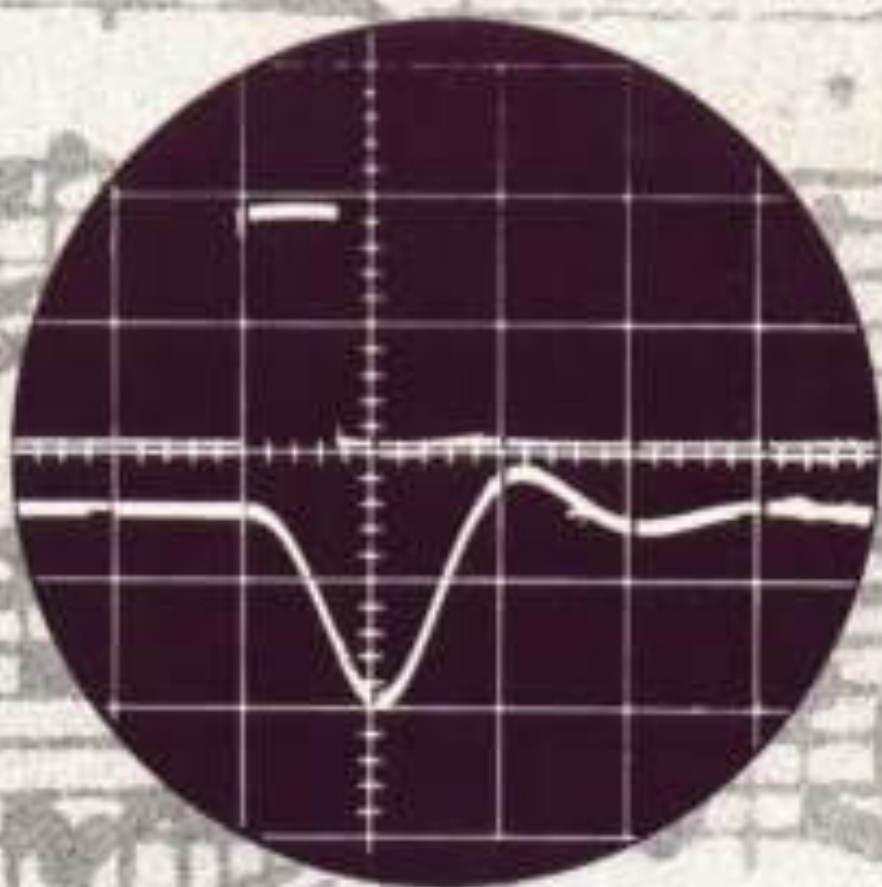


L'AUDIOPHILE

LA REVUE DU HAUT DE GAMME



N° 11

Juillet 1979
Prix 24 F

**Page non
disponible**

**Page non
disponible**

**Page non
disponible**

**Page non
disponible**

**Page non
disponible**

Réalisation d'un amplificateur classe A de 20 watts

2 - Construction

Jean Hiraga

La première partie de l'article, parue dans le numéro précédent a suscité un très vif intérêt. Il est vrai qu'il est difficile à l'heure actuelle de trouver des schémas d'amplificateurs en classe A de haute qualité. De plus, le circuit décrit offre de nombreux atouts, en particulier une grande simplicité de réalisation. Que le lecteur se rassure, nous allons décrire dans cet article les divers aspects de la construction en abordant les composants passifs à utiliser, les radiateurs, l'alimentation, et le châssis.

Pour la petite histoire...

Avant de rentrer dans le vif du sujet, nous vous devons de préciser que le circuit décrit (fig.8, p. 13 n°10) n'est pas en réalité un circuit complètement original. Il s'agit d'une amélioration d'un circuit datant de près de deux ans, et commercialisé en kit sous licence au Japon. Cet amplificateur a rencontré un très grand succès pour son prix de revient, sa facilité de montage et ses dimensions réduites. Pour les

lecteurs français, nous avons apporté quelques perfectionnements au schéma original. Celui-ci est caractérisé par une alimentation symétrique de tension légèrement plus élevée : + et -25 V et l'emploi de transistors complémentaires différents. En fait la valeur de la tension n'est pas très critique puisqu'elle peut varier, pour ce schéma, entre 19 et 26 V, sans modification sensible des caractéristiques. Pour ce qui est des transistors, le schéma original (fig. 1), em-

ploie la paire complémentaire 2SA 539/2SC 815 proche de celle retenue dans notre réalisation, 2SA 872A/2SC 1775A. Cette dernière, plus récente, est cependant plus performante sur les paramètres de bruit, C_{ob} et F_t . Par ailleurs, la tension d'alimentation plus élevée offre un léger surcroît de puissance, entre 20 et 21 W sans distorsion, alors que le circuit amélioré est limité à 18 W dans ces conditions, 20 W au maximum à la limite de l'écrêtage, cela à cause de la diminu-

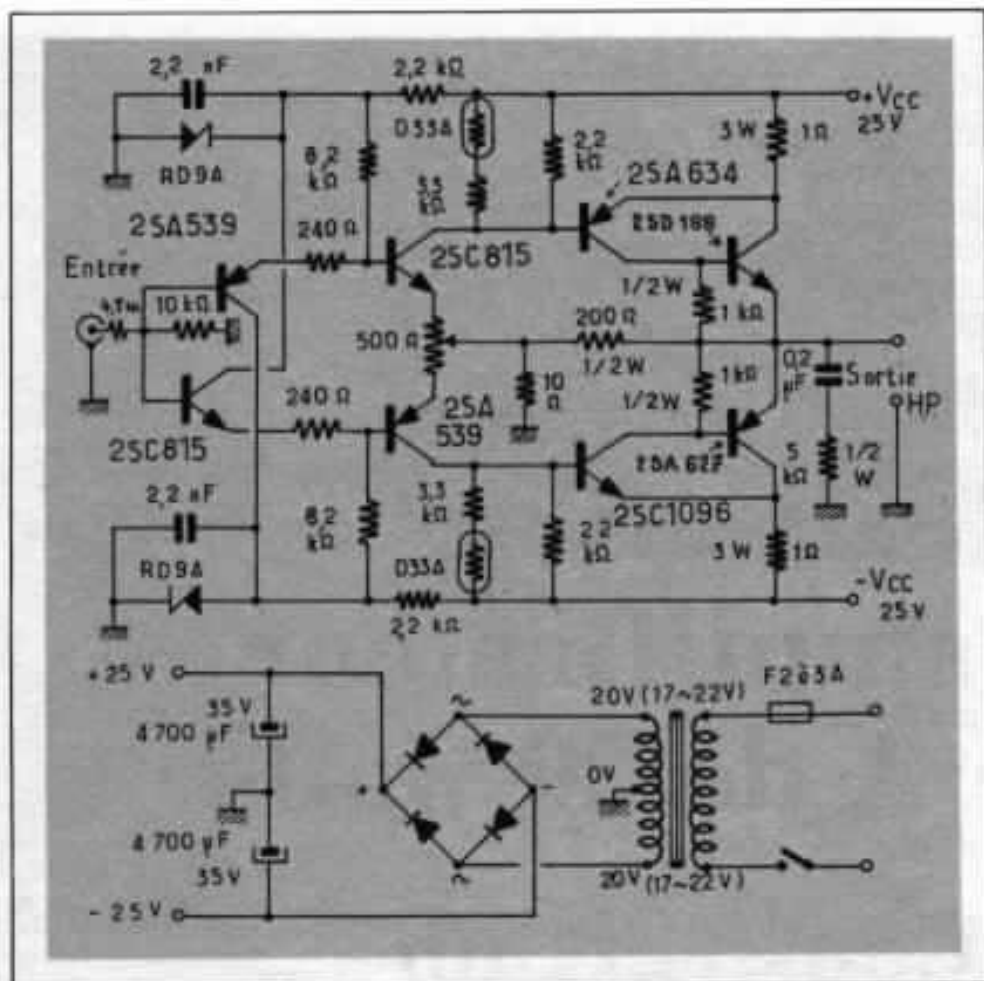
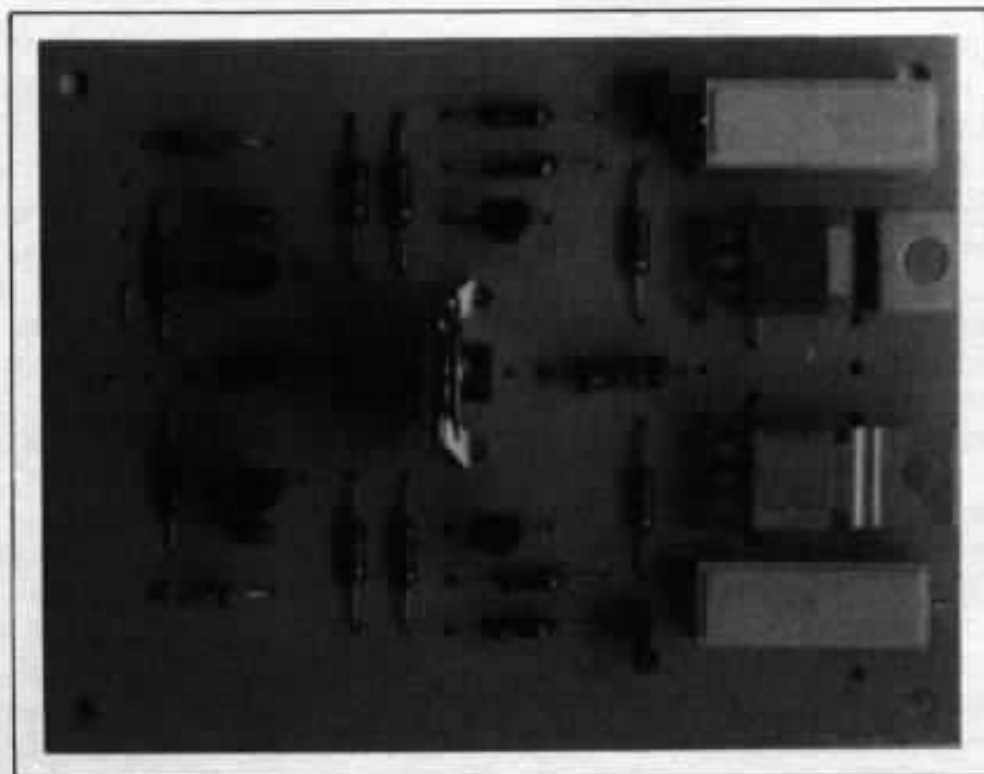


Fig 1 - Version non modifiée du circuit.



Circuit de base de l'amplificateur 20 W, version non modifiée.

tion de l'alimentation à + et -18V. Cette diminution présente sur de nombreux autres critères bien des avantages, c'est pour cela que nous l'avons retenue.

Possibilité d'évolution du circuit.

Le schéma amélioré peut être modifié de sorte à faire glisser la classe de fonctionnement du mode A au mode AB. La modification est simple et ne porte que sur les résistances de 12 k Ω , lesquelles sont remplacées par des valeurs de 5 k Ω avec une résistance variable de 10 k Ω placées en série. La puissance disponible est ainsi largement doublée.

Toutefois, dans le cas d'utilisation d'enceintes à rendement relativement bon, (réalisations Y. Neveu et J. Mahul) l'amplificateur tel qu'il est décrit suffit à bien des systèmes destinés à la reproduction en appartement, le niveau sonore disponible peut en fait être très élevé.

Toutefois le schéma peut évoluer en ce qui concerne la puissance. Le circuit de base n'est pas remis en cause, les changements portent sur l'alimentation, les radiateurs et les transistors. La technologie des semi-conducteurs à effet de champ verticaux, V FET de puissance, permet d'obtenir en pure classe A près de 60 W. La figure 2 montre les modifications à apporter; on remarquera que le module de base, le circuit imprimé, reste inchangé.

L'obtention de puissance plus élevée passe naturellement par le choix d'autres transistors de puissance, tels que les V FET, R.E.T. (Ring Emitter Transistor) MOS FET, VMOS FET, et bipolaires. Il faut noter que la

mise en parallèle sur l'étage de sortie n'est pas possible dans le cas où l'étage précédent n'a pas lui-même une structure parallèle. En effet, dans le montage particulier de l'étage de sortie, Darlington inversé, le transistor d'attaque et les transistors de sortie ne constituent, du point de vue fonctionnement, qu'un seul transistor. Toutefois, un étage de sortie constitué par la mise en parallèle des transistors de puissance limite les performances en matière de bande passante, distorsion, par rapport à un étage constitué par un seul transistor à P_c plus élevé et convenablement choisi. Dans tous les cas, l'augmentation de la puissance de sortie s'accompagne d'un accroissement de la capacité C_{ob} laquelle est déjà suffisamment importante pour limiter les performances.

Cela peut paraître en contradiction avec de nombreux circuits « commerciaux ». Il faut bien voir qu'au niveau de la pro-

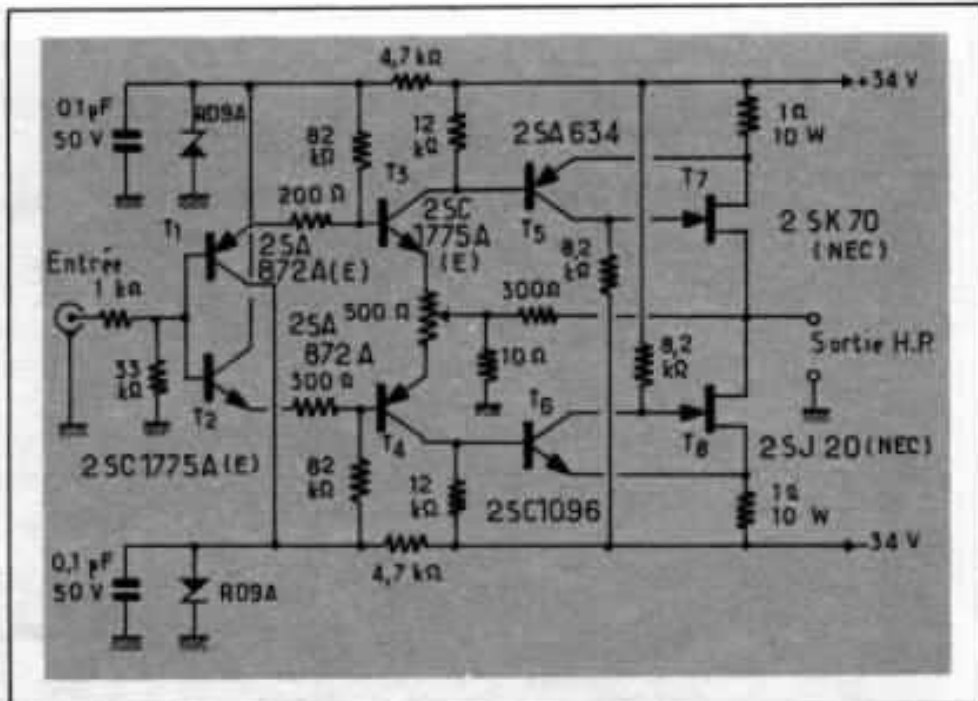
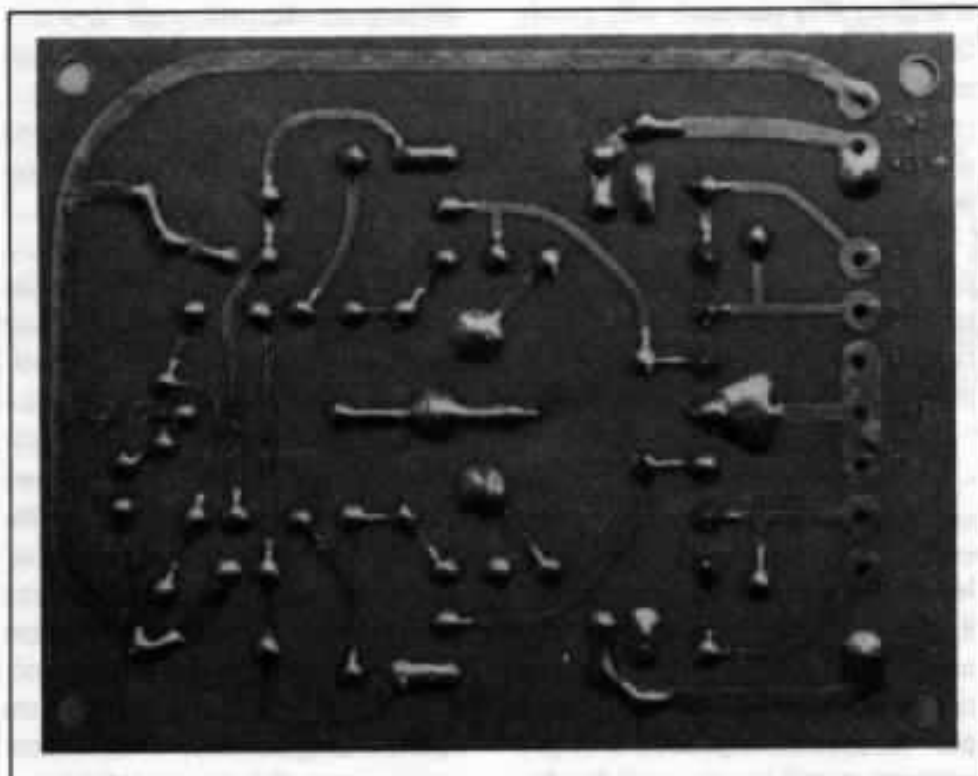


Fig 2 - Version modifiée, classe A, 60 watts, utilisant en sortie les transistors à structure V-FET.

duction de série, les considérations économiques sont nécessairement prises en compte. Sur les catalogues des fabricants américains en particulier, il existe des transistors de puissance très élevée, à P_c de plus de 350W, dispo-

nibles en paires complémentaires. Malgré cela, dans la réalisation des amplificateurs de forte puissance, on préfère employer les montages parallèles de transistors à prix de revient très inférieur. Les constructeurs peuvent dire ce qu'ils veulent, mais les paires complémentaires parfaites n'existent pas encore en transistor de puissance en particulier. L'utilisation de montage parallèle conduit inévitablement à placer les transistors de puissance en divers points du radiateur. Aussi, les moindres variations de température dispersent aussitôt les paires, à priori parfaites, et perturbent inévitablement le fonctionnement de l'amplificateur. C'est pourquoi nous attendons avant de publier la description d'un amplificateur de forte puissance et de haute qualité. Les progrès de la physique du solide et des semi-conducteurs en particulier, sont si rapides que nous sommes persuadés que d'ici un an, on pourra trouver dans les séries MOS FET et VMOS



Dos du circuit imprimé, version non modifiée.

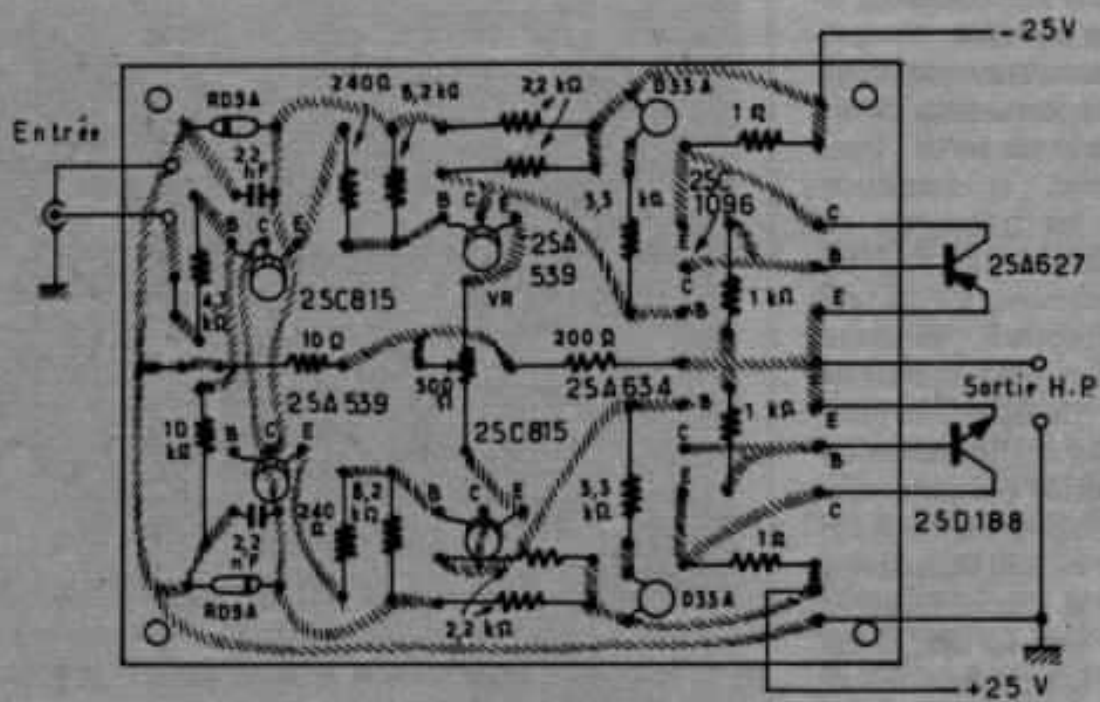


Fig 3 - Version non modifiée, implantation des composants.

FET de puissance, des transistors tel qu'il sera possible de concevoir un amplificateur de classe A de 100 W n'utilisant que quatre transistors en tout et pour tout. Car n'oublions pas que la simplicité est un critère décisif. A quand l'ensemble pré-préampli/préampli/ampli n'utilisant que cinq ou six étages au total ?

Circuit imprimé

La figure 3 représente le circuit imprimé de la version non modifiée. En figure 4 on trouve la version améliorée, circuit imprimé, implantations des composants. Le circuit est réalisé en verre époxy dont les pistes conductrices ont une épaisseur de 70 microns. Celles-ci sont étamées à l'argent. L'ensemble après soudure n'est pas recouvert de vernis HF.

La largeur des pistes imprimées

fait souvent l'objet de discussion. Il faut bien voir que si la résistance linéique des pistes était nulle, la meilleure solution serait d'utiliser des pistes de très faible largeur, plutôt que des bandes plus larges apportant des capacités parasites plus élevées. Les mêmes constatations s'imposent pour les circuits de masse.

Comme pour les circuits de préamplificateurs qu'ils soient à tubes ou à transistors, la réalisation d'un amplificateur doit respecter les conditions suivantes :

- Liaisons courtes.
- Entrée éloignée de la sortie.
- Distribution des courants pour les différentes sections du circuit à partir d'un point donné, l'alimentation par exemple. Cette distribution se fera de préférence par les pistes séparées lorsque cela est possible, sinon il faudra avoir recours à des pistes d'épaisseur de 70 à 120 microns

ou encore, souder sur le circuit un fil de cuivre de 1mm² de diamètre.

- Utilisation du verre époxy, (la différence de prix pour des circuits de petites surfaces est très peu importante).
- Longueur des pistes équivalentes dans le cas d'un circuit symétrique.

Ces quelques aspects de détails peuvent contribuer dans une large part aux qualités subjectives. Il ne faut pas oublier non plus qu'un circuit imprimé n'est pas une amélioration par rapport à un montage en l'air, c'est simplement un gain énorme en pratique. Toutefois, les dégradations sont toujours plus importantes dans le cas d'un circuit imprimé. C'est ainsi que pour quelques «fameux appareils» des améliorations sensibles ont été observées par le simple fait de doubler certaines pistes imprimées par un

fil de cuivre. Naturellement ces considérations ne sont que d'ordre subjectif, vu que les moyens d'investigation et d'analyse dont nous disposons à l'heure actuelle ne sont pas suffisamment « fins » pour expliquer de telles influences.

Suivant la même idée, les bornes de sortie haut-parleur (figure 6) retenues offrent d'excellentes caractéristiques. Elles sont constituées pour la partie conductrice, de cuivre pur fondu sous vide, dénommé « non oxygéné », avec dorure directe. Elles ont été conçues pour être adaptées à des câbles de fortes sections, jusqu'à $3,2 \text{ mm}^2$

Châssis

La conception du châssis dans un amplificateur en classe A passe inévitablement par l'implantation des radiateurs. Nous avons indiqué en page 15 de la première partie une solution possible. Si celle-ci est satisfaisante du point de vue thermique, elle ne l'est pas tellement du point esthétique. Sur la base d'un rack 19 pouces, on peut placer les deux ou quatre radiateurs, version mono ou stéréo, en ligne sur la face arrière. Au-dessous de ces radiateurs pourront être implantées les entrées et les sorties avec pour petits inconvénients l'accessibilité. Il y a bien entendu la solution de placer les radiateurs à l'intérieur du rack. Mais cela est relativement critique compte tenu de la grande dissipation thermique inhérente au fonctionnement en classe A. Si malgré tout cette solution est retenue on choisira pour le dessus et le fond, une grille ou un panneau très aéré.

Profitons de cet article, pour examiner les diverses disposi-

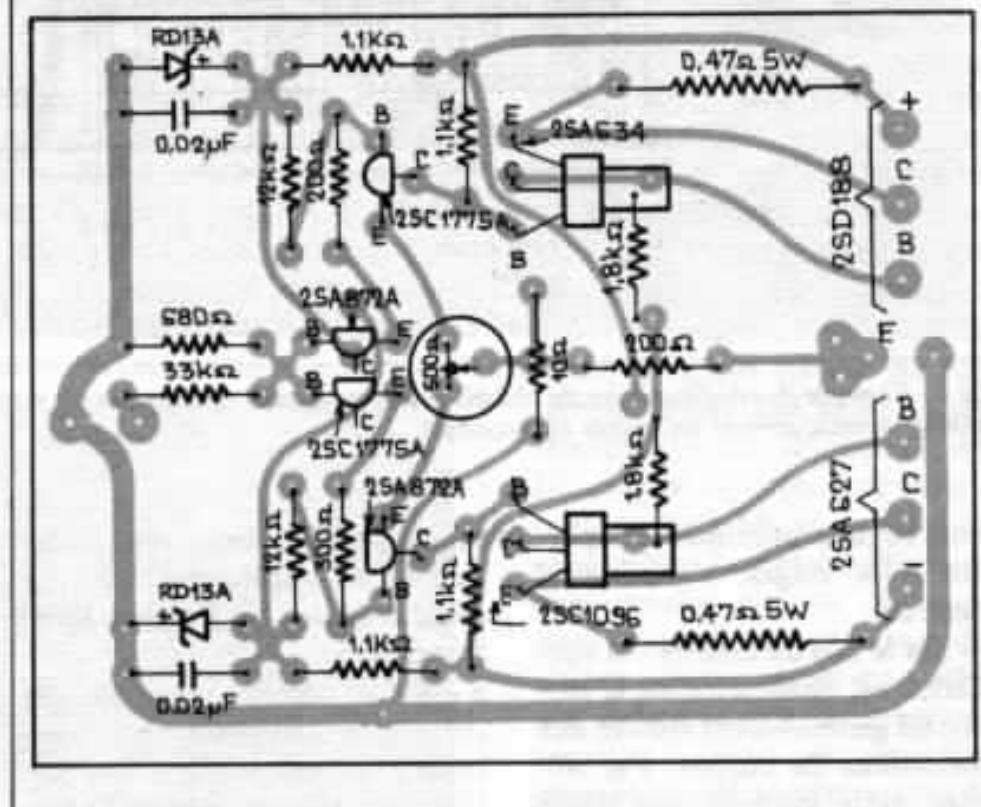
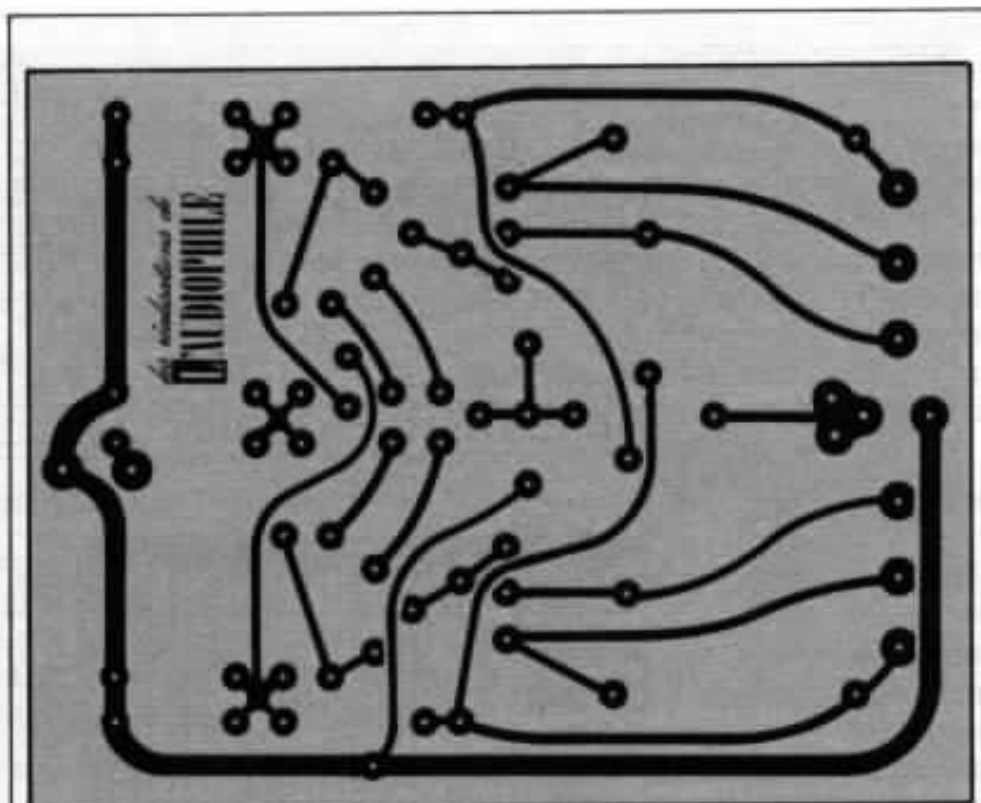


Fig 4 - Circuit imprimé, version modifiée, vu de dos, côté soudures, et vu également côté composants (circuit imprimé vu en transparence). Echelle 1.

tions rencontrées dans les amplificateurs de ce genre.

a - A l'intérieur du châssis : ou bien les radiateurs sont de dimensions importantes, ou bien l'utilisation d'un ventilateur s'avère nécessaire, sinon la tem-

pérature à l'intérieur du châssis devient vite très importante et provoque l'échauffement de composants qui s'en accommodent souvent très mal : condensateurs électro-chimiques en premier lieu, transformateur d'alimenta-

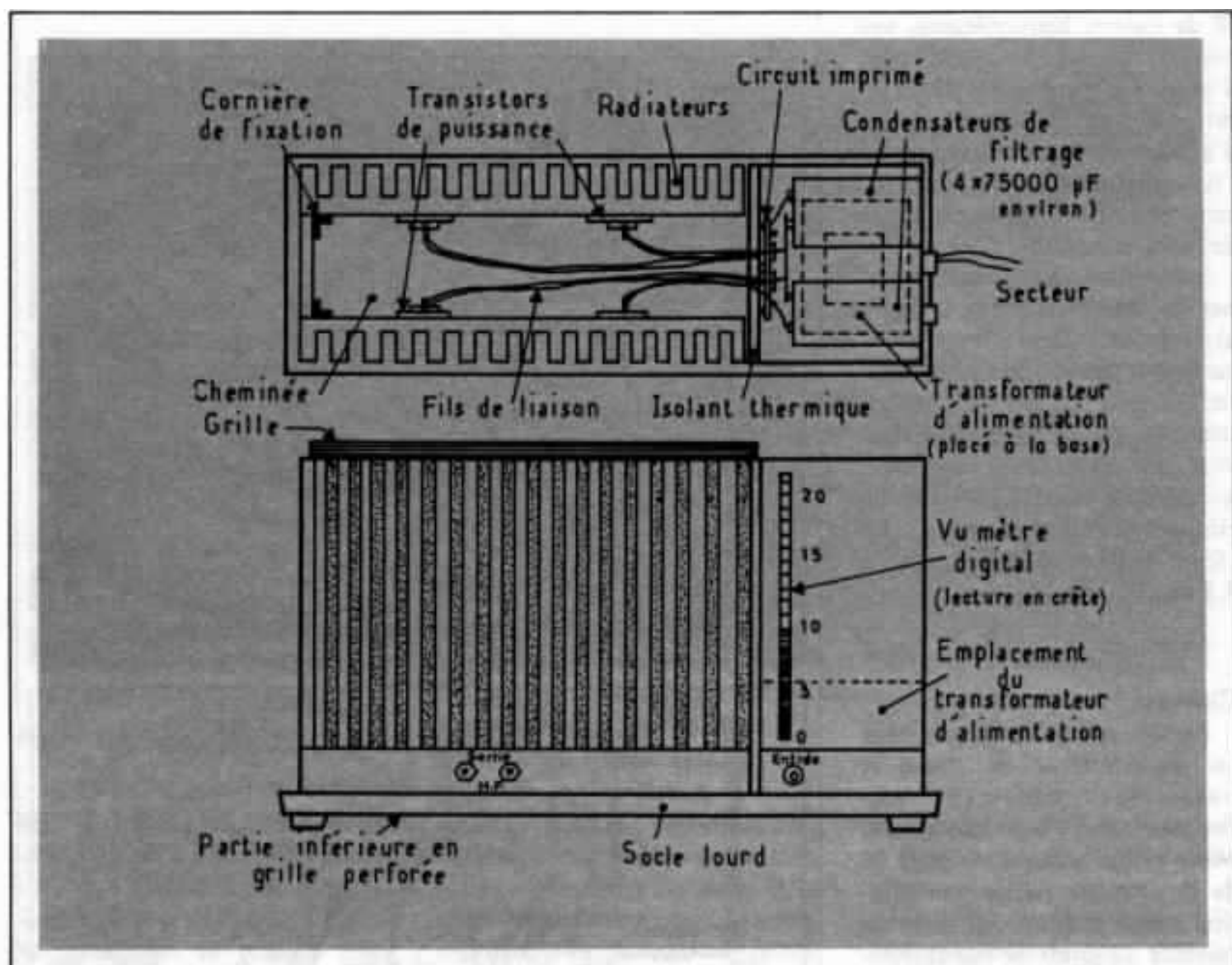


Fig 5 - Exemple de configuration du châssis et des radiateurs permettant un maximum de dissipation thermique, tout en isolant thermiquement les autres composants.

tion, circuits imprimés comportant les étages d'attaque et d'entrée.

b - Sur le dos du châssis : la ventilation est meilleure mais la surface est généralement réduite aux dimensions du coffret. Par ailleurs, cette implantation limite l'accessibilité des entrées et des sorties.

c - Sur l'avant c'est une solution très originale qui procure une bonne ventilation. De plus, même placé dans un endroit mal aéré, la face avant se trouve en général dégagée.

d - Sur les côtés, la puissance est limitée à 30 W en classe A pour

un appareil stéréo. Pour des puissances supérieures, il faut avoir recours à d'autres solutions.

e - Sur les côtés et sur le dos : la surface de dissipation est beaucoup plus importante, c'est une solution adoptée par de nombreux constructeurs américains et japonais.

f - Disposition en carré avec les ailettes placées à l'intérieur constituant ainsi une cheminée à l'intérieur de laquelle doit être placé un ventilateur. Cette solution n'est cependant pas la meilleure.

Certains constructeurs, comme

Mitsubishi ou Sony ont recours à des solutions beaucoup plus élégantes telles que des ailettes refroidies au fréon ou le «Heat pipe». Cette dernière technique développée par Sony est constituée d'un tube de cuivre, rempli de vapeur d'eau saturante; une extrémité comporte des ailettes de refroidissement ; sur l'autre extrémité sont fixés les transistors de puissance qui se trouvent ainsi localisés très près les uns des autres, et placés ainsi dans d'excellentes conditions du point vue variation thermique.

Une autre solution consiste à utiliser les radiateurs en cuivre,

ou encore en aluminium cuivré pour améliorer la conductibilité thermique, mais alors il se pose des problèmes de fabrication.

Pour rester dans le réalisable, il faut donc gagner de la surface. Dans un châssis rectangulaire normal, les côtés et le dos n'offrent qu'une faible partie de la surface totale. Le dessus et le dessous ne sont en fait que très rarement utilisés, cependant si l'on veut dégager beaucoup de chaleur, il est évident que l'on doit se rapprocher des appareils conçus à cet effet, les radiateurs de chauffage ! Il est en effet, plus astucieux de disposer les parois de plus grandes surfaces verticalement, de sorte à dissiper le maximum de calories. C'est très vraisemblablement la solution qui sera retenue pour la réalisation de 50 W. Les avantages sont les suivants : radiateurs de grande surface, effet de cheminée important, emplacement latéral réduit, possibilité de séparer thermiquement l'étage d'entrée et l'alimentation de

l'étage de puissance (figure 5). Naturellement, cette solution élégante peut être adaptée à la présente réalisation. La seule difficulté étant de se procurer un profilé d'aluminium adéquat. Heureusement, il existe de nombreuses formes et tailles de radiateurs disponibles dans le commerce. Si toutefois, cela posait des problèmes, il est possible de faire un montage de radiateurs sur deux plaques de cuivre ou d'aluminium, en utilisant de la graisse de silicone ou certains nouveaux produits synthétiques encore plus efficaces, parmi lesquels on peut même trouver des colles spéciales pour radiateurs.

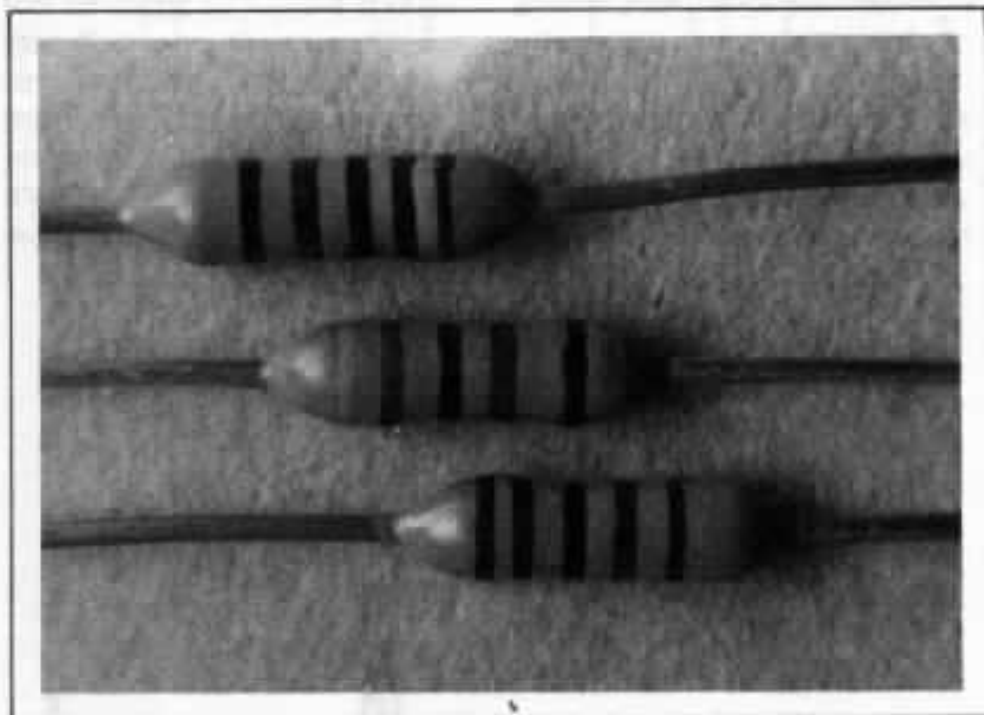
Composants passifs

Vu le nombre très réduit des composants passifs utilisés, il y a peu de choses à dire sur ceux-ci. Les résistances sont de type 1%, 1/2W, au tantale, et d'une fabrication japonaise de petite série. Du point de vue influence subjective, ce sont celles qui don-

nent le moins de coloration et de défauts sensibles. Les fils de sortie sont en cuivre étamé et sont reliés au corps de la résistance par des capuchons eux aussi en cuivre. Seules les résistances de puissance de 0,47 Ω sont de type cimentées, cela pour une question de place et d'encombrement. La soudure employée est de la Multicore Savbit ou de la Multicore LMP.

Les condensateurs électrochimiques utilisés sur les prototypes sont des modèles à très faible résistance série, d'origine japonaise, et de valeur 150 000 μ F. Deux autres condensateurs de 39000 μ F étaient mis en parallèle de sorte à donner 189 000 μ F pour chacune des polarités d'alimentation. Ces valeurs ne sont pas très courantes en France, mais on peut trouver des modèles convenant parfaitement, séries Felsic 038, 039, TFRS de Sic Safco par exemple. La valeur n'est pas critique, elle peut sembler très importante mais elle reste en fait insuffisante, à moins qu'elle ne soit remplacée par une alimentation régulée d'efficacité équivalente. On peut se reporter à ce sujet à l'article de G. Marec publié dans ce numéro. Toutefois, précisons que certains circuits électroniques nécessitant une stabilité d'alimentation très élevée n'utilisent non pas des alimentations régulées, mais de nouvelles générations de condensateurs de valeurs très élevées tels que ceux fabriqués par la Nippon Electric Co (NEC) et dont la technologie eau + carbone permet d'obtenir des valeurs capacitives énormes (jusqu'à 10 Farads), et cela dans un volume très réduit. Les alimentations stabilisées ne sont donc pas une panacée.

