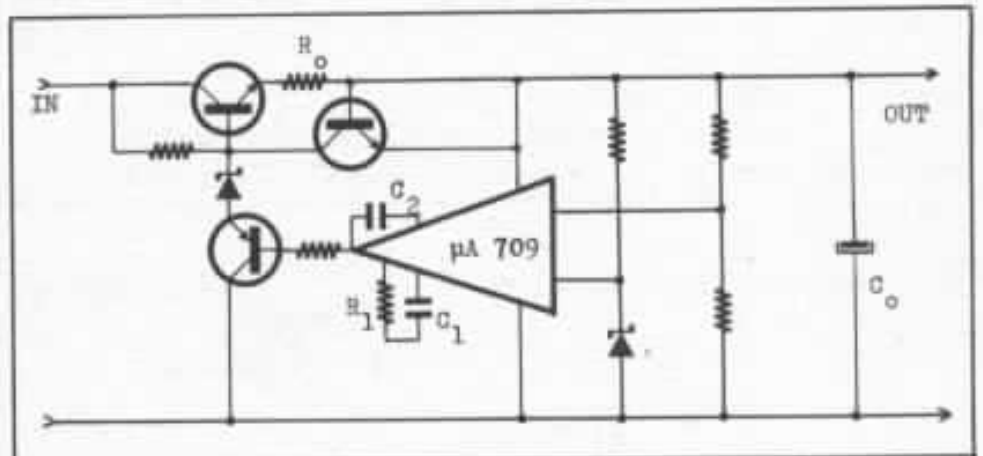


Fig. 26 : Alimentation Kanéda.

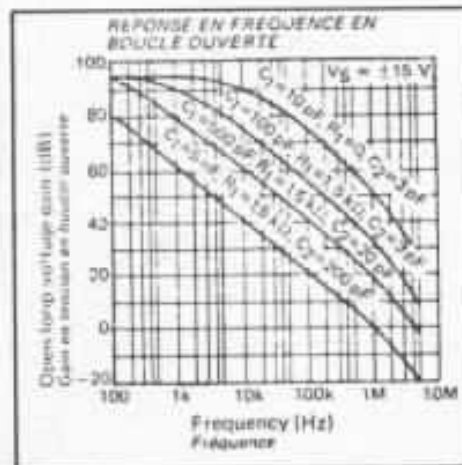


Fig. 27 : Gain en boucle ouverte du  $\mu A$  709.

semblé trop abstrait et que cette approche théorique du problème des alimentations a donné à certains un outil théorique pour mieux comprendre celles-ci. Il faut étudier simultanément un circuit audiophile et son alimentation, car les alimentations de laboratoire ont les défauts dénoncés plus haut et étudier un circuit sur mauvaise alimentation (du point de vue de l'audio-ophile) conduit généralement à l'alimenter par une mauvaise alimentation : il y a là un cercle vicieux à briser.

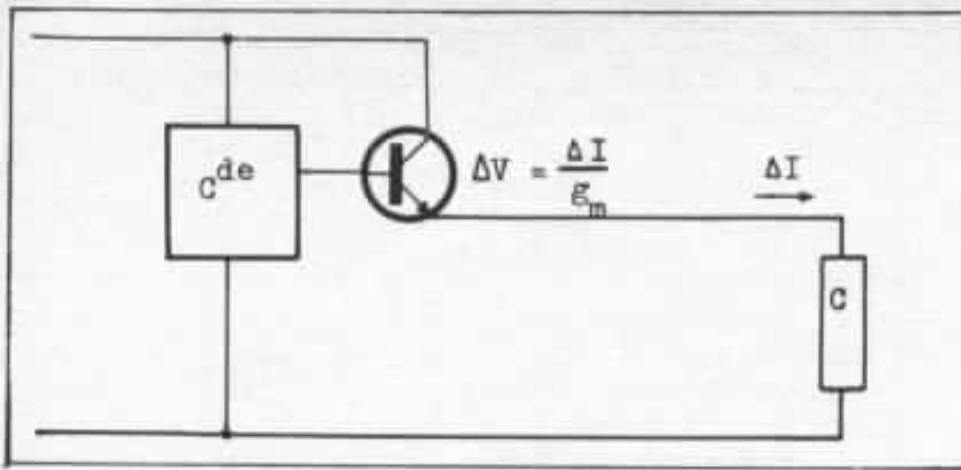


Fig. 28 : Réponse en boucle ouverte d'une alimentation série à une variation de charge.

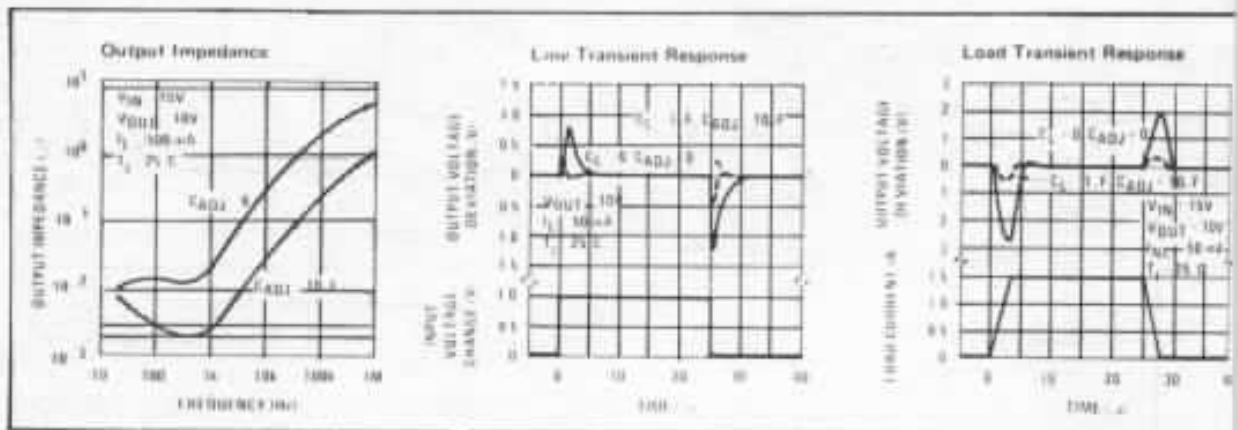


Fig. 31 : Caractéristiques de sortie de l'alimentation de la figure 30.

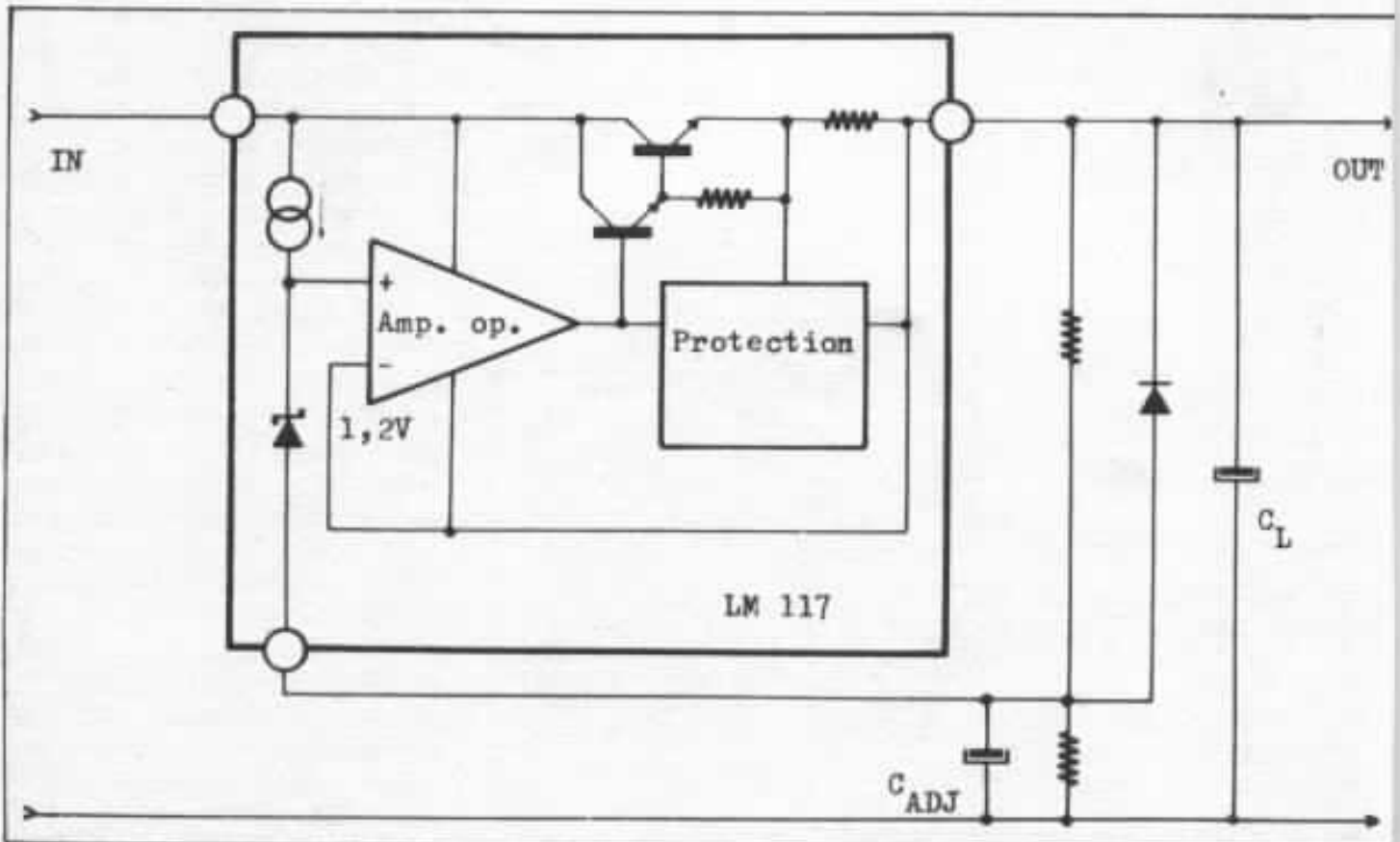


Fig. 30 : Alimentation régulée de la quatrième génération réalisée avec un LM 117.

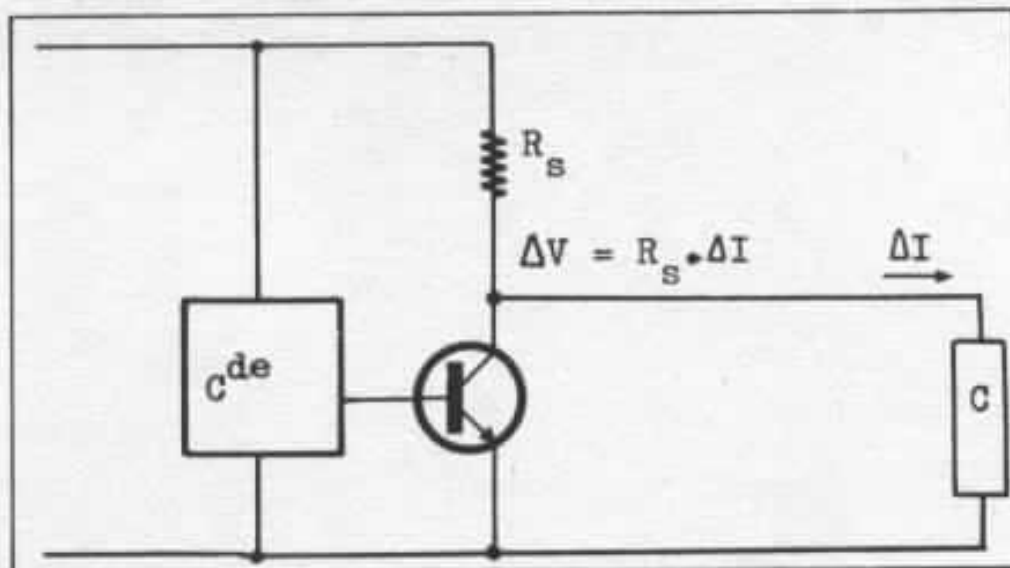


Fig. 29 : Réponse en boucle ouverte d'une alimentation shunt à une variation de charge.

Même si je suis persuadé qu'il est possible (à quel prix et dans quel volume ?) de réaliser une bonne alimentation régulée en utilisant la technique des lampes

à incandescence (technique du début du siècle basée sur l'augmentation de la résistance avec le courant), je crois qu'il est bon d'aller dans le sens de la techni-

que, tout en étant très prudent, en sachant ce que l'on veut et en se rappelant en permanence que le progrès des uns n'est pas le même que celui des autres.



**Page non  
disponible**

# Quelques réflexions sur les aventures d'un non-spécialiste

*Michel Treillet - Philippe Lienhard*

*Vous aimez la musique, la technique, vous n'appréciez guère les systèmes que l'on vous propose et pas du tout la manière dont ils vous sont proposés. Le remède est simple « Do it yourself », le problème étant le comment.*

*A recette simple cheminement complexe : tout commence par l'achat de l'Audiophile numéro 6 proposé par un revendeur en guise de documentation pour un amplificateur Meridian, l'achat des numéros 5, 7 et 8 suit peu après et avec cet achat la découverte bibliophile du préamplificateur Kanéda. La découverte auditive a lieu lors d'une écoute mémorable à l'hôtel Nikko, tout y était : système de haut-parleurs Onken complet avec caisson, médium à pavillon et tweeter, amplificateur 300B, préamplificateur Kanéda, platine Linn, bras Goldmund, cellule Koetsu. La suite va sans dire : c'était ÇA ou rien.*

Autant commencer par le préampli, d'où commande prudente du châssis et de quelques composants au Japon, 5 mois plus tard... horreur !!! ceux qui ont vu le splendide châssis du Nikko et ont reçu comme moi un boîtier avec face avant imprimée à petites fleurs me comprendront.

Echaudé, je décide de me fournir en France, là il a fallu que je me mette dans la tête que l'acheteur n'était pas là pour commander ce dont il avait envie ou plus simplement besoin, mais

pour acheter poliment ce que l'on avait envie de lui vendre. J'ai fini par acheter le circuit tout fait. La maison de l'Audiophile s'est ouverte depuis...

Cela me permet de donner une première information, si le réglage du Kanéda s'avère impossible, vérifiez si par hasard vous n'êtes pas l'heureux possesseur d'un circuit dont quelques résistances bien que marquées de la bonne valeur en font une autre très différente (par exemple résistance faisant 47 Kohms mais marquées 4,7 Kohms).

Cette réflexion est associée à une supplique à MM Hiraga et Chrétien : soyez plus explicites dans vos descriptions de montage, tous vos lecteurs ne sont pas électroniciens et un ronflement est si vite arrivé.

L'engin (il n'avait pas encore un aspect très sérieux) terminé, j'en fait profiter le coauteur de cet article, son préampli..... passe à la poubelle et une semaine après nous pouvons faire un concours de Kanéda.

Poursuivant notre aventure,

nous évitons très provisoirement le Taki et nous piquons droit sur le KT88 10 watts.

Premier essai rapide avec une demi-valise en aluminium en guise de châssis, un transformateur de sortie Millerieux (c'est beau, mais c'est cher !) transformateur d'alimentation et self de chez Cibot (pas très beaux, mais très bon marché eux !).

C'est très bon du premier coup. De plus c'est très facile à faire (attention quand même à vos doigts, rien à voir avec les 35 volts du Kaneda). Du coup, nous nous mettons au travail avec pour but de faire un beau châssis et un ampli mono aussi parfait que possible.

### Le châssis

S'il est facile de se procurer des boîtiers de formes et de qualités diverses (très diverses même) pour montage à transistor, il est par contre quasi impossible de trouver des châssis pouvant convenir à un amplificateur à tubes. Tout naturellement, on est conduit au cousu-main et les quelques indications qui suivent pour n'être pas exhaustives éviteront, nous l'espérons, bon nombre de tâtonnements.

En préalable une adresse à connaître : Weber métaux, rue de Poitou, la caverne d'Ali-Baba, pour celui qui veut aborder le travail du métal.

Le choix du métal est finalement simple : la tôle est difficile à travailler, l'aluminium et le duralumin conviennent bien à l'amateur, l'aluminium est plus tendre mais graisse les forêts, le duralumin plus dur se découpe très proprement. De plus et c'est probablement le plus important nous n'avons jamais eu de ronflement avec des châssis en aluminium et duralumin (notre cartesianisme nous fait admettre qu'il s'agit peut être d'une coïncidence, car nous l'avouons nous ne sommes pas allés jusqu'à construire un exemplaire tout tôle pour comparer).

Point très important : atten-

tion aux dimensions, ne faites pas trop compact, outre une réalisation délicate, les modifications ultérieures peuvent devenir impossibles. Le bloc mono présenté en photographie fait 27 cm en façade, 23 cm en profondeur, 6,5 cm de hauteur. Ces dimensions nous ont permis d'assembler le circuit tel qu'il est décrit dans le numéro 14 de l'Audio-ophile, mais interdit le passage de condensateurs plus conséquents (1000 microfarads en 450-500 volts mesurent 73 à 76 mm de diamètre, il faut compter en plus la place prise par le collier de serrage), ou même une alimentation

a) le poids permettant de combattre les vibrations.

b) la possibilité de tarauder sans trop de problème des pas de vis de 3 mm dans l'épaisseur (Attention l'impatience est l'ennemie du taraudeur, un taraud cassé reste dans son trou et il faut recommencer à côté).

Les plaques de dessus et de sous sont de 15/10<sup>e</sup> de mm, c'est effectivement faible, mais c'est la seule solution permettant la pose aisée de prise Cinch, en effet leur pas de vis mesure en général 3 mm de haut. De même si l'on veut utiliser les supports octals en stéatite sans boulot

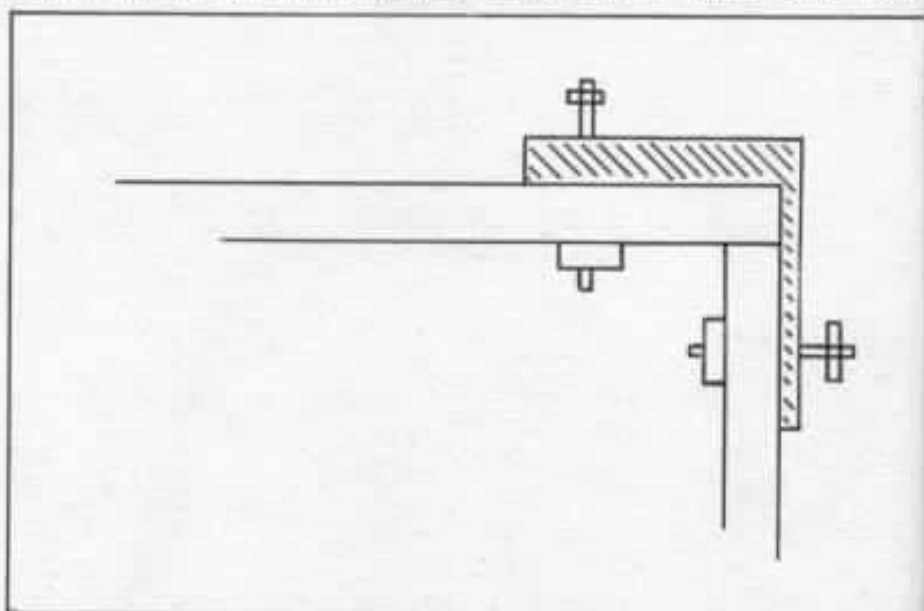


Fig. 1 : Exemple d'assemblage, le collage s'effectue à l'araldite lente, le maintien est assuré par une presse d'encadrement.

des filaments d'entrée en courant continu à cause de la présence de transformateurs d'entrée supplémentaires.

Nous proposons un schéma d'implantation plus au « large » qui devrait permettre sans problème d'envisager l'avenir sans pour cela entraîner de conflits domestiques : (façade 38 cm, profondeur 30 cm, la hauteur restant de 6,5 cm).

La confection elle-même peut se faire avec des plaques d'aluminium de 6 mm pour les côtés, la façade et l'arrière et en 15/10<sup>e</sup> pour les plaques de dessus et de dessous.

L'épaisseur des côtés présente plusieurs avantages :

nage en utilisant simplement les serre-clips, il ne faut pas dépasser cette épaisseur (cette dernière solution, si elle se justifie esthétiquement, se révèle à l'usage très malcommode et peu fiable : rien que de voir le serre-clips sauter et se promener au milieu du circuit véhiculant de la haute tension).

L'assemblage des plaques de 6 mm se fait à l'araldite lente, la colle cyanolite ne convient pas du tout (manque de résistance à cisaillement). Pour faciliter le collage des plaques, il est commode d'utiliser des serres joints d'encadreurs.

Le perçage de la plaque de dessus se fait avant assemblage



Trois outils facilitent considérablement cette opération.

a) Outil manuel permettant le perçage de trous de 16, 18, 20, 25 et 30 mm.

b) Fraise conique s'adaptant sur une perceuse et permettant d'ajuster exactement les dimensions des trous.

c) Outil réglable se fixant sur une perceuse pour les perçages supérieurs à 30 mm.

La finition peut se faire de trois façons :

1) Placage d'aluminium anodisé autocollant. Le résultat est bon, mais le travail est long, difficile lorsque la surface à plaquer

ble chez Paris Sport, bd Voltaire, 43).

Il est prudent de doubler la plaque de fond d'une plaque d'isolant destiné à réceptionner tout élément véhiculant de la haute tension et qui pourrait se déssouder, il est bon de percer cette plaque à fin d'aération.

### Les essais et les modifications apportées au circuit

Dans un premier temps, sans apporter de changements majeurs au circuit, tel qu'il est décrit dans le numéro 14 de l'Audiophile, nous avons effectué plusieurs tests de lampes.

à faible rendement (Perspectives MKIII).

D'emblée quelques remarques s'imposent :

- Influence considérable de la lampe d'entrée : ECC83 dans un premier temps. Il est frappant de découvrir des différences énormes dans un même lot de lampes, quelque soit leur prix. Deux solutions sont possibles :

- soit acheter un lot de E83CC (ou ECC 803S)

- soit acheter un lot de ECC83 ordinaires et effectuer le tri à l'oreille, on peut avoir de bonnes surprises.

- Quant à la lampe de puissance, nous n'avons tout d'abord, testé que deux exemplaires : une KT88 normale et une « Gold Lion ». Surprise la lampe normale était supérieure à la Gold Lion (ne faisons pas de statistiques sur deux cas...).

- Enfin après les lampes, nous avons modifié la valeur de la résistance R5, montée à 10 Kohms, l'ampli semble se libérer, en particulier sur les fortes dans l'aigu.

Malgré tout, persistent quelques petits défauts, plus facilement détectables sur des enceintes à bas rendement vu la faible puissance de cet amplificateur :

- Manque de définition dans le grave qui est un peu gonflé artificiellement.

- Médium légèrement confus, à revoir

- L'aigu est le plus satisfaisant.

Au total, le son apparaît un peu étriqué, semblant manquer de liberté, bien que le niveau général de qualité soit largement au dessus de la moyenne.

Nous nous remettons au travail et remplaçons les KT88 par des 6550 (pas de problème les brochages sont les mêmes). L'amélioration est immédiate, beaucoup de clarté générale, et si le grave est moins présent, il est par contre beaucoup plus naturel.

Puis nous essayons diverses

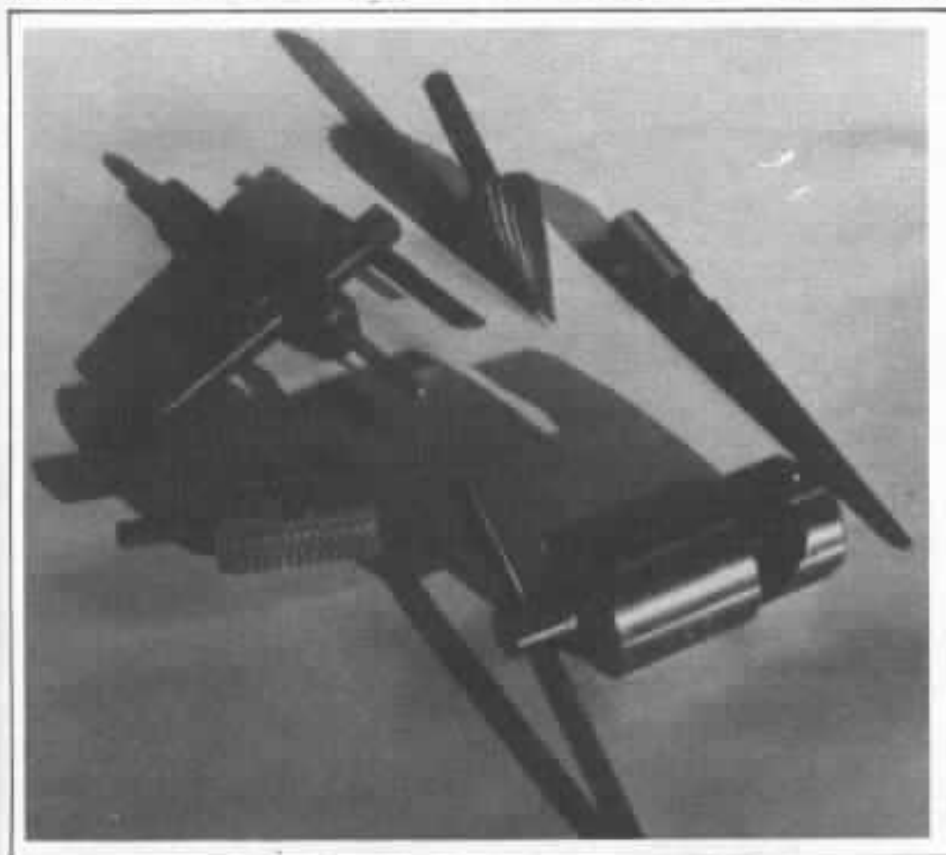


Fig. 2 : Quelques outils bien utiles pour la réalisation des châssis par l'amateur.

nécessite de plier le revêtement. De plus il est souhaitable de compléter la colle de l'autocollant, par de la colle néoprène. Ce type de revêtement est très fragile.

2) Peinture (genre bombe pour carrosserie) le résultat est très bon surtout si le séchage est fait au four.

3) Produit de bronzage d'armurerie (Aluminium Black disponible

Ceux-ci ont été réalisés par une écoute systématique le plus souvent en mono, sur une seule voie, d'un nombre limité de disques bien connus, chacun d'eux étant représentatif d'un phénomène bien précis. La plupart des essais ont été réalisés sur un système à haut rendement (caisson grave PR38 Audax, médium-aigu type Mahul), quelques essais ont toutefois été effectués sur enceintes

lampes d'entrée : ECC81, E81CC, ECC82, 12BH7A (toutes au même brochage) ; les conclusions sont les suivantes : les meilleures sont de loin les ECC81 et les 12BH7A, mais ces dernières ont nettement moins de gain que les ECC81 ou E81CC.

Avec les ECC81 l'ensemble du spectre est mieux tenu qu'avec les ECC83, ceci étant probablement dû à la résistance interne (9,4 Kohms) plus faible de la ECC81 par rapport à la ECC83 (62 Kohms). La ECC83 reste néanmoins très valable car l'amélioration s'effectue à un niveau de qualité déjà très appréciable.

La ECC82 a peu d'intérêt pour ce montage : moins définie, peu de gain.

C'est en partant de la notion de diminution de résistance interne que nous vient l'idée de monter deux triodes en parallèle (soit une ECC.. complète) par étage de SRPP, ce qui réalise un montage à deux lampes d'entrée. Pour pratiquer des essais faciles et rapidement comparatifs, nous

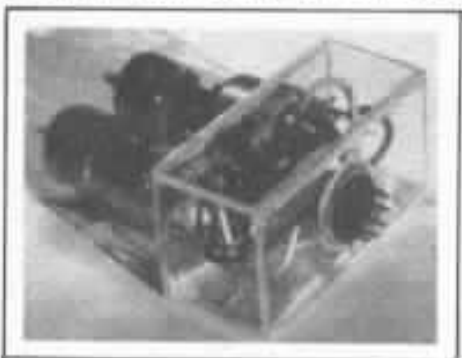


Fig. 3 : Montage permettant la modification de l'étage d'entrée.

effectuons le petit montage de la figure 6 qui ne modifie en rien le câblage antérieur. Dès lors, l'amélioration est immédiate et en relisant nos notes, nous trouvons d'emblée des aigus plus clair, plus de détails, un accroissement très appréciable de la dynamique, tout est plus net, le grave est mieux tenu, retrouve son volume, donnant l'impression d'écouter un ampli beaucoup plus puissant.

Cet accroissement global de qualité est noté, que l'on monte deux ECC83 ou deux ECC81, mais il est toutefois plus net avec les ECC81.

### LISTE DES COMPOSANTS

R1 : 100 K  
R2 : 1 K  
R3 : 1 K  
R4 : 150 ohms  
R5 : 10 K  
R6 : 470 ohms bobinée variable  
R7 : 2 x 30 K en //  
R8 : 15 K  
R9 : 68 K

C1 : 100 µf 25 V Tantale solide  
C2 : 1 µf 250 V ITT/PMC  
C3 : 0,47 µf 400 V ITT/PMT  
C4 : 20 nf mica  
C5 : 100 µf 160 V chimique  
C6 : 1 µf 250 V ITT/PMC  
C7 : 2 x 1 500 pf 250 V mica en série  
C8 : 100 µf 450 V chimique  
C9 : 10 µf 500 V chimique  
C10 : 2 x 100 µf 450 V chimiques en //  
C11 : 10 µf 500 V chimique  
C12 : 0,47 µf 400 V ITT/PMT

### Câblage

Faire les ponts 1-6, 2-7, 3-8 et 4-5 des lampes Haut et Bas (ainsi baptisée de par leur position sur le dessin). Attention, vu le manque de place a ne pas abîmer la gaine des fils en soudant. Le reste du câblage se déroule comme suit :

### HAUT

1 vers : haute tension ;  
2 vers 6 du bas ;  
3 vers : R3 ;  
3 vers : C3 // C4 ;  
4-5 vers : chauffage filament 6,3 volts ;  
9 vers : chauffage filament 6,3 volts ;

### BAS

2 vers : entrée Cinch ;  
2 vers : R1 ;  
3 vers : C1 // C2 // R2 ;  
4-5 vers : chauffage filament 6,3 volts ;  
6 vers : R3 et vers 2 du haut ;  
9 vers : chauffage filament 6,3 volts ;

Le montage noval étant très serré, il est plus simple de souder des longueurs de fils sur le culot,

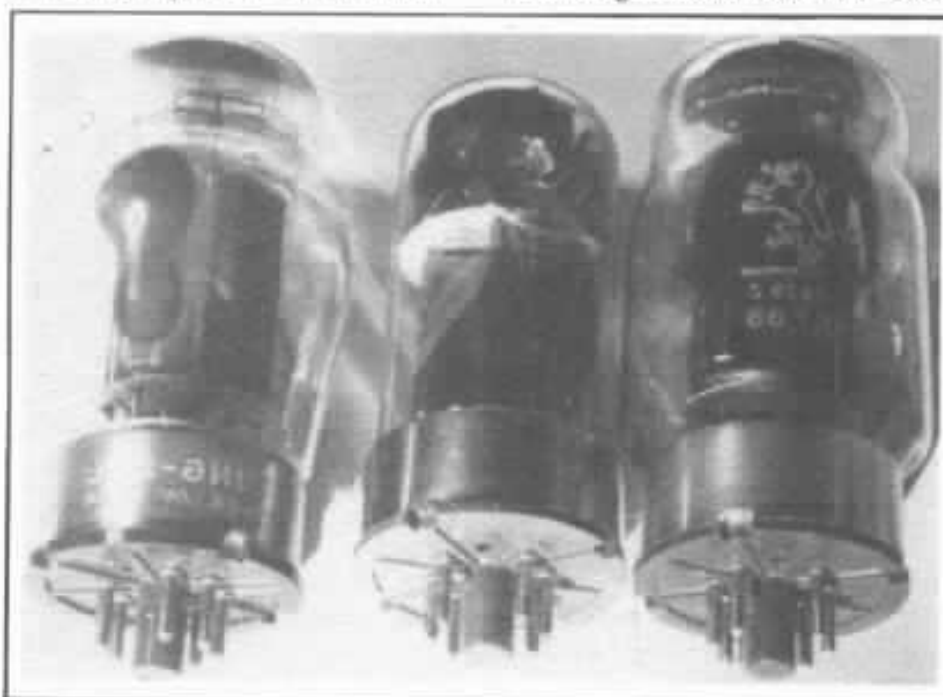


Fig. 4 : De gauche à droite : KT 88 Gold Lion, 6550 RCA, 6550 Tungsol.

C13 : 47 µf 500 V chimique

P1 : Potentiomètre 50 ohms 3 W  
P2 : Potentiomètre 50 ohms 3 W

puis de fixer ce dernier et enfin de connecter ces fils au reste du circuit en ajustant leur longueur. La procédure inverse : pose de

culot, puis soudure de fils en provenance du circuit est très pénible.

### Solution d'attente

Afin de permettre à ceux qui ont déjà un montage SRPP en entrée d'essayer ce montage sans modification du châssis, voici une technique permettant de conserver l'implantation originale.

### CABLAGE

Faire les ponts 1-6, 2-7, 3-8 et 4-5 sur les culots HAUT et BAS et relier 9 HAUTS à 9 BAS.

Puis Haut vers :

6-1 vers : 6 ;

7-2 vers : 7 ;

8-3 vers : 8 ;

4-4 vers : 5 ;

Bas vers :

6-1 vers : 1 ;

7-2 vers : 2 ;

8-3 vers : 3 ;

4-5 vers : 4.

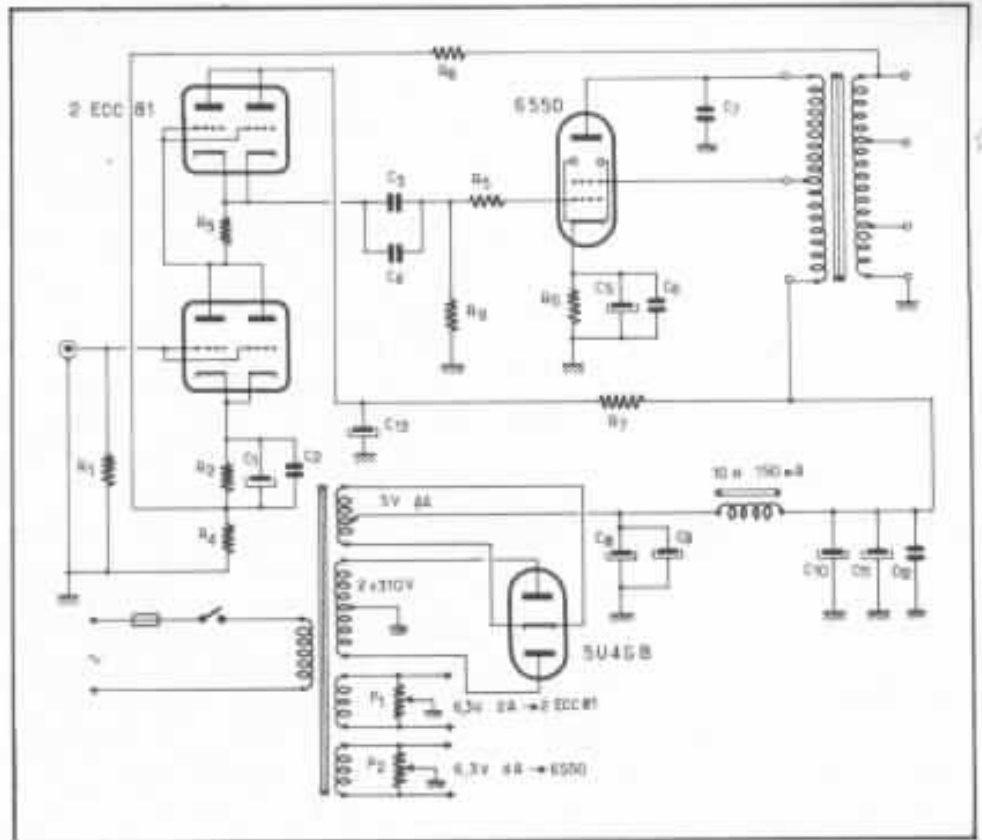


Fig. 5 : Schéma de l'amplificateur.

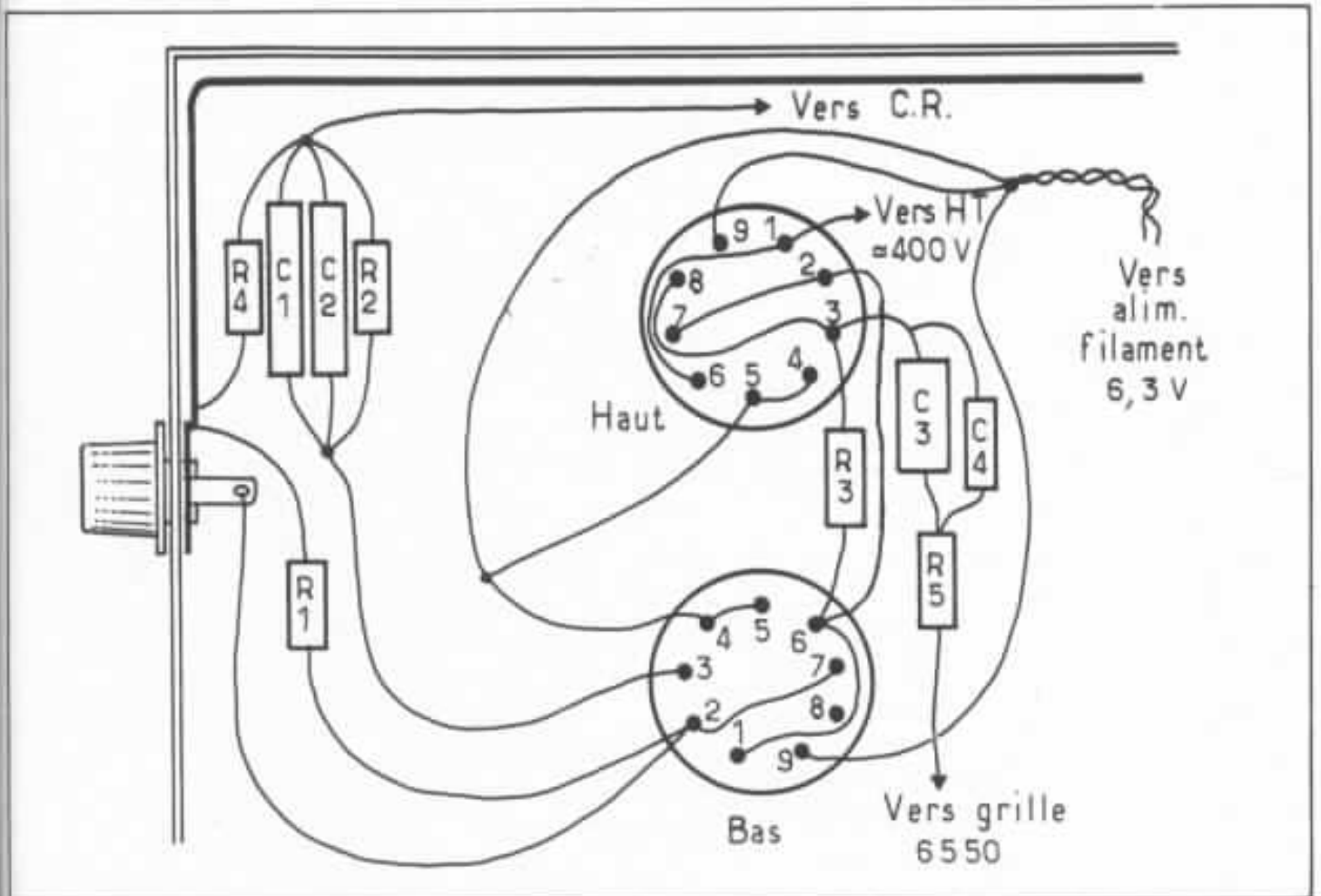


Fig. 6 : Câblage de l'étage d'entrée modifié avec les deux ECC en parallèle.

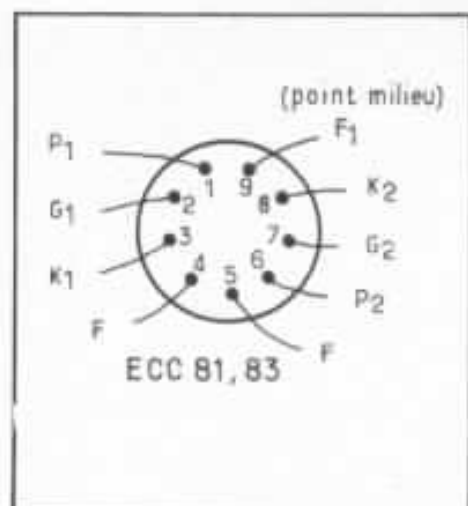


Fig. 7 : Rappel du brochage ECC 81, 83.

### Conclusion

Le but de ce court article n'est pas d'apporter des améliorations « définitives » au petit amplificateur mono-pentode de puis-

sance en montage ultra-linéaire décrit dans le numéro 14 de l'Audiophile. Il y a probablement d'autres modifications à essayer : chauffage des filaments en continu, essais de différentes valves redresseuses, modification des capacités de filtrage, essai de condensateurs hydrides de liaison etc...

Il est en tout cas certain que la qualité des composants passifs participe à la qualité finale de la reproduction sonore.

Notre but, à nous qui ne sommes pas des spécialistes de l'électronique audio, est plutôt de démontrer que des amateurs un tant soit peu bricoleurs et possédant un outillage simple peuvent obtenir des résultats encourageants. Par contre, l'expérience

a été pour nous très enrichissante au sujet du fonctionnement de tubes électroniques et nous permet d'envisager d'autres « bricolages » plus ambitieux.

Enfin, il nous apparaît que les mesures sont utiles (c'est une évidence) mais que rien ne vaut les écoutes comparatives pour déterminer les composants entrant dans la composition d'un ensemble haute-fidélité.

Il y a en particulier dans le circuit quelques résistances clés (R5, R6, R8-R9) dont la modification même minime en ce qui concerne la valeur ou la technologie apporte des modifications audibles importantes (sur le gain, la dynamique, l'équilibre tonal...). Des essais peuvent être réalisés peu de frais, et les résultats en valent la peine.

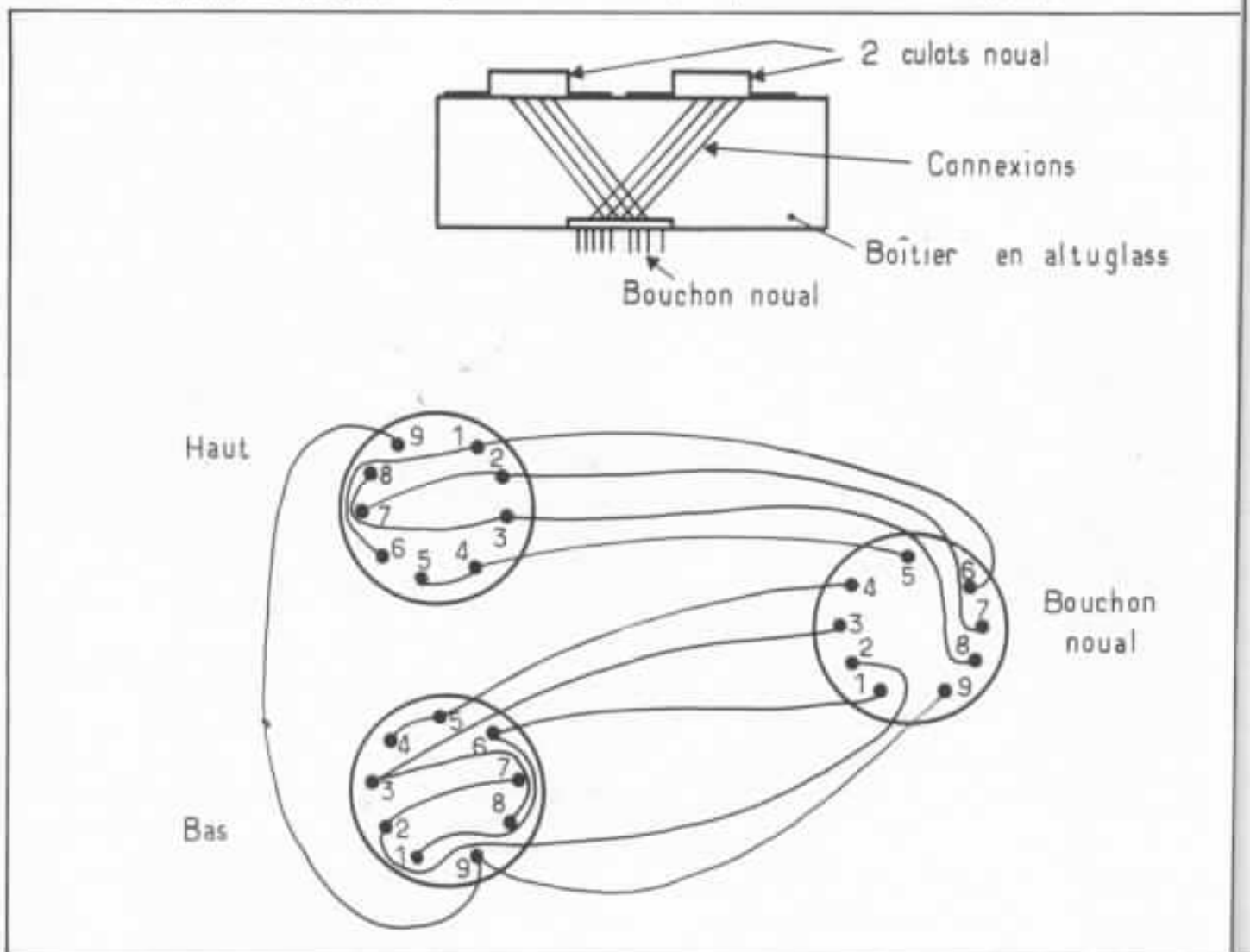


Fig. 8 : Câblage de l'élément adaptateur de l'étage d'entrée modifié.

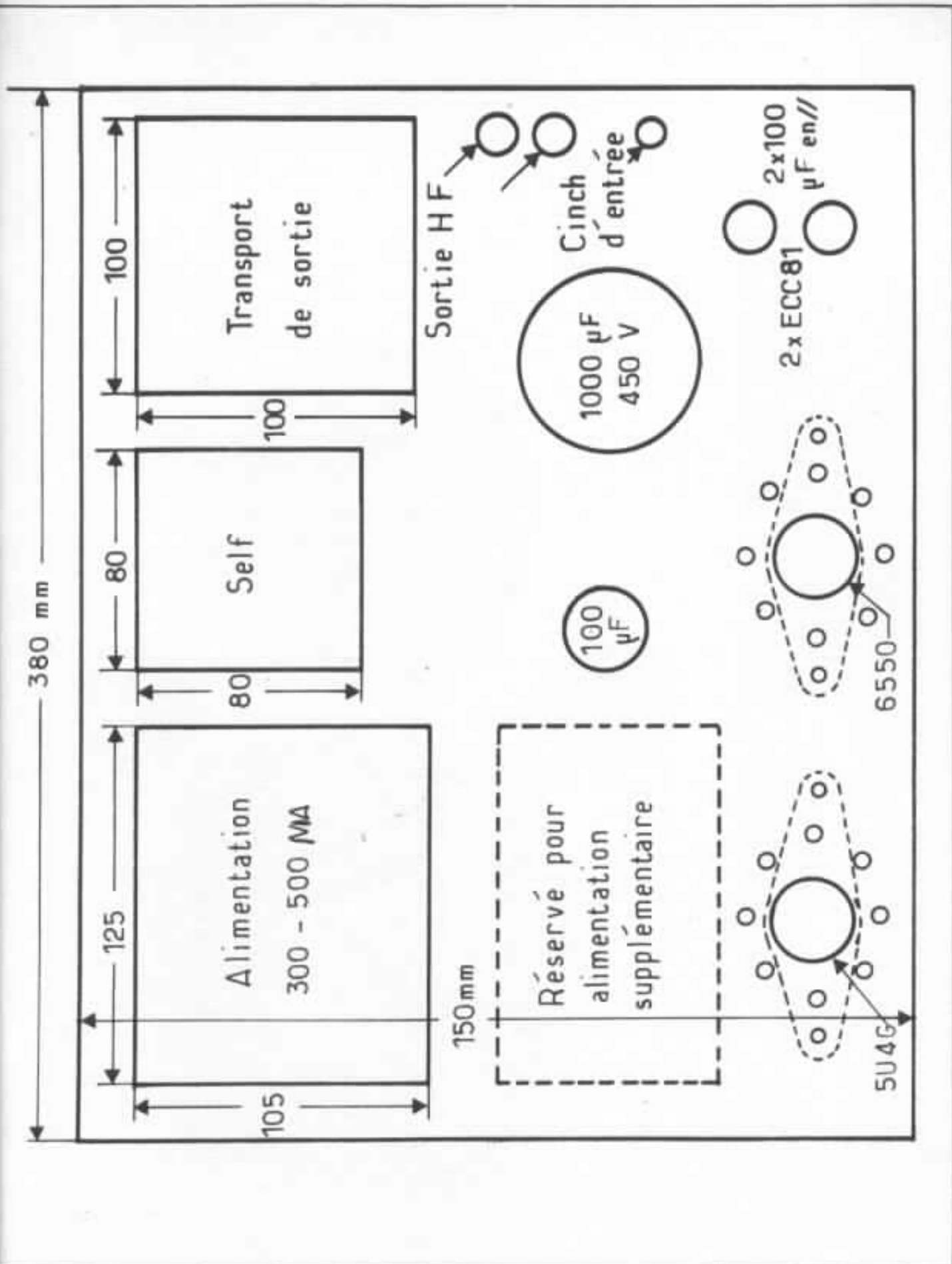
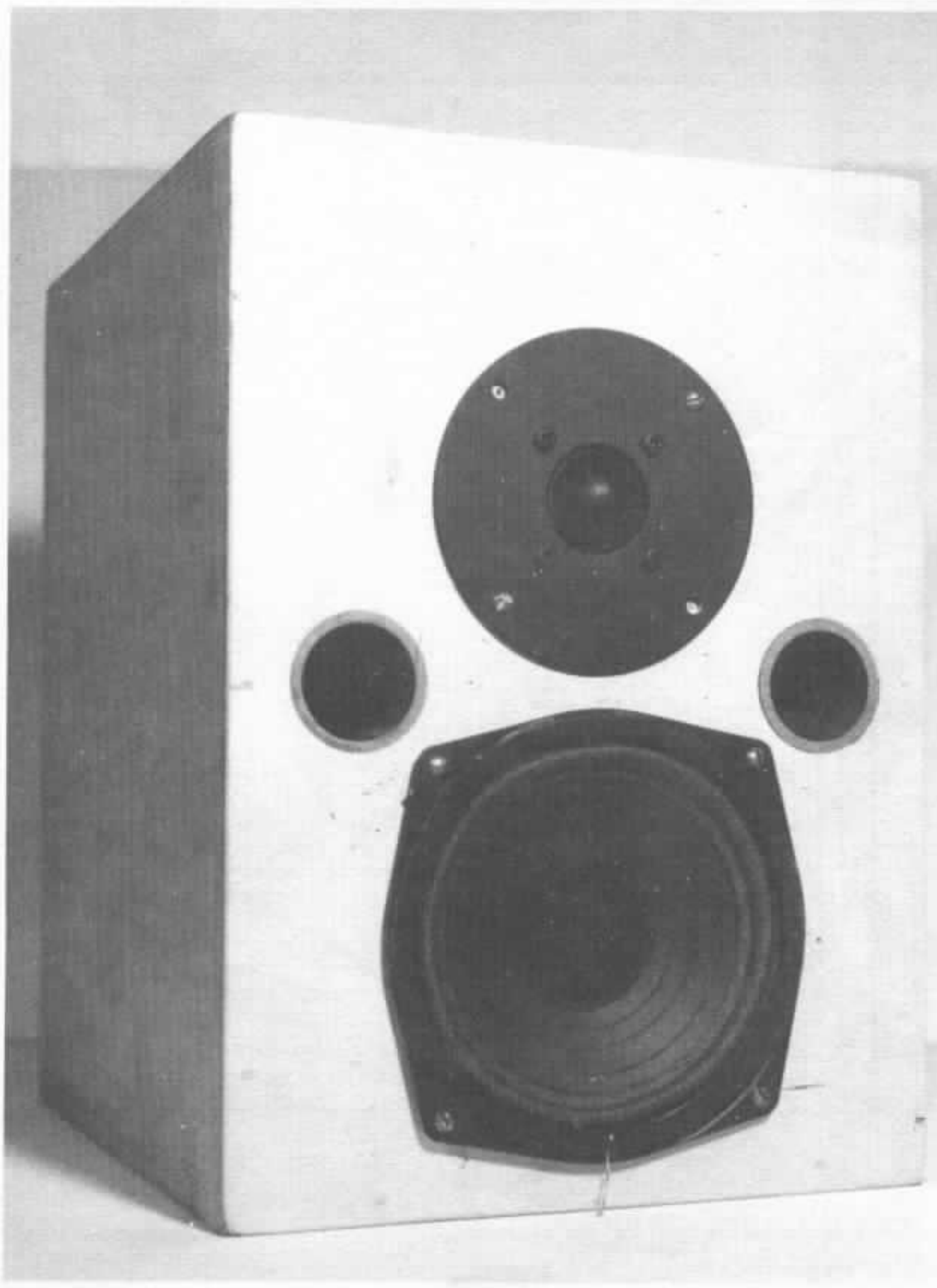


Fig. 9 : Exemple d'implantation.,



C  
E  
L  
S  
L  
P  
S  
P  
d  
e  
p  
q  
b  
a  
b  
u

# Little big enceinte

*Patrice Congard*

*Gérard Chrétien m'a demandé un jour de concevoir pour « l'Audiophile » une mini-enceinte d'aussi bonne qualité que possible. C'est donc avec un cahier des charges laissant totalement libre cours à mon imagination que je me suis mis au travail.*

Cela dit, travaillant principalement dans la sonorisation de spectacles, mes conceptions sur le son me font plus facilement pencher vers des systèmes utilisant en basses deux haut-parleurs de 38 cm chargés par des pavillons que vers des mini-enceintes. Par ailleurs, d'un point de vue plus philosophique que technique, je considère qu'une enceinte n'est jamais de bonne qualité : les transducteurs quels qu'ils soient n'ont que des défauts.

Cela dit, certains ont des défauts acceptables, d'autres ont des défauts insupportables.

C'est ainsi que la plupart des utilisateurs différencieront une

enceinte dite « bonne » d'une enceinte dite « mauvaise ».

## **1. Un cahier des charges subjectif**

Puisque défauts il y a, nous allons essayer de les réduire au minimum, en même temps que le volume...

Comme je l'ai précisé, j'ai des a priori subjectifs qui ne viennent de la sonorisation à forte puissance, et les défauts que je ne supporte pas dans une enceinte passent parfois inaperçus dans le monde de la « hi-fi ». La réciproque est sans doute vraie, d'ailleurs.

• La restitution de la dynamique me semble un critère fonda-

mental d'évaluation. Je n'hésiterai pas à affirmer que 95 % des enceintes à usage domestique sont carrément incapables de donner une vague idée de ce qu'est le son des instruments à percussion. Je suis souvent sidéré de la mauvaise foi de certains vendeurs mettant en avant les qualités dynamiques de leurs enceintes, qui continuent à émettre du bruit alors que le signal s'est arrêté !

• L'intelligibilité est le domaine prépondérant de l'information. Certaines enceintes « laissent dans l'ombre » certains détails de la musique. Les causes à ce défaut peuvent être nombreuses et diverses. Nous les

examinerons plus en détail, afin d'y apporter des solutions.

• L'information spatiale est souvent difficile à restituer, surtout avec de grandes enceintes. La miniaturisation joue, pour une fois, en notre faveur. Cela dit, il ne suffit pas de faire une petite enceinte pour que cette information soit bien reproduite, d'une part, certaines grandes enceintes la reproduisent fort bien d'autre part. Quelques techniques appropriées permettent de maîtriser assez bien ce problème.

• La neutralité d'une enceinte est un sujet à polémique inépuisable, puisque subjectif.

Les colorations qui apparaissent à l'écoute peuvent ne pas se voir sur une courbe de réponse. Par contre, une modification de cette courbe peut supprimer ou déplacer, ou substituer une ou plusieurs colorations.

Nous avons là un véritable casse-tête chinois, avec une infinité de causes possibles au problème.

Les colorations peuvent venir :

- d'un ou de plusieurs haut-parleurs ;
- du couplage de deux haut-parleurs ;
- de l'ébénisterie ;
- du couplage d'un haut-parleur avec l'ébénisterie ;
- du filtre ;
- d'une combinaison de plusieurs de ces problèmes à la fois.

Si l'on pousse plus loin l'analyse, on découvre un fractionnement de ces problèmes, ce qui complique encore les choses. Le seul moyen d'évaluer la neutralité d'une enceinte est d'effectuer une série d'écoutes comparatives de diverses enceintes, ce qui est fastidieux, mais nécessaire.

• La bande passante, idéalement, doit être la plus linéaire et la plus étendue possible. Cependant, je préfère de beaucoup le son d'une enceinte profession-

nelle de studio dont la réponse s'étend de 60 Hz à 15 kHz à celui d'une enceinte en vente dans les supermarchés annoncée pour une bande passante de 30 Hz à 25 kHz ! Je pense qu'une réponse en fréquence doit être aussi étendue que possible, à condition d'être équilibrée d'une part, et de ne pas nuire à d'autres critères à mon avis plus importants d'autre part. La régularité et l'homogénéité de cette réponse me semble être un critère bien plus important.

• La puissance admissible doit être suffisante pour donner un niveau d'écoute confortable et dynamique, ce qui est donc une fonction du rendement.

Nous devons obtenir une puissance acoustique suffisante (puissance acoustique = puissance électrique × rendement de l'enceinte), compte tenu du fait que l'enceinte est petite, donc a priori destinée à des pièces plutôt petites. Nous serons donc moins exigeants qu'avec des monstres de studio, quoi qu'un minimum puisse être situé à 50 watts pour un rendement de 90 dB/1w/1m.

## 2. Une première ébauche

Pour qu'une enceinte soit petite, il faut obligatoirement que les haut-parleurs soient petits.

Chercher à mettre le plus grand haut-parleur possible dans une petite enceinte est une démarche erronée : la masse acoustique étant inversement proportionnelle au carré de la surface du transducteur, on arrive — en augmentant le diamètre de ce dernier — à remonter la fréquence de résonance du système et donc à diminuer l'étendue du registre grave.

Par contre un trop petit diamètre conduit à réduire la puissance mécaniquement admissible et à augmenter la distorsion due aux non-linéarités de la suspension.

Nous avons retenu comme

« possibles » les diamètres standards de 13, 17 et 21 cm.

Nous avons donc cherché pour base de l'enceinte un haut-parleur de basses dans l'un de ces trois diamètres le plus apte possible à restituer la dynamique.

Dans les haut-parleurs électrodynamiques, cette aptitude s'exprime très simplement sous la forme du facteur d'accélération :

$$\Gamma = \frac{BL}{Mmd}$$

Deux haut-parleurs ont retenu notre attention :

Le Audax HF 13 HSM 2CA avec un facteur  $\Gamma = 1220$  et le Audax MHD 17 HR37 TSM 2CA7 avec un facteur  $\Gamma = 1187$ .

Ce dernier haut-parleur, pour être intéressant qu'il soit par son excellente linéarité et son haut rendement, n'est pas un haut-parleur de basses : sa fréquence de résonance à 110 Hz et son  $Q$  de 0,28 ne permettent pas de l'utiliser autrement qu'en médium.

Le Audax HF 13 HSM 2CA nous semble donc être le meilleur choix pour ce type d'enceinte.

Maintenant, comment l'utiliser ?

En ce qui concerne le type de charge acoustique, le meilleur compromis rendement/volume est donné par le type « Bass Reflex ». De plus, la tenue de puissance est supérieure avec une fonction passe-haut du quatrième ordre, les charges cloisonnées ne donnant que des fonctions de deuxième ordre.

En ce qui concerne le filtrage et la restitution du reste du spectre, nous devons répondre dans l'ordre aux questions suivantes :

- a) Combien de voies ?
- b) Quelle(s) fréquence(s) de coupure ?
- c) Quel type de filtre, et de quel ordre ?

a) La réponse à la première question est simple : la solution la plus économique et la moins encombrante est un système à deux voies.



Les inconvénients des systèmes à deux voies ne commencent à paraître que dans les très fortes puissances et les hauts rendements : Le couplage d'un haut-parleur de 0 38 cm avec un tweeter à diaphragme est toujours problématique.

Avec un H.P. de 13 cm et un tweeter à dôme, par exemple, on a déjà beaucoup moins de problèmes.

b) La fréquence de coupure est définie par les limites des haut-parleurs que l'on utilise. Ces limites peuvent être :

- des irrégularités de bande passante ;
- une chute de niveau des fréquences hautes ;
- une directivité excessive.

Ceci pour les basses.

- une distorsion excessive ;
- un manque de tenue en puissance ;
- une fonction passe haut.

Ceci pour les aigus.

Dans le cas présent, une coupure située à 3,1 kHz au maximum permettrait d'éviter la zone de directivité du H.P. de 13 cm (diamètre émissif = 0,11m), et donc d'obtenir une bonne répartition spatiale de l'onde.

Le problème vient cependant des irrégularités prononcées de la courbe de réponse de ce haut-parleur entre 1 et 5 kHz. (figure 1).

Ces irrégularités se traduisent d'ailleurs par une coloration très désagréable à l'écoute.

On pourrait être tenté de couper plus bas, vers 1 kHz par exemple, mais nous devrions alors utiliser une troisième voie, aucun tweeter de prix raisonnable (j'exclus les compresseurs et pavillons, d'un prix de revient prohibitif et d'un encombrement spectaculaire) n'étant à ma connaissance capable de travailler correctement vers ces fréquences.

J'ai donc choisi une solution plus compliquée à mettre en œuvre, mais qui en vaut la peine :

Laisser « monter » le boomer-médium jusqu'à 3 kHz, (fréquence où un tweeter à dôme peut travailler) en corrigeant tous ses défauts à l'aide du filtre. Nous verrons plus loin comment cela peut se faire.

c) Le type de filtrage est choisi en fonction de deux critères :

- le type de réponse en phase désiré ;
- la tenue en puissance des transducteurs.

On peut obtenir la réponse en phase que l'on veut en décalant les plans des différents transducteurs. Cependant, on aboutit souvent à des formes d'enceintes qui évoquent plus facilement des chars d'assaut ou des véhicules spatiaux que des « mignonnes-petites-enceintes-qui-feront-très-

joli-sur-la-bibliothèque ». Je précise tout de suite ma position à ce sujet : je suis pour la paix des ménages. (Mesdames, qui me lisez, si votre mari tente de vous imposer une paire de montres dans votre salon, venez me voir, tout s'arrangera).

Nous allons donc nous en tenir au classique parallépipède rectangle.

Le filtre va nécessairement nous créer un décalage de temps, ce qui est auditivement tout à fait acceptable si la phase est respectée dans le domaine des fréquences. Ce qui revient à dire que le décalage doit correspondre à 360° ou un multiple à la fréquence de coupure.

Les deux façons possibles d'obtenir ce résultat sont :

- obtenir un décalage de 180° et inverser la phase électrique de l'un des transducteurs.
- obtenir directement un décalage de 360°.

Subjectivement, je préfère de loin la deuxième solution : car dans le premier cas l'idée que sur une transitoire positive (un coup de baguette sur une caisse claire, par exemple), nous allons avoir une surpression pour la fondamentale (le boomer qui avance) et une dépression pour les harmoniques (le tweeter qui recule) ne me plaît pas du tout.

La fréquence de coupure se situe normalement à 6 dB en-dessous du niveau normal, puisque le but recherché est d'obtenir une pression acoustique constante ( $SPL = 20 \text{ Log } P/P_0$ ). Donc si on double la pression, on augmente le niveau de 6 dB, ce qui se produit lorsque deux transducteurs fonctionnent ensemble. Ne pas confondre avec la puissance dont la formule est  $WL = 10 \text{ Log } W/W_0$ . En doublant la puissance, WL augmente de 3 dB).

### 3. Le filtrage

Le filtre qui permet d'obtenir un déphasage de  $\pm 180^\circ$  à -6 dB d'atténuation et un quatrième

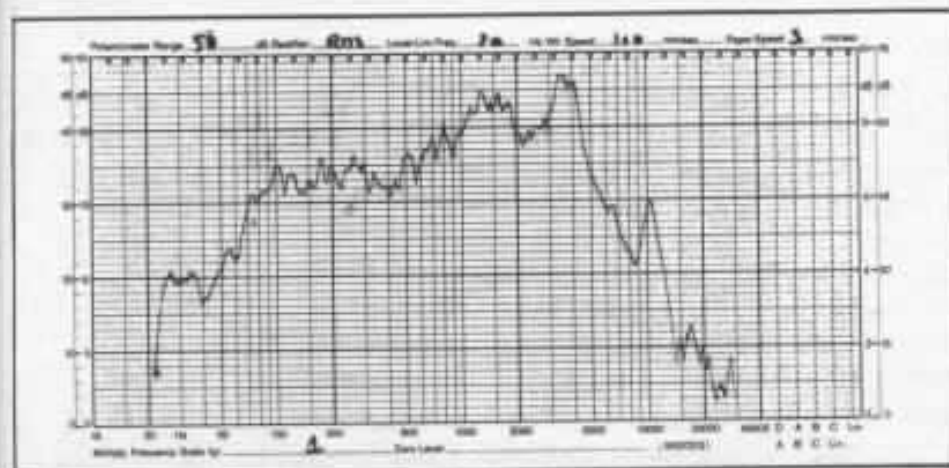


Fig. 1 : Réponse en fréquence de l'Audax HF 13 HSM.

ordre de type Bessel ou double Butterworth en (le décalage entre le tweeter est le boomer) est de  $(+ 180^\circ) - (- 180^\circ) = + 360^\circ$ .

Le type double Butterworth est une mise en cascade de deux filtres Butterworth du deuxième ordre. Bien que couramment appliqué en électronique, il m'a paru extrêmement difficile d'obtenir des résultats similaires avec des composants passifs.

Par contre, le Bessel est tout à fait réalisable à condition de linéariser les impédances des haut-parleurs.

De plus, son excellente réponse en transitoire et la linéarité de sa fonction de phase portent très naturellement à le choisir. Le quatrième ordre assure une excellente protection du tweeter, qui peut prendre le relai à 3 kHz sans problème.

Il ne nous reste donc qu'à choisir le tweeter, calculer le filtre, l'ébénisterie, et le tour est joué !

Pas tout à fait aussi simple...

Revenons à la courbe n°1 : d'importantes irrégularités de la bande passante restent à corriger, et la tâche en revient au filtre. La théorie nous permet de calculer des filtres pour des haut-parleurs idéaux, ce qui permet certes de dégrossir le problème, pas de le résoudre. Aucun haut-parleur n'est idéal, et surtout pas celui que nous avons choisi.

La première chose à faire est de linéariser l'impédance, afin de pouvoir systématiser les tâtonnements, et même les épauler par le calcul. La linéarisation d'impédance étant une technique bien connue (je renvoie le lecteur aux articles techniques de J. Mahul parus dans l'Audiophile), je me bornerai à signaler les composants impliqués sur le schéma.

Partant donc d'un filtre « Bessel » de valeurs calculés, après de multiples tâtonnements nous avons pu obtenir la courbe de la figure 2.

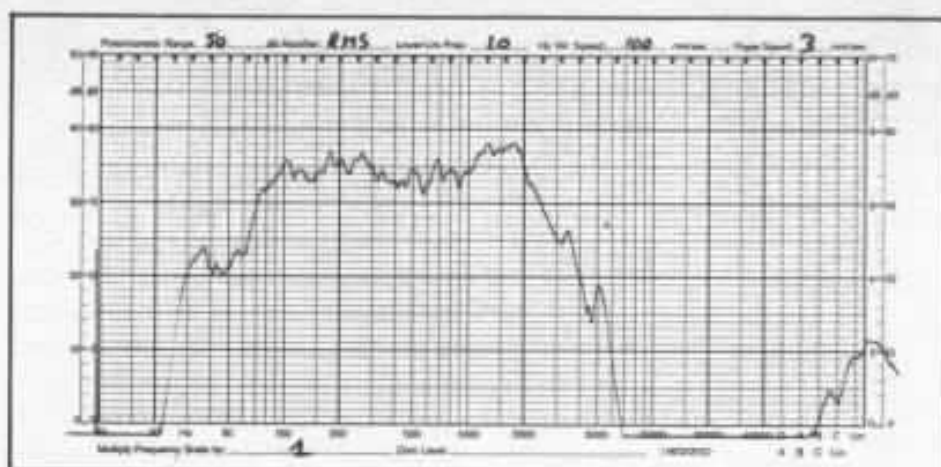


Fig. 2 : Réponse en fréquence de l'Audax HF 13 HSM après linéarisation.

La coupure se situe bien à 3 kHz, mais la pente semble plus raide que le profil « Bessel » classique. Cela est dû à l'impossibilité de réduire complètement la deuxième bosse de la courbe de réponse sans créer de problème de phase. Nous considérons donc cette courbe comme acceptable.

Le schéma de la section passe-bas est alors donné en figure 3.

à mon avis aux deux références Audax HD 100 D25 HR et Audax HD 100 D25 BAHR.

La référence HR présente une courbe de réponse plus étendue en extrême-aigu et une meilleure dynamique que la référence BAHR. Cependant, sa sensibilité est supérieure à celle du HIF 13 HSM. Il faudrait donc, pour l'utiliser correctement, l'atténuer. Ceci implique l'utilisation

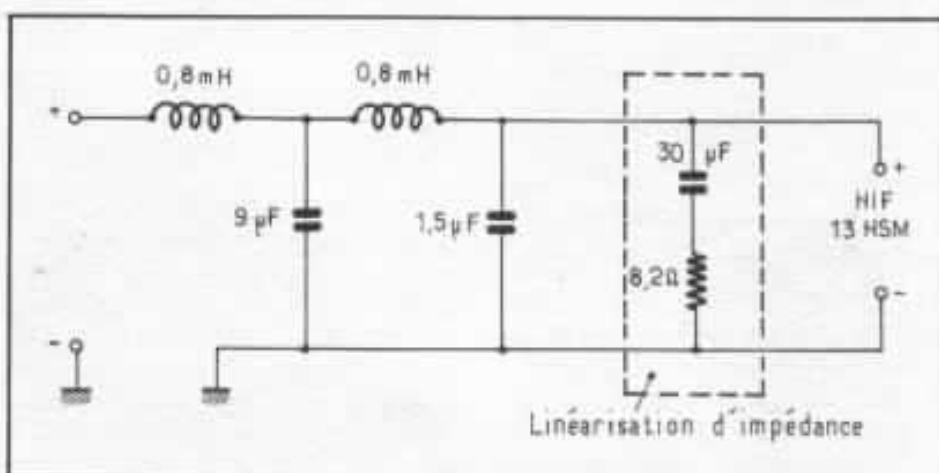


Fig. 3 : Section passe-bas du filtre avec le circuit de linéarisation.

#### 4. Le choix du tweeter et le raccordement.

Parmi les tweeters existant sur le marché, les seuls qui soient capables de « descendre » à 3 kHz, de reproduire les fréquences aigües avec une qualité subjectivement suffisante, et ne soient pas d'un prix prohibitif, sont les transducteurs à dôme.

Le meilleur rapport qualité subjective/prix, avec une courbe de réponse satisfaisante, revient

d'un « pont diviseur » de résistances, avec tous les inconvénients que cela entraîne sur le comportement transitoire.

J'ai donc opté pour le HD 100 D25 BAHR dont la réponse est donnée figure 4.

L'utilisation des valeurs de composants données par la calculatrice après linéarisation de l'impédance s'est à nouveau avérée impossible, du fait des irrégularités

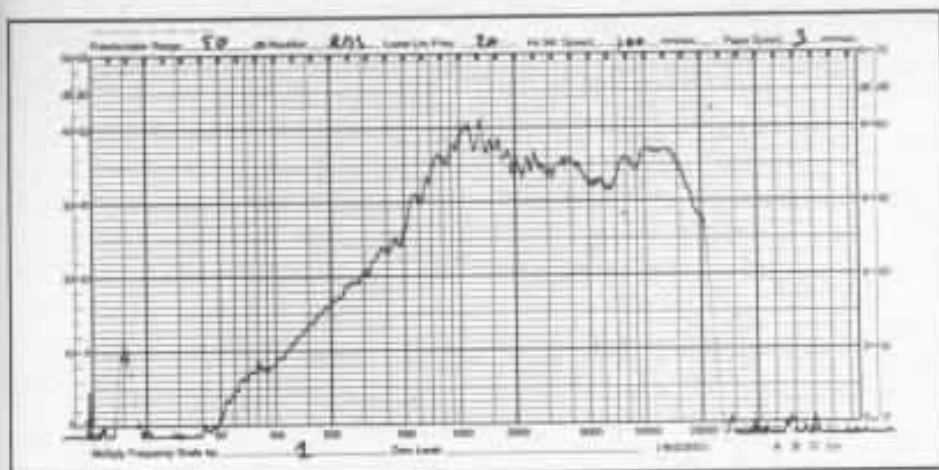


Fig. 4 : Réponse en fréquence de l'Audax HD 100, D 25 BAH.

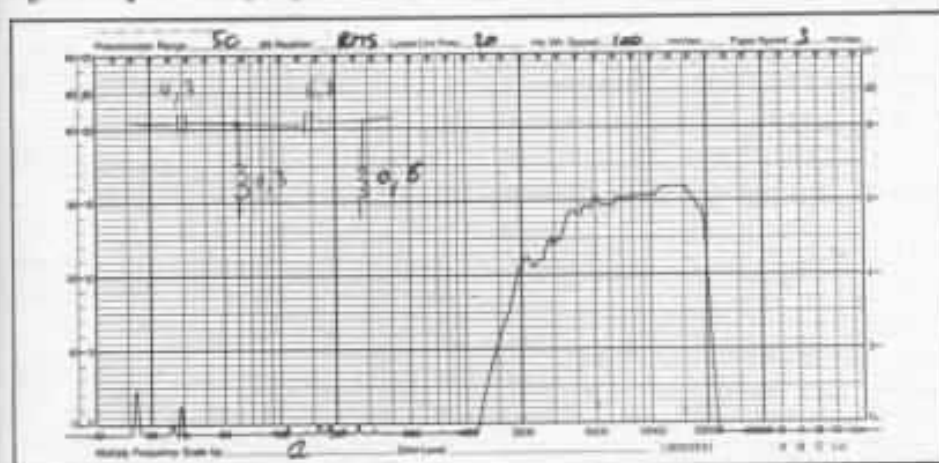


Fig. 5 : Réponse en fréquence du HD 100 après filtrage.

gularités de la bande passante vers 2 kHz.

Bien que situés en deçà de la fréquence de coupure, les phénomènes entraînant ces « accidents » ont une influence non négligeable bien au delà.

C'est donc en tâtonnant à nouveau que j'ai pu obtenir cette

courbe, satisfaisante à mon avis (figure 5).

### 5. La synthèse

Les lecteurs attentifs auront certainement remarqué la coupure basse du 13 cm.

En effet, ce que je n'ai pas précisé dans cet article, c'est que

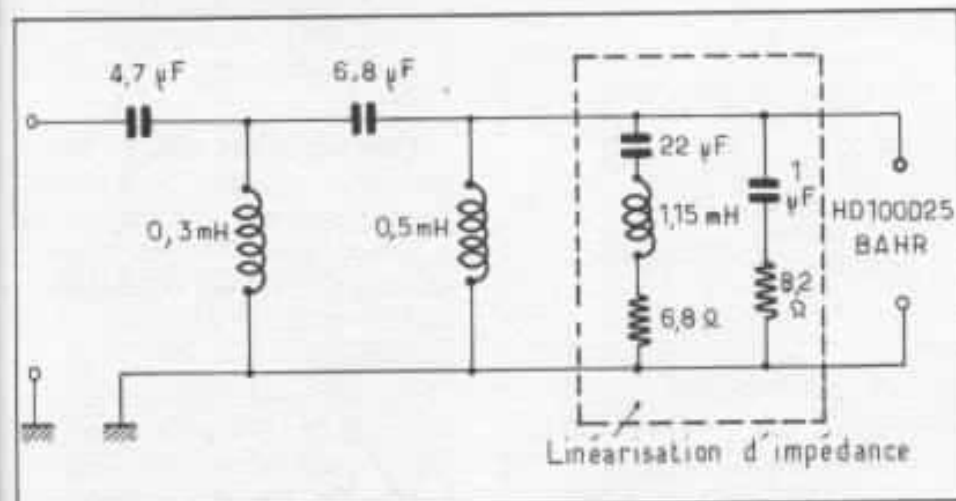


Fig. 6 : Section passe bas du filtre avec linéarisation.

j'ai commencé par construire une ébénisterie avant de faire les essais de filtrage, pour de simples raisons de commodité et de réalisme : les haut-parleurs n'étant pas destinés à être montés sur des baffles-plans, autant les filtrer d'emblée dans leur position définitive.

Par contre, la technique de la charge « Bass-Reflex » étant désormais très connue, j'ai préféré n'en parler qu'à la fin, évitant ainsi les longues descriptions verbeuses des systèmes passe haut du quatrième ou cinquième ordre.

Nous pouvons en constater l'homogénéité entre 70 Hz et 16 kHz, le tout tenant dans  $\pm 3$  dB. Il faut noter que ces courbes ont été tracées dans une cour en plein-air, ce qui correspond à des conditions plutôt défavorables, du fait de quelques réflexions sur les murs voisins. Une série de mesures seront faites ultérieurement en chambre sourde.

Cette courbe de la figure 8 est prise à  $30^\circ$  de l'axe montre l'excellente homogénéité de la dispersion. On peut remarquer qu'elle est très peu différente de la courbe n°7.

### 6. L'ébénisterie

Plus une enceinte est petite, moins l'ébénisterie pose des problèmes, bien évidemment.

La démarche suivie est la suivante :

- Définir la forme. Ici un parallépipède rectangle ;
- Définir le volume. En fonction du H.P. de grave choisi et de la fréquence de coupure désirée ;
- Déterminer les proportions internes. Ceci afin d'éviter la concentration d'ondes stationnaires autour d'une fréquence particulière ;
- Déterminer l'épaisseur des parois et choisir le matériau ;
- Placer les haut-parleurs sur leur façade.

Le problème posé par le parallépipède rectangle vient de la forme des haut-parleurs : Pour aligner les bobines mobiles, il faut en fait placer le haut-parleur de basses *au-dessus* du tweeter si l'enceinte est *en dessous* du niveau des oreilles.

Si l'enceinte est perchée sur une bibliothèque, il faut faire le contraire (figure 9).

L'idéal c'est d'égaliser  $d_1$  et  $d_2$ . En fait, le filtre choisi étant très peu directif verticalement, la position n'est pas vraiment critique au centimètre près.

Disons simplement qu'il est préférable de disposer l'enceinte en tenant compte du critère de hauteur.

Le volume choisi pour cette enceinte est de 13 litres, accordé par deux évènements cylindriques de 33 mm de  $\varnothing$  et 40 mm de long.

Un condensateur réversible de 300  $\mu$ F a été placé en série afin de limiter les déplacements de la

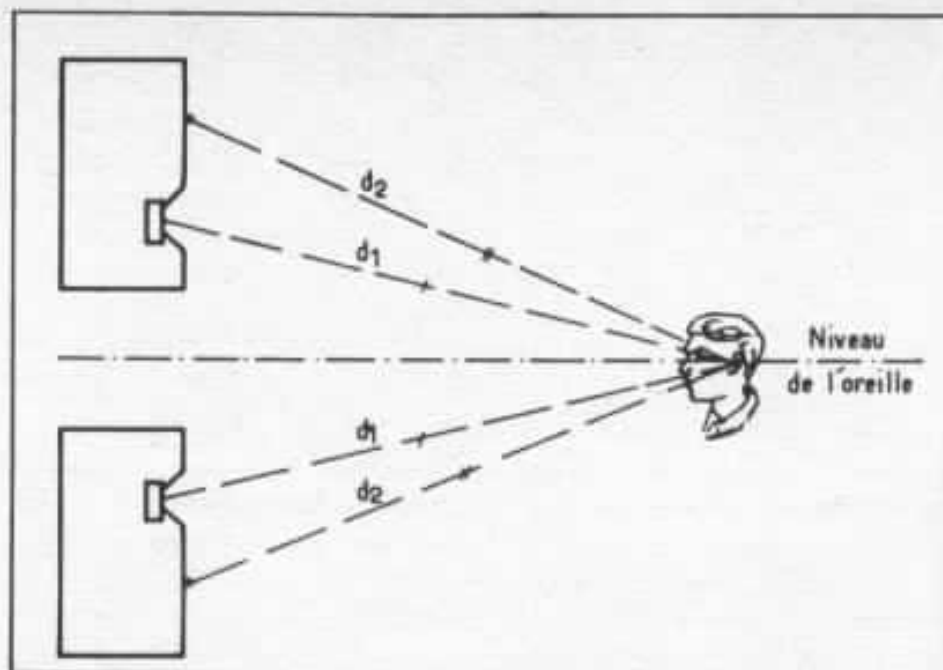


Fig. 9 : Positionnement de l'enceinte par rapport au point d'écoute.

membrane, et par conséquent de réduire les distorsions.

Le matériau choisi est le bois, par commodité (le ciment, le staff, le polyester renforcé

demandent trop de moyens mis en œuvre). Cela dit tous les bois ne sont pas égaux.

Pour ma part, je reste fidèle au contreplaqué multiplis en bouleau de Finlande, couramment utilisé en sonorisation pour son excellente résistance aux chocs, ce matériau particulièrement dense et inerte est de loin le plus rigide des contreplaqués.

Le 18 mm présente 15 plis, le 21 mm, 18 plis !

Etant donné la faible surface des parois de l'enceinte, le 18 mm d'épaisseur est tout à fait suffisant pour que les vibrations parasites soient négligeables. Les perfectionnistes pourront cependant utiliser du 21 mm s'il le désire.

La qualité de l'image stéréophonique dépend de beaucoup de paramètres, dont la plupart sont encore malheureusement méconnus. On sait cependant un certain nombre de chose « à ne pas faire ».

Un des problèmes principaux est lié à la diffraction qui crée des sources secondaires sur les bords de l'enceinte dans une gamme de fréquence bien déterminée.

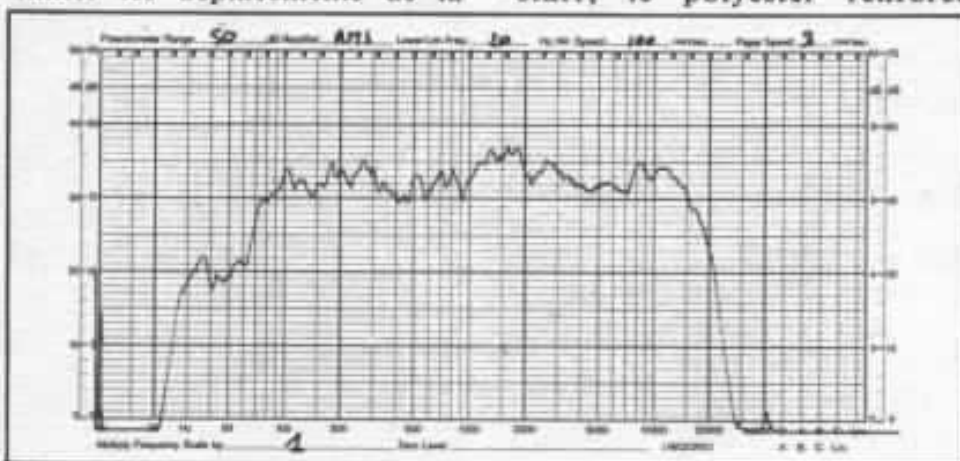


Fig. 7 : Réponse en fréquence de l'enceinte dans l'axe.

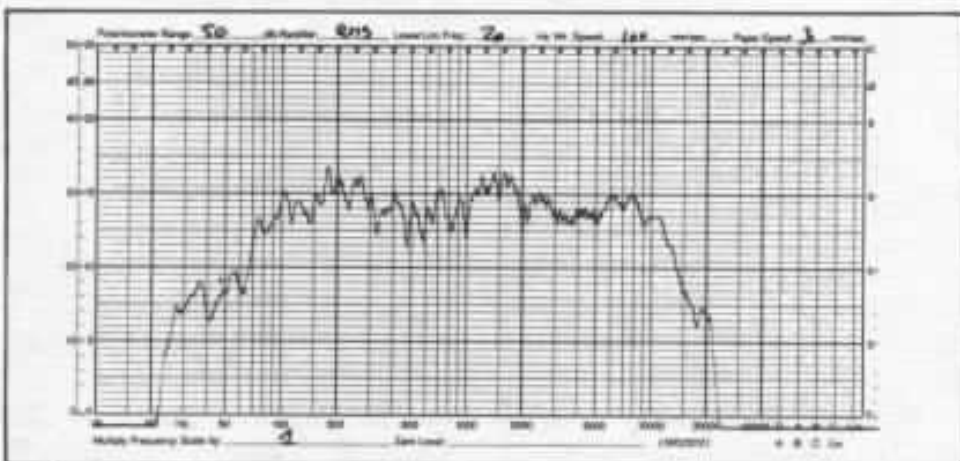


Fig. 8 : Réponse en fréquence de l'enceinte à 30°.

Selon l'écartement des parois. Il en résulte une grande directivité dans cette zone de fréquences, une distorsion de phase, plus des irrégularités dans la courbe de réponse. Bref, un désastre ! Avec, bien entendu, une image stéréophonique aberrante.

A cela, il existe deux remèdes : Le premier consiste à arrondir les angles avec un rayon de courbes suffisamment important (non négligeable par rapport à la longueur d'onde des fréquences concernées), d'une part, et à placer les haut-parleurs sur la façade des manières à éviter les équidistances, d'autre part.

Ce dernier critère implique une non-symétrie verticale de chaque enceinte. Il faut dans ce cas, si l'on veut préserver une bonne image stéréophonique, construire la paire symétrique, l'une étant l'image-miroir de l'autre.

Un deuxième remède est d'absorber toute onde normale à l'axe de radiation principal en recouvrant la façade de mousse absorbante. Cette technique permet de simplifier la fixation d'un tissu de façade, critère esthétique appréciable. Il faut cependant bien prendre soin de découper la mousse devant les haut-parleurs,

celle-ci ayant une résistance acoustique, variant en fonction de la fréquence.

## 7. Conclusion

Avec la forme de l'enceinte et la disposition des haut-parleurs, nous arrivons à la fin de la description de l'ensemble. Nous avons désormais deux haut-parleurs, un filtre, une ébénisterie (dont la forme peut prendre deux options, selon le goût esthétique du constructeur).

Il ne reste plus qu'à brancher et écouter...

Bon courage...

## Appendice

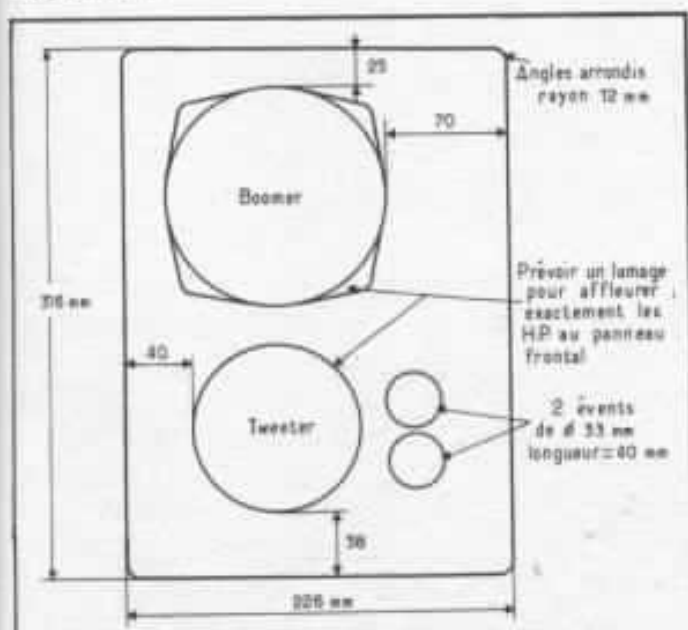


Fig. 10 : Côtés de l'enceinte vue de face.

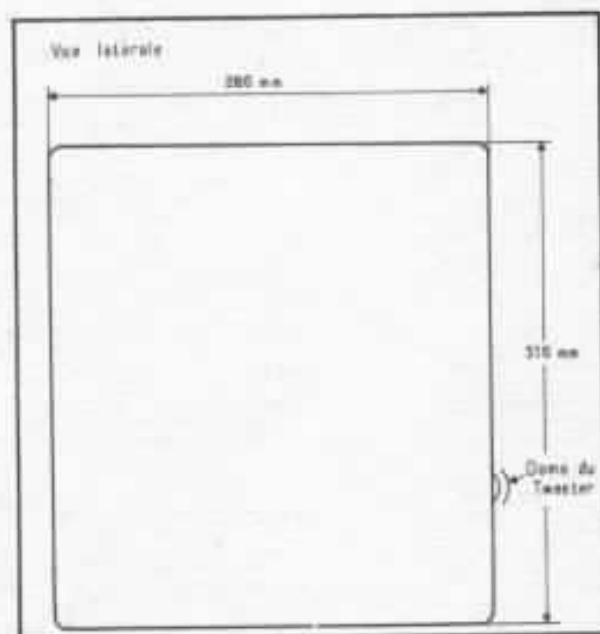


Fig. 11 : Côtés de l'enceinte vue de côté.

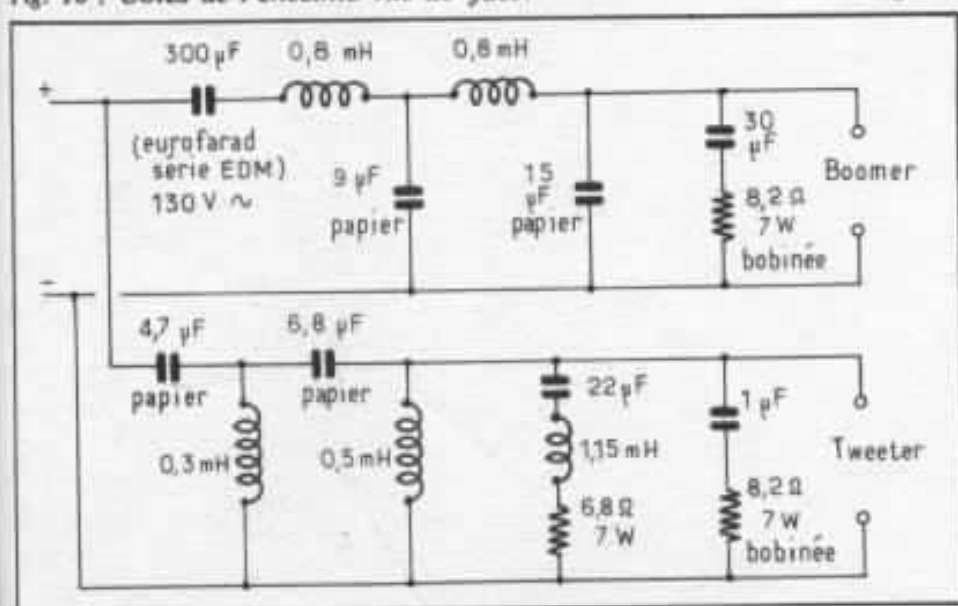


Fig. 12 : Le filtre complet.

**Page non  
disponible**

# Optimisation des enceintes à charge symétrique

Philippe Augris et Dominique Santens

C'est aux Etats-Unis, vers 1953, que l'enceinte à charge symétrique vit le jour. Baptisée du sigle A.S.W. (Acoustic Super Woofer), cette enceinte obtint un succès retentissant, et pour cause, on voyait alors dans cette nouveauté l'un des rares systèmes capable de reproduire les très basses fréquences avec un minimum de distorsion. Depuis, ce type d'enceinte a fait carrière, soit comme voie d'extrême grave dans les systèmes triphoniques, ou plus classiquement dans les enceintes conventionnelles.

Sur un plan purement technique, contrairement aux enceintes closes et bass reflex, elle n'a jamais été, à notre connaissance, l'objet d'optimisation, aussi nous proposons-nous d'en faire l'étude théorique. Partant ensuite de l'excellent principe qui veut que toute théorie doit être la base d'une bonne pratique, nous exposerons une méthode de calcul de ce type d'enceinte pour terminer sur l'évaluation des performances que l'on peut en attendre comparativement au système clos ou bass reflex.

## MISE EN ÉQUATION DE L'ENCEINTE A CHARGE SYMÉTRIQUE

Avant d'entreprendre tout calcul, rappelons que ce système consiste à charger un haut-parleur sur l'une de ses faces par une enceinte close, l'autre face étant chargée par une enceinte à évent ce que la figure 1 traduit d'ailleurs beaucoup mieux qu'un long discours.

### Hypothèses de calcul :

La mise en équation sera basée sur les hypothèses suivantes :

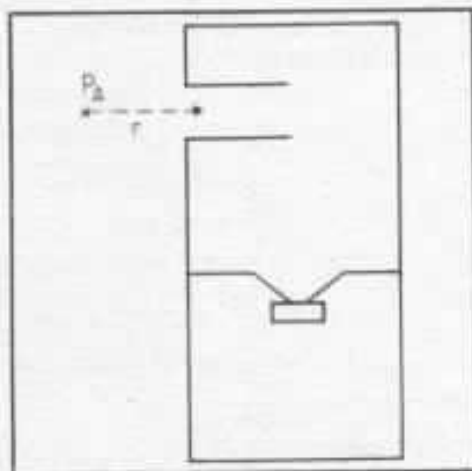


Fig. 1 : Vue en coupe de l'enceinte à charge symétrique

- La membrane du H.P. se déplace en piston
- L'air de l'évent vibre en bloc
- Le rayonnement de l'enceinte est de type sphérique.

Ainsi, si la source (en l'occurrence l'air de l'évent) vibre sinusoïdalement avec une pulsation  $\omega$  et un déplacement efficace  $Y$ , la pression acoustique efficace  $P_A$  à une distance  $r$  de la source est donnée par la relation :

$$(1) P_A = \frac{\rho S_V \omega^2 Y}{4\pi r}$$

avec  $\rho$  masse volumique de l'air

$S_V$  surface de radiation de la source (évent).

La pression acoustique  $P_A$  est souvent exprimée en valeur relative par rapport au seuil d'audibilité évalué à  $2 \cdot 10^{-5}$  Pascals et l'on en déduit finalement la pression acoustique en décibels par la relation :

$$(2) \text{NdB} = 20 \log \frac{\rho S_V \omega^2 Y}{4\pi r} / 2 \cdot 10^{-5}$$

Si l'on se propose d'évaluer la réponse du système à une distance  $r = 1$  mètre, on obtient :

$$(3) \text{NdB} = 20 \log (4700 S_V \omega^2 Y)$$

Précisons enfin qu'étudier la réponse en fréquence d'un système consiste à établir la valeur de la pression en décibels (NdB) en fonction de la fréquence  $f$  (ou de la pulsation  $\omega = 2\pi f$ ), celui-ci étant excité par une tension sinusoïdale d'amplitude constante

$$(e_s = E_s \sqrt{2} \sin \omega t).$$

### Principe de la mise en équation

Cette mise en équation fait intervenir un certain nombre de données qu'il importe de préciser.

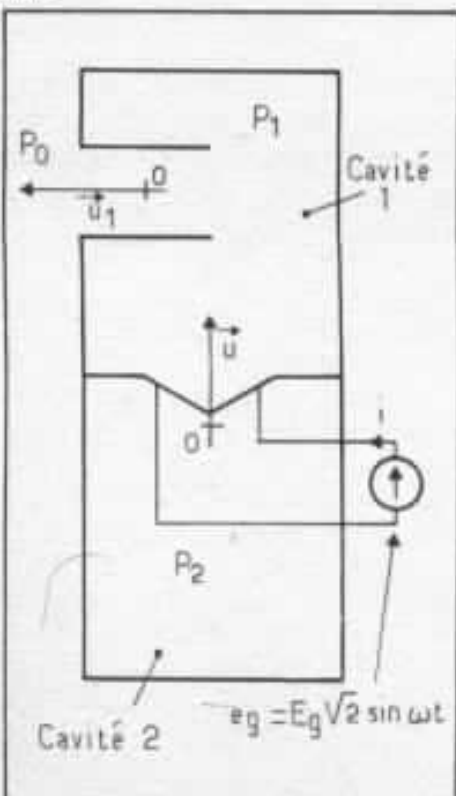


Fig. 2 : Les divers paramètres.

— données relatives au H.P.

- $M_{MS}$  : masse de l'équipage mobile
- $k_{MS}$  : raideur des suspensions

$$C_{MS} = \frac{1}{k_{MS}}$$

compliance des suspensions

- $f_s$  : fréquence de résonance du H.P.

$$(f_s = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{k_{MS}}{M_{MS}}} = \frac{\omega_s}{2\pi})$$

- $S_D$  : surface émissive de la membrane

- $V_{AS} = 1,4 \cdot 10^5 S_D^2 C_{MS}$  : volume d'air équivalent au HP

- $R_{MS}$  : coefficient d'amortissement dû aux suspensions

- $Bl$  : facteur de force

- $R$  : résistance de la bobine mobile (l'inductance propre sera négligée.)

$$Q_T = \frac{M_{MS} \omega_s}{R_{MS} + \frac{Bl^2}{R}}$$

coefficient de surtension total du H.P.

$$- R_{TS} = R_{MS} + \frac{Bl^2}{R}$$

coefficient d'amortissement total du H.P.

— données relatives au volume avant (cavité 1) Voir fig. 2.

- $V_B$  : volume de la cavité

$$C_{MB} = \frac{V_B}{1,4 \cdot 10^5 S_D^2}$$

compliance de la cavité vue du haut-parleur

- $P_1$  : pression dans la cavité

- $S_V$  : surface de l'évent.

- $l_V$  : longueur corrigée de l'évent (pour un évent tubulaire on prendra :  $l_V = \text{longueur géométrique} + 0,88 \sqrt{S_V}$ )

- $M_{MV} = S_V l_V \rho$  : masse d'air dans l'évent ( $\rho$  masse volumique de l'air =  $1,18 \text{ kg/m}^3$ )

— données relatives au volume arrière (cavité 2)

- $V_F$  : volume de la cavité

$$C_{MF} = \frac{V_F}{1,4 \cdot 10^5 S_D^2}$$

compliance de la cavité vue du haut-parleur

- $P_2$  : pression dans l'enceinte.

— données d'ordre général

- $P_0$  : pression atmosphérique  $\approx 10^5$  Pascals

- $P(V)^r = \text{Cte}$  loi de Laplace liant pression  $P$  et volume  $V$  dans une compression adiabatique (pour les gaz diatomiques tels que l'air  $\gamma = 1,4$ ).

- $e_s = E_s \sqrt{2} \sin \omega t$  ; tension appliquée au H.P. (nous considérerons la résistance interne du générateur négligeable vis-à-vis de la résistance de la bobine mobile).

- $i$  : courant dans la bobine mobile

- $(o, \vec{D})$  : repère lié à la position de repos de l'équipage mobile du H.P.

- $(\vec{\sigma}_1, \vec{\Pi}_1)$  : repère lié à la position de repos de l'air dans l'évent.

- $x$  : déplacement instantané de l'équipage mobile.

- $y$  : déplacement instantané de l'air dans l'évent.

La mise en équation utilise le principe fondamental de la dynamique et la loi d'ohm. Il en résulte deux équations, faisant intervenir les grandeurs  $x$  et  $y$  précédemment définies, qu'il faudra résoudre pour obtenir la valeur efficace  $Y$  du déplacement instantané de l'air dans l'évent ( $y$ ). L'application de la relation (3) nous permettra ensuite d'établir la réponse en fréquence du système.

Ces deux équations sont les suivantes :

(4)

$$M_{MV} \frac{d^2 y}{dt^2} + \frac{S_V^2}{S_D^2 C_{MB}} y_i - \frac{S_V}{S_D} \frac{1}{C_{MF}} x = 0$$

(5)

$$-\frac{S_V}{S_D} \frac{1}{C_{MF}} y + M_{MV} \frac{d^2 x}{dt^2} + R_{TS} \frac{dx}{dt} + \frac{1}{C_{MF}} x = 0$$

### SCHÉMA ÉQUIVALENT DE L'ENCEINTE A CHARGE SYMÉTRIQUE

Traduire un problème électromécanique en équivalent électri-



que présente un avantage indéniable sur le plan de la compréhension et de la concrétisation du système. En fait, les équations 4 et 5 peuvent être, après mise en forme, traduites par le schéma électrique de la figure 3.

Les valeurs des éléments introduits sur ce schéma équivalent peuvent être exprimées en fonction des données précédentes par les relations :

- $C_{AF} = C_{MF} S_D^2$  : compli-  
ance acoustique de la cavité 2
- $C_{AS} = C_{MS} S_D^2$  : compli-  
ance acoustique des suspensions du  
H.P.
- $M_{AS} = M_{MS}/S_D^2$  : masse acou-  
stique de l'équipage mobile
- $R_{AT} = R_{TS}/S_D^2$  : résis-  
tance acoustique due à l'amortisse-  
ment mécanique et électrique du  
H.P.
- $C_{AB} = C_{MB} S_D^2$  : compli-  
ance acoustique de la cavité 1
- $M_{AV} = M_{MV}/S_V^2$  : masse  
acoustique de l'air contenu dans  
l'évent

Dans ces conditions, le cou-  
rant efficace  $I_V$  dans l'inductance  
 $M_{AV}$  représente le débit dans  
l'évent.  $S_V \omega Y$

Il s'avère intéressant d'exprimer

— d'une part, la pression sonore  
 $P_A$  en fonction du débit  $I_V$

$$P_A = \frac{\rho S_V \omega^2 Y}{4\pi r} = \frac{\rho \omega}{4\pi r} I_V \quad (6)$$

— d'autre part, la tension effi-  
cace aux bornes de l'inductance  
 $M_{AV}$  :  $U_V = M_{AV} \omega I_V$  (7)

ce qui permet d'établir :

$$P_A = \frac{\rho}{4\pi r M_{AV}} U_V \quad (8)$$

La tension efficace  $U_V$  aux  
bornes de l'élément  $M_{AV}$  est donc  
à une constante près

$$\frac{\rho}{4\pi r M_{AV}}$$

l'image de la pression acoustique  
efficace  $P_A$  créée par le système à

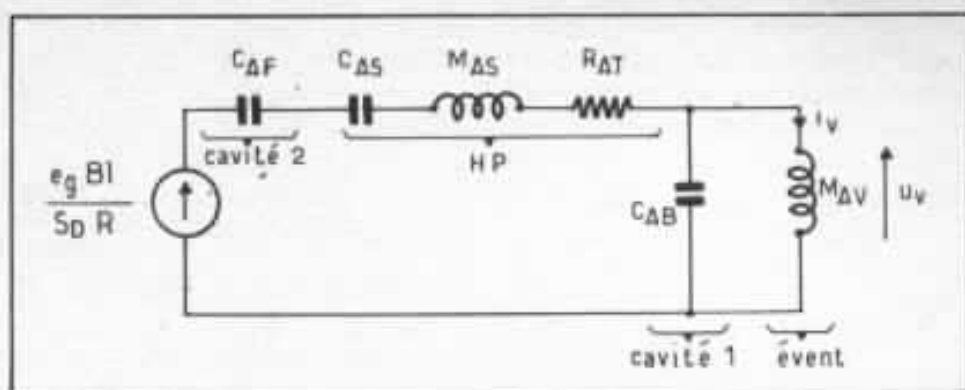


Fig. 3 : Schéma équivalent de l'enceinte à charge symétrique

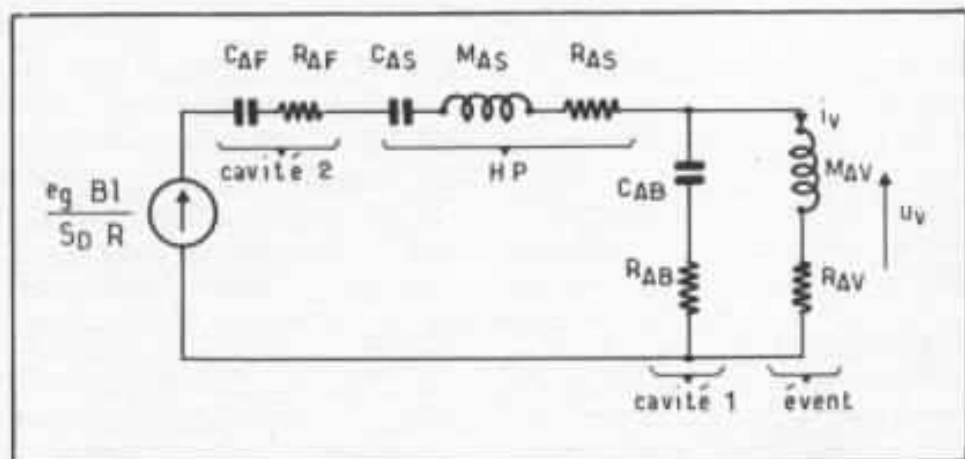


Fig. 4 : Schéma équivalent tenant compte des résistances d'amortissement des cavités de l'évent.

une distance  $r$ .

Partant de cette constatation,  
on peut prévoir l'allure de la  
réponse en fréquence qui sera  
celle d'un filtre passe bande, la  
mise en parallèle de  $M_{AV}$  et  $C_{AB}$   
constituant un circuit bouchon.

Précisons enfin pour les puris-  
tes, qu'en toute rigueur, il fau-  
drait faire apparaître sur le  
schéma équivalent les résistances  
acoustiques des cavités et de  
l'évent; on aboutit alors au  
schéma équivalent représenté  
figure 4.

### Fonction de transfert du système

Le but de la mise en équation  
étant d'étudier la réponse en fré-  
quence du système qui,  
rappelons-le, est donnée par la  
relation (3).

$$N_{dB} = 20 \log (4700 S_V \omega^2 Y)$$

nous résolvons les équations (4) et  
(5) pour finalement obtenir,

après mise en forme, la relation :

$$N_{dB} = 20 \log 4700 S_V \frac{\rho \omega^2 Y}{4\pi r} \frac{P_{MA} C'_{AS}}{P_{MA} C'_{AS} + p (R_{AT} C'_{AS} C_{AB} M_{AS}) + p^2 (M_{AS} C'_{AS} + M_{AS} C_{AB} + M_{AS} C'_{AS}) + P_{MA} C'_{AS} + 1}$$

où  $C'_{AS}$  représente l'élasticité  
acoustique équivalente de  
l'ensemble haut-parleur + cavité  
2, soit

$$\frac{1}{C'_{AS}} = \frac{1}{C_{AS}} + \frac{1}{C_{AF}}$$

$p$  représente la quantité com-  
plexe  $j\omega$  ( $j^2 = -1$ ).

— Les autres données ont été  
précisées au paragraphe : Prin-  
cipe de la mise en équation.

La quantité  $\frac{p^2 M_{AS} C'_{AS}}{D_{(p)}}$  est  
appelée fonction de transfert du  
système et est généralement dési-  
gnée par  $F_{(p)}$ . Les lecteurs fami-  
liarisés à l'étude des filtres ne  
manqueront pas de reconnaître  
dans l'expression de  $F_{(p)}$  la fonc-  
tion de transfert d'un filtre  
passe-bande du quatrième ordre,  
ce qui laissait d'ailleurs prévoir

schéma équivalent. Nous pouvons dès lors affirmer que les pentes d'atténuation de part et d'autre de la bande passante seront de 12 dB/octave.

### Optimisation du système

L'optimisation d'un système peut être décomposée en trois étapes :

- Choix d'un modèle permettant de caractériser le système à optimiser ;
- Identification système modèle ;
- Calcul des éléments constituant le système soit, dans ce cas, la détermination ;
- Du volume des cavités avant et arrière ;
- De la fréquence d'accord de la cavité avant qui mènera au dimensionnement de l'évent.

### Choix du modèle

La réponse en fréquence de l'enceinte à charge symétrique étant celle d'un filtre passe bande du quatrième ordre, le modèle retenu est la fonction de transfert générale d'un tel filtre

$$H_{\omega} = \frac{W \left(\frac{p}{\Omega_0}\right)}{\left(\frac{p}{\Omega_0}\right)^4 + 2sB\left(\frac{p}{\Omega_0}\right)^3 + (2+B^2)\left(\frac{p}{\Omega_0}\right)^2 + 2sB\left(\frac{p}{\Omega_0}\right) + 1}$$

expression dans laquelle

- $\Omega_0$  représente la pulsation centrale du filtre passe bande. Pour cette pulsation  $H(p) = 1$  ;
- $s$  caractérise l'ondulation  $\varepsilon$  dans la bande passante ce qui précise le tableau suivant

s	0,4	0,5	0,6	0,7	>0,7
$\varepsilon_{(dB)}$	2,7	1,25	0,35	0	0

- $B$  peut être exprimé sous la forme

$$B = \frac{\Omega_2 - \Omega_1}{\Omega_0}$$

où  $\Omega_2$  et  $\Omega_1$  sont deux pulsations situées de part et d'autre de  $\Omega_0$  telles que  $\Omega_1 \Omega_2 = \Omega_0^2$ . De plus, pour ces deux pulsations, l'écart par rapport au niveau 0 dB vaut

$$20 \log \frac{1}{2s}$$

Afin de concrétiser la réponse

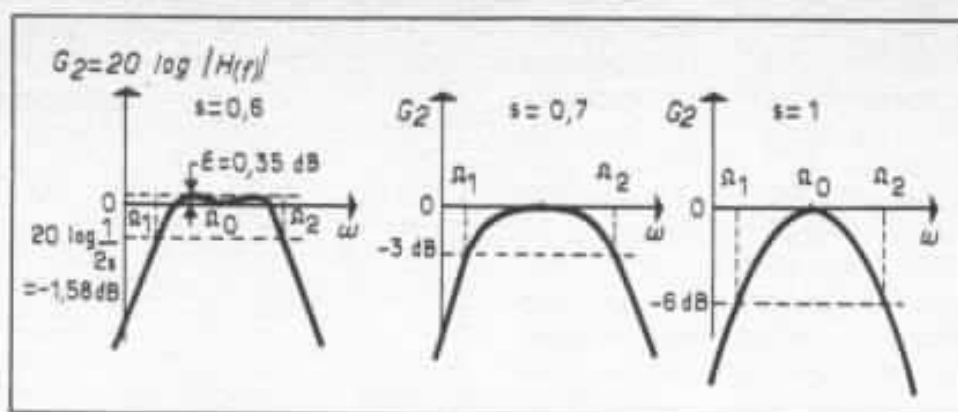


Fig 5 : Allure de la réponse d'un filtre passe bande du 4ème ordre pour  $A = 0,6 ; 0,7 ; 1$

d'un tel type de filtre, nous en donnons la réponse pour  $s = 0,6, 0,7$  et  $1$  (voir fig. 5).

### Identification système-modèle

Cette identification consiste à traduire l'égalité des dénominateurs de  $F_{(p)}$ , fonction de transfert du système, et de  $H_{(p)}$ , fonction de transfert du modèle. Cette relation devant être vérifiée quelque soit  $p$ , on en déduit donc l'égalité des coefficients.

$$M_{AS} C'_{AS} M_{AV} C_{AB} = \frac{1}{\Omega_0^4}$$

$$R_{AT} C'_{AS} C_{AB} M_{AB} = 2s \frac{B}{\Omega_0^3}$$

$$M_{AS} C'_{AS} + M_{AV} C_{AB} + M_{AV} C'_{AS} = (2+B^2)/\Omega_0^2$$

$$R_{AT} C'_{AS} = 2sB/\Omega_0$$

Nous épargnons au lecteur la résolution du système pour ne donner que les relations fondamentales qui s'en déduisent et qui concernent

- la réponse en fréquence du système
- le dimensionnement du système.

### Réponse en fréquence du système

La résolution du système d'équations et la mise en forme des résultats permettant d'établir la relation

$$(10) \quad \frac{f_s}{Q_T} = 2s (F_2 - F_1)$$

$$\text{avec } F_2 = \frac{\Omega_2}{2\pi}$$

$$F_1 = \frac{\Omega_1}{2\pi}$$

Cette relation appelle une remarque très importante. En effet, pour un HP donné le rapport  $\frac{f_s}{Q_T}$  est déterminé, on ne pourra pas fixer indépendamment l'ondulation dans la bande passante (soit  $s$ ) et la largeur de la bande passante (soit  $F_2 - F_1$ ).

La démarche sera donc la suivante : le tableau donnant les valeurs de l'ondulation  $\varepsilon$  en fonction de  $s$  ainsi que les courbes de la fig. 5 nous amènent à choisir  $s$  compris entre 0,5 et 0,7. (Des valeurs de  $s < 0,5$  donnent une ondulation trop importante, des valeurs de  $s > 0,7$  donnent des courbes trop amorties).

Ayant choisi la valeur de  $s$ , la valeur de la quantité  $F_2 - F_1$  en résultera :

$$F_2 - F_1 = \frac{1}{2s} \frac{f_s}{Q_T}$$

On peut alors s'imposer la valeur de  $F_1$  ou de  $F_2$ , l'autre valeur en résultera.

### Dimensionnement du système

Elle résulte également de la résolution du système d'équations.

- Le volume avant est déterminé par la relation

$$(11) \quad V_H = 4 s^2 V_{AS} Q_T^2$$

— le choix de  $s$  est conditionné par les considérations exposées

au paragraphe : réponse en fréquence du système. En pratique  $0,5 \leq s \leq 0,7$

— Le produit  $V_{AS}Q_T^2$  est déterminé par le choix du haut-parleur.

— Il est à remarquer que le volume avant est totalement indépendant du dimensionnement du volume arrière.

\* La fréquence d'accord de la cavité avant est déterminée par la relation

$$(12) M_{AV}C_{AB} = \frac{1}{\Omega_0^2} = \frac{1}{4\pi^2 F_1 F_2}$$

relation qui peut être traduite sous la forme :

$$\left(\frac{l_v}{S_v}\right) \left(\frac{V_B}{1,4 \cdot 10^5}\right) = \frac{1}{4\pi^2 F_1 F_2} = \frac{1}{4\pi^2 F^2 \sigma}$$

finalement la surface de l'évent et sa longueur corrigée  $l_v$  sont liées par la relation

$$(13) \frac{l_v}{S_v} = \frac{3000}{F \sigma V_B}$$

On pourra choisir  $S_v$ , calculer la longueur corrigée  $l_v$ , puis en déduire la longueur géométrique par la relation  $l = l_v - 0,88 \sqrt{S_v}$

— Le volume arrière est déterminé par la relation

$$V_F = \frac{V_{AS}}{\frac{F_1 F_2}{f_0^2} - 1} = \frac{V_{AS}}{\frac{F_d}{f - s^2} - 1}$$

### Approche graphique de l'optimisation

Nous avons établi précédemment que le volume de la cavité avant ne dépendait que de l'ondulation et du haut-parleur choisi :  $V_B = 4s^2 V_{AS} Q_T^2$

Il devient alors possible de tracer

— pour une ondulation donnée, c'est-à-dire pour  $s$  fixé

— et pour un HP donné, c'est-à-dire pour  $Q_T$  fixé

Un réseau de courbes de réponse paramétrées en fonction du volume arrière  $V_F$  ou du rapport

$$\frac{V_F}{V_{AS} Q_T^2}$$

Mais cette démarche reste lourde car pour chaque valeur de  $Q_T$ , il faudra envisager plusieurs valeurs de  $s$  (exemple  $s = 0,5, 0,6$  puis  $0,7$ ) d'où finalement un nombre important de réseaux de courbes

D'où l'idée de se baser sur les caractéristiques de l'ensemble HP + volume arrière, ce qui introduit

— la fréquence de résonance du H.P. chargé par le volume arrière

$$f'_s = f_s \sqrt{1 + \frac{V_{AS}}{V_F}}$$

— le coefficient de surtension total du H.P. chargé par le volume arrière :

$$Q'_T = Q_T \frac{f'_s}{f_s} = Q_T \sqrt{1 + \frac{V_{AS}}{V_F}}$$

Cette relation permet d'ailleurs d'établir la conservation du rapport  $\frac{f_s}{Q_T}$

$$\frac{f_s}{Q_T} = \frac{f'_s}{Q'_T}$$

Il devient alors possible,  $m$  étant fixé, de tracer un réseau de courbes paramétrées en  $Q'_T$ , ce

qui permet de faire intervenir globalement les caractéristiques du HP et du volume arrière puisque

$$Q'_T = Q_T \sqrt{1 + \frac{V_{AS}}{V_B}}$$

Nous avons tracé ce réseau pour  $s = 0,5, 0,6, 0,7$  — voir fig. 6, 7 et 8

Soucieux de préserver leur généralité, nous avons fait intervenir en abscisse la fréquence normalisée

$$\frac{f}{(f_s/Q_T)}$$

Plusieurs remarques se dégagent de ces réseaux de courbes :

— des valeurs croissantes de  $Q'_T$  provoquant une translation des courbes vers les fréquences plus élevées. Le choix de  $Q'_T$  sera donc conditionnée par le choix de la bande de fréquence que l'on souhaite reproduire.

— Le niveau 0 dB correspond au niveau d'efficacité du HP monté sur baffle plan. Les courbes permettent donc d'évaluer le niveau d'efficacité du système en fonction de la valeur choisie pour  $Q'_T$ .

Nous rappelons enfin que la

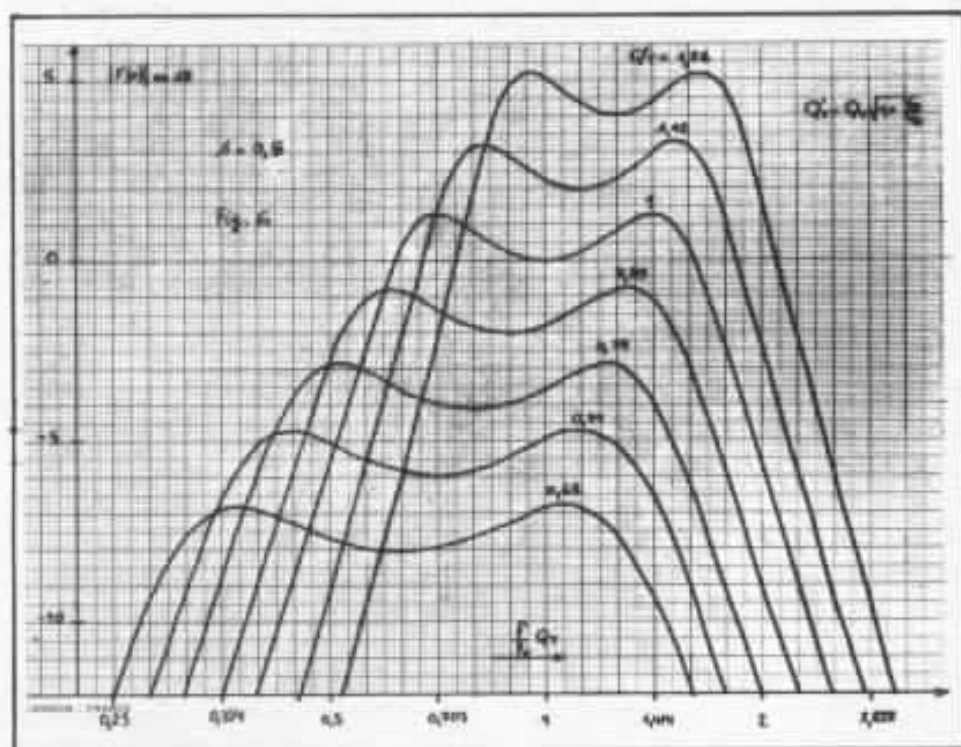


Fig. 6 : Fonction de transfert en fonction de la fréquence pour  $s = 0,5$ .

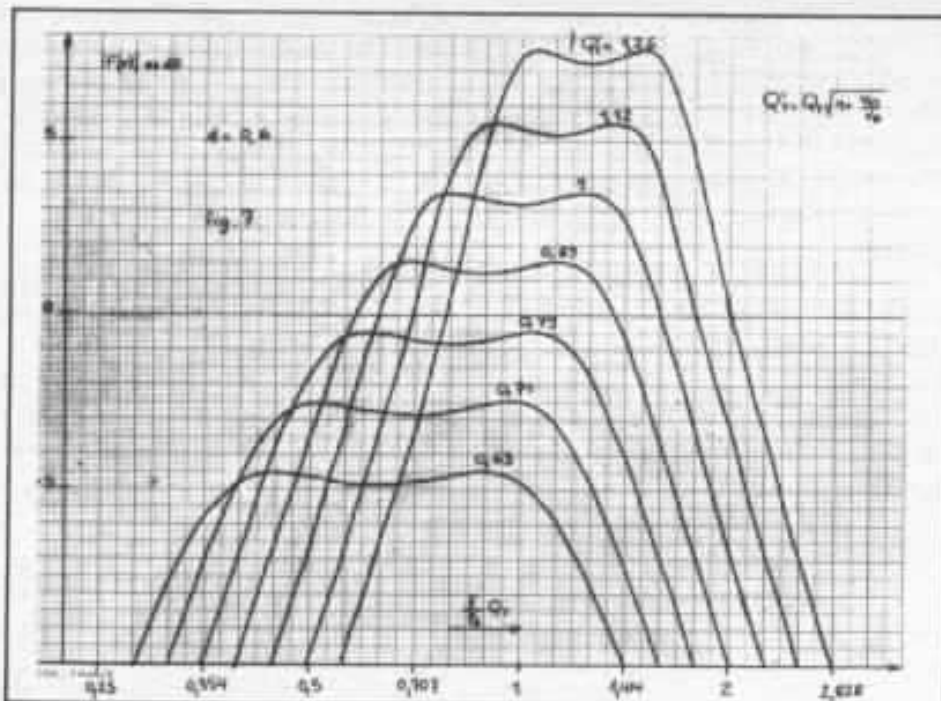


Fig. 7 : Fonction de transfert en fonction de la fréquence pour  $s = 0,6$ .

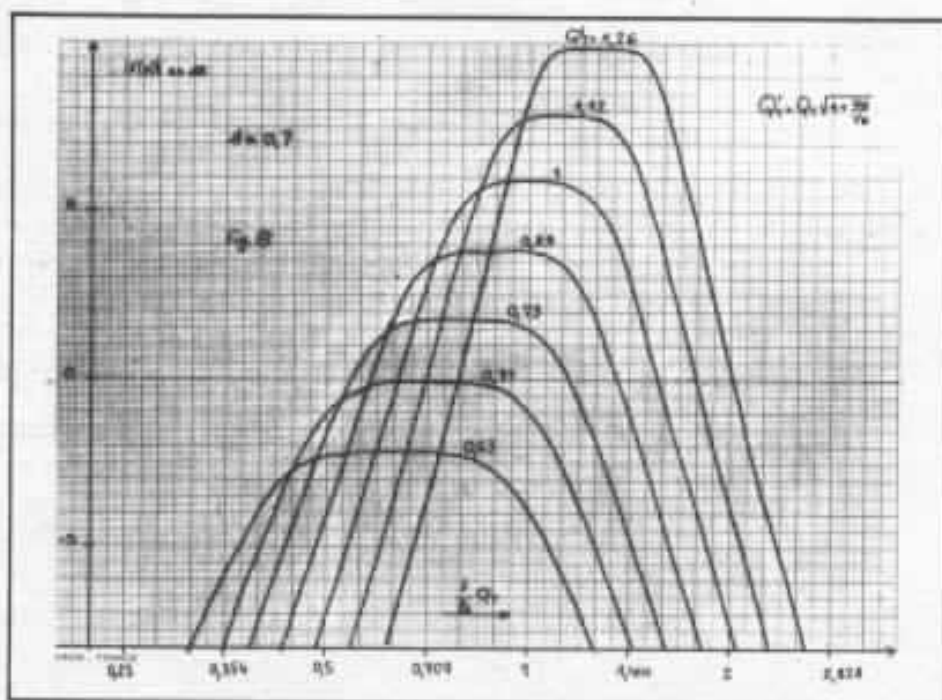


Fig. 8 : Fonction de transfert en fonction de la fréquence pour  $s = 0,7$ .

fréquence d'accord  $F_H$  du volume avant doit être égale à la fréquence de résonance du HP chargé par le volume arrière (relation (13) et (14))

soit finalement  $F_H = f's = F_0$

$$\text{où } f's = Q'_T \frac{f_s}{Q_T} = Q'_T \frac{f_s}{Q_T}$$

$$\text{d'où } F_H = F_0 = Q'_T \frac{f_s}{Q_T}$$

### Calcul de l'enceinte à charge symétrique

Voulant donner à ce paragraphe une orientation plutôt pratique que théorique, nous proposons une méthode de calcul simple qui préserve la généralité des résultats. Une illustration de la méthode est donnée sur un exemple utilisant un HP bien adapté à ce type de réalisation le Focal 8N 401.

### Méthode de calcul :

a) Pour le HP choisi, relever les caractéristiques suivantes dans la notice du constructeur :

1. fréquence de résonance à l'air libre  $f_s = 26$  Hz
2. coefficient de surtension totale  $Q_T = 0,41$
3. Compliance des suspensions  $C_{MS} = 1,3 \cdot 10^{-3} \text{ mN}^{-1}$
3. Surface de la membrane  $S_D = 0,0238 \text{ m}^2$

b) Effectuer les calculs suivants

1. fréquence normalisée :

$$\frac{f_s}{Q_T} = 63,4 \text{ Hz}$$

2. Volume d'air équivalent  $V_{AS} = 1,4 \cdot 10^5 S_D^2 C_{MS} = 0,103 \text{ m}^3$

c) Choisir le paramètre  $s$  en fonction de l'ondulation tolérée dans la bande passante en consultant les courbes fig. 6, 7, 8 :  
Nous avons retenu  $s = 0,7$

- d) Calculer le volume avant :  $V_A = 4s^2 V_{AS} Q_T^2 = 34 \text{ l}$

e) Déterminer, en fonction des caractéristiques du système auquel sera associée l'enceinte à charge symétrique, la fréquence de coupure haute à  $-3$  dB  $F_{CH}$ .  
Nous nous sommes fixés  $F_{CH} = 80$  Hz  
— en déduire le rapport

$$\frac{F_{CH}}{f_s} Q_T = 1,26$$

f) Déterminer sur le réseau de courbes paramétrées en

$$Q'_T = Q_T \sqrt{1 + \frac{V_{AS}}{V_T}}$$

la courbe pour laquelle la fréquence de coupure haute  $-3$  dB est  $\frac{F_{CH}}{f_s} Q_T (= 1,26)$  (Interpoler éventuellement entre deux courbes).

- Relever la valeur de  $Q'_T$  dans l'exemple  $Q'_T = 0,79$
- Contrôler sur le réseau la fréquence de coupure basse à  $-3$  dB

$$\frac{F_{CB}}{f_s} Q_T = 0,5 \text{ soit } F_{CB} = 32 \text{ Hz}$$

g) Calculer le volume arrière

$$V_r = \frac{V_{AS}}{\left(\frac{Q'_T}{Q_T}\right)^2 - 1} = 38 \text{ l}$$

h) Dimensionnement de l'évent

$$\frac{l_v}{S_v} = \frac{3000}{F_0^2 V_B}$$

avec  $F_0 = \frac{Q'_T}{Q_T} f_s = 50,1$

dans l'exemple  $\frac{l_v}{S_v} = 35$

Pour  $S_v = 7,85 \cdot 10^{-3} \text{ m}^2$  (tube de diamètre intérieur 0,10 m), on obtient  $l_v = 0,275 \text{ m}$  soit une longueur géométrique.

$$l = 0,275 - 0,88 \sqrt{7,85 \cdot 10^{-3}} = 0,20 \text{ m}$$

On dispose maintenant de toutes les grandeurs nécessaires à la réalisation de l'enceinte.

#### Résultat du calcul pour le HP Focal 8N 401

Se reporter à la fig. 9 pour la réponse en fréquence. Une première courbe donne la réponse théorique conformément au modèle choisi ne tenant pas compte des amortissements de boîte et d'évent.

Sur la deuxième, on montre l'influence des amortissements de boîte et d'évent caractérisés par  $Q_B = 7$ ,  $Q_V = 15$ . Ces amortissements déforment la courbe et diminuent le niveau nominal de 3 dB.

Pour corriger ces déformations, on a augmenté la fréquence d'accord de la cavité avant :  $F_B = 53 \text{ Hz}$ . La troisième courbe rend compte du résultat définitif. Il est à noter que la nouvelle fréquence d'accord  $F_B = 53 \text{ Hz}$  donne un évent plus court  $l = 0,17 \text{ m}$ .

#### Comparaison des performances du HP 8N 401 monté en enceinte close, bass reflex et charge symétrique

On a regroupé sur la fig. 10 les courbes de réponse en fréquence des trois systèmes ainsi qu'un

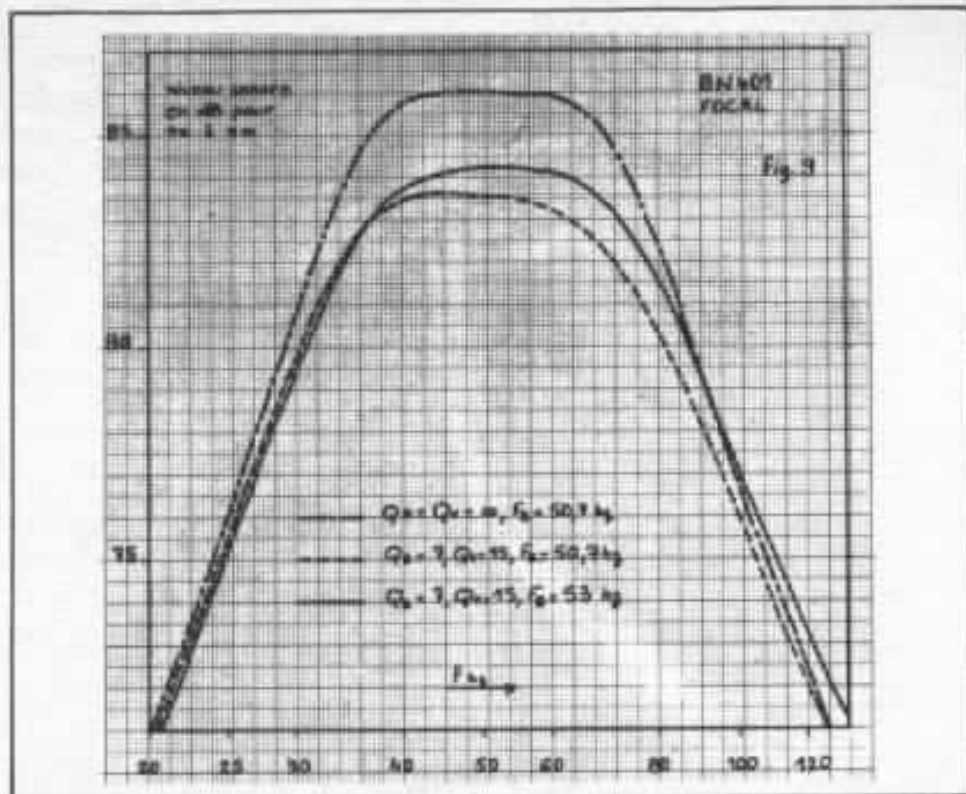


Fig. 9 : Réponse en fréquences du HP Focal 8N401 pour différents amortissements.

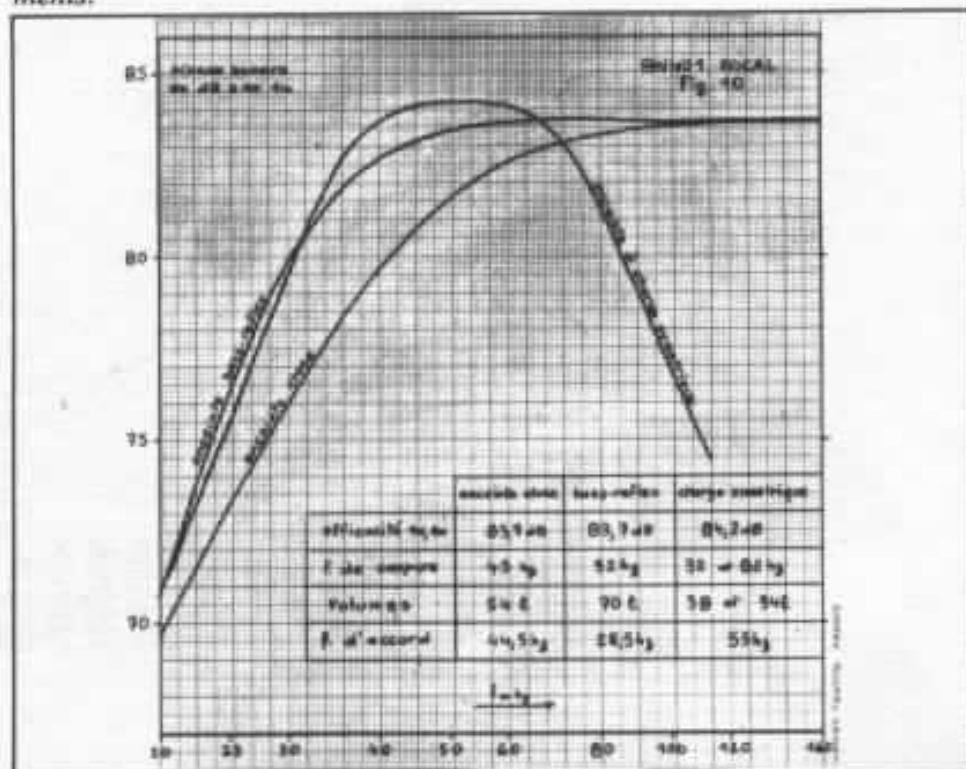


Fig. 10 : Courbe de réponse en fonction de la fréquence pour trois systèmes de charge.

tableau comparatif de données caractéristiques.

Par ailleurs, la comparaison des débattements (page de garde) pour un niveau sonore constant de 90 dB à 1 m en champ libre donne l'avantage à la charge symétrique dans sa zone d'utili-

sation. Il en résultera une reproduction possible de l'extrême grave avec un minimum de distorsion d'autant que la réponse en passe bande du système assure le filtrage à 12 dB/octave du contenu harmonique de la distorsion.

**Page non  
disponible**

# Stéréophonie et son en relief

Jean Hiraga

*La stéréophonie, le son en relief, est une technique d'enregistrement et de reproduction des sons connue depuis près d'un siècle. Appliquée d'une façon universelle il y aura bientôt 25 ans cette méthode devrait subsister encore fort longtemps, ce malgré l'apparition des dernières innovations telles que le codage numérique ou le fameux disque à lecture par rayon laser.*

*Pourtant, malgré des avantages certains, la « stéréophonie » possède tant de défauts, de limites pratiques que l'on pourrait sans hésiter dire « qu'elle ne mérite même pas son nom ». La « stéréophonie », est-ce vraiment la reproduction du son en « relief » ? Serait-ce l'équivalent sonore de la stéréoscopie ?*

*Apparemment oui. En pratique, on est en fait bien loin de l'idéal, ce qu'il est facile de mettre en évidence. C'est pourquoi plusieurs chercheurs se sont penchés sur cette question, chacun tentant d'y apporter une solution : quadriphonie, écoute binaurale sur casque, système « biphonie » etc... sans pour autant qu'une solution vraiment idéale ait été trouvée. Entre ce que nous appelons la « stéréophonie et l'authentique son relief » la différence est pourtant énorme et il semble impératif de reparler de temps en temps de ces difficultés, de ces limites rencontrées, celles que ne pourraient surmonter aucune enceinte acoustique, aucune amplificateur, aussi parfaits soient-ils.*

Notre propos n'est pas ici de retracer l'histoire de la stéréophonie, en commençant par les premières expériences de Clément Ader, père de la stéréophonie (et de l'aviation) ou en passant par les expériences faites par

les laboratoires de la Bell Systems sur la tête artificielle « Oscar » dès 1930. Il faut simplement noter qu'il paraît tout à fait « logique » d'enregistrer et de reproduire les sons à l'aide de deux canaux distincts, réservés à

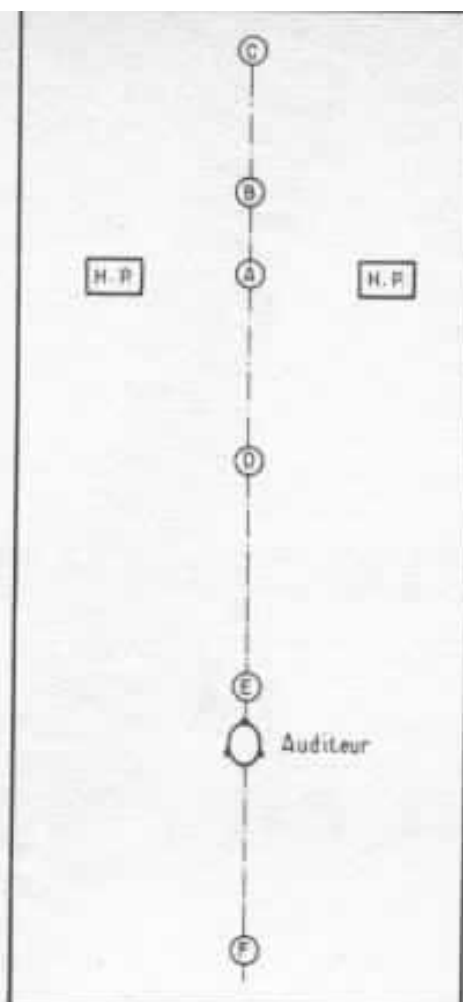
chacune de nos deux oreilles. Toujours selon la logique, l'équivalent acoustique du « décalage optique » du procédé stéréoscopique devrait être en mesure de reconstituer, de toute évidence, les sons dans l'espace,

avec leur relief d'origine. Malheureusement, dans la pratique, on reste encore assez loin de cet idéal, « relief » ne voulant pas forcément dire reconstitution dans l'espace des sons, en distance et en direction.

### **Stéréophonie, son en une dimension ?**

Pour beaucoup, stéréophonie signifie « son en relief ». Or le procédé stéréophonique actuel ne permet de reproduire qu'une seule dimension : c'est la largeur, qui est d'ailleurs délimitée par l'écartement entre les haut-parleurs. Malgré ce que l'on pourrait croire, les deux autres dimensions, la hauteur et la profondeur sont des dimensions que le procédé stéréophonique courant ne peut reproduire. Il existe certes, certains types de son, tels que ceux de faible niveau, peu définis, entachés d'échos plus ou moins importants, qui sont capables d'apporter un « semblant » de profondeur ou de hauteur. Une pièce d'écoute peut encore apporter un certain effet de « relief » sonore. Néanmoins, la reproduction « spatiale » restera réduite à une ligne, une « bande sonore », plate, étirée entre les deux enceintes. Si chacun reconnaît que la vraie perception de hauteur est inexistante dans la reproduction stéréophonique courante, certains pourraient avoir des doutes quant à la perception de profondeur, vu que quelques enregistrements semblent bien reproduire cette dimension.

Là aussi, il est important de ne pas confondre un effet subjectif de profondeur avec une faculté réelle de perception de distance. Pour mettre cela en évidence la figure 1 montre que sur l'axe central la source fictive A peut être parfaitement reproduite. Par contre, si le système était capable de recréer une source fictive au point C il n'y aurait pas de raisons pour que le même système ne puisse pas recréer des



*Fig. 1 : Localisation en profondeur d'une source sonore centrale. Il est démontré qu'à part la position A, il n'est pas possible de localiser en profondeur une source sonore sur un système stéréophonique courant. « Effet de profondeur » et « localisation en profondeur » ne devant pas être confondus.*

sources fictives aux points D ou E ou même F, preuves absolues de la perception de profondeur, de l'infiniment *avant* jusqu'à l'infiniment *arrière*. Dans la réalité une source fictive C n'est en fait qu'un son *superposé au point A*, mais un son de plus faible amplitude, plus flou et souvent superposé à un écho important. De même, le point D, source que l'on croit entendre « devant » les haut-parleurs, est elle aussi une source sonore *superposée au point A*, mais d'amplitude plus grande, formée de sons aux contours plus précis et contenant souvent moins d'échos. Si le système était dans la mesure de reproduire la pro-

ondeur, sans tenir compte de l'esthétique de ce son (son flou ou net, avec ou sans écho) il serait par exemple possible de positionner un son flou et de faible amplitude, emprunt d'échos (imitation d'un son lointain) non pas au point C (plusieurs mètres derrière les haut-parleurs) mais au point E, c'est à dire juste devant l'auditeur. Ainsi, par modification de l'esthétique des sons, de l'amplitude de chaque son, par dosage de la « netteté sonore » ou du pourcentage d'écho, on peut démontrer que la dimension de profondeur dans la stéréophonie courante n'existe pas. Elle n'est, au mieux, qu'un vague effet subjectif dû à l'esthétique du son. Notre « stéréophonie », c'est donc bien un son plat, tout en largeur, sans profondeur ni hauteur.

### **La quadriphonie, espace en deux dimensions « restreintes » ?**

On pourrait penser que la quadriphonie aurait pu être « la » solution, permettant de reproduire un univers sonore vraiment tridimensionnel. Là aussi, grande déception puisque l'on ne pourrait assimiler la source sonore que comme quatre « rubans sonores » (donc sans profondeur ni hauteur) tendus entre les quatre enceintes. Il est dit ici « espace à deux dimensions restreintes », car on doit en effet hésiter à déclarer un tel système comme étant capable de restituer non seulement en *position* mais aussi en *distance* la source sonore. Sur la figure 2 une expérience montre qu'une restitution en un point B est possible alors qu'aux points C, D ou E il ne peut s'agir que d'impressions dues surtout à l'esthétique du signal.

Sur cette figure 2, une source sonore se déplaçant selon le trajet A ne sera jamais entendue en quadriphonie comme dans la réalité. De même qu'il est impossible de reproduire, exactement à



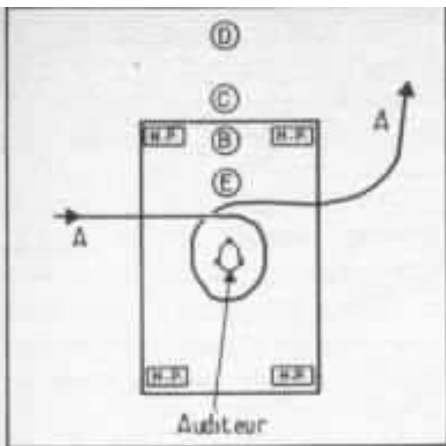


Fig. 2 : Limites du système quadraphonique. Alors qu'il est possible d'obtenir une bonne localisation en profondeur au point B, les autres positionnements sont sujets à l'aspect esthétique du son, à leur niveau acoustique, « localisation » n'étant plus qu'une vague impression subjective. De ce fait, il est impossible, même en quadraphonie, de reproduire une source sonore ponctuelle, mais mobile, se déplaçant selon le trajet A.

la même position que celle de l'auditeur, une source sonore vraiment ponctuelle : l'auditeur n'aura pas l'impression d'entendre, venant « de l'intérieur de sa tête » une source sonore ponctuelle, mais il aura plutôt l'impression d'entendre des sons venant « de partout à la fois », ce qui n'est pas du tout la même chose.

### L'octophonie, espace en trois dimensions « restreintes ».

Comme sur la figure 3, l'octophonie consisterait à enregistrer les sons à l'aide de huit micros placés aux huit coins d'un petit cube. La reproduction serait effectuée à l'aide de huit enceintes placées aux angles d'une pièce de forme cubique, l'auditeur étant placé au centre de la pièce. Là aussi, même malgré l'obtention des trois dimensions sonores, la localisation est réduite aux lignes ou « bandes sonores » reliant les huit enceintes. Contrairement à ce que l'on pourrait croire, on n'obtient pas de « volume » mais seulement

une locations sur six surfaces planes. Même en octophonie, il n'est pas possible d'obtenir une source sonore bien ponctuelle dont la position serait superposée à celle de l'auditeur.

Là encore, malheureusement, l'auditeur n'entendrait pas un son « venant de l'intérieur de sa tête » mais plus exactement un son venant de « partout à la fois ». Là aussi, il n'est pas question de localiser avec précision une source sonore mobile qui suivrait le trajet A de la figure 3.

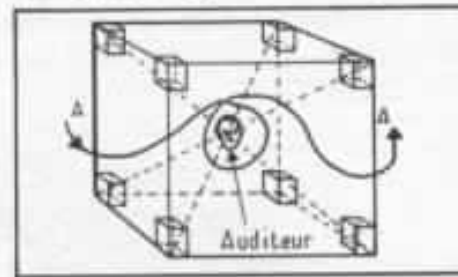


Fig. 3 : Octophonie. La localisation spatiale est réduite au positionnement de la source sonore sur six surfaces planes. De ce fait, il reste impossible de reproduire une source sonore ponctuelle au centre du cube (position de l'auditeur) ou encore une source sonore mobile qui suivrait le trajet A.

Une amélioration de l'octophonie, la « myriaphonie » c'est-à-dire une boule dont la surface serait comblée de micros pour l'enregistrement, la reproduction s'effectuant sur une « sphère sonore » au centre de laquelle serait placé l'auditeur, on retrouve les mêmes limites de localisation spatiale propres aux principes de la stéréophonie, quadraphonie ou octophonie.

### Retour à la stéréophonie

En revenant à la stéréophonie (à deux canaux) conventionnelle, on constate donc une déformation de l'espace sonore lors de la reproduction sur haut-parleurs. Sur la figure 4, en A, une tête artificielle capte des sources sonores placées sous différentes positions et distances. En B, on note cette fois la distorsion de position et de distance intro-

uite. En admettant que, lors de l'enregistrement, les instruments étaient disposés à des hauteurs différentes par rapport au sol, il faudrait y ajouter, lors de la reproduction, la distorsion de position verticale introduite, difficile à indiquer sur papier. Sur la figure 4, en B, toutes les sources sonores se trouvent alignées entre les enceintes, faisant ainsi disparaître la perception réelle de profondeur. La source F, par exemple, qui était située à gauche et en arrière se place, lors de la reproduction, à proximité de l'enceinte gauche. Cette perte de perception en profondeur semble venir en grande partie du mélange acoustique des deux voies lors de la reproduction.

Sans aborder trop longuement des sujets passionnants tels que ceux de l'écoute binaurale, de la perception de distance et de direction, du degré de précision de ceux-ci, il est un fait que l'écoute au casque d'un enregistrement effectué à l'aide d'une tête artificielle est capable d'apporter des informations de direction, de distance d'une précision étonnante, tout au moins pour l'hémisphère sonore dorsal.

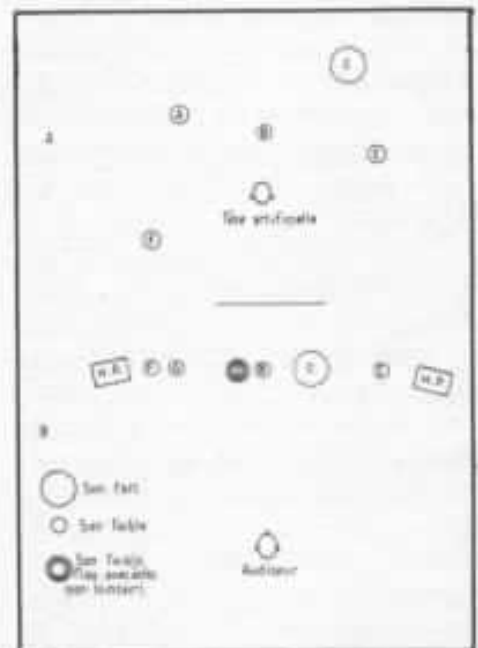


Fig. 4 : Distorsion spatiale des sources sonores existant entre la source originale et la reproduction stéréophonique conventionnelle.

En effet, pour l'hémisphère sonore frontal, celui où se trouve le « cône de vision » on a pu constater, sur écoute au casque une « remontée » des sources sonores, ainsi qu'une confusion assez grande entre les sons venant de l'avant et de l'arrière (surtout si la distance source sonore/micros reste la même). Dans le sens latéral, par contre, on peut obtenir un respect remarquable de cette dimension, distance qui n'est plus limitée par l'écart entre les enceintes et encore moins, par l'écart entre les écouteurs du casque.

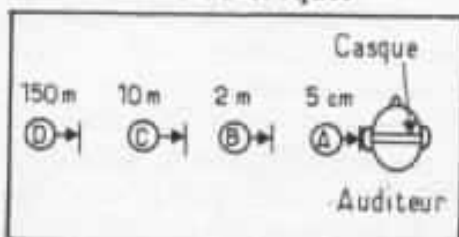


Fig. 5 : Localisation latérale sur casque (enregistrement binaural). Il est possible de localiser la distance avec une très bonne précision.

La figure 5 montre que, sur écoute au casque, il est possible de localiser, sur le plan latéral, des sources sonores placées à des distances très différentes. Signalons aux lecteurs, à ce propos, qu'il existait autrefois au Japon un casque particulièrement bien adapté à la reproduction binaurale, de structure entièrement ouverte (espace des deux côtés de l'écouteur) indiqué sur la figure 6.

Sur les haut-parleurs, la perte de localisation dans les deux directions, largeur et profondeur provient du mélange acoustique des canaux lors de la reproduction. Dans la situation originale chacune des oreilles tient compte du décalage temporel par rapport à l'autre oreille, du temps d'arrivée du signal, de la forme de celui-ci, de la phase, ainsi que des différences d'amplitude. Il conviendrait d'ajouter ici les caractéristiques de directivité de l'oreille dans divers plans et sous plusieurs fréquences et les lec-

teurs intéressés peuvent consulter à ce sujet les premiers numéros de la Nouvelle Revue du Son (articles de l'auteur sur le procédé binaural). Cela permet aux oreilles de reconnaître avec une bonne précision (sauf pour certaines directions), la distance et la direction de chaque source sonore. Or, toutes ces précieuses informations se trouvent presque totalement détruites par l'effet de « Cross Coupling », dû à l'effet de diaphonie entre les enceintes acoustiques. Cet effet est d'ailleurs connu depuis fort longtemps et Benjamin Bauer

(CBS, USA) en parlait déjà dès 1960.

Mais, dans la pratique, le casque présente quelques inconvénients, aussi bon soit-il. D'autre part, il ne serait pas question d'avoir recours à une solution théoriquement plus parfaite mais difficile à imaginer dans la pratique : celle du mur absorbant placé entre les enceintes (figure 7).

### Effets de la diaphonie inter haut-parleurs

Alors que le casque présente une séparation diaphonique



Fig. 6 : Casque dynamique particulièrement bien adapté à la reproduction binaurale (Napoalex, CTX-1 MKII). Il fut fabriqué au Japon entre 1973 et 1979.

presque parfaite (sauf le cas particulier de la figure 6), la diaphonie entre haut-parleurs peut se représenter comme sur la figure 8. Le signal partant du haut-parleur gauche atteint l'oreille gauche, puis l'oreille droite, après un décalage pouvant atteindre 0,6 milliseconde. Il en est de même pour le haut-parleur de droite qui atteindra d'abord l'oreille droite, puis l'oreille gauche.

De cela, on pourrait en conclure une perte du « relief stéréophonique », une sorte de mélange partiel en monaural.

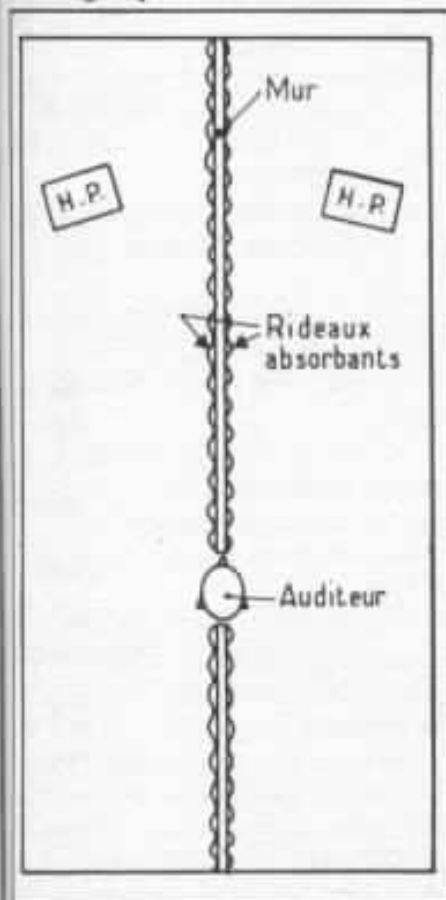


Fig. 7 : Principe, difficile à imaginer dans la pratique, éliminant la diaphonie entre haut-parleurs. Il permettrait néanmoins de retrouver des informations de direction et de distance en largeur et en profondeur.

C'est en fait un peu plus compliqué. Il faut avant tout rappeler que selon les recherches effectuées par les laboratoires Bell en 1933, puis par A.W. Mills (J.A.S.A., 1958), l'oreille peut déceler facilement des déplacements latéraux d'une source

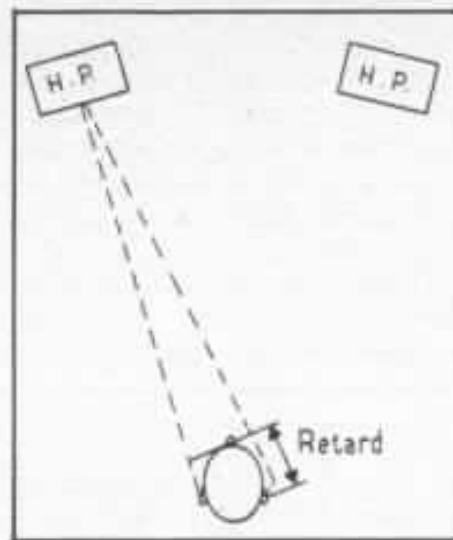


Fig. 8 : Effet de diaphonie lors d'une écoute stéréophonique sur haut-parleurs.

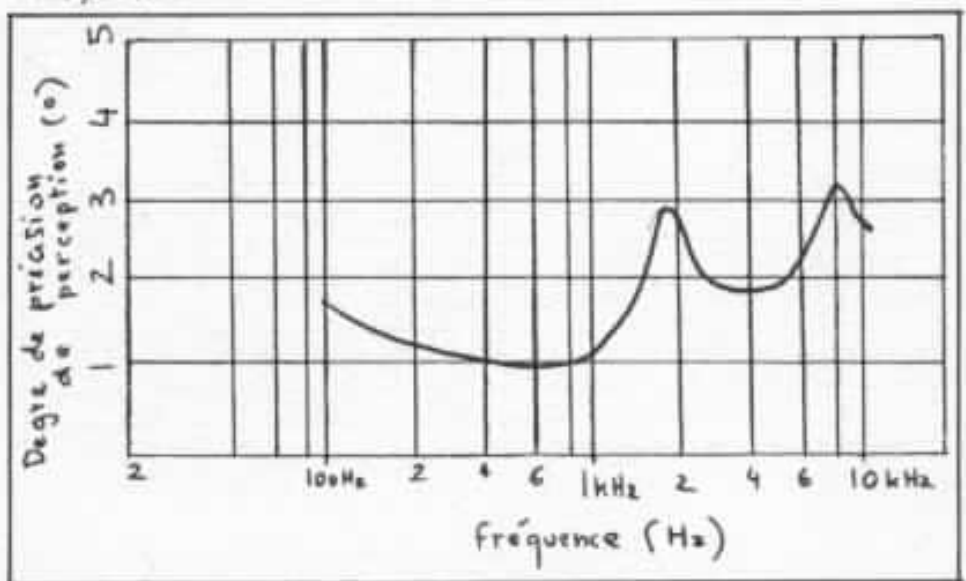


Fig. 9 : Degré de précision de l'oreille (position latérale d'une source sonore). Elle est de l'ordre de 1° entre 300 et 1 000 Hz, ce qui est remarquable.

sonore sous un angle de l'ordre de 1°, pour des fréquences comprises entre 300 et 1 000 Hz, ce qu'indique la figure 9. Malheureusement, cette précision est fortement perturbée par la diaphonie entre haut-parleur. La figure 10 montre ce qui se passe sur le plan de la stabilité spatiale de la source sonore. En choisissant volontairement des enceintes très rapprochées on constate qu'à certaines fréquences un décalage en phase supérieur à 60° procure un déplacement anormal de la source fictive passant successivement de 0 à 90°. Cela est bien plus grave que des questions « à la mode » de phase

respective des haut-parleurs composant une enceinte trois voies, plus grave qu'une réponse en phase d'une enceinte ou d'un filtre actif. D'autre part, dès 1 200 Hz, la demi-longueur d'onde du signal provenant d'une enceinte par rapport à celui de l'enceinte opposée arrivant directement et « en croisé » aux deux oreilles procurera, par oppositions de phases successives, une annulation plus ou moins grande du signal perçu, c'est-à-dire des bosses et des creux d'amplitude pouvant dépasser 10 dB, ce qu'indique la

figure 11. Bien entendu ces problèmes ne sont présents que partiellement si l'écoute « à deux oreilles » est remplacée par un seul microphone. Dans le cas de l'écoute binaurale de deux haut-parleurs émettant un signal « stéréo » les problèmes constatés sont donc :

- croisement des signaux gauche et droite et vice versa ;
- décalage temporel d'une voie sur l'autre ;
- altération de la courbe de réponse, de la phase et du positionnement de la source fictive ;
- perte de la notion de profondeur réelle, de largeur réelle.

En admettant que le signal

émis par le haut-parleur gauche arrive sur l'oreille gauche, puis sur l'oreille droite après un retard de 0,6 milliseconde (additionné d'une modification spectrale due à l'ombre acoustique de la tête) on peut schématiquement assimiler la propagation du son émis par les deux enceintes sur les deux oreilles comme sur la figure 12.

figure 13. Sur le plan pratique, l'annulation parfaite est très difficile puisqu'il faut tenir compte des caractéristiques suivantes :

- courbe de réponse des enceintes, appairage de celles-ci ;
- caractéristiques de directivité de la tête ;
- réponse en phase des enceintes ;
- caractéristique de directivité

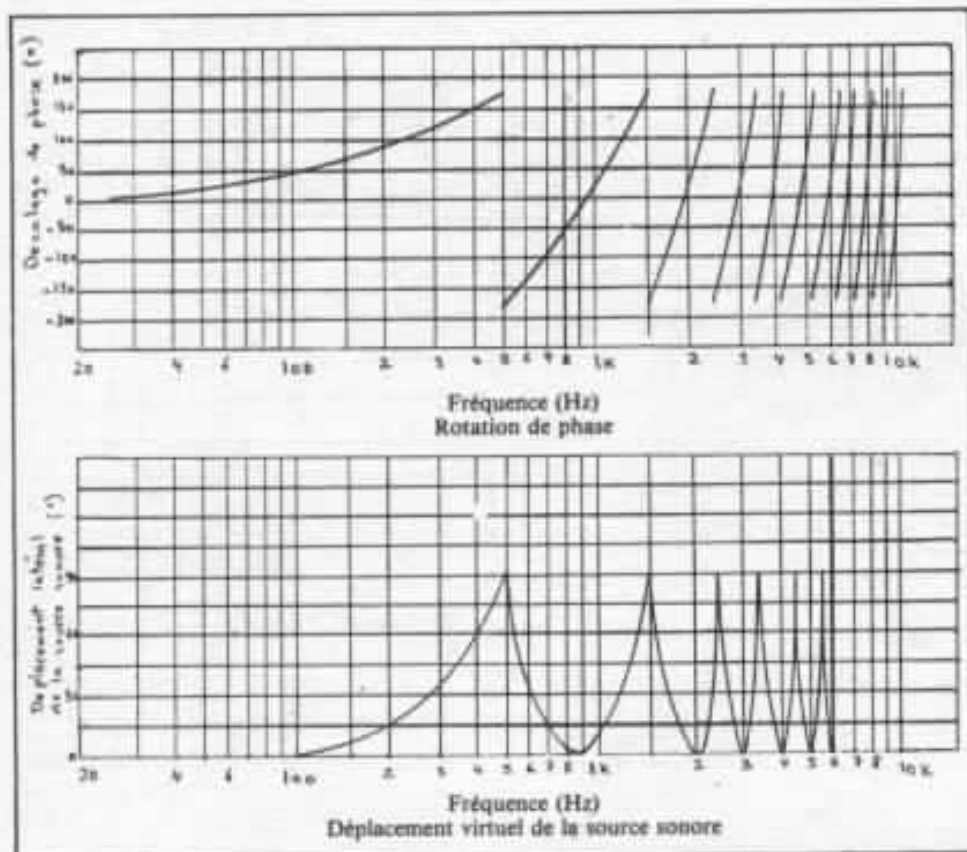


Fig. 10 : Cas de deux enceintes relativement rapprochées. On remarque une rotation de phase importante, ainsi qu'une instabilité de positionnement de la source fictive, au-dessus de 300 Hz. Même pour des enceintes normalement espacées (3 à 4 m) ce même phénomène se reproduira à partir d'environ 1 500 Hz.

Le principe du « mur entre les enceintes » n'étant pas applicable en pratique, les lecteurs ont peut-être entendu parler d'un procédé annulant « l'effet de croisement » enceintes/tête, de la sorte que le son émis par l'enceinte gauche ne puisse être entendu que par l'oreille gauche et vice versa. Ce procédé, baptisé « Biphonic » par JVC (Japon) consiste à envoyer sur le canal opposé le signal, après lui avoir fait subir une modification spectrale et un retard temporel prédéfini et vice versa. Cela est expliqué schématiquement sur la

des enceintes ;

- angle d'écoute et distance enceintes/auditeur.

Le processus JVC BN-5 (dont la fabrication a été abandonnée) possédait des égaliseurs simplifiés (égalisation sur dix bandes d'octaves) ainsi que des lignes de retard réglables, permettant l'adaptation sous trois triangles d'écoute, de 30°, 45° et 60°.

Mais rien n'est parfait. En effet si l'on doit juxtaposer les interférences illustrées par les figures 10 et 11 et si l'on suppose cette fois que deux signaux, en phase, passant préalablement



Sound Concepts (USA)  
Processeur IR 2100 « Image Restoration Control ».

par le processeur « Biphonic » partent simultanément des enceintes pour arriver aux oreilles, le problème se complique. Il va se produire en effet des défauts tels que :

- courbe de réponse variant selon la position angulaire de la source fictive ;
- interférences importantes et instabilité pour un signal monaural ou pour des sons venant du milieu ;
- courbe de réponse générale (et écoute binaurale) en « peigne » c'est-à-dire comportant de nombreux creux et bosses au-delà de 1 kHz.
- effet de relevé du haut médium et perte de niveau subjectif de sons graves (pour les sons venant du centre).

Dans ce cas même une précorrection de la courbe de réponse détériore malgré tout la fidélité de l'image centrale (linéarité d'amplitude, positionnement et profondeur, etc.). On comprend en fait très bien que l'annulation au centre n'est pas nécessaire puisque les deux haut-parleurs émettent le même son, l'incidence sur l'image centrale restera faible, malgré l'effet diaphonique.

### Le système Joël M Cohen

Le principe proposé par Joël M Cohen (Sound Concepts Inc, Brookline M.A., U.S.A.) avait déjà été présenté dans le cadre d'

FAES, en octobre 1980. Par principe, il rappelle un peu le procédé Biphonic car il a aussi pour but d'annuler l'effet diaphonique enceintes/oreilles.

Cependant le système est différent et ses avantages par rapport au système Biphonic sont la préservation de la qualité de l'image centrale, la possibilité de reproduire en monaural un

niveau du signal de compensation augmentera. Dans le procédé de Joël M Cohen le signal de compensation se situe à environ 6 dB au dessous du signal principal. Ceci aurait procuré le meilleur résultat et la meilleure image que l'on peut cette fois qualifier de « stéréophonique ». Cependant, on a pu constater, sur de nombreux disques,

Cohen, le retard inter-aural, si celui-ci ne semble pas avoir une grande influence aux fréquences basses (en raison de la longueur d'onde importante), doit être ajusté avec précision aux fréquences élevées : il pourrait se produire en effet un décalage spatial entre la fondamentale et les harmoniques d'un même instrument.

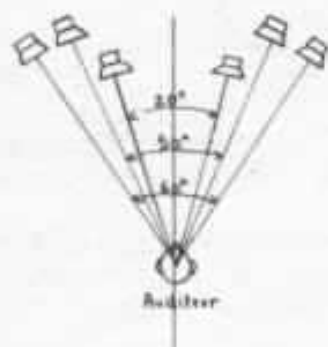
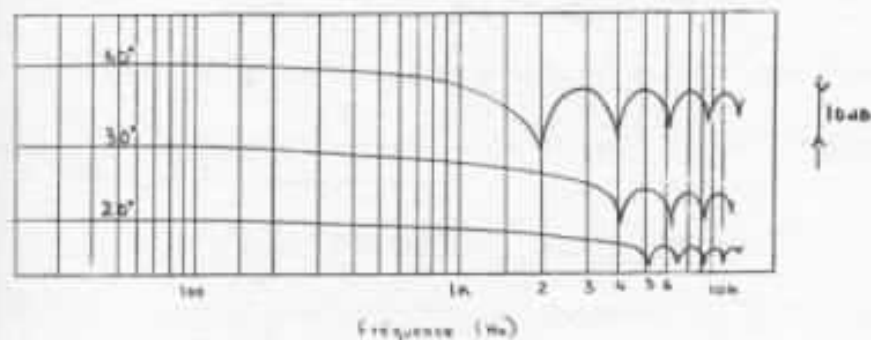


Fig. 11 : Effet de la diaphonie enceintes/oreilles sur la courbe de réponse, pour des angles d'écoute de 20°, 30° et 60°, l'écoute s'effectuant par une tête humaine (écart moyen entre les oreilles : 17 cm). Les perturbations dépassant 10 dB.

signal (donc entre les deux enceintes) sans pour autant les inconvénients du procédé japonais JVC.

Au lieu de procéder à la façon de JVC, le système de Sound Concepts met en œuvre la différence G — D pour annuler ou pour compenser le signal. C'est ce signal qui, après avoir été préalablement égalisé et retardé sera *additionné* au canal gauche et *soustrait* du canal droit. Ceci permet de préserver la qualité de l'image centrale, vu que G — D = 0. Ainsi, plus la source sonore fictive se rapprochera de la gauche ou de la droite et plus le

l'absence de signaux G — D, difficiles à graver car de composante verticale. Ceci peut produire une surcompensation dont le défaut sera une non-uniformité du niveau suivant la position de la source fictive. La figure 14 montre schématiquement le procédé de J.M. Cohen, celui du modèle IR 2100 « Image Restoration Control ». Un autre avantage de ce procédé, par rapport au procédé JVC est que le retard est ajusté par une ligne « BBD », donc continuellement variable pour des angles d'écoute compris entre 20° et 90°. Comme le prétend J.M.

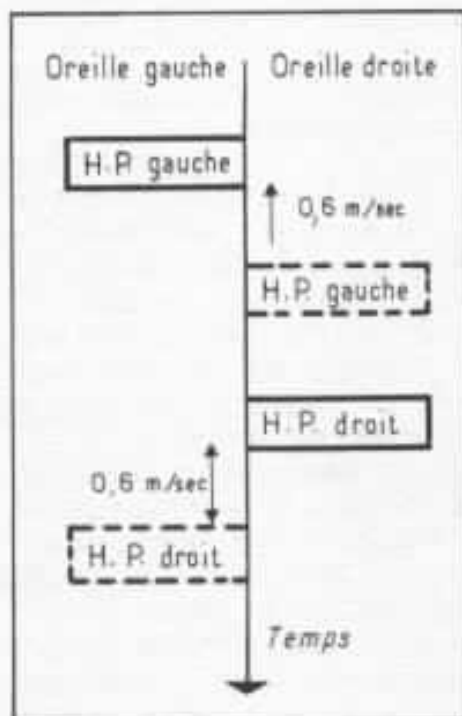


Fig. 12 : Effet diaphonique enceintes/oreilles. Le signal émis par le haut-parleur gauche atteint l'oreille gauche, mais aussi l'oreille droite, après un certain retard et une déformation acoustique, et vice-versa.

Bien que ce système n'ait pas été comparé au procédé Biphonic, signalons au passage qu'un effet de double annulation est parfois très désagréable, donnant l'impression d'avoir les « oreilles bouchées » ou d'écouter dans une « chambre sourde ».

Dans les deux cas le problème principal est que l'auditeur doit écouter dans une acoustique très mate, à l'aide d'enceintes bien appairées, et sous un angle d'écoute bien déterminé. Ce qui limite l'écoute à une seule personne, si l'on souhaite régler le système d'une façon optimale.

Dans le procédé Sound Concepts IR 2100, on constate d'autre part une atténuation volontaire des fréquences inférieures à 70 Hz. Sans ce filtre passe-haut, il se produirait des interférences dues au bruit résiduel, au rumble, perturbations qui, stéréophiques, peuvent avoir des répercussions défavorables sur le matriçage.

### — Conclusion

L'écoute stéréophonique habituelle est sujette à des perturbations dues à des effets de diaphonie acoustique enceintes/auditeur. Ces perturbations sont bien plus grandes que l'on pourrait le supposer. Les progrès effectués au niveau de chaque maillon composant la chaîne hifi d'une part, la quasi-universalité du procédé stéréo/deux canaux/deux H.P., d'autre part, mériterait que l'on se penche de plus près sur cette question. Malgré bien d'autres défauts, une écoute binaurale sur casque montre que, sur haut-parleurs la perte de

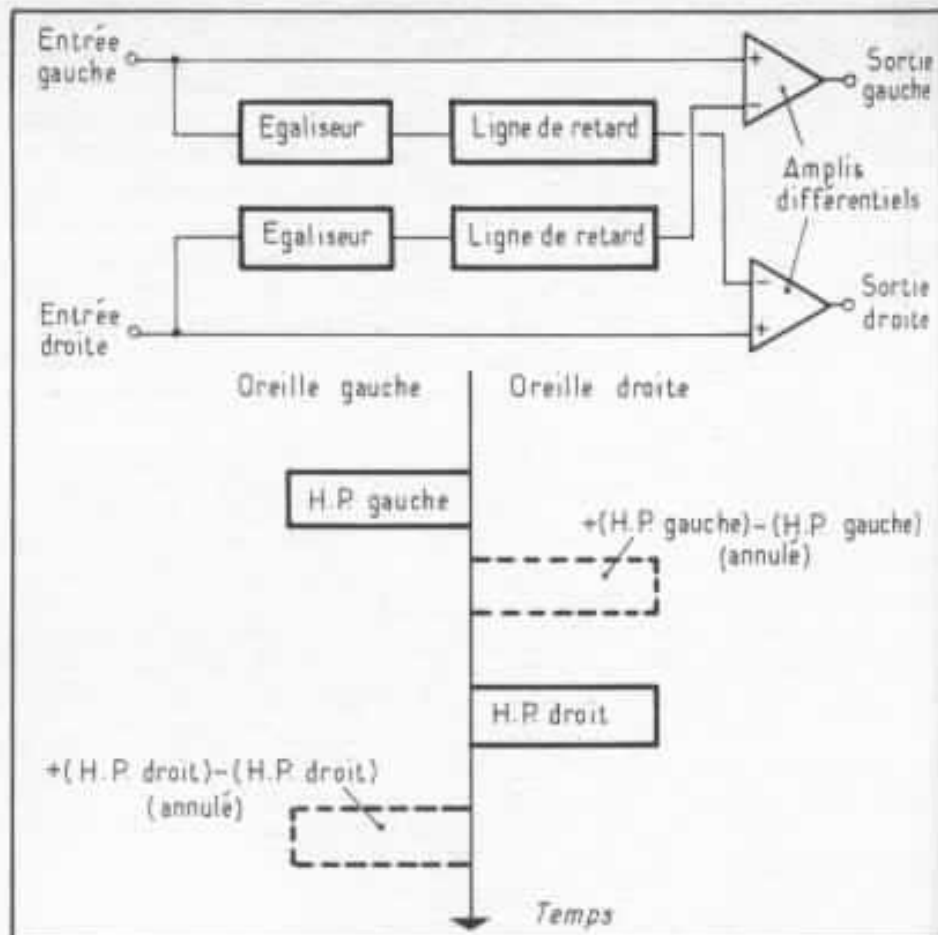


Fig. 13 : Principe « Biphonic » JVC annulant l'effet diaphonique enceintes/oreilles.

qualité, en termes de localisation spatiale, est énorme. Sans l'aide de nouveaux procédés, « notre

stéréophonie » n'est plus qu'un petit monde à une seule dimension.

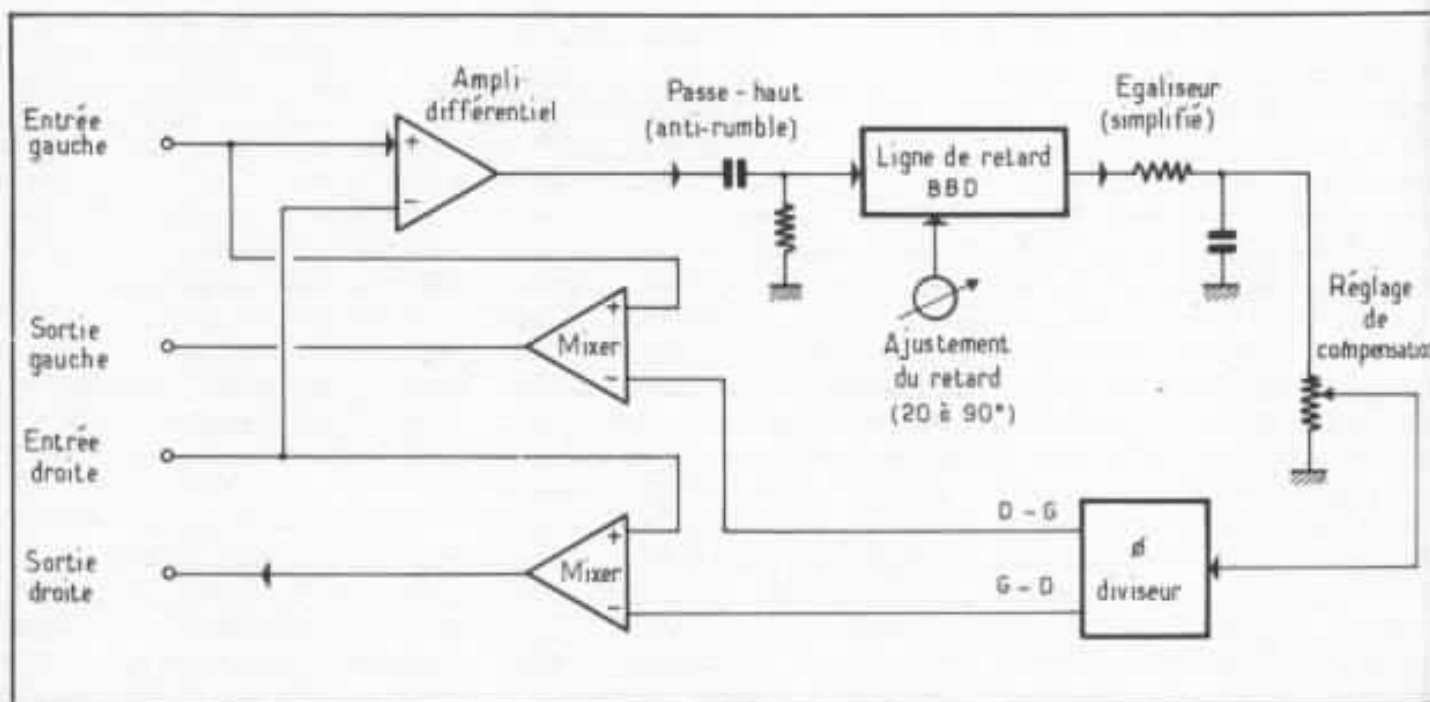


Fig. 14 : Processeur IR 2100, destiné à supprimer la diaphonie enceinte/oreilles, sans procurer de défauts sur image centrale ou monaurale.

## RÉFÉRENCES

- Joël M. Cohen. « *A New Image enhancement technique for stereo reproduction* », *AES* 31/10/1980.
- P. Damaske. « *Interaural Cross Correlation for multi channel loudspeaker reproduction* », *Acoustica, USA*, 1972.
- D. Cooper. « *How many channels ?* », *AUDIO* 11/1970.
- H. Mertens. « *Directional hearing in stereophony* », *E.B.V. Review*, 1965.
- G. Theile, G. Plenge. « *Localization of lateral phantom sources* », *JAES* 25, 1977.
- T. Gotoh, Y. Kimura. « *A consideration of distance perception in binaural hearing* », *N.O.G.R. Review, Japan*, Vol. 33, 1977.
- Y. Makita. « *On the directional localization of sound in the stereophonic sound field* », *EBU Review*, 1962.
- D.M. Leaky. « *Effects produced by two loudspeakers in echo free conditions* », *JAES*, n° 29, 1957.

THIEL





# Entretien avec Jim Thiel

*Klaus Renner*

*Depuis quelque temps, les réalisations de Jim Thiel en matière de haut-parleur suscitent le plus grand intérêt auprès des audiophiles américains. Jim Thiel est encore très peu connu en Europe, aussi nous a-t-il paru intéressant de l'interviewer. C'est ce que nous avons fait à l'occasion du CES 81 de Chicago.*

**Klaus Renner :** Jim, votre firme est encore très peu connue en Europe. Pouvez-vous nous résumer l'histoire de Thiel Audio ?

**Jim Thiel :** En fait, nous sommes une petite firme. Nous nous occupons essentiellement de la construction d'enceintes acoustiques. Cela depuis cinq ans. J'ai une formation de physicien et la haute-fidélité est pour moi une passion. En sortant de l'université, j'ai travaillé pour une firme qui fabriquait du matériel audio et vidéo destiné aux studios. J'ai réalisé personnellement la plupart des monitors de studio. En 76, j'ai décidé avec quelques amis de fonder Thiel Audio. Jusqu'à ce jour nous sommes restés une petite structure travaillant uniquement dans la réa-

lisation d'enceintes acoustiques de haut de gamme. Notre souci est toutefois de proposer des produits qui restent d'un prix abordable.

**K.R. :** Quand on regarde votre enceinte acoustique, c'est sans doute la forme qui frappe de prime abord. Pourquoi utilisez-vous une paroi inclinée pour supporter les haut-parleurs ?

**J.T. :** Il y a plusieurs raisons techniques qui conduisent à choisir une telle forme. Avant tout, c'est la possibilité de réaliser simplement la mise en phase entre les haut-parleurs sans générer d'autres problèmes parasites. Le principe de la mise en phase, que nous appelons « time-alignment », repose sur le fait qu'une enceinte acoustique doit

émettre des signaux provenant des divers transducteurs la constituant qui parviennent au point d'écoute au même moment. Malheureusement, les haut-parleurs entrant dans la réalisation d'une enceinte ne sont pas identiques. Leur centre d'émission ne se situe pas au même niveau. Aussi est-il nécessaire d'arriver à un décalage spatial pour compenser la différence de trajet. Plusieurs constructeurs ont tenté de résoudre le problème en développant des enceintes acoustiques en « palier ». Le tweeter est décalé par rapport au haut-parleur de grave vers l'arrière. C'est une méthode qui permet de résoudre le problème de la mise en phase, mais qui a pour inconvénient les effets de bord générés par les

parois se trouvant à proximité du tweeter. De tels accidents ne sont pas acceptables sur un haut-parleur de qualité.

La solution que j'ai retenue permet d'obtenir simplement l'alignement en phase sans avoir de bords dont l'influence est fâcheuse. La cohérence en phase est pour moi le premier critère que je retiens dans mes réalisations. Le décalage temporel est un premier point qui aide à obtenir la cohérence en phase, mais il y en a d'autres.

**K.R.** : Pourquoi demandez-vous à une enceinte acoustique d'être cohérente en phase ? L'oreille est-elle sensible aux accidents de la courbe de phase ?

**J.T.** : J'ai constaté lors d'expérimentations qu'une amélioration de la courbe de phase s'accompagne d'une amélioration de la qualité de l'enceinte. L'oreille est un instrument assez extraordinaire. On perçoit les modifications de relations de phase entre les harmoniques par exemple. Chaque événement sonore consiste en des oscillations harmoniques, qui ont entre elles des relations de phase bien spécifiques. Aussi, si un haut-parleur de médium et un tweeter ne sont pas cohérents en phase, ces relations sont perturbées. Par conséquent, l'événement sonore n'est pas reproduit exactement et l'oreille percevra cette perturbation.

Cependant, il est vrai qu'il est très difficile de percevoir un changement de phase constant appliqué à un événement tout entier. Toutefois, dans le cas d'une enceinte à plusieurs voies, ce n'est pas de cela qu'il s'agit mais bien du problème mentionné précédemment.

**K.R.** : Pouvez-vous définir les modifications de son perçues entre une enceinte plus cohérente en phase qu'une autre ?

**J.T.** : Il convient avant toute chose d'utiliser des maillons de très bonne qualité. Il est évident que sur un petit système bien d'autres perturbations intervien-

nent et peuvent masquer le phénomène dont nous parlons. Ceci étant précisé, on constate qu'un transducteur très cohérent en phase procure un son plus homogène. Les événements impulsifs sont plus précis. Par exemple, un son de cordes « arrachées » est restitué avec plus de naturel, de netteté et avec une bonne perception des harmoniques multiples. De plus, la localisation spatiale lors de la transcription d'un son complexe est améliorée. Ces avantages sont liés au comportement en phase.

**K.R.** : Pour obtenir une réponse en phase satisfaisante, il semble

nécessaire d'avoir recours à des filtres du premier ordre. Est-ce possible avec les haut-parleurs disponibles sur le marché ?

**J.T.** : Je n'utilise pas de filtres du premier ordre. Toutefois, j'ai réussi à n'obtenir que très peu de changements de phase avec les filtres que j'utilise. Il est vrai qu'ils sont très compliqués car j'ai recours à des corrections de phase, des adaptations d'impédance et de sensibilité. En fait, chacun des haut-parleurs dans la bande de fréquences qu'il est chargé de restituer se trouve relié à un filtre du premier ordre. Au-dessus et au-dessous de cette région, il n'est pas possible de s'accommoder d'une pente d'atténuation à 6 dB par octave. Avec les haut-parleurs disponibles il est nécessaire d'atténuer la réponse très rapidement dès que l'on sort de la zone de fonctionnement effective de celui-ci. Sorti de cette zone, des modifications de phase ne sont plus très importantes. Je suis persuadé que le schéma du filtre est très important, il doit être très élaboré dans une enceinte de qualité.

**K.R.** : Si vous utilisez des filtres très complexes, l'enceinte Thiel ne représente-t-elle pas une charge difficile pour l'amplificateur ?

**J.T.** : Non, je ne pense pas. La charge a une impédance dont la partie réelle est toujours au-dessus de 4  $\Omega$  et la partie complexe suffisamment faible pour ne pas perturber les bons amplificateurs. Je n'ai jamais constaté de problèmes avec les amplificateurs que j'ai utilisés.

**K.R.** : Fabriquez-vous les haut-parleurs vous-même, sinon quel modèle utilisez-vous ?

**J.T.** : J'aimerais beaucoup fabriquer mes propres haut-parleurs, malheureusement la société est trop petite et ne peut pas pour l'instant assumer les coûts de fabrication. Aussi, nous utilisons des haut-parleurs provenant de constructeurs connus. Le



Le modèle 03 de Jim Thiel.

médium vient de Norvège et je suis très satisfait de sa qualité. Le tweeter vient d'Audax en France et le haut-parleur de grave est fabriqué par une firme américaine. Ce dernier a une bobine mobile très longue et un puissant circuit magnétique. Il est sélectionné spécialement par le constructeur. Les tweeters, aussi, font l'objet d'un tri sévère que nous effectuons. C'est essentiel pour obtenir un haut niveau de qualité qui soit constant en fabrication.

**K.R.** : Le choix d'une forme inclinée pour l'enceinte ne pose-t-il pas de problèmes de dispersion ?

**J.T.** : Pas du tout. Au contraire, l'enceinte inclinée m'aide beaucoup sur ce point. Si vous prenez une enceinte conventionnelle, l'auditeur est généralement placé dans l'axe du tweeter en position d'écoute. S'il se déplace, il sort de l'axe du tweeter et l'atténuation est importante. Sur mon enceinte, le tweeter est positionné de telle sorte qu'il est incliné et que l'auditeur en position d'écoute normale ne se trouve pas dans l'axe. S'il se déplace, il ne percevra pas d'atténuation puisqu'il passe d'une position hors d'axe à une autre position hors d'axe. Toutefois, je tiens à préciser que pour retenir une telle solution, il est impératif d'avoir des haut-parleurs sélectionnés avec le plus grand soin.

**K.R.** : Utilisez-vous pour votre

sélection ou lors de la fabrication des méthodes de mesures spéciales ?

**J.T.** : Lorsqu'on réalise des enceintes acoustiques, on se trouve confronté au double problème de la mesure et de l'écoute. Pour ma part, l'oreille est pour moi un moyen d'investigation privilégié. Les mesures quant à elles sont effectuées selon différentes méthodes, réponse en fréquence, en phase et analyse du comportement en régime impulsionnel. Mon système de mesure me permet de m'affranchir de l'influence du local d'écoute. C'est très important pour réussir à bien faire la part des choses.

**K.R.** : Mais alors, comment contrôlez-vous l'influence de votre local lorsque vous faites des tests d'écoute ?

**J.T.** : C'est vrai, c'est un problème difficile. Tout d'abord j'essaie d'obtenir les meilleurs que je connaisse en matière d'amplificateurs, de préamplis... Les disques sont choisis, eux aussi, très attentivement. Mais rien n'est absolument parfait et mon local a, lui aussi, ses défauts. Toutefois, j'ai réussi à les cerner et je pense être en mesure de déterminer avec une bonne précision si un problème constaté est à attribuer aux haut-parleurs ou au local. C'est une question d'expérience et l'élaboration d'un nouveau produit est un travail de très longue haleine. Tant que je ne suis

pas satisfait des mesures et de l'écoute, je persévère dans mes investigations.

**K.R.** : Vos réalisations n'utilisent que des haut-parleurs de type électrodynamique. Que pensez-vous des autres principes tels que l'électrostatique ou les haut-parleurs à ruban ?

**J.T.** : Les enceintes que je réalise doivent être utilisées dans toutes les salles d'écoute conventionnelles sans que cela ne pose à chaque fois de problèmes particuliers. En considérant la relation prix-qualité, l'encombrement, le rendement, je pense que le principe dynamique est le plus satisfaisant sur l'ensemble de ces critères. Bien sûr, le principe électrostatique a des avantages comme une réponse impulsionnelle excellente. Mais l'encombrement, le positionnement, l'alimentation haute tension sont autant de problèmes en utilisation domestique. Pour moi, un haut-parleur doit pouvoir se placer quasiment en n'importe quel point d'une pièce. L'électrostatique, avec son fonctionnement en doublet, est extrêmement difficile à placer. Toutefois, pour ce qui est du haut-parleur à ruban, je peux dès à présent vous informer que je travaille sur un transducteur de ce type qui restituera tout le spectre à partir de 200 Hz. Il a une hauteur de 2 m et un tout petit diaphragme. Mais ce haut-parleur ne sera plus un système raisonnable ! Il sera très cher et la construction n'est pas encore achevée.



# Calculez la charge optimale de votre haut-parleur

Jean-Claude Gaertner

*Le calcul de la charge optimale d'un haut-parleur de grave de type bass reflex n'est malheureusement pas toujours à la portée de l'amateur. Il faut savoir que dans la plupart des cas, les paramètres du haut-parleur fournis par le constructeur sont souvent approximatifs. Ces paramètres ne tiennent pas compte des dispersions importantes pouvant apparaître sur certaines caractéristiques en fabrication. Nous nous proposons dans cet article succinct de donner une méthode rapide de calcul d'une charge optimale, de type bass reflex.*

Pour tout bon haut-parleur, il est possible d'obtenir de son constructeur ou de son distributeur les paramètres suivant qui serviront au calcul de la charge :

$R_{cc}$  : résistance au courant continu ;

$F_s$  : fréquence de résonance du haut-parleur à l'air libre ;

$C_{ms}$  : compliance de la suspension ;

$Q_{ts}$  : facteur de qualité totale ;

$S_d$  : surface émissive de la membrane.

Les paramètres de haut-parleurs d'une même série présentent des variations souvent importantes. Toutefois, on constate en pratique que le seul paramètre offrant la plus grande dispersion et ayant une incidence

importante sur les calculs est le paramètre  $F_s$ , fréquence de résonance du haut-parleur. Aussi est-il nécessaire de pouvoir mesurer cette caractéristique pour chaque exemplaire. Pour cela nous vous proposons la méthode suivante, laquelle ne nécessite qu'un matériel simple et courant :

## 1. Matériel nécessaire

Pour mener à bien cette mesure, vous devez disposer :

- d'un générateur de fréquences sinusoïdales 5 Hz - 20 kHz tension de sortie 10 V ;
- d'un millivoltmètre alternatif ;
- d'une résistance 1 k $\Omega$  ;
- d'une feuille de papier semi-logarithmique.

Nota : dans le cas où votre

générateur ne peut délivrer 10 V<sub>eff</sub>, vous pouvez utiliser votre amplificateur de puissance, sous réserve qu'il soit suffisamment linéaire en basse fréquence.

## Schéma du montage de mesure (figure 1)

L'impédance du haut-parleur est négligeable par rapport à la résistance de 1 k $\Omega$ . Pour une tension de 10 V en sortie du générateur un courant constant de 10 mA traversera la résistance de 1 k $\Omega$ . La tension lue en mV sur le millivoltmètre sera égale au produit de ce courant par l'impédance du haut-parleur

$$V_{mV} = 10 \cdot Z_D$$

$$\text{et donc } Z = \frac{V_{mV}}{10}$$

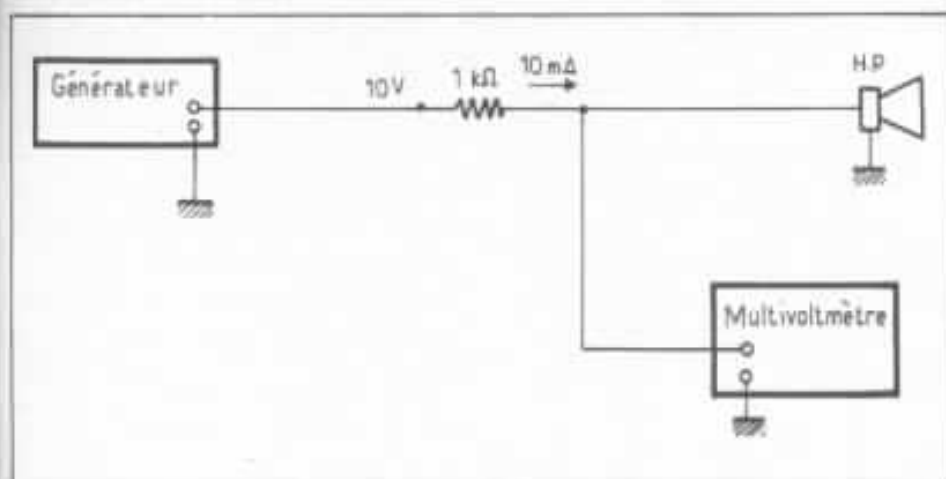


Fig. 1 : Principe de la mesure pour déterminer la courbe d'impédance.

Ainsi si on lit 100 mV l'impédance du haut-parleur à la fréquence considérée sera de 10 Ω.

Effectuer un relevé point par point de la courbe d'impédance en faisant varier la fréquence. La reporter sur la feuille de papier semi-logarithmique. Refaire éventuellement quelques relevés pour déterminer avec une bonne précision le maximum de la courbe d'impédance  $Z_{max}$ .

Avec cette valeur  $Z_{max}$  et  $R_{cc}$ , résistance au courant continu, il est aisé de déterminer

$$Z_1 = Z_2 = \sqrt{R_{cc} \cdot Z_{max}}$$

L'intersection de la droite horizontale  $Z = Z_1$  avec la courbe d'impédance nous donne les fréquences  $F_1$  et  $F_2$  (figure 2), lesquelles nous permettent de calculer  $F_3 = \sqrt{F_1 \cdot F_2}$ .

On dispose ainsi de la fréquence de résonance exacte du haut-parleur, on peut alors procéder au calcul de la charge optimale.

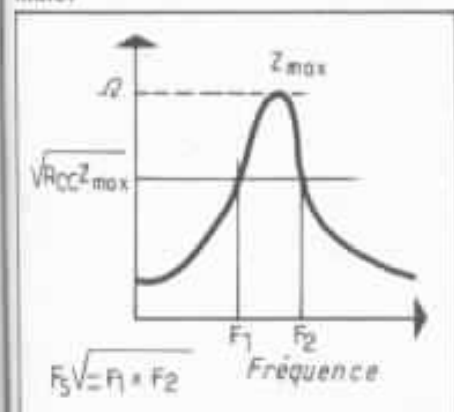


Fig. 2 : Détermination graphique de la fréquence de résonance.

### 3. Calcul de la charge

Il convient de déterminer  $V_{as}$ , le volume acoustique équivalent à  $C_{ms}$

$$V_{as} = 1,4 \cdot 10^5 \cdot C_{ms}$$

$C_{ms}$  : compliance acoustique de la suspension du haut-parleur obtenue à partir de la compliance de la suspension et de la surface émissive de la membrane.

$$C_{ms} = C_{ms} S_d^2$$

$$\text{et donc } V_{as} = 1,4 \cdot 10^5 C_{ms} S_d^2$$

Le volume de l'enceinte acoustique  $V_b$  est obtenu par :

$$V_b = n \cdot V_{as} Q_n^2$$

$n$  correspond au type de la courbe de réponse désirée comme l'indique la figure 3 :

Si  $n < 5,7$  la courbe de réponse sera suramortie.

Si  $n > 5,7$  la courbe de réponse sera sousamortie.

La fréquence d'accord du bass reflex  $F_b$  est donné par

$$F_b = \frac{0,39 F_3}{Q_n}$$

Et la fréquence à -3 dB de l'enceinte acoustique dans le grave :

$$F_{-3dB} = \sqrt{\frac{F_3}{n Q_n}}$$

### 4. Calcul de l'évent

Si  $S_p$  est la surface de l'évent,  $C_{ab}$  la compliance acoustique du volume d'air de l'enceinte :

$$C_{ab} = \frac{V_b}{1,4 \cdot 10^5}$$

$M_{ap}$  : la masse acoustique équivalente de l'air de l'évent :

$$M_{ap} = \frac{l}{4\pi F_b^2 C_{ab}}$$

$L$ , la longueur de l'évent non corrigé s'écrit :

$$L = \frac{M_{ap} \cdot S_p}{1,18}$$

Il convient de choisir une surface d'évent égale à environ la moitié de la surface émissive du haut-parleur  $S_d$ .

Il faut alors appliquer une correction d'extrémité telle que  $L'$ , longueur réelle de l'évent

$$L' = L - 0,9 \sqrt{S_p}$$

### 5. Application pratique au cas du HP Audax HD 33 S 66

Les paramètres de ce haut-parleur sont les suivants :

$$R_{cc} = 5,8 \Omega ;$$

$$C_{ms} = 0,86 \cdot 10^{-3} \text{ mN}^{-1} ;$$

$$Q_{ts} = 0,15 ;$$

$$S_d = 0,053 \text{ m}^2.$$

La fréquence de résonance du haut-parleur à l'air libre mesurée comme indiqué ci-dessus pour l'exemplaire utilisé est :  $F_3 = 22$

En appliquant les formules précédentes, on obtient :

$$V_{as} = 1,4 \cdot 10^5 C_{ms} S_d^2$$

$$V_{as} = 1,4 \cdot 10^5 \cdot 0,86 \cdot 10^{-3} \cdot 0,053^2$$

$$V_{as} = 3,382 \cdot 10^{-1}$$

Pour une valeur choisie de coupure  $n = 9,5$  constituant un bon compromis pour ce haut-parleur :

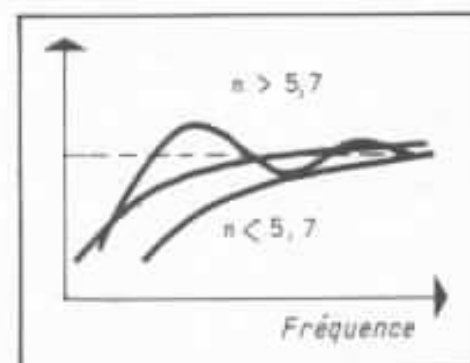


Fig. 3 : Choix de la réponse désirée dans le grave.

$$V_b = nV_{av}Q_{vs}^2$$

$$V_b = 9,5,3,382 \cdot 10^{-1} \cdot 0,15^2$$

$V_b = 72,3 \cdot 10^{-3} \text{ m}^3$  soit 72,3 litres sans tenir compte du volume occupé par l'évent et le haut-parleur.

$$F_b = 0,39 \frac{F_s}{Q_{vs}}$$

$$F_b = 0,39 \frac{22}{0,15} = 57,2 \text{ Hz}$$

$$\text{et } F_{\text{3dB}} = \frac{F_s}{\sqrt{n \cdot Q_{vs}}} = \frac{22}{\sqrt{9,5 \cdot 0,15}} = 47,58 \text{ Hz}$$

Pour l'évent :

$$C_{ab} = \frac{V_b}{1,4 \cdot 10^5} = \frac{72,3 \cdot 10^{-3}}{1,4 \cdot 10^5}$$

$$C_{ab} = 5,16 \cdot 10^{-7}$$

$$M_{ap} = \frac{1}{4\pi^2 \cdot F_b^2 \cdot C_{ab}} =$$

$$\frac{1}{4,3 \cdot 14^2 \cdot 57,2^2 \cdot 5,16 \cdot 10^{-7}}$$

$$M_{ap} = 15.$$

La longueur de l'évent en prenant  $S_B = 240 \text{ cm}^2$

$$L = \frac{M_{ap} \cdot S_B}{1,18}$$

$$L = \frac{15 \cdot 2,4 \cdot 10^{-2}}{1,18}$$

$$L = 3,05 \cdot 10^{-1} = 30,5 \text{ cm}$$

En appliquant la correction

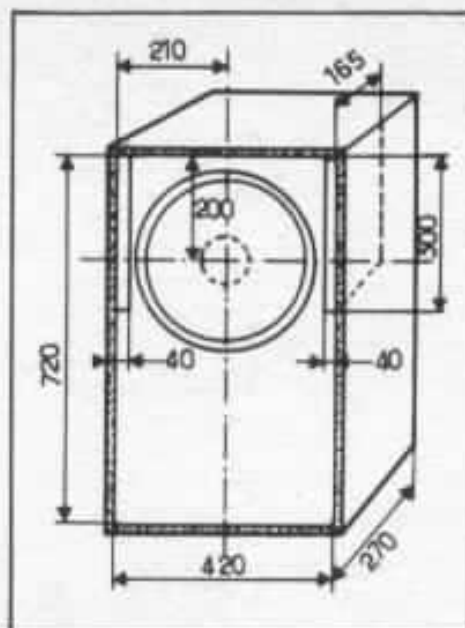


Fig. 4 : Exemple d'application avec l'Audax HD 33S 66.

d'extrémité

$$L' = L - 0,9 S_p$$

$$L' = 30,5 - 0,9 \cdot 2,4 \cdot 10^{-2}$$

$$L' = 16,5 \text{ cm.}$$

La longueur de l'évent sera donc de 16,5 cm pour une surface totale de  $240 \text{ cm}^2$ .

Le volume occupé par l'évent est de  $V_e = 2,4 \cdot 10^{-2} \cdot 1,65 \cdot 10^{-1} = 3,96 \cdot 10^{-3} \text{ m}^3$ .

Et celui occupé par le haut-parleur est de  $V_{mp} = 4,3 \cdot 10^{-3} \text{ m}^3$ .

On obtient ainsi le volume interne total de l'enceinte acoustique.

$$V_b + V_e + V_{mp} = 80,6 \text{ litres.}$$

Un exemple de réalisation est donné en figure 4. L'ébénisterie pourra être réalisée en contreplaqué genre Nantex 25, éventuellement les amateurs peu fortunés peuvent avoir recours à la solution d'un aggloméré de 22 cm de haute densité contrecollé de contreplaqué de 10 mm. Les dimensions indiquées sont les dimensions internes  $720 \times 420 \times 270 \text{ mm}$ .

Deux événements sont placés de part et d'autre du haut-parleur de dimension  $300 \times 40 \times 165 \text{ mm}$  chacun. Précisons que la correction d'extrémité dépend de la forme choisie pour l'évent.

De toute manière il est très facile de vérifier une fois le haut-parleur monté dans l'enceinte ; en appliquant la méthode de mesure des  $F_s$ , si  $F_b$  correspond bien au minimum de la courbe d'impédance.

L'amortissement interne est, comme dans le caisson, Onken, réalisé par une couche de feutre UJS d'épaisseur 8-10 mm appliquée sur toutes les parois à l'exception toutefois de l'évent.

Les lecteurs désireux d'approfondir la question peuvent se reporter aux articles de Jacques Mahul (Audiophile n° 13), de Michel Alard (Audiophile n° 14 et 17).



# Qualité des filtres répartiteurs de fréquences

## 2. Influence des condensateurs

Charles-Henry Delaleu

Dans l'Audiophile n° 20, nous avons étudié l'influence des selfs dans la qualité des filtres répartiteurs de fréquence. Nous ne reviendrons pas sur le rôle du filtre, il suffit pour cela de se replonger dans les précédents numéros de l'Audiophile.

### Généralités sur les condensateurs

La propriété essentielle d'un condensateur est sa capacité d'emmagasiner une charge électrique. Un condensateur est composé de deux conducteurs appelés armatures, séparés par un isolant appelé diélectrique.

### Caractéristiques des condensateurs

**1. Capacité :** Elle est déterminée par la dimension des armatures, de l'épaisseur et de la permittivité du diélectrique.

$$C = \varepsilon \times \frac{S}{e}$$

avec

C(f) : capacité ;  
e(m) : épaisseur du diélectrique ;

S(m) : surface des armatures ;  
 $\varepsilon$ (F/m) : permittivité :  $\varepsilon = k\varepsilon_0$  ;

k : constante diélectrique de l'isolant ;

$\varepsilon_0$  : permittivité du vide ( $8,85 \times 10^{-12}$  F/m).

**2. La charge.** La charge que peut emmagasiner un condensateur est proportionnelle à sa capacité et à la tension V qui lui est appliqué.

$$Q = CV$$

Q en coulomb ;  
C en Farad ;  
V en volt.

**3. Les pertes :** Elles sont dues aux différentes résistances se trouvant dans le condensateur (résistance série des armatures, résistance d'isolement, etc.)

**4. Tangente de l'angle de pente :** Il s'agit du rapport de la puissance dissipée dans le condensateur à la puissance réactive fournie par ce dernier lorsqu'on lui applique une tension sinusoïdale de fréquence déterminée.

**5. Résistance d'isolement :** Elle est due essentiellement à un phénomène de conduction dans le diélectrique.

**6. Fréquence de résonance**

**7. Tension nominale (efficace)**

**8. Température nominale :** (température d'utilisation).

**9. Absorption diélectrique.**

### Fonctions assurées par les condensateurs

Réservoir d'énergie ;  
Filtrage ;  
Découplage ;

Liaison ;  
Mémoire ;  
Accord.

**Accord.** Dans le cas des filtres répartiteurs de fréquences seuls, la fonction accord nous intéresse. On désigne par accord les circuits oscillants LC et les filtres passe-haut, passe-bas, passe bande, etc., ainsi que les circuits à constante de temps RC. Dans toutes ces applications la principale qualité exigée est la stabilité de la capacité. De plus, le condensateur devra avoir de faibles pertes à la fréquence à laquelle il sera employé.

### Technologie des condensateurs

Nous n'aborderons pas, dans cet article, la technologie des condensateurs, ceci ayant été déjà fait dans l'Audiophile d'une façon remarquable dans les numéros 16 et 17 par M. Neveu. De même, nous conseillons aux lecteurs intéressés par leurs constructions, de lire de M. Besson, aux Editions Radio : « Technologie des composants électroniques », Tome I.

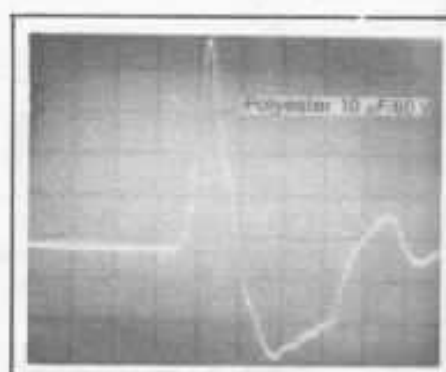
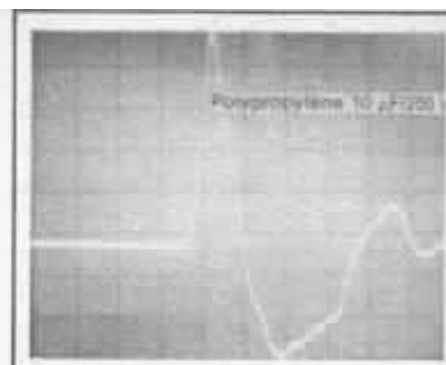
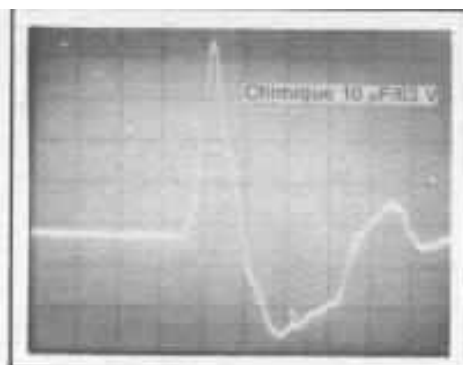
Dans le cas des filtres répartiteurs de fréquences, les technologies couramment employées sont :

- Polyester ;
- Polypropylène ;
- Papier (huilé) ;
- Polycarbonate ;
- Electrolytique bipolarisée.

### Expériences

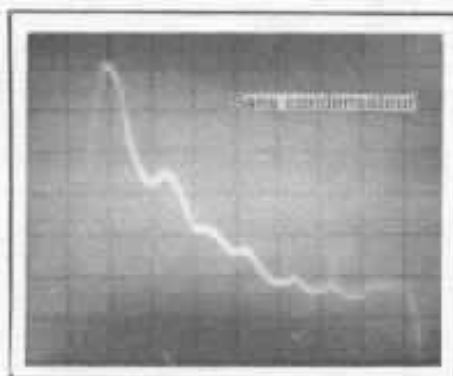
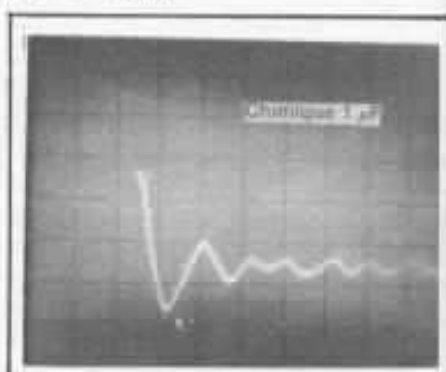
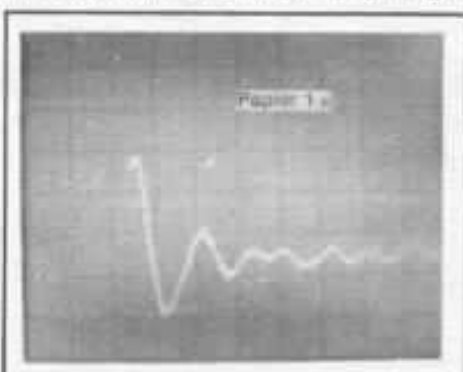
Dans un premier temps, nous avons essayé de mesurer le taux de distorsion sur des condensateurs de même valeur, mais de technologie différente. Malheureusement, la mesure ne peut être effectuée de façon correcte à cause du taux trop élevé de distorsion de l'amplificateur utilisé.

Dans un second temps, nous avons mesuré la réponse dynamique de haut-parleurs filtrés à 6 dB par octave par des condensateurs de différentes origines.



Photographies 1, 2, 3, 4

Pour cet essai, nous avons utilisé un médium de qualité moyenne. Sur ce médium est branché en série un condensateur de 10  $\mu$ F, nous avons changé la technologie et l'origine du condensateur sur les six essais. Il va sans dire qu'avec un médium ayant un équipement mobile plus léger et un moteur magnétique plus puissant, la différence entre l'amplitude du signal procuré entre les six condensateurs aurait été plus grande.  $T = 1$  ms.



Photographies A, B, C

Dans cet essai, nous avons utilisé un tweeter sur lequel nous avons branché un condensateur de 1  $\mu$ F papier puis 1  $\mu$ F chimique. Noter la différence d'amplitude du signal avec et sans condensateur puis entre les deux condensateurs.  $T = 0,2$  ms.

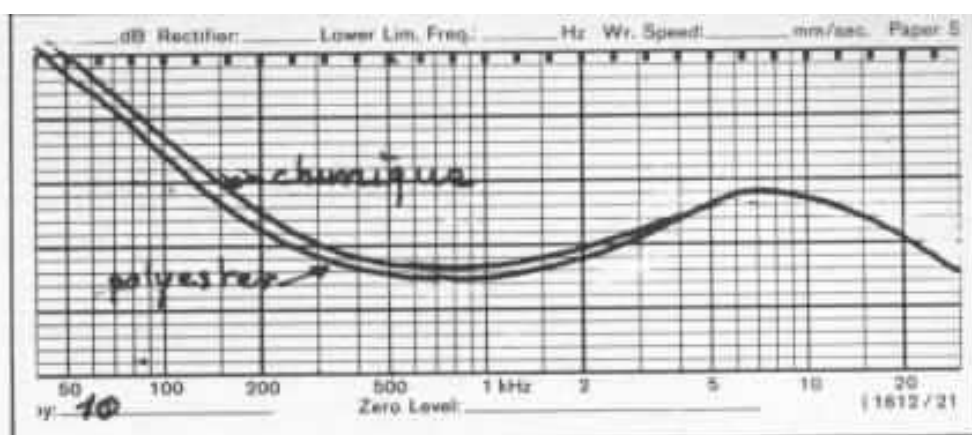


Dans ce cas, la différence d'amplitude du signal obtenue par des condensateurs est évidente. Ceci est plus prononcé sur les essais effectués sur le tweeter.

Dans un troisième temps, nous avons mesuré les effets apportés par des condensateurs sur la courbe d'impédance d'un tweeter. Les effets sont centrés entre 3 000 Hz et 30 000 Hz pour un filtrage 6 dB/octave ( $C = 1 \mu\text{F}$ ). Afin de simplifier les expériences nous avons utilisé le filtrage à 6 dB par octave.

Nous n'avons pas voulu, dans cet article, faire une longue démonstration mathématique de l'influence de la qualité des condensateurs dans le filtre répartiteur de fréquence. L'examen des photographies sur le comportement dynamique de haut-parleur en fonction de la qualité des condensateurs est très explicite. Les tableaux sur les caractéristiques des condensateurs nous donnent des indications sur les pertes.

Il est évident que pour un audiophile, le choix d'un condensateur doit être réfléchi. Cependant, il est difficile de donner une valeur absolue car les caractéristiques électriques ne sont pas suffisantes. Il faudra porter une grande attention à la réalisation mécanique. Étudier les armatures, la métallisation, la forme, le boîtier et l'imprégnation (dans certains cas). Il suffit, pour se convaincre, d'écouter le son produit par un condensateur branché en série à la sortie d'un



Courbe d'impédance

La courbe d'impédance présentée est celle d'un tweeter seul ou filtré par un condensateur de  $10 \mu$  polyester, puis bipolarisé. Noter la perte d'insertion différente en 3 000 Hz et 30 000 kHz.

amplificateur avec une résistance de puissance de  $8 \Omega$ . Les condensateurs ayant de mauvaises caractéristiques mécaniques, émettent des sons très perceptibles ressemblant à un haut-parleur dont l'équipage mobile serait bloqué. Afin de choisir ses condensateurs pour un filtre répartiteur de fréquences, il est conseillé de se reporter au tableau « Guide sommaire pour le choix des condensateurs pour filtres répartiteurs de fréquences ».

### Conclusion

Nous avons vu, dans l'Audiophile n° 20, l'importance de la qualité des selfs dans les filtres répartiteurs de fréquences. Dans le n° 22, Héphaïstos nous démontre que les résistances ne sont pas purement des composants passifs. Si les trois types de

composants couramment utilisés dans les filtres (selfs, condensateurs, résistances) ont donc un rôle important, il semble qu'il soit nécessaire d'aller encore plus loin afin de réussir pleinement un diviseur de fréquences. En effet, nous étudierons dans un prochain numéro de l'Audiophile l'influence du câblage et de l'implantation des composants. Il semble évident pour une personne qui câble souvent des filtres que la mesure des caractéristiques électriques (atténuation, phase) varie en fonction de la manière dont est câblé le négatif, (ce phénomène s'accroît plus le filtre contient de composants), ainsi que le branchement de diverses cellules les unes par rapport aux autres. Il suffit de monter un filtre trois voies 12 dB/octave et de connecter la cellule passe-haut du tweeter

Chimique	Peu recommandé, usage uniquement dans les filtres 12 dB/oct., condensateur en parallèle sur le passe-bas du boomer.
Polyester	Généralement utilisé dans les filtres. Il est indiqué de prendre des tensions de service élevées.
Polycarbonate	Meilleur que le polyester, même remarque.
Papier huilé	Lorsqu'il est correctement réalisé mécaniquement, c'est le meilleur dans les prix moyens.
Polycarbonate imprégné epoxy	Très cher, mais le meilleur toutes catégories. A utiliser en priorité comme condensateur série dans les cellules médium et aiguës.
Polypropylène	Très agréable pour les fortes valeurs, plus de $10 \mu\text{F}$ . Très bon en condensateur série sur les passe-hauts de cellule médium.
Papier utilisé	Bons tous usages.

Guide sommaire pour le choix des condensateurs pour filtres répartiteurs de fréquences.

Diélectrique et technologie		Gamme de capacités $\mu F$	Tolérances usuelles (1) (%)	Tensions nominales V	Résistance d'isolement $R_i$ (2)		
					à 20 °C $\Omega$	Constante de temps ( $10^8 s$ )	$R_{100}/R_{1000}$
Papier	à armatures imprégné	$10^{-2}$ à 100	5, 10, 20	100 à 10 000 (200 000)	10	3	1 / 80
	métallisé	$10^{-2}$ à 200	20	50 à 500	3	0,3	1 / 60
Mylar	à armatures	$10^{-4}$ à 20	2, 5, 10, 20	100 à 1 000	100	50	1 / 30
	métallisé	$10^{-4}$ à 20	5, 10, 20	63 à 400	50	20	1 / 40
Poly-carbonate	à armatures	$10^{-4}$ à 1	1, 2, 5, 10	160 à 5 000	100	100	1 / 10
	métallisé	$10^{-4}$ à 50	1, 2, 5, 10, 20	40 à 400	100	100	1 / 15
Polystyrène		$10^{-4}$ à 10	0,5, 1, 2, 5, 10	63 à 2 000	500	500	1 / 15
Téflon		$10^{-2}$ à 5	1, 2, 5, 10	50 à 1 000	500	500	1 / 10

(1) Les valeurs en gras sont les valeurs les plus usuelles.

(2)  $R_{100}$  résistance d'isolement à 85 °C.  $R_{1000}$  résistance d'isolement à 20 °C.

(4) Pour les tolérances usuelles, les valeurs non précédés des signes + ou - sont des valeurs symétriques. Il faut interpréter  $\pm 5\%$ ,  $\pm 10\%$  etc...

Diélectrique et Technologie		Gamme de capacités $\mu F$	Tolérances usuelles %	Tensions nominales V	Courant de fuite à 20 °C $\mu A$
Aluminium	industriel	1 à 10 000	-10, +50 -10, +100	4 à 500	$< 0,01 C_n U_n$
	professionnel	1 à 150 000	-10, +30 -10, +50	6,3 à 350	$< 0,01 C_n U_n$
	hautes performances	2 à 1 000	-10, +30 -10, +50	6,3 à 160	$< 0,002 C_n U_n$
Tantale à électrolyte	solide - anode poreuse		$\pm 20, \pm 10, \pm 5$	3 à 125	$< 0,01 C_n U_n$
	liquide	anode poreuse	$\pm 30, \pm 10$	6 à 150 (500)	$< 0,001 C_n U_n$
		anode en feuille	$-15, +75$ et $\pm 15$	10 à 300	$< 0,005 C_n U_n$

avant ou après le passe-haut de la première cellule du filtre médium pour s'en convaincre.

L'implantation des compo-

sants est aussi importante ; il arrive fréquemment pour des raisons de facilité de câblage ou par manque de place, que des selfs soient fixées les unes sur les

autres, ou très près. Ceci engendre des phénomènes magnétiques d'une self sur l'autre et apporte une distorsion significative.

tg $\delta$ à 20 °C en 10 <sup>-4</sup>			Caractéristique Capacité-Température	Plage des températures d'utilisation (°) °C	Dérive de capacité (%)	
100 Hz	1 kHz	1 MHz			Clairer humide %	Vieillessement %
30 à 50	40 à 80	300 à 500	- 5 % à + 5 %	- 40, + 70 à - 55, + 125	± 5	± 10
40 à 60	50 à 90	400 à 500	- 8 % à + 10 %	- 55, + 85 à - 55, + 125		
30 à 40	40 à 60	150 à 200	- 6 % à - 55 °C + 5 % à + 85 °C	- 55 à + 125	± 2	± 5
30 à 40	40 à 60	200 à 300	+ 15 % à + 125 °C			
5 à 7	7 à 15	80 à 100	- 3 % à - 55 °C + 3 % à + 125 °C	- 55 à + 125	± 2 ( < 1 )	± 3 ( < 1 )
5 à 7	7 à 15	100 à 150	- 2 % à - 55 °C ± 1 % à + 125 °C			
6 à 8	3 à 5	5 à 10	- 120 ± 40 · 10 <sup>-4</sup> °C	- 55 à + 70 ( + 85 )	± 0,5	± 1 ( ± 0,5 )
6 à 8	3 à 5	4 à 8	± 5 %	- 55 à + 200		

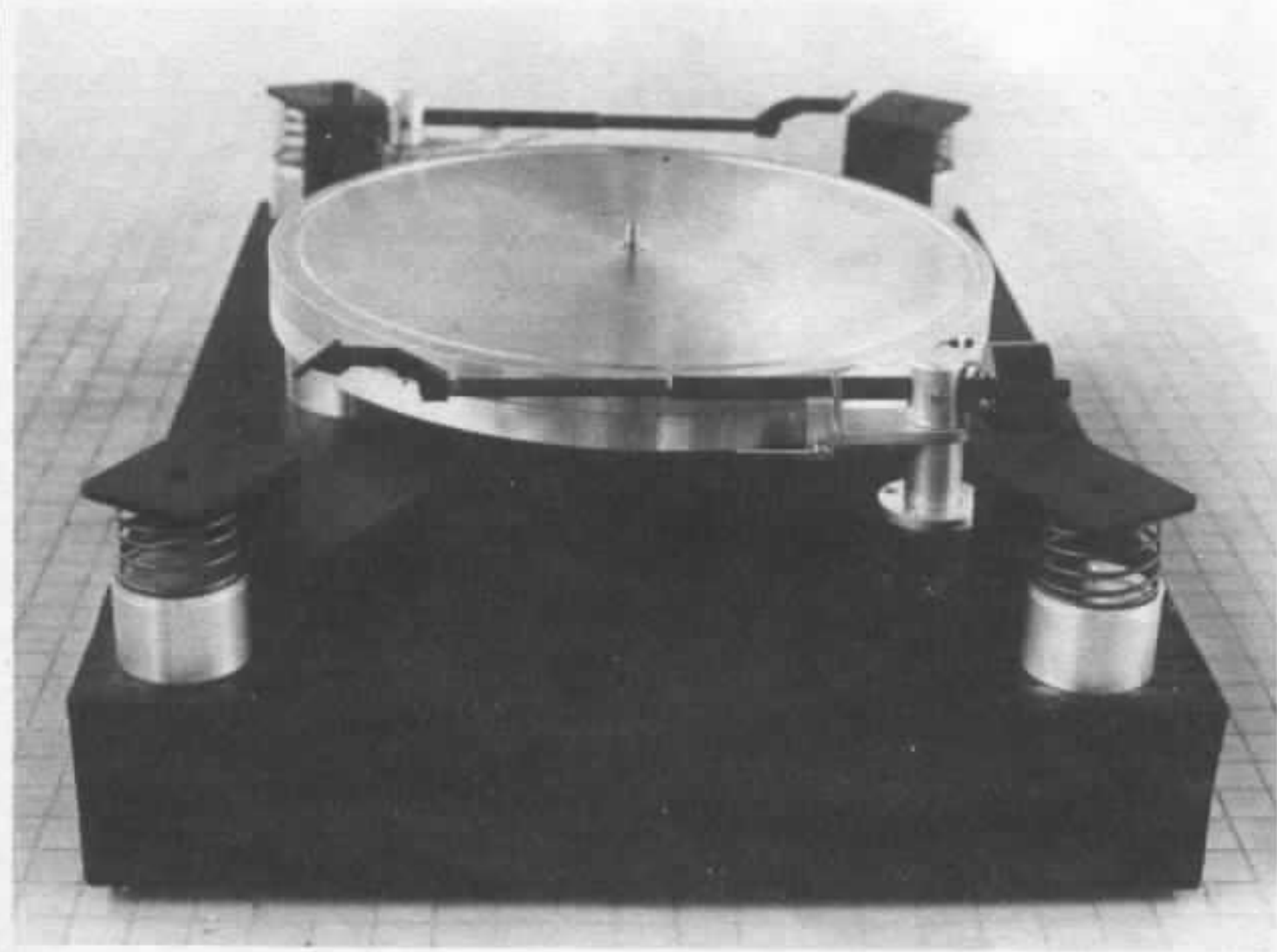
(5) Les valeurs entre parenthèses sont des valeurs extrêmes.

— Caractéristiques des condensateurs enroulés (« doc. technique de l'ingénieur »).

tg $\delta$ lorsqu'on se trouve de 100 Hz à 70 °C %	Plage des températures d'utilisation °C	Caractéristiques dans la plage nominale de températures			
		$\frac{I_f \text{ à } \theta_{max}}{I_f \text{ à } 20 \text{ °C}}$	Z à $\theta_{min}$ Z à 20 °C à 100 Hz	$\frac{\Delta C}{C}$ en %	
				$\theta_{min}$	$\theta_{max}$
10 à 50	- 25 à + 70	2	3 à 6	- 30 à - 80	+ 10
10 à 25	- 40 à + 85	2,5	2 à 5	- 20 à - 50	+ 10
2 à 15	- 55 à + 125	5	1,5 à 2	- 15 à - 30	+ 10
2 à 5	- 55 à + 85 - 55 à + 125	10 12	1,1	- 10	+ 10 à + 15
5 à 50	- 55 à + 85 - 55 à + 200	5 à 10	1,5 à 2	- 15 à - 60	+ 10 à + 25
5 à 25	- 55 à + 85 - 55 à + 125	3 à 8	1,5 à 2	- 10 à - 40	+ 10 à + 20

— Caractéristiques des condensateurs électrolytiques (« doc. technique de l'ingénieur »).





# Table de lecture Delaleu

## 2<sup>e</sup> partie

Charles-Henry Delaleu

Après avoir décrit dans le numéro 21 la table de lecture Delaleu, nous aborderons dans ce numéro le montage de cette platine. Dans la seconde partie nous verrons comment le rayon laser permet d'étudier le comportement vibratoire d'un bras de lecture.

Le premier prototype fini, le moment des modifications et des mises au point arrive. En effet, différentes pièces seront revues afin d'obtenir un montage aisé. Le but étant d'arriver à un temps de montage relativement court, la table de lecture sera prochainement proposée en kit. Le plateau, l'axe et le carter d'axe étant montés par le fabricant. L'utilisateur n'ayant à assembler que le socle, les moteurs et le châssis. La réalisation du socle sera laissée à l'initiative du lecteur, le montage de l'ensemble mécanique ne nécessitant qu'un tournevis et un fer à souder.

### Le socle

Plusieurs méthodes existent pour confectionner un socle. La base pourra être un coffrage en contreplaqué, un bloc massif de

bois plein ou d'aggloméré, un bloc de béton ou de marbre. Dans la figure 1, nous comparons un socle réalisé à base d'un coffrage en contreplaqué et un socle en bois massif (essence de cipo). L'essai est réalisé de la manière suivante : une bille

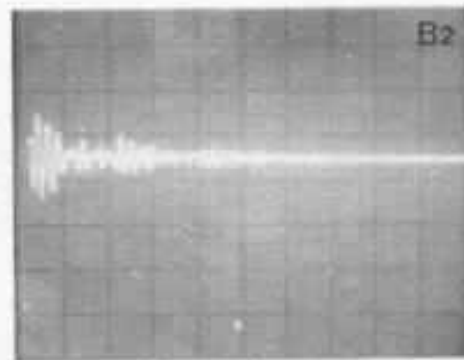
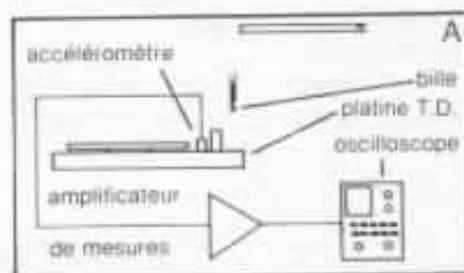


Fig. 1 : En a, schéma de principe de l'expérience. L'excitation est provoquée par une bille en chute libre d'une hauteur bien déterminée. L'accéléromètre recueille la réponse du socle sur lequel il est fixé. En b, comparaison du comportement vibratoire d'un socle constitué d'un coffrage en contreplaqué et d'un socle réalisé en bois plein (essence de cipo).

d'acier vient tomber sur le socle, le choc est enregistré par un oscilloscope à mémoire équipé d'une chambre photographique. Le signal est capté par un accéléromètre branché sur un amplificateur de mesure Bruel-Kjaer. Noter la différence évidente obtenue entre les deux socles. Dans le cas du socle en bois plein, l'amplitude des vibrations est bien moindre, de plus l'amortissement est beaucoup plus rapide. Dans le cas d'un socle en béton ou en marbre, la masse devra être plus importante, en effet un socle réalisé d'une telle manière doit être épais, sinon le risque de vibrations peut devenir important, mais bien effectué, le résultat sera supérieur. Le schéma du socle est donné en figure 2. On notera sa grande simplicité. La position des défonçages pour le ou les bras pourra varier en fonction du ou des bras choisis pour équiper la platine.

### La suspension

La suspension est réalisée par quatre ressorts en hélice cylindrique de type à compression. Ces ressorts sont réalisés en corde à piano.

La flexibilité de ces ressorts est donnée par la formule suivante :

$$F = \frac{8 \times D^3}{G \times d^4} \times P \cdot n$$

D = diamètre moyen d'enroulement du fil ;

G = module d'élasticité du métal, soit 8 000 pour l'acier ;

d = diamètre du fil formant le ressort ;

P = P correspond à la charge ;

n = nombres de spires utiles.

Les ressorts choisis sont des établissements Leduc, réf. 317

D = 44 mm

G = 8 000

d = 20/10

P = masse de l'ensemble suspendu (voir suivant les bras)

n = 6,5 spires.

Comme nous le voyons, P

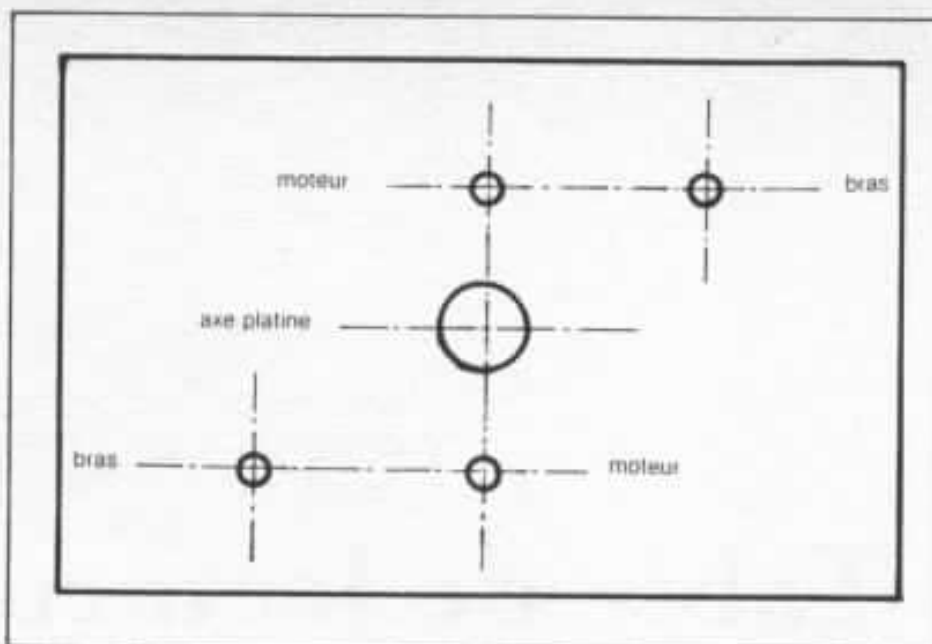


Fig. 2 : Schéma du socle

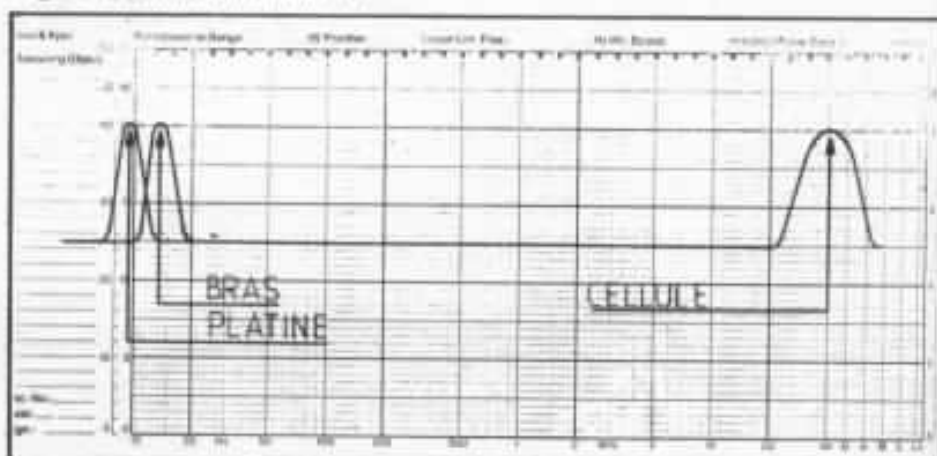


Fig. 3 : Les trois résonances fondamentales d'un système de lecture.

peut varier en fonction de la masse des bras utilisés. Le montage du kit est étudié pour l'utilisation d'un ou deux bras Delaleu. Il est évident que si les bras utilisées n'ont pas le même poids, il sera possible d'intervenir sur la hauteur des supports de ressort. La masse des éléments suspendus étant importante : près de dix kilogrammes sans bras de lecture, la différence de masse des bras vendus dans le commerce ne modifiera pas de manière significative la fréquence de résonance de l'ensemble suspendu. La figure 3 donne les fréquences de résonance des divers éléments d'un système de lecture, soit de 3 à 8 Hz pour la platine, de 8 à 15 Hz pour le bras et 30 à 40 kHz pour la cellule.

Toutefois la platine n'a pas été conçue pour les bras tangentiels ainsi que pour les bras très lourds (type Dynavector). En ce qui concerne les bras longs un châssis pourra être fabriqué sur commande.

### Le châssis

Le châssis est réalisé en dural très épais (10 mm pour les quatre branches). Cette partie de la platine est entièrement assemblée par vis. Les différentes pièces ont subi un traitement chimique afin de les teinter en noir. Ces pièces sont usinées avec soins car la planéité finale doit être parfaite. Ceci est très important pour le guidage des courroies (voir le paragraphe ci-dessous). Il suffit de quelques minutes pour mon-

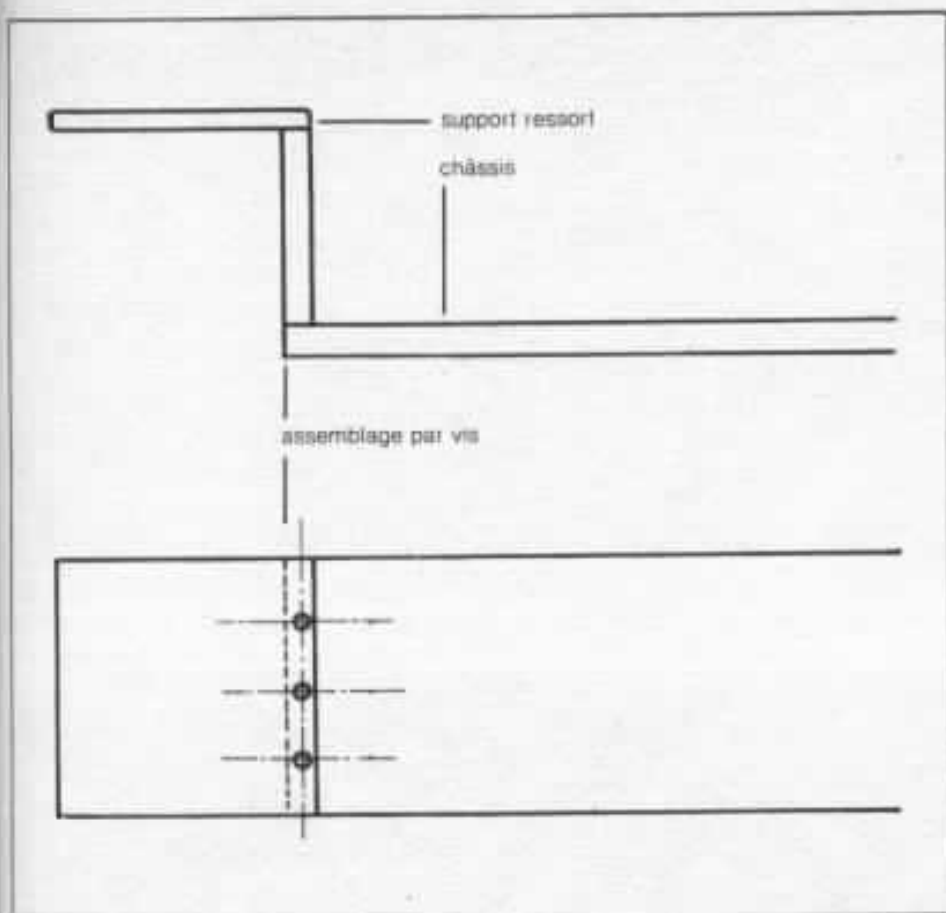


Fig. 4 : Principe d'assemblage du châssis.

ter le châssis composé de treize pièces de dural et de trente deux vis (figure 4).

#### Le pivot

Le pivot est assemblé et réglé par le fabricant en usine. En cas de dérèglement dans le temps, il est

possible d'intervenir sur la pression de roulements par l'intermédiaire de vis situées en bas du carter pivot. Ces vis permettent un réglage en hauteur de la bague inférieure. La position de cette bague influence sur le jeu des roulements.

#### Le plateau

Le plateau est livré fini, il est nécessaire à la lecture d'un disque d'utiliser le palet presseur, ce palet se visse sur l'axe.

#### Les courroies

Un positionnement correct des courroies, tant sur les poulies moteur que sur la poulie plateau, suppose que les axes de rotation des trois poulies soient alignés. Cette géométrie est obtenue lorsque le socle et le châssis sont rigoureusement horizontaux. Dans ce cas, un léger balancement vertical de l'ensemble suspendu lors de la pose du disque n'engendre aucun problème (figure 5).

#### Les moteurs

Nous ne reviendrons pas sur les caractéristiques techniques des moteurs décrits dans le numéro précédent. Toutefois le diamètre des poulies moteurs a été augmenté afin de réduire leur vitesse de rotation, ceci pour permettre de baisser le bruit occasionné et le rendre imperceptible. Il est à noter que, grâce au système de double entraînement par courroies, le temps de démarrage de la mise en rotation du plateau est très court.

## ETUDE DU COMPORTEMENT VIBRATOIRE D'UN BRAS DE LECTURE

#### Le laser

L'origine du laser vient du Maser qui est un amplificateur moléculaire par émission stimulée d'une radiation, mettant en jeu l'énergie libérée ou absorbée par les changements de niveau d'énergie des électrons à l'intérieur de l'atome, ou des atomes à l'intérieur de la molécule. (Dictionnaire de l'électronique).

La découverte du laser a eu un grand retentissement, et aujourd'hui ses applications sont très vastes, les plus connues sont les suivantes :

- Transmission d'énergie à distance
- Fusion et soudure
- Usinage et découpe
- Vaporisation
- Chirurgie
- Physique des plasma
- Photochimie
- Alignements

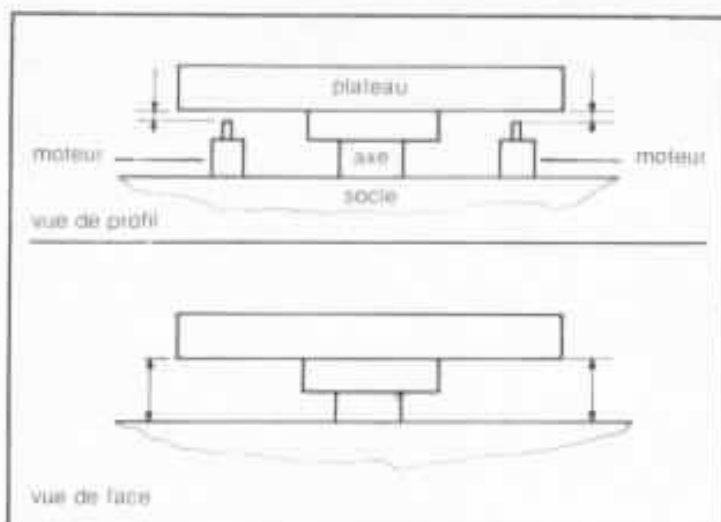


Fig. 5 : Le positionnement des courroies nécessite un parallélisme parfait entre le socle et le plateau.

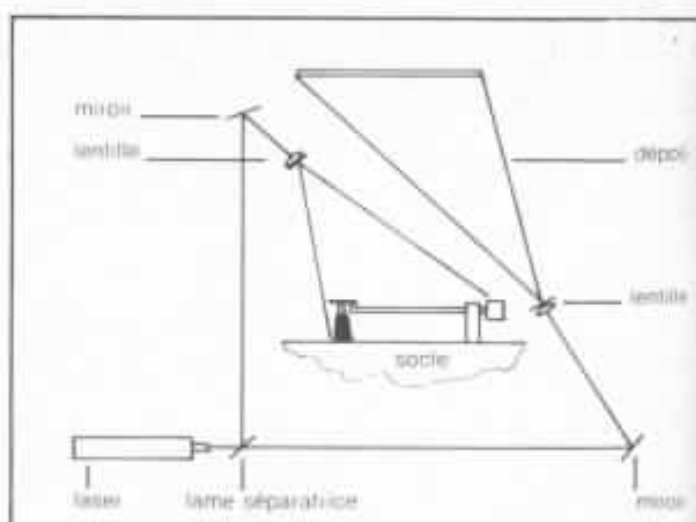


Fig. 6 : Principe expérimental d'analyse du comportement vibratoire d'un bras de lecture par méthode holographique.



Fig. 7 : Le bras est fixé sur une platine. L'excitateur est réalisé à partir d'un haut-parleur, l'excitation est appliquée au point d'attache de la cellule.

#### Télécommunications Holographie Mesure des longueurs

Les deux dernières applications sont très précieuses pour le contrôle du comportement vibratoire des bras de lecture.

Pour notre essai, le rayon laser est divisé en deux par une lame séparatrice, puis les deux émissions sont dirigées par des jeux de miroirs vers un dépôli et le bras étudié. L'observation se fait en regardant le dépôli.

Ce système peut être utilisé avec un scanner relié à un ordinateur, dans ce cas, il est tout à fait possible de mesurer avec une précision extrême les déplacements de chaque partie du corps vibrant, de plus avec un écran graphique, un grossissement du phénomène pourra être visualisé.

Mais revenons sur notre essai, le bras à étudier est placé en face de la plaque (dépôli). Le pinceau lumineux issu d'un laser est divisé en deux faisceaux. Le premier, rendu divergent par une lentille, sert à l'illumination de l'objet tandis que le second, ou faisceau de référence, vient éclairer directement la plaque. En chaque point de celle-ci interfèrent donc l'onde de référence et les ondes diffusées à partir de l'onde d'illumination par les divers points du bras.

L'amplitude de l'onde résultante traduit ainsi, non seulement, l'amplitude des ondes diffusées, mais aussi leur phase par rapport à celle de l'onde de référence.



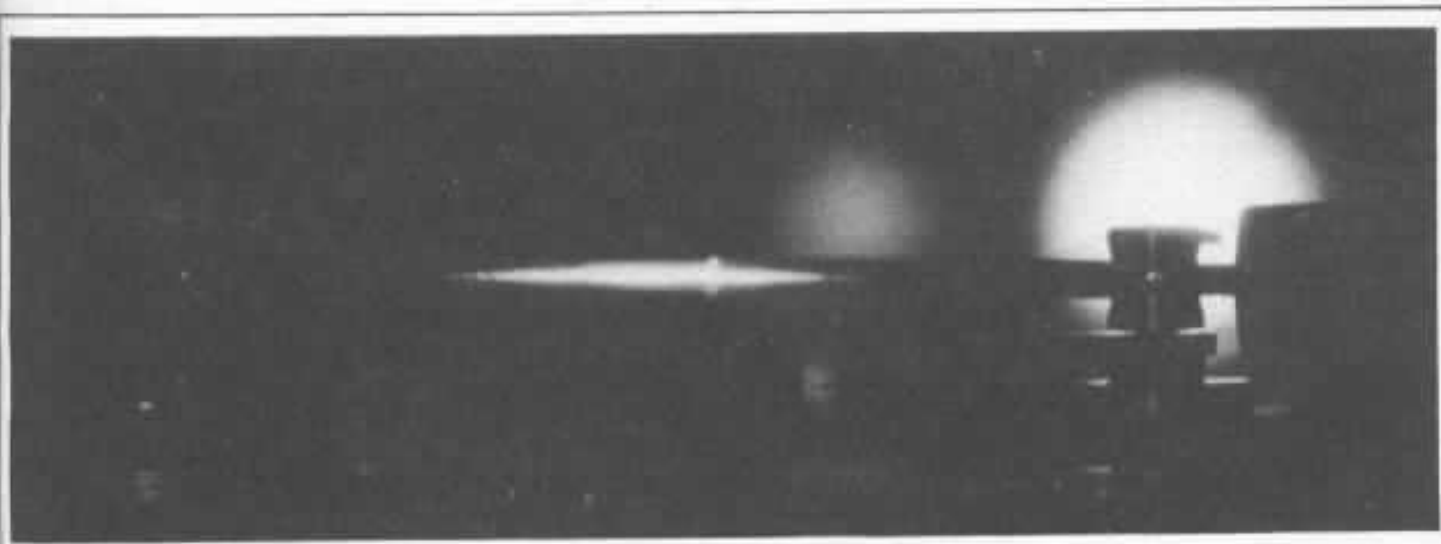


Fig. 8 : Comportement vibratoire du bras Delaleu. Le test est effectué à 400 Hz. La surface du halo lumineux correspond à l'interférométrie. La surface de la tache lumineuse est directement liée au comportement vibratoire du tube. Les résultats sont excellents (cf. figure 9).



Fig. 9 : Comportement vibratoire d'un autre bras utilisé à titre comparatif. Le modèle que nous avons retenu peut être considéré comme une référence en matière de bras de lecture n'offrant aucun défaut rédhibitoire. La surface de la tache lumineuse est beaucoup plus importante et révèle un manque de rigidité évident. Les taches lumineuses situées à l'arrière-plan ne sont pas à prendre en considération. Il s'agit simplement d'un rayon parasite.

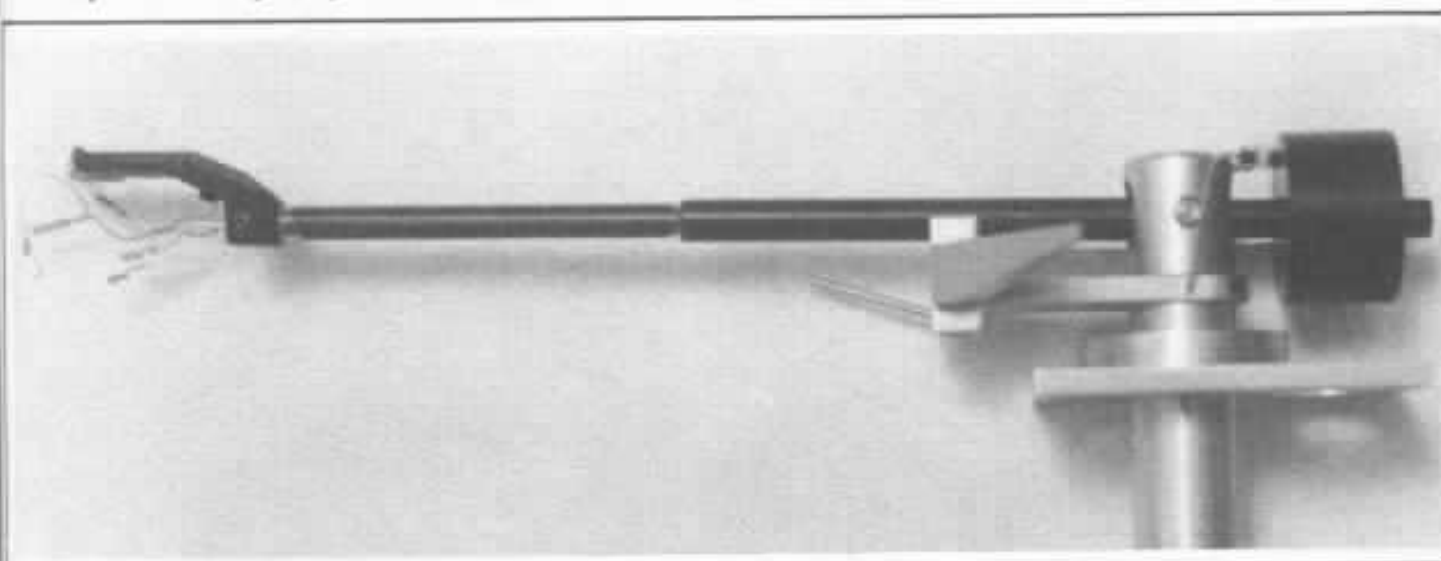
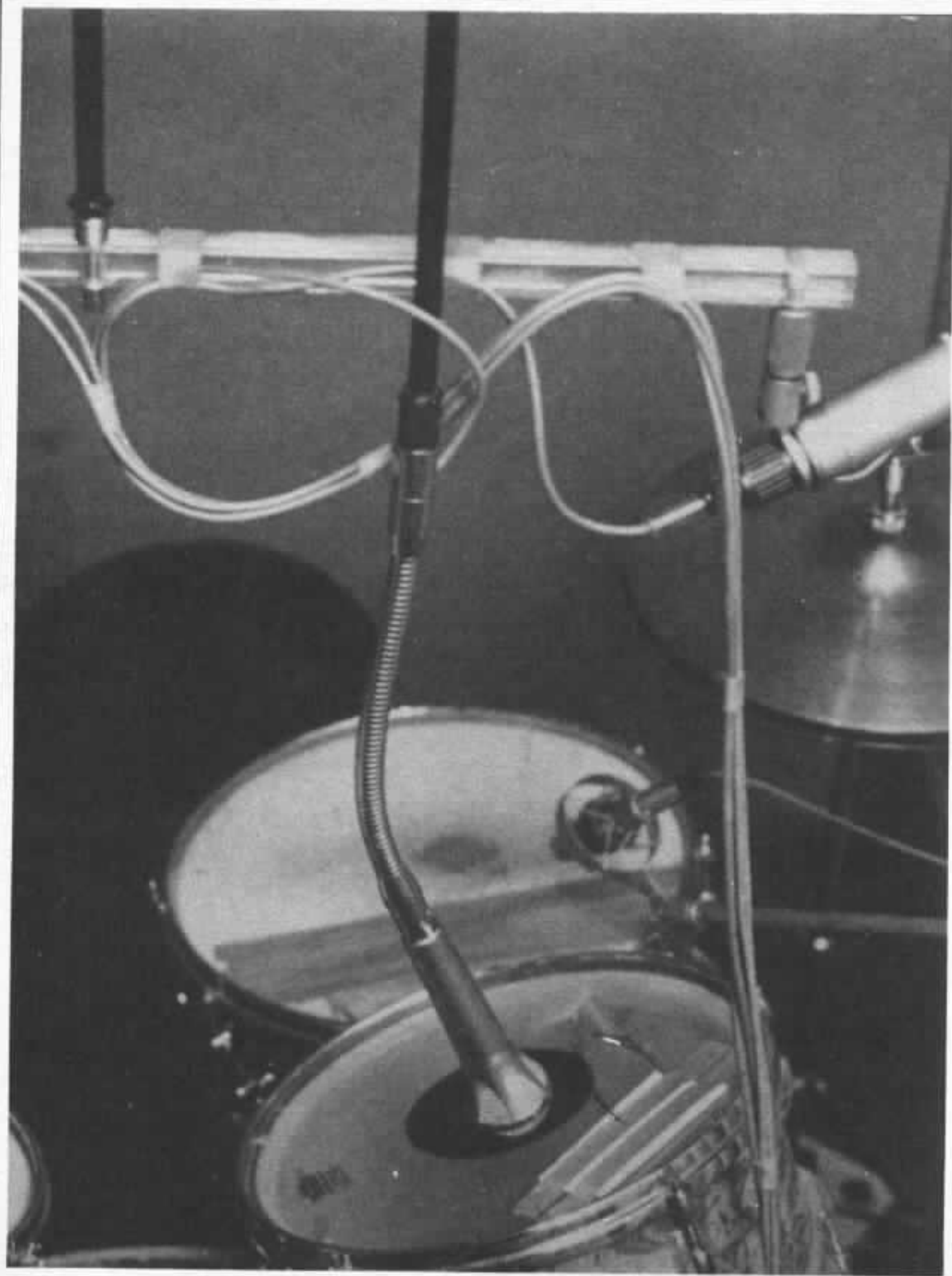


Fig. 10 : Le bras de lecture Delaleu.



# Entretien avec « un preneur de son professionnel »

*Claude Gendre*

*Dans le précédent numéro de l'Audiophile, Robert Pasquier, amateur chevronné d'enregistrement sonore, nous a fait part de son expérience dans le domaine de la prise de son. Nous avons pensé qu'il serait intéressant de connaître le point de vue d'un professionnel travaillant surtout en technique multipiste dans un studio d'enregistrement. Nous avons donc interrogé Gilbert Grenier, technicien du studio « Le chien jaune » à Paris (ancien studio Geneix).*

**Claude Gendre :** On parle souvent des « ingénieurs du son ». Quel est le terme exact pour désigner le métier que vous exercez ?

**Gilbert Grenier :** C'est « preneur de son » ou « technicien du son ». En effet, pour s'appeler « ingénieur » il faudrait un diplôme et des écoles. Or, il n'en existe pas pour ce métier. Dans le cinéma, on parle aussi de « l'opérateur du son ».

**Claude Gendre :** Vous travaillez au studio « le chien jaune » qui fut créé vers 1949 par René Geneix, l'un des tout premiers techniciens en France à graver des microsillons. Parlez-nous un peu de l'histoire de ce studio.

**Gilbert Grenier :** A l'époque de sa création, en 1949, il s'agissait uniquement d'enregistrements en « mono » réalisés avec un graveur Pierre Clément en 78 t/mn. Le principal client était alors la firme Ducretet-Thomson. Quelques années plus tard, les premiers magnétophones professionnels firent leur apparition : c'étaient des Sareq et des Aeg-Telefunken. En 1955, René Geneix s'équipa d'une machine Neumann pour la gravure et c'est le technicien de l'époque, Guy Perrin, qui eut l'idée d'aspirer le copeau avec un aspirateur au lieu de le repousser avec un pinceau vers le centre du

disque comme on le faisait couramment à l'époque. La firme Neumann reprit l'idée et la perfectionna en y ajoutant le burin chauffant. En 1963/1964, René Geneix fabriqua lui-même une console stéréophonique et s'équipa de magnétophones Studer. La salle de gravure avait été installée dans la cave et le studio au deuxième étage après une étude faite par José Bernhart, chef du service prise de son à la Radiodiffusion Télévision Française. Il s'agit d'un studio avec acoustique naturelle, sans « bass-traps », avec une couleur particulière alors que la plupart des studios ont un son mort, très



Fig 1 : Cabine de prise de son du studio « Le chien jaune ». Au premier plan, la console « plus trente ». Dans le fond, à travers la cloison de séparation (deux vitres parallèles et une vitre centrale placée de biais, en diagonale) on distingue le studio avec le piano « Stenway ».

mat. Il faut donc, dans ce cas, ajouter de la réverbération ce qui pose toujours des problèmes. Seul, le faible volume (100 m<sup>3</sup> environ) limite l'utilisation à de petits ensembles.

**Claude Gendre :** Quel est l'équipement actuel ?

**Gilbert Grenier :** La cabine de prise de son est équipée d'une console « plus trente » fabriquée par Pierre Antonini. Elle possède 36 entrées et 24 sorties avec écho, délai, harmonizer, etc... Les entrées « micro » sont pourvues de l'alimentation « fantôme » 48 volts pour les modèles électrostatiques. La distorsion harmonique est inférieure à 0,05 % et le niveau du bruit de fond des entrées au maximum de gain est de - 129 dB pour 200 ohms de charge soit environ - 82 dB pour un mixage sur 24 canaux comme rapport signal/bruit. Les modulomètres

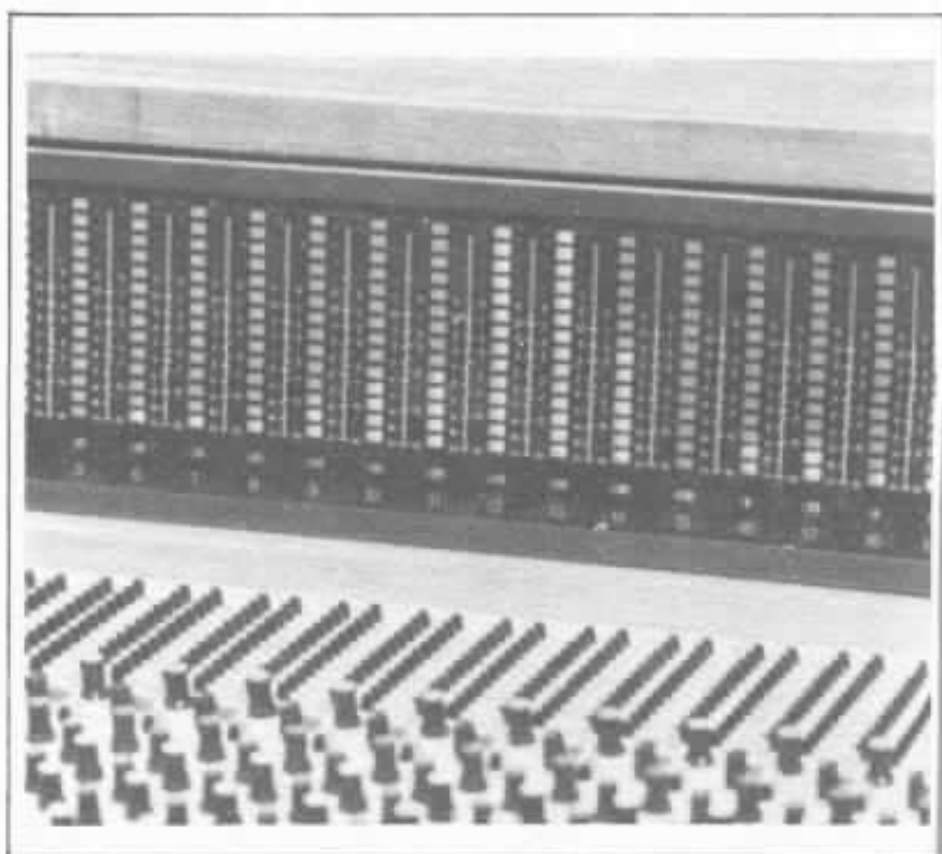


Fig 2. : Détail des « Light-meters » de la console « plus trente ».

lumineux (light-meters) permettent d'avoir une meilleure vision globale du niveau quand on travaille sur de nombreux canaux alors qu'il serait impossible de voir tous les cadrans à aiguilles en même temps.

Précisons qu'ils peuvent être réglés en « vu-mètres », en « crête-mètres » ou en analyseurs de fréquences en temps réel (un générateur est inclus dans la console). On peut ainsi étalonner l'écoute et déterminer rapidement à quelle fréquence se situe une résonance gênante au moment d'une prise de son.

Il y a néanmoins quatre modulomètres traditionnels en sortie de console, nécessaires pour leur précision que ne permettent pas les « light-meters » dont les diodes s'allument au dB près à partir d'un seuil de déclenchement. On peut ainsi régler les machines 1/4 de piste et 24 pistes au 1/4 de dB ce qui est indispensable quand on veut obtenir le meilleur rapport signal/bruit sans utiliser de Dolby. Les « light-meters » seront d'ailleurs probablement abandonnés dans un proche avenir en raison de leur complexité (14 diodes par canal  $\times$  24, commandées par un nombre impressionnant de circuits intégrés) pour un système à écran de télévision avec contrôle par « spot » lumineux comme pour les jeux vidéo bien connu des enfants et des jeunes. On aura ainsi un champ de vision amélioré du fait de la faible surface d'affichage.

On trouve aussi sur la console un réglage séparé des graves et des aiguës par canal du type Baxandall avec deux réglages pour le médium : l'un de 100 à 2000 Hz, l'autre de 400 à 10 000 Hz.

Le studio possède un égaliseur paramétrique stéréo mais j'estime qu'il vaut mieux changer de micro si l'on n'a pas le son souhaité plutôt que d'effectuer une correction de fréquences.

**Claude Gendre** : Avez-vous

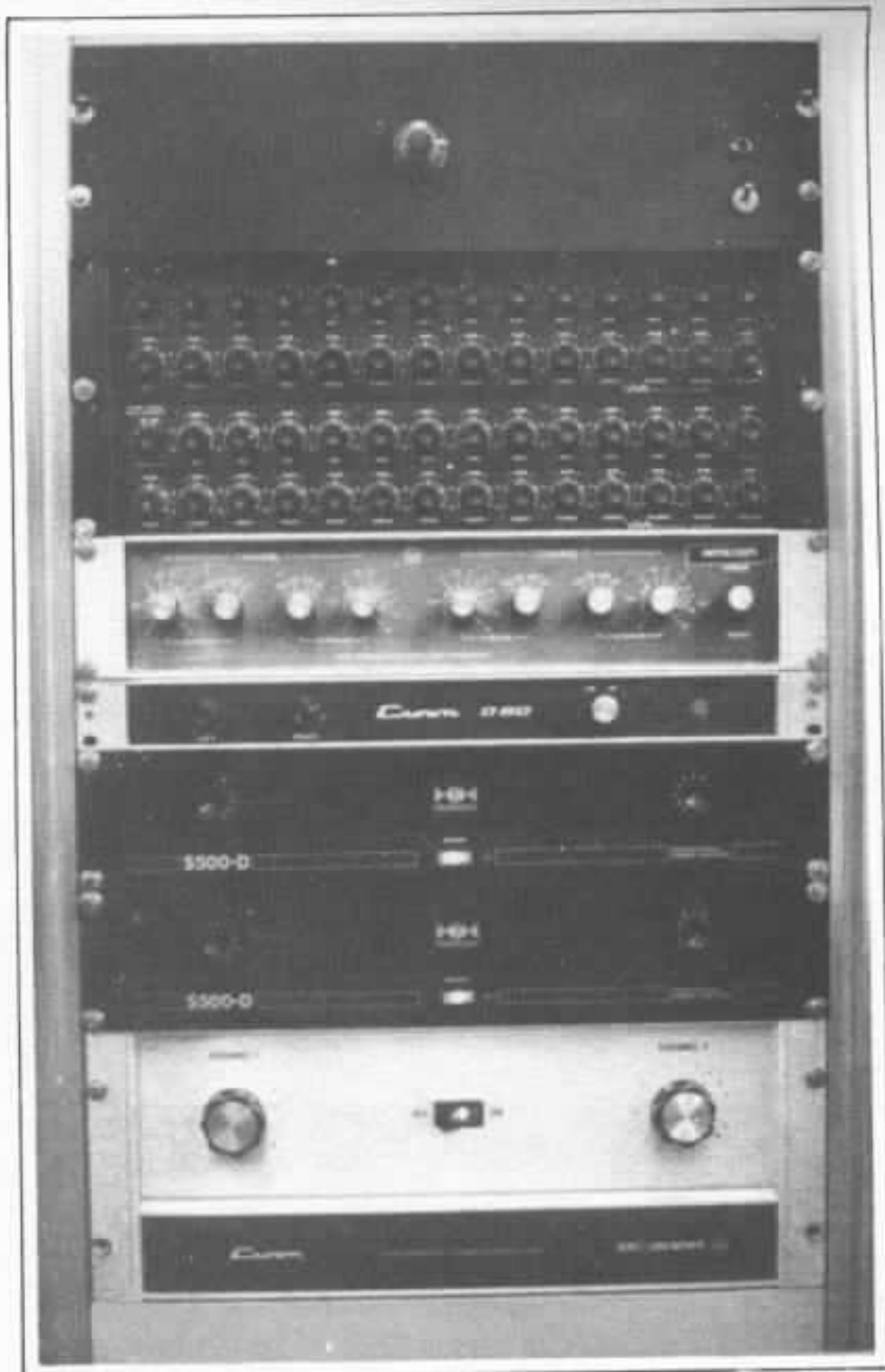


Fig 3. : Rack d'amplification avec les amplis Crown, les égaliseurs paramétriques et le filtre « cross-over ».

une chambre de réverbération naturelle ?

**Gilbert Grenier** : J'utilise un système de réverbération artificielle AKG BX 20 à ressort et une EMT 140 à plaque mais nous disposons d'une chambre de réverbération naturelle dans une cave, équipée en stéréo avec des microphones dynamiques AKG D 12 et des enceintes Aura-

tone (on ne peut pas mettre des micros statiques à cause de l'humidité permanente qui amènerait des claquements provoqués par des décharges électriques entre la membrane et l'électrode fixe). Il est bien évident que la « couleur » d'une réverbération naturelle est inimitable. Je dispose aussi d'une réverbération électronique numérique

(délai) ce qui me donne quatre possibilités.

**Claude Gendre :** Quels sont les micros que vous utilisez ?

**Gilbert Grenier :** J'utilise de nombreux micros : tout d'abord des Schoeps électrostatiques dont les alimentations et les préamplis ont été réalisés par René Geneix il y a une quinzaine d'années, des Neumann électrostatiques, des AKG 202, différents micros Sennheiser et des Electrovoice RE 20 qui possèdent une dynamique extraordinaire.

graves et 150 watts pour le médium-aigu avec un filtre cross-over entre la console et les amplis.

Je travaille avec les enceintes assez proches afin d'avoir le minimum d'erreur acoustique dû à la cabine de prise de son ce qui permet aussi d'entendre le moindre bruit gênant même si l'on écoute à un niveau moyen. Il faut faire très attention à la fatigue de l'oreille qui peut amener, en contrôlant longtemps à un niveau trop élevé, une surdité

meilleur rapport signal/bruit de fond : il atteint 64 dB en 24 pistes. J'utilise par contre un « noise-gate » qui coupe le souffle en l'absence de modulation car il est bien certain que les 24 pistes lues provoquent pas mal de bruit de fond.

En règle générale, les bandes actuelles permettent d'encaisser un niveau assez élevé sans distorsion (+6 dB). On peut donc se passer d'un réducteur de bruit qui amène parfois des problèmes



Fig 4. : Position des micros au-dessus des cordes du piano « Steynway » : un Neumann U 87 pour les basses et deux « Schoeps » avec préamplis Geneix pour les fréquences aiguës.

Un petit détail : je suis forcé de faire nettoyer chaque année les capsules des Neumann en raison des dépôts gras provenant de la fumée des cigarettes qui, dans certains cas, collent la membrane dans les pointes de modulation.

**Claude Gendre :** Comment est équipée votre cabine pour l'écoute de contrôle ?

**Gilbert Grenier :** Nous utilisons des enceintes J.B. Lansing en biamply avec des amplificateurs Crown : 300 watts pour les

précoce. C'est un problème auquel les jeunes ingénieurs du son de disco ou de variétés n'attachent pas assez d'importance.

**Claude Gendre :** Avez-vous des compresseurs-expandeurs ?

**Gilbert Grenier :** Le studio est équipé avec le Dolby A pour les magnétophones Studer C 37 en double piste stéréo mais je ne m'en sers pas pour le 24 pistes M 79 de la firme 3M. Ce dernier est parfaitement réglé afin d'avoir le

de compatibilité et représente un équipement d'un prix élevé. Il est préférable d'augmenter la vitesse de défilement (à 76 cm/s par exemple).

**Claude Gendre :** Quelle est la proportion d'enregistrements effectués directement en 2 pistes par rapport à ceux effectués en 24 pistes et réduits ensuite en 2 pistes stéréo ?

**Gilbert Grenier :** Peut-être 10 %. Ce sont en général des musiques de scène, de théâtre, des

feuilletons radiodiffusés ou télévisés et des musiques de films. Le reste, soit 90 %, utilise la technique multipiste.

**Claude Gendre :** Dans la technique multipiste, quel est le minimum pour l'équipement d'un studio ?

**Gilbert Grenier :** Au minimum 16 pistes mais pratiquement tous sont maintenant équipés en 24 pistes afin de pouvoir échanger les bandes, le travail étant souvent commencé dans un studio et terminé dans un autre. Certains studios sont équipés de 2 machines 24 pistes afin d'augmenter le nombre de pistes à l'enregistrement en les synchronisant (système Studer par exemple). D'autres utilisent les deux machines pour des copies de bandes ou pour faire un pré-mixage en réduisant les 24 pistes à 16 pistes sur l'un des deux afin de compléter ultérieurement par d'autres éléments sonores sur les pistes restantes. Pour les marques, on peut citer : Studer, Ampex, 3M, Lyrec, Otari, mais cette liste n'est pas exhaustive.

**Claude Gendre :** Comment procédez-vous pour les prises de son en 24 pistes ?

**Gilbert Grenier :** Tout d'abord, je jette un coup d'œil sur la partition de l'arrangeur. Dès qu'il arrive au studio, on détermine ce qu'il y a à enregistrer : cuivres, cordes, percussions, solo de guitare, chœurs, piano, etc... En fonction de cela, je choisis le nombre de pistes et je répartie les groupes d'instruments : cordes sur 3 ou 4 pistes, de même pour les cuivres, etc... Je commence ensuite par enregistrer la section rythmique : la grosse caisse sur la piste 1, les toms et les cymbales sur les pistes 2 et 3 en stéréo, la caisse claire sur la 4 et la cymbale charleston sur la 5. J'enregistre ensuite la basse en direct sur la piste 6 et la même à travers son amplificateur sur la 7 ce qui permet de



Fig 5. : Enceinte de contrôle J.B. Lansing.

choisir, au mixage, ce qui rend le mieux.

Puis, ensuite la guitare, le piano en stéréo, les cuivres, les cordes et les chœurs. Je réserve 2 à 3 pistes pour les voix solistes s'il y en a.

**Claude Gendre :** Faites-vous venir les musiciens tous ensemble ou enregistrent-ils séparément ?

**Gilbert Grenier :** Je les fais venir les uns après les autres par groupes d'instruments. Ils écoutent le mélange des autres pistes

au casque sauf les cordes qui sont souvent gênées par l'archet : on leur fait alors entendre le mélange en haut-parleur. Dans ce cas, afin d'éviter tout problème au moment de l'enregistrement, on envoie la modulation en opposition de phase.

**Claude Gendre :** Avez-vous déjà fait des enregistrements en 24 pistes avec l'ensemble complet dans le studio ?

**Gilbert Grenier :** Certainement. Et c'est extraordinaire. Il

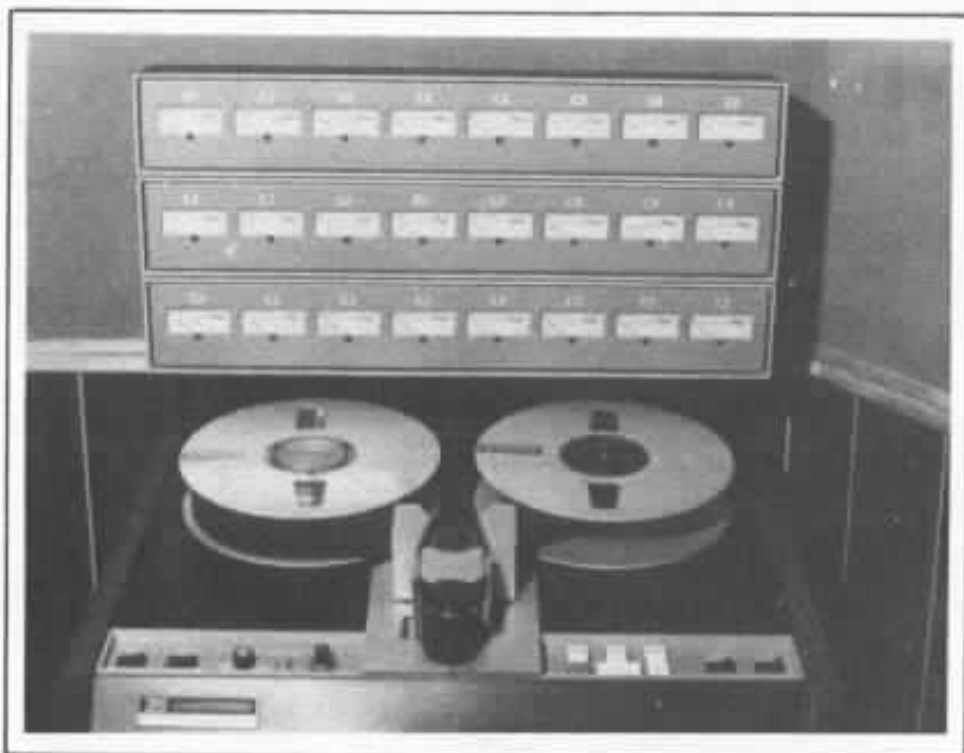


Fig 6. : Magnétophone 24 pistes de la firme 3M surmonté des 24 modulomètres à aiguille pour le contrôle du niveau. Il est chargé ici avec de la bande Ampex 2 pouces. Ce magnétophone est entièrement télécommandé depuis la console.

**Claude Gendre** Quand vous enregistrez en 24 pistes, comment réglez-vous le niveau de chaque piste ?

**Gilbert Grenier** : Il y a quelques années, on enregistrait « à plat » sur les pistes, sans nuances, avec un niveau toujours à 0 dB. On avait donc un son plus neutre possible. Actuellement, au moment de l'enregistrement, j'essaie de donner à chaque piste la couleur sonore la plus proche de ce que l'arrangeur souhaite obtenir. On facilite ainsi beaucoup le mixage et on obtient de bien meilleurs résultats qu'avec une modification de dernière minute. Mais, bien entendu, toujours au niveau maximal pour obtenir le meilleur rapport signal/bruit.



n'est d'ailleurs pas nécessaire d'isoler complètement les différents groupes. Il faut en effet qu'ils puissent se voir et s'entendre. Il existe alors une communion, une impulsion donnée à l'ensemble qui n'existe que dans ce cas (ou en concert). Je ne crois pas trop à la « pêche », au « feeling » d'un musicien avec un casque sur les oreilles.

**Claude Gendre** : Avez-vous déjà fait de la « gravure directe » ?

**Gilbert Grenier** : J'ai failli le faire puisque nous disposons toujours dans la cave du studio de gravure mais cela n'a pas eu de suite.

Cette formule coûte très cher au producteur et les disques sont d'une diffusion limitée. Il faut en effet des musiciens très sûrs d'eux et de nombreuses heures de répétitions et de prise de son.



Fig 7. : Cage de batterie. Le son de chacun des instruments est capté par un microphone séparé. La couverture placée à l'intérieur de la grosse caisse sert à amortir les vibrations parasites.