

L'AUDIOPHILE



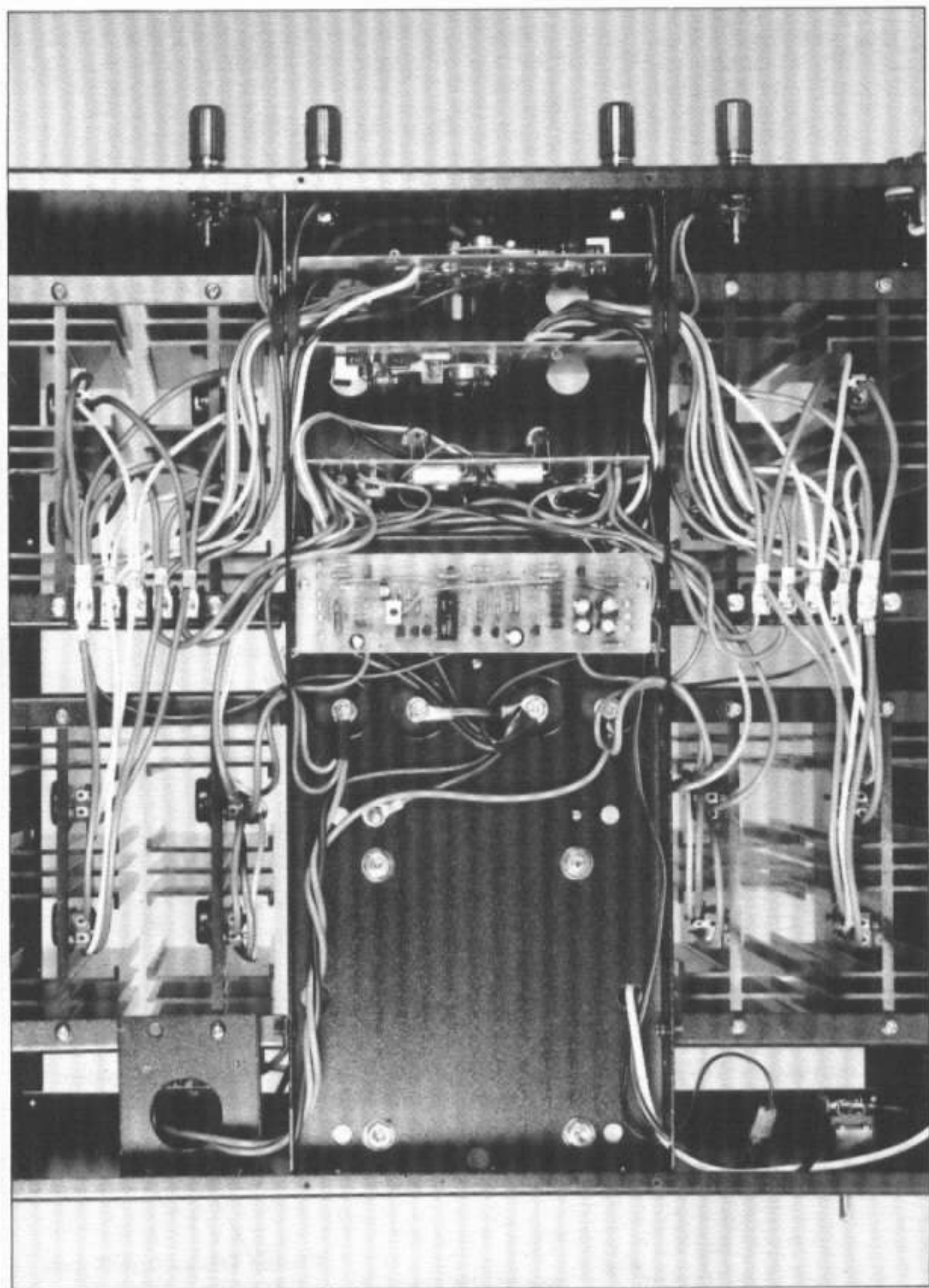
7^e ANNEE. N° 33. MAI 1964. 35 F.

**Page non
disponible**

**Page non
disponible**

**Page non
disponible**

**Page non
disponible**



Amplificateur Kanéda

classe A

50 W + 50 W

(2^e partie)

Jean Hiraga

Tous les lecteurs assidus de l'Audiophile ont entendu parler de l'amplificateur Kanéda classe A 50 W + 50 W, dont la description a été abordée dans le numéro précédent. Contrairement à l'un des montages préamplificateurs, celui-ci n'a pas été décrit auparavant, ceci en raison de plusieurs difficultés posées notamment par l'obsolescence de la plupart des transistors ainsi que par la difficulté d'appairage de ces transistors. A ce jour, la réalisation pratique de l'ensemble des montages Kanéda frise l'impossibilité, qu'il s'agisse d'aborder une réalisation en série ou bien un amplificateur identique à l'original décrit, ceci dans ses plus minutieux détails. Le cas de l'amplificateur 50 W + 50 W est loin d'être simple.

Le montage a été en effet mis au point en 1972. Il a été optimisé aux environs de 1974, c'est-à-dire il y a exactement dix ans, à une époque où les transistors de sortie d'origine, les paires complémentaires NEC 2SD 218/2SA 649, hors fabrication devaient être remplacées par les 2SD 188/2SA 627. Pour des petits problèmes de stabilité, de dérive due à l'élévation de température et de composants y étant sensibles, Kanéda modifia alors l'étage d'entrée : remplacement des transistors à effet de champ 2SK 30A GR par la paire américaine

uniboîtier 2N 3954, introduction d'un régulateur de courant, lequel changea d'ailleurs trois fois de structure.

La combinaison d'origine 2SK 30A GR/2SA 606 passant à celle des 2N 3954/2SA 607 provoqua certaines différences subjectives, de même que lors de l'introduction de différents circuits régulateurs. A propos du préamplificateur Kanéda, il avait déjà été question de ces différences ressenties à l'écoute, lors du passage de la paire différentielle et hybride 2SK 30A GR à la paire uniboîtier 2SK 243-2 (une fabri-

cation spéciale et hors catalogue, qui vient malheureusement d'être arrêtée), le choix retenu par Kanéda ayant été le 2N 3954 d'origine Solitron. A ce propos, Kanéda faisait les remarques suivantes : « Les différences subjectives constatées entre des 2N 3954 provenant de différents fabricants paraissent bien plus importantes que celles constatées entre différents transistors à effet de champ provenant d'un même fabricant. Matières premières, procédé de fabrication semblent donc influencer, marquer profondément la personna-

lité sonore d'un transistor. » Bien entendu et hormis les « échanges » et transactions commerciales qui peuvent exister entre firmes à ce niveau, il est vrai que, en se tenant à quelques séries de transistors conçus au Japon par Sony, NEC, Toshiba ou Shindengen, on y retrouve, à part certaines exceptions une sorte « d'empreinte sonore » du fabricant. Pour les transistors doubles, montés dans un boîtier unique, il peut s'agir aussi d'un effet dû à la technologie de fabrication : substrat unique, substrats appariés et placés côte à côte, substrat unique mais au centre duquel se trouve une séparation isolante verticale, du genre « Dielectric Isolation », le boîtier pouvant être soit isolant, soit métallique et relié à des diodes de protection (reliées elles mêmes aux gates) ou encore à la masse par l'intermédiaire d'une septième broche.

Dans le numéro 31, il a également été question du second étage constitué des 2SA 607. Lors de la recherche d'un bon choix de remplacement des 2SK

30A GR d'entrée, Kanéda avait d'aboutir à la solution finale, avait essayé, mesuré et écouté divers combinaisons de transistors pour les premiers et second étage dont :

- 2N 5465/2SC 1124
- 2N 5465/2SA 896
- 2N 5465 /2SA 915
- FD 1840/2SA 726G
- 2N 3954 (Nat. Sem.)/2SA 607
- 2N 3954 (Fetron)/2SA 607
- 2N 3954 (Intersil)/2SA 607
- 2N 3954 (Signetics)/2SA 607
- 2N 3954 (Solitron)/2SA 607.

Cette dernière combinaison s'avérant être la meilleure sur tous les plans.

C'est durant cette période que l'on put voir dans la même revue *Radio Experimenter's Magazine* des articles concernant des montages d'allure très proche dans lesquels leurs concepteurs visaient une amélioration « très nette » du montage de base Kanéda. Ces trois rivaux étaient Yasui (qui était avantagé du côté implantation, mise en châssis, problèmes de fiabilité, etc., pour avoir travaillé plusieurs années chez un grand constructeur japo-

nais), Shibasaki (un spécialiste de la coupure des cheveux en quatre, fervent amateur de circuits hyper-complicés) ainsi que Edagawa, qui travaillait pour un grand spécialiste japonais en ordinateurs. Or, il faut comprendre qu'un concurrent sans être ni idiot ni sourd, souhaite toujours faire mieux mais ne réussit pas toujours, surtout s'il s'agit d'un travail de maître tel que celui de Kanéda. Edagawa, très versé dans les problèmes de haute fréquence, de nouveautés en transistors japonais et étrangers proposait ainsi plusieurs innovations, plusieurs idées originales et fort intéressantes, du moins en apparence. Pour le premier étage, les FET 2SK 30 AGR devenaient ainsi des IT 503 (Intersil), transistors doubles en apparence, mais de conception interne cascade, le second étage étant une paire de transistors avec f_T très élevé. Deux régulateurs à miroir de courant étaient utilisés sur chacun de ces deux étages. On arrivait ainsi à de très bons résultats de mesure en particulier avant

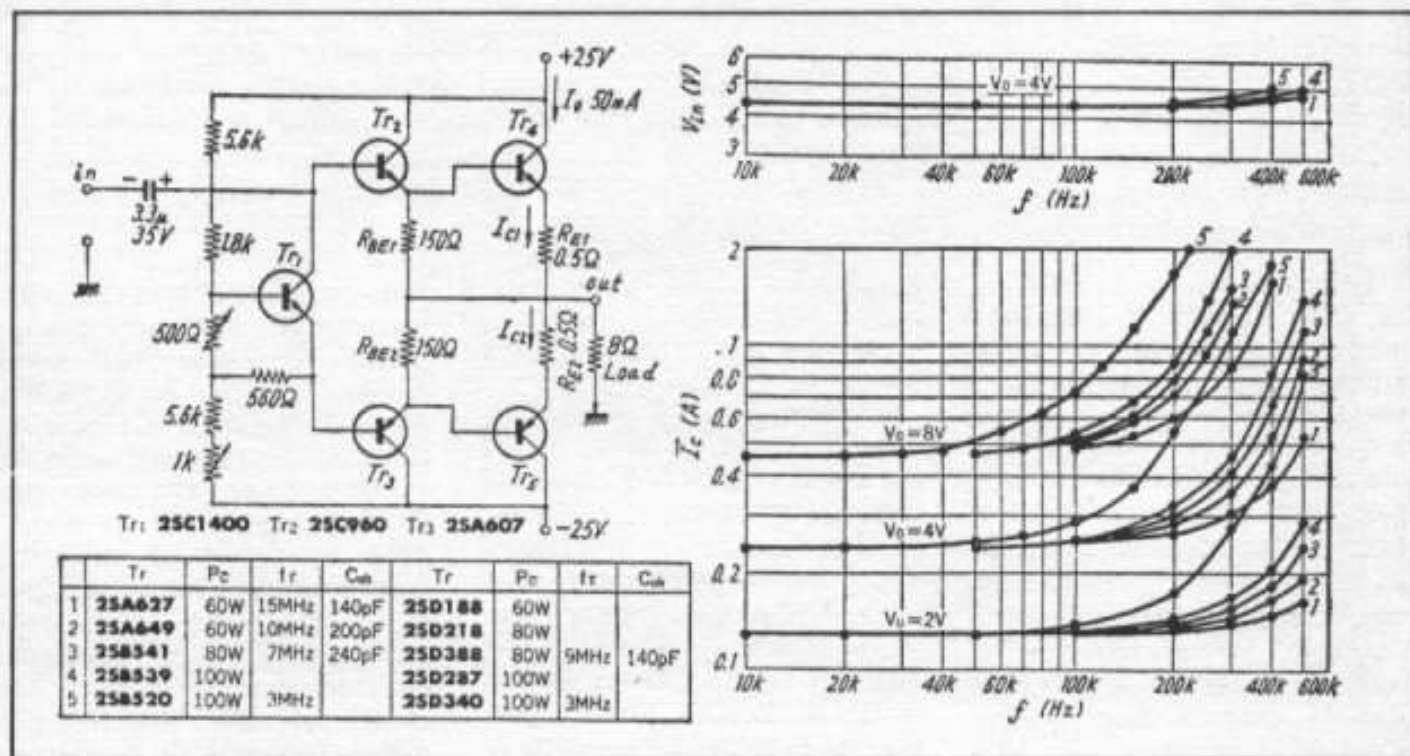


Fig. 1 : Effet de C_{ob} des transistors de sortie sur le courant I_C et pour des fréquences supérieures à 10 kHz. Les mentions 1, 2, 3, 4, 5 correspondent aux paires de transistors indiquées sur le tableau.

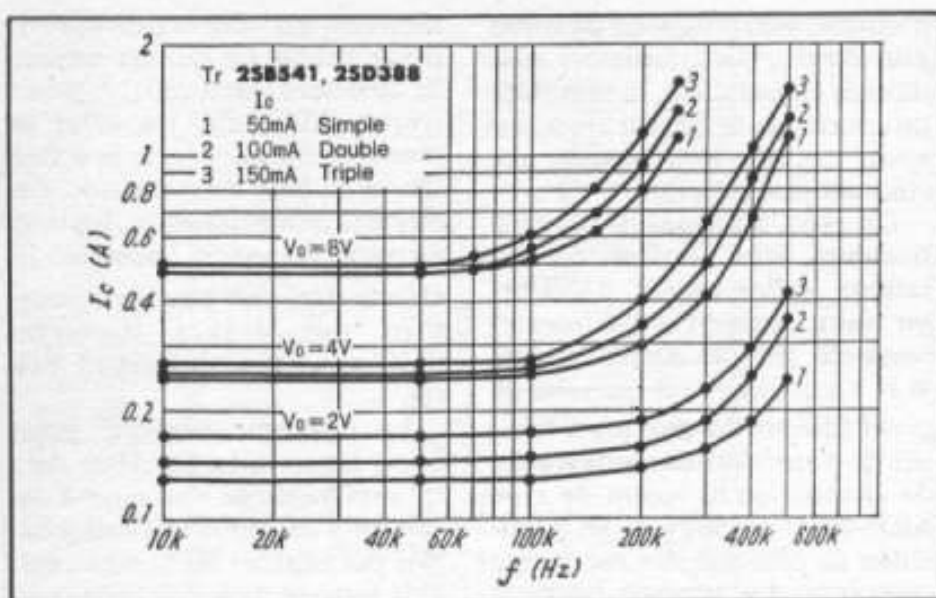


Fig. 2 : Effet du C_{ob} des transistors de sortie sur le courant I_c , aux fréquences élevées et selon le montage d'une paire, de deux paires ou de trois paires de transistors en push-pull parallèle.

	V-FET	P_o	C_{iss}	f_T	V-FET	P_o	C_{iss}	f_T
1	25J18	63W	190pF	20MHz	25K60	63W	190pF	20MHz
2	25J20	100W	710pF		25K70	100W	430pF	

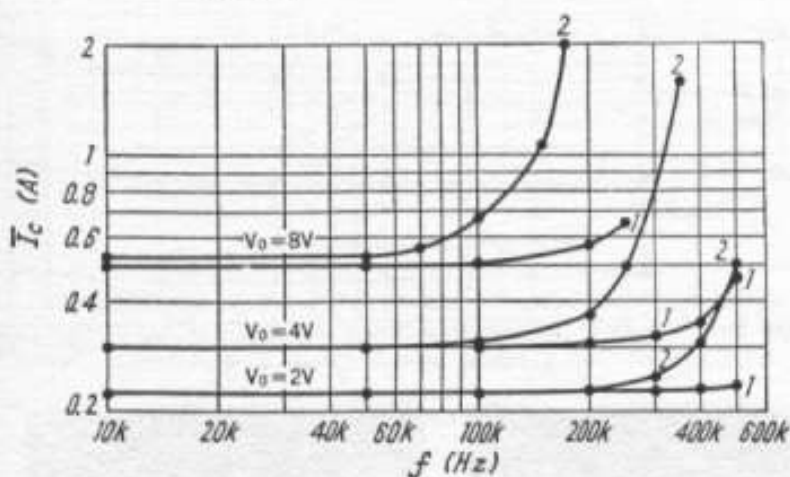
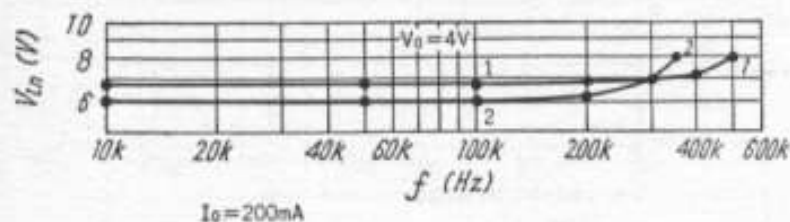


Fig. 3 : Effet du C_{iss} des transistors de puissance à effet de champ sur la réponse fréquence/courant I_c , au dessus de 10 kHz.

l'application de la boucle de contre-réaction. Du côté alimentation et sans tenir compte des conseils de Kanéda, il remplaçait l'amplificateur opérationnel 741,

trop « vieux » et trop médiocre à son goût, par un LF 357, beaucoup plus performant en slew-rate comme en bande passante. Yasui, lui, optait soit pour les

montages cascades, soit pour de nouveaux transistors à effet de champ, la plupart encore à l'état de prototype. Dans ces deux cas, outre des performances de mesure excellentes, voire même exceptionnelles (bande passante, distorsion en boucle ouverte), il avait été constaté à regret des performances subjectives inférieures à celles du montage Kanéda.

Une explication à propos des remarques citées plus haut, montrant une préférence pour des circuits aux performances bonnes, sans plus ou conçus, pour la partie alimentation, à partir d'un circuit intégré du genre 709, au f_T peu élevé, pourrait concerner l'étage de sortie. Dans un étage de sortie push-pull sans transformateur de sortie (dit aussi étage SEPP), montage identique à celui de la figure 1, pour lesquels les transistors de sortie sont choisis sur la liste des cinq paires énoncées dans le tableau, on note qu'au dessous de 100 kHz et sur charge constante de 8 Ω le courant I_c dépend de V_o tout en restant constant. Par contre, au dessus de 100 kHz, le h_{fe} des transistors de puissance diminue et les effets du C_{ob} , du f_T se font ressentir. Ils se traduisent ici par une remontée plus ou moins accentuée du courant I_c , selon les transistors utilisés, empirant lorsque le C_{ob} augmente, et augmentant rapidement au dessus de 150 kHz. A l'opposé, le transfert tension d'entrée-tension de sortie est plus linéaire, l'augmentation de niveau n'étant visible qu'au dessus de 100 kHz. Sur la figure, on constate que la paire 2SA 627/2SD 188 est la plus favorable, le C_{ob} étant également le plus faible : 140 pF seulement pour le 2SA 627. La mise en parallèle de plusieurs transistors, dans le but d'augmenter la puissance de sortie fait empirer la situation, comme on le constate sur la figure 2 où une triple paire de 2SB 541/2SD 388 fait augmenter sensiblement le courant I_c au

dessus de 100 kHz.

Comme le constate Kanéda, plusieurs précautions sont à prendre vis-à-vis de cet inconvénient. Il ne suffit pas de limiter le courant, la puissance de sortie ou de prévoir de bonnes marges de sécurité (par rapport au P_C max. par exemple). Kanéda fait remarquer très justement à ce propos que du côté alimentation régulée comme du côté condensateurs électrolytiques de filtrage, l'impédance interne au dessus de 100 kHz remonte souvent ou prend une allure résonnante, située, selon les circuits, entre quelques dizaines de kHz et plus de 1 MHz.

Sur un montage équipé de transistors de sortie à effet de champ de technologie V-FET, le C_{ISS} fait empirer la situation, ce que l'on constate sur la figure 3. Généralement, dans le but

d'obtenir une puissance de sortie plus élevée, ces transistors sont montés en parallèle, la remontée du courant I_C se faisant alors ressentir dès que l'on dépasse une cinquantaine de kHz.

On peut, à propos de ces phénomènes, faire plusieurs constatations, celles qu'ont d'ailleurs pu faire certains expérimentateurs de circuits amplificateurs B.F. La première est une mise au point délicate des montages équipés de transistors de sortie à effet de champ, qu'ils soient de type MOS-FET ou V-FET, en particulier du côté stabilité sur charge complexe. La seconde est qu'il suffit de faire « un peu trop bien » du côté étage d'entrée, driver ou alimentation pour tomber sur de telles éventualités. C'est alors qu'il faut avoir recours à divers circuits stabilisateurs, dont celui consistant à

monter un condensateur de petite valeur (et qui est souvent de structure céramique, à diélectrique possédant un effet de mémoire néfaste) entre le collecteur et la base du transistor. Ces circuits stabilisateurs limitent souvent la bande passante, les efforts déployés pour la conception des étages d'entrées n'offrant alors plus grand intérêt.

La troisième explique pourquoi, notamment en classe A, il est préférable de s'en tenir à des courants de repos très raisonnables par rapport au I_C max., surtout lorsque trois paires de transistors de sortie sont montées en parallèle. La quatrième, qui découle de la troisième montre pourquoi la difficulté de mise au point augmente dès que l'on souhaite obtenir une cinquantaine de watts en classe A.

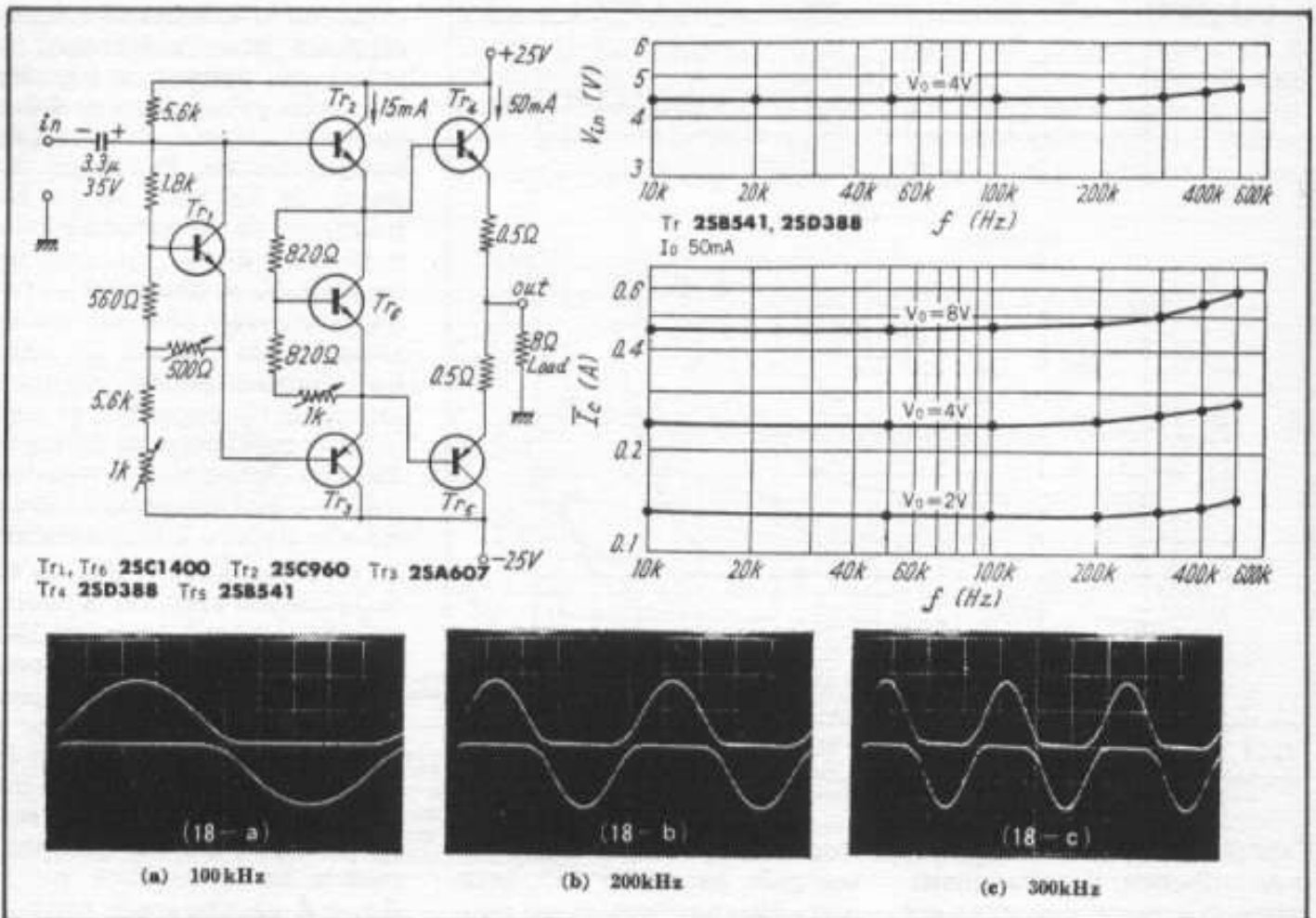


Fig. 4 : Etage driver push-pull atténuant sensiblement les effets d'augmentation de I_C aux fréquences élevées. Les photos (a), (b), (c) montrent l'amélioration de la linéarité en classe AB, dans les deux branches du push-pull.

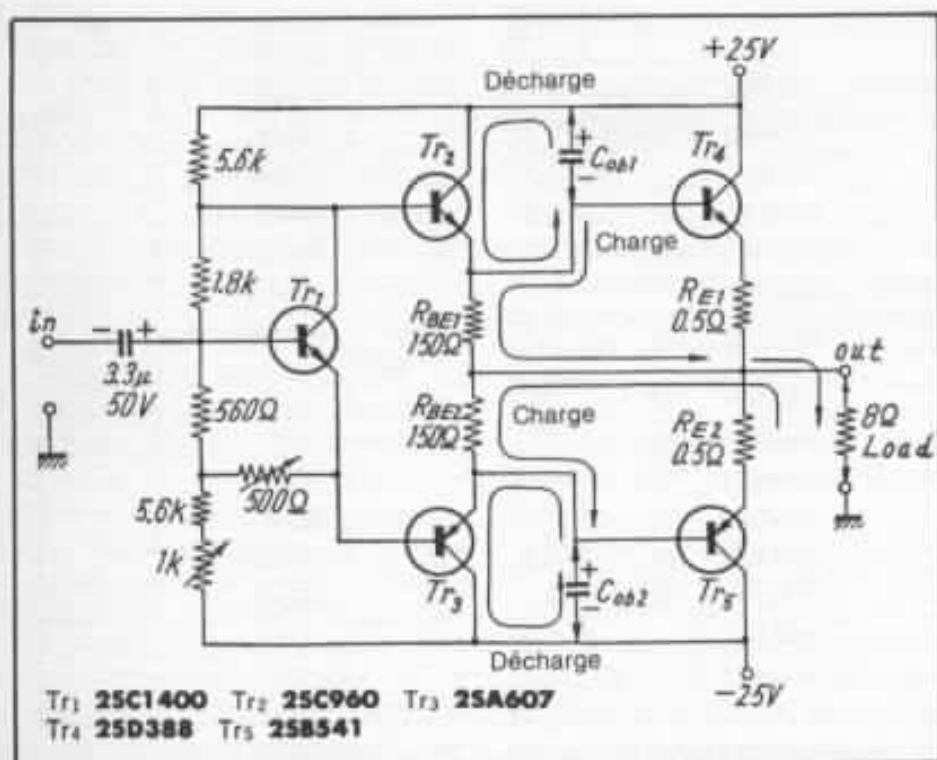


Fig. 5 : Mécanisme de charge et de décharge du C_{ob} des étages de sortie, dont l'étage driver push-pull permet d'en minimiser les effets.

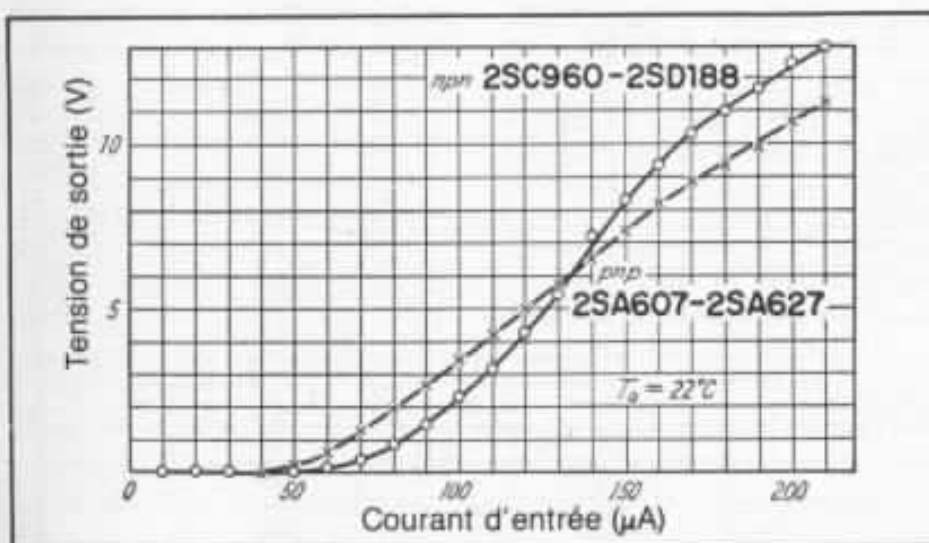


Fig. 6 : Caractéristique de transfert courant d'entrée/tension de sortie d'un montage Darlington utilisant les combinaisons 2SC 960/2SD 188 et 2SA 607/2SA 627. Remarquer la moins bonne linéarité 2SC 960/2SD 188.

C'est pourquoi les montages Kanéda de puissance élevée travaillant en classe AB utilisent un étage driver push-pull semblable à celui de la figure 4, ce qui atténue sensiblement cet effet d'augmentation du I_c aux fréquences élevées. A cet effet, Kanéda effectue des mesures et analyses du courant collecteur dans les deux branches du montage push-pull de l'étage de sortie, ceci

jusqu'à des fréquences pouvant atteindre 500 kHz. C'est d'ailleurs sous ces conditions de mesure que l'on s'aperçoit que les transistors de puissance à effet de champ offrent, dans une même configuration de circuit des performances moins bonnes, dont l'origine est principalement due aux effets d'un C_{ob} trop élevé.

Dans un montage SEPP (Sin-

gle Ended Push-Pull), le processus de charge et de décharge du C_{ob} dans l'étage final est un phénomène inévitable. L'étage driver, monté en Darlington avec l'étage de sortie, charge le C_{ob} du transistor de sortie. La décharge s'effectue dans la résistance d'émetteur du driver, celle-ci étant récupérée en sortie, comme on le voit sur la figure 5. Ce mécanisme de charge et de décharge influe sur le temps d'extinction du signal pour les fréquences élevées. Dans un montage travaillant en classe B ou AB, il modifie l'allure des coupures aux fréquences élevées. On peut pallier cet inconvénient en faisant précéder les étages de sortie d'un étage driver parfaitement push-pull, comme cité plus haut, ce que l'on voit sur la précédente figure 5. L'effet de C_{ob} dépendant du transistor de sortie ainsi que de la tension V_{CE} de l'étage driver, un bon moyen consiste à diminuer la valeur de la résistance d'émetteur R_B du driver, ce qui diminue le temps de décharge du C_{ob} dans cette résistance. La diminuer signifie aussi qu'il faudra augmenter le courant passant dans R_B , par rapport au courant de base de l'étage de sortie, ce qui doit être alors assimilé à une baisse de h_{fe} du transistor de sortie. Cette baisse du h_{fe} ne concernant pas seulement des fréquences très élevées mais toutes les fréquences, il n'est donc pas possible de choisir des valeurs trop basses pour R_B .

Pour l'étage driver, on ne peut non plus sous-estimer le paramètre de linéarité de transfert courant/tension dans le montage Darlington, ceci dans le cas d'un étage driver à courant constant. La figure 6 montre en effet que la caractéristique de transfert courant d'entrée/tension de sortie du montage n'est pas d'une excellente linéarité, en particulier pour la combinaison NPN 2SC 960/2SD 188 utilisée sur les montages classe A de puissance

inférieure ou égale à 30 W. A cet effet, on remarquera que Kanéda a fixé son choix sur des modèles de transistors drivers répondant simultanément à plusieurs critères, dont celui du $r_{bb'}$ et du C_{ob} . La paire complémentaire 2SC 1161/2SA 566 est d'ailleurs devenue aux oreilles de Kanéda d'une utilité primordiale. Le petit tableau de la figure 7 montre les paramètres de f_T , de C_{ob} , de $r_{bb'}$ et de P_C des différents transistors habituellement utilisés dans les montages Kanéda.

Caractéristique distorsion/puissance

L'analyse de la caractéristique de distorsion vis-à-vis de la puissance de sortie des différents amplificateurs Kanéda classe A montre un aspect remarquable de grande similitude, de grande homogénéité entre les différentes versions. Il est important de considérer que ces mesures ont été malgré tout effectuées vers 1974

	f_T	C_{ob}	$r_{bb'}/h_{ie}$ (real)*	P_C
25C1775	200MHz	1.6 pF		300mW
25C1400	100MHz	2.5	50	300mW
25C1811		2.4		750mW
25C872	120	1.8		300mW
25A639	100	4	40	250mW
25A896		3		750mW
25C1124	120	6.5	$C_{crbb'}$ = 150pS	950mW (7.9W)
25C1161	20	30	40*	15W
25A566	100	30	20*	10W
2N3035	1.5			115W
25B600	4			200W
25C1400	100	2.5	50	300mW
25A639	100	4	40	250mW
25C1811		2.4		
25A896		3		

Fig. 7 : Paramètres de f_T , C_{ob} , $r_{bb'}$ et de P_C des principaux transistors utilisés sur les amplificateurs Kanéda.

et qu'à l'époque les générateurs B.F. n'étaient pas dotés de performances aussi poussées que

certaines appareils qui furent mis sur le marché par la suite. La courbe de la figure 8 montre

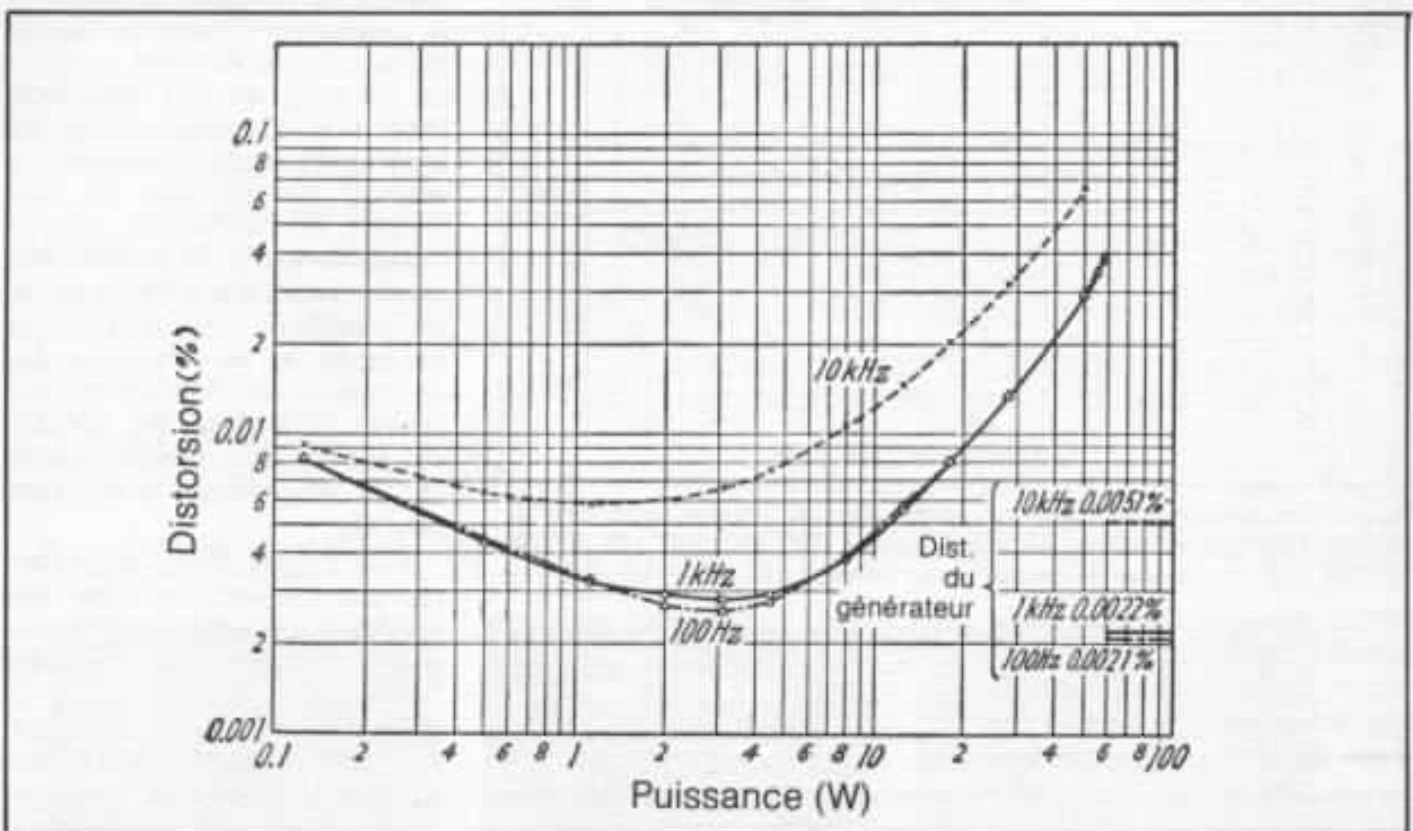


Fig. 8 : Amplificateur classe A Kanéda 50 W + 50 W. Caractéristique de distorsion en fonction de la puissance, pour les fréquences de 100 Hz, 1 kHz et 10 kHz. Remarquer que le taux de distorsion du générateur à 10 kHz est plus élevé qu'à 100 Hz ou à 1 kHz. La courbe générale est celle appelé outre-Atlantique « soft distortion » ou distorsion douce. Le taux de distorsion moyen, malgré la simplicité du montage, est de l'ordre de 0,003 % dans la plage d'utilisation habituelle.

l'aspect de cette courbe. Au dessous de 1 W, la légère remontée de bruit provient du bruit résiduel. L'écart de la courbe à 10 kHz par rapport aux autres fréquences provient essentiellement de la mesure. On remarque que le générateur B.F. employé produit un taux de distorsion de 0,0051 % à 10 kHz, celui-ci n'étant que de 0,0022 % à 1 kHz. Dans tous les cas et en tenant compte du taux de distorsion des appareils de mesure, on constate que la version 50W + 50W est très performante, ceci étant d'ailleurs la conséquence naturelle de la recherche minutieuse effectuée étape par étape en chaque point du circuit. Les différences produites par le générateur B.F. mises hors de cause, on pourra constater une quasi-superposition des courbes sur l'ensemble des fréquences audibles, ce qui est rarement constaté. Entre un et une dizaine de watts, le taux de distorsion moyen est de 0,003 %, ce qui est étonnant vu la simplicité du circuit. Par ailleurs, au dessus de 1 W la courbe de distorsion/puissance croît régulièrement ce qui rappelle curieusement certains amplificateurs à tubes dotés du paramètre de « Soft

Distortion », ou distorsion douce.

Concernant les chiffres, Kanéda insiste sur les problèmes d'appairage des transistors, le taux de distorsion à puissance moyenne pouvant être multiplié par 10, ceci même à partir d'un tri assez serré ou d'un appairage en h_{te} effectué sur un quelconque testeur de transistor, mais n'ayant malheureusement pas de rapport avec les conditions d'appairage indiquées par Kanéda dans la plupart de ses articles.

Sans ces précautions, le taux de distorsion peut passer alors facilement de 0,0023 % à 0,03 % à moyenne puissance et de 0,008 % à 0,06 % sous une puissance plus élevée, l'ensemble des autres performances pouvant rester excellent par ailleurs.

Kanéda insiste cependant sur l'importance d'aboutir à des résultats de mesure identiques ou très proches en vue des performances subjectives dont est capable le circuit d'origine. Bien entendu, d'autres configurations de circuits ou même des modifications du circuit de base Kanéda permettent d'améliorer les performances de distorsion, dans certains cas. L'exemple du

montage Edagawa, pour un circuit préamplificateur Kanéda « amélioré » est l'un des plus frappants, l'avantage d'un taux de distorsion réduit de moitié, d'un bruit de fond très réduit venant malheureusement à l'encontre d'un résultat subjectif tout à fait opposé au résultat recherché. Edagawa lui-même, devant l'évidence des faits lors d'une comparaison avec un montage Kanéda d'origine, ne pouvait que trouver ces différences « tout à fait inexplicables ».

Appairage des transistors

Dans le cas du montage Kanéda, il est capital. Si cet appairage n'est pas effectué, le montage ne fonctionne pas dans la plus grande majorité des cas. S'il fonctionne, il ne pourra procurer que de minces performances subjectives par rapport aux possibilités réelles du circuit, ceci même si l'utilisateur s'en trouve satisfait ou considère le résultat supérieur à une bonne majorité d'appareils concurrents. Mis à part le côté subjectif, les défauts dus à un mauvais appairage seront principalement :

- dérive en continu ;
- dérive due aux variations,

Echantillon n°	Niveau de bruit	Rapport S/B	Echantillon n°	Niveau de bruit	Rapport S/B
1	0.14 mV	-111.1dB	15	0.12 mV	-112.4dB
2	0.34	-103.3	16	0.15	-110.5
3	0.11	-113.2	17	0.22	-107.2
4	0.11	-113.2	18	0.23	-106.8
5	0.25	-106.0	19	0.29	-104.8
6	0.05	-120.0	20	0.32	-103.9
7	0.22	-107.2	21	0.42	-101.5
8	0.12	-112.4	22	0.28	-105.0
9	0.40	-102.0	23 *	0.12	-112.4
10	0.05	-120.0	24	0.28	-105.0
11	0.22	-107.2	25	0.36	-112.8
12	0.28	-105.0	26	0.14	-111.1
13	0.19	-108.5	27	0.30	-104.4
14	0.14	-111.1			

Fig. 9 : Mesures comparatives du bruit résiduel effectuées sur le transistor double à effet de champ 2N 3954. Noter que le meilleur était le n° 6, que le n° 21 était le moins bon et que le n° 23 était le meilleur à l'écoute.

mêmes faibles, de température ;

- augmentation du taux de distorsion harmonique ;
- augmentation du taux de distorsion par intermodulation ;
- difficulté et instabilité des réglages ;
- performances inégales.

Un appairage parfait n'a rien d'évident, en particulier si l'on souhaite réaliser celui-ci simultanément sur plusieurs paramètres. Il faut avoir à sa disposition des traceurs de courbe, des galvanomètres, des générateurs et distorsionomètres et disposer d'une table de comparaison. Dans l'absolu, il faudrait presque avoir recours à l'ordinateur qui pourrait gérer, classer, trier et sélectionner les paires les plus parfaites. Kanéda fait d'ailleurs la remarque, facilement vérifiable en pratique que même en ayant recours à des « paires » montées dans un seul boîtier, les différences tant au niveau du bruit résiduel qu'au niveau de la qualité d'écoute ne sont pas inexistantes. La figure 9 illustre en exemple des mesures comparatives de bruit résiduel effectuées sur vingt-sept échantillons de transistors doubles 2N 3954 d'origine National Semiconductor. On s'aperçoit que, malgré les données du constructeur, les écarts sont assez sensibles, malgré les « tolérances très serrées » annoncées. Entre l'échantillon n° 6 et l'échantillon n° 21 le niveau de bruit résiduel passe de 0,05 mV (-120 dB) à +0,42 mV (-101 dB) soit un écart de 19 dB.

D'autre part, les résultats d'écoute peuvent être assez irréguliers, en particulier au dessus de 7 à 8 kHz. Lors de ce test, le meilleur résultat subjectif était obtenu avec l'échantillon n° 23 (et non avec le n° 6). Or, il est impossible qu'un constructeur, même très sérieux puisse investir un temps aussi important pour cette pré-sélection des composants, ce qui n'exclue pas que certains d'entre eux puissent

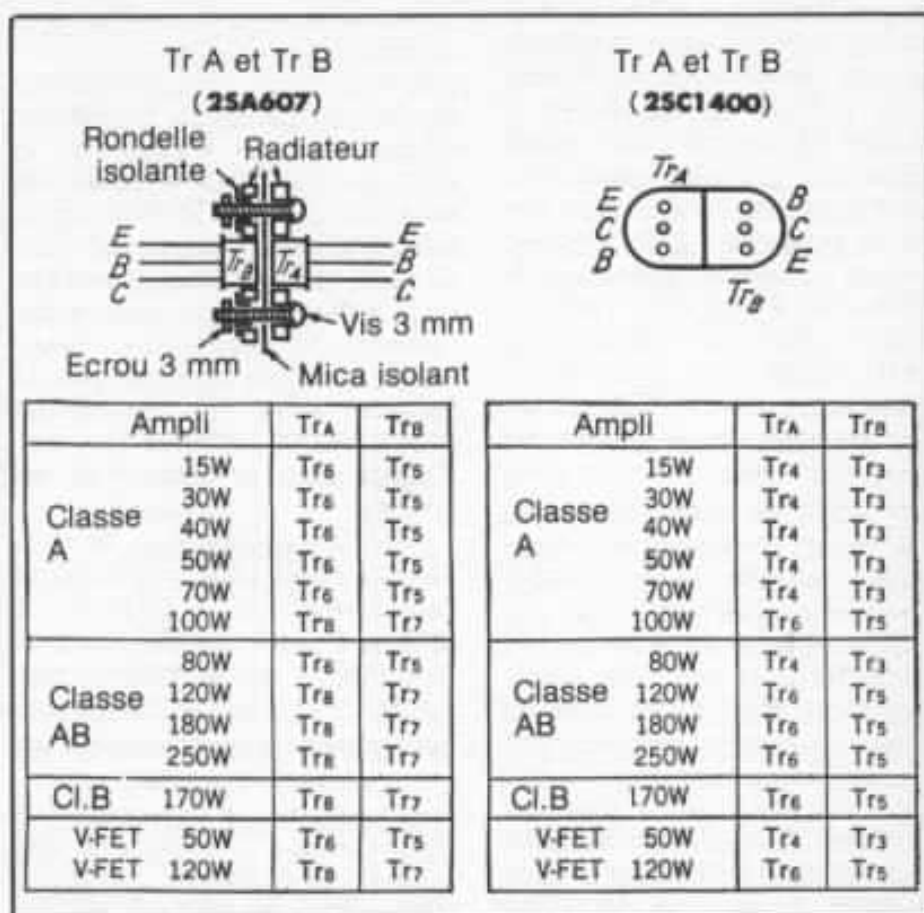


Fig. 10 : Mode de montage des transistors à associer en couplage thermique. Leurs références pour les différents montages amplificateurs Kanéda.

faire un tri serré des composants. Dans le cas du 2N 3954, l'inconvénient est principalement le prix si l'on pense qu'il est nécessaire d'investir dans une cinquantaine de transistors pour n'en sortir que deux ou trois de qualité exceptionnelle. Bien sûr, il est facile pour un constructeur de s'opposer à de tels essais, de les juger inutiles ou totalement insensibles à l'écoute, ce qui prouve d'ailleurs que l'effet de masque provoqué par une méthode de tri trop simple est tel que ces écarts, pourtant sensibles dans le cas du circuit Kanéda peuvent devenir vraiment insensibles à l'écoute. Ce qui est grave mais qui peut être parfaitement défendable à partir du moment où le constructeur en question ne possède pas d'autre point de repère.

Pour le 2N 3954, Kanéda insiste également sur l'origine, chaque procédé de fabrication

portant une signature acoustique, comme il en a été question au début de cet article. Solitron reste le meilleur choix mais le FD 1840 disponible également chez Solitron, a remplacé le 2N 3954 sur les montages Kanéda réalisés après 1982, donc récemment.

Dans le cas de l'amplificateur classe A 50 W + 50 W il s'agit d'un des seuls transistors encore disponible actuellement. Tr3 et Tr4, les 2SC 1400, montés en régulateur à miroir de courant sont collés ensemble. Le h_{fe} doit se situer aux alentours de 500, le lot étant le E (2SC 1400 E). Les 2SA 607 (Tr5 et Tr6) sont eux aussi montés ensemble en couplage thermique mais isolés électriquement. La figure 10 montre le mode de montage mécanique de ces deux paires de transistors. Pour en revenir au 2N 3954 et au 2SA 607(L), les conditions de mesure pour l'appairage et le tri

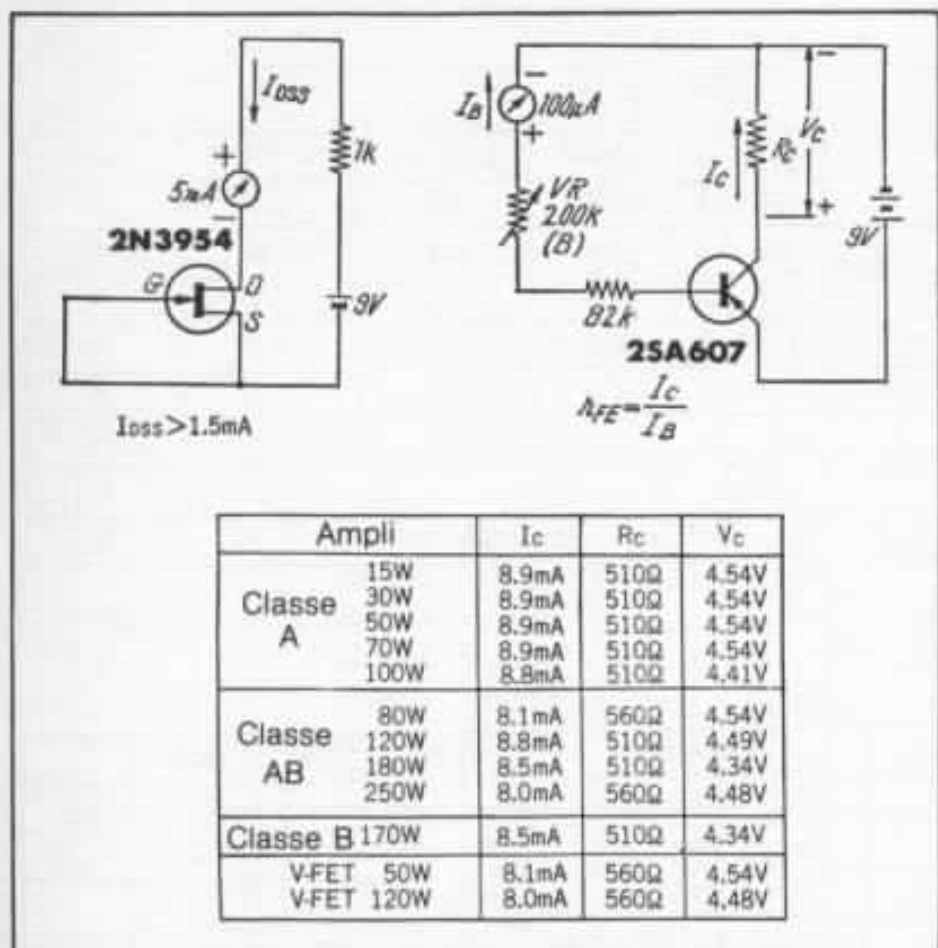


Fig. 11 : Tri et appairage des transistors. Pour le 2N 3954 le I_{du} doit être supérieur à 1,5 mA. Pour le 2SA 607 et dans le cas du montage classe A 50W + 50W la valeur de R_c est de 510 Ω, V_c étant de 4,54 V et I_c de 8,9 mA. Pour le 2SA 607 l'alimentation 9 V est régulée. Pour le 2N 3954 on peut utiliser des piles.

s'effectuent comme sur la figure 11. Pour le 2SA 607 et une fois la sélection en h_{fe} terminée un second tri en V_{CE} est conseillée.

Pour ce test, l'émetteur est relié au + V_{CC} , la base également mais à travers une résistance de 4,7 kΩ. Entre le - V_{CC} et le collecteur sont montés en série un galvanomètre de 1 à 5 mA et une résistance de 10 kΩ. Pour un V_{CC} et + et - 70 V (soit 140 V au total), le courant I_c doit être inférieur à 0,1 mA, l'appairage étant effectué ensuite par tri. Il s'agit d'un tri recommandé lors de la réalisation d'amplificateurs Kanéda travaillant en classe AB, de puissance dépassant 80 W. Tr7, le 2SC 1400(E) doit, lui aussi, avoir un h_{fe} de l'ordre de 500. D1 et D2, les diodes régulatrices sont les HV 23G. Il s'agit

de diodes à jonction PN d'origine Hitachi qui agissent sur des plages importantes de variations de température ou de baisses de tension, ce qui améliore le fonctionnement des transistors. Pour la HV 23 G, la tension V_R est de -3 V et le courant I_F max. de 10 mA, le travail en température étant compris entre -55 et +125° C. Dans le circuit de polarisation, ces deux diodes assurent une meilleure stabilité du V_{BE} de Tr7. D1 et D2 peuvent cependant être remplacées par certains transistors sur lesquels la jonction B-C est utilisée. C'est d'ailleurs le cas de plusieurs amplificateurs Kanéda conçus récemment.

Tr8 et Tr9, l'étage driver pose un peu plus de difficultés d'appairage. La paire complémentaire 2SA 653/2SC 1161 est

devenue très difficile à trouver et son prix ne cesse d'augmenter (dans les rares cas où certains revendeurs japonais de composants en possèdent). La figure 12 donne un aperçu des caractéristiques de ces transistors. Ces deux transistors complémentaires existent dans les lots K et L. On pourrait penser qu'un appairage complémentaire doit se faire dans les mêmes lots. Souvent, le revendeur japonais se contente d'une mesure de h_{fe} et propose pour les amplificateurs Kanéda une paire 2SA 653(L)/2SC 1161(L). Il faut en fait comprendre que, même malgré un appairage serré, les caractéristiques V_{CE}/I_c ne sont pas tout à fait superposables à celles de I_B . C'est pourquoi le choix de l'étage driver doit se porter sur une paire 2SA 653(C)/2SC 1161(K), le lot 2SA 653(C) étant rarissime, pour ne pas dire quasi-introuvable.

Dans le cas où une paire aux lots K ou L est utilisée, une augmentation assez sensible du taux de distorsion et une perte de transparence sonore ont été remarqués par Kanéda.

Pour les transistors de sortie, l'appairage s'effectue comme sur la figure 13. Noter que Tr7, le 2SC 1400 doit être collé sur Tr13 (ou Tr11) dans un but de compensation thermique.

Les radiateurs

Il ne va pas être encore traité ici de l'alimentation pour laquelle la disposition de radiateurs, du circuit imprimé et le câblage doivent être parfaitement conformes au montage d'origine. N'oublions pas non plus que l'amplificateur utilise huit radiateurs doubles et que si les transistors de puissance disposés au milieu de ceux-ci permettent un échauffement homogène de chaque radiateur, la longueur des connexions peut influencer sur la stabilité du montage. La disposition des radiateurs peut paraître un peu

Caractéristiques principales
(valeur maximales, $T_a : 25^\circ \text{C}$)

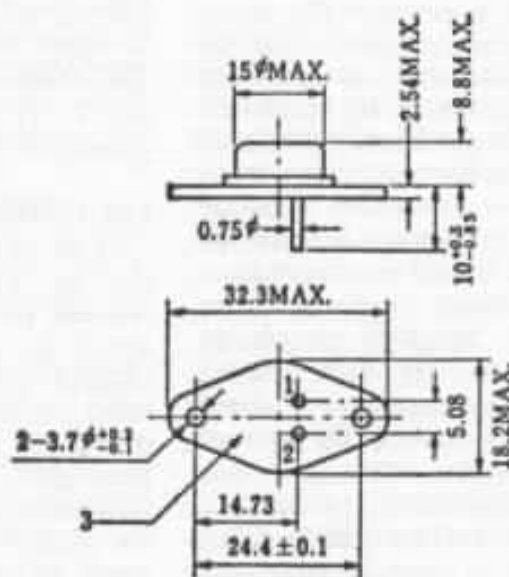
Paramètre	Abbrev.	2SA653	2SA653A	2SC1161	2SC1161A	Unité
Tension collecteur-base	V_{CB0}	-150	-150	200	200	V
Tension collecteur-émetteur	V_{CE0}	-120	-140	120	140	V
Tension émetteur-base	V_{EB0}	-6.0	-6.0	6.0	6.0	V
Courant collecteur	$I_C(\text{DC})$	-1.0	-1.0	1.0	1.0	A
C.collect.(impulsions)	$I_C(\text{pulse})^*$	-1.5	-1.5	1.5	1.5	A
Puissance totale diss.	P_T	25				W
Temp. de jonction	T_J	150				$^\circ\text{C}$
Temp. de travail recom.	T_{stg}	-65 ~ +150				$^\circ\text{C}$

• $PW \leq 10\text{ms}$, duty cycle $\leq 50\%$

Caractéristiques électriques
(à 25°C)

Paramètre	Abbrev.	condition	MIN.	TYP.	MAX.	
Courant résid. coll/base	I_{CB0}	$V_{CB} = 120\text{V}$, $I_E = 0$			1.0	μA
Courant résid. émett/base	I_{EB0}	$V_{EB} = 3.0\text{V}$, $I_C = 0$			1.0	μA
Gain en cour.cont.	h_{FE1}^*	$V_{CE} = 5.0\text{V}$, $I_C = 5.0\text{mA}$	20			
	h_{FE2}^*	$V_{CE} = 5.0\text{V}$, $I_C = 0.3\text{A}$	40	100	320	
Tens. sat.coll/émett	$V_{CE(\text{sat})}^*$	$I_C = 1.0\text{A}$, $I_B = 0.1\text{A}$		0.8	2.0	V
Fréq. de transition	f_T	$V_{CE} = 5.0\text{V}$, $I_C = 0.1\text{A}$		60		MHz

• Sous impulsion



Données mécaniques

Brochage

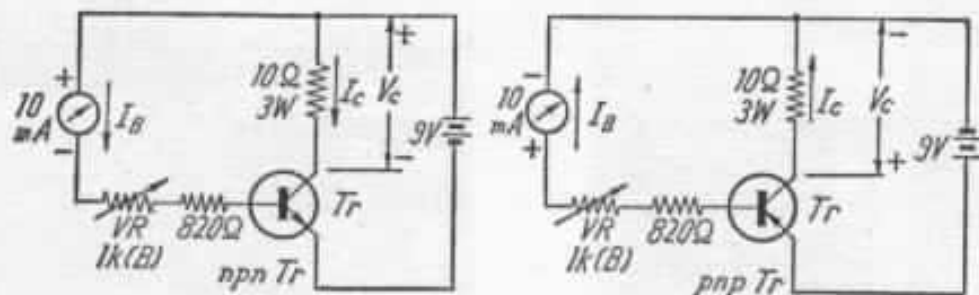
- 1- Base
- 2- Emetteur
- 3- Collecteur

EIAJ : TB-23

JEDEC : TO-66

IEC : C13

Fig. 12 : Transistors bipolaires complémentaires 2SA 653 et 2SC 1161. Caractéristiques principales. Ils existent sous les lots B, C (rares), K et L (plus courants).



$$h_{FE} = \frac{I_c}{I_B}$$

Ampli	Tr		Ic	Vc
	nnp	pnp		
Classe A	15W	25D188 25A627	0.484A	4.84V
	30W	25D188 25A627	0.685A	6.85V
	40W	25D388 25B541	0.79A	7.9V
	50W	25D188 25A627	0.589A	5.89V
	70W	25D188 25A627	0.523A	5.23V
	100W	25D388 25B541	0.63A	6.3V
Classe AB	80W	25D188 25A627	0.395A	3.95V
	120W	25D388 25B541	0.372A	3.72V
	180W	25D388 25B541	0.313A	3.13V
	250W	25D287 25B539B	0.242A	2.42V
Cl.B	170W	25D388 25B541	0.15A	1.5V

- 2SC 1161 — 2SA 566
- 2SA 653 — 2SA 539
- 2SD 188 — 2SC 815
- 2SA 627 — 2SB 600

Fig. 13 : Transistors de sortie des montages Kanéda. Mesure et détermination du h_{FE} permettant l'appairage.

« ancienne » mais elle est préférable à une disposition en ligne sur laquelle les transistors de puissance, trop resserrés ou disposés sur une cornière rapportée laissent une partie des radiateurs pratiquement froid, ce qui est le signe d'une mauvaise disposition des transistors sur les radiateurs. On remarquera également que dans tous les montages amplificateurs Kanéda sans exception, les radiateurs sont montés à l'intérieur du châssis, le capot grillagé servant de blindage magnétique. Il faut penser en effet que la consommation générale élevée (près de 300 VA) est due à la dissipation importante des transistors qui dégagent chaleur comme rayonnement magnétique.

Remplacement des références de transistors non disponibles

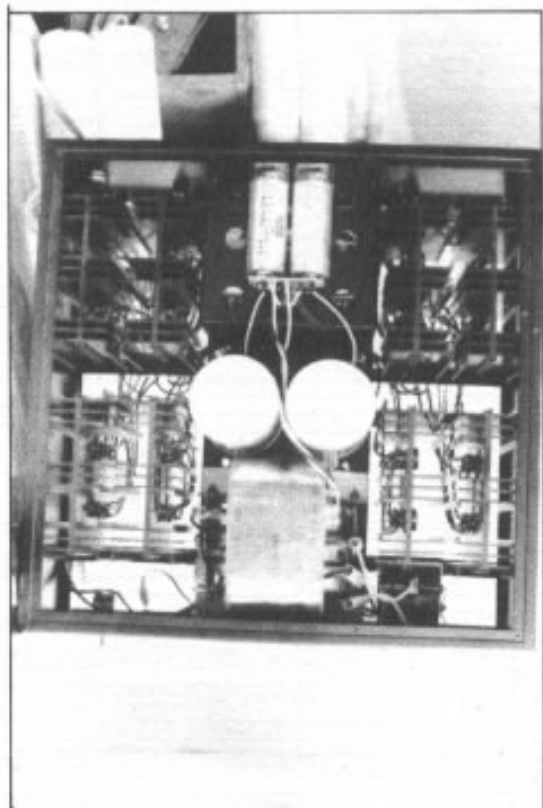
Pour ceux-ci la plus sage résolution consistera à utiliser pour référence non pas le schéma théorique avec ses références de transistors d'origine mais l'amplificateur d'origine lui-même, à partir duquel diverses études comparatives, subjectives comme objectives pourront être effectuées. Pour ce travail, il faut disposer à la base de très nombreuses références de transistors déjà pré-sélectionnés pour leurs similitudes avec les transistors à remplacer. Dans le cas de l'amplificateur Kanéda, les remplacements à effectuer seront nombreux puisqu'il concernent les références :

- 2SC 1400 — 2SA 607

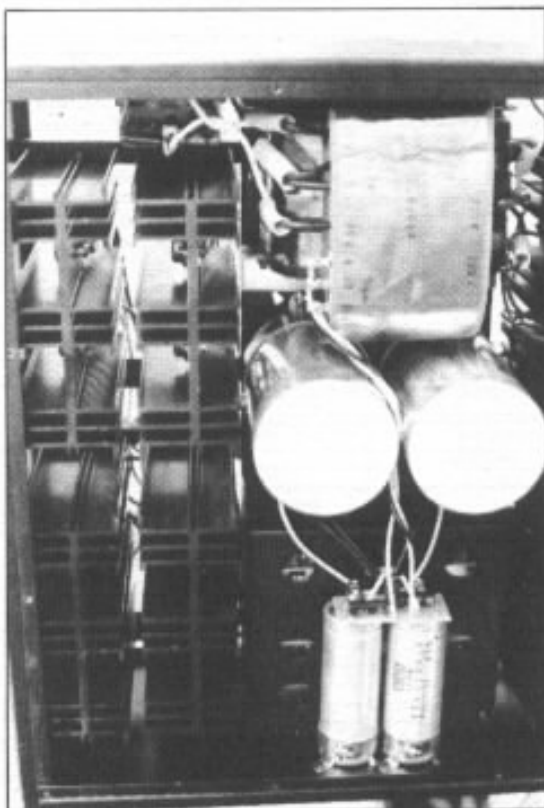
Dans la suite de cet article, il sera toutefois intéressant d'aborder une étude plus détaillée des particularités, qualités (et éventuellement défauts) de l'amplificateur dans sa version d'origine, et même de citer certaines références commerciales d'amplificateurs présentant eux aussi d'autres particularités, d'autres qualités et parfois d'autres défauts. Le but est toutefois de tenter la réalisation 50 W + 50 W dans des performances subjectives très proches de la réalisation originale, à partir de composants de remplacement, dépasser ces objectifs faisant partie d'étapes futures. N'oublions pas que la réalisation aura bientôt douze ans d'âge, ce qui est le cas d'un bon whisky. Pour le cas Kanéda et sans se prétendre « passéiste », le poids des valeurs stables d'une part, et les progrès effectués depuis d'autre part, permettront peut-être d'envisager certaines améliorations.

Références :

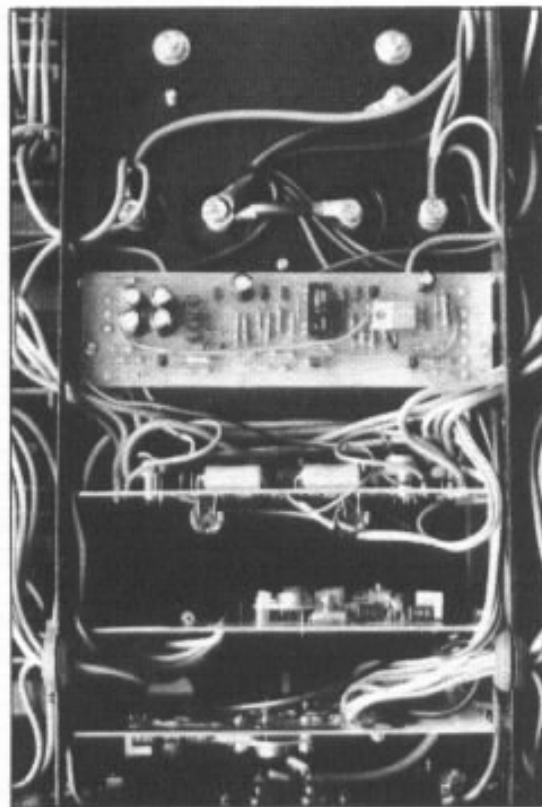
D.C. Amplifiers, par Akihiko Kanéda - 1977, Seibundo Shin-Kosha Publishing Co, Tokyo, Japon.



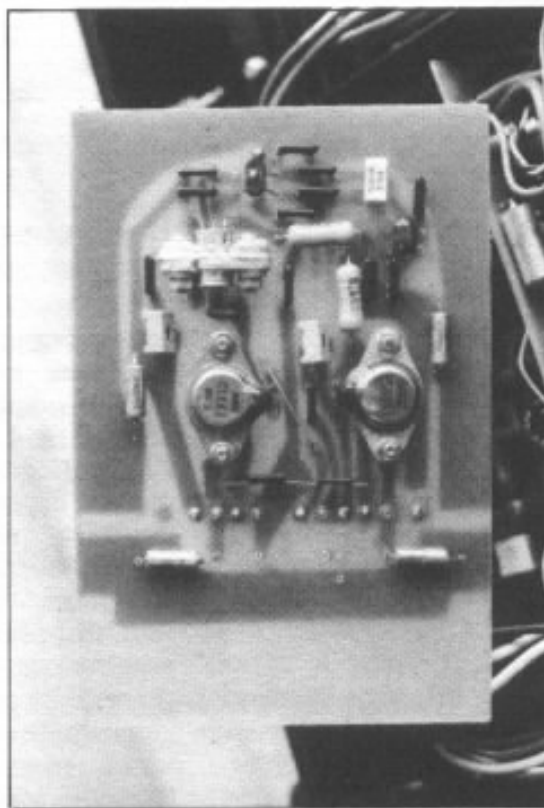
Amplificateur Kanéda 50 W + 50 W, vu de dessus.



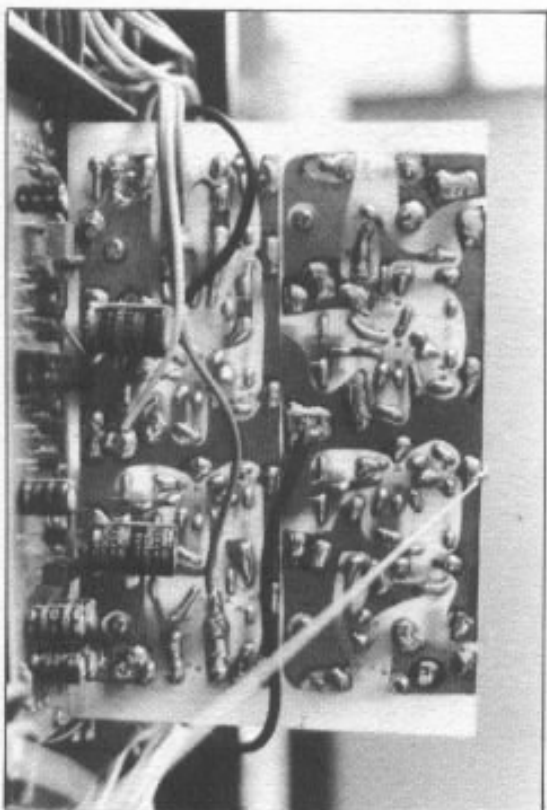
Amplificateur, vu de dessus. Radiateurs et alimentation.



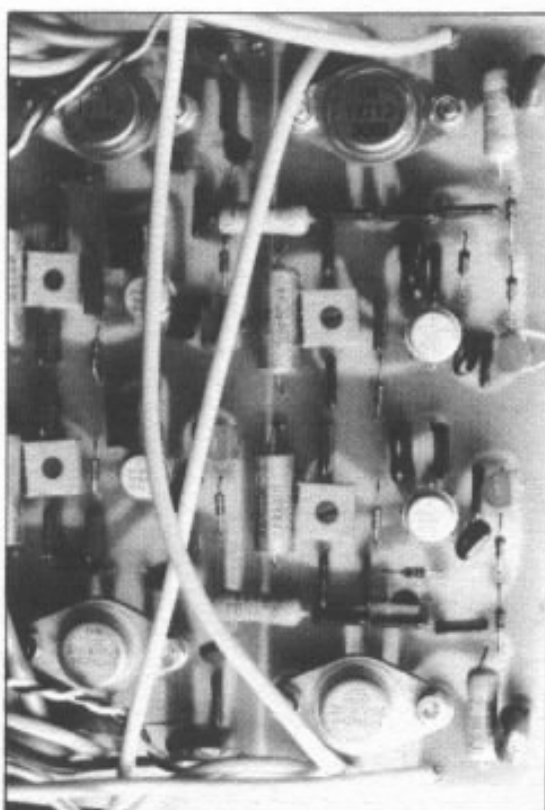
Ensemble des quatre circuits imprimés principaux.



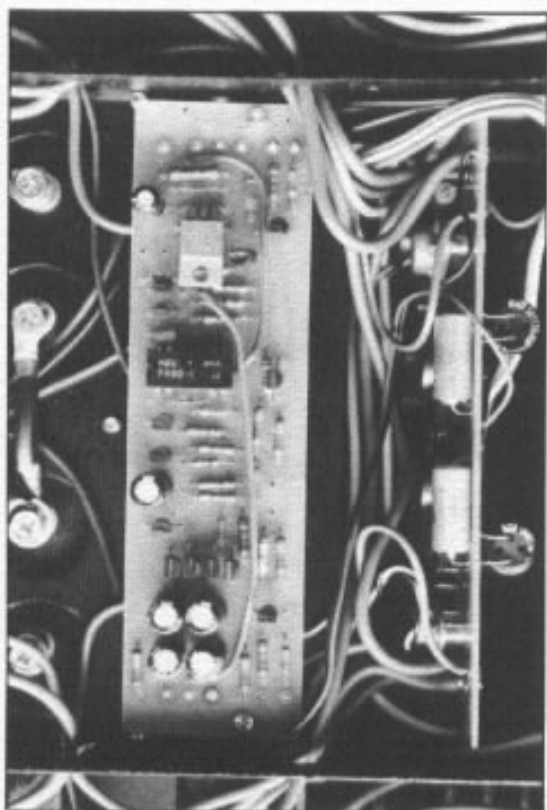
Circuit imprimé de l'étage d'entrée et driver.



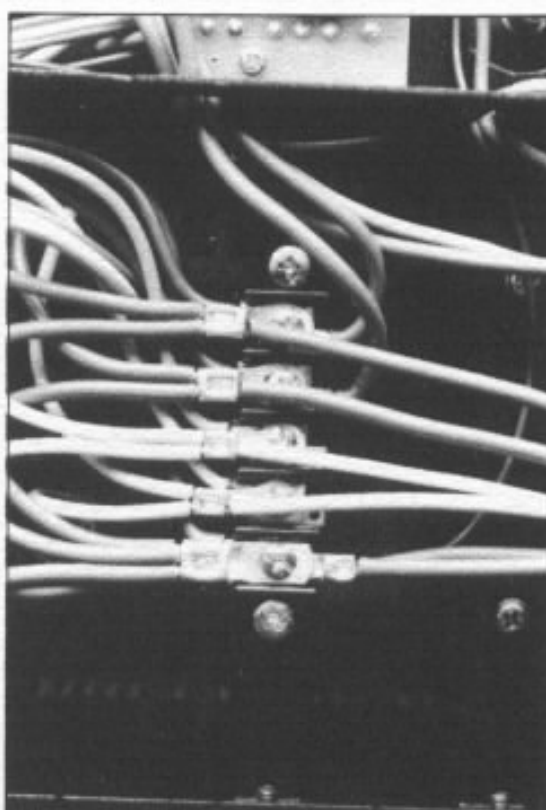
Circuit imprimé de l'alimentation régulée, vu de dessous.



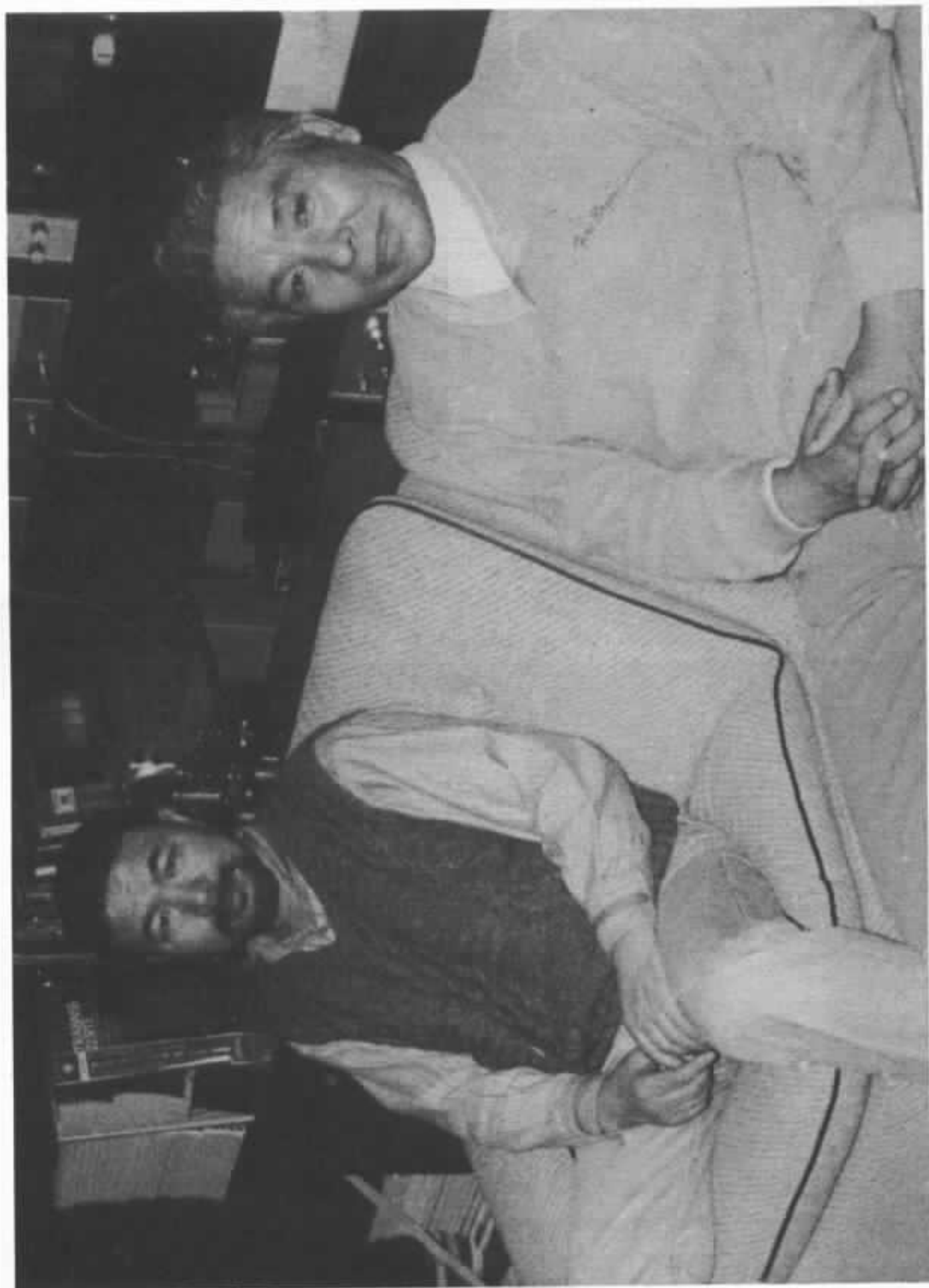
Alimentation régulée.



Temporisation et protection (version améliorée en non publiée).



Connexions vers les transistors de puissance des étages de sortie.



se
es
d'

dé
d'
tu

sie
Le
dé
in)
Le
fé

Fi

su
ch
l'e
et
ter

L'école Onken : le point 1984

Guy Marec

Dans le numéro 24 de l'Audiophile, j'ai tenté de transmettre à nos lecteurs les impressions ressenties lors d'une première visite de la firme japonaise Onken créée par E. Koizumi. J'ai aussi essayé de donner mes premières impressions d'écoute du système réalisé par Mr. Tanaka à partir d'éléments d'origine Onken.

Déjà décrit deux fois dans cette revue, le système mis au point par Mr. Tanaka peut être considéré comme l'une des références de l'Audiophile, sinon «la» référence. Il est intéressant à plus d'un titre, mais surtout par le fait qu'il est l'œuvre d'un amateur passionné, qui se remet perpétuellement en question.

Depuis cette première visite, deux ans se sont écoulés et j'ai pu à nouveau me rendre chez Messieurs Tanaka et Koizumi et participer à plusieurs heures d'essais et d'écoute en leur compagnie. Les systèmes ont évolué, des améliorations ont encore été apportées à ces ensembles pourtant déjà très supérieurs à tout ce qui peut être entendu en France. Je pense qu'il était important d'en informer nos lecteurs.

Le «système Tanaka» en février 1984

Se référer à l'organigramme Fig n°1.

Je ne reviendrai pas en détail sur la salle d'écoute qui n'a pas changé : j'ai simplement pu l'observer un peu plus longtemps et me rendre compte que le traitement acoustique extrêmement

élaboré a été appliqué non seulement aux quatre murs mais aussi au plafond. Je ne m'en n'étais pas rendu compte la première fois. Je rappelle que ce traitement acoustique est constitué d'une très forte épaisseur d'absorbant recouvert de lames de bois ajourées pour limiter l'absorption dans le haut du spectre.

1. Les transducteurs

Ce sont les mêmes qu'en 1982. Il faut toutefois apporter deux corrections à l'article du n°24. D'une part, le moteur de haut médium est un OM-455E (c'est le modèle actuel) et non pas le 500 MT-ES. Cette précision a été apportée par Mr. Koizumi. D'autre part, le haut-parleur de

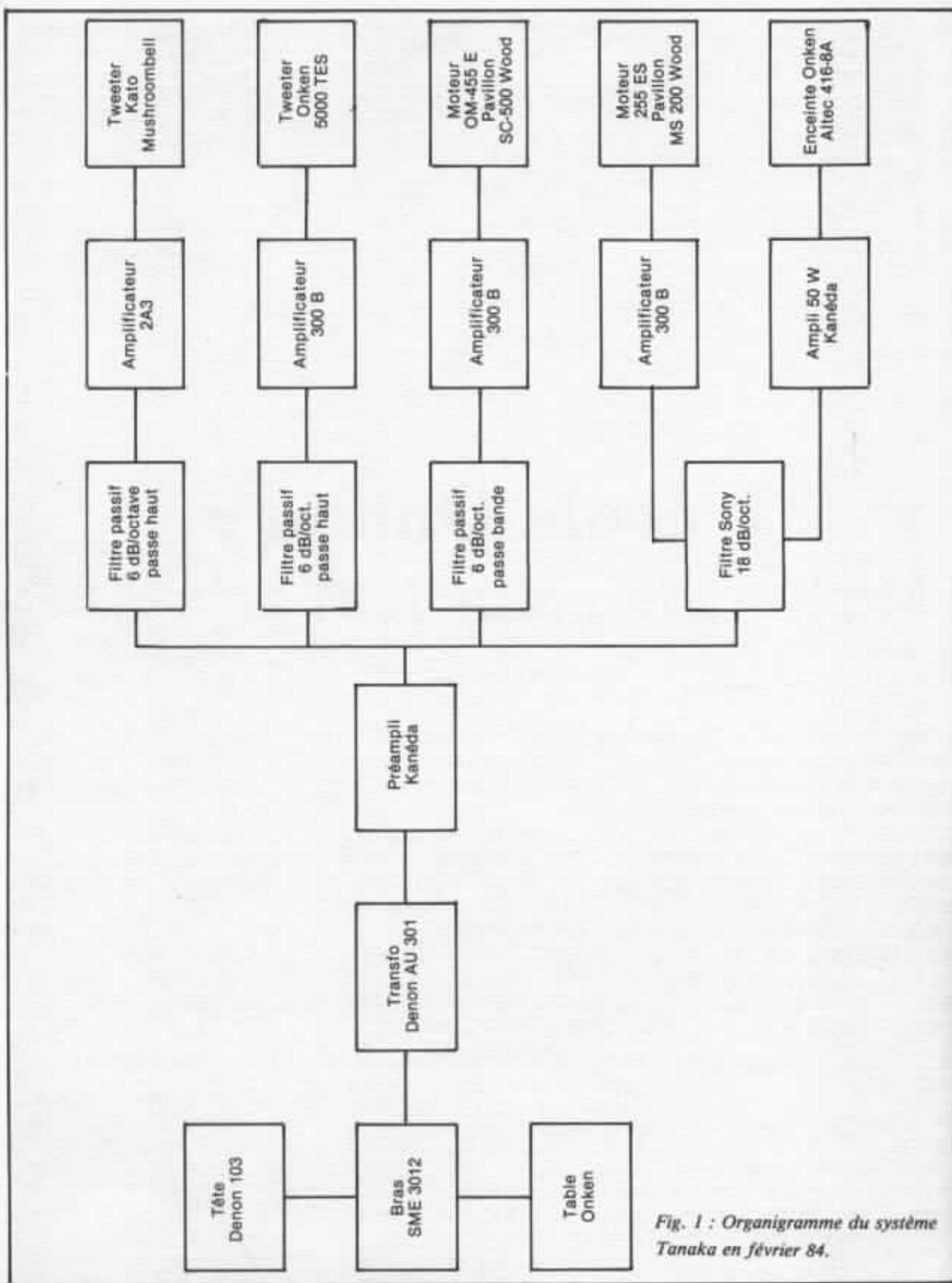


Fig. 1 : Organigramme du système Tanaka en février 84.



Le « système Tanaka » en février 1984. Noter la mise en place des tweeters Kato « Mushroom Bell » à l'intérieur.

grave utilisé, est bien le Altec 416-8A et non pas le 8B comme je l'avais écrit il y a deux ans.

La disposition de l'ensemble est pratiquement la même, mais le super-tweeter Kato a été déplacé et mis de l'autre côté du pavillon de haut médium, donc côté intérieur des enceintes (se référer aux photos). Les fréquences de coupure entre les différents registres ont aussi été modifiées.

• La fréquence de coupure du registre grave reproduit par l'enceinte Onken est maintenant

de 250 Hz au lieu de 300 Hz. La pente d'atténuation est de 18 dB/octave au lieu de 6 dB/octave.

• Le secteur bas médium est reproduit par le pavillon à 15 cellules MS 200 Wood. La bande utile du moteur 255 ES a été étendue de 250 Hz à 1 500 Hz au lieu de 300 Hz à 800 Hz. Les pentes d'atténuation du filtre sont de 18 dB/octave au lieu de 6 dB/octave.

• Le secteur haut médium reproduit par le pavillon SC 500 Wood chargeant le moteur

OM 455E est limité à la bande 1 500 à 8 000 Hz au lieu de 800 à 8 000 Hz. Les pentes d'atténuation du filtre de 6 dB/octave ont été maintenues.

• Le tweeter Onken 5000 T-ES est toujours utilisé à partir de 8 000 Hz avec une pente d'atténuation basse de 6 dB/octave mais sans limitation haute.

• Le tweeter Kato Mushroom-bell est toujours utilisé à partir de 10 000 Hz avec une pente d'atténuation basse de 6 dB/octave, sans limitation haute. Mais il y a là un gros changement : un amplificateur supplémentaire d'extrême aigu a été rajouté.

Les modifications apportées sont assez considérables. Le système est devenu maintenant un véritable « 5 voies » multi-amplifié.

2. Les circuits électroniques

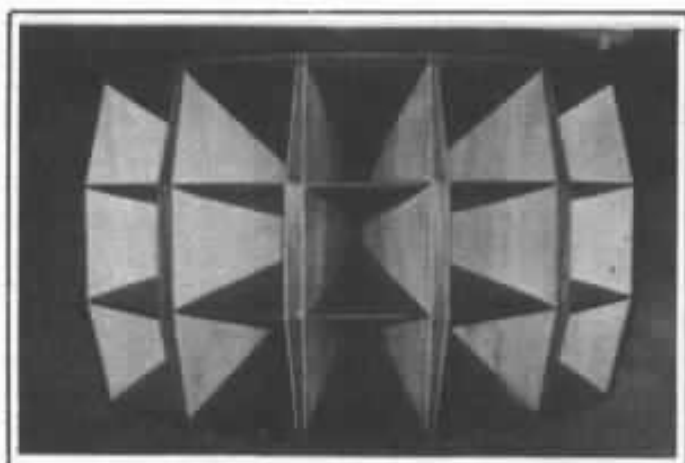
Deux modifications importantes sont à noter, soit : l'adoption d'un filtrage à 18 dB/octave dans le bas du spectre et l'utilisation d'un amplificateur supplémentaire en extrême aigu. Ces modifications ont été faites dans le but de pouvoir maîtriser encore mieux les problèmes de phase entre les différents transducteurs.

En grave et bas médium, le filtrage actif à 18 dB/octave est réalisé par un filtre Sony 4 300 F modifié. Je n'ai pas le détail des modifications effectuées. Jean Hiraga en a un peu parlé dans le n°1 de l'Audiophile. Je sais simplement que les condensateurs électrolytiques de la voie grave ont été remplacés par des condensateurs au polycarbonate.

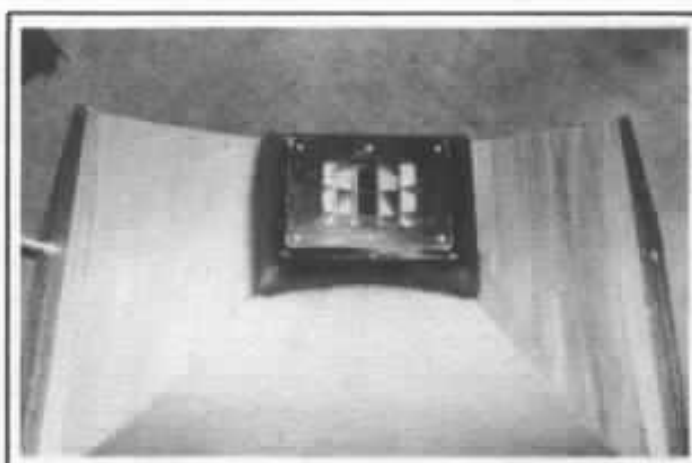
L'amplificateur d'extrême aigu fonctionne en classe A. Il peut délivrer une puissance de sortie de l'ordre de 2 watts. Son schéma de principe est donné sur la figure 2. C'est un circuit très simple, analogue au fameux amplificateur «300B» utilisé en médium et aigu. Le tube de sortie 2A3 peut être remplacé par le



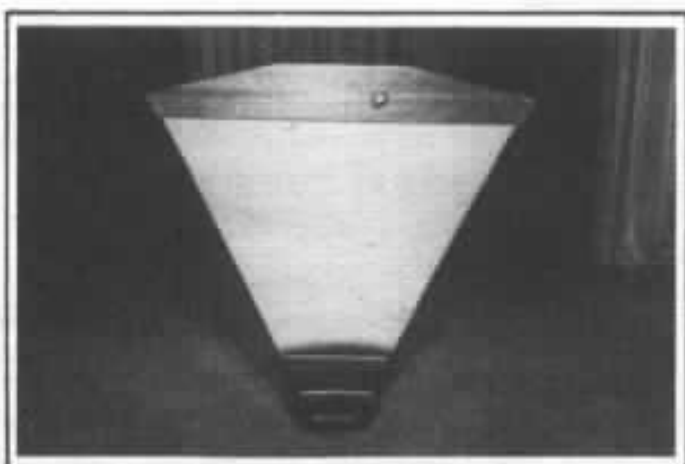
Le super-tweeter Kato « Mushroom Bell » du système Tanaka. Ces tweeters sont alimentés par du fil en nappe « spécial informatique ».



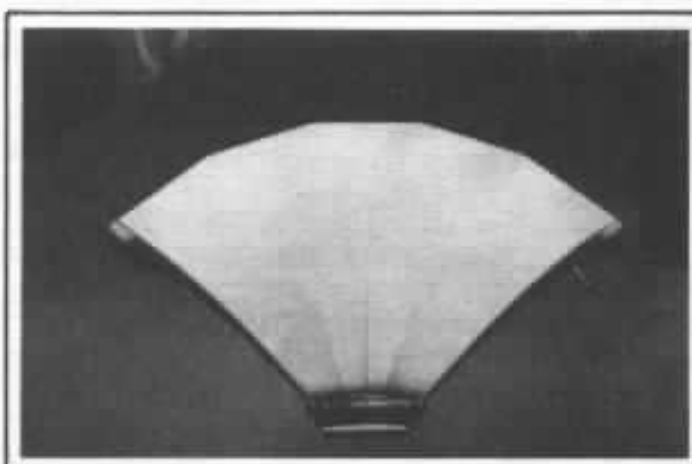
Le pavillon MS-200 Wood vu de face.



Le pavillon MS-200 Wood. Détail de la partie arrière où est fixé l'adaptateur métallique qui le relie au moteur 255-ES.



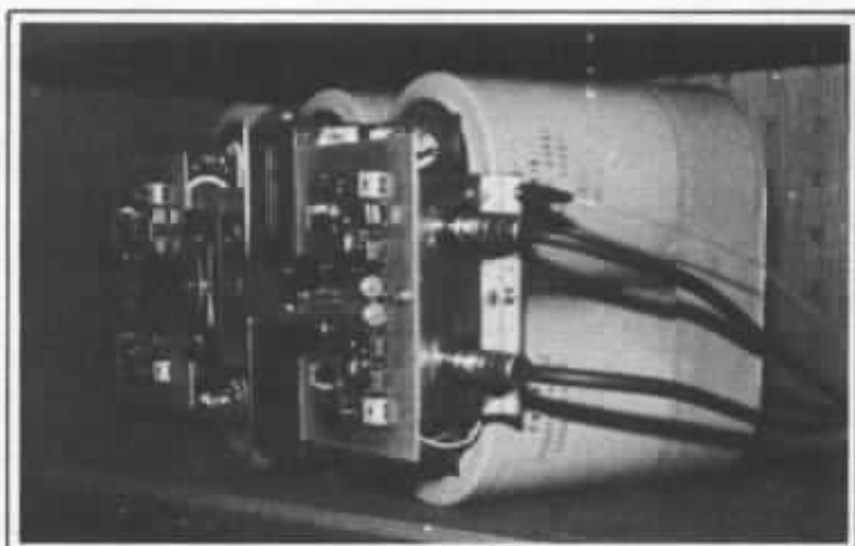
Détail de côté du pavillon MS-200 Wood.



Détail vu de dessus du pavillon MS-200 Wood. Une des tiges métalliques qui servent à fixer les chaînes support est visible à droite.



Le pavillon MS-200 Wood monté sur le « système Tanaka ». Le moteur placé hors de la pièce n'est pas visible. L'adaptateur métallique pavillon-moteur, dont la moitié seulement est visible, est amorti par une forte épaisseur de tissus.



Le préamplificateur Kanéda du « système Tanaka ». Noter l'extrême compacité du montage.

tube Western Electric VT 52. Le tube d'entrée 6SJ7 peut être remplacé par les tubes WE 348 A ou WE 310 A. Le redressement haute tension est assuré par une valve WE 274 B.

Monsieur Tanaka insiste sur le choix de ce tube dans les amplificateurs de médium et d'aigu. Un point important est à noter dans cet amplificateur d'extrême aigu, c'est l'adoption d'un chauffage en courant continu par batterie pour le tube de sortie.

Les autres éléments de la chaîne sont inchangés. L'amplification du secteur grave est toujours confiée à l'amplificateur Kaneda 2 x 50 W classe A et l'amplificateur des registres médium aux amplificateurs à tube «300B».

3. Système de lecture

Mr. Tanaka utilise toujours la table de lecture Onken à entraînement par fil. Le bras de lecture SME 3012 a été légèrement modifié : les fils de liaison passent maintenant à l'extérieur du bras.

La tête de lecture Denon DL 103 modifiée par Mr. Koizumi est toujours la préférée. J'aurais l'occasion de reparler de ces modifications un peu plus loin. L'adaptation de la tête est toujours confiée au transformateur Denon AU 301.

L'écoute du système Tanaka

J'ai pu consacrer une très longue après-midi à écouter cet ensemble exceptionnel. La séance a commencé par un petit réglage des enceintes de grave. En effet une petite tonique en résonance était sensible dans le haut grave. Mr. Koizumi l'a supprimée en obturant partiellement un des six événements de l'enceinte au moyen d'un rouleau de feutre (des détails ont déjà été publiés à ce sujet dans L'Audiophile n° 31, page 86). Cette amélioration, très efficace, est aussi utilisée sur le système de référence de la firme Onken. Elle permet de par-

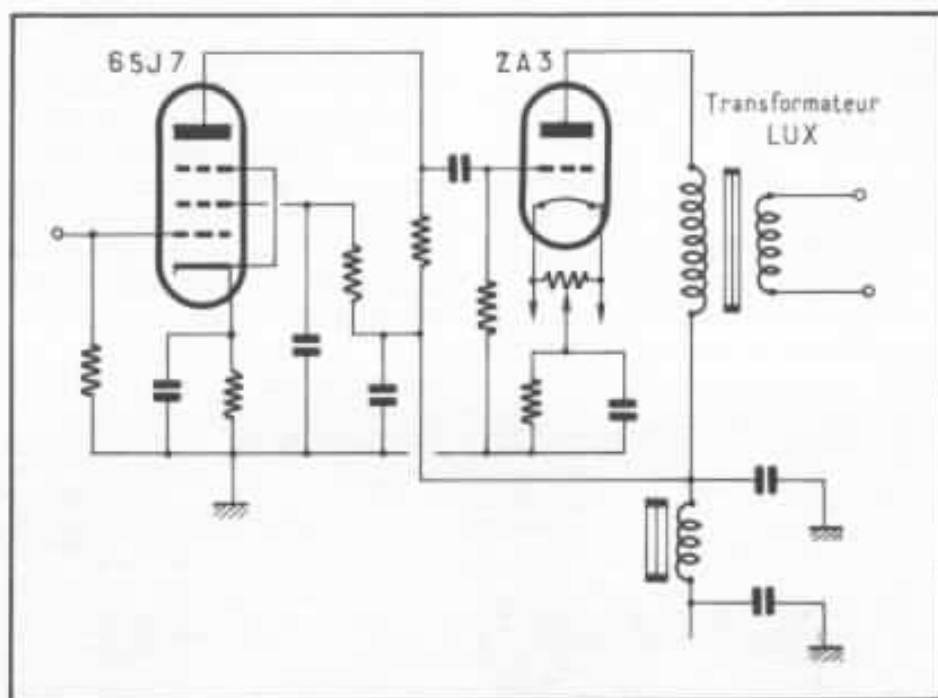


Fig. 2 : Schéma de principe de l'amplificateur de 2 W utilisé en extrême-aigu par M. Tanaka pour alimenter le tweeter Kato.



Les amplificateurs de puissance du « système Tanaka ». Au premier plan à gauche le nouvel amplificateur d'extrême aigu. A droite l'amplificateur Kaneda 2 x 50 watts, classe A.

faire la neutralité de l'enceinte.

J'ai pu écouter des extraits d'une quinzaine de disques, certains connus, d'autres beaucoup moins. Je donne ci-dessous les principales impressions notées en cours d'écoute.

— *Valses de Strauss DGG 2530977*

- Très grande stabilité spatiale des sources, lecture très précise.

- Attaques surprenantes de vérité et de précision des cordes dans le haut du spectre.

- Beaucoup de naturel dans la reproduction des «vibratos».

Chaque instrument se détache parfaitement des autres.

— *Sacre du printemps. Telarc DG100D54*

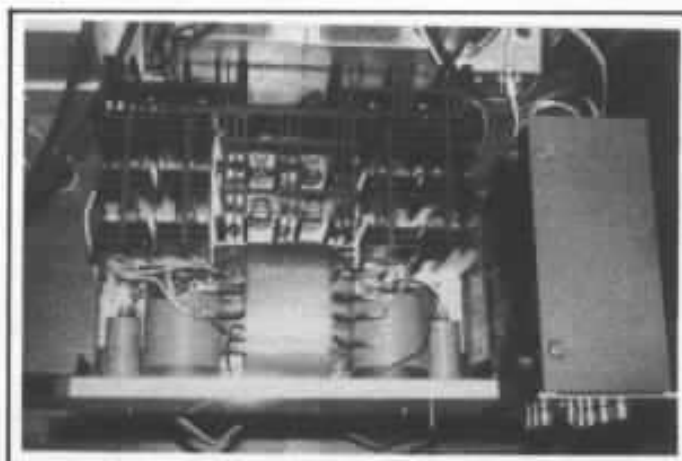
- Beaucoup d'équilibre, de clarté. La séparation des instru-

ments et la répartition spatiale sont surprenantes.

- Précision et transparence dans la superposition de petits sons et de fortes sonorités dans des registres différents. Perception très nette de l'extinction (sons filés) de sons faibles superposés à des sons de fort niveau.
- A très fort niveau le grave perd son aisance et projette un peu les sons.



Détail de l'amplificateur d'extrême-aigu bâti autour des tubes 2A3 et du transformateur de sortie « Lux ».



Détail d'implantation de l'amplificateur de grave Kanéda 2 x 50 watts classe A. Noter en bas au milieu l'imposant transformateur d'alimentation.

«passer» facilement. Il prend ici une ampleur toute nouvelle.

- Douceur exceptionnelle de l'enregistrement, grande précision de la restitution de l'orgue qui permet de sentir sa puissance malgré la discrétion du jeu.

Aucune limitation d'aucune sorte dans les voix, tout coule, tout s'épanche avec aisance.

- Les notions d'équilibre, de finesse, de clarté, de profondeur

mais en fait je le découvre.

• Le bas du spectre est très sobre, très vrai, très «dégraissé» par rapport aux écoutes habituelles.

• L'aigu va plus loin, monte plus « haut » que tout ce que j'ai pu entendre jusqu'ici.

• Grande homogénéité de l'instrument, grande dynamique. Extinction des notes très naturelle.

— *Flamenco Fever*. (Label Harmonique Diffusion)

C'est une gravure directe.

- Extraordinaire précision de l'ensemble de la reproduction. Lecture exceptionnelle.
 - Grande profondeur spatiale des applaudissements.
 - Beaucoup de dynamique dans les percussions en extrême grave (extinction des coups de talons).
- *Sheffield Drum Record*. LAB 14.

Gravure directe.

- Dynamique réellement exceptionnelle. Mise en évidence de l'extinction des sons sur les percussions. La notion de «sons filés» prend ici tout son sens.
- Malgré des percussions à très fort niveau, à la limite de la douleur, je distingue parfaitement de petits impacts en aigu et extrême aigu.

— *Cantate Domino. Proprius*

Ce disque bien connu des audiophiles a la réputation de

être ici parfaitement illustrées.

— *Pierre et le loup* DGG MG2508

Enregistrement plein de contrastes.

- La chaleur, la vérité, la douceur de certains passages et l'extrême puissance et dureté de certains autres mettent en évidence la neutralité et les possibilités du système.

• Grande profondeur de la salle.

— *Concerto pour piano*

L'empereur. Telarc DG10066

• Très grande précision, beaucoup de nuances dans le toucher du pianiste. Beaucoup d'émotion transmise.

• Enormément de vérité dans l'impact des marteaux et dans « l'auréole » de l'aigu. Joli perlé.

• La lecture n'est jamais prise en défaut.

— *Vérité du clavecin*, *Sarastro*

Je croyais connaître ce disque,

— *Vivaldi. I Musici*. Philips 9500.439 et X-7884

• Vérité de l'aspect « concert ». Beaucoup d'homogénéité.

• Tous les instruments sont bien détachés les uns des autres. Attaques extrêmement précises.

• Tout est doux, velouté, précis. Très beaux «Vibratos».

• Je suis surpris de tant d'informations perçues sur une musique enregistrée. C'est naturel, c'est tout.

— *Black Orpheus*. TBM 63. *Manha de Carnaval*

• On ne peut espérer mieux d'une reproduction sonore.

• Grande homogénéité, grande dynamique. Le haut du spectre est étonnant en précision et en étendue en fréquence.

• Je pense que l'aptitude à restituer une superposition aussi complexe d'instruments avec autant de dynamique, malgré de très grandes différences de niveau provient de la linéarité

remarquable du système autant que de ses possibilités en comportement transitoire.

— *Kontrabass Konzerte. SLA6206 Telefunken*

Disque bien connu mais rarement aussi bien restitué.

- Moins de coloration que « d'habitude » sur les attaques orchestrales. Tout est plus doux, plus soyeux.

- Beaucoup moins de projection, de mise en avant des résonances de la contrebasse solo.

- L'orchestre s'étale bien derrière le soliste. Quand l'orchestre joue seul je perçois le vide à la place du soliste : étonnant !

Que c'est beau une contrebasse !

— *The Power and The Glory. M & K Real Time*

La fameuse Toccata en ré de Bach.

- Remarquable ampleur de l'instrument. On ressent la distance, le volume du local. Aération et précision de cette reproduction.

- Les pianissimi du 32 pieds sont vrais, naturels.

Je perçois distinctement les vibrations caractéristiques de ce jeu.

- Majesté et puissance de l'instrument remarquablement rendus. Grande douceur, aucune agressivité même à très fort niveau.

Evolution du «système Tanaka»

Les modifications apportées à l'ensemble ont très sensiblement influencé les résultats subjectifs. Il est difficile de faire les comparaisons précises à deux ans d'intervalle, mais en comparant notes d'écoute et impressions, il est possible de préciser quelques points. En 1982, je ressentais un manque de profondeur de l'image sonore pourtant extrêmement précise latéralement. Les plans sonores étaient rarement perçus au delà du mur arrière de la salle d'écoute. Maintenant cette image s'est considérablement étalée en pro-

fondeur et en hauteur tout en conservant sa grande précision latérale. Mr Tanaka attribue ce meilleur rendu de la profondeur du champ sonore à la mise en place d'un amplificateur d'extrême aigu. J'avais aussi remarqué que lorsque le système était poussé à forte puissance, c'est la voie grave qui atteignait

bler la surface émissive et donc réduire les elongations des suspensions. Je n'ai par contre pas pu savoir pourquoi il préfère deux enceintes Onken identiques, disposées côte à côte sur chaque voie plutôt qu'un système à pavillons identique à ceux utilisés par d'autres fanatiques des éléments Onken.



La table de lecture Onken utilisée par M. Tanaka. Noter l'entraînement par fil et la mise en place du moteur régulé électroniquement sur un bâti séparé.



Détail du plateau et du bras SME-3012. Noter le très gros diamètre du plateau, le bras est un « douze pouces ». Le câblage du bras est extérieur.

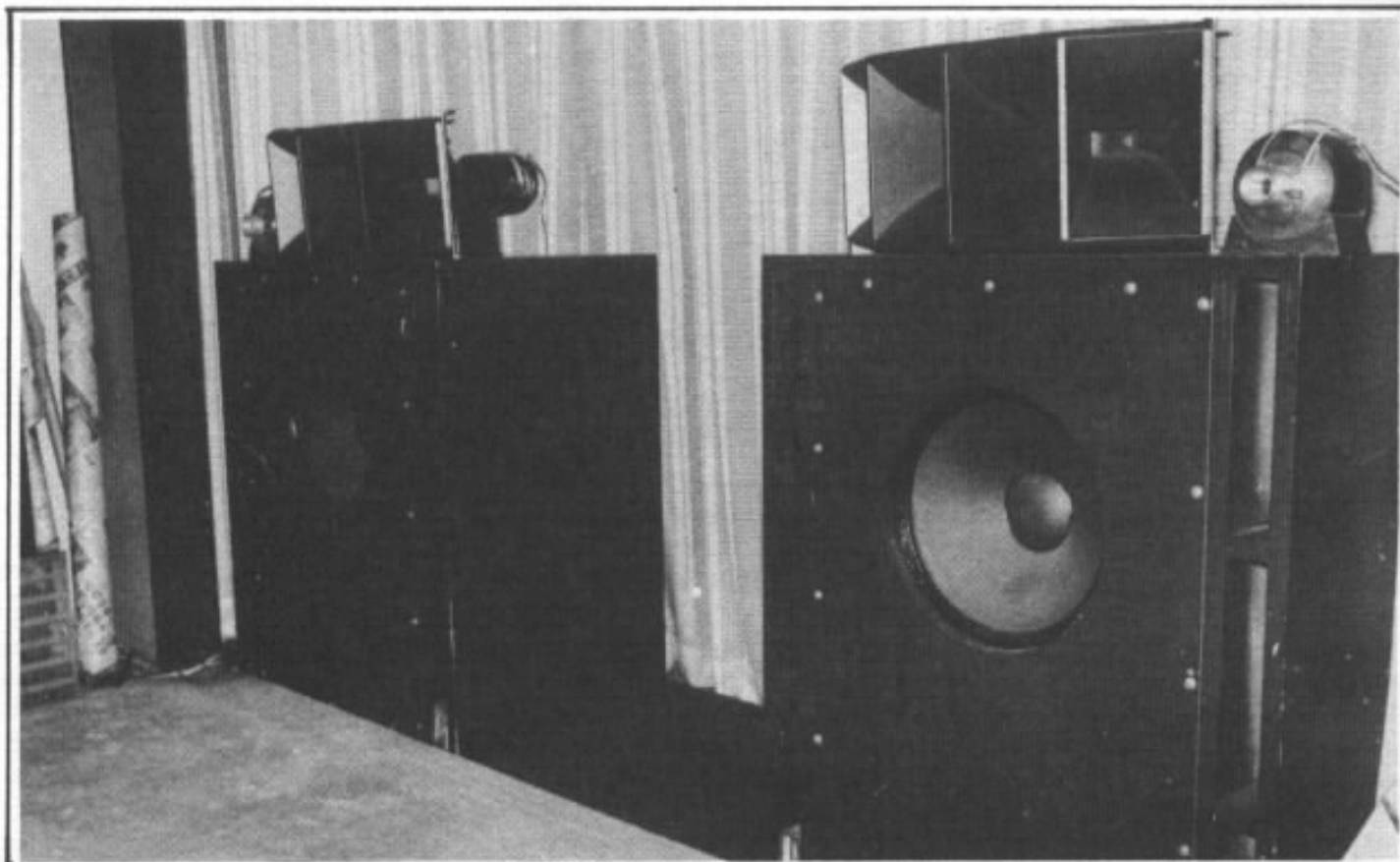
la première ses limites et avait tendance à perdre un peu de cohérence à l'ensemble. J'ai retrouvé cette impression mais à un degré moindre. La perte de linéarité du grave est toujours sensible à fort niveau. M. Tanaka connaît parfaitement ce problème et va, pour y remédier, rajouter deux autres enceintes de grave identiques, de façon à dou-

Visite chez Onken

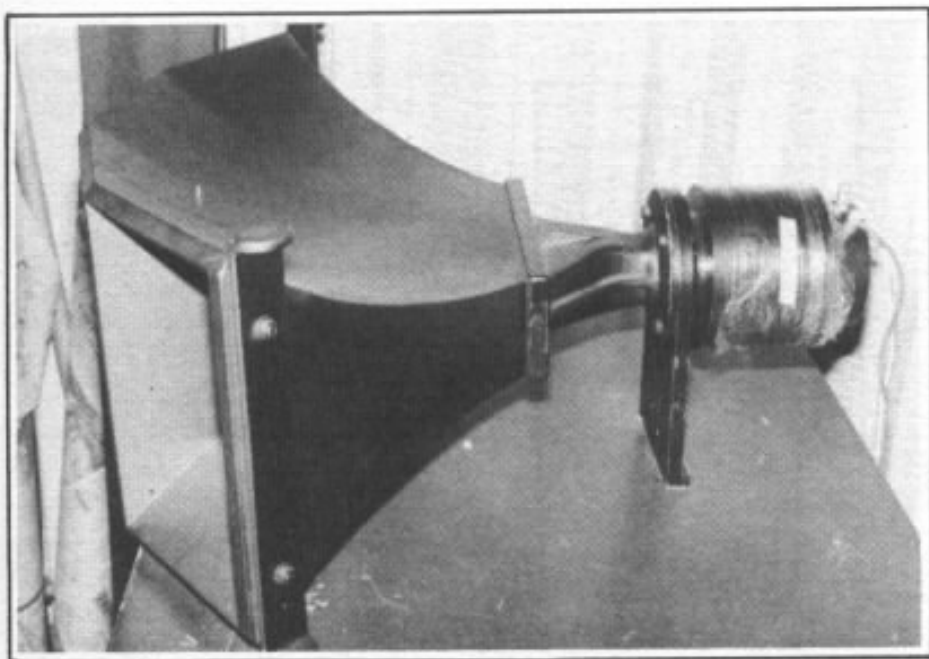
J'ai eu la chance de pouvoir passer plusieurs soirées en compagnie de M. Koizumi dans son laboratoire et surtout de participer à des séances d'essai de matériels. J'ai aussi pu me rendre compte de la précision de ses analyses et de son jugement. L'expérience a été extrêmement intéressante.



M. E. Koizumi dans son local d'essai-laboratoire.



Le système de base « 3 voies » qui sert aux essais de la firme Onken. Noter les rouleaux de feutre qui permettent de parfaire l'accord des enceintes (évent inférieur côté intérieur du système).



Le pavillon SC-500 Wood et le moteur... La photo a été prise sur le système d'essai de la firme Onken.



La « chaîne » de montage et d'essai des moteurs et des tweeters Onken...

Le système de référence, qui sert aux essais, est resté le même. C'est le classique « 3 voies » déjà décrit, à filtrage actif 18 dB par octave. Les fréquences de séparation sont de 600 et 8 000 Hz. Les amplificateurs

sont des circuits Kanéda classe A réalisés par Onken (60 watts en grave et médium, 30 watts en aigu). Le filtre Sony 4 300 F a aussi été modifié. Le reste de la chaîne est inchangé lui aussi : préamplificateur Kanéda, trans-

formateur Denon AU301, cellule Denon DL 103 modifiée, bras SME 3012 et table de lecture Onken. Aucun changement visible mais une restitution considérablement améliorée, très supérieure à celle entendue en 1982 ! Les duretés que j'avais attribué aux circuits électroniques semblent avoir disparues. Le système est un peu moins performant que celui de M. Tanaka. Un peu moins d'informations en extrême aigu, un peu moins de finesse, mais globalement je suis extrêmement surpris des résultats ! Il est difficile de parler de performances moindres. Ce que je ressens s'apparente plus à une différence d'interprétation ou de goût. Il semble que ce changement puisse être attribué à la lecture et plus précisément aux modifications apportées à la tête de lecture Denon DL 103. Plusieurs cellules DL 103 ont été comparées. Les résultats étaient considérablement différents (ce qui n'est pas aussi bien ressenti sur les systèmes habituels) et pouvaient aller du passable, pour une tête non modifiée, à l'exceptionnel pour une « bonne » tête modifiée. Je dis « bonne » parce qu'en fait les têtes avaient entre elles des différences parfaitement mises en évidence sur ce système de reproduction. Le problème est qu'il est impossible de distinguer « d'avance » une « bonne » d'une moins bonne cellule. La Denon DL 103 reste toutefois dans tous les cas le meilleur choix actuel des audiophiles japonais.

Modifications de la Denon 103 : Se référer à la fig 3.

Deux améliorations sont possibles sur cette cellule. Elles concernent l'influence du boîtier et l'amortissement de l'équipage mobile.

1. Modification du boîtier

Cette modification ne concerne que les cellules dont le boîtier est noir ; la série « Gold » du

20^e anniversaire est construite un peu différemment et ne nécessite pas de retouche. Si on regarde de près le dessous de la cellule, on voit très facilement que l'extrémité cylindrique des pièces polaires (qui porte une petite tête de vis serrant la tige de rappel) est en contact mécanique avec le boîtier plastique. Il y a donc transmission des vibrations entre corps de la cellule, pièces polaires et équipement mobile. J'ai déjà réussi à supprimer partiellement l'effet de cette transmission en recouvrant le boîtier de plomb adhésif, ce qui amorti ses vibrations ; l'effet de cette modification est déjà très sensible. Jean Hiraga a de son côté publié dans le n°22 de l'Audiophile une étude sur la réalisation de différents boîtiers. Tous ces essais vont dans la même sens. Le problème est donc connu depuis longtemps. Mr Koizumi préfère supprimer le contact entre boîtier et pièces polaires.

L'opération est assez facile. Il faut découper ou limer délicatement et agrandir progressivement l'ouverture supérieure du boîtier autour des pièces polaires de façon à ménager un espace de quelques dixièmes de millimètres suffisant pour assurer l'isolement. Il n'est pas nécessaire (si l'on est habile) de démonter le boîtier pour faire cette modification.

2. Amortissement de l'équipage mobile

Cette opération est beaucoup plus délicate et difficile à réaliser. Après avoir agrandi la découpe supérieure du boîtier, il faut retirer le film de protection qui protège les pièces polaires et les bobines. Cette opération doit être faite très délicatement, avec des pinces brucelle très effilées (et si possible amagnétiques), en découpant le film protecteur sur une génératrice. Les risques de rupture des fils sortant des bobines sont loin d'être nuls et il ne faut surtout pas essayer de reti-

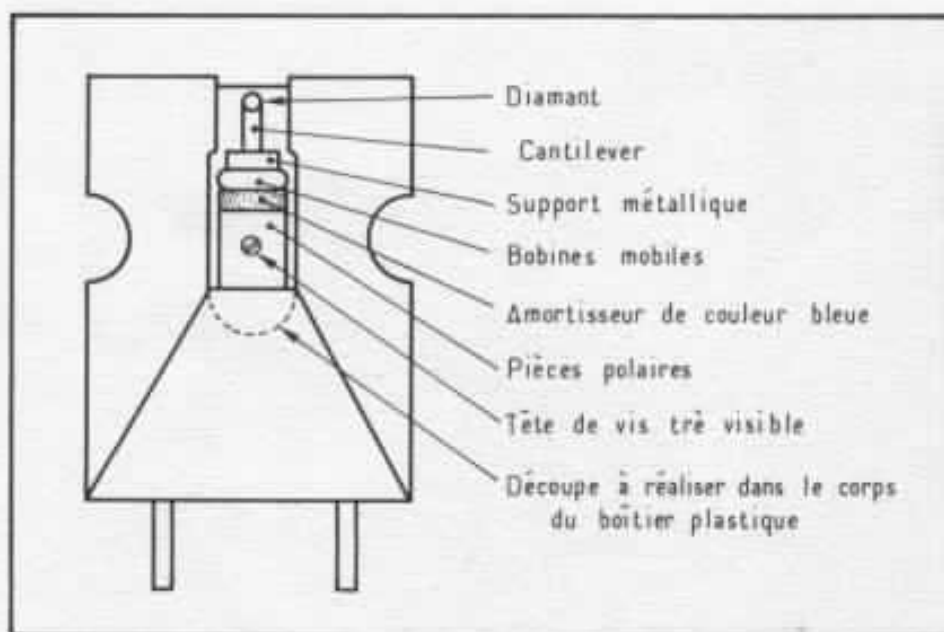


Fig. 3 : Vue de dessous de la cellule Denon DL-103 et découpe à effectuer dans le boîtier.

rer la protection d'un coup en essayant de la passer autour du cantilever : il faut le découper et le retirer latéralement. Il faut ensuite à l'aide d'un solvant, enlever toutes traces de collage de cette protection sans toucher aux bobines mobiles. La dernière opération, l'amortissement proprement dit de l'équipage mobile est celle qui demande le plus de soins. Il faut en effet déposer à l'aide d'un pinceau extrêmement fin une quantité infinitésimale de «gomme de silicone» sur l'amortisseur bleu. Le dosage est à faire à l'oreille, c'est pour cela qu'il est délicat. Mr Koizumi utilise pour cela un enregistrement d'orchestre à corde (musique de Vivaldi) dont il connaît l'homogénéité de la répartition spatiale et c'est précisément sur l'homogénéité de la reproduction, la vérité, la présence de l'orchestre qu'il juge la qualité de l'amortissement. Il faut commencer par écouter sans amortisseur, progressivement en mettre «un peu» écouter, laisser vieillir quelques heures, écouter... etc jusqu'à obtention d'un résultat optimum. Je n'ai malheureusement pas pu obtenir (mon interprète n'était pas technicienne) les réfé-

rences exactes du solvant employé et surtout de cette «gomme de silicone» qui s'apparente un peu à une colle. Dès que j'aurai ces renseignements je les ferai connaître.

Les résultats obtenus sont assez impressionnants : la reproduction devient plus homogène, des masques tombent, les instruments sont mieux placés, plus cohérents dans l'orchestre.

J'ai fait une expérience assez brutale en arrivant en France : j'ai mis sur mon système une tête modifiée à la place de la tête habituelle simplement amortie par du plomb adhésif. Avec la tête simplement amortie, la reproduction était plus terne, il y avait perte de niveau en médium et aigu, de l'ordre de 1 décibel qu'il fallait rattraper au niveau du filtre répartiteur. En passant à la version modifiée comme ci-dessus, la reproduction sonore est devenue alors beaucoup plus homogène, s'étendant plus loin en grave comme en aigu, des «masques» ont manifestement disparu. L'aigu et l'extrême aigu sont beaucoup plus neutres, plus détaillés, plus transparents, des sons «filent» mieux. Il y a certainement un gain important de

dynamique.

Cette modification mérite d'être diffusée en France. Elle permet de tirer un supplément d'informations musicales, donc de plaisir de cette vieille Denon DL 103.

Une expérience étrange : Se référer à la figure N°4

Je citerai enfin une expérience extrêmement curieuse à laquelle m'a fait assister Mr Koizumi.

Elle met en évidence l'importance du fil de connexion interne de masse du boîtier du transformateur AU301.

Ce fil relie le boîtier extérieur du transformateur au blindage d'entrée d'un des canaux. Connexion très banale a priori, et pourtant Mr Koizumi s'est aperçu que la qualité du fil utilisé influait sur l'équilibre tonal de la reproduction. Ce qui est a priori inexplicable. Nous avons essayé trois conducteurs différents : l'un relevait très nettement le haut du spectre, un autre «étouffait» et chose étrange le meilleur équilibre tonal était obtenu avec le fil d'origine : le «designer» du transformateur était-il donc allé si loin ?

Il y a là un petit mystère dont j'aimerais bien connaître la clé. Cette petite expérience met plusieurs choses en évidence ; d'abord la possibilité d'analyse extrêmement poussée du système de reproduction Onken. Ensuite les difficultés techniques de reproduction des audiofréquences à ce niveau et enfin le souci du détail manifesté par les audiophiles japonais : changer un fil de masse dans le boîtier d'un transformateur il fallait y penser !

Point de vue sur le digital

J'ai demandé à M. Koizumi ce que lui et ses clients pensaient du «Compact Disc». La réponse a

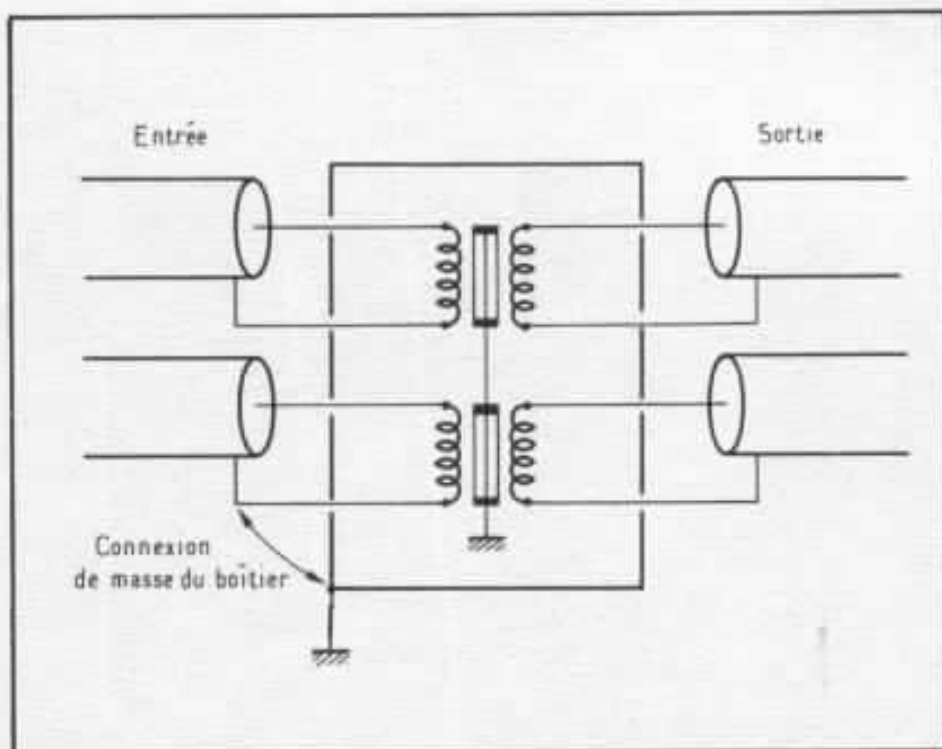


Fig. 4 : Essai d'un changement de connexion de masse sur le transformateur AU 301.

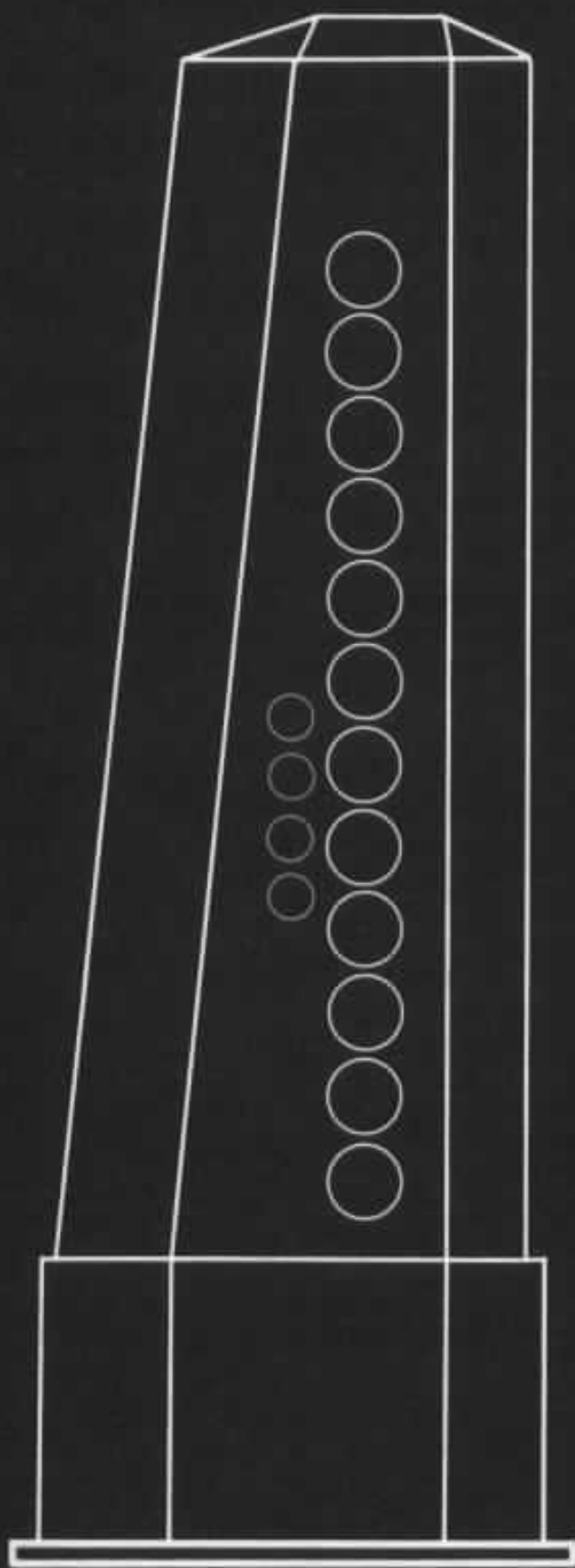
été très nette : mauvais ! Mais il n'accuse ni le nombre de bits de quantification, ni la fréquence d'échantillonnage. Il prétend qu'une grande partie de l'information enregistrée sur le Compact Disc est perdue à la lecture à cause des vibrations mécaniques (puis « minimisée » par les procédés de correction d'erreur).

Ces vibrations ont deux origines : le moteur du lecteur d'une part et d'autre part les vibrations d'origine acoustique générées par le système de reproduction (couplage direct, couplage par le sol, par les murs etc...). Il faudrait arriver à réaliser des lecteurs aussi lourds que nos tables actuelles avec des moteurs séparés entraînés par fil ! Quant aux disques gravés à enregistrement numérique certains passent bien, ont des qualités, bien qu'ils soient en général reconnaissables. D'autres sont très mauvais. La querelle est donc toujours ouverte.

En conclusion

Cette deuxième expérience japonaise m'a encore plus impressionné que la première. Peut-être parce que j'ai pu passer de nombreuses heures cette fois en compagnie de Messieurs Tanaka et Koizumi et participer à plusieurs séances d'écoutes et d'essai avec ce dernier. J'ai pu me rendre compte de leur compétence, de leurs connaissances, de leur efficacité, de leur humilité surtout et apprécier encore leur extrême amabilité. J'ai reçu une leçon de civilisation à Tokyo. Je reviens avec une certitude c'est que seuls les systèmes à pavillons permettent d'approcher la vérité et de créer l'illusion du concert. J'abandonne tous les projets que j'avais en cours pour me consacrer à la réalisation d'un tel système. Travailler à autre chose me semble être du temps perdu.

Quant à nos querelles de Hifistes Européens, ce ne sont que chipotages et commérages, nous sommes encore très loin du but.



TOTEM

L'enceinte Totem

Jean Hiraga

Au cours des Journées de la haute fidélité, qui se sont tenues du 10 au 12 mars derniers à l'Hôtel Sofitel de la Porte de Sèvres à Paris, les visiteurs ont sans doute remarqué dans le stand des Réalisations de L'Audiophile la présence d'une paire d'enceintes. Celles-ci se remarquaient notamment en raison de leur taille et de leur hauteur, dépassant d'ailleurs celle de la foule. A ce propos, un « grand » visiteur (qui mesurait au moins deux mètres) disait avec humour : voilà enfin des enceintes « à ma hauteur ».

Contrairement à ce que certains auraient pu penser, la création de l'enceinte Totem n'est pas liée à un abandon des systèmes à haut rendement ou à pavillon. Elle est seulement la concrétisation de vieilles idées, de projets anciens relatifs à des études concernant l'image stéréophonique et la largeur de celle-ci, la directivité, la diminution du taux de distorsion ou le pouvoir de portée des sons à longue distance. Une chose est sûre : ce type d'enceinte semble avoir beaucoup plu aux visiteurs, ceci au point que certains sembleraient avoir confondu qualités et défauts, défauts et défauts, en particulier par rapport à des systèmes à chambre de compression. « Cette année, la démonstration était bien supérieure à ce qu'il a été entendu auparavant », n'est peut être pas suffisant pour comprendre ce qu'est exactement la philosophie de l'enceinte « Totem ». C'est pourquoi celle-ci va être décrite sommairement dans les pages qui suivent.

Parmi les nombreuses particularités, non linéarités et facultés de l'oreille, il existe un phénomène curieux que chacun d'entre nous, sans y prêter attention, utilise. Dans un cocktail, dans un foule, dans un hall de gare bruyant et bourré de monde,

notre cerveau, nos oreilles ont la faculté de pouvoir se concentrer, se focaliser sur un seul type de son, une seule source sonore. Pendant un cocktail et parmi la multitude de voix perçues en même temps, il est possible de se concentrer sur la voix que l'on

désire entendre, qu'il s'agisse d'une personne proche ou plus lointaine. De même, dans un orchestre, on peut s'efforcer de n'écouter qu'un seul instrument, hautbois, violoncelle ou premier violon, la concentration permettant d'oublier pratiquement tout

le reste. Le plus souvent et pour revenir à l'effet de « cocktail » il est facile de distinguer son interlocuteur des autres voix parce que celui-ci est proche, parce que sa voix n'est pas entachée d'un écho dont la durée et le décalage par rapport au son direct ne vient pas entraver la compréhension du message entendu. Il s'agit de l'écoute intelligente, qui dans le cadre d'un écoute en direct prend en compte les possibilités de l'écoute binaurale et intelligente. Il s'agit aussi de l'effet Haas, ainsi que de ceux dûs aux sources sonores ponctuelles.

Pour en revenir aux enceintes acoustiques, il est fort intéressant de constater que, hormis l'influence de la linéarité de la courbe niveau/fréquence, des formes de distorsion sur la qualité du message sonore transmis, l'étalement spatial de l'image stéréophonique, la position, la surface, la profondeur, les dimensions de celle-ci semblent influencer notablement le degré d'appréciation global que l'on peut faire à propos d'une paire d'enceintes donnée. Ainsi, on pourra trouver l'enceinte A « meilleure » que l'enceinte B, même si les mesures prouvent le contraire, pour une simple question de diagramme de directivité. Il peut d'ailleurs s'agir de circonstances dues au hasard ou à un principe de transduction au mode de diffraction sonore particulier.

Les doublets acoustiques

Deux cas typiques de haut-parleurs travaillant selon le principe du doublet acoustique sont le haut-parleur push-pull électrostatique et le haut-parleur électrodynamique à membrane plane, dont la forme est généralement celle d'un panneau, d'un paravent rayonnant les sons par ses deux faces. Subjectivement parlant, les effets sur l'auditeur, ainsi que les différences constatées par rapport aux enceintes

classiques sont dues à la juxtaposition de nombreuses différences.

Le haut-parleur plan, dont l'impédance de radiation est basse, se comporte comme un véritable petit mur sonore et les sons, au lieu de provenir de deux ou trois petites surfaces (enceintes courantes deux ou trois voies) sont émis cette fois à partir d'une grande surface, dépassant parfois le mètre carré. L'effet sur l'auditeur ne peut donc être le même et on revient à l'expérience des murs dans lesquels on a percé soit deux trous et placé deux haut-parleurs, soit percé cent trous et placé cent haut-parleurs, formant un véritable mur sonore.

Il faut ajouter à cette différence l'effet dû à la suppression de l'enceinte close ou accordée et au remplacement de celle-ci par un baffle plan. On ne doit pas oublier en effet que le même haut-parleur, monté soit en enceinte close ou accordée, soit sur baffle plan ne « sonne » pas du tout de la même façon, ceci même si un filtre passe-haut élimine les écarts pouvant exister aux fréquences basses.

On ne doit pas oublier non plus que le haut-parleur électrostatique push-pull de même que le haut-parleur électrodynamique à membrane plane n'ont pas du tout la même nature de son, de timbre qu'un haut-parleur électrodynamique courant muni d'une membrane cônica en papier.

Enfin, il faut ajouter à ces différences celles concernant le rayonnement acoustique et le diagramme polaire de directivité. La majorité des haut-parleurs électrostatiques push-pull et électrodynamiques plans munis de fines membranes placées au milieu de rangées d'aimants parallèles, travaillent en dipôle et possèdent une caractéristique de directivité en forme de « 8 ». Dans un local domestique courant, une paire d'enceintes closes

n'émet pas « d'onde arrière », ce qui est par contre le cas des doublets acoustiques pour lesquels l'onde arrière, en opposition de phase par rapport à l'onde avant, sera réfléchiée par les murs de la pièce, une partie de celles-ci provenant jusqu'aux oreilles de l'auditeur. Malgré certains défauts, le « mur sonore » est, sur le plan esthétique, loin d'être désagréable à l'écoute. Certains cinémas, devenus malheureusement de plus en plus rares, sont parfois équipés de véritables murs sonores disposés derrière l'écran, les dimensions de l'image sonore se superposant alors parfaitement à celles de l'écran. Pourtant, il est évident qu'en reproduction sonore deux sphères pulsantes de dimensions très réduites devraient s'avérer être supérieures à deux « murs sonores ». Ce qui est facile à prouver. Si, par exemple, on écoute un seul panneau ou « paravent », on constate que le son ne semble pas provenir d'un point précis mais d'une surface, ce qui est d'ailleurs modifié par l'effet de halo, de réverbération et de flou produit par l'onde arrière. L'ensemble « remplit » en quelque sorte la pièce d'écoute, ce qui n'a d'ailleurs rien de désagréable. D'une façon optimiste, on peut alors parler « d'espace », de profondeur ou « d'ampleur sonore », ce que l'on peut préférer au « son projeté sortant par le trou d'une petite boîte qui résonne ». En stéréophonie, on obtient également, à partir d'une paire de doublets acoustiques, un effet sonore particulier dû aux effets de mur sonore et à ceux du travail en doublet acoustique en milieu semi-réverbérant. Lors de la comparaison ou de l'évaluation subjective d'un tel système par rapport à un système conventionnel, il y a lieu, comme ce qui a été énoncé au début de cet article, de ne pas confondre qualités et qualités, différences et défauts, différences et qualités.

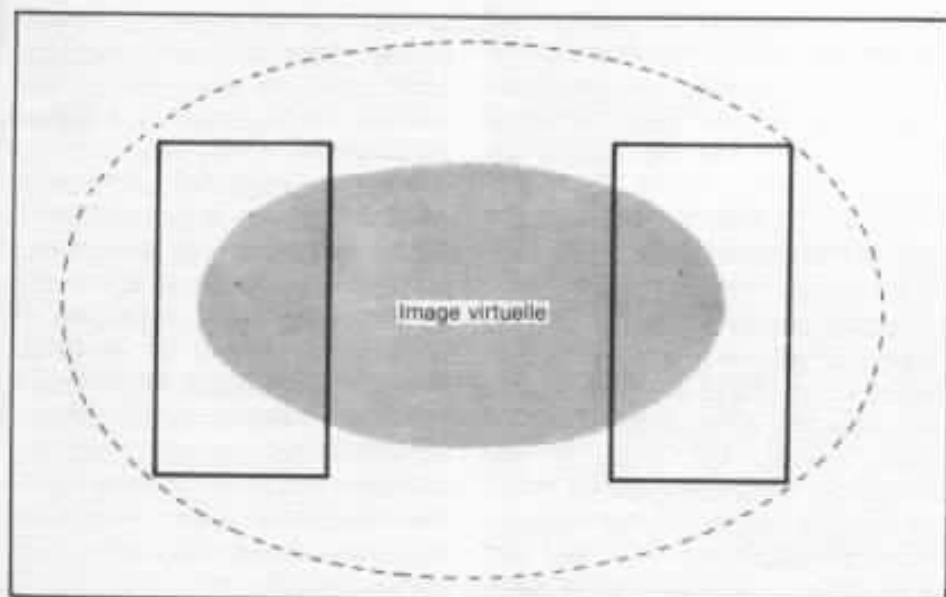


Fig. 1 : Aspect général de l'image stéréophonique subjective, vue de face et obtenue à partir de panneaux travaillant en doublet acoustique.

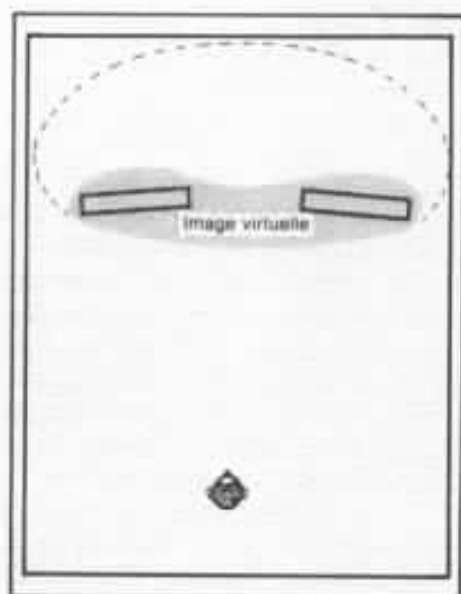


Fig. 2 : Image virtuelle, vue de dessus, obtenue en stéréophonie à partir d'une paire de panneaux travaillant en doublet acoustique.

On ne peut, de toute évidence, confondre un effet de mur sonore, d'apport d'une quantité importante d'ondes réfléchies ainsi que de celui d'un principe de transduction excellent en réponse transitoire, avec celui d'un système complètement différent sur tous ces points. Seule, la comparaison point par point, critère par critère, puis le résultat d'une association donnée de ceux-ci permet de voir plus clair et de mieux comprendre le mécanisme menant à la conclusion finale du « ça marche très bien ».

L'avantage de deux murs sonores, de deux grands panneaux travaillant en doublet acoustique est de procurer une image sonore haute et large, donc de grande surface, additionnée d'un « retour de salle » due à l'onde arrière, aux ondes réfléchies. Vu de face, on pourrait assimiler cette image à ce que l'on voit sur la figure 1. Vu de dessus, on pourrait également assimiler (bien qu'il puisse exister des écarts d'appréciation d'un auditeur à l'autre) la forme de l'image à ce que l'on voit sur la figure 2.

En comparaison, sur une paire d'enceintes courantes, la hauteur



Fig. 3 : Aspect de l'image stéréophonique, vue de face et de dessus, obtenue à partir d'enceintes courantes.

beaucoup plus réduite de chacune des enceintes, la suppression du travail en doublet acoustique ainsi que les sources sonores plus ponctuelles réduisent les dimensions de l'image. D'un sujet à un autre, elle peut sembler assez différente mais son allure générale pourrait s'assimiler à ce que l'on voit sur la figure 3. On constate que dans la vue de

dessus, l'image est moins profonde. Cet effet (car il s'agit bien d'un effet) provenait dans le cas précédent de l'onde arrière et des réflexions conséquentes sur les murs arrière et latéraux. On remarque ensuite que l'image est moins haute. Selon la distance enceintes/auditeur et selon la caractéristique de directivité de ces enceintes dans le médium-aigu, un changement de position en hauteur de l'auditeur peut modifier la réponse subjective niveau/fréquence, en particulier à partir des fréquences médium.

Sur le plan de l'image (la correspondance par rapport à la réalité n'étant pas prise en compte) et de la spatialisation sonore, la solution du doublet acoustique est fort intéressante. A noter que le doublet acoustique peut être sélectif en fréquence. En général, pour les haut-parleurs électrostatiques push-pull, le travail en doublet acoustique est assez constant et symétrique jusqu'à une certaine fréquence. Aux fréquences élevées, l'onde arrière est en général atténuée. Pour les doublets acoustiques de grande surface, les modèles électrodynamiques à membrane plane, l'onde arrière

est d'allure pratiquement identique à l'onde avant, même aux fréquences élevées, sauf peut-être quelques exceptions. Une de ces exceptions est le système Bose, le 901 dans lequel l'onde arrière est corrigée (relevé des fréquences graves et aiguës).

A propos de ces différents principes procurant chacun une spatialisation particulière de l'image sonore, il y a donc également lieu de parler des modifications éventuelles de celles-ci en fonction de la fréquence.

Si la spatialisation de l'image stéréophonique, le volume et la forme dans laquelle l'information sonore paraît être perçue sont une chose, on ne peut négliger le degré de stabilité, d'homogénéité en fréquence et en positionnement des sources fictives qui sera obtenu à partir de chaque principe. Là aussi, il semble important de ne pas faire de confusion en mélangeant différences et qualités, qualités et qualités. A cela il faudrait d'ailleurs ajouter un autre critère, celui de la surface fictive de ces sources et éventuellement l'effet de variation de surface de celle-ci selon le niveau acoustique.

Stabilité de position des sources fictives

Il s'agit d'une des qualités fondamentales requises pour accéder au meilleur effet stéréophonique possible. Dans un concert, ce degré de stabilité peut, bien sûr être perturbé par les réflexions acoustiques, souvent sélectives en fréquence du sol, du plafond et des parois latérales.

Cependant, il ne faut pas perdre de vue que d'une part, la source sonore réelle (un violon ou une trompette par exemple) est fixe et que l'effet de concentration, de l'attention sélective des oreilles permet de mieux situer dans l'espace (malgré les perturbations, souvent instables, pouvant exister) la position réelle de chaque source. Or, dans la reproduction sonore stéréopho-

nique, les oreilles ne peuvent se baser que sur la position fictive de la source, toute instabilité ou déformation ne pouvant être « rattrapée » par des points de repère fixes.

Le positionnement horizontal des oreilles comme des enceintes acoustiques vis-à-vis de cette question concerne directement la stabilité relative en niveau acoustique et en phase des deux sources sonores, en particulier sur le plan latéral. En effet, si les enceintes sont espacées de 5 m, la surface subjective de l'image stéréophonique ne sera pas du tout la même que dans un second cas où les enceintes, toujours espacées de 5 m seraient cette fois disposées verticalement, dans l'axe de la tête. Dans ce second cas d'ailleurs, l'effet stéréophonique serait pratiquement nul, le son donnant l'impression de provenir du centre.

Sur ce point, la meilleure stabilité de position des sources fictives ne peut être obtenue qu'à partir de deux sources très ponctuelles, de sphères pulsantes infiniment petites, ce que l'on peut illustrer sur la figure 4.

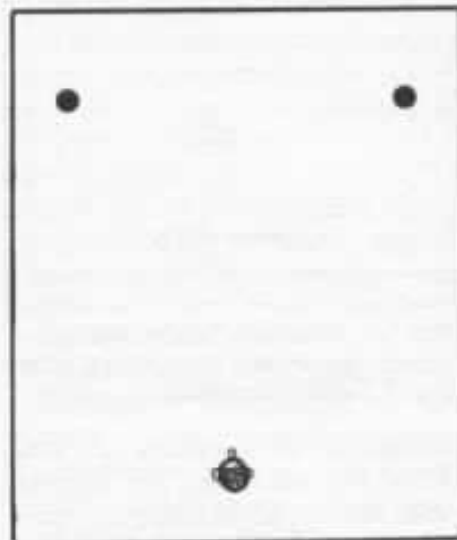


Fig. 4 : Ecoute stéréophonique à partir de deux sources sonores très ponctuelles et omnidirectionnelles (sphères pulsantes de très petit diamètre).

Malheureusement, c'est sur ce problème que viennent s'échouer

la solution des radiateurs acoustiques plans de grande surface, ainsi que celle des systèmes travaillant en doublet acoustique traditionnel. Ce problème existe d'ores et déjà sur un haut-parleur, même unique, de 16 à 20 cm. Dès que l'on atteint une certaine fréquence, la différence de trajet des sons émis par les différentes parties de la membrane va provoquer des irrégularités de niveau et de phase, comme ce que montre schématiquement la figure 5. Si les surfaces émissives sont planes et importantes, cet effet est encore plus accentué.

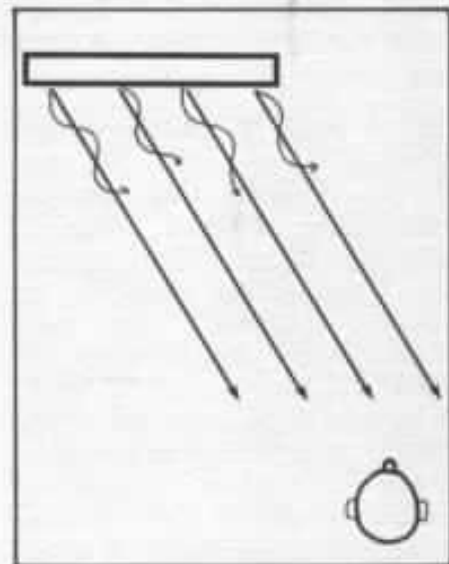


Fig. 5 : Phénomène de déphasage provoqué par des signaux émis en même temps, mais parcourant des distances différentes. C'est l'un des inconvénients constatés sur les haut-parleurs plans à grande surface émissive. Il s'ensuit des perturbations de phase et de niveau acoustique. En stéréophonie, ce phénomène entraîne également un appauvrissement du pouvoir de localisation des sons dans l'espace.

Par ailleurs, il faut ajouter à ce problème un second effet perturbateur qui est celui de « retour » de l'onde arrière ceci à des fréquences assez élevées, pour lequel le retard temporel, l'absorption partielle (et sélective en fréquence) et le ou les endroits d'où vont partir ces réflexions (murs latéraux et arrière) va pro-

duire un mixage acoustique avec les ondes frontales. On comprend ainsi que, si du côté « image », on peut obtenir quelque chose de très « beau », de très « haut, large et profond » les problèmes de stabilité de position des sources fictives se posent. Fort heureusement, l'effet directif des tweeters, ainsi que l'effet de priorité, de précedence, permettent d'amenuiser le problème. Par ailleurs et notamment sur un opéra, on peut obtenir un effet spatial assez spectaculaire, à partir de doublets acoustiques de grande surface. Malheureusement, sur le plan des mesures, ces haut-parleurs plans procurent dans pratiquement tous les cas des courbes de réponse niveau/fréquence très accidentées, au point d'être impubliables dans les revues, le cas s'aggravant encore si la mesure est effectuée en milieu semi-réverbérant. Ces mauvais résultats sont néanmoins la meilleure preuve du problème d'instabilité de position des sources fictives. Bien entendu, et en particulier pour un commerçant, la première réplique pourrait être de dire qu'il s'agit de systèmes ayant été conçus pour être écoutés et non mesurés... En fait, le problème se pose dans la mesure où ces irrégularités sont confirmées à l'écoute comme à la mesure.

Surface des sources fictives

Cette question touche l'esthétique du son, les similitudes ou les différences entre le son réel et le son reproduit, la fidélité de reproduction concernant ici les rapports de dimension, de volume des sources sonores entre elles.

Sur ce critère, les grandes surfaces émissives sont nettement défavorisées par rapport aux sources d'émission ponctuelles. Déjà, un seul haut-parleur plan à grande surface de rayonnement procure une source fictive de surface pratiquement égale à la sur-

face de rayonnement réelle. Dans une disposition stéréophonique, deux enceintes de ce type procurent alors, pour un son provenant du centre, une source fictive de grande surface. Ceci peut s'avérer ne pas être gênant (ou même favorable) pour certains types de musique : grand orchestre, enregistrement en « live recording », opéras. Où est donc le problème ? Il réside dans le fait que sur un tel système, les sources fictives localisées