Abordons à présent, le trans-



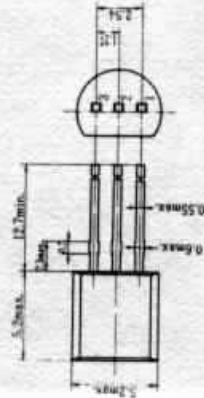
Résistances au tantale, d'origine japonaise, de type 1/2 W, 1% de tolérance ; stabilité thermique 50 PPM. Ce sont celles qui ont donné à tout point de vue les meilleurs résultats ; lorsque comparées à plus de 20 autres types de résistances, dont les fameuses Vishay ultra-stables (± 5 PPM).

2SC1775A

SILICON NPN EPITAXIAL
LOW NOISE AUDIO AMPLIFIER
Complementary Pair with 2SA872A

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS (T_a = 25°C)

Symbol	2SC1775	2SC1775A	Unit
V _{CEO}	90	120	V
V _{CE0}	90	120	V
V _{ES0}	5	5	V
I _C	50	50	mA
P _C	300	300	mW
T _J	125	125	°C
T _{stg}	-55 ~ +125	-55 ~ +125	°C



(JEDEC TO-92)

Bollier identique pour les deux transistors.

- 1 - Emetteur
- 2 - Collecteur
- 3 - Base

2SA872A

SILICON PNP EPITAXIAL
LOW NOISE AUDIO AMPLIFIER
Complementary pair with 2SC1775A

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS (T_a = 25°C)

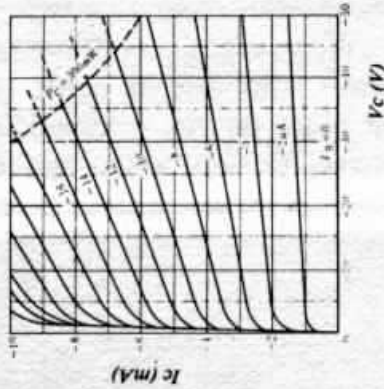
Symbol	2SA872	2SA872A	Unit
V _{CEO}	-90	-120	V
V _{CE0}	-90	-120	V
V _{ES0}	-5	-5	V
I _C	-50	-50	mA
P _C	300	300	mW
T _J	125	125	°C
T _{stg}	-55 ~ +125	-55 ~ +125	°C

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T_a = 25°C)

Symbol	Test Condition	2SC1775			2SC1775A			Unit
		min	typ	max	min	typ	max	
V _{BE(sat)}	I _C = 1mA, R _{BE} = ∞	90	—	—	120	—	—	V
I _{CEO}	V _{CE} = 75V, I _E = 0	—	—	0.5	—	—	—	μA
h _{FE} *	V _{CE} = 100V, I _C = 0	—	—	—	—	—	0.5	—
h _{FE} **	V _{CE} = 12V, I _C = 2mA	400	—	2000	400	—	1300	—
h _{FE} **	V _{CE} = 12V, I _C = 0.1mA	160	—	—	160	—	—	—
V _{CE(sat)}	V _{CE} = 12V, I _C = 2mA	—	—	0.75	—	—	0.75	V
V _{CE(sat)}	I _C = 10mA, I _B = 1mA	—	—	0.5	—	—	0.5	V
f _T	V _{CE} = 12V, I _C = 2mA	—	200	—	—	200	—	MHz
C _{in}	V _{CE} = 25V, I _E = 0, f = 1MHz	—	1.6	—	—	1.6	—	pF
NF	V _{CE} = 6V, I _C = 50μA, R _s = 50kΩ	—	—	5.0	—	—	5.0	dB
		—	—	1.5	—	—	1.5	dB

Caractéristiques I_C / V_{CE}

TYPICAL OUTPUT CHARACTERISTICS



ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T_a = 25°C)

Symbol	Test Condition	2SA872			2SA872A			Unit
		min	typ	max	min	typ	max	
V _{BE(sat)}	I _C = 1mA, R _{BE} = ∞	-90	—	—	-120	—	—	V
I _{CEO}	V _{CE} = -75V, I _E = 0	—	—	-0.5	—	—	-0.5	μA
h _{FE} *	V _{CE} = -100V, I _C = 0	—	—	—	—	—	800	—
h _{FE} **	V _{CE} = -12V, I _C = -2mA	250	—	800	250	—	800	—
h _{FE} **	V _{CE} = -12V, I _C = -0.1mA	160	—	—	160	—	—	—
V _{CE(sat)}	V _{CE} = -12V, I _C = -2mA	—	—	-0.75	—	—	-0.75	V
V _{CE(sat)}	I _C = -10mA, I _B = -1mA	—	—	-0.5	—	—	-0.5	V
f _T	V _{CE} = -12V, I _C = -2mA	—	120	—	—	120	—	MHz
C _{in}	V _{CE} = -25V, I _E = 0, f = 1MHz	—	1.8	—	—	1.8	—	pF
NF	V _{CE} = -6V, I _C = -50μA, R _s = 50kΩ	—	—	5.0	—	—	5.0	dB
		—	—	1.5	—	—	1.5	dB

formateur d'alimentation celui-ci doit présenter 2 x 14 à 15 V, 6 A à 7 A, aux bornes de son secondaire. Ce qui donne après filtrage une tension de l'ordre de $\pm 18V$. Du point de technologie ce transformateur peut être soit de type toroïdal soit en «double C». Il faut éviter les transformateurs calculés trop juste et chauffant de manière exagérée après quelques heures de fonctionnement. Il faut également prendre garde aux transformateurs vibrant de façon nettement audible et ceux dont les fuites magnétiques importantes induisent dans les circuits d'entrées du préamplificateur ou les transformateurs pour cellules à bobine mobile.

Conclusion

Cet amplificateur au circuit simple est facile à régler. Il peut évoluer en un amplificateur plus puissant sans modifications majeures. Il présente de plus un rapport qualité-prix très intéressant. A l'exception des transistors de sortie et de leur transistors d'attaque, ce schéma peut être «refait» à partir d'autres transistors de références européennes, sans grand risque d'échec. Pour conserver le maximum de ses qualités subjectives

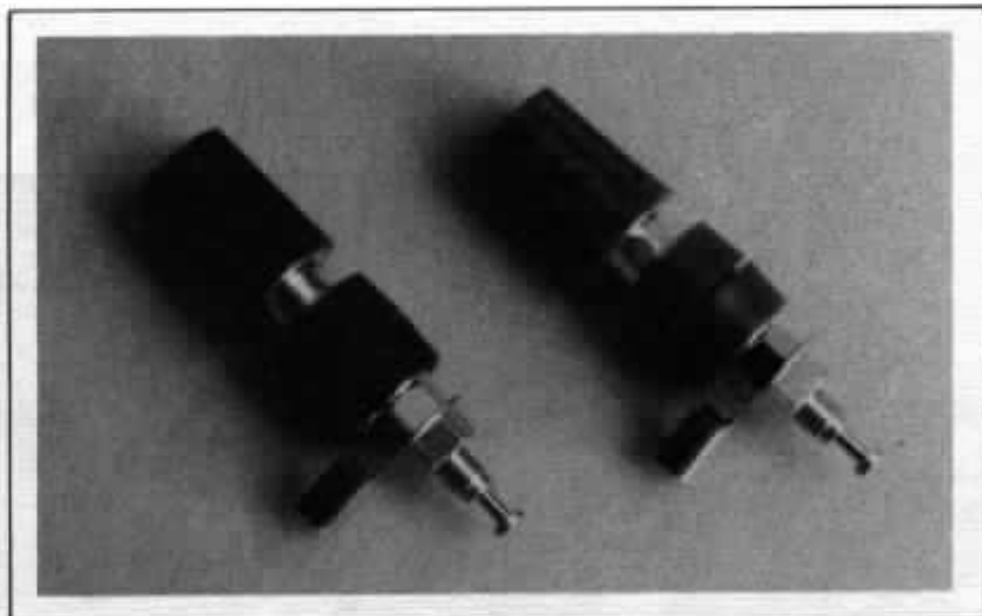


Fig 6 - Exemple de bornes de haut-parleur de très haute qualité (fabrication artisanale japonaise), pouvant entre autres recevoir des câbles de diamètre 3,2 mm.

et un maximum de fiabilité, sa puissance est volontairement limitée à 18 W sans distorsions audibles. Cette puissance est largement suffisante pour des enceintes de rendement moyen ou assez bon. Il ne faut pas perdre de vue non plus que tout appareil n'est qu'un compromis, lequel dans le cas présent est améliorable. Il est possible de le «figoler» en particulier au niveau de l'alimentation, alimentation des étages d'entrée par un circuit séparé de l'alimentation des étages de puissance, séparation des alimentations gauche et

droite... ou encore à l'exemple de préamplificateurs expérimentaux, la faible tension symétrique $\pm 18V$ peut être fournie par des batteries de voiture de 6 V, soit 6 au total cela étant réservé aux fanatiques. Cet amplificateur est disponible en kit, circuit imprimé monté, transistors de puissance et radiateurs. Dans un prochain article nous aborderons les avantages des selfs de filtrage spéciales et des condensateurs de type non polarisés lesquels avantages pourront être naturellement appliqués à la présente réalisation.

**Page non
disponible**

Réalisation d'un filtre électronique à triodes

2 - Etude expérimentale

L.E. Larsen

Traduction et adaptation
Gérard Chrétien

Dans la première partie de cet article, publiée dans le numéro précédent, nous avons passé en revue les divers aspects théoriques caractéristiques d'un filtre répartiteur. Les paramètres sont très nombreux, aussi faut-il être très prudent et ne pas s'enthousiasmer sur un critère en apparence spectaculaire sans se soucier du contexte général. Dans l'optique d'une application audio de très haute qualité, l'étude préalable a débouché sur deux types de filtres optimum, l'un du second ordre, l'autre du quatrième ordre. Nous allons aborder dans cette seconde partie, la réalisation.

Le filtre répartiteur du second ordre de type optimal que nous avons retenu est constitué par une cascade de deux filtres RC simple étage. Le filtre du second ordre ainsi obtenu a pour fonction de transfert, respectivement, pour le passe-bas et le passe-haut :

$$\text{PB : } [1/(S + 1)] [1/(S + 1)] \\ = 1/(S^2 + 2S + 1)$$

$$\text{PH : } [S/(S + 1)] [S/(S + 1)] \\ = S^2/(S^2 + 2S + 1)$$

En d'autres termes, chacune

des sections possède un coefficient de S caractéristique de l'amortissement égal à 2. L'atténuation à la fréquence de coupure f_c est de 6 dB, à un octave dans la bande atténuée, soit à $f = 2 f_c$ pour un passe-bas, l'atténuation est de 10 dB. La pente asymptotique d'atténuation est naturellement de 12 dB par octave soit 40 dB par décade. La différence de phase entre les deux sorties à la fréquence de coupure est nulle.

Une représentation schématique peut en être donnée par la

mise en cascade de filtre RC, en supposant toutefois, qu'une isolation effective existe entre eux (figure 1). Ce filtre peut être réalisé en utilisant des montages de type cathode follower comme étage d'entrée, étage intermédiaire, et étage de sortie. Cependant, les caractéristiques d'isolation d'un montage cathode follower sont loin d'être idéales, il s'en suit une dégradation dans l'amortissement qui ne peut être compensée. Un réglage fin des valeurs, pour obtenir la valeur désirée de la fréquence de cou-

pure f_c est naturellement possible, mais il implique lui aussi, une dégradation dans l'amortissement. Quoiqu'il en soit, un minimum de 6 triodes par canal seraient nécessaire pour réaliser un tel filtre.

Une autre solution consiste en un filtre actif du second ordre de facteur d'amortissement égal à 2 comme précédemment. Mais en utilisant cette fois, un schéma de type Sallen Key, dont la structure est représentée en figure 2. A noter que $f_c = 1/2 \pi RC$ si, et seulement si, $K = 1$. Ce schéma peut être réalisé à partir de cathode follower, en supposant cependant que les modifications de gain et d'impédance de sortie aient été faites. En effet, le gain original est inférieur à 1 et l'impédance de sortie doit être amenée à une valeur de l'ordre de 100 Ω , il ne faut pas oublier non plus que l'un des transducteurs doit être connecté en opposition de phase comme nous l'avons signalé précédemment. Une réalisation sur cette base requiert un minimum de 4 triodes par canal.

L'autre structure de filtre que nous avons également retenu est un réseau du 4^e ordre, lequel, ne peut être réalisé à partir de cellules RC du premier ordre, compte tenu des diverses interactions qui font que l'amortissement ne peut être contrôlé. Par contre, le filtre du 4^e ordre peut être réalisé par la mise en cascade de deux réseaux du second ordre de type Sallen Key, comme décrit ci-dessus (figure 3).

L'emploi de cathode follower pour un tel montage nécessiterait un minimum de 6 triodes par canal. La valeur $f_c = 1/2 \pi RC \sqrt{2}$ est obtenue si, et seulement si, $K = 1$. Dans ce cas, les transducteurs sont connectés en phase.

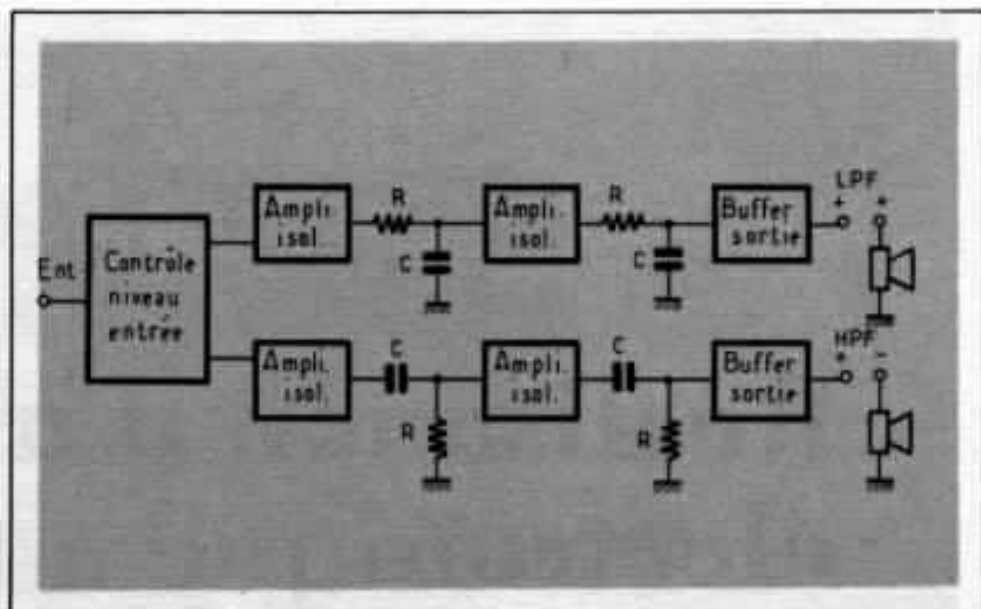


Fig 1 - Une réalisation possible d'un filtre optimal du second ordre effectuée sur la base d'une cascade de filtre RC du premier ordre avec un étage d'isolation placé entre eux de sorte à éviter toute interaction entre les deux cellules de filtrage.

Chacune des sections du filtre Sallen Key du 4^e ordre sont en fait des filtres Butterworth du second ordre avec $d = \sqrt{2}$, et d'atténuation -3 dB à $f_c = 1/2 \pi RC$ (si $K = 1$). La mise en cascade de deux de ces filtres procure quant à elle, une atténuation globale de -6 dB à $f_c = 1/2 \pi RC \sqrt{2}$ (si $K = 1$).

Conception

La réalisation d'un filtre de type Sallen Key, commence par le choix du type de filtre. Les réseaux employés sont des structures Sallen Key de type 1 et 3 avec un coefficient $d = 2$. L'étape suivante, consiste à choisir soit un rapport de résistance fixe, soit un rapport de capacité

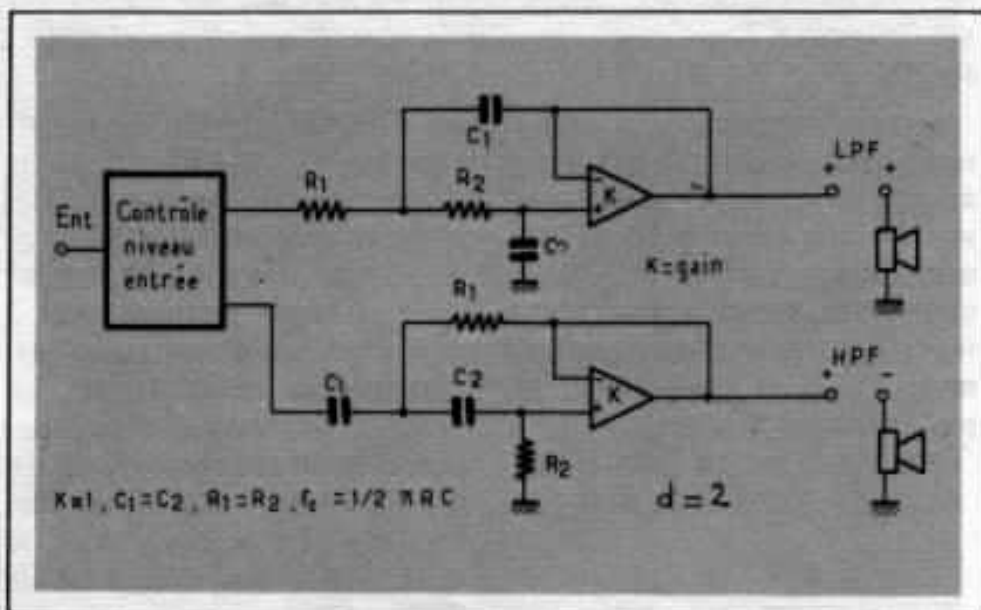


Fig 2 - Filtre optimal du second ordre réalisé avec une structure active de type Sallen Key.

fixe. Il convient de fixer le choix de K. Quand la valeur de ce coefficient est unité, chacun des rapports tant en résistance qu'en capacité peut être unité. Lorsque K est de valeur inférieure, un seul des rapports peut être pris égal à 1. Par exemple dans le cas d'un passe-haut, le rapport des résistances peut être choisi égal à l'unité, et prendre ensuite

$d = 2$ et $K = 0,9$, (valeur choisie pour procurer de bonnes caractéristiques de vieillissement dans le temps). La valeur appropriée de la constante de temps est calculée à partir de l'expression suivante :

$$T_1 = \frac{d}{2(1-K)} \left[1 \pm \sqrt{1 - \frac{4(1-x)(1-K)}{d^2}} \right]$$

En général, une résistance peut être choisie librement, le plus souvent il s'agit de la résistance de polarisation de grille, la valeur correspondante de la capacité sera obtenue par :

$$C_1 = T_1/R_1$$

Par ailleurs, la valeur de la seconde constante de temps est déterminée par la relation $T_1 \cdot T_2 = 1$, ou $T_2 = R_2 \cdot C_2$.

En sachant que $x = R_1/R_2$, les valeurs des composants passifs sont facilement calculables. On détermine ainsi R_1, C_1 et R_2, C_2 dont les valeurs sont naturellement liées à la fréquence de coupure souhaitée.

Ainsi, pour concevoir un filtre répartiteur du second ordre, il suffit de calculer la section passe-haut, puis la section passe-bas.

Dans le cas d'un filtre de 4^e ordre, deux filtres du second ordre sont mis en cascade, la conception est donc similaire si ce n'est que la valeur des résistances de shunt du filtre passe-haut et la valeur de la capacité de la contre réaction du filtre passe-

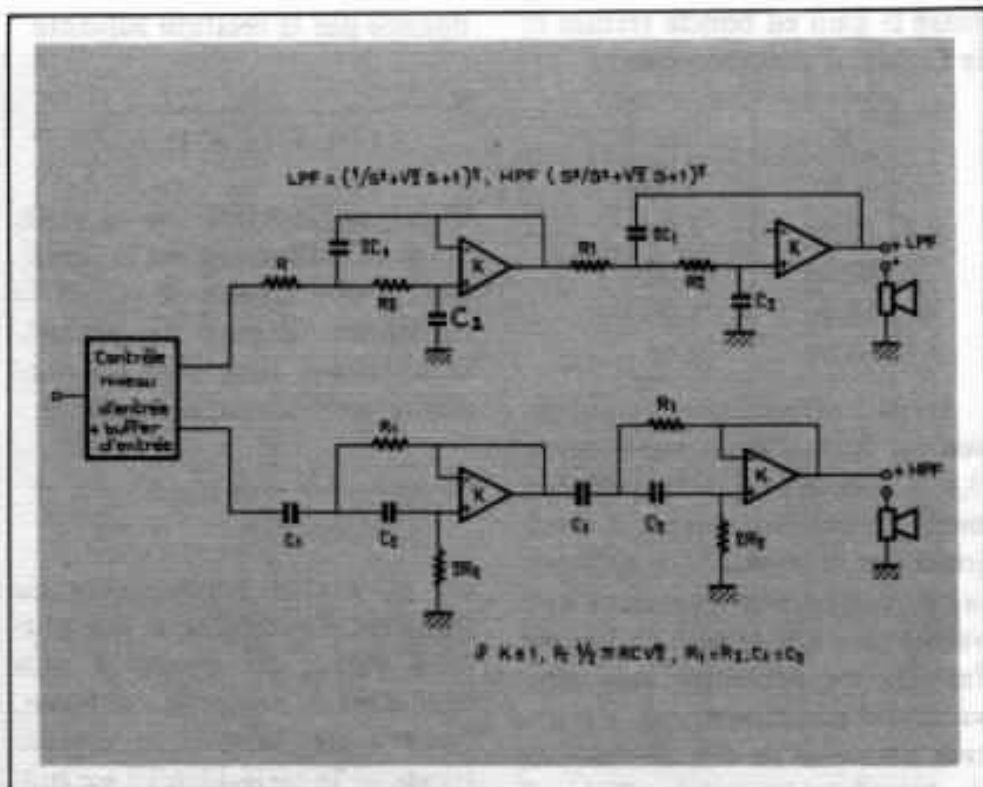


Fig 3 - Mise en cascade de 2 filtres Sallen Key du second ordre avec $d = \sqrt{2}$. Nous obtenons ainsi un filtre optimal du quatrième ordre.

bas doivent être doublées. Aussi, la démarche à suivre doit inclure un facteur $\sqrt{2}$ pour la fréquence de coupure f_c par rapport à la valeur effective souhaitée.

Il convient à présent d'examiner les effets de variations de gain d'un tube sur les performances du filtre actif. La valeur minimale acceptable du gain en boucle fermée K, comme fonction de d est donnée par la relation suivante :

$$K_{\min} = \frac{4(1+x) - d^2}{4(1+x)}$$

Quand cette valeur est évaluée pour le cas du schéma qui va suivre le minimum de gain est de 0,5. Toutefois, la valeur du gain en boucle fermée peut décroître jusqu'à 0,5 à partir d'une valeur supposée de 0,9 sans conséquence majeure. Ce qui signifie que la durée de vie normale d'un tube ne peut en aucun cas affecter les performances du filtre. En

vérité, ce résultat a été anticipé lorsque des circuits Sallen Key de type 1 et 3 furent sélectionnés, car les produits $T_1 T_2 = 1$, ce qui limite dans une large part l'influence des variations de gain sur les performances globales du filtre, à condition toutefois, que ces variations ne soient pas trop importantes.

Examinons maintenant l'effet du gain en boucle fermée, lorsque sa valeur est supérieure à 0,9. L'expression du facteur d'amortissement en terme de gain pour le filtre passe-haut est la suivante :

$$d = \frac{(1+x)}{T} + T(1-K)$$

Quand cette expression est calculée pour des gains supérieurs à la valeur prise en compte lors de la conception, 0,9 dans notre cas, l'amortissement s'en trouve affectée. Le tableau qui suit met en évidence la relation existant

entre le gain en boucle fermée et le facteur d'amortissement.

K	d
0.90	2.00
10.92	1.98
10.94	1.96
10.96	1.94
10.98	1.92

Le gain affecte donc l'amortissement lorsqu'il est supérieur à 0,9. Cependant, un fonctionnement en continu durant 1 ou 2 jours des tubes neufs, stabilisera la conductance de transfert à une valeur telle que le gain en boucle fermée ne produira pas une valeur d'amortissement s'écartant de moins de 5% en dessous de la valeur souhaitée. Comme nous l'avons précédemment dit, toutes les valeurs de K inférieures à 0,9 et supérieures à 0,5 assurent une valeur de $d = 2$.

Le choix des valeurs initiales du circuit influe également sur les performances. Les valeurs réelles des composants passifs interviennent dans une proportion qui est loin d'être négligeable dans un circuit à tubes. En effet dans un montage cathode follower fonctionnant sur un élément réactif, il est important que l'impédance de sortie de la triode soit considérablement inférieure à tous les éléments résistifs de la cellule de filtrage. A titre d'exemple, l'élément actif d'un filtre passe haut fonctionne sur des capacités en série. Les valeurs des résistances doivent avoir pour ordre de grandeur $10^4 \Omega$, l'impédance de sortie étant de l'ordre de $10^2 \Omega$ pour un montage cathode follower. C'est en cela que le choix du type des tubes employés est important. L'impédance de sortie d'un montage cathode follower est

donnée par la relation suivante.

$$R_o = \frac{1}{1/r_k + (\mu + 1)/r_p}$$

Où r_k est la valeur de la résistance de cathode, μ est le coefficient amplification et r_p est la résistance interne de plaque. L'expression simplifiée suivante donne une bonne approximation :

$$R_o = \frac{1}{1/r_k + g_m}$$

où g_m est la conductance de transfert. On remarque que plus cette valeur est élevée et plus l'impédance de sortie est basse. Pour cette raison, la double triode de la série 12 AT7 est préférable à celle de la série 12 AX7. Malgré tout, à cause de son plus faible bruit, la 12 AX7 peut être utilisée pour des étages ayant un gain en tension supérieur à 1.

Une limitation importante de l'emploi des triodes, pour ce type d'application, apparaît dans les performances du passe-bas pour des fréquences se situant au delà de la fréquence de coupure. L'impédance de sortie de $10^2 \Omega$ se combine aux capacités parasites et perturbe d'autant le régime d'atténuation. En d'autres termes, cela signifie que par exemple, à 30 kHz, l'atténuation effective est bien inférieure à celle escomptée.

Il ne faut pas négliger non plus l'influence du câblage et des capacités inter électrodes. Aussi, convient-il lors de la conception, de choisir des valeurs de capacité pour la cellule de filtrage dont l'ordre de grandeur est d'une trentaine de fois supérieur à celui des capacités parasites, de manière à tenir les paramètres dans une fourchette de 3%. Si la capacité de câblage s'avère être trop importante, un réglage ulté-

rieur peut être nécessaire. Ainsi le schéma du câblage, l'implantation, influent non seulement sur la valeur de la fréquence de coupure f_c mais aussi sur le comportement oscillatoire.

En dernier lieu, les structures employant des montages cathode follower en série, doivent être conçues de sorte à ce que la polarisation soit appliquée à partir du premier étage, ce qui signifie que les capacités de liaison ne sont pas nécessaires. En fait, le circuit retenu est à liaison directe, pour la section passe-bas, de l'étage d'entrée en passant par les sections de filtrages, jusqu'à la capacité de sortie. A cet égard, il faut noter que le circuit à 4 étages n'utilise pas un étage de sortie adaptateur. On pourrait craindre que la haute impédance d'entrée d'un amplificateur de puissance ne crée des problèmes d'interface avec le filtre. Les tests de laboratoires ont confirmé qu'une impédance de charge de l'ordre de 50Ω préserve les performances du filtre dans une plage de 0,1 dB sur toute l'étendue du spectre audio. L'impédance de charge préconisée, pour que les spécifications préalables soient rigoureusement tenues, doit avoir pour valeur $100 \text{ k}\Omega$ en parallèle sur 25 pF .

Brèves études des filtres électroniques commerciaux à triodes.

Modèle Heath XO-1

Un des premiers filtres électroniques commerciaux de haute réputation fut le Heath XO-1. Le circuit est représenté en figure 4, et a suscité un grand intérêt durant la période 1955 à 1965. Cette étude était basée sur les

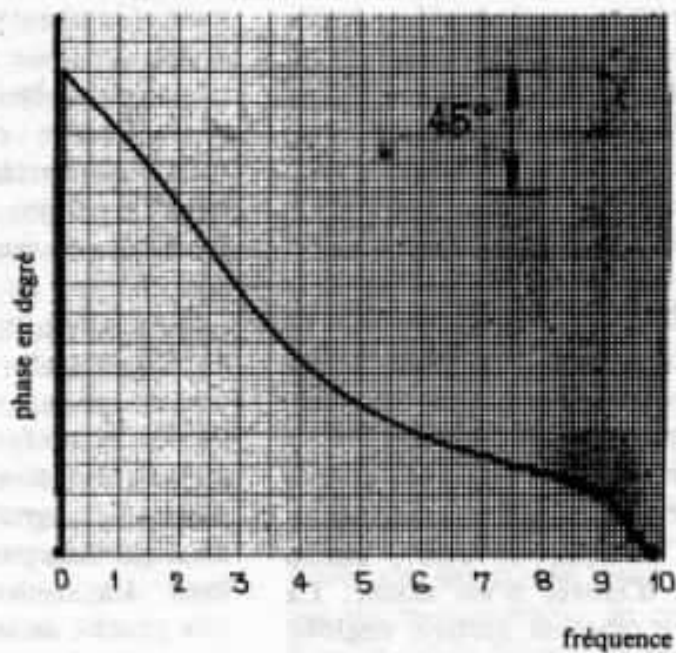
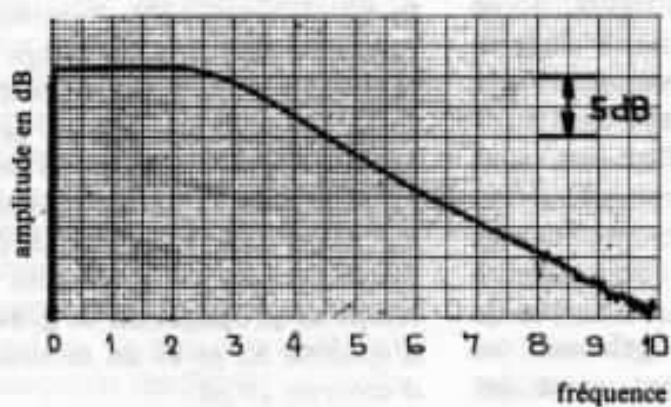
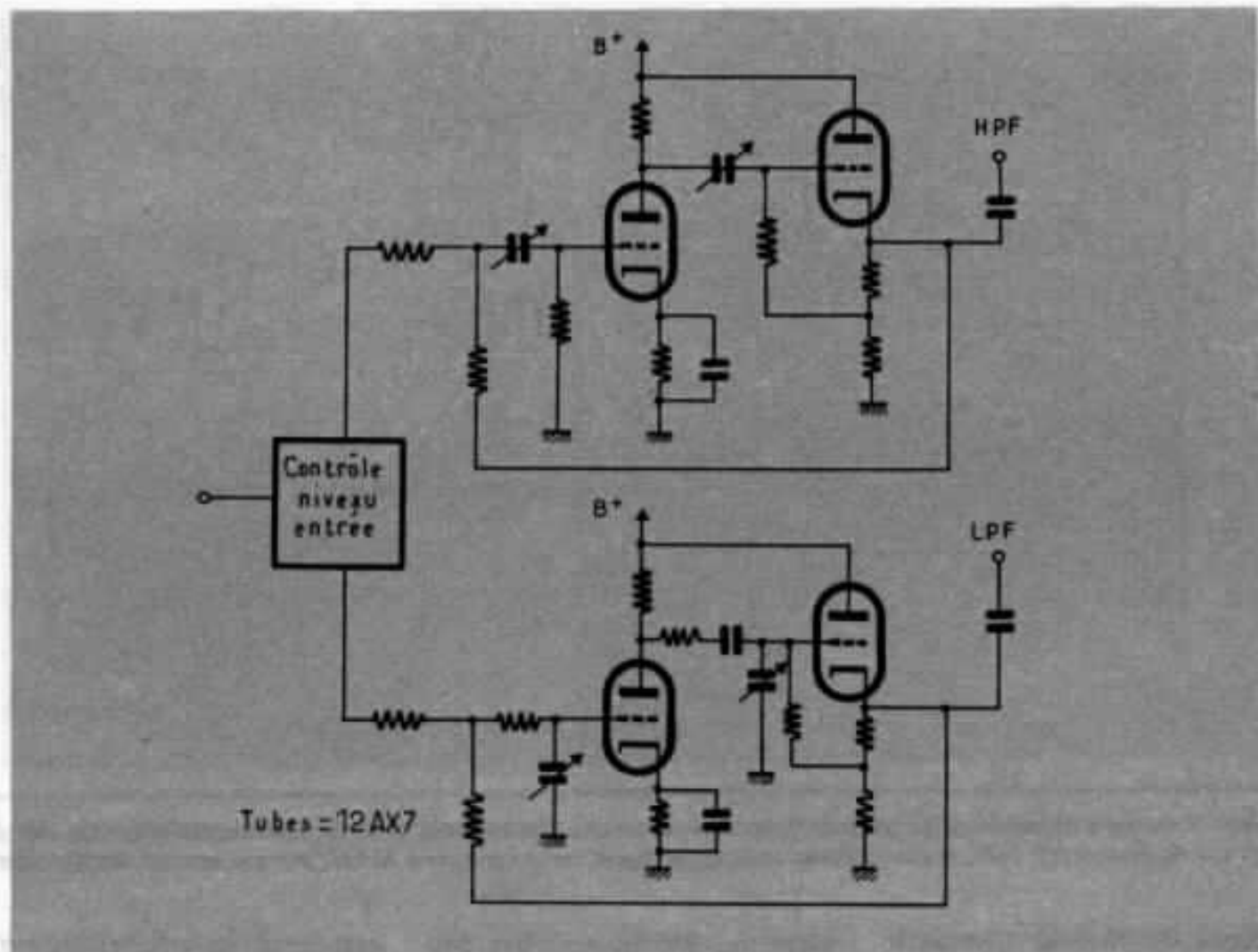


Fig 4a - Le filtre Heath X0-1, il s'agit d'un filtre du second ordre sous amorti. L'étage de gain fait office d'isolation entre les deux cellules de filtrage. Les deux courbes représentent l'amplitude et la phase de la section passe-bas.

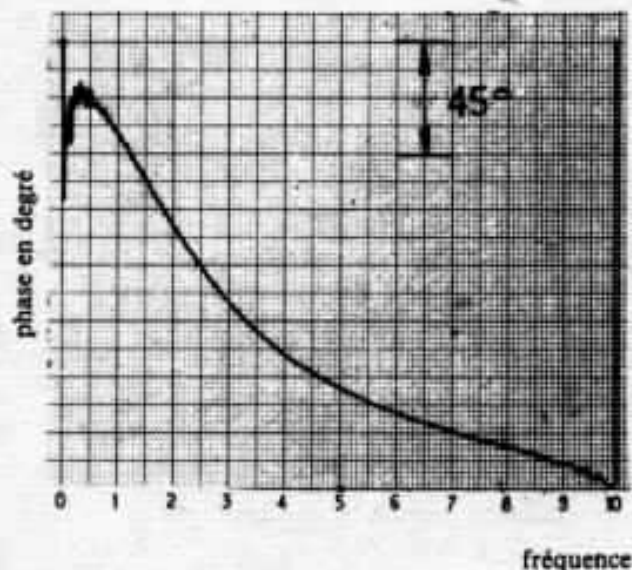
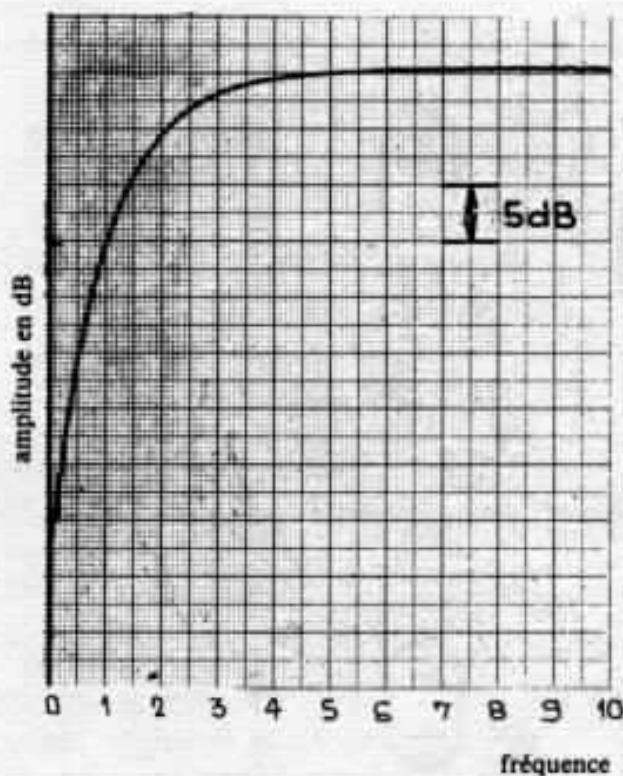


Fig 4b - Courbes d'amplitude et de phase de la section passe-haut. Les mesures, pour ce filtre ont été effectuées avec un analyseur de Fourier HP 5451, le convertisseur analogique digital limite l'analyse à 10 kHz par son pouvoir discriminateur.

concepts de Norman Crowhurst qui écrit de nombreux articles dans la revue américaine *Audio* sur le thème des filtres. Le circuit XO-1 repose sur 2 filtres RC du premier ordre, chacun est placé de part et d'autre d'un étage amplificateur de gain supérieur à l'unité ayant pour rôle d'éviter toute interférence entre les deux cellules de filtrage. Le second de ces deux filtres est relié à une triode en montage cathode follower qui fait office d'étage buffer de sortie. Tous les tubes utilisés sur le passage du message audio sont de type 12 AX7, aucun étage d'entrée n'est utilisé. La contre réaction globale englobe les 2 filtres RC, et donc les deux triodes. Son rôle est d'accroître la pente d'atténuation à proximité de la fréquence de coupure f_c par rapport à la pente obtenue par la mise en série de 2

structures RC isolées. Les diagrammes représentant l'amplitude et la phase en fonction de la fréquence pour chacune des sections passe-bas et passe-haut sont illustrés en figure 4, la valeur de l'atténuation dans la bande passante à proximité de la fréquence de coupure est d'environ 1 dB, ce filtre est sous amorti, l'amortissement ayant été sacrifié afin d'augmenter les caractéristiques d'atténuation à proximité de f_c . Les courbes de mesure montrent également un défaut d'alignement entre les deux parties, passe-bas et passe-haut. La section passe-bas est très proche de la coupure nominale, alors que la section passe-haut est nettement inférieure en fréquence pour l'atténuation de 3 dB, 3 kHz au lieu de 3,5 kHz. Les courbes de phase de la fonction de transfert, révèlent un

maximum $d\phi/df$ d'environ 32° par kHz à une fréquence d'environ $0,7 f_c$ pour la section passe-haut. La phase de la partie passe-bas présente, quant à elle, une linéarité convenable, introduisant une variation du temps de propagation de groupe compris entre un maximum de $-87 \mu s$ et un minimum d'environ $68 \mu s$, à l'intérieur de la bande passante. Le passe-haut est quelque peu différent avec un maximum du temps de propagation de groupe d'environ $62 \mu s$ et un minimum d'environ $19 \mu s$.

Les tracés de phase indiquent également une rotation de phase de près de 100° à la fréquence de coupure. Mais, le filtre actif ainsi réalisé (en supposant toutefois, que la fréquence de coupure f_c de chacune des deux sections soit mieux accordée), est proche d'un second ordre avec

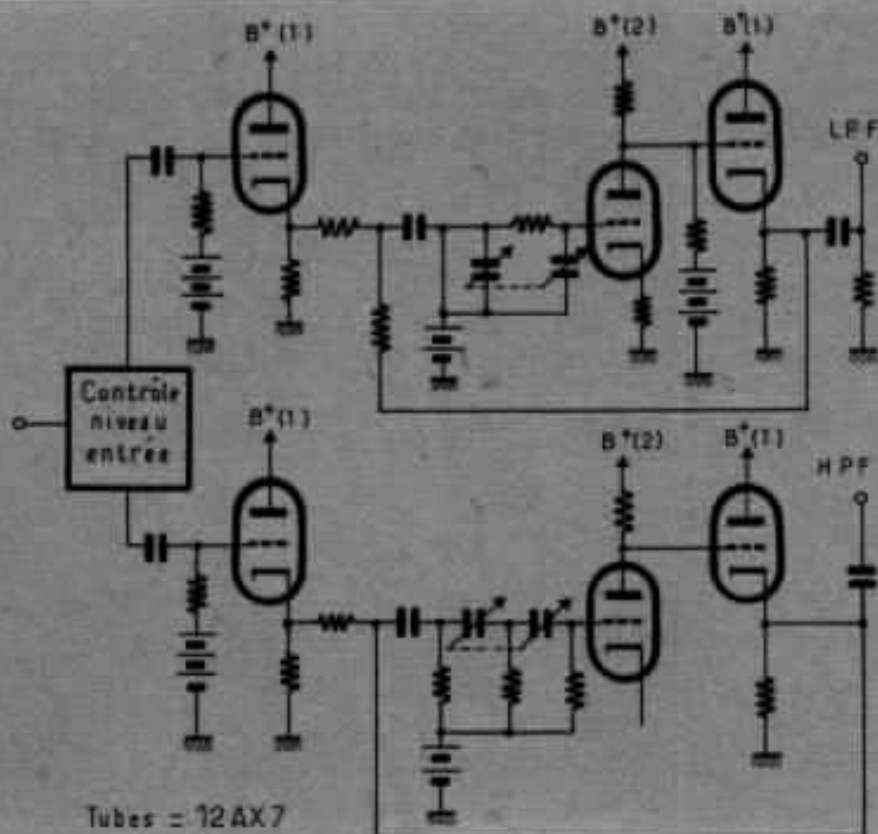


Fig 5 - Le filtre Marantz du second ordre sous amorti lui aussi, avec une isolation bien médiocre entre les deux cellules de filtrage.

$d = 1,059$. Cela signifie que les deux sorties du passe-bas et du passe-haut sont quasiment en opposition, et nécessitent donc une connexion en inversion de phase d'un des transducteurs, A noter pour la petite histoire, que ce point n'était pas mentionné dans le guide d'instruction...

Quoiqu'il en soit, le X0-1 a été hautement considéré à son époque. En fait, ce filtre était considéré comme meilleur par rapport au filtre électronique Marantz, un peu plus cher, et de conception similaire.

Le filtre Marantz

Celui-ci était également un filtre à deux étages avec pour différence l'absence d'isolation active entre les deux cellules de filtrage RC comme l'indique la figure 5. Le circuit possède un buffer à

l'entrée et à la sortie. L'impédance d'entrée de l'étage amplificateur, un seul par étage, sert également de charge pour le second filtre RC. La contre réaction globale inclue tout le circuit, nous n'avons pas effectué de mesure de caractéristiques de la fonction de transfert de ce filtre, mais les problèmes d'interaction entre les deux cellules de filtrage non isolées sont manifestes. Les perturbations ainsi créées provoquent, sans aucun doute, des instabilités dans le diagramme de rayonnement. De plus, les nombreuses liaisons capacitives ne sont pas, elles non plus, sans poser de problèmes.

Le filtre Audio Research

D'un cru plus récent, le filtre électronique de la firme Audio

Research est très bien conçu à de nombreux égards. Avec quelques réserves toutefois quant au réseau de filtrage employé. Son circuit est représenté en figure 6. Ce filtre utilise un réseau du premier ordre RC, bien isolé et sans contre réaction globale.

Comme nous l'avons mentionné dans la première partie, ce type de filtre est constant en tension, et ses sorties sont en quadrature de phase ; compte tenu de la très faible pente d'atténuation, les deux transducteurs connectés à chacune des sorties du filtre ont, au moins, deux octaves de recouvrement de part et d'autre de la fréquence de coupure f_c . Aussi, le diagramme de rayonnement présente une instabilité sur une plage de fréquence beaucoup plus grande, et peut être compensé en pratique, par

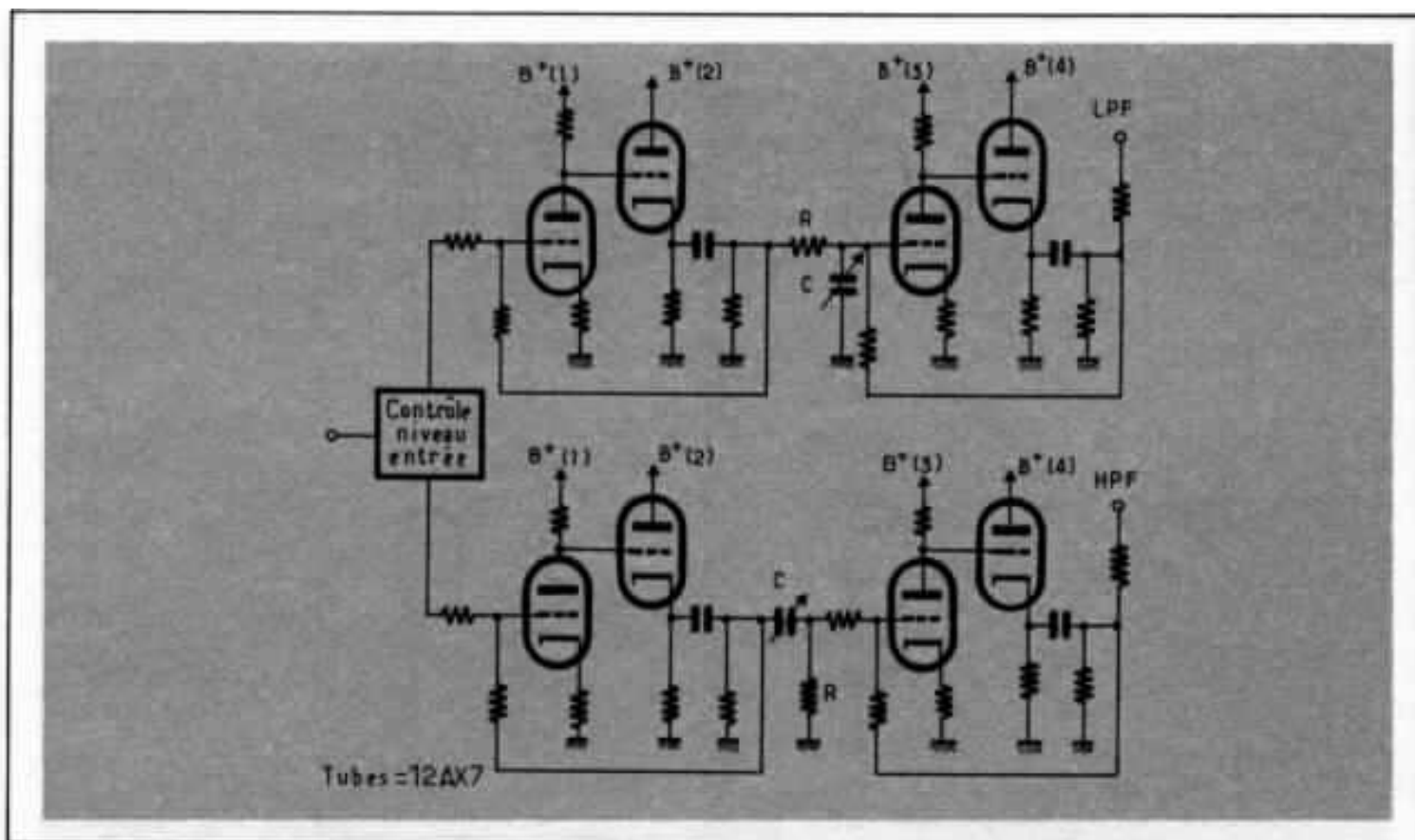


Fig 6 - Le filtre Audio Research du premier ordre. Filtre bien pensé, et bien isolé, mais dont la faible pente d'atténuation limite son domaine d'application.

décalage des deux haut-parleurs pour atténuer la différence de phase. Malheureusement, une telle compensation ne peut être convenable qu'à une seule fréquence, et vu la très large bande de recouvrement entre les deux transducteurs, le résultat n'est qu'un compromis. Nous n'avons pas effectué là non plus, de mesures, néanmoins, le champ d'application de ce filtre est très limité.

Filtre Bessel du second ordre

Nous avons réalisé un filtre du second ordre sur la base d'un facteur d'amortissement $d = \sqrt{3}$, sa structure est de type Sallen Key. Notre intention était de voir comment nous pouvions approcher d'aussi près que possible les propriétés d'un filtre de Bessel avec des composants conventionnels de faible tolérance (résistance à 1%, capacité à 2%).

La fréquence de coupure choisie est 5 kHz. Les diagrammes d'amplitude et de phase de la fonction de transfert sont représentés en figure 7. Il faut noter que la phase est une fonction quasi linéaire de la fréquence, ce qui, naturellement, correspond avec la théorie et entraîne un temps de propagation de groupe constant. A la coupure l'atténuation effective est près de 10% supérieure à la valeur théorique.

La rotation de phase à la fréquence d'atténuation -3 dB est très proche de 75° comme le calcul le prédit lorsque $d = \sqrt{3}$. Comme nous l'avons dit, ce filtre a très peu d'utilité à cause d'une atténuation de +8 dB dans la réponse acoustique globale à la fréquence de coupure. De plus, il provoque de fortes instabilités dans le diagramme de rayonnement aux alentours de f_c . Nous avons mal-

gré tout mentionné ce filtre pour la remarquable linéarité du facteur $d\phi/df$ sans sélection outrancière des composants. Ce qui signifie que des circuits différents en facteur d'amortissement peuvent être réalisés avec des composants conventionnels, ayant toutefois des tolérances serrées, et présenter des caractéristiques proches de celles données par la théorie. Il s'avère qu'il est beaucoup moins facile d'obtenir une bonne précision sur la fréquence de coupure à des fréquences élevées. Aussi, convient-il, d'appairer les composants au pont d'impédance pour obtenir un circuit dont les caractéristiques soient tenues à 3%.

Filtre optimal du second ordre

Le schéma suivant que nous donnons est un filtre optimal du second ordre du type Sallen Key

offrant un facteur d'amortissement de $d = 2$. Le circuit est représenté en figure 8 pour une fréquence de coupure $f_c = 7$ kHz.

L'analyse expérimentale nous donne le tracé des courbes d'amplitude et de phase de chacune des sections, passe-bas et passe-haut, du filtre. A la fré-

quence de coupure, l'atténuation est de 6 dB pour chacune des sections. La pente asymptotique d'atténuation est naturellement de 12 dB par octave, et la rotation de phase est très proche de 90° dans les deux cas. Comme il était escompté à partir de l'analyse

théorique, les variations du temps de propagation de groupe sont faibles.

Filtre optimal du quatrième ordre

Le schéma du circuit que nous avons finalement retenu comme étant la meilleure solution est décrit en détail en figure 10. La

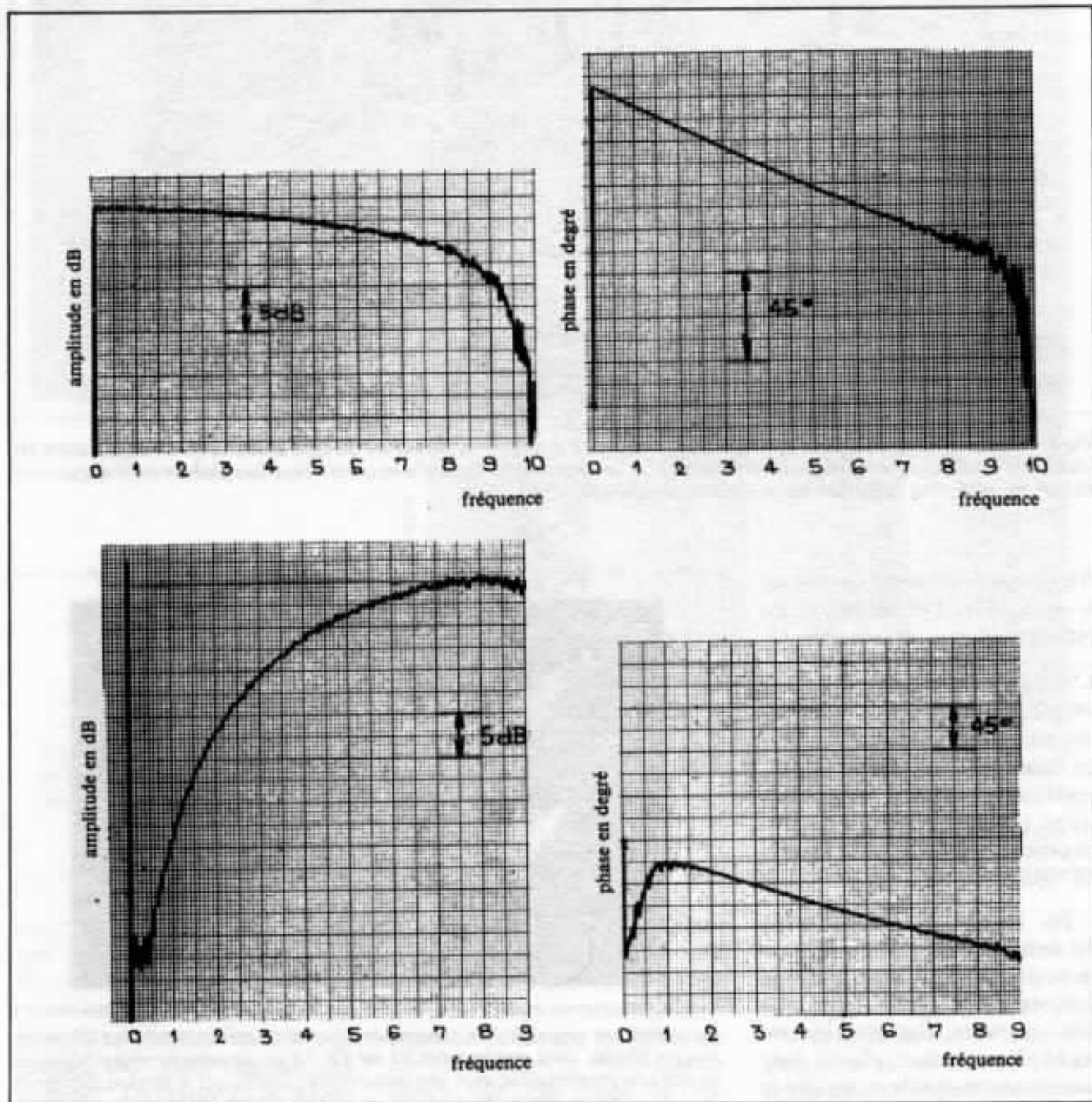


Fig 7 - Filtre de Bessel du second ordre, en haut la section passe-bas, en dessous la section passe-haut. La fréquence de coupure $f_c = 5$ kHz. On notera la remarquable linéarité de phase comme le prévoit la théorie

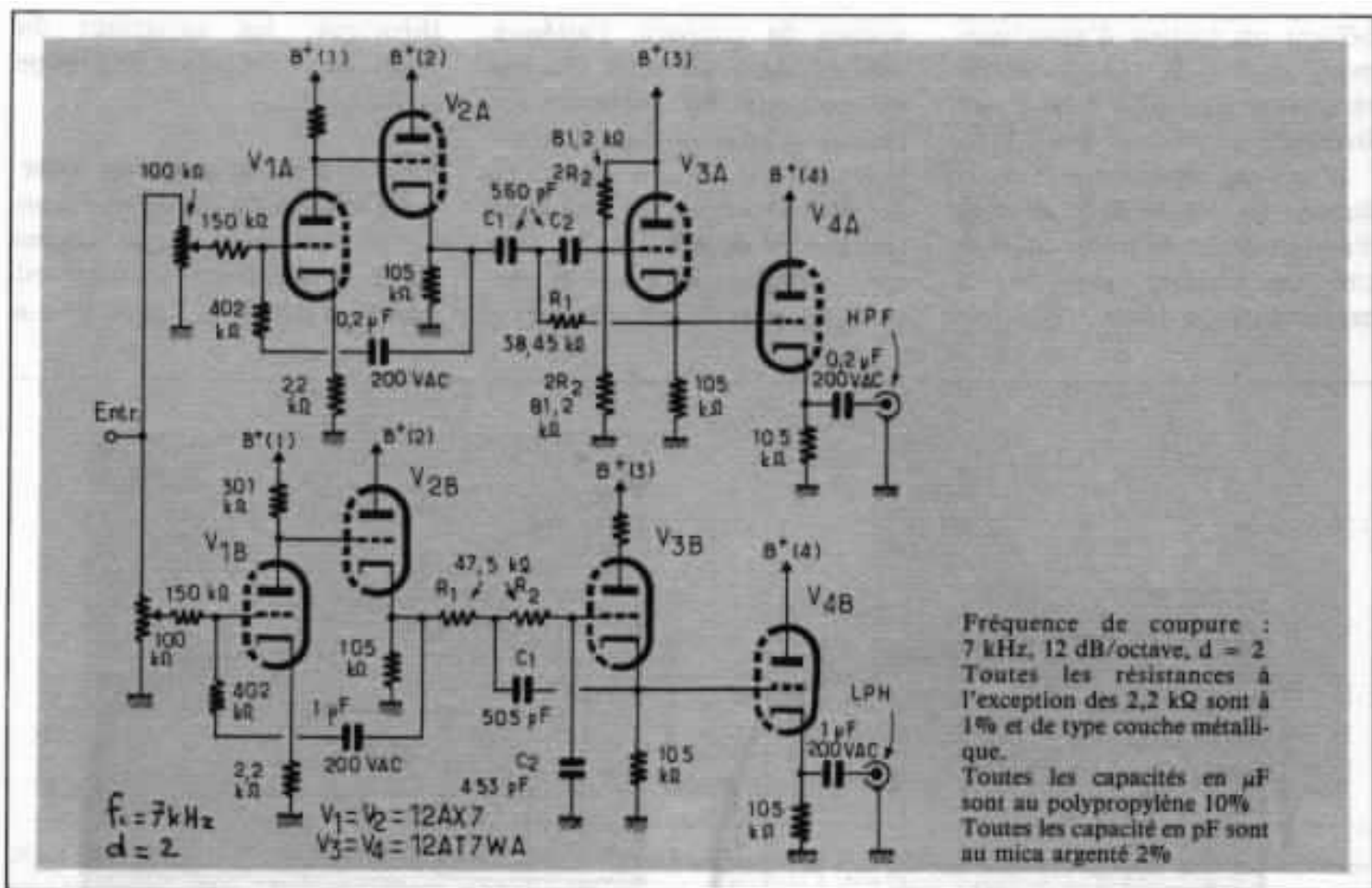


Fig 8 - Schéma complet du filtre optimal du second ordre utilisant une structure du type Sallen Key. L'alimentation est identique à celle qui est représentée en figure 11. A remarquer l'absence d'une contre-réaction globale et de capacité de liaison excepté dans la section passe-haut bien naturellement.

fréquence de coupure choisie est $f_c = 5 \text{ kHz}$, l'alimentation est représentée par le schéma 11.

L'implantation, extrêmement simple, est effectuée sur plaquettes normalisées comme indiqué en figure 12. Les résultats expérimentaux, tant en amplitude qu'en phase et en temps de propagation de groupe, sont donnés en figure 13.

En amplitude, l'atténuation est de 6 dB pour chacune des sections passe-bas et passe-haut à la fréquence de coupure. Mais cette fois, la pente d'atténuation est de 24 dB par octave, elle est donc extrêmement rapide et facilite le choix des transducteurs dont la plage de fonctionnement est pratiquement idéale. En fait, la



La réalisation originale. On remarquera que le transformateur de l'alimentation est blindé, ainsi que les tubes V1 et V2. La grosse capacité électrolytique est en fait une combinaison avec une inductance constituant la section filtrage en pi. Les autres capacités électrolytiques de plus petites dimensions sont également des modèles de ce type utilisées dans les découplages de plaques. Les tubes V3 et V4 ne sont pas blindés le tube V4 est en partie caché sur la photo. Photo R. G. Stillwell.

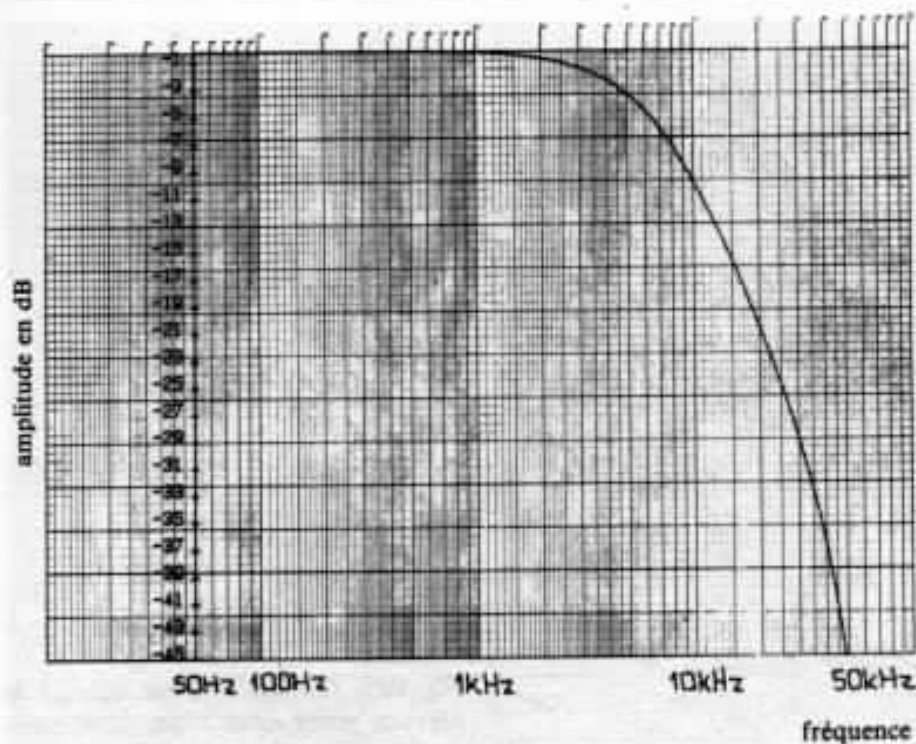


Fig 9a - Courbe d'amplitude de la section passe-bas d'un filtre optimal du second ordre.

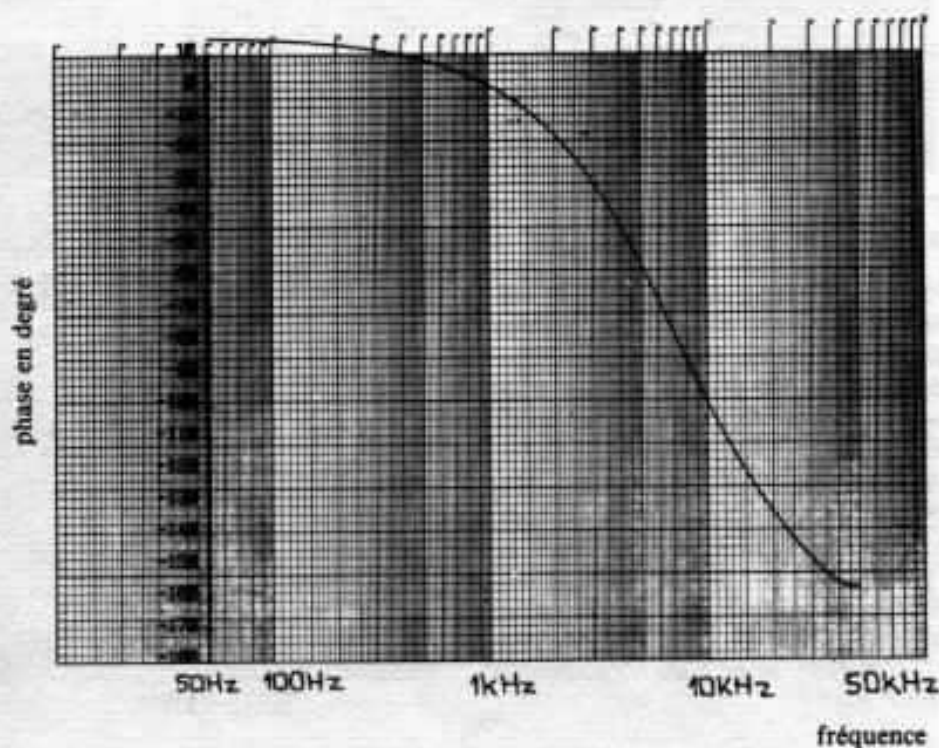


Fig 9b - Courbe de phase de la section passe bas d'un filtre optimal du second ordre.

pente d'atténuation sur l'octave près de la coupure et très proche de celle d'un filtre du 3^e ordre de type Butterworth. La phase à la coupure est très voisine de 180° pour chacune des sections. Le temps de propagation de groupe, quant à lui, offre un maximum de 140 μ s. De part et d'autre de la fréquence de

coupure, la variation est quasiment linéaire. Les résultats sont donc très cohérents. Il faut noter que les valeurs du temps de propagation de groupe indiquées ont été mesurées, pour chaque point relevé, sur une plage de fréquence ± 500 Hz de part et d'autre de la fréquence indiquée sur le schéma.

Réalisation et utilisation

Rappelons brièvement les critères qui nous ont guidé lors de l'élaboration de ce filtre. Tout d'abord, la sortie de la section passe-bas et celle de la section passe-haut ne présentent aucune différence de phase relative. A la fréquence de coupure, l'atténuation est de 6 dB sur le passe-

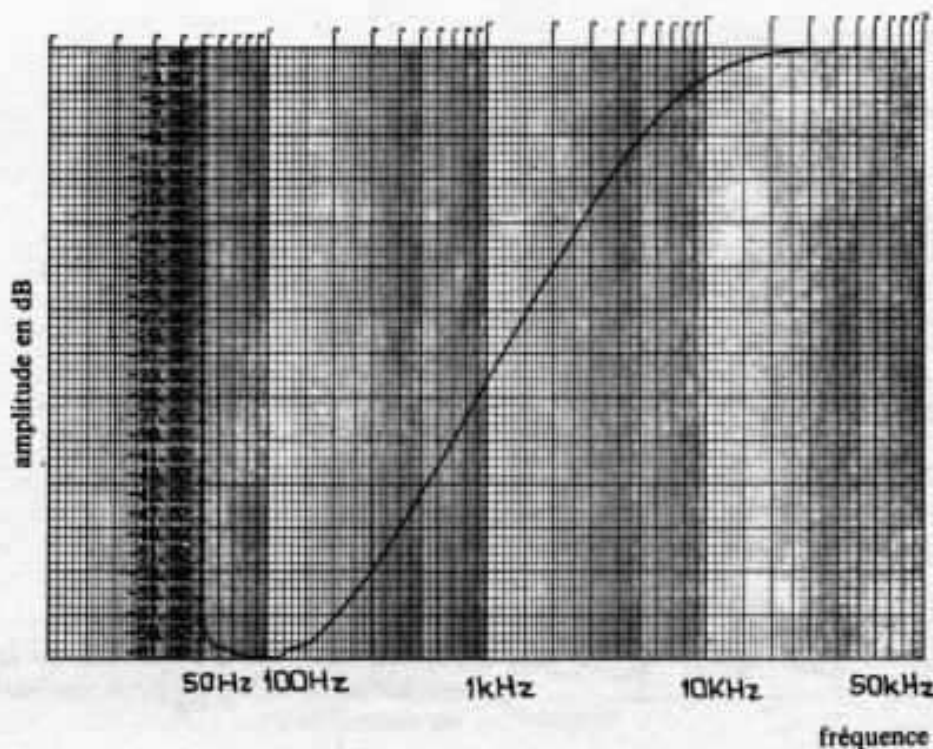


Fig 9c - Courbe d'amplitude de la section passe-haut d'un filtre optimal du second ordre.

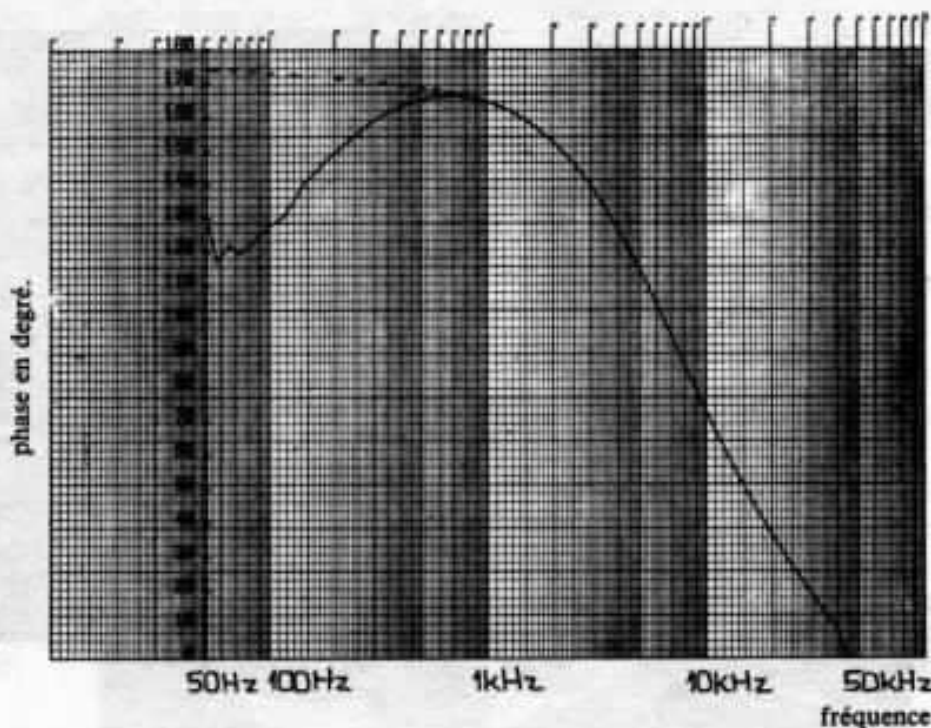


Fig 9d - Courbe de phase de la section passe-haut d'un filtre optimal du second ordre. Il faut noter qu'en dessous de 700 Hz, la mesure n'est pas significative, cela à cause du niveau très faible, entre -40 et -60 dBm, du signal se trouvant dans la bande atténuée à ces fréquences. La courbe en pointillée indique l'extrapolation, plus proche de la réalité, de la réponse en phase. Toutes les courbes de la figure 9 ont été effectuées avec un analyseur HP 3042.

bas et sur le passe-haut, cela garantit un bon respect de la réponse transitoire aux alentours de la coupure. Point d'importance, le plan d'équidistance contient le maximum de la pression sonore rayonnée avec une symétrie de part et d'autre de ce plan dans le diagramme de rayonnement. L'homogénéité de

l'image sonore est donc quasi idéale.

En outre, il ne faut pas croire que les effets dus aux différences de propagation à la fréquence de coupure, provenant par exemple, de la localisation différente des centres acoustiques rayonnant simultanément à f_c , sont réduits par la forte pente d'atté-

nuation. Les deux choix retenus comme structure optimale sont de type Sallen Key. L'amortissement choisi pour le réseau de second ordre correspond à $d = 2$ et à une association en cascade de deux seconds ordre avec $d = \sqrt{2}$ pour le 4^e ordre. Ce dernier étant celui qui offre le meilleur compromis, cependant sa réali-

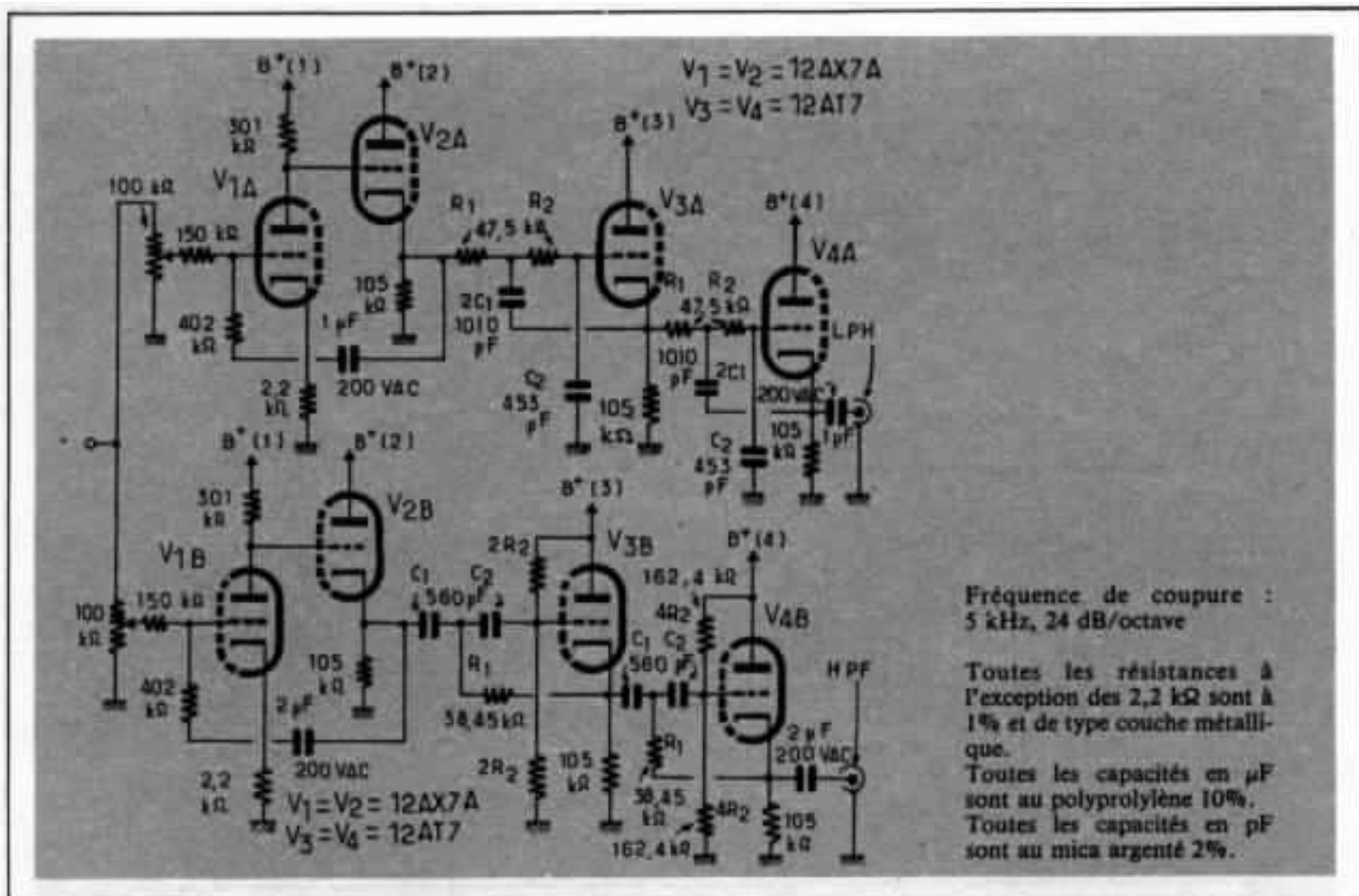


Fig 10 - Schéma complet du filtre optimal du quatrième ordre, correspondant à la réalisation proposée. Il est réalisé à partir d'une cascade de deux filtres du second ordre avec $d = \sqrt{2}$ de type Sallen Key.

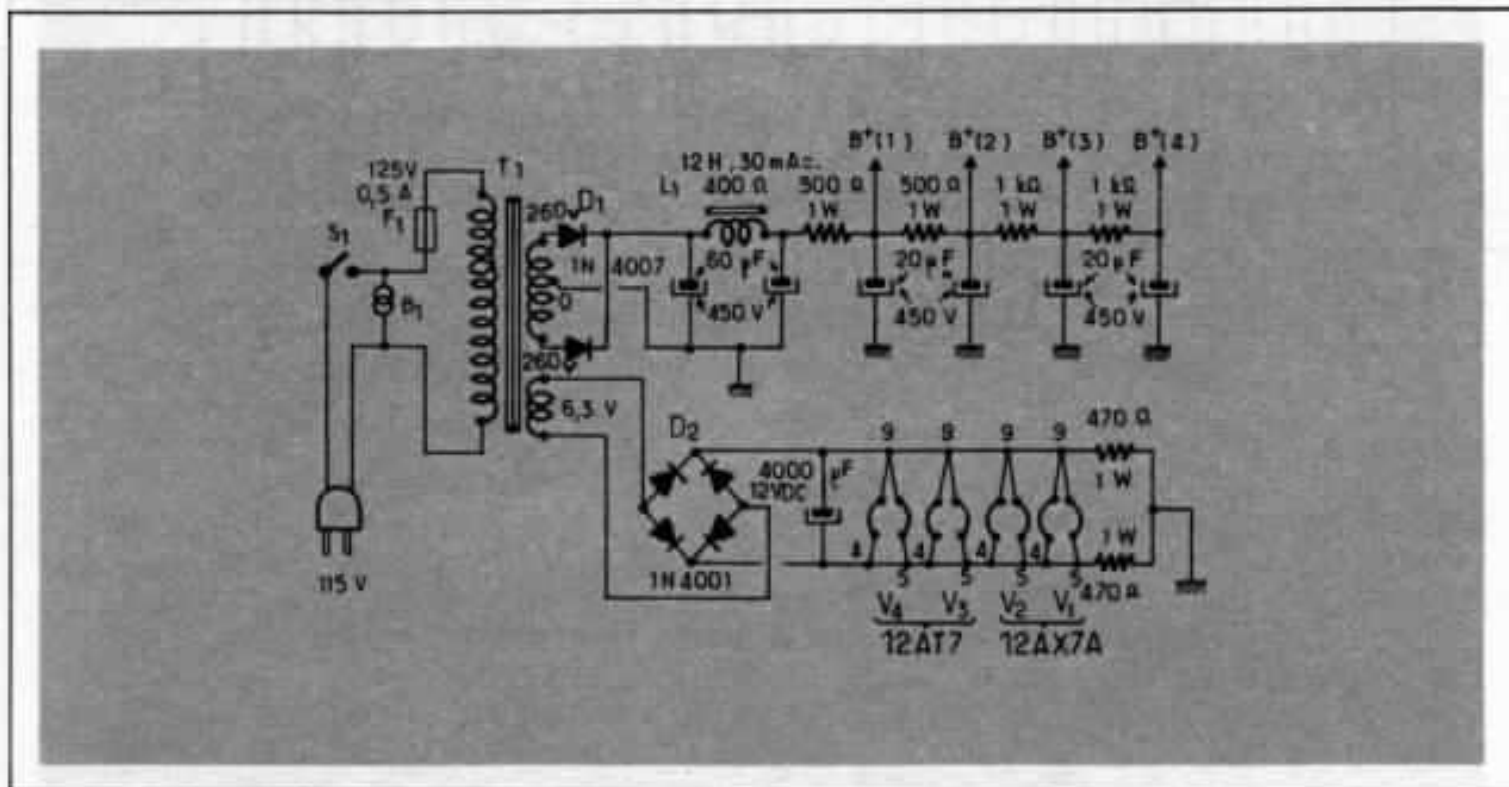


Fig 11 - Schéma de l'alimentation du filtre du second et du quatrième ordre.

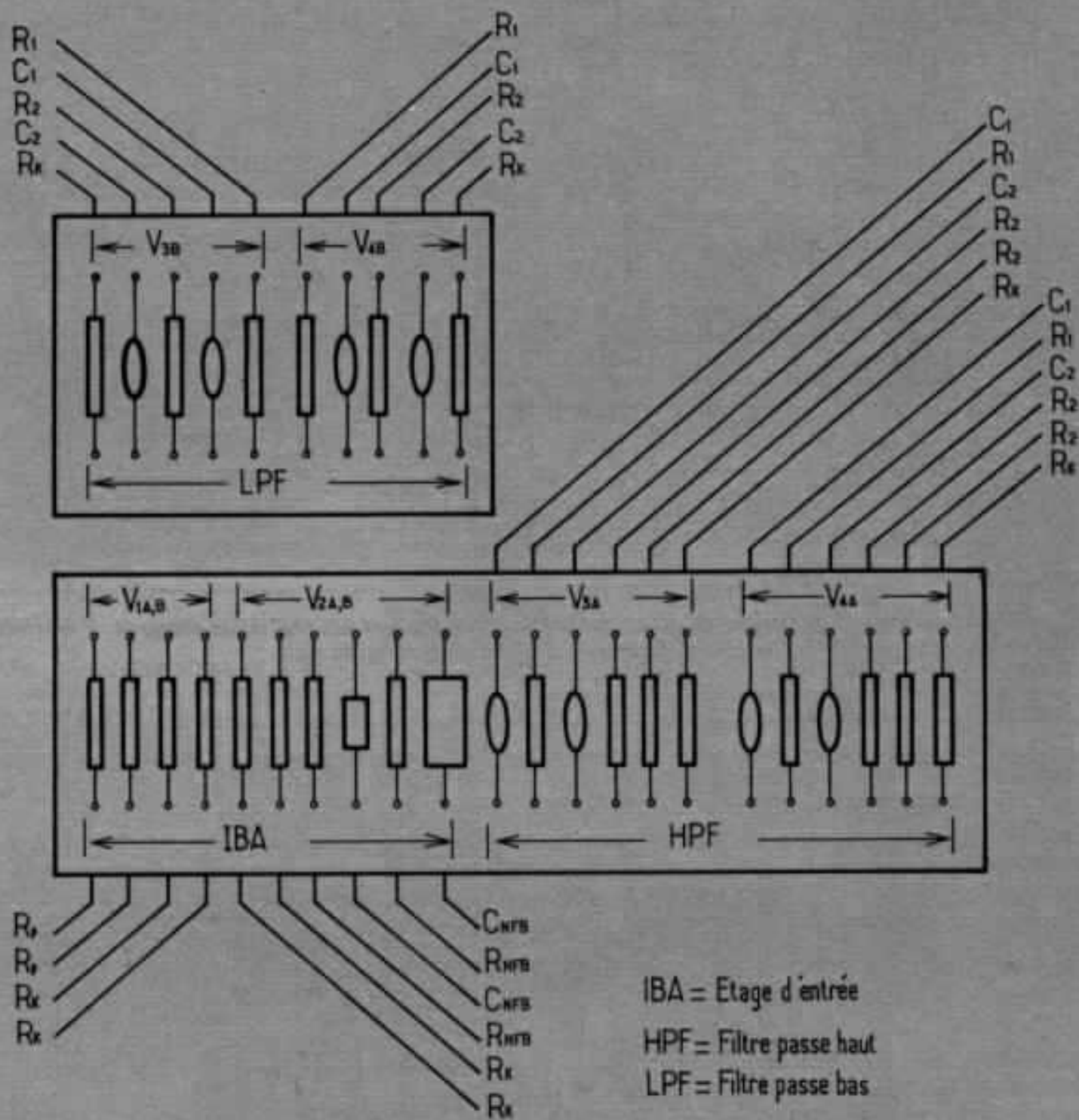


Fig 12 - Schéma d'implantation des composants sur plaque standard.

**Composants utilisés
dans la réalisation originale
de provenance américaine**

A. Résistances fixes :

1. Couche métal, 1 % tolérance, type RNC 65
TRW/IRC, Burlington, Iowa, 52601, USA
2. Carbone aggloméré, 5 % tolérance, type RN 60
TRW/IRC, Burlington, Iowa, 52601, USA

B. Résistances variables :

1. Film plastique Bourne type 3534
Bourne, Inc., 1200 Columbia Avenue, Riverside, California,
92607, USA
2. Cermet, linear taper, type CTS 550
CTS of Berne, Inc., 406 Parr Road. Berne, Indiana, 46711, USA.

C. Capacités :

1. Electrolytique type TVL-1714 ; Type TVL-2779
Sprague Electric Co., 481 Marshal Street, North Adams,
MA, 01247
Malory Capacitor Co., 3029 E. Washington Street, Indianapolis,
IN.
2. Polypropylène, Type 950B'
Electrocube 1710 So. Del mar Ave., San Gabriel, California,
91774, USA Sprague Electric Co., type 715P
Mica argenté Scingamo type D, P.O. Box 120, Pickens,
S. Carolina, 2967.

D. Transformateurs :

1. Stancor type PSC-55, 270-0270 55mA
Stancor/Essex, 3501 W. Addison Street, Chicago, IL 60618, USA
2. Grand transformer Co. Box 188, Grand Haven, MI 49417, USA.

E. Self alimentation :

1. Stancor type C2318

Références bibliographiques

1 - Linkwitz, S. H.
Journal of the Audio Engineering Society
Volume 24, pg 2, 1976

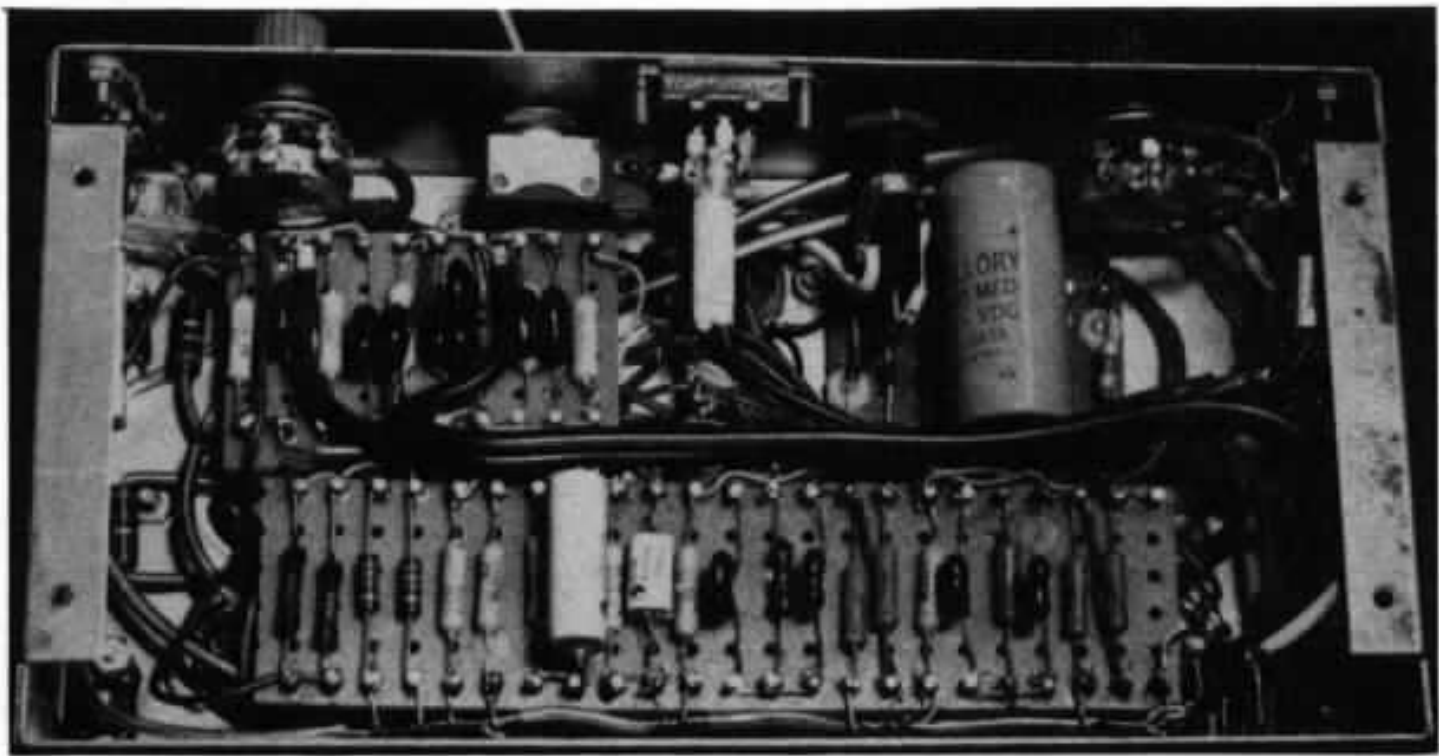
2 - Ashley, J. R. and Kaminsky, A.L.
Journal of the Audio Engineering Society
Volume 19, pg 494, 1971.

3 - Sallen, R.P. and Key, E.L.
IRE Transactions on Circuit Theory
Volume CT-2, pg 74, 1955.

4 - Ashley, J.R.
Journal of the Audio Engineering Society
Volume 10. pg 241, 1962.

5 - Linkwitz, S.H.
Wireless World
Volume 84, Number 1509, pg 52, 1978.

6 - Linkwitz, S. H.
Wireless World
Volume 84, Number 1510, pg 67, 1978.



Vue de l'implantation de la réalisation originale. Photo R. G. Stillwell.

sation ne peut être qu'active. La valeur retenue pour la fréquence de coupure f_c a été choisie sur la base des diagrammes de rayonnement des deux transducteurs. Le transducteur médium utilisé, de type électrostatique, voit sa dispersion se dénaturer de façon

significative au delà de 5 kHz. Le tweeter (à ruban) retenu, offre quant à lui, un diagramme de rayonnement uniforme jusqu'aux fréquences ultra sonores.

L'aspect fabrication a été abordé très rapidement, toute

fois, nous donnons la liste des composants utilisés dans la réalisation originale de M. Larsen avec l'adresse de différents fournisseurs. Pour l'amateur français désireux de réaliser ce filtre, il n'y a aucun problème d'approvisionnement en compo-

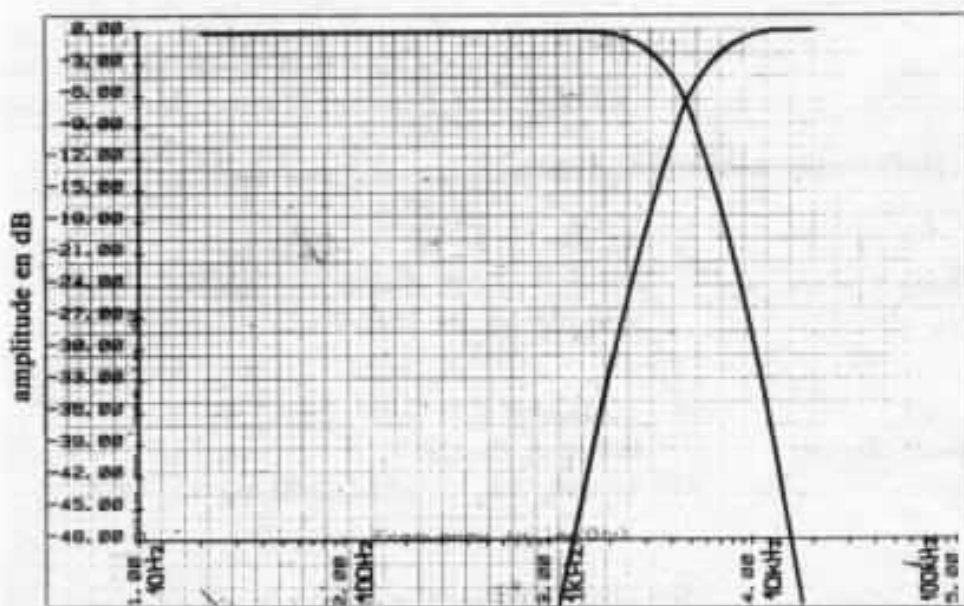


Fig 13a - Réponse en amplitude du filtre optimal du 4^e ordre.

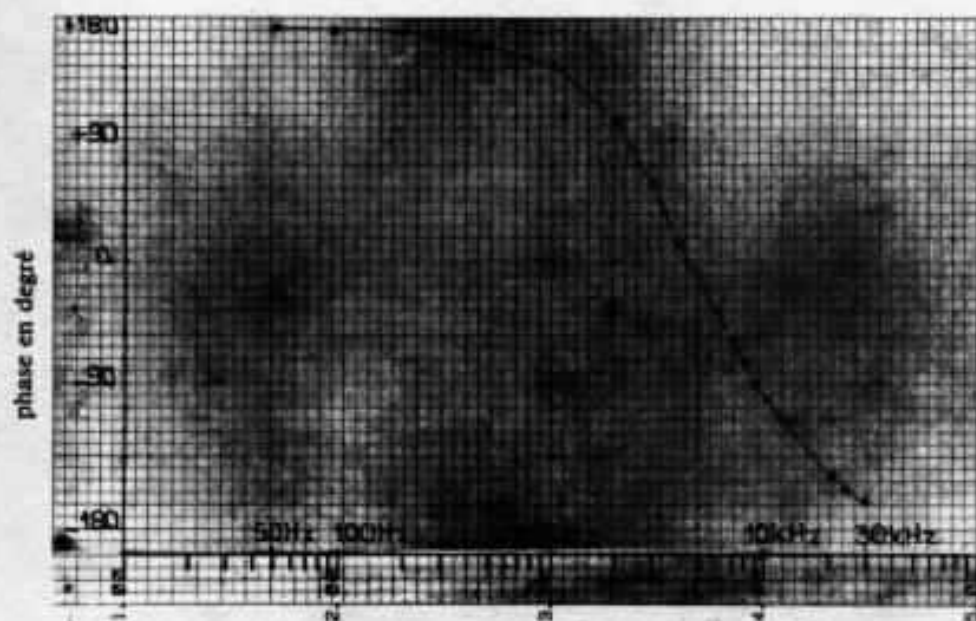


Fig 13b - Réponse en phase du filtre optimal du 4^e ordre.

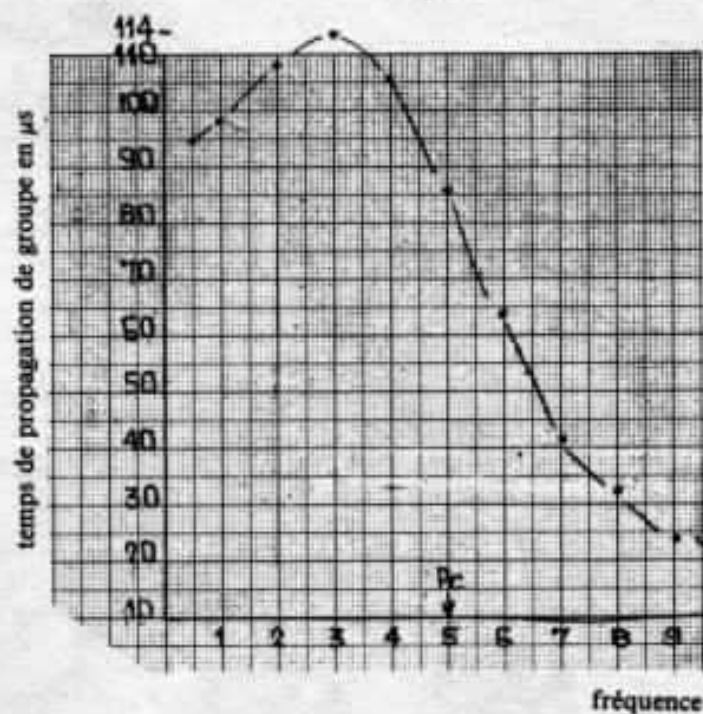


Fig 13c - Variations des temps de propagation de groupe, cette mesure a été effectuée sur une plage ± 500 Hz de part et d'autre de la fréquence indiquée. Toutes les courbes de la figure 13 ont été effectuées à partir d'un analyseur HP 3042.

sants. Un kit est actuellement à l'étude, les lecteurs peuvent donc prendre contact avec la rédaction pour tous renseignements complémentaires.

Dans sa réalisation originale le filtre est construit sur deux plaquettes séparées pour chacun des canaux, de façon à limiter au maximum toute interaction entre

circuits d'une part et via l'alimentation, d'autre part. Les photographies sont celles de la réalisation originale. Un dernier point est à signaler, celui de la phase. Comme nous l'avons mentionner au préalable, chacun des transducteurs doit être connectés en respect de sa phase électrique. A noter qu'étant en

filtrage actif, chaque haut-parleur est associé à un amplificateur, lequel, doit être également en respect avec la phase. Si un doute subsiste, il suffit d'effectuer un test avec un signal sinusoïdal à la fréquence de coupure, une connection en opposition de phase provoquera une atténuation très marquée.

**Page non
disponible**

L'influence des circuits d'alimentation

2 - Amélioration d'une alimentation régulée

Guy Marec

La première partie de cette série d'articles consacrée aux circuits d'alimentation parue dans le numéro 9, abordait le cas du préamplificateur Kanéda. Depuis Guy Marec a continué ses investigations, lesquelles ont débouché sur la conception d'une alimentation régulée «spéciale» offrant de remarquables résultats subjectifs. En voici la description.

Les lecteurs seront peut-être surpris, qu'après l'étude précédente (voir Audiophile n°9) sur l'alimentation du préamplificateur Kanéda, nous abordions encore le problème des alimentations régulées et présentions un schéma d'alimentation de ce type très amélioré «subjectivement parlant». Nous avons en effet conclu ce premier article en conseillant, dans le matériel élaboré l'emploi systématique d'alimen-

tations non régulées, ce qui reste bien évidemment la solution idéale à condition de pouvoir y mettre le prix et de disposer de la place nécessaire.

Nous publions la mise au point de cette alimentation régulée pour plusieurs raisons :

- La première, pour permettre aux lecteurs, qui auraient alimenté un préamplificateur Kanéda de cette façon, d'améliorer leur appareil sans être obligé

de faire immédiatement les frais d'un circuit non régulé.

- La deuxième, c'est qu'une bonne alimentation régulée peut-être suffisante pour alimenter le filtre actif d'une chaîne électroacoustique multiamplifiée.

- La troisième raison, c'est l'intérêt que présentent ces circuits pour alimenter les étages d'entrées de certains amplificateurs de puissance. La mise en

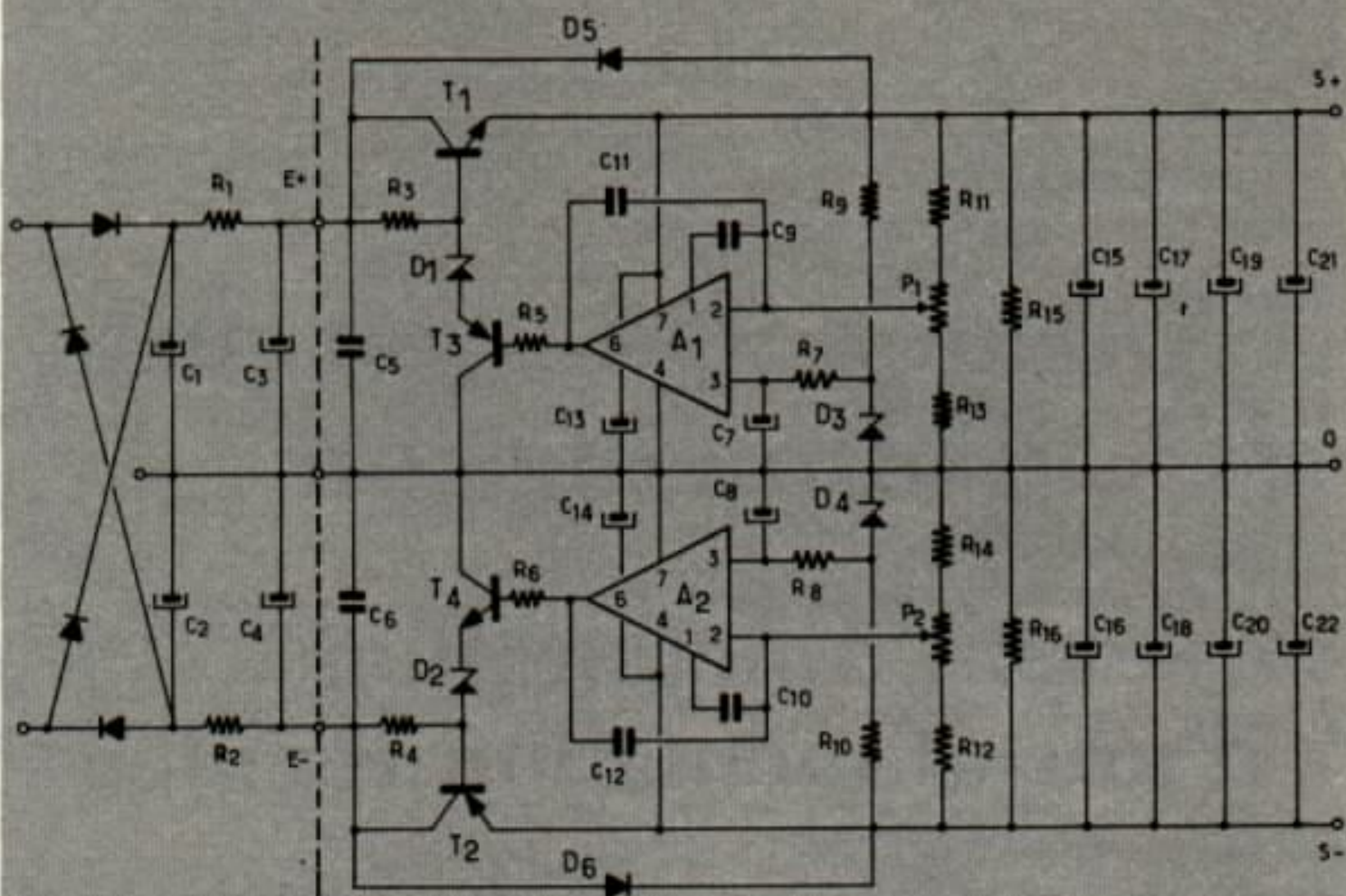


Fig 1 : Schéma de l'alimentation

C ₁ C ₂	Condensateurs électrolytiques Felsic CO 38 63 V 4700 µF	R ₇ R ₈	Résistance couche de carbone 3,3 kΩ 5% 1/2 W
C ₃ C ₄	Condensateurs électrolytiques Felsic CO 38 63 V 4700 µF	R ₉ R ₁₀	Résistance couche de carbone 5,6 kΩ 5% 1/2 W
C ₅ C ₆	Condensateurs mylar ou polycarbonate 2,2 µF 63 V	R ₁₁ R ₁₂	Résistance de couche métallique 6,19 kΩ 1% 1/2 W
C ₇ C ₈	Condensateurs tantale 4,7 µF 40 V	R ₁₃ R ₁₄	Résistance couche métallique 6,19 kΩ 1% 1/2 W
C ₉ C ₁₀	Condensateurs mica 150 pF	R ₁₅ R ₁₆	Résistance 680 Ω RWM 6 x 34 (8 W) origine Sfernice
C ₁₁ C ₁₂	Condensateurs mica 6,8 pF	P ₁ P ₂	Trimmer 2 kΩ 50 ppm (TRW 910-20 ou équivalent)
C ₁₃ C ₁₄	Condensateurs tantale 4,7 µF 40 V	A ₁ A ₂	Amplificateurs SFC 101 A, 201 A ou 301 A
C ₁₅ C ₁₆	Condensateurs Relsic 026 40 V 3300 µF	D ₁ D ₂	Diodes zener Bzx 55 C18
C ₁₇ C ₁₈	Condensateurs Relsic 026 40 V 3300 µF	D ₃ D ₄	Diodes zener Bzx 55 C18
C ₁₉ C ₂₀	Condensateurs Relsic TFRS 40 V 1000 µF	D ₅ D ₆	Diodes silicium
C ₂₁ C ₂₂	Condensateurs Tantale 47 µF 40 V	T ₁	BD 313 β 100 à 50 mA
R ₁ R ₂	Résistance 10 Ω RWM 4 x 10 (3 W) origine Sfernice	T ₂	BD 314 β 100 à 50 mA
R ₃ R ₄	Résistance couche de carbone 1,2 kΩ 5% 1/2 W	T ₃	BC 313 β 100
R ₅ R ₆	Résistance couche de carbone 680 Ω 5% 1/2 W	T ₄	BC 211 β 100

place de très fortes constantes de temps de découplage sur les étages d'entrée, conduit souvent à des transistors de mise sous tension très difficiles à maîtriser. Une alimentation régulée permet de résoudre ce problème au prix, bien entendu, d'une baisse de la fiabilité du circuit du fait de l'augmentation du nombre des composants.

- La quatrième raison, c'est qu'une alimentation régulée, si elle est bonne, est un instrument de travail très pratique pour qui met au point une chaîne électroacoustique. Etant essentiellement ajustable, une telle alimentation permet de générer rapidement et à moindre frais n'importe quelles tensions.

- Enfin, et c'est peut-être très important pour des recherches futures, cette alimentation s'est avérée, sur un point, subjectivement supérieure à l'alimentation non régulée à laquelle elle a été, primitivement comparée. Cette constatation a bien entendu, entraîné une modification de l'alimentation non régulée. Ceci sera développé plus loin.

Principe du circuit

Ce circuit d'alimentation a été étudié en respectant les deux principes suivants :

1 - Limiter l'intermodulation des signaux audiofréquence et des signaux résiduels de redressement du secteur. Ce principe est rarement respecté. Les boucles de régulation ayant la réputation, fautive d'ailleurs, d'éliminer toutes les tensions résiduelles de filtrage, on se contente généralement de les faire précéder d'un filtre très rudimentaire.

2 - Réduire au minimum l'énergie de déclenchement de la boucle de régulation.

Nous avons conservé (voir Audiophile n°9) le principe d'un double émetteur suiveur piloté par un amplificateur corrigé en «feed forward». Ceci, dans le but de permettre aux audiophiles qui voudraient transformer une alimentation Kanéda, de le faire sans trop de difficultés.

Analyse du schéma

Se référer à la figure 1 et au tableau des composants

1 - Le filtre d'entrée :

La meilleure façon de limiter l'intermodulation, est de réduire le plus possible l'un des facteurs. Le filtre d'entrée est donc constitué de deux condensateurs électrolytiques (de valeur assez élevée pour cette application) séparés par une résistance. Ceci va surprendre et paraître surabondant. En fait, les tests subjectifs ont montré que l'amélioration obtenue, en réduisant les tensions résiduelles de filtrage («ronflette») à l'entrée de l'alimentation régulée était très sensible. Ce filtre d'entrée est d'autant plus nécessaire, que l'alimentation débite un courant «de repos» supérieur au courant d'utilisation. Ce point sera traité plus loin.

Subjectivement, l'amélioration du filtrage se traduit par plus de netteté de l'image sonore et plus de dynamique (petits signaux), ces deux points sont d'ailleurs liés.

2 - La boucle de régulation

Une première façon de limiter l'énergie de déclenchement est de limiter les pertes dans la boucle elle-même en éliminant les circuits de protection. Ces circuits sont en effet déclenchés par une

chute de tension dans une résistance en série avec le «transistor ballast» ; ceci augmente considérablement la puissance nécessaire en sortie de l'amplificateur, donc à l'entrée, et se traduit subjectivement par une baisse de dynamique (petits signaux).

Attention

Cette alimentation n'ayant donc pas de protection «électronique», la seule protection en cas de court-circuit des sorties, entre elles ou à la masse, est la résistance (R_1 et R_2) du filtre d'entrée. Il vaut donc mieux, compte tenu des énergies stockées, éviter toute fausse manœuvre. Ceci n'est qu'un inconvénient mineur, puisque les alimentations non régulées nécessitent les mêmes précautions. Un court-circuit sur un condensateur électrolytique altère ses caractéristiques et diminue considérablement les performances du circuits sur lequel il est monté.

La correction «feed forward» faite par les condensateurs C_9 et C_{10} a été complétée par C_{11} et C_{12} qu'il sera peut-être nécessaire d'optimiser suivant les réalisations du circuit. Les condensateurs C_5 et C_6 doivent être placés directement à l'entrée du circuit régulateur. Les diodes D_3 et D_4 sont des diodes de protection destinées à décharger les condensateurs de sortie en cas d'incident sur le filtre d'entrée (court-circuit d'un condensateur par exemple). En l'absence de diode, la décharge se fait à travers les transistors de régulation, montés alors en inverse, ce qui les détruit immédiatement.

Les résistances R_{15} et R_{16} font débiter à T_1 et T_2 en permanence (tant pis pour les économies

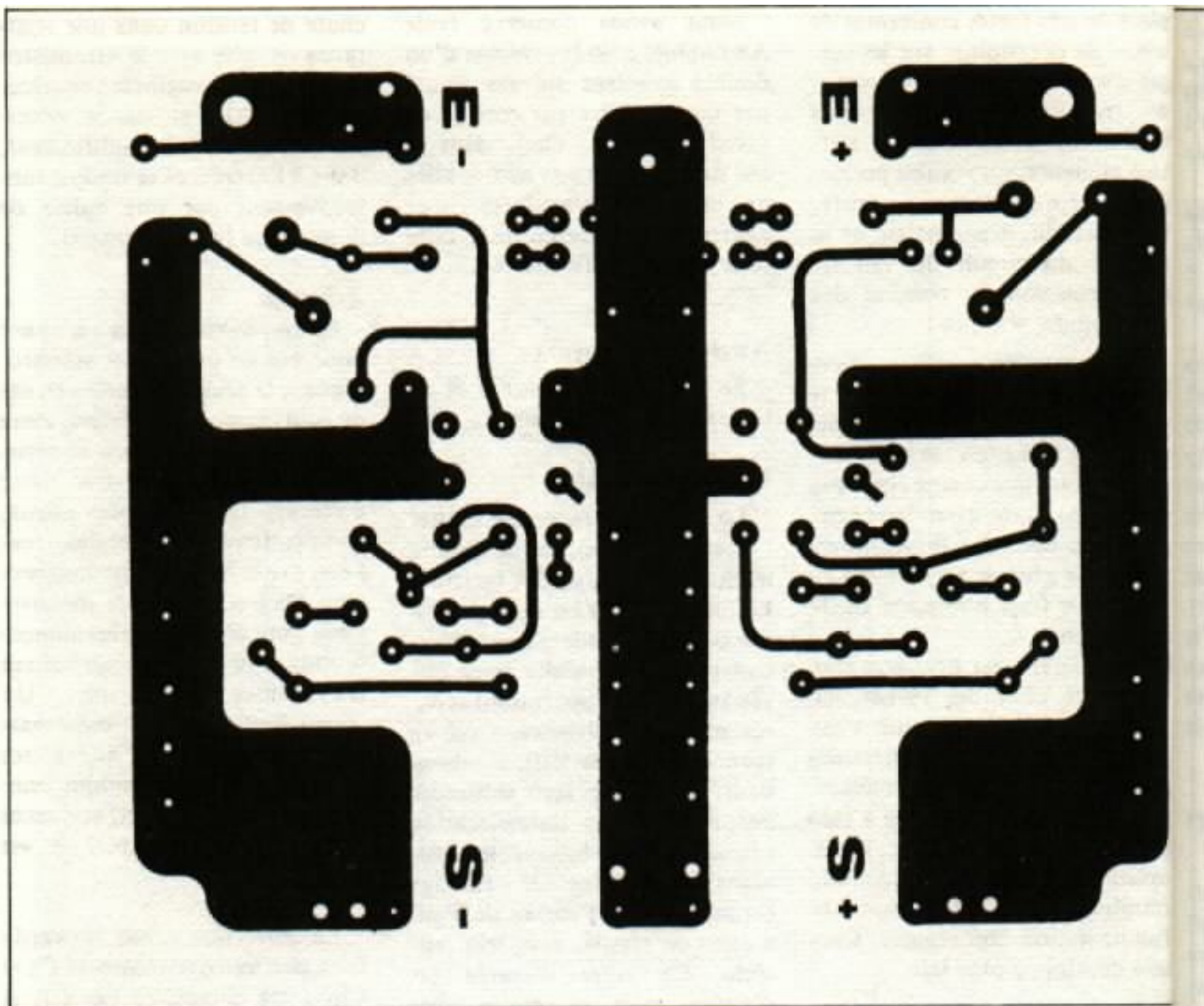


Fig 2a : Circuit imprimé

d'énergie) un courant d'environ 50 mA. Ce courant «de repos» est supérieur au courant moyen qui sera demandé par exemple dans le cas de l'alimentation d'un préamplificateur Kanéda. Il permet de linéariser le fonctionnement de la boucle de régulation. La puissance dissipée dans chacune de ces résistances est de l'ordre de 2 W ce qui les fait chauffer même si elles sont largement dimensionnées. Il faut donc les câbler assez dégagées du circuit imprimé en conservant

des fils de connexion assez longs.

3 - Les condensateurs de sortie

Une deuxième façon de réduire l'énergie de déclenchement de la boucle de régulation c'est de l'étaler dans le temps en disposant en sortie du circuit d'un «petit stock» d'énergie d'avance dans des condensateurs. Cette énergie stockée en sortie est du même ordre de grandeur que l'énergie stockée

dans le filtre d'entrée, ce qui est inhabituel.

Plusieurs condensateurs électrolytiques de très bonne qualité ont donc été mis en parallèle sur l'habituel condensateur de sortie au tantale (pour des questions d'implantation, il était plus pratique d'utiliser plusieurs petits condensateurs en parallèle, plutôt qu'un seul gros). Ces condensateurs prennent le relais de la boucle de régulation dans le haut du spectre, ce qui se traduit subjectivement par une diminution

Fig

4

sc
re
va
sc

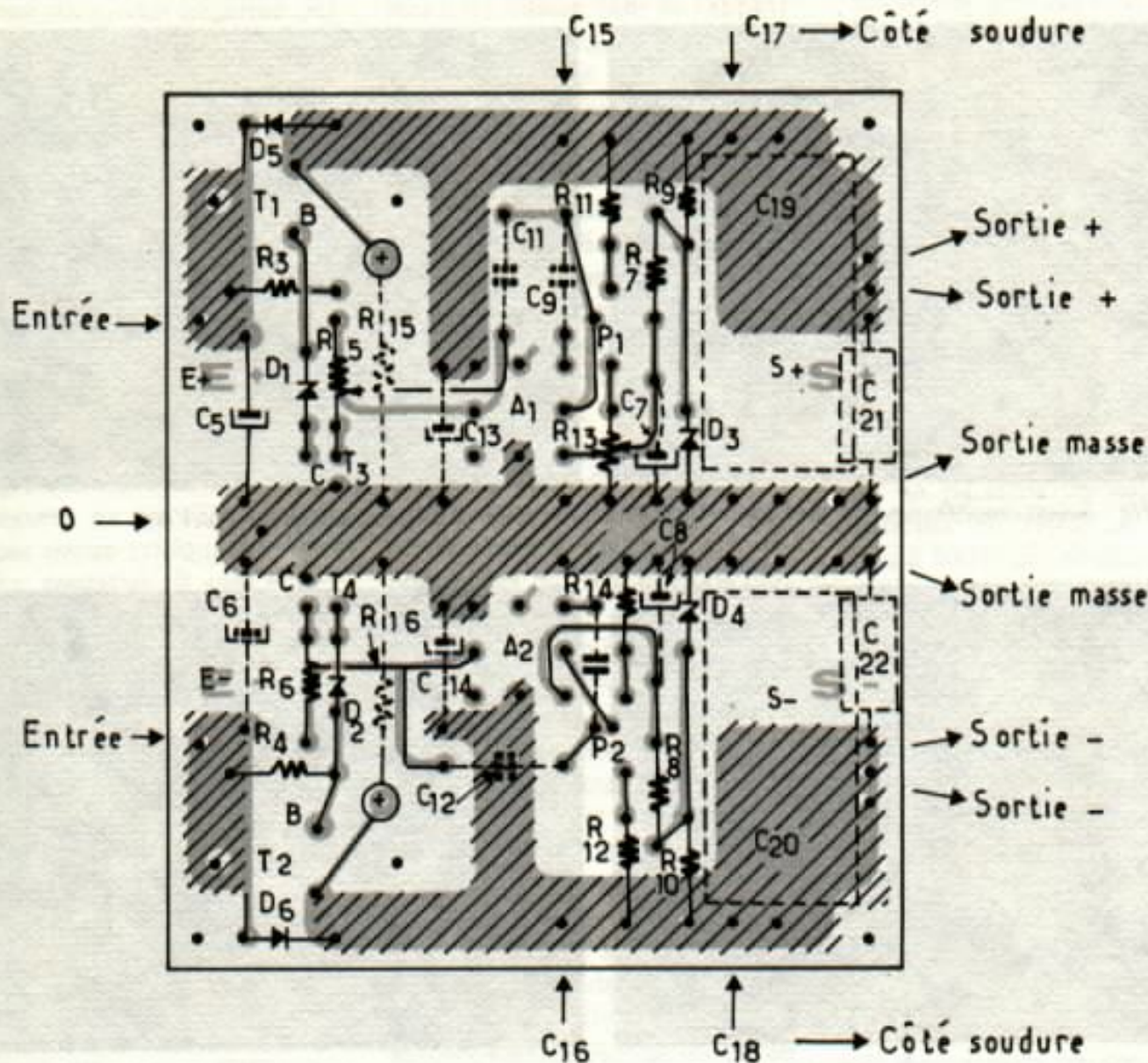


Fig 2b : Implantation des composants sur le circuit imprimé

de la dureté du message.

Les essais et mesures ont été faits avec 4300 μF ou peut utiliser jusqu'à 7600 μF sur l'implantation proposée pour ce circuit.

4 - Changement de tensions de sortie

Le changement des tensions de sortie se fait très facilement en respectant les trois règles suivantes :

- Ne pas dépasser $\pm 36 \text{ V}$ en sortie .

- Prendre des tensions de zener égales à la moitié de la tension de sortie pour les diodes D1, D2, D3 et D4 soit :

$$V_z = \frac{V_{\text{sortie}}}{2}$$

- Choisir R15 et R16 de façon à faire débiter un courant d'environ 50 mA au repos soit :

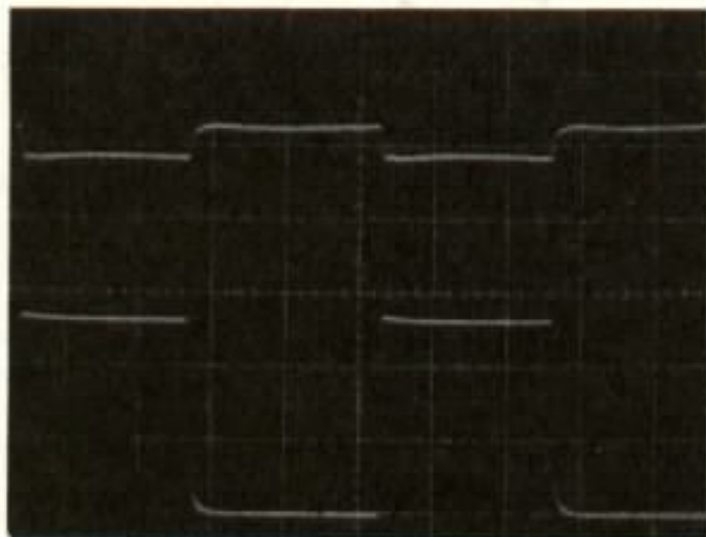
$$R_{15} = R_{16} = \frac{V_{\text{sortie}}}{50} \times 1000 \Omega$$

Implantation du circuit

Une implantation possible sur circuit imprimé est proposée à ceux qui voudraient expérimenter cette modification (figure 2).

Elle permet la mise en place, en sortie de l'alimentation et sur les deux polarités, de 3 condensateurs électrolytiques. Deux de ces condensateurs sont placés côté soudure. Le circuit imprimé monté doit être placé sur un châssis avec 4 entretoises.

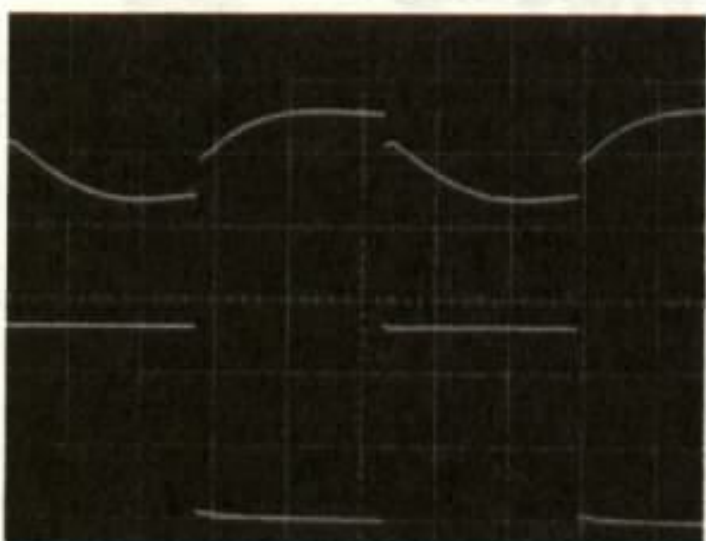
Il est recommandé de doubler



100 kHz - Sortie amplificateur 50 mV/cm



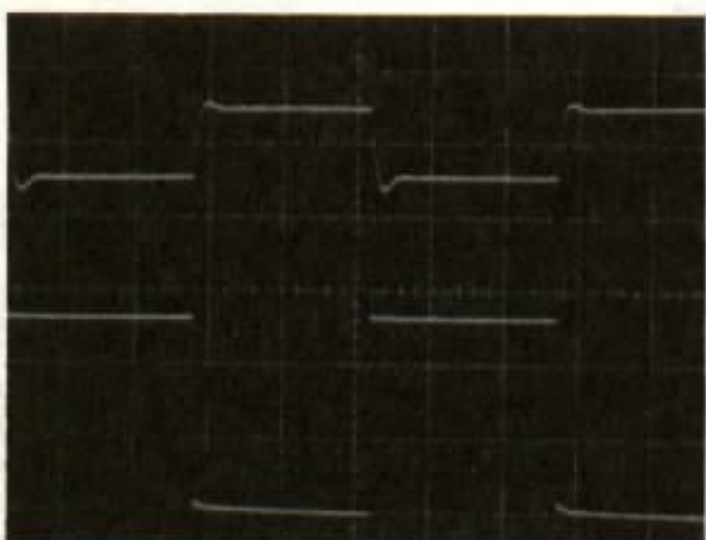
100 kHz - Sortie alimentation 5 mV/cm



10 kHz - Sortie amplificateur 50 mV/cm



10 kHz Sortie alimentation 5 mV/cm.



1 kHz - Sortie amplificateur 50 mV/cm



1 kHz - Sortie alimentation 5 mV/cm.

Fig 3 : Oscillogrammes de l'alimentation régulée. Les tracés inférieurs correspondent à la sortie collecteur du transistor de charge (10 V/cm).

la masse du circuit imprimé par un fil de cuivre étamé ou argenté (diamètre 1,6 à 2 mm) placé dans l'axe du plan de masse et soudé sur toute sa longueur.

Les transistors T₁ et T₂ (format T 03) seront placés sur le circuit avec des entretoises de 5 mm. Il n'est pas utile de prévoir de radiateurs.

La liaison entre alimentation et circuit d'utilisation doit être faite avec du fil de section 1 mm² (le Leonische type Lify par exemple convient bien). En fait la longueur de ces fils de sortie n'a pas parue critique lors des essais ; toutefois, il vaut mieux la réduire le plus possible (10 à 15 cm maximum). Dans le cas d'alimentation d'un préamplificateur RIAA, il est important de relier les deux voies à l'alimentation par des fils séparés.

Oscillogrammes :

Les oscillogrammes figure 3 ont été obtenus en faisant débiter aux circuits des impulsions de courant rectangulaires de 90 mA crête à 3 fréquences différentes (1 kHz, 10 kHz, 100 kHz) dans des conditions strictement identiques à celles de l'article précédent (Audiophile n°9 page 19). Ces oscillogrammes sont à comparer à ceux de la deuxième modification (n°9, figure 7 page 26). Les éléments constituant les circuits d'alimentation étaient conformes à la nomenclature à l'exception des condensateurs C₁₅ et C₁₆ qui n'étaient pas montés et de C₁ et C₂ dont la valeur était 1200 µF.

La première constatation concerne les signaux de sortie (de l'alimentation et de l'amplificateur) dont l'amplitude a été réduite dans un rapport de plus de 10. L'échelle des oscillogram-

mes a été dilatée dans un rapport 10 pour rendre les signaux observables. En sortie de l'amplificateur, cela indique un gain de puissance de commande très considérable et en sortie de l'alimentation, une diminution sensible de l'impédance de sortie.

L'influence des gros condensateurs électrolytiques de sortie est très visible sur les fronts de montée et de descente. Sans condensateur, voir figure 4, les signaux de sortie de l'amplificateur présentent des pointes transitoires très importantes qui se réduisent à un léger «overshoot», dès qu'ils sont branchés. L'augmentation de la charge capacitive en sortie atténue d'ailleurs cet overshoot. Les oscillogrammes de la figure 4 ont été pris en supprimant les condensateurs électrolytiques Felsic, mais en conservant les condensateurs au tantale. Il est assez visible que les condensateurs prennent partiellement le relai de la boucle de régulation dans les transitoires. La suppression des gros condensateurs électrolytiques donne subjectivement plus de dureté au message sonore.

Essais «subjectifs»

Cette alimentation a été comparée à une alimentation non régulée sur un préamplificateur Kanéda. Un commutateur permettait un passage rapide d'une alimentation à l'autre. L'alimentation non régulée était réalisée avec la double self d'origine japonaise, les deux résistances de 27 Ω et en sortie un condensateur d'environ 38000 µF (Felsic 0 38 40 V, 33000 µF et 4700 µF en parallèle).

Une première séance d'écoute a permis de formuler les deux remarques suivantes :

- l'équilibre général et le timbre sont identiques avec les deux alimentations.

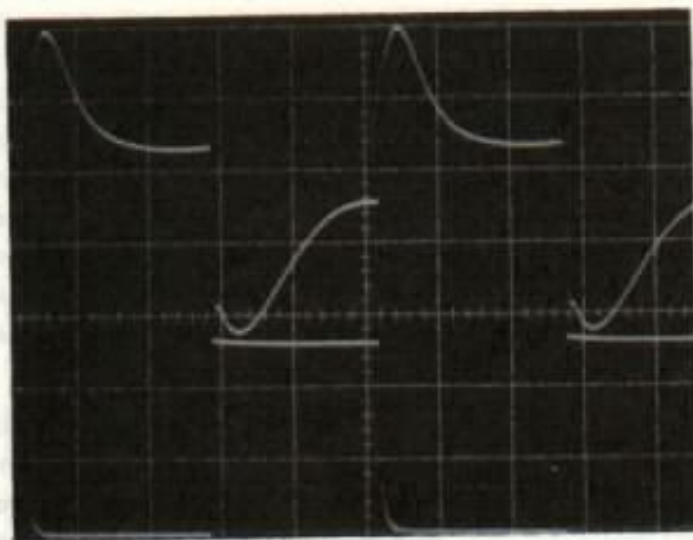
- le grave obtenu avec l'alimentation régulée est plus ferme, mieux défini, il a plus de corps. Un défaut dans ce registre précédemment attribué aux enceintes et au local d'écoute était donc dû à l'alimentation du préamplificateur.

Une fermeté de grave identique avec l'alimentation non régulée a été retrouvée en rajoutant en parallèle un autre condensateur de 33000 µF ce qui porte à 70000 µF, de chaque côté la capacité de filtrage. Plusieurs autres séances d'écoute ont été faites dans les mêmes conditions. Elles ont donné une légère supériorité à l'alimentation non régulée dans le registre médium aigu. Il est très vraisemblable qu'une chaîne de reproduction plus analytique aurait accentué la différence.

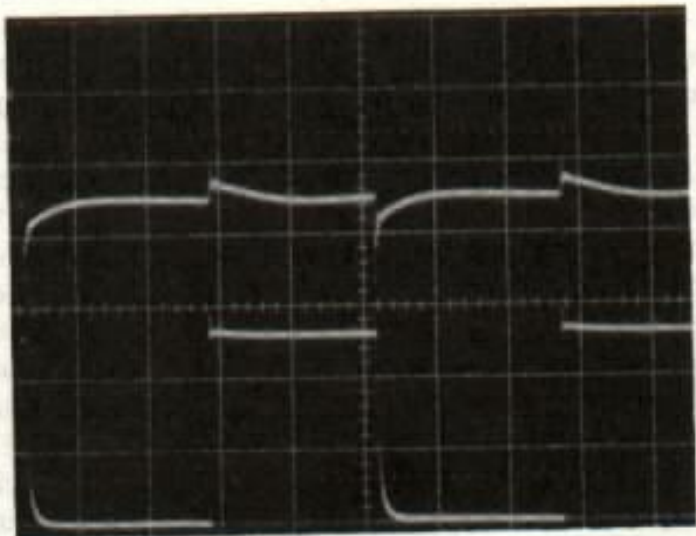
L'alimentation non régulée donne un timbre légèrement plus grave à la reproduction (bien que l'extrême grave soit identique). Elle donne aussi un peu plus de dynamique, ce qui se traduit par une image sonore plus précise et une meilleure localisation dans l'espace.

Avec l'alimentation régulée, on perd un peu de précision, les voix sont un peu moins présentes. Il faut noter aussi une légère accentuation de l'influence des poussières et des bruits de surface.

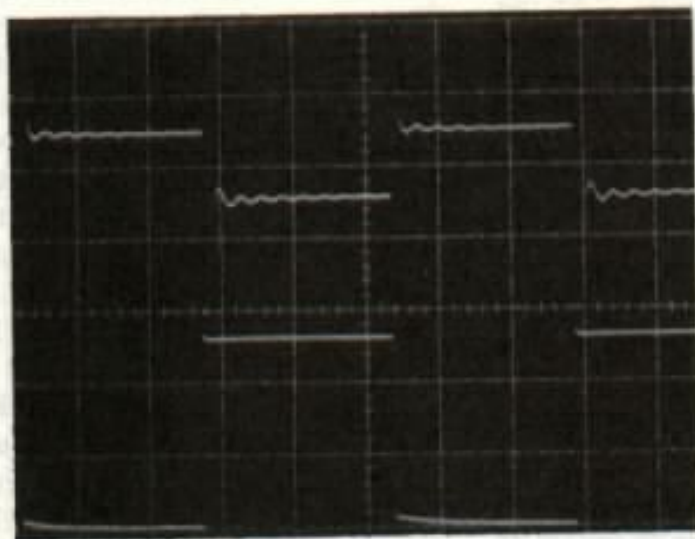
Les différences, bien que traduites par les mêmes mots que dans l'étude précédente sont toutefois beaucoup plus difficiles à percevoir et à analyser, ce qui place cette alimentation régulée très au-dessus de la deuxième modification de l'article précédent. Il faut écouter des passages



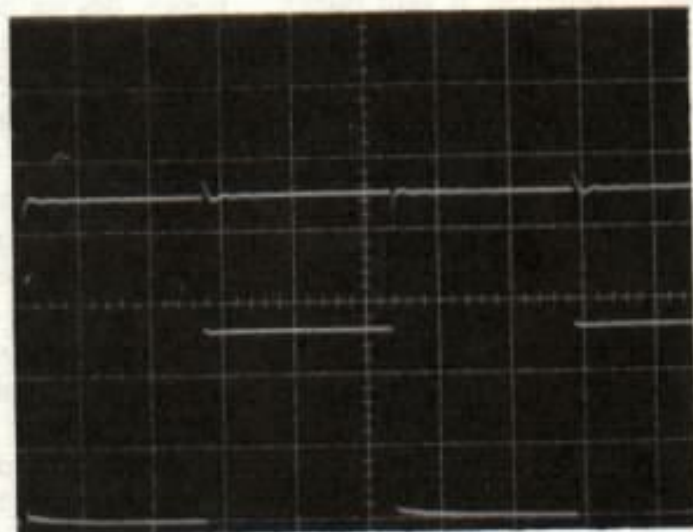
100 kHz - Sortie amplificateur 50 mV/cm



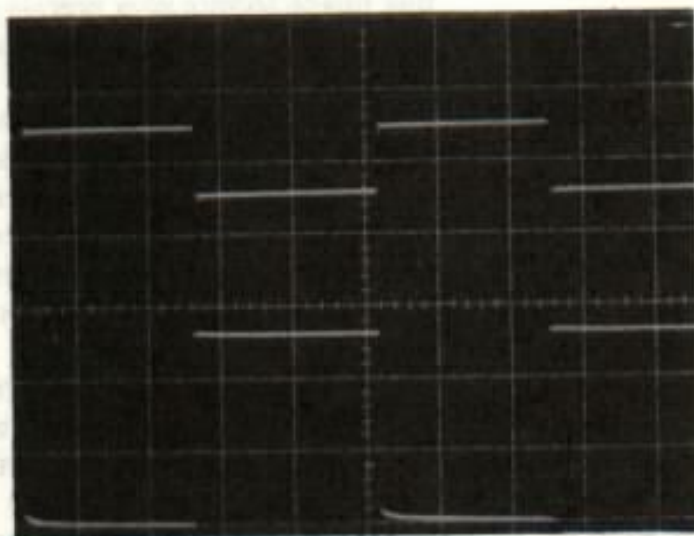
100 kHz - Sortie alimentation 20 mV/cm



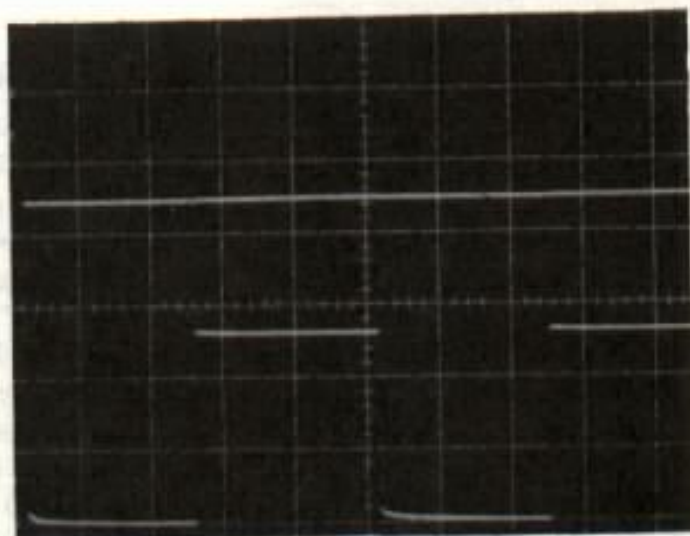
10 kHz - Sortie amplificateur 50 mV/cm



10 kHz - Sortie alimentation 20 mV/cm.



1 kHz - Sortie amplificateur 50 mV/cm.



1 kHz - sortie alimentation 20 mV/cm

Fig 4 : Oscillogrammes de l'alimentation sans les gros condensateurs électrolytiques. Seul a été maintenu le condensateur au tantale.

musicaux très caractéristiques pour faire apparaître ces différences.

Conclusion

Nous avons entrepris cette étude à la suite des constatations présentées dans le premier article de cette série, dans le but de voir ce qu'il était possible de tirer du principe de l'alimentation régulée en application audiofréquence. Les résultats dépassent un peu, nous l'avouons, nos espérances et mettent en évidence une fois de plus une corrélation entre fonctionnement «électronique» et résultats subjectifs. 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, tout au moins au-dessus d'une centaine de hertz, pour une bonne raison, c'est que l'alimentation régulée transformera toujours de l'énergie venant d'une alimentation non régulée en lui ajoutant ses défauts propres qui sont nombreux.

L'intérêt de cette étude est ailleurs. En mettant en évidence un défaut dans une alimentation non régulée considérée comme bonne jusque là (défaut qui a d'ailleurs pu être rapidement corrigé), on s'aperçoit de la nécessité de faire une étude aussi systématique que possible de ces circuits «non régulés» pour essayer de déterminer quels en sont les paramètres réellement importants. Jean Hiraga fait état, en effet, de l'utilisation au Japon de capacités de l'ordre de 400000 μF pour alimenter des correcteurs RIAA, ce qui est absolument effarant, et de batteries comme sources d'énergie.

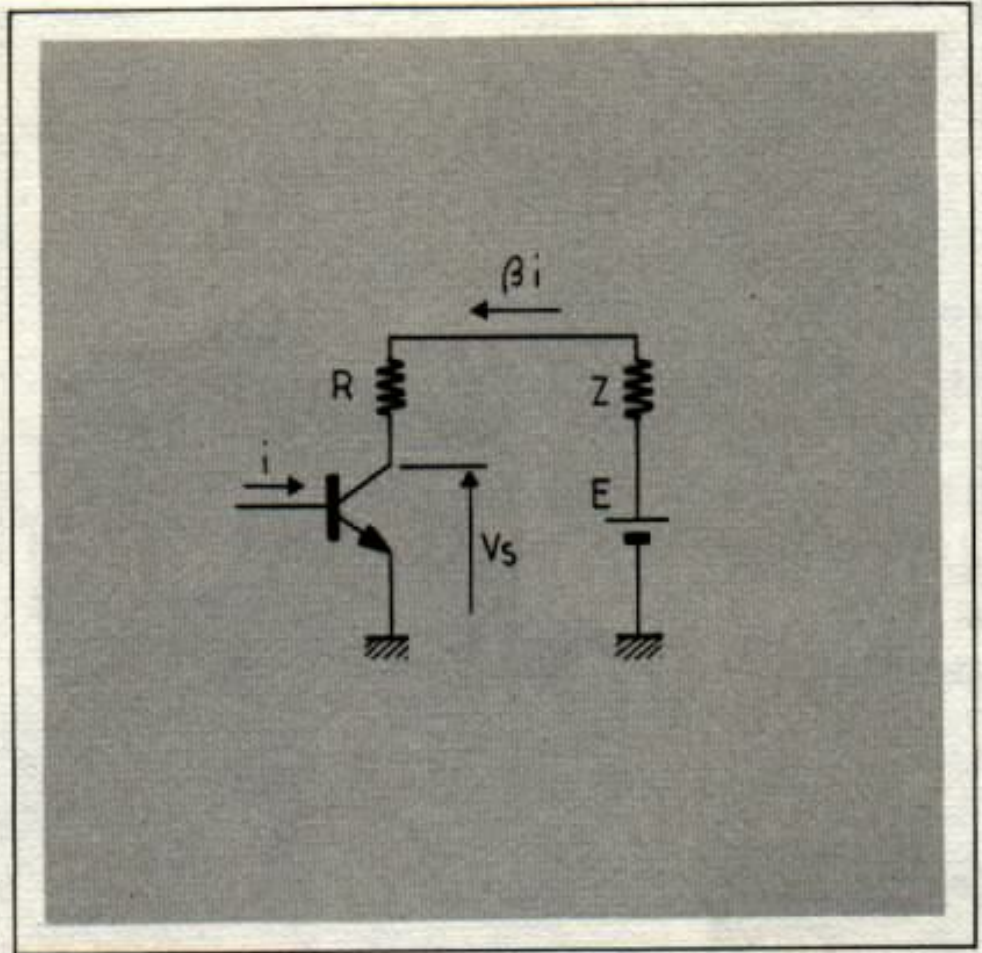


Fig 5 : Montage émetteur commun mettant clairement en évidence l'influence primordiale de l'alimentation. C'est une simple application de la loi d'Ohm...

Pourquoi utiliser une telle énergie potentielle ? Ce stockage d'énergie n'est-il pas la conséquence de l'amélioration d'un paramètre secondaire plutôt qu'un besoin réel ? Il y a, dans les possibilités d'influence sur la restitution du bas du spectre, un point commun entre batteries et alimentations régulées, c'est la constance de leur impédance et plus précisément de leur résistance de sortie dans ce registre. On se plait dès lors à imaginer l'alimentation idéale qui serait une synthèse des quelques principes en opposition jusqu'ici. Mais du rêve à la réalité, il y a encore beaucoup de travail.

Quand à ceux qui ne seraient pas encore convaincus de l'importance des circuits d'alimentation,

nous les invitons à méditer quelques instants sur le schéma ci-dessus et sur l'expression (en première approximation) de la tension de sortie d'un transistor monté en émetteur commun.

En se reportant à la figure 5 :

$$V_s = E - (z + R) \beta i$$

où :

E = Tension d'alimentation

z = Impédance interne de l'alimentation.

R = Résistance de charge du collecteur

β = gain en courant du transistor

i = courant base

Notre bonne vieille loi d'Ohm n'a pas fini de nous étonner.

**Page non
disponible**

Le système médium-aigu Médomex-Siare Ou le complément de l'enceinte grave Neveu

Yves Neveu

Dans le numéro précédent de l'Audiophile, un caisson médium aigu destiné à être couplé au système grave Onken a été décrit. Voici, comme nous l'avions promis dans le n°9, la partie médium aigu qui vient compléter le caisson de grave réalisé par Yves Neveu. Bien sûr «un panachage» entre système grave et système médium-aigu est possible, toutefois, nous encourageons les lecteurs à opter pour l'une ou l'autre solution, cela pour obtenir un système aussi cohérent que possible.

Choix des fréquences de coupure.

Contrairement à une tendance actuelle, la coupure dans le grave est à une fréquence assez élevée 600 Hz, il y a à cela deux raisons la première est que pour établir une bonne relation d'énergie entre les différents haut-parleurs, une fréquence de coupure plus basse entraînerait une

augmentation de la distorsion du haut-parleur de médium et réduirait la puissance admissible du système, la deuxième raison est que lorsqu'un haut-parleur est coupé trop bas, l'interface ampli haut-parleur, empêche l'amortissement électrique de l'amplificateur de s'effectuer convenablement ce qui s'accompagne d'un traînage.

La coupure entre le médium aigu a été choisie aux alentours de 6000 Hz afin que le haut-parleur de médium restitue une bande de fréquence assez large, ce qui est encore la meilleure façon d'avoir un son cohérent dans la région de sensibilité maximale de l'oreille. D'autre part cette coupure élevée est favorable à un fonctionnement à

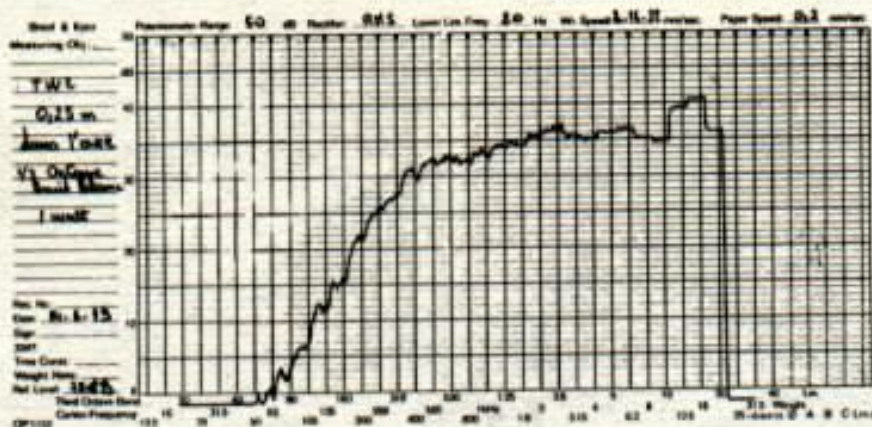


Fig. 1a - Courbe de réponse du tweeter Siare TWZ dans l'axe.

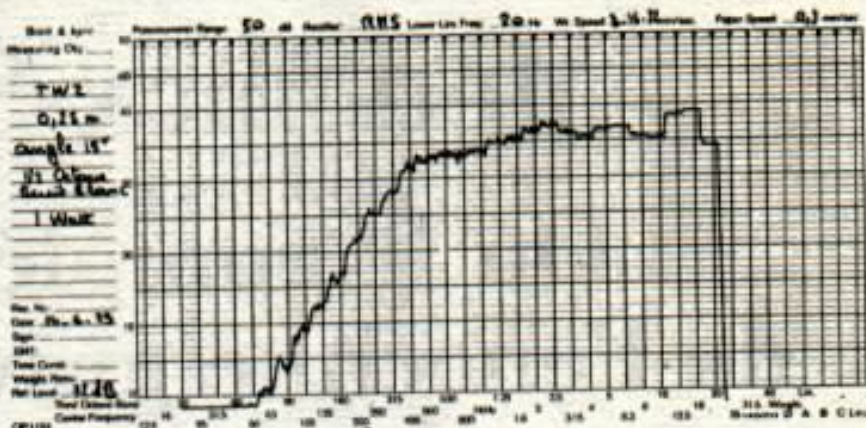


Fig. 1b - Courbe de réponse du tweeter Siare TWZ à 15°.

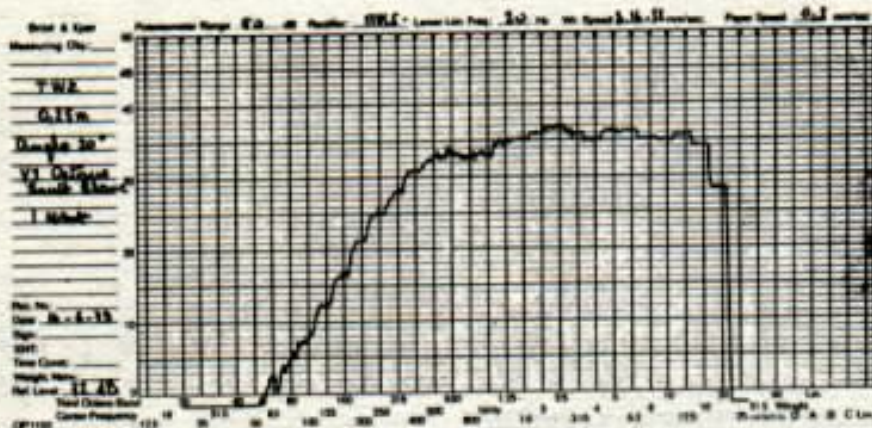
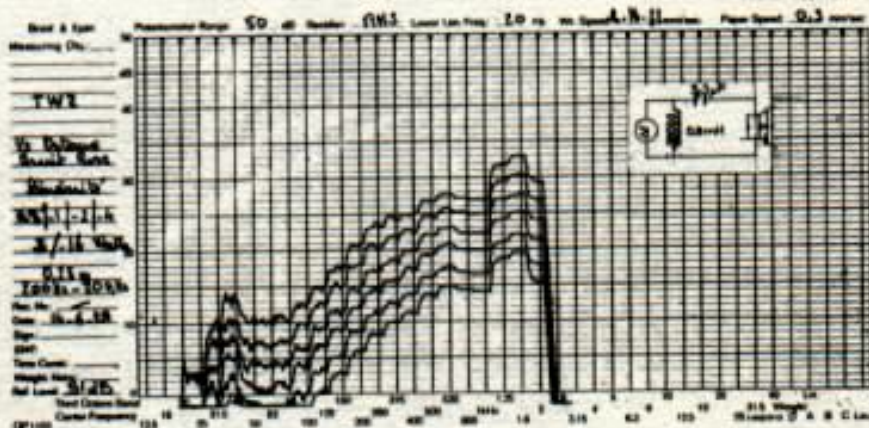


Fig. 1c - Courbe de réponse du tweeter Siare TWZ à 30°. Toutes les courbes en figure 1 ont été relevées en 1/3 d'octave et bruit blanc.

Fig. 2 - Courbe de linéarité en puissance du tweeter TWZ pour 0,5 - 1 - 2 - 4 - 8 - 16. Le tweeter a été mesuré par l'intermédiaire du filtre représenté, cela pour que le haut-parleur fonctionne dans la plage pour laquelle il a été conçu. Aucune anomalie majeure n'est à signaler, des essais à puissance supérieure ont été effectués, le haut-parleur conserve sa linéarité jusqu'à destruction.



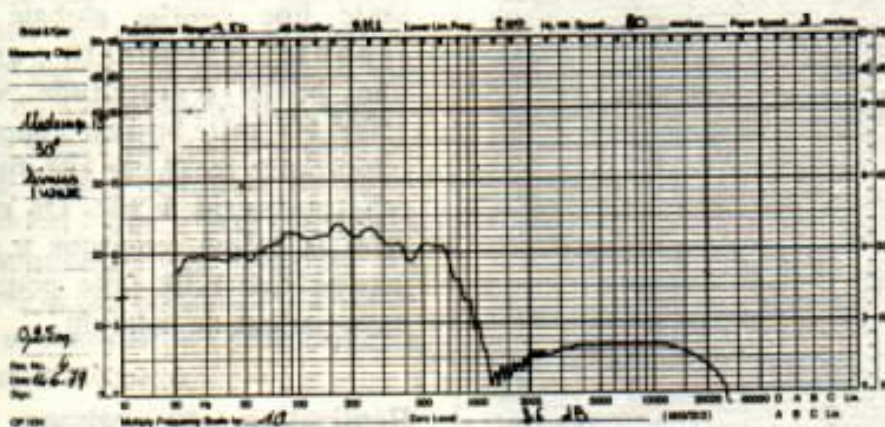
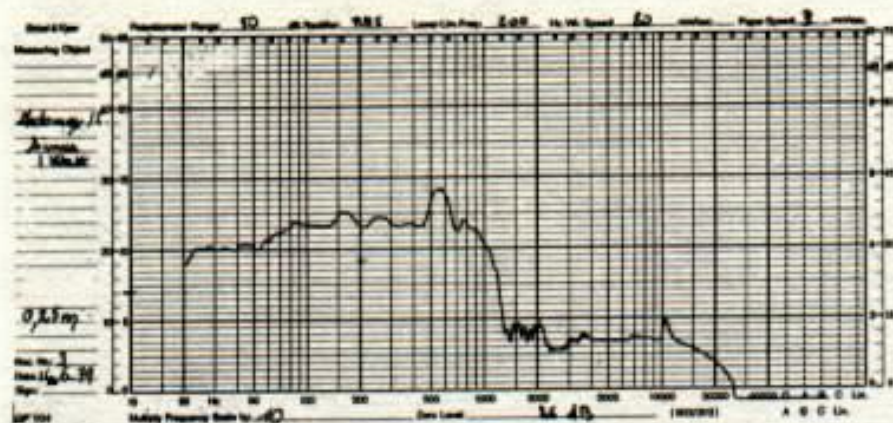


Fig. 3 - Courbe de réponse du médium Audax Medomex 15 respectivement dans l'axe et à 30°. La mesure a été effectuée en sinus, cela pour mieux mettre en évidence les irrégularités en prenant garde toutefois à ne pas avoir une vitesse de défilement trop élevée qui se traduit par une intégration. Dans le cas présent, la vitesse est de 3 mm par seconde. Il faut noter également une certaine similitude dans la réponse du tweeter et du médium qui présente une accentuation en extrémité de bande. Cette similitude est certainement plus marquée dans les diagrammes de rayonnement, malheureusement ceux-ci ne peuvent être mesurés de façon simple.

faible distorsion du tweeter. En effet, le tweeter possédant un système mécanique très léger et une membrane très fine, est incapable de recevoir une trop grande énergie mécanique laquelle tendrait à provoquer une forte coloration dans l'aigu.

Choix des haut-parleurs

Le haut parleur de médium est un Medomex 15 qui date de près de 20 ans, et reste excellent. Il a été modifié au niveau de la bobine mobile, en cuivre au lieu d'être en aluminium, ce qui lui donne un meilleur équilibre en

éliminant une prédominance de l'aigu. La bande passante dans l'axe présente une bosse de fréquence aux alentours de 5600 Hz qui est très peu gênante car elle disparaît lorsque l'on fait la mesure à 30°. Elle serait plutôt favorable à un meilleur maintien de l'énergie en aigu lorsque la distance augmente, les mesures à un mètre ne correspondant pas à la distance d'écoute, jamais inférieure à trois mètres. Le Medomex 15 est fabriqué par Audax et sera à nouveau disponible.

Le haut-parleur d'aigu est le

TWZ Siare. Ce haut parleur à membrane très légère est muni d'une ogive de même type que celle du Medomex qui lui donne un timbre se couplant parfaitement avec celui du médium. Un système haut-parleur présentant toujours une coloration, il est important que celle-ci soit la même dans tous ses composants, afin d'avoir un bonne homogénéité de timbre à l'écoute. Le reproche généralement fait au tweeter à membrane est un manque de dynamique à haut niveau. L'utilisation d'une bobine de grand diamètre et d'un gros

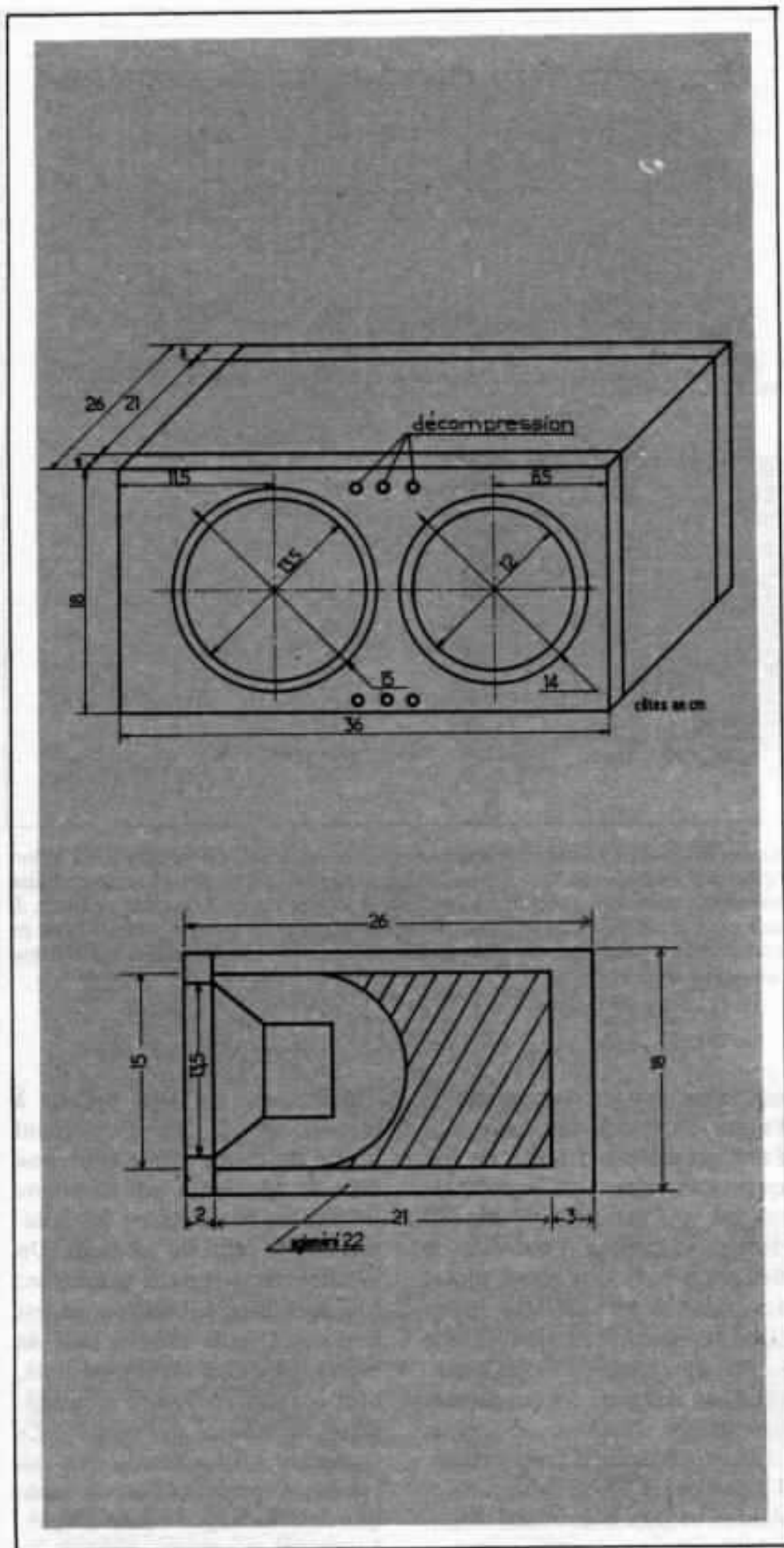


Fig 4 - Détail de la construction du caisson médium-aigu.

aimant permet de repousser ce seuil très loin sur le TWZ. Les courbes qui suivent allant de 0,5 à 16 W montrent une excellente linéarité en puissance. Le niveau atteint pour 16 W étant de 108 dB à 1 mètre, ce qui correspond sur des musiques particulièrement riches en aigu à un niveau global intégré de près de 120 dB. Il est bien évident que lors d'une écoute en appartement cette puissance acoustique ne sera jamais atteinte. Le TWZ présente une courbe globale de réponse excellente avec une bosse d'amplitude vers 15000 Hz, cette bosse n'a aucune importance réelle car elle disparaît totalement à 30°. On peut faire la même remarque à son propos que celle faite pour le haut-parleur de médium.

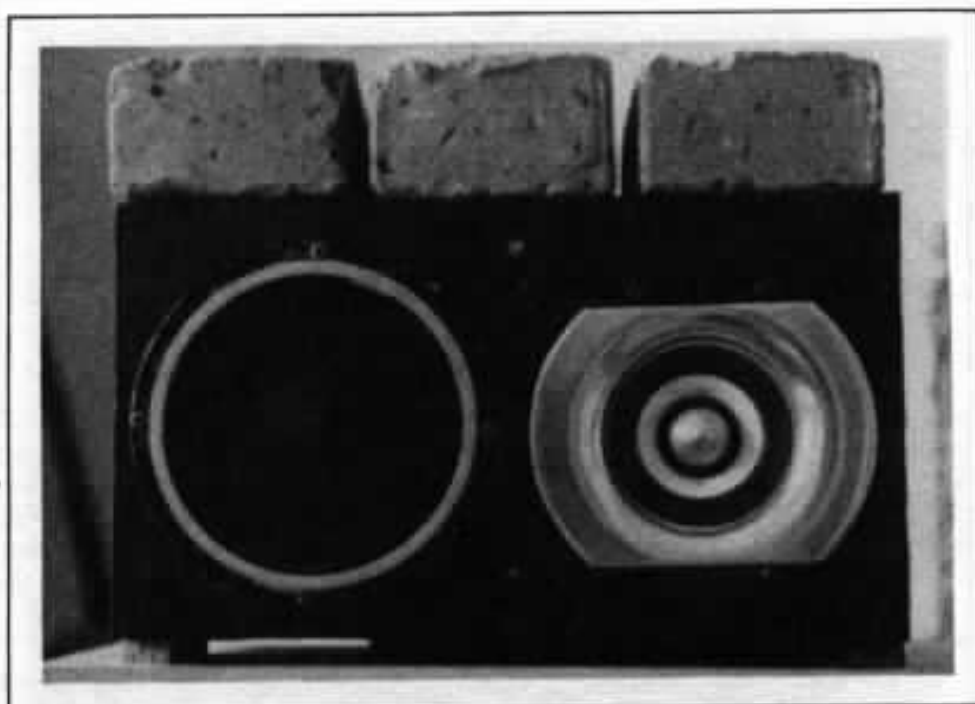
Réalisation du caisson de médium

Contrairement à une opinion bien établie, l'énergie vibratoire présente dans le compartiment de médium, est très élevée, lorsque l'on fait des mesures de vibrations sur les parois, leurs amplitudes sont plus réduites que celles faites sur un baffle destiné à restituer les basses. Mais si l'on ramène l'amplitude des vibrations à l'amplitude de déplacement de cône on s'aperçoit que le rapport est du même ordre. Il faudra donc faire un caisson à la fois rigide et lourd afin d'avoir un son suffisamment net. Comme pour le caisson de grave, nous utiliserons plusieurs matériaux, afin de créer une discontinuité d'impédance, qui diminuera la transmission des vibrations. Les parois avant et arrière seront réalisées en contre plaqué le plus rigide possible et les parois latérales seront en aggloméré de

22 mm présentant la plus grande densité possible. Une amélioration pourra être apportée en doublant les parois de plomb, surtout en ce qui concerne la face avant. Ce caisson de médium sera posé sur le caisson de grave sur des tasseaux rigides. Il sera intéressant de le lester avec des briques ou du plomb posé sur sa paroi supérieure. Le volume interne sera rempli de laine de verre : Bourre FF St Gobain super fine. Il faudra cependant laisser un peu d'air derrière le haut-parleur de médium. L'utilité d'un compartiment médium-aigu séparé vient du fait que l'on peut essayer différent positionnement des haut-parleurs médium-aigu par rapport au grave ce qui permet de d'adapter le rayonnement à l'acoustique de la salle d'écoute.

Filtere de coupure

Le filtre de coupure est sûrement le point le plus contesté d'un système multi voies, certains ne jurent que par le 6 dB par octave, d'autres prétendent qu'en dessous de 6 dB par octave il n'y a pas de salut. Seul le filtre à 12 dB par octave semble ne pas avoir d'adepte, il semblerait que se soit la conséquence de son utilisation systématique au début de la haute-fidélité et qu'il ne présente donc plus aucun caractère de nouveauté. C'est certainement la raison principale de la désaffection pour ce type de filtre. Cependant, il ne suffit pas de faire un filtre dit à 12 dB par octave de type Butterworth, car ainsi que le décrit L. E. Larsen dans le numéro précédent, il faut tenir compte de l'ensemble des paramètres amplitude, phase et temps propagation. Le filtre a été étudié avant la publication théorique de L. E. Larsen. Le



Gros plan de la voie médium-aigu au cours des essais.

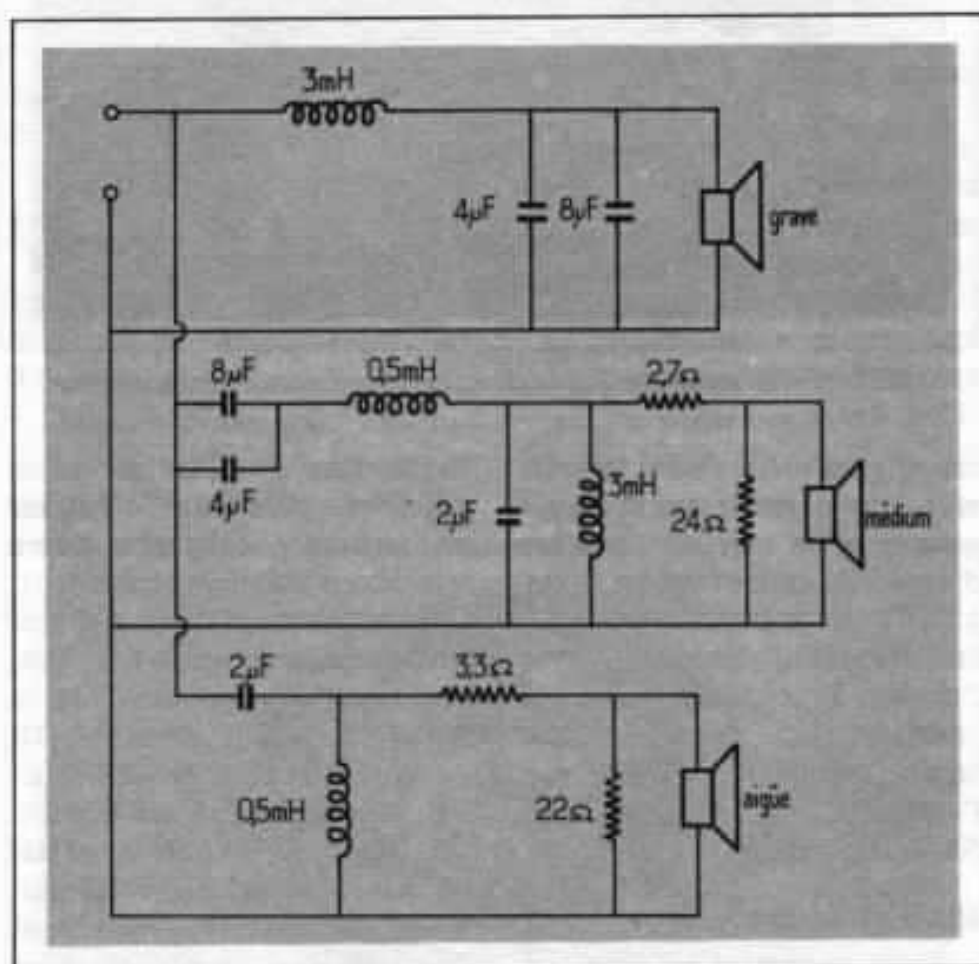


Fig 5 - Le filtre répartiteur avec la voie grave correspondant au caisson décrit dans le numéro 9. Les shunts de réglage de niveau placés sur le médium et l'aigu peuvent être très légèrement modifiés sans toutefois s'éloigner de ± 1 dB du niveau moyen correspondant au schéma. Cette modification peut être intéressante pour s'adapter à l'acoustique du local d'écoute.

- Les enceintes et le filtre seront câblés avec un fil Péréna ou Lucas, la liaison ampli-enceinte utilisera les câbles du même type.



Vue de l'ensemble grave-médium-aigu au cours des écoutes comparatives.

rapport des valeurs entre les selfs et les condensateurs est la conséquence d'un certain nombre d'expérimentations sur les filtres à 12 dB par octave. Ce rapport a été déterminé uniquement à l'oreille, il est intéressant de constater qu'il corrobore une étude technique détaillée sur l'ensemble des paramètres d'un filtre de coupure.

Réalisation des selfs

Il est important de n'utiliser que des selfs à air. Elles doivent utiliser un diamètre de fil suffisant afin que les selfs de 3 mH présentent une résistance pure inférieure à 0,5 ohms. En ce qui concerne les selfs de 0,5 mH,

l'utilisation d'un fil de même diamètre permettra d'obtenir une résistance négligeable. Il sera intéressant d'éloigner les selfs les uns des autres et de les disposer perpendiculairement. Les condensateurs devront être de la meilleure qualité possible. Ils pourront être en polyester métallisé, mais il sera préférable d'utiliser des condensateurs au papier de type industriel. Les condensateurs au papier présentent d'excellentes caractéristiques mécaniques et leur masse importante limite les micro-vibrations internes. Etant donné les impédances basses auxquelles ils travaillent, les condensateurs sont traversés par une énergie impor-

tante. Ce qui rend leur rôle encore plus critique qu'en électronique.

Les condensateurs industriels au papier métallisé étant très onéreux, il sera intéressant de réaliser leurs valeurs au moyen de 6 condensateurs de $2 \mu\text{F}$ au polyester, ce qui accroîtra la masse du condensateur tout en diminuant leur self induction.

Après diverses expérimentations, la phase des haut-parleurs déterminée par l'écoute est : le haut-parleur de basse en phase et les haut-parleurs de médium aigu en opposition de phase. Si le local d'écoute est petit et présente de nombreuses résonances, il pourra être intéressant de brancher l'ensemble des haut-parleurs en phase.

Conclusion

S'il est certain que tout système de haut-parleur présente des défauts, il est permis cependant d'améliorer certains paramètres. La courbe de réponse du système prise globalement est loin d'être parfaite, mais la linéarité n'a pas particulièrement été recherchée. D'autre part, les courbes de réponse, d'un ensemble à trois voies sont tellement dépendantes de la mesure, particulièrement de la position du microphone qu'elles sont très peu significatives. Il vaut mieux considérer la courbe de chacun des haut-parleurs, ainsi que leur niveau respectif, rendent mieux compte du résultat sonore. Les paramètres particuliers sur lesquels ce reproducteur acoustique a été étudié :

- Les vibrations mécaniques de l'ensemble haut-parleur-enceinte, suivant le principe mécanique de l'action et de la réaction, il y a autant d'énergie

mécanique dans le saladier qu'il n'y en a fournit aux membranes. De ce point de vue, il est très important d'utiliser à l'autre bout de la chaîne, un tourne-disque résolvant au mieux les problèmes de vibrations mécaniques (Thorens TD 160 MK2, Linn Sondek ; équipés d'un bras peu résonant : Lurné, Isotrak, Mission). Il ne servirait à rien de pourchasser les vibrations parasites des haut-parleurs si on doit trouver leur source au niveau de la lecture des disques.

- Le rendement est très élevé, de l'ordre de 94 dB pour 1W à 1m, si l'on considère qu'il est ramené à la bande passante et à l'encombrement du baffle.

- Un rendu transitoire extrêmement précis qui est à l'origine de la très grande dynamique du système.

Pour l'avenir des essais seront tentés pour réduire encore la coloration dans le bas médium et l'aigu.

Impressions d'écoute

Voici quelques brèves critiques notées par les membres de la rédaction lors d'une écoute du système expérimental d'Y. Neveu. L'écoute a été effectuée dans le local n°1 décrit dans l'écoute collective publiée à la fin de ce numéro.

«Bonne transition entre les voies».

«Le tweeter se défend très bien il est à la fois fin et dynamique».

«Excellent grave, au début quelques défauts ont été ressentis, il s'agissait en fait d'une résonance de pièce.»

«Le médium est délié, mais peut-être un peu trop en avant, (à ne pas confondre avec une bosse caractéristique)».

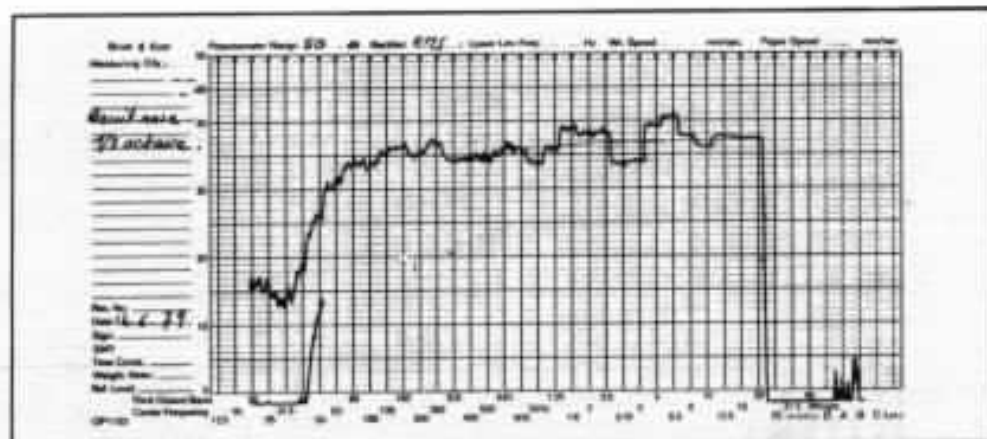


Fig 6 - Courbes de réponse de l'ensemble-grave médium-aigu. Nous insistons sur le fait que cette courbe n'est pas très significative, elle est beaucoup trop tributaire de la position du micro. Elle donne simplement une idée de l'équilibre général. La réponse dans le grave est également limitée par les dimensions de la chambre sourde employée.

«Bonne dynamique dans l'ensemble, mais tendance à mettre en avant les plans sonores».

«Grande quantité d'informations transmises»

«Les sons durs et les sons doux sont reproduits avec justesse, flûtes, percussions etc».

«Semble très mal s'accomoder d'une mauvaise électronique».

«Aucune agressivité même sur les fortes, l'aigu est bien intégré, fondu, il ne se désolidarise pas du spectre».

«Grande dynamique. Restitution très analytique des petits signaux, les nuances, le jeu des

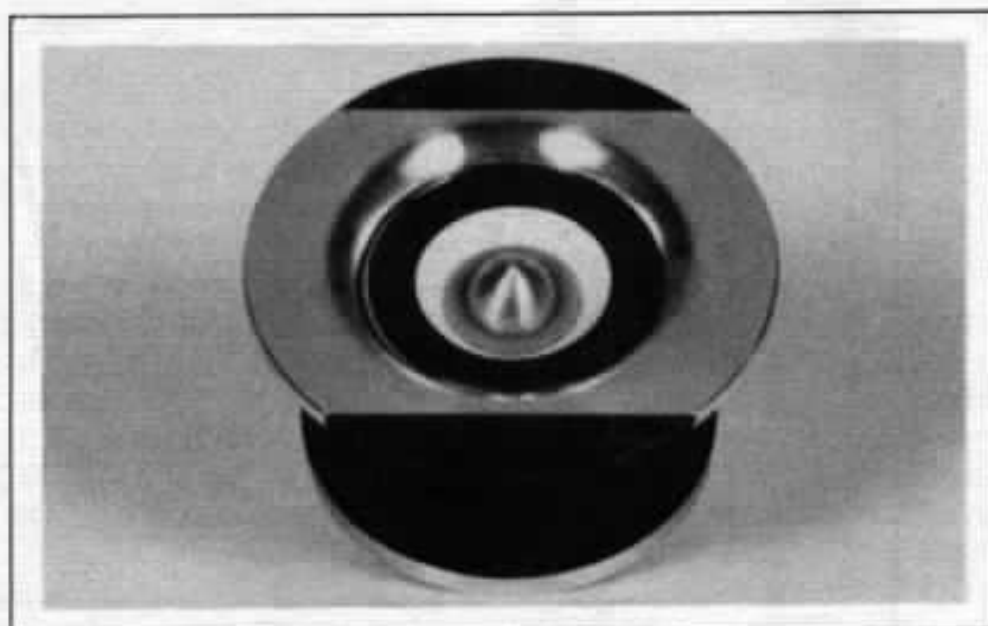
instrumentistes sont restitués avec précision et aisance».

«Quelques réserves dans la clarté du bas médium, mais peut-être est-ce la pièce qui est en cause».

«Localisation homogène et satisfaisante».

«Une écoute dans d'autres conditions serait souhaitable pour compléter et vérifier les impressions recueillies ci-dessus».

«Une acoustique un peu plus mate mettrait certainement mieux en valeur les autres qualités du grave et de l'extrême grave».



Le tweeter Siare TWZ.

**Page non
disponible**

Prologue pour le digital ou la réalisation d'un pavillon pour l'extrême-grave

Công-Thé Hiep

Le renforcement de l'extrême grave s'est révélé de plus en plus utile pour nombre d'enceintes acoustiques actuelles. Mais pour les cellules Orthophase qui sont de la famille des isodynamiques, ce problème a toujours été d'acuité. En effet, leur nature même exige qu'elles soient montées dans des baffles plans pour que leur qualité de transparence, en particulier dans le médium, puisse s'apprécier pleinement. L'ennui est qu'une telle charge acoustique (par les baffles plans) est la plus mauvaise solution qui soit pour les très basses fréquences. Cela explique sans doute dans une grande mesure l'éclipse de ce type de transducteur.

Le projet de construire un pavillon exponentiel replié, unique destiné à épauler les Orthophase dans l'extrême-grave remonte donc à bien des années déjà, mais sa réalisation, qui demande beaucoup de calculs fastidieux, n'a pu être menée à son terme que grâce à cette véritable merveille qu'est le calculateur de poche.

Entre temps, l'annonce de l'utilisation, dans un proche avenir, du système de codage digital dans l'enregistrement et la gravure de disques entre autre, a encore hâté cette réalisation. Bien peu nombreuses en effet, sont les enceintes capables de fonctionner dans les normes haute-fidélité, avec des puissances cent fois supérieures à ce qu'elles sont. Il faudra bien pourtant qu'elles le fassent un jour, lorsque la digitalisation nous aura apporté un gain d'au moins 20 dB en dynamique. C'est pourquoi nous nous proposons, avec le pavillon exponentiel, de poser la base d'un système de reproduction sonore pour lequel nous voulons un rendement aussi élevé que possible. Certes, lorsque la digitalisation sera effective, nous serons conduits à remplacer les Orthophase par d'autres systèmes médium-aigu ayant un rendement plus compatible avec celui du pavillon. Mais parons au plus pressé !

I - Etudes théoriques

Plus une surface émissive est importante, plus grave est le son émis ; cela nous le savons d'expériences. Mais la proposition inverse est tout aussi vraie, à savoir que plus la fréquence du son à reproduire est basse, plus grande doit être la surface qui l'émet. Plus précisément, on démontre que la circonférence de la membrane émissive (si elle est ronde) doit être supérieure à la longueur d'onde du son à émettre, pour que celui-ci soit rayonné correctement. La petitesse de la membrane d'un haut-parleur lui interdit donc de rayonner convenablement les sons graves. Le pavillon intervient alors comme un transformateur acoustique en substituant à la membrane, la surface émissive de sa bouche dont on peut fixer la valeur en fonction des fréquences à reproduire.

Pour un son de 60 Hz, dont la longueur d'onde est de :

$$\lambda = \frac{344}{60} \approx 5,7 \text{ m}$$

il faudrait une surface de bouche d'environ

$$S = \frac{\lambda^2}{4\pi} \approx 2,60 \text{ m}^2$$

2,60 m², voilà une valeur absolument inhabituelle, même dans la production outre-atlantique, pourtant friande de gigantisme. Il paraît qu'une telle surface n'est pas indispensable pour reproduire l'extrême-grave : qu'en utilisant les murs et le plafond de la pièce pour prolonger l'amorce d'un pavillon, on peut même obtenir du 30 Hz. Peut-être est-ce vrai et c'est tant mieux, car s'il prolonge une amorce de pavillon, tels que nous les connaissons, murs et plafonds prolongeront tout aussi bien un pavillon entier !

C'est cette fréquence de 60 Hz que nous fixons comme limite

inférieure de la bande passante du pavillon. Elle peut paraître relativement élevée, mais puisque compromis il y a, prenons en un qui soit réaliste. Et puis, nous estimons qu'un 60 Hz proprement reproduit est bien suffisant pour remuer les tripes les plus endurcies. Et laissons aux électroniques blasées leurs surenchères à 5, voire à 0 Hz.

Soit donc un pavillon de section S, définie par la relation : $S = S_g e^{mx}$ où m, est une constante à déterminer suivant les caractéristiques du pavillon, S_g, la surface de sa gorge et x la distance de la section S à la gorge S_g.

Avec cette expression de S, l'équation différentielle de propagation du son dans le pavillon s'écrit :

$$\frac{d^2 p}{dt^2} - C^2 m \frac{dp}{dx} - C^2 \frac{d^2 p}{dx^2} = 0$$

où p (x, t) est la pression sonore supposée homogène sur toute la section S au point x et C est la vitesse du son prise égale à 344 m/s dans toute la suite. La variable représente le temps. En régime permanent, une solution à cette équation est :

$$p(x,t) = p e^{-\frac{mx}{2}} e^{-\frac{i x \sqrt{4k^2 - m^2}}{2}} e^{i\omega t}$$

$$\text{où } k = \frac{2\pi}{\lambda} = \frac{\omega}{c}$$

Si ρ₀ est la densité de l'air, la vitesse volumique U de l'air est :

$$U = \frac{S}{i\omega\rho_0} \frac{dp}{dx} = \frac{S}{i\omega\rho_0} x \dots$$

$$\left[\frac{m}{2} + \frac{i\sqrt{4k^2 - m^2}}{2} \right] p(x,t)$$

On en déduit l'impédance acoustique en un point x du pavillon :

$$Z_a = \frac{P}{U} = \frac{2\omega\rho_0}{S(m + i\sqrt{4k^2 - m^2})}$$

$$= \frac{\rho_0 c}{S} \left[\sqrt{1 - \frac{m^2}{4k^2}} + i \frac{m}{2k} \right]$$

Pour $m \gg 2k$, la quantité sous radical :

$$1 - \frac{m^2}{4k^2}$$

est négative et l'impédance Z_a devient purement imaginaire : le pavillon cesse de transmettre efficacement l'énergie acoustique. C'est là un résultat bien connu, en particulier en électricité. La valeur limite $m = 2k = 4\pi/\lambda$ s'obtient pour la fréquence f_c = mc/4π, appelée pour cette raison fréquence de coupure.

Remarquons que le module de l'impédance Z_a est inversement proportionnel à la section S. L'adaptation d'impédance pour un bon rendement est alors possible d'une part, avec le haut-parleur grâce à la valeur de S_g, et d'autre part avec l'air ambiant en donnant à la bouche une surface suffisamment grande. Vu sous cet angle, le pavillon apparaît comme un transformateur d'impédance.

Dans la figure 1, sont représentées la résistance et la réactance de Z_a en fonction de f/f_c. La bande passante du pavillon correspond aux fréquences pour lesquelles la résistance de Z_a n'est pas nulle. De plus, afin que 60 Hz ait une amplitude suffisante, nous fixons f_c à 50 Hz.

Ces résultats ne sont cependant valables que pour un pavillon idéal, de longueur infinie. Que se passe-t-il lorsque sa longueur est finie ? D'après les travaux d'Olson nous présentons les graphes de la résistance et de la réactance de Z_a pour une surface de bouche d'environ 2,30 m² sur la même figure 1. Nous constatons que le pavillon se comporte déjà comme un pavillon infini, les deux bosses de résonance entre 50 et 100 Hz étant bien amorties. 2,30 m² sera la surface de bouche retenue.

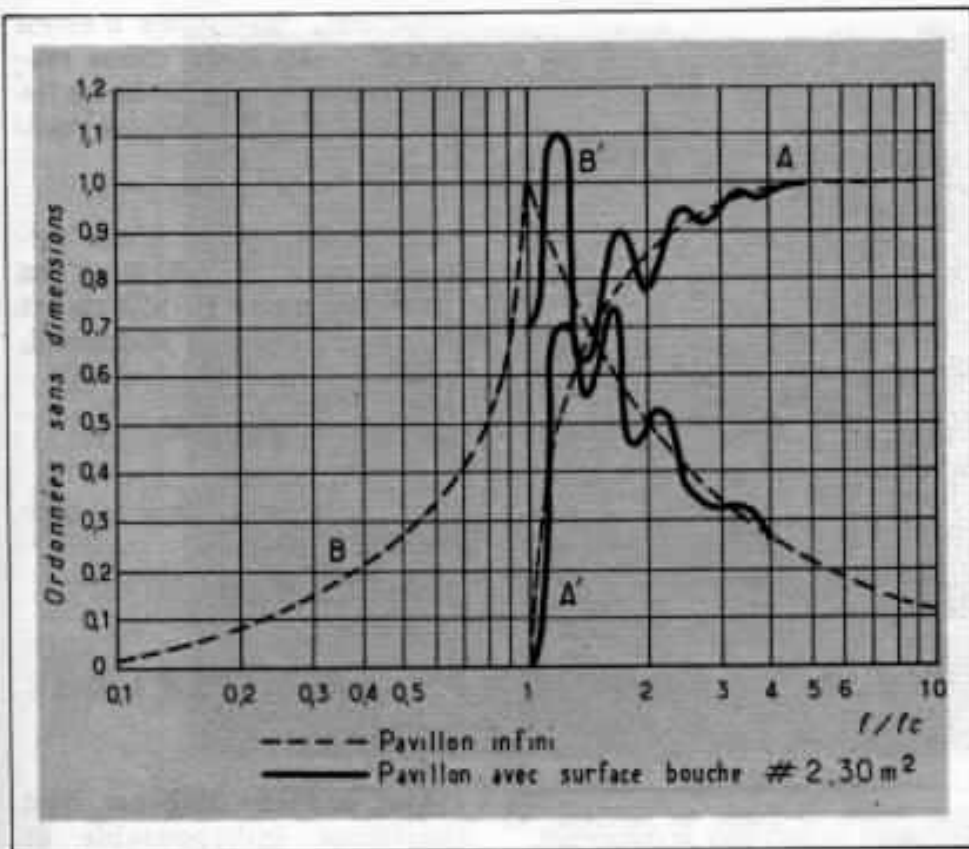


Fig 1 - Graphe de la résistance (A) et de la réactance (B) à la gorge du pavillon

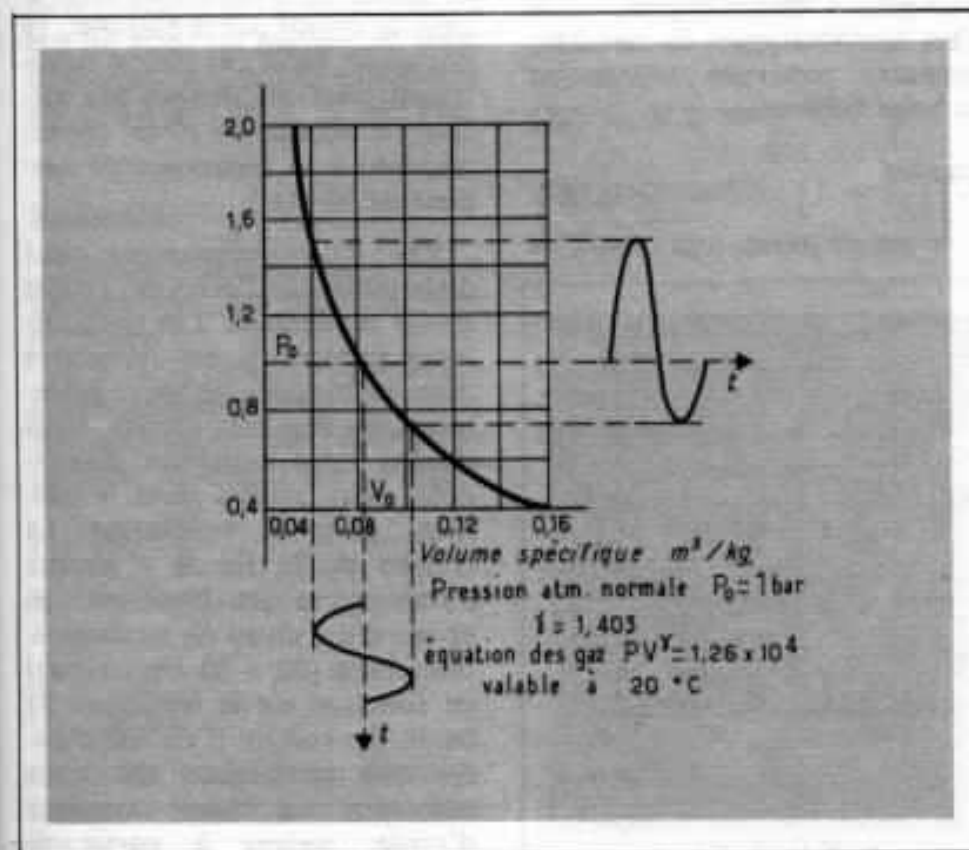


Fig 2 - La relation de la pression en fonction du volume n'étant pas linéaire, la distorsion dans un tuyau dont la section est constante croît très rapidement avec le niveau.

Distorsions non linéaires

Nous savons que la pression de l'air p exprimée en bars et son volume V spécifique exprimée en m^3/kg sont liés par la relation :

$$(1) PV^{1,4} = 1,26 \cdot 10^4$$

Le graphe (y) de la relation (1) n'étant pas une droite, il se produit une distorsion que la figure 2 fait comprendre clairement. Dans un tuyau dont la section est constante, la distorsion croît très vite. Dans un pavillon exponentiel, heureusement, la section augmentant à mesure que le son s'éloigne de la gorge, son amplitude fondamentale décroît, de sorte que la distorsion de la 2^e harmonique ne croît pas linéairement avec la distance.

D'après le graphique de la figure 3, nous voyons d'une part que la distorsion diminue favorablement avec la fréquence. D'autre part, que même à 200 Hz et pour un niveau acoustique très élevé de 110 dB (PWL re $10^{-13}W$), correspondant à une pression de $310^{-5} W/cm^2$ avec $S_g = 352 cm^2$, le taux de distorsion de la 2^e harmonique est encore inférieur à 0,1 %. Il faudrait atteindre le seuil de la douleur (140 dB) pour que ce dernier approche de 1 %.

On peut donc négliger les distorsions dues à la nature du pavillon elle-même. Restent alors des distorsions de deux sortes. D'abord les vibrations des parois du pavillon introduisent une « coloration » d'autant plus importante que les dimensions des panneaux sont grandes. Il est essentiel de les réduire. Nous y parviendrons grâce aux doubles parois remplies de sable, dont la couche sera d'une épaisseur de 1 cm. Cependant, au cas où le pavillon doit fonctionner à forte puissance dans une grande salle, il y a lieu de porter cette épaisseur à 2 cm ou plus.

En dernier lieu, il s'agit des distorsions engendrées par le

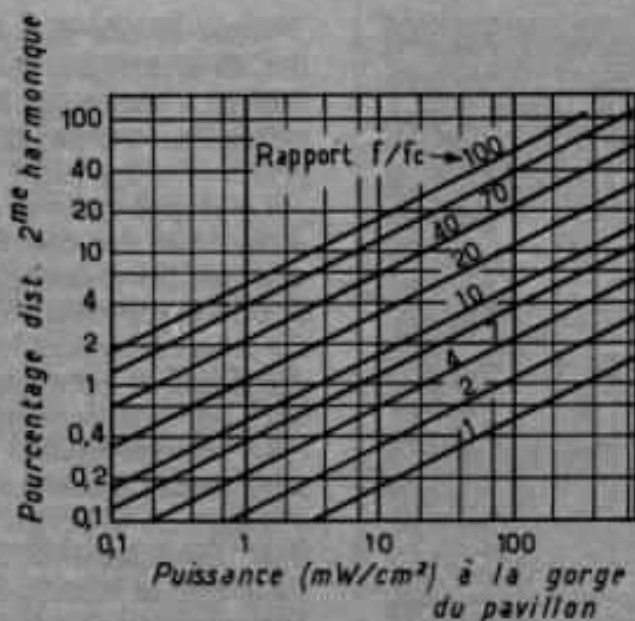


Fig 3 - Cas d'un pavillon exponentiel. La distorsion décroît avec la fréquence.

haut-parleur lui-même. Nous allons voir que grâce au pavillon, elles seront très minimisées. A n'en pas douter, nous tenons là le meilleur atout du pavillon. En effet, à un niveau de puissance électrique donné, un haut-parleur distord d'autant moins qu'il est bien «chargé», c'est-à-dire que sa membrane ne vibre pas «à vide», dans l'affolement général, tout comme dans un moteur. Et la charge acoustique se mesure au rayonnement de l'énergie sonore. Nous verrons que dans notre cas, et à ce point de vue, nous pourrions compter sur un rendement exceptionnel, dépassant les 28 %. Comme pour un niveau sonore donné, rendement élevé signifie puissance électrique réduite donc distorsions encore moindres... (fin du raisonnement !)

Ainsi, rendement et qualité vont de pair. La chose est suffisamment rare pour être soulignée.

Le haut-parleur se trouve donc placé, grâce au pavillon, dans des conditions très favorables pour délivrer ses watts acousti-

ques. Il ne faudrait pas chercher ailleurs, nous semble-t-il, la raison des graves cotonneux et des sous-graves asthmatiques, si ce n'est fantomatiques de certaines enceintes pourvues néanmoins de bons boomers.

Coudes

Avant de passer aux calculs de

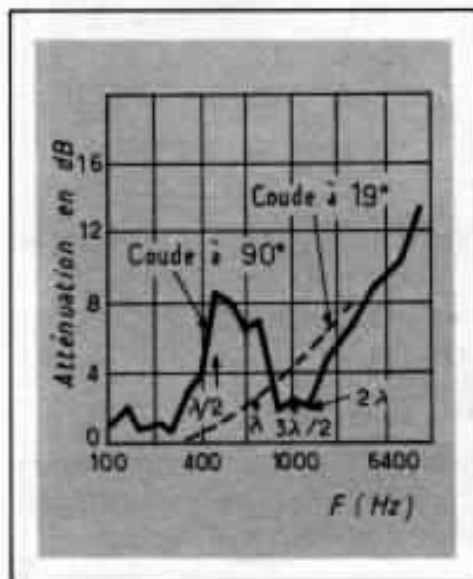


Fig 4 - Atténuation pour deux types de coudes en fonction de la fréquence.

rendement, examinons d'abord un autre aspect du même problème, celui qui, précisément risquerait d'en fausser le plus l'estimation.

Dans l'hypothèse d'une surface de bouche de $2,30 \text{ m}^2$, d'une surface de gorge de 352 cm^2 et d'une fréquence de coupure f_c égale à 50 Hz d'où :

$$m = \frac{4\pi f_c}{344} \approx 1.8265$$

la longueur du pavillon est donnée par :

$$e_{ml} = \frac{23000}{352}$$

$$l = \frac{1}{m} \log_e \frac{23000}{352} \approx 2,29 \text{ m}$$

Avec une telle longueur, il est quasiment indispensable de replier le pavillon (d'où les coudes) pour pouvoir le loger dans une pièce ordinaire, à moins de le situer sous le toit d'une maison de façon qu'il débouche dans la salle de séjour par le plafond ; ce qui serait idéal car rien n'empêcherait alors de donner une surface de bouche de 10 m^2 correspondant à la fréquence de coupure de 30 Hz !

Peu de renseignements sont disponibles sur l'effet des coudes sur le rendement. Les constructeurs feraient-ils des recherches dans ce domaine qu'ils en garderaient les résultats secrets. Nous devons nous contenter d'extrapoler ceux utilisés dans le bâtiment pour la ventilation. La courbe de la figure 4 montre l'atténuation du bruit par un coude d'un tuyau de section rectangulaire ($20 \times 30 \text{ cm}$ environ) en fonction de la fréquence du bruit. On voit qu'il y a lieu d'éviter que la largeur du coude n'excède la demi-longueur d'onde, valeur à partir de laquelle l'atténuation devient excessive. Nous nous efforcerons de réduire le nombre de coudes et de les placer aussi près de la



Le pavillon en cours de construction.

gorge que possible. Pour fixer les idées, avec deux coudes de largeur inférieure à 25 cm. la perte de rendement se situerait entre 2 et 3 dB pour les fréquences dont la longueur d'onde est supérieure à $0,25 \times 4 = 1 \text{ m}$ ($f \leq 340 \text{ Hz}$).

Rendement

Abordons maintenant l'aspect spectaculaire du pavillon, son rendement.

Si E est la puissance électrique maximale disponible et si P est la puissance acoustique reçue par le pavillon, le rendement r s'écrit :

$$r = 100 \times \frac{P}{E}$$

E s'exprime simplement par la formule :

$$E = \frac{V^2}{R_h \times 4}$$

où R_h est la résistance du haut-parleur et V la tension à ses bornes.

Les choses se compliquent lorsqu'on veut évaluer la puissance acoustique p. L'explicitier équivaldrait à exposer une

grande partie de la théorie de l'acoustique. Contentons-nous de la formule suivante qui résulte déjà d'une première approximation :

$$(2)p = B^2 I^2 V^2 \frac{S_g}{\epsilon_0 C S_m} / \left[B^2 I^2 \frac{S_g}{\epsilon_0 C S_m} + 2 R_h \left(1 + \frac{S_g}{S_m} \right) \right]^2$$

où Bl est le facteur de force du haut-parleur et S_m la surface utile de sa membrane. Le rendement r devient :

$$r = \frac{100 B^2 I^2 R_h S_g}{\epsilon_0 C S_m^2 \left[R_h + \frac{S_g}{S_m} \left(R_h + \frac{B^2 I^2}{2 \epsilon_0 C S_m} \right) \right]^2}$$

Si, de plus, nous posons :

$$\frac{S_g}{S_m} = a, \text{ alors}$$

$$r = \frac{100 B^2 I^2 R_h a}{\epsilon_0 C S_m \left[R_h + a \left(R_h + \frac{B^2 I^2}{2 \epsilon_0 C S_m} \right) \right]^2}$$

devient une fonction de la variable a. De là à optimiser le rendement r en fonction de a, il n'y a que le temps d'une différentiation de r par rapport à a ; il vient :

$$a_{opt} = \frac{R_h}{R_h + \frac{B^2 I^2}{2 \epsilon_0 C S_m}}$$

Prenons un haut-parleur de 31 cm aux caractéristiques suivantes :

$$Bl = 24,87 \text{ wb/m}^2 ;$$

$$S_m = 460,92 \text{ cm}^2 = 0,046092 \text{ m}^2 ;$$

$$R_h = 6,8 \Omega$$

Il s'agit du Siare SPCT.

On obtient d'abord :

$$a_{opt} = 0,2915$$

d'où : $S_g = S_m \times a_{opt} = 134,37 \text{ cm}^2$
 et : $r_{opt} = 35,42\%$.

Ce rendement optimal est atteint avec une surface de gorge de $134,37 \text{ cm}^2$, soit une longueur de pavillon de 2,81 m. Nous avons vu que cette dernière est ramenée à 2,29, soit une valeur de S_g de 352 cm^2 . Un calcul rapide montre que le rendement tomberait alors à 28,33 %. Dans

la mesure où le problème de puissance acoustique ne se pose pas, nous acceptons volontiers cette perte pour raccourcir le pavillon. De toutes façons, rien n'empêche de remplacer par la suite un 31 cm par un 36 cm ou même un 38 cm aux caractéristiques telles que le rendement dépasse les 40%.

En définitive, si l'on admet la présence de deux coudes près de la gorge et compte tenu des vibrations résiduelles qui absorbent de l'énergie et des approximations théoriques, nous pouvons estimer le rendement réel à 10 % environ. Ce taux reste encore remarquable comme l'exemple suivant nous l'illustre.

Prenons l'enceinte Altec modèle 19, considérée comme l'une des plus puissantes, si ce n'est la plus puissante, sur le marché : un 38 cm, chargé par un système bass-reflex. Dans un banc d'essai récent (Rds n° 303), nous avons relevé une sensibilité de 90 dB à 1 m, à 500 Hz pour 2,2 V aux bornes, soit une puissance électrique de 0,32 W pour une impédance réelle de 15 Ω. A 0,086 m, cette sensibilité s'élèverait à :

$$\frac{1}{0,086} \# 23,54$$

$$90 + (6 \times 3,54) = 111,2 \text{ dB}$$

Or, nous savons qu'à cette distance de 0,086 m, le niveau de puissance acoustique se déduit du niveau de pression acoustique en retranchant à ce dernier 0,5 dB, soit :

$$111,2 - 0,5 = 110,7 \text{ dB}$$

ou encore :

$$1,175 \cdot 10^{-2} \text{ W acoustique}$$

Le rendement à 500 Hz du modèle 19 est donc :

$$r = \frac{100 \times 1,175 \times 10^{-2}}{0,3226} \# 3,6\%$$

D'après la courbe de réponse, on peut estimer que c'est aussi le rendement global dans la bande 50 - 200 Hz.

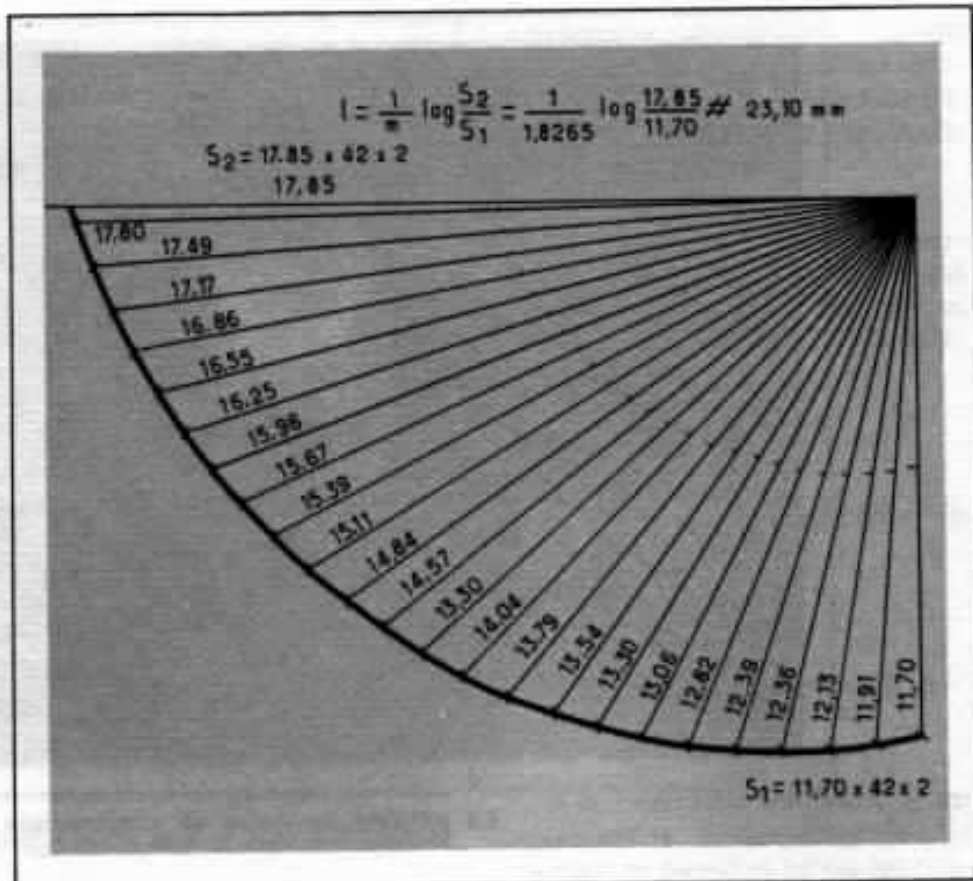


Fig 5 - Forme d'un coude à 90° obtenu par un traçage pas à pas.

En réalité, pour obtenir ce rendement de 10 %, un dernier obstacle reste à surmonter : faire en sorte que toute l'énergie rayonnée par la face arrière de la membrane du haut-parleur passe dans la gorge du pavillon. Telle est la signification de la formule (2) donnant le rendement. Pour y parvenir, nous nous servons d'une enceinte close pour charger la face arrière du haut-parleur. Dans la bande 50-200 Hz, un volume inférieur à 150 l garantit que l'impédance acoustique de l'enceinte close est quasi-imaginaire, et cette dernière agit comme un ressort et renvoie toute l'énergie qu'elle reçoit dans la gorge du pavillon.

II - Conception du pavillon

De la partie théorique, nous avons retenu, pour notre pavillon, les caractéristiques suivantes :

— Surface de gorge 352 cm²

— Surface de bouche 2,30 m²
— Fréquence de coupure 50 Hz, d'où une longueur du pavillon de 2,29 m.

Pour qu'il soit transportable, un objet d'un tel encombrement doit se composer d'éléments séparables dont les dimensions elles-mêmes sont conditionnées par la largeur des ouvertures telles que porte d'ascenseur, etc... Dans notre cas, il apparaît suffisant que chaque élément présente une dimension inférieure à 67 cm. Disons tout de suite, qu'un seul élément sur cinq composant le pavillon n'a pu satisfaire à cette condition. Encore s'agit-il du plus léger et du moins encombrant, ce qui lui a permis de rejoindre les quatre autres par l'escalier très facilement.

Dans la salle (de séjour), nous plaçons la bouche du pavillon sous le plafond, de façon à minimiser au mieux son encombre-

ment. Précisons que l'espace entre le plafond et le bord de la paroi frontale est supérieur de 1 m^2 à la surface de bouche du pavillon afin de permettre à ce dernier de rayonner correctement l'énergie sonore.

La position du pavillon est donc pratiquement verticale ; il est alors naturel de faire appel à la pesanteur pour l'assemblage des éléments ; l'étanchéité des joints est assurée par des bourrelets de mousse. La fixation de l'enceinte close sur la pavillon nécessite 16 vis.

Reste à donner au pavillon une forme plaisante ; ceci dans les limites tracées par la fonction exponentielle, cela va de soi. Pour cela, nous pouvons jouer sur le rapport entre les deux dimensions d'une section. L'expérience a montré que les possibilités de formes sont suffisamment nombreuses pour que chacun puisse être relativement satisfait.

A titre documentaire, on trouvera dans les figures 6, 7, 8 et 9, les cotes auxquelles nous nous sommes arrêtés après quelques séries de calculs. Pour ces calculs, il est absolument indispensable de connaître la longueur équivalente des deux coudes. Nous avons pris pour longueur équivalente, la longueur de l'axe médian du coude. Pour obtenir cette valeur, un traçage « pas à pas » d'un coude (figure 5) a donné la solution. Ainsi le premier coude vaut $15,8 \text{ cm}$ et le 2^e, $23,1 \text{ cm}$. A titre de curiosité, nous avons obtenu auparavant 16 cm et 23 cm respectivement en mesurant avec une ficelle des coudes tracés au jugué.

Pour faciliter une construction assez complexe, la paroi latérale gauche est constamment perpendiculaire à la paroi verticale du fond. Seule la paroi latérale droite est une surface courbe ; elle permet au pavillon d'être réellement exponentiel.

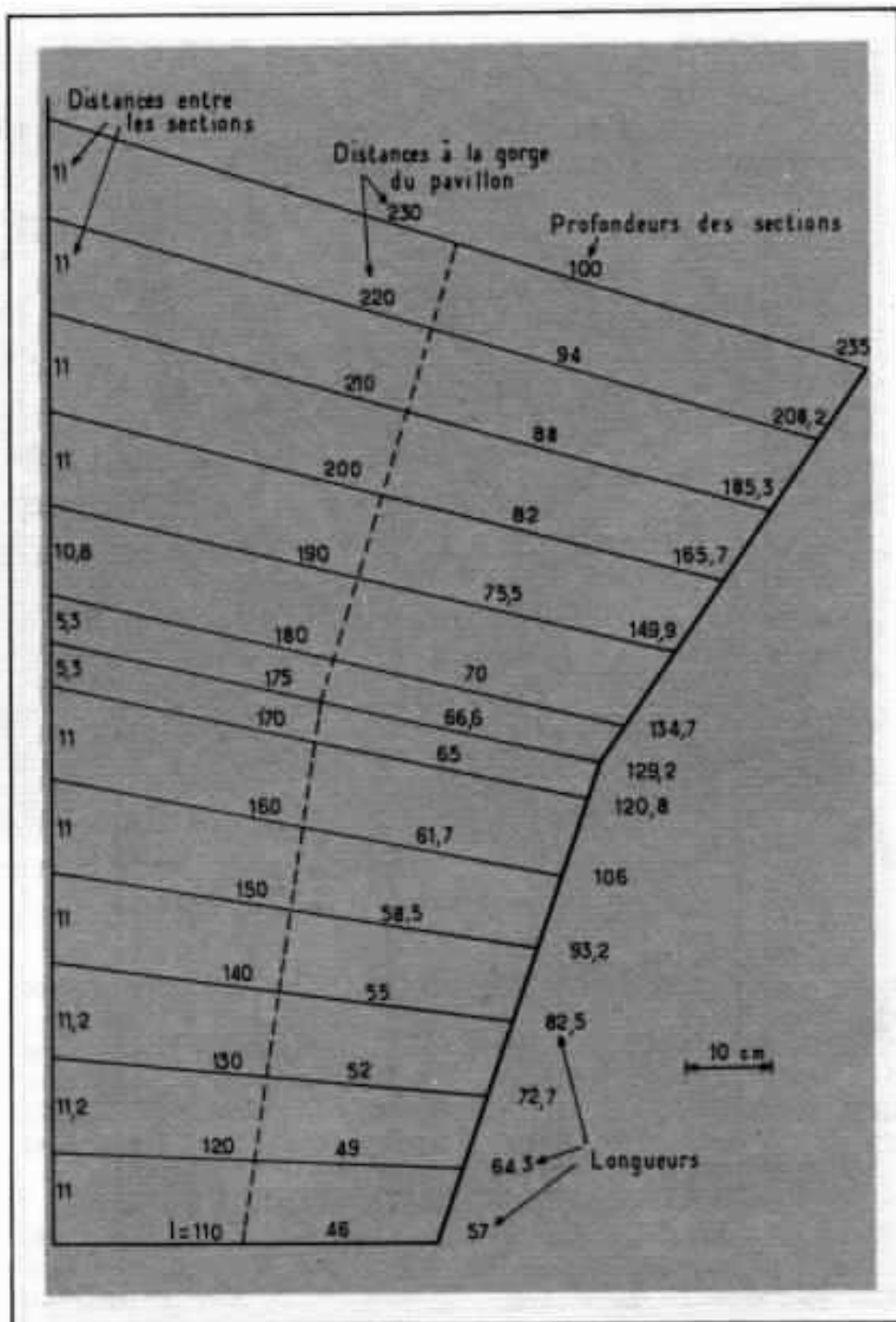


Fig 6 - Section du pavillon suivant AB

Les différentes inclinaisons des portions de parois planes provoquent inévitablement deux discontinuités dans la courbure de la paroi droite. Il se créerait ainsi deux « creux » qui seraient non seulement inesthétiques, pour notre goût, mais qui compliqueraient en outre une construction déjà délicate. La solution que nous retenons consiste en la présence de cloisons dont

les sections sont calculées de façon à compenser exactement le comblement des « creux » (photo). Par ailleurs, ces cloisons contribuent efficacement à la lutte contre les vibrations des parois. Cette même idée est à l'origine de l'exponentialisation de la portion de pavillon comprise entre les deux coudes dans l'élément A (figures 7 et 9).

Répetons que la forme du

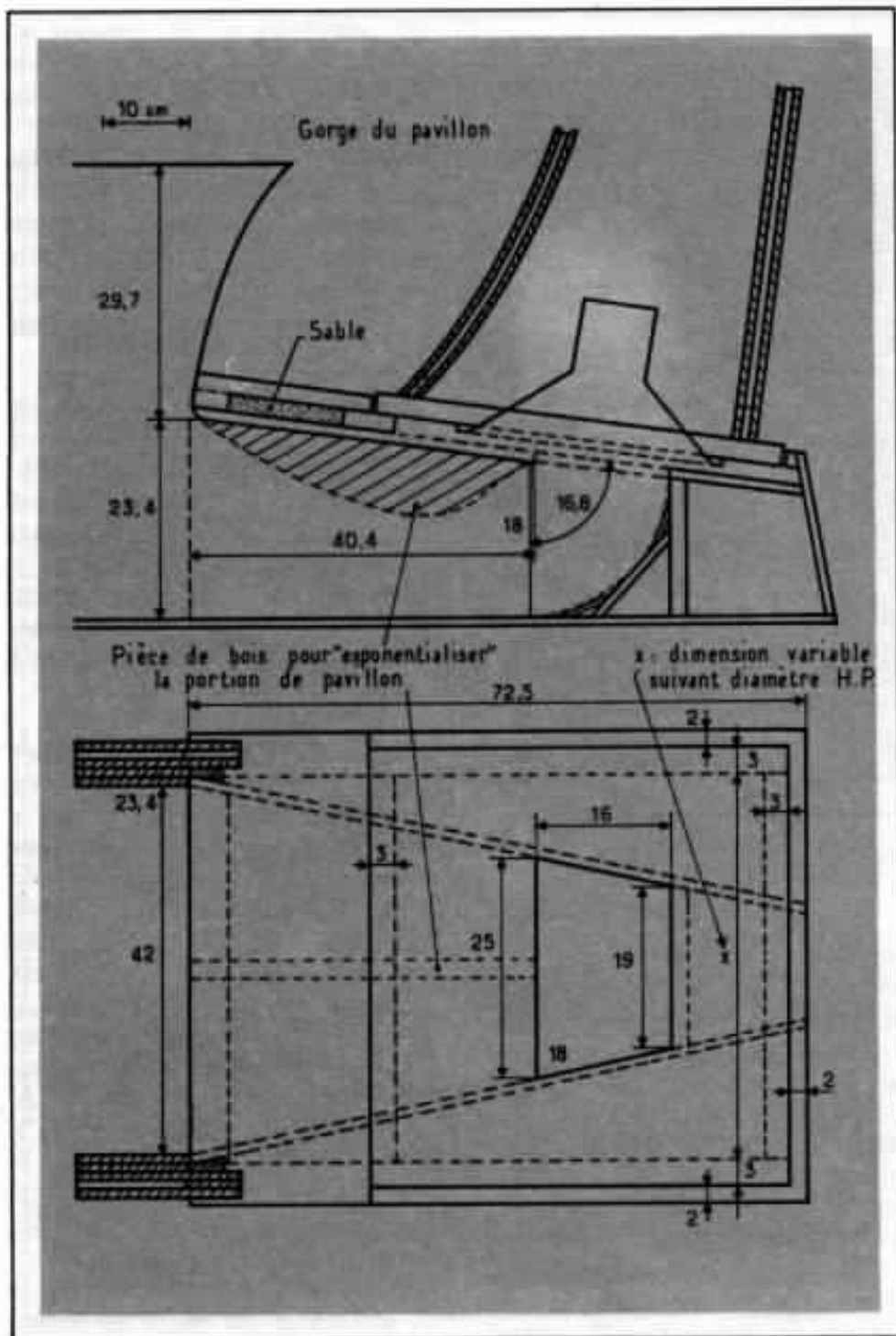


Fig 7 - Gorge du pavillon.

pavillon que nous avons choisie résulte d'un compromis (hauteur sous le plafond 2,5 m, largeur du mur : 2,72 m). Il ne faudrait pas hésiter, dans des circonstances plus favorables, à porter la surface de bouche à plus de 3 m² et celle de la gorge à moins de 250 cm², et de ne garder qu'un coude. On obtiendrait ainsi un pavillon pratiquement infini dont le rendement effectif dépass-

serait largement 25 % (un coude exponentiel devrait atténuer beaucoup moins le rayonnement qu'un coude rectangulaire, c'est intuitif !), sans oublier des possibilités encore plus nombreuses quant à la forme du pavillon.

III - Construction du pavillon

Maintenant, nous sommes

prêts à passer aux choses matérielles.

Il y a lieu de prendre en une fois, 6 grands panneaux de contreplaqué 10 mm, pris dans un même lot ; leur épaisseur sera ainsi identique. Pour les surfaces courbes, du 5 mm conviendra, à condition de pouvoir disposer de serre-joints de grandes dimensions (1,80 m environ) ; sinon, du 3 mm. Un rabot-dégauchisseur électrique sera presque indispensable car la plupart des assemblages se feront de biais. De toutes façons la paroi courbe de l'élément B nous donnera l'occasion d'exercer nos talents manuels. En effet, la préparation des tranches courbes sur lesquelles sera collé le contreplaqué de 5 mm se fera obligatoirement à la râpe. Leur alignement mutuel sera vérifié à la règle. Réflexion faite, le terme «obligatoire» ci-dessus utilisé, a peut-être été avancé prématurément. Il ne s'appliquera certainement pas aux amateurs de surfaces planes... Dans ce cas, on procédera comme pour l'autre paroi latérale. La perte de qualité qui en résultera sera négligeable en regard de la simplification d'exécution. Mais alors que deviendrait le privilège de bricoleurs de pouvoir s'offrir des luxes que des industriels même puissants, ne peuvent se permettre ?

Deux litres de colle à bois s'avèront à prévoir. Pour renforcer le contre-plaqué trop tendre, on encollera généreusement les parties à assembler et on laissera à la colle le temps (10 minutes environ) de bien pénétrer le bois.

La forme des pièces sera tracée directement sur le contre-plaqué. Naturellement, on s'arrangera pour qu'il y ait le moins de chutes possibles, chutes qui serviront d'ailleurs à fabriquer des tasseaux d'armature des doubles parois. Sur les grandes pièces, on placera des tasseaux supplémentaires, de préférence aux endroits où prendront appui les cloisons,

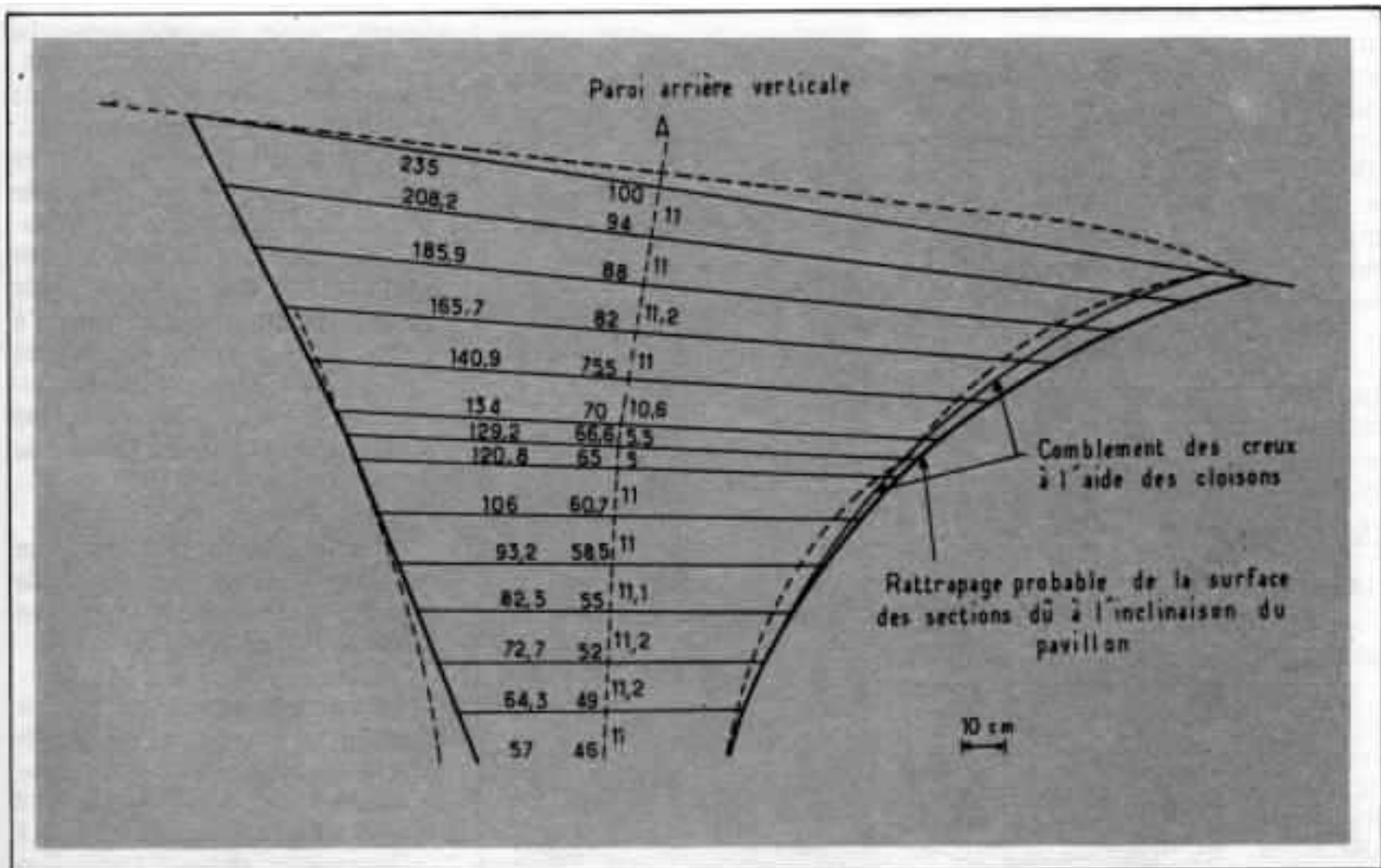


Fig 8 - Paroi arrière verticale.

afin d'empêcher le sable de les déformer plus tard.

L'emboîture des éléments se fera grâce aux rainures (en bas) et languettes (en haut) que l'on obtiendra en déplaçant de 1 cm certains tasseaux. Il ne sera pas indispensable de prévoir rainures et languettes dans les parois latérales. Une ou deux ouvertures dans les tranches supérieures des doubles parois (7,8 cm de long) permettront de les sabler. Chacune de ces parois doubles sera préparée à l'avance, à l'exception de celles qui seront frontales dans les éléments C et D. En effet, la présence des cloisons nécessitera peut-être des ajustages par incurvation de ces pièces, ce qui sera malaisé avec des parois doubles rigides. On assemblera donc d'abord les parois intérieures munies des tasseaux-armatures.

Les éléments A, B, C, D,

seront construits dans cet ordre. Un élément sera assemblé directement sur celui qui vient d'être terminé. De cette façon, l'emboîture sera parfaite, de plus les travaux en seront facilités.

Les éléments C et D seront réunis par vissage des rainures-languettes (figure 9) et de la cloison centrale.

Dans les cas délicats, on donnera aux dimensions quelques millimètres supplémentaires que l'on pourra toujours supprimer le cas échéant en rognant ou en calculant en conséquence la section des cloisons concernées. De cette façon, il sera facile de rendre l'erreur relative des dimensions inférieures à 10^{-3} . En tenant compte des approximations théoriques, on pourra estimer l'approximation par rapport à un pavillon idéal à 10^{-2} près. Dans cette approximation, la plus grande part des erreurs sera

due à l'inclinaison du pavillon vers la droite. Cette inclinaison rendra les cloisons trapézoïdales. La diminution de la largeur de la paroi latérale droite nécessitera l'apport d'un ajout d'une douzaine de centimètres (fig. 8) vers la droite du pavillon permettra de respecter la valeur exacte des sections exponentielles. Pour cet ajout, le plus simple sera de le mesurer après positionnement des pièces.

Les coudes seront construits par approximations successivement (figures 7 et 9). La courbure d'un coude sera tracée par avance sur les parois verticales, avant tout assemblage. L'étanchéité des joints sera assurée par un mastic à base de caoutchouc synthétique.

IV - Résultat d'écoutes

Le volume de la salle de séjour

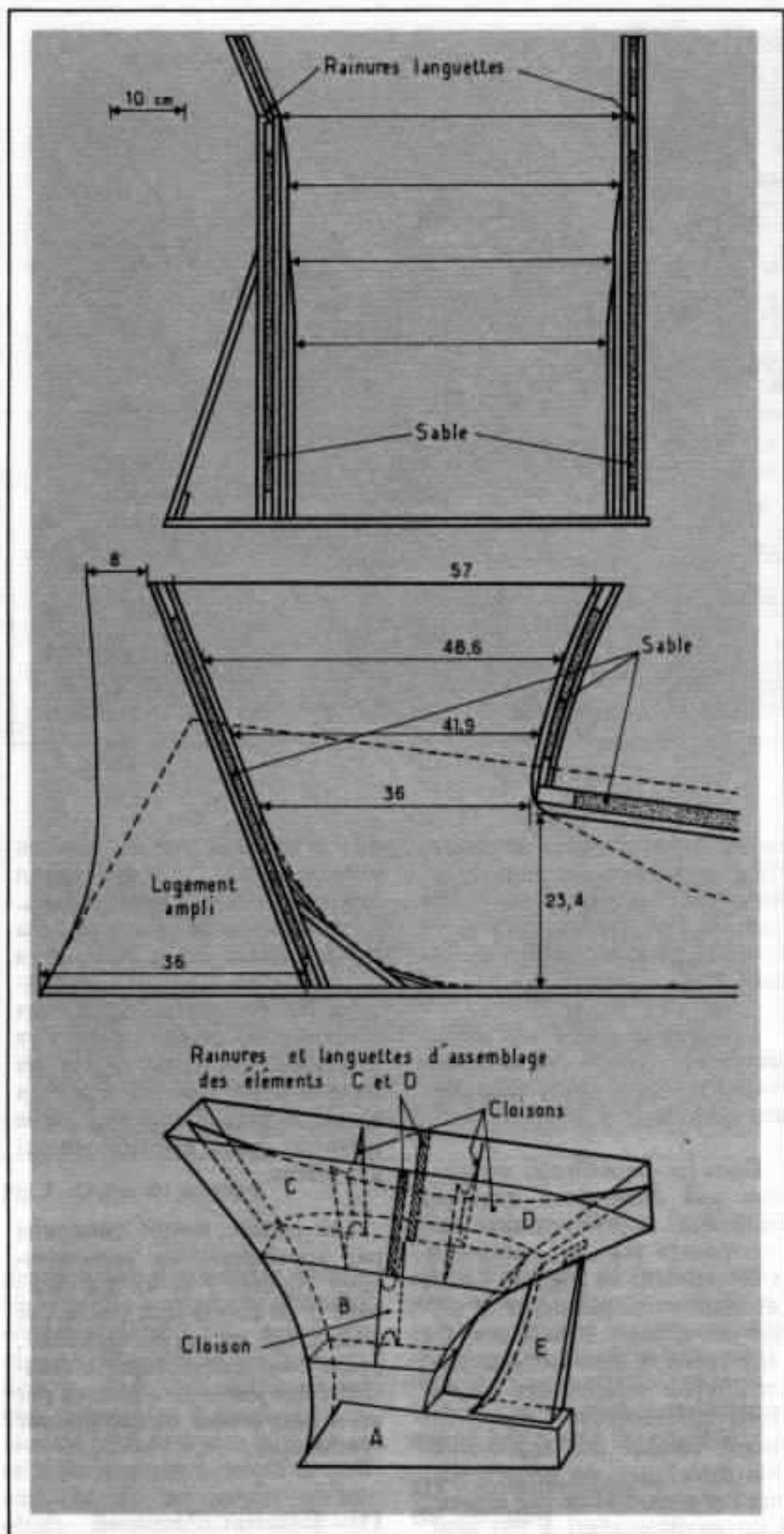


Fig 9 - Détail de la construction.

(correctement amortie) approche les 120 m'. Chacun des 2 satellites est un baffle plan équipé de trois cellules Orthophasé. La fréquence de coupure des baffles (200 Hz environ) est aussi celle du filtre électronique de construction personnelle. Des parois sablées et des épaisseurs de paroi, très importantes, (jusqu'à 8 cm d'aggloméré) expliquent leur poids (28 kg). Ceci est primordial lorsque l'on recherche une restitution sonore dépourvue de coloration.

Chaque groupe d'Orthophasé est alimenté par un ampli de 50 W construit d'après un schéma du constructeur.

Le pavillon est équipé pour le moment d'un vieux Warfedale 31 cm qui a connu un passé pour le moins tourmenté : on lui a ôté son tweeter coaxial et remplacé sa suspension mousse tombée en poussière au bout de 12 ans de service par une suspension du 31 cm Cabasse. Il a roulé sa bosse d'une enceinte à l'autre, et à chaque fois, a ramassé tournevis, clous, pinces diverses, si bien que nous ne jurons pas que son aimant a gardé son ardeur d'antan. Bref, tout ceci pour dire que le mariage pavillon haut-parleur est loin d'être harmonieux. Une voie du Quad 303 se charge de réveiller le vieux Warfedale. Avec une impédance nominale de 16 Ω , il ne doit pas recevoir plus de 30 W dans le meilleur des cas.

Avant toutes estimations de rendement, notons que le gain de chaque voie du filtre a été ajusté à la tension nominale de chaque ampli. Le potentiomètre des graves n'a été étalonné qu'après plus de neuf mois d'écoute, pour les besoins de cet article.

Le gain des médium-aigu étant au maximum, le rapport égal à deux des résistances du potentiomètre grave implique un écart de



La fin des travaux approche. Découpage du merisier pour le placage

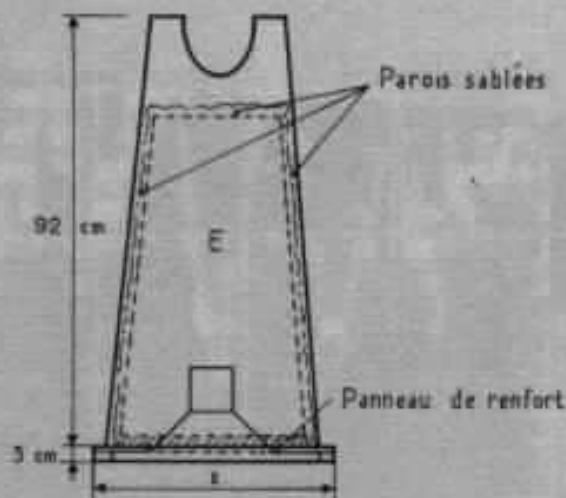


Fig 10 - Fixation du haut-parleur.

sensibilité de 6 dB en faveur du pavillon. A ces 6 dB il faut ajouter 2 dB pour l'écart de puissance des amplis et 6 dB pour l'éloignement double du pavillon. Soit au total 14 dB. Le gain de 20 dB évoqué au tout début de l'article sera donc assuré en remplaçant de Warfedale par le Siare 31 cm SPCT et le Quad 303 par un ampli de 120 W sur 12 ohms.

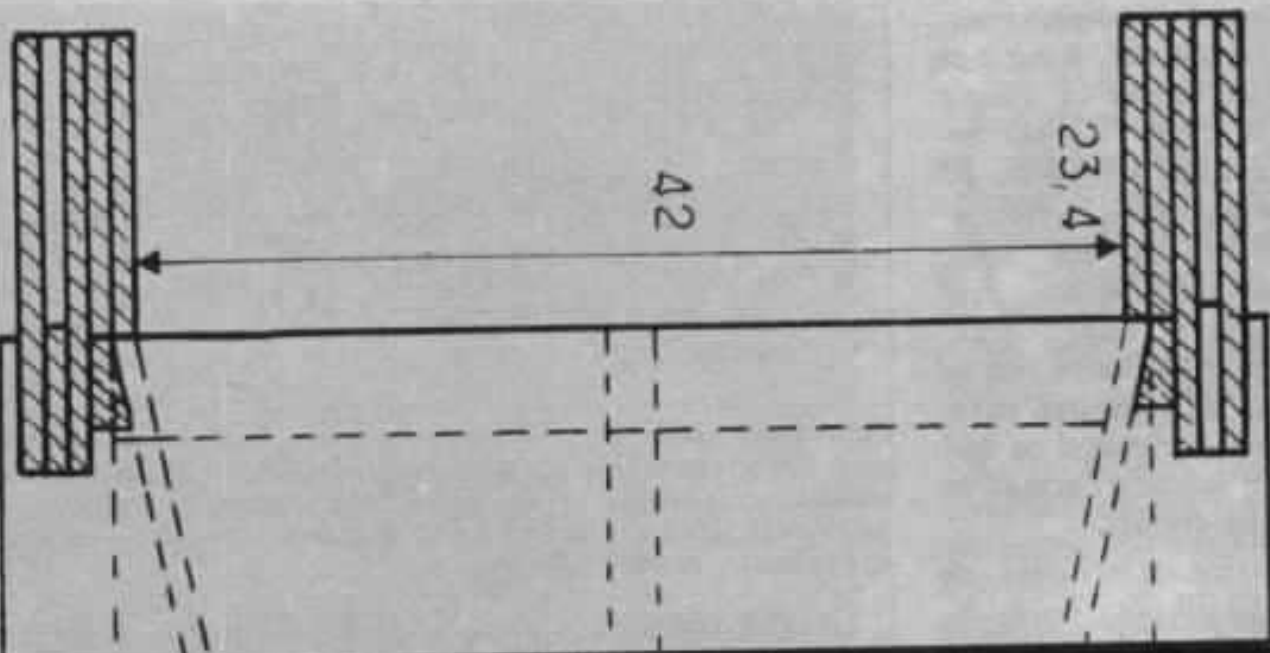
En termes concrets, et sous ces dernières hypothèses, un tel potentiel d'énergie sonore requerrait $100 \times 6 = 600$ cellules Orthophase alimentées par $100 \times 50 = 5$ kw électriques ! Et pourtant, la sensibilité des orthophase est loin d'être faible.

Mais que vaut cette débauche sonore ?

Disons simplement que lorsque l'extrême-grave est présent (ce qui n'est pas si fréquent !) il déferle sur vous par vagues de pression. Elles contribuent grandement au réalisme sonore.

Ces derniers jours, une certaine grève à l'ORTF a été à l'origine d'une retrouvaille aussi heureuse qu'inattendue. Elle a amené sur le plateau un vieux disque oublié dans un coin de la discothèque depuis des années. C'est un disque d'œuvres orchestrales de Gerthwin (RCA 440.514 S). Incroyable, la quantité d'extrême-grave contenue dans ses sillons. Et encore plus incroyable qu'il nous a semblé l'entendre pour la 1^{re} fois.

La conclusion de tout ceci, c'est que, par contre-coup, les rabotages de dynamique dispensés si généreusement par l'ORTF deviennent franchement énerchants. Mais que cela ne vous décourage pas, mélomanes bricoleurs ! Vous qui cherchez à retrouver à domicile ce que vous ressentez au concert lorsque les contrebassistes tirent de toutes leurs forces sur leurs archets. mettez-vous au travail, vous ne serez pas déçus.



Systeme anti-vibratoire pour table de lecture

Gustavo Altieri

L'influence des phénomènes mécaniques dans le résultat globale d'une chaîne haute fidélité a été abordée à plusieurs reprises dans l'Audiophile, en particulier, au niveau du système de lecture. Dans cet article, Gustavo Altieri nous décrit un système d'atténuation des vibrations parasites qui affectent la lecture des disques. Ce système anti-vibratoire est le résultat de nombreux travaux effectués sur un vaste échantillonnage de platines du commerce. Des tests en régime vibratoire ont permis de mettre en évidence des perturbations à caractère répétitif. La réalisation proposée dans ces lignes a pour rôle d'atténuer dans une forte proportion ces perturbations.

Des tests physiques simples mettent en évidence, sans ambiguïté, l'importance des problèmes d'ordre mécanique liés à la conception et à la fabrication des bras de lecture, cellules et platines. Plusieurs articles ont été consacrés aux aspects du comportement vibratoire de l'ensemble du système de lecture bras-cellule. Cependant, dans la perception du message musical, les avis, il y a encore très peu de temps, étaient partagés quant à l'intervention du système d'entraînement lui-même. Les

uns pensaient que les différences audibles étaient imputables en grande partie à la cellule et au bras ; les autres, quant à eux étaient convaincus de l'influence de la platine elle-même et de son système d'entraînement. Dans cet optique, nous avons entrepris une série d'expériences extrêmement précises de sorte à évaluer les influences respectives. L'article paru dans le n°8 intitulé «La mécanique s'entend ! ou le son des platines» donnait les résultats d'une première série d'étude où le seul paramètre modifié,

était le système d'entraînement. La reconnaissance s'est avérée plus évidente qu'on ne pouvait le penser au préalable.

La platine de par sa conception, fait partie intégrante du résultat sonore d'une installation, il introduit sa signature acoustique. Comme nous l'avons mentionné à la fin de l'article, nous avons entrepris une analyse du comportement mécanique des diverses platines. Dans le but de cerner, de la meilleure façon qui soit, certains des paramètres influents, nous

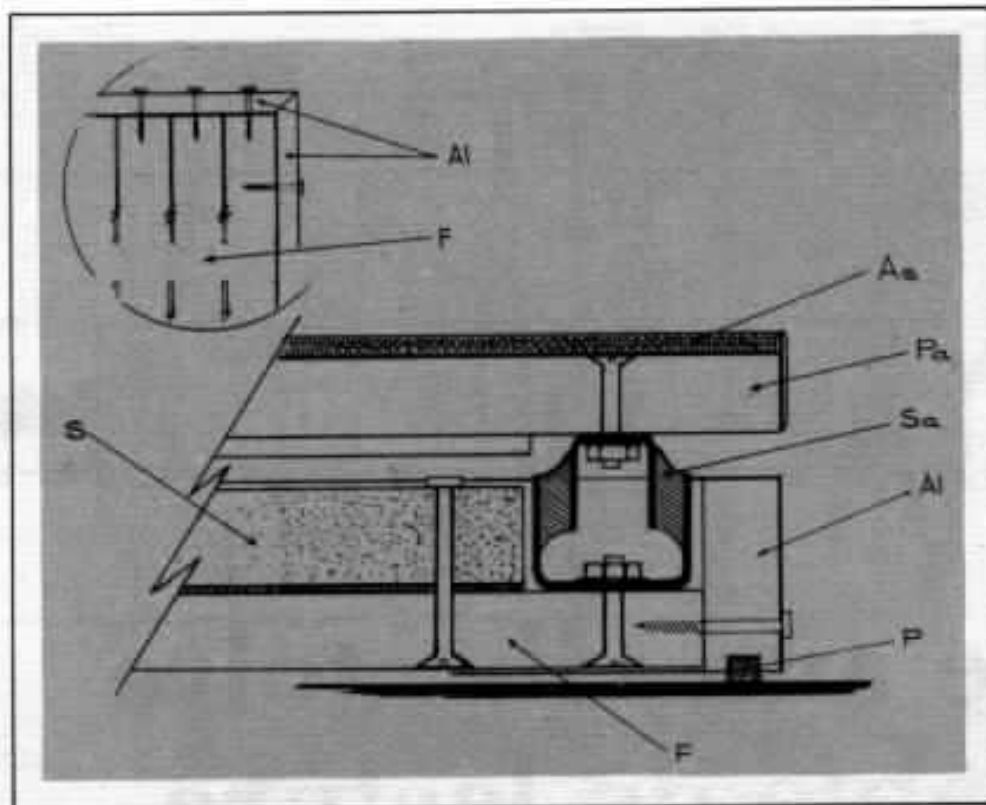


Fig 1 - Détail de la construction.

avons conçu une table telle que la platine soit placée dans des conditions d'isolation mécanique aussi idéales que possible.

Description

Notre table a donc pour fonction d'isoler le système de lecture, des vibrations extérieures. Celles-ci, qui proviennent de l'environnement et du son émis par les haut-parleurs en particulier, peuvent créer de graves perturbations à la lecture. Ces vibrations parasites sont d'autant plus graves qu'elles ne se manifestent pas lors de l'audition, comme une déformation, une distorsion du message retransmis. Il s'agit plutôt de microperturbations à caractère constant, qui placent le phonol lecteur dans des conditions telles qu'il n'est plus apte à extraire toutes les informations du sillon. C'est donc plus une diminution de la quantité d'informations transmises qu'une forme de dis-

torsion particulière. La présente description concerne un appareil conçu pour être associé à des platines lourdes de l'ordre de 10 kg. En effet, comme nous le verrons dans l'article, il n'y a, là non plus pas de solutions miracle, mais des adaptations bien choisies. Pour être plus précis, disons que la capacité de débattement des amortisseurs et leur souplesse font que leur usage ne les destine qu'à une charge précise.

Le dispositif employé est décrit dans sa structure en figure 1. La base de la table est constituée par une ossature latérale (Al) en bois massif. Ce contour est solidement fixé au fond de la table, lequel, (F) est en bois massif et comporte une série de rainures illustrées dans la vue supérieure de la figure 1. Ces rainures contribuent à l'isolement partiel de chacun des secteurs de la plaque, constituant le fond. L'armature latérale comporte quatre échancrures où sont

emboutis les pieds (P), ils sont en caoutchouc et servent à l'appui de la table sur le support où elle est placée. La base de la table est donc creuse, elle est chargée par un stabilisateur monolithique lourd (S), celui-ci repose sur une fine couche de matériau déformable et il est fixé au fond de la base. L'ensemble constitue donc une structure très rigide, de masse conséquente. Les propriétés de bloc de masse importante, alliées à une grande souplesse d'utilisation pratique sont ainsi réunies. L'expérience acquise lors d'installation d'instruments astronomiques nous a grandement servie. Ces instruments doivent être parfaitement isolés des vibrations parasites, il en va de leur précision, nécessaire, aux observations scientifiques et principalement aux travaux photographiques à longue exposition. Pour ces matériels, la solution adoptée consiste en une fixation sur blocs monolithiques désolidarisés du bâtiment et profondément enfoncés dans le sol.

Naturellement cette solution, qui est sans doute la meilleure, n'est pas envisageable pour l'audiophile. Néanmoins, il est impératif d'avoir recours à une masse importante dans la partie basse du socle. La figure 2, illustre deux courbes relevées lors du développement de notre dispositif, le met clairement en évidence.

Les deux réponses correspondent à une même excitation de la table, laquelle, dans le tracé supérieur n'est pas chargée par le bloc stabilisateur (S). Les signaux sont recueillis par un capteur accélérométrique placé au centre de la plateforme supérieure. La réduction de niveau dans la plage de fréquence 20-100 Hz est importante.

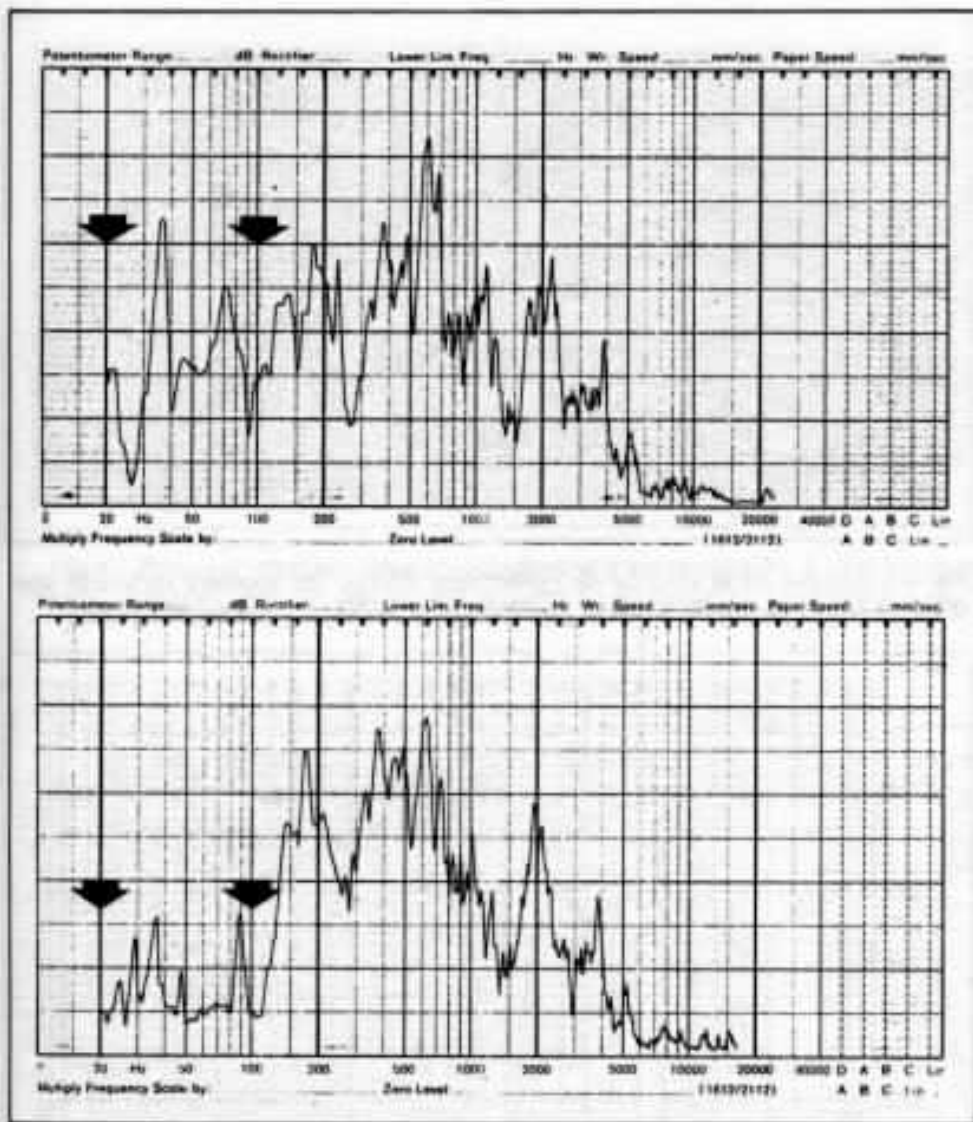


Fig 2 - Tests correspondant aux travaux de développement de la table anti-vibratoire, en l'occurrence étude accélérométrique du comportement du système non chargé et chargé.

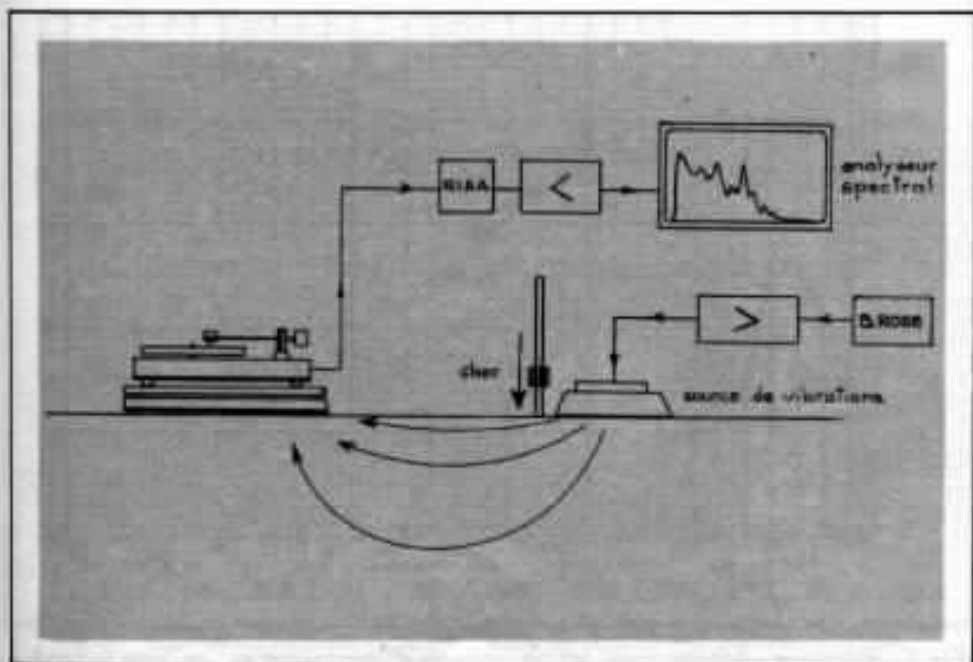


Fig 3 - Dispositif expérimental utilisé pour effectuer notre analyse.

Revenons à la figure 1 et examinons les autres parties constitutives du système. Des supports anti-vibratoires (Sa) constituent la liaison entre la base et la plateforme supérieure (Pa) de la table. Ces supports se composent de deux profilés en acier de dimensions différentes, reliés entre eux par des éléments en caoutchouc, fixés par vulcanisation. Ce type d'amortissement impose aux matériaux élastiques un effet de cisaillement qui favorise son comportement dans les conditions habituelles d'utilisation. La flexibilité est remarquable dans tous les plans. La plateforme (Pa) est boulonnée au support, elle est renforcée et recouverte d'une feuille amortissante, réalisée dans un matériau spécial présentant une dureté Shore A40 ± 5, une densité de 0,98, une charge de rupture de 125 kg/cm² et un allongement de rupture de 650%. Voilà pour la description de la table, examinons à présent, ses caractéristiques.

Test de fonctionnement

Le dispositif expérimental est celui décrit en figure 3. Il nous a permis de mettre en évidence l'action de la table anti-vibratoires face aux deux types d'excitation suivantes :

- a) bruit rose transmis au support horizontal sur lequel est posé l'ensemble table et platine.
- b) choc provoqué par l'impact d'une masse guidée par des rails verticaux.

Lors de ces expériences, le capteur de vibrations utilisé est la cellule phonoelectrique équipant les platines. Le système de lecture est ainsi placé dans ses conditions réelles d'utilisation, la mesure ne perturbe en rien le fonctionnement de l'ensemble.

La cellule est reliée à un préamplificateur, lequel, applique la correction RIAA dont on rappelle les caractéristiques en figure 4.

Nous avons limité la plage de mesure à 20 Hz, en dessous, les valeurs communiquées par la cellule ne sont pas significatives.

les résultats obtenus sont représentés en figures 5-6-7 et 8. Deux platines lourdes ont été utilisées pour éviter tout cas particulier et toutes interprétations hâtives, en l'occurrence une platine Sanyo TP 1000 et une platine Denon DP 1700. L'influence de la table est considérable, elle se situe principalement dans les zones de fréquences supérieures à 80 Hz, l'atténuation est de plus de 20 dB.

Nous donnons enfin deux graphiques en figure 9. Ils parlent d'eux-même et rendent compte des difficultés rencontrées dans le domaine des vibrations lors de l'élaboration de notre dispositif. Obtention des caractéristiques souhaitées et réalisations pratiques ne vont pas toujours dans le sens escompté. La courbe supérieure de la figure 9 indique la réponse relevée lors de nos travaux d'approche expérimentaux, avec une certaine platine stimulée dans les conditions «a» de la figure 3. La platine est directement posée sur un support conventionnel et inerte constitué par notre bureau de laboratoire. La seconde courbe est représentative du comportement de la même platine montée sur des éléments anti-vibratoires d'utilisation courante dans l'industrie. L'effet n'est en rien bénéfique, le résultat est plutôt moins bon, l'élément anti-vibratoire utilisé se montre absolument inadapté à notre cas d'utilisation, malgré l'apparente action bénéfique que

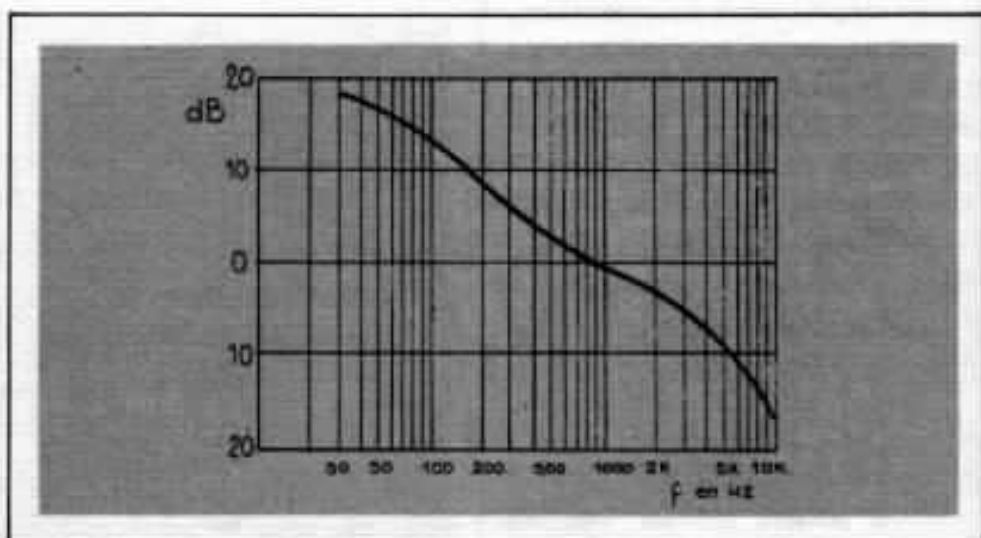


Fig 4 - Rappel de la courbe de correction RIAA, les signaux recueillis sont donc corrigés de façon inverse par l'étage d'entrée du préamplificateur.

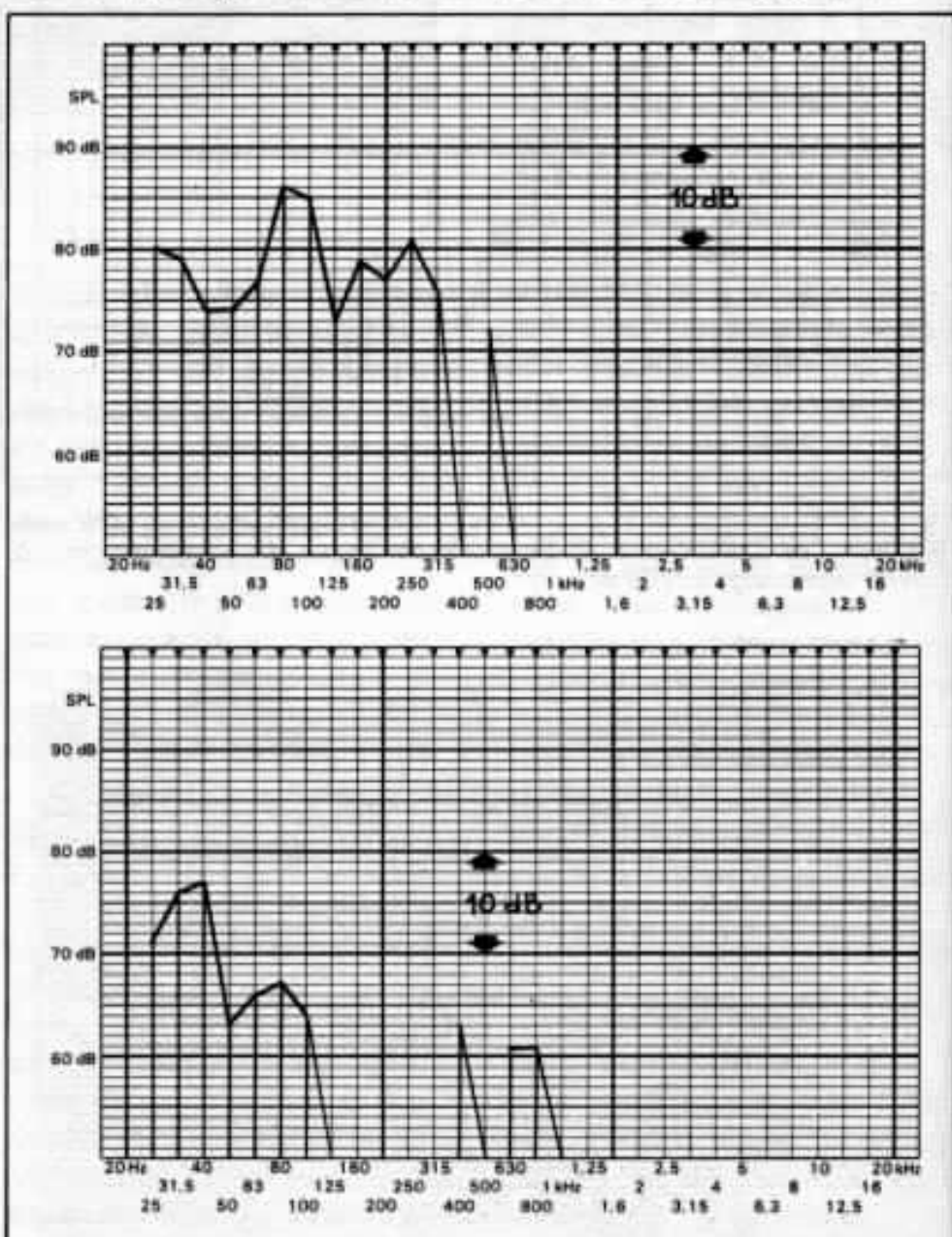


Fig 5 - Réponse obtenue dans les conditions d'excitation a), en haut la platine est posée directement sur le support, en bas elle est placée sur la table anti-vibratoire (platine Sanyo)

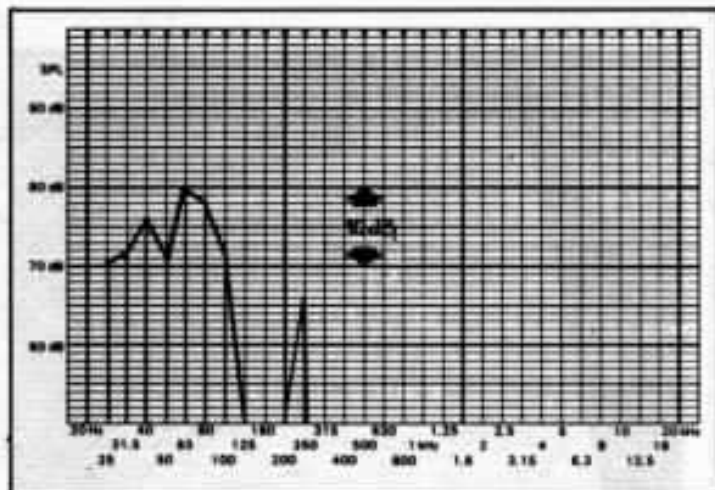
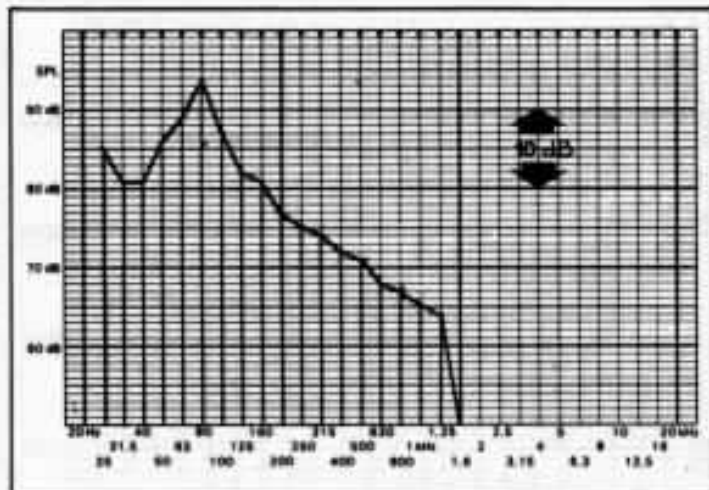


Fig 6 - Réponse obtenue dans les conditions d'excitation b), à gauche, la platine est posée directement sur le support, à droite, elle est placée sur la table anti-vibratoire (platine Sanyo).

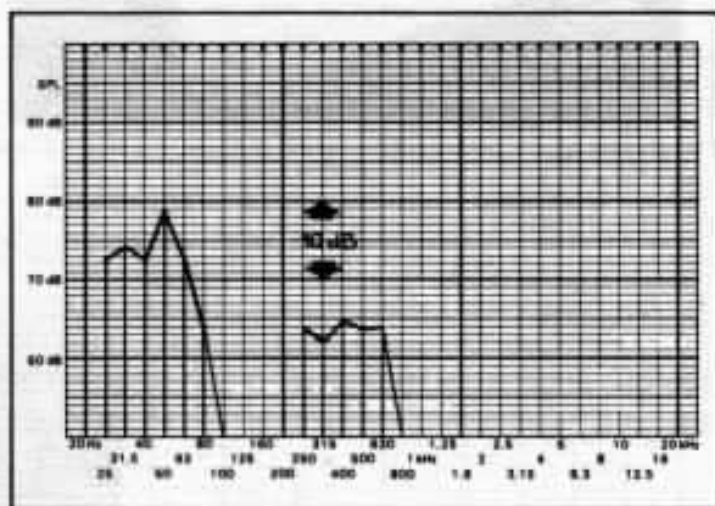
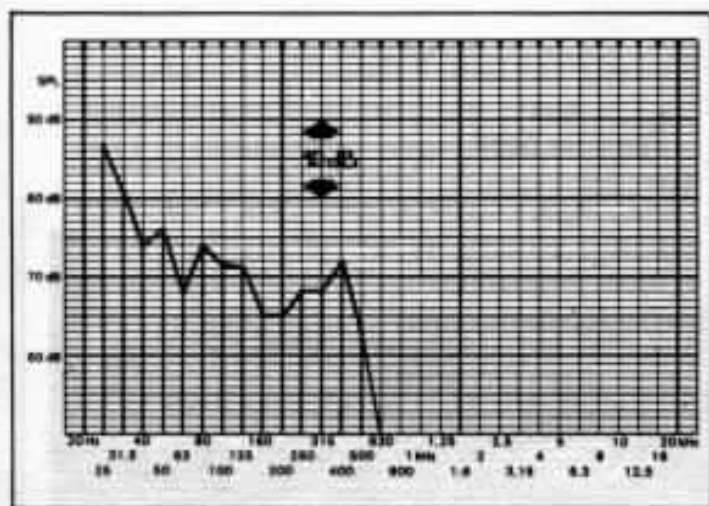


Fig 7 - Mêmes conditions qu'en figure 5 mais avec platine Denon.

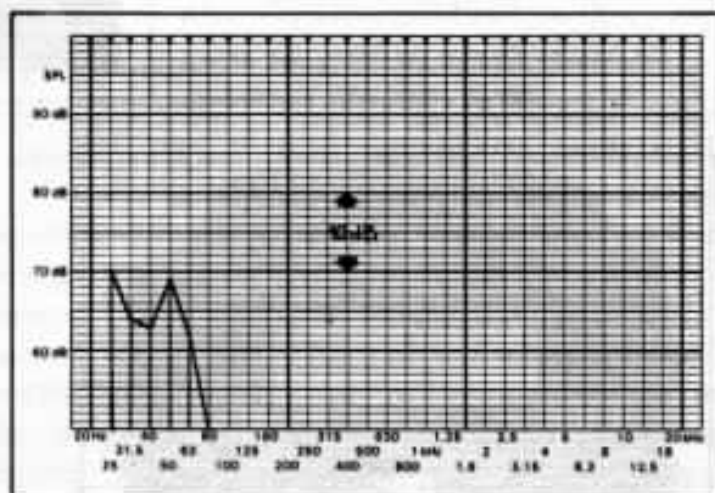
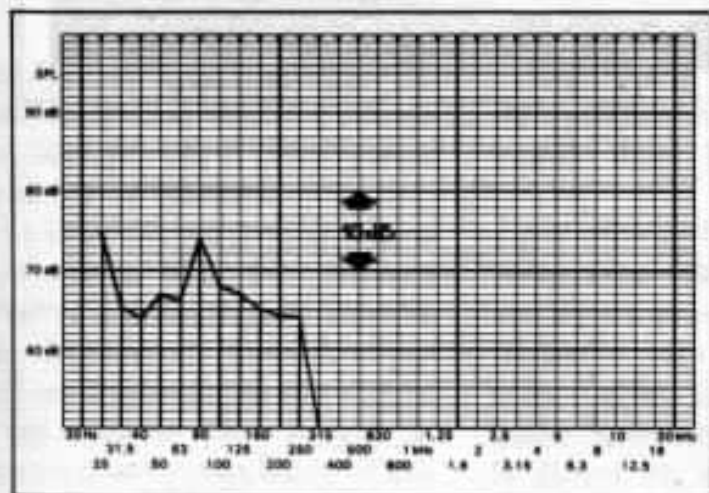
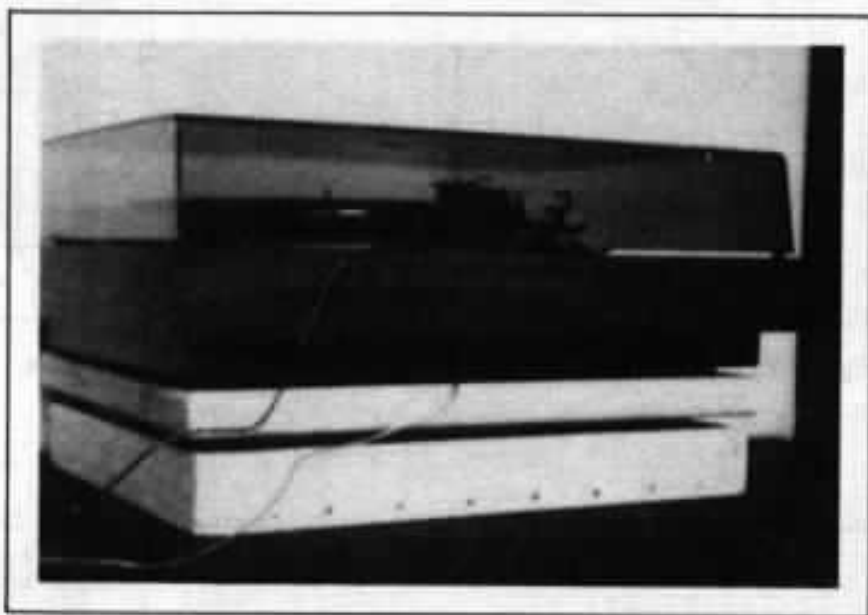


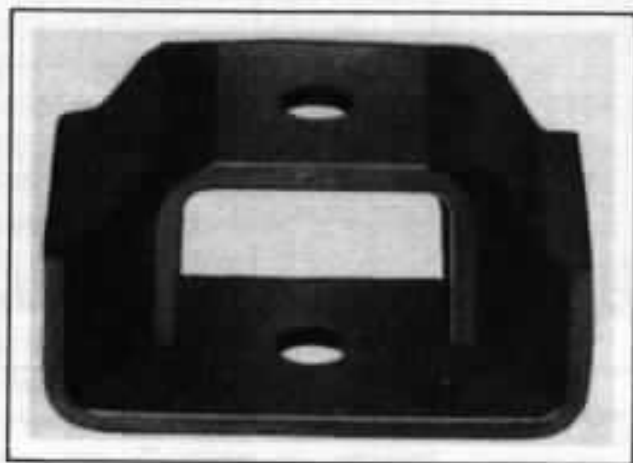
Fig 8 - Mêmes conditions qu'en figure 6, mais avec platine Denon.



Détail du fond.



*La platine Denon au cours des essais
sur la table anti-vibratoire.*



Support anti-vibratoire utilisé.

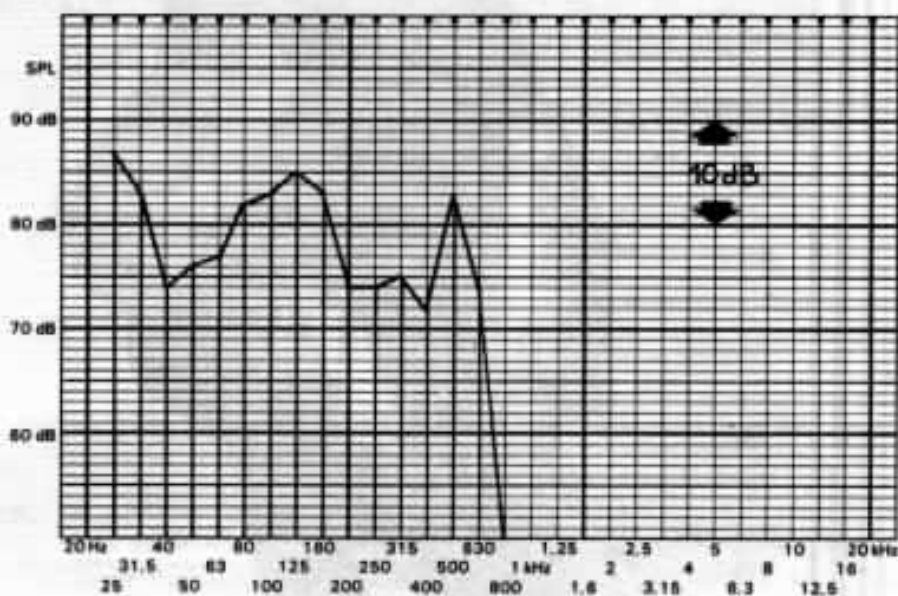
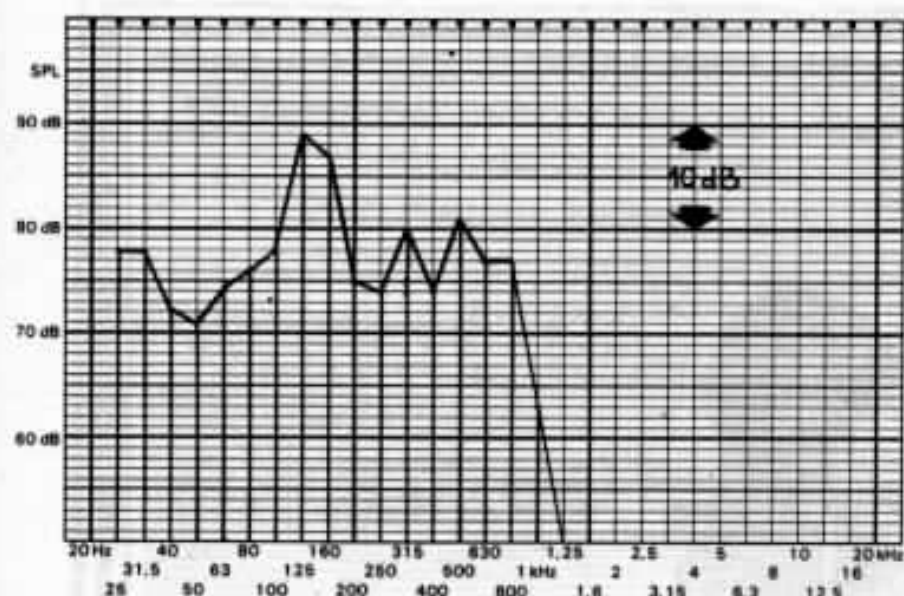


Fig 9 - Illustration de l'utilisation d'un élément anti-vibratoire d'utilisation courante. Il n'y a pas de solutions universelles, les solutions sérieuses sont spécifiques...

l'on était en droit d'attendre des spécifications et notices d'utilisation fournies par le constructeur de ce type d'élément.

La table décrite dans ces lignes a été conçue pour deux platines relativement lourdes, 10 kg environ. Cependant, nous étudions déjà un dispositif qui soit adapté à des platines plus légères de façon à couvrir tous les cas d'utilisations. Quoiqu'il en soit toutes solutions sérieuses réellement efficaces ne peut être spécifiques.

Les résultats d'écoute mettent en évidence une grande amélioration dans le secteur grave.

Cette zone de fréquence est restituée avec beaucoup plus de clarté, de profondeur. Les instruments sont mieux différenciés, l'effet d'empâtement, de masque, qui revient quelque soit le disque en utilisation conventionnelle, devient particulièrement manifeste lorsque la platine est montée sur la table anti-vibratoires, et que cet effet est

fortement atténué. Nous ne l'avons pas mentionné, mais il faut préciser cependant, que l'apport procuré par ce dispositif avec une platine possédant une contre-platine suspendue est moins marqué.

Les lecteurs qui seraient intéressés par ce dispositif peuvent prendre contact avec l'Audio-ophile. Un kit de cette table anti-vibratoire destiné à être adapté à une platine lourde sera disponible dès début septembre 79.

**Page non
disponible**

**Page non
disponible**

**Page non
disponible**

**Page non
disponible**

**Page non
disponible**

**Page non
disponible**

**Page non
disponible**

**Page non
disponible**

**Page non
disponible**

**Page non
disponible**

**Page non
disponible**

**Page non
disponible**

**Page non
disponible**

**Page non
disponible**

**Page non
disponible**

**Page non
disponible**

**Page non
disponible**

**Page non
disponible**

**Page non
disponible**

**Page non
disponible**

**Page non
disponible**

**Page non
disponible**

**Page non
disponible**

**Page non
disponible**

**Page non
disponible**

**Page non
disponible**

**Page non
disponible**

**Page non
disponible**

**Page non
disponible**

**Page non
disponible**

**Page non
disponible**

**Page non
disponible**

**Page non
disponible**

Rubrique composants

Gérard Chrétien, Jean Hiraga

Pour répondre à la demande de nombreux lecteurs à l'affût de composants de très hautes qualités nous donnons une première série d'adresses, avec références des matériels. Cette première liste n'a pas la prétention d'être exhaustive, mais plutôt d'être un guide auquel il soit possible de se référer. Aussi pour l'étoffer, nous invitons les lecteurs et les constructeurs à nous faire part de leur compétence, idées et astuces.

Pour les diverses réalisations décrites et désormais disponibles, en particulier, pour les préamplificateurs SRPP et Kanéda, l'obtention de divers composants périphériques à priori sans importance «vitale», n'est pas sans poser quelques problèmes. Voici donc, une première sélection effectuée à partir des notices de constructeurs français. Nous le répétons, il ne s'agit là que d'un exemple d'application, des impératifs de disponibilité, délai de livraison,

coût... peuvent amener à orienter le choix vers d'autres constructeurs.

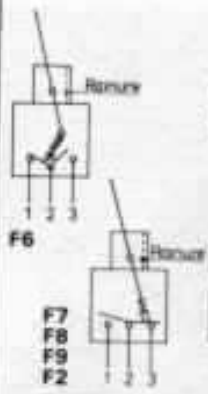
Interrupteurs - Inverseurs

Destinés aux applications professionnelles, militaires, aérospatiales, la série miniature 11000 APR convient particulièrement bien pour les sélecteurs de fonction monitoring, loudness, «tone defeat». Il s'agit d'interrupteurs à levier, canon de 6,35 mm de diamètre et cosses à souder. Les points essentiels qui nous ont fait

retenir ce matériel sont les suivants :

- Pouvoir de coupure maximum 250V, 2A.
- Résistance de contact 10 m Ω .
- Disponible avec contact par rivet or fixés sur pièces laiton.
- Charge minimum, dans le cas d'un contact or : 20 mV 100 μ A.

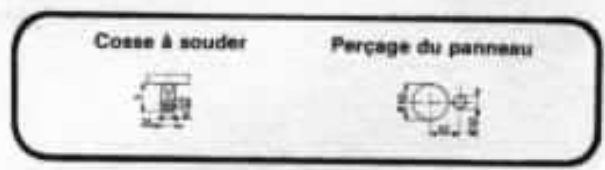
Pour le monitoring, le modèle à deux positions 11146 bipolaire est bien adapté, et pour le commutateur «tone defeat», l'inverseur tétrapolaire à deux positions 11166.



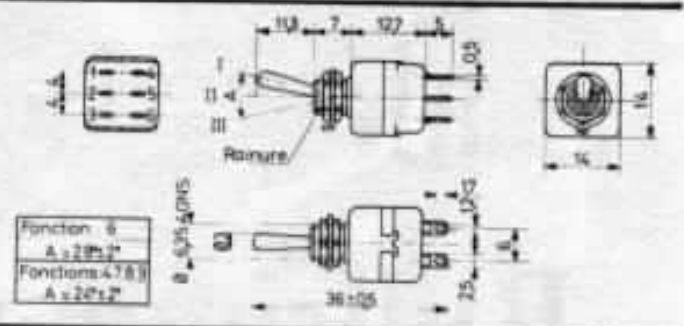
Caractéristiques et homologations : page 23.
Accessoires, voir série 13000 (accessoires standard) (page 22)

Pouvoir de coupure max. :
Contacts argent : 2 A 250 V~ - 4 A 125 V~
4 A 30 V~ - 8 A 6 V~ - charge résistive
Contacts or : 200 mA 250 V~ - 400 mA 125 V~
Résistance de contact initiale : 10 milliohms max.
Force de manœuvre : 0,1 à 1 kgF suivant le modèle.

11	1	2	8	DKB
SÉRIE 11000		UNIP	FONCTION 6	CONTACTS OR + ÉTANCHÉITÉ FRONTALE ET AUX SORTIES



BIPOLAIRE		FONCTIONS		POS NET	OPTIONS				
MODÈLES				Ø	A	AD2	KB	LINE	G
11142	ON	-	MDM	6,80					
11144TH	ON	ON	ON						
11144TH1R	ON	ON	MDM						
11144TH2R	MDM	ON	MDM						
11146	ON	-	ON						
11147	MDM	OFF	MDM						
11148	ON	OFF	MDM						
11149	ON	OFF	ON						



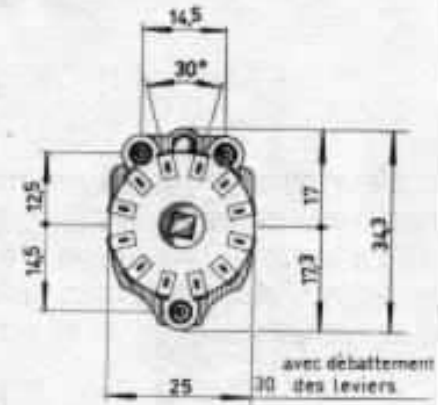
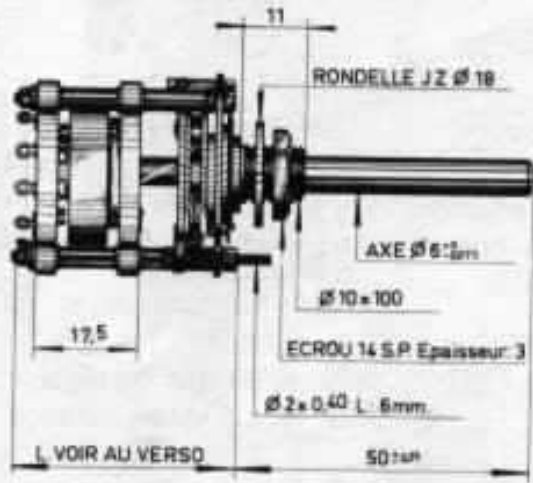
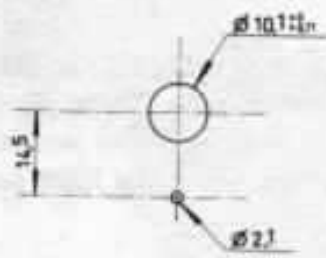
COMMUTATEUR ROTATIF PROFESSIONNEL
INDUSTRIAL ROTARY SWITCH

LES COMMUTATEURS H. CHAMBAUT

Fabriqués et distribués par I. E. C. ELECTRONIQUE
6 et 8, Quai Antoine-1^{er} - MONACO - Tel. (93) 30.16.75

SD - 12
DOUBLE CONTACT

PERÇAGE SUR PANNEAU
PANEL DRILLING



CARACTERISTIQUES GENERALES — GENERAL CHARACTERISTICS

Entretien usité	5 - 20
Angle entre 2 positions	30°
Max. nombre de positions	18
Max. nombre de positions pour ON	18
Max. nombre de positions et OFF	18
Epaisseur maximum de serrage de la douille	1
Joint d'étanchéité	Sur demande
Isolation en matière solide - 0	100
Max. operating temp. - dry heat + C	+ 100
Isolation en fond au - 0	- 60
Min. operating temp. - dry cold + C	- 60
Isolation - étanche	1,0
Isolation - étanche	1,0
Contacts en argent massif soudé	200
Soudés avec alliage au platine	
Tension commutée (volts)	250
Rated voltage (volts)	

Intensité nominale (ampères)	0
Rated current (amps)	
Puissance maximale de coupure en watts	145
Max. breaking power (watts)	
Résistance de contact en ohm	0,02
Contact resistance	
Tension de claquage en V.C.C. Dielectric strength in volts D.C.	
Entre lames sans S.E.P.	300
Between two starting contacts	
Entre lames et axe	1000
Between contacts and pin/pins	
Entre lames axiales et masse	300
Between contacts, pin/pins and ground	
Isolation d'isolation Mégaohms	1000
Insulation Resistance Megaohms	
Entre 2 lames conductives	0,20
Between two adjacent contacts	
Entre plaque de contact et masse	0,20
Between contact and ground	
Angle de perçage à 1 mm	150-10°

Capacité entre plaques de contact	0,2
Capacité between contacts and ground pF	
Schéma Diagram	1
Schéma Diagram	2
Schéma Diagram	3
Diamètre du trou de montage en mm Diameter of Cable Hole in mm	
Sur les lames In contact blades	1,0
Sur les entrées de câble In pin/pins	1,0

Pour l'inter marche-arrêt, la série 6421 APR unipolaires convient parfaitement avec un pouvoir de coupure de 10 A et une rigidité diélectrique de 2500 V eff.

Il s'agit là de choix sans compromis.

A.P.R. 87 rue de Bobillot - 75013 Paris Tél. 588.81.53.

Sélecteurs

Il existe en France d'excellents fabricants de sélecteurs dont IEC électronique fabricant les commutateurs H. Chambaut. Pour la sélection des entrées, quatre possibilités de connections en plus du monitoring sont généralement suffisantes, par exemple, tuner, aux 1, aux 2, phono. Le sélecteur choisi dans ce cas doit comporter deux circuits pour chacun des deux canaux, quatre positions pour chacune des entrées. On pourra toujours utiliser deux galettes ayant chacune un seul circuit, cela ne s'avère cependant pas nécessaire. Le sélecteur SD-12 double contact offre d'excellentes caractéristiques : isolation steatite, intensité nominale 5 A, puissance maximale de coupure 140 W et résistance de contact de 2 mΩ. Pour les inconditionnels ce modèle peut être obtenu avec contact or pur ; une version contact dorée, existe également, toutefois nous ne pensons pas que cette solution soit réellement préférable à un contact argent pour ce qui est de l'évolution dans le temps. La notice jointe, donne les éléments complémentaires. L'écart angulaire en deux circuits quatre positions est de 30° pour cette référence.

IEC électronique M. Vandra
37, rue Clisson - 75013 Paris -
Tél. 583 34 67.

Condensateurs au mica argenté

Ce type de condensateur offre d'excellentes performances et s'avère remarquable à l'écoute. Le mica de par sa rigidité diélectrique élevée, sa grande stabilité dans le temps, sa très bonne tenue en température, ses faibles pertes à toutes les fréquences contribue à l'obtention de condensateurs de haute qualité. Malheureusement de par leur procédé de fabrication ces condensateurs sont d'un coût très élevé. Nous avons mentionné, lors de la description du préamplificateur Kanéda les fameux

Soshin S.E d'origine japonaise. Ces derniers sont difficilement obtenables en France. Aussi pour faciliter la tâche de nos lecteurs, nous avons contacté les constructeurs diffusant sur le marché français des condensateurs de ce type. Nous avons retenu Les condensateurs Pi, société française qui s'est fait une spécialité de ce type de fabrication. Le condensateur de 0,4μF placé en sortie de l'étage RIAA en particulier, peut être obtenu chez ce constructeur dans la série super standard C couvrant la gamme de valeurs 0,1 à

standard C

condensateurs au mica argenté
silvered mica capacitors

30

Dimensions (mm)

MODELS TYPES	1	2	3	4
STANDARD-C	30	18	30	5
SUPER STANDARD-C	40x10	44	30	2

*) 300 - 30000 V
*) 25 - 30000 V

Classes (series) gamme de capacités et tolérances

MODELS TYPES	capacité nominale (μF)	tolérance de travail (working voltage (V))	±1%	±2%	±5%	±10%	±20%
STANDARD-C	3000 - 30000	50	2	2	2	2	2
SUPER STANDARD-C	30000 - 300000	100	2	2	2	2	1

caractéristiques électriques

CATEGORIE DE CLASSE	STANDARD-C			SUPER STANDARD-C			INDICATEUR PER CATEGORY LETTERS
	±1%	±2%	±5%	±1%	±2%	±5%	
tolérance de capacité	±1%	±2%	±5%	±1%	±2%	±5%	capacitance tolerance
tolérance de tension	50	50	50	100	50	50	working voltage
tolérance de température ambiante	±20	±20	±20	±20	±20	±20	ambient temperature tolerance
tolérance de puissance	10 - 300 W	10 - 300 W	10 - 300 W	10 - 300 W	10 - 300 W	10 - 300 W	power tolerance

*) 10 - 300 W
*) 10 - 300 W

*) 20% de dissipation des pertes
*) 20% dissipation of the capacitance

silvered mica capacitors

30



caractéristiques électriques

electrical characteristics

general characteristics

Case configuration
The type enclosure of condensators Pi is a vacuum not impregnated, wax dipped and paper encapsulated capacitor. So the standard C type have a very good capacitance stability over time added to good mechanical rigidity. Moreover, the case configuration makes these capacitors very easy to use particularly for high capacity models.

The SUPER STANDARD-C type covers a wide capacity range up to 300 μF. Which is an interesting and unusual high value in a low loss mica capacitor case.

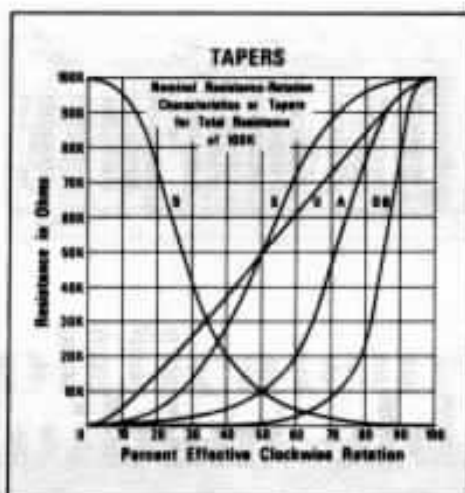
Marking
Real capacity, tolerance, working voltage, manufacturer's trade mark.

point. De telles alimentations peuvent être envisagées au niveau de réalisation d'amateur, lequel peut se permettre un petit sacrifice, alors que pour des réalisations commerciales une telle «débauche» grèverait fortement le prix de revient ; elles sont donc difficilement envisageables à l'heure actuelle. Nous donnons ci-joint quelques extraits du catalogue Sic Safco. Les séries Felsic 038, 039 et TFRS couvrent toute la gamme des applications rencontrées jusqu'à ce jour.

Condensateur Sic Safco - 107, rue de Bellevue B.P. 24 92704 Colombes Tél 257 11 73.

Potentiomètres

Les potentiomètres Allen Bradley de la série J sont particulièrement bien adaptés aux réalisations audio de haute qualité. La puissance admissible maximum



est de 2,25 W, la tension maximum d'opérations de 500 V, la résistance d'isolation de 1000 mégohms. La capacité inter contact de l'ordre de 2 à 3 pF. Nous donnons ci-joint, les courbes d'atténuation de la résistance pour les divers codes marqués au dos du potentiomètre ainsi que la configuration géométrique.

Allen Bradley - France - 51, rue Jules Ferry. 93166 - Bagnolet Tél. 857.80.35.

Compte tenu des quantités minimales de commandes et afin de faciliter la tâche de nos lecteurs, les potentiomètres Allen Bradley peuvent être obtenus à l'unité en s'adressant à la société Lectron.

Attention :

Le diamètre de l'axe est de 6,35 mm et non de 6 mm (standard).

Transformateurs

Nous avons mentionné à plusieurs reprises les établissements Millerioux qui ont bien voulu développer des transformateurs d'excellente qualité satisfaisant les exigences de nos diverses réalisations, nous publions le tableau récapitulatif de chacune des références disponibles à ce jour, il est possible de les obtenir à l'unité en s'adressant directement :

Etablissements Millerioux 187-197 route de Noisy Le Sec 92230 Romainville - Tél. 845 36 20

Appareil - N° - Page de la revue	Transformateurs - selfs - usage	Notice
Amplificateur Lampe unique Loftin-White N°1 - p. 40	- 911 F3211B Alimentation n° 1 J3210B Alimentation n°2 HH25B Sortie 25 W m. AH50B Sortie 50 Wm. A719B Filtrage 100 Ω H949B Filtrage 200 Ω E841B Filtrage 500Ω	104 J3210B HH25B AH50B 205 205 205
Préamplificateur Kanéda N°3 - p. 16 N°5 - p. 10 N°6 - p. 16	STB12 Alimentation torique B1350B Alimentation boîtier EB810E Filtrage double Tr. alim. utilisable pour filtre 3 V Kanéda	STB12 B1350B
Tweeter ionique Réalon N° 4 - p. 15 Sunsey	S411B Sortie 7 W F3280B Alimentation Tr. sortie utilisable pour tweeter el-stat.	S411B F3280B
Préamplificateur SRPP N°2 - p. 15 SRPP - Anzaï N° 7 - p. 14	F3266B Alimentation STH13 Alimentation torique	104 STH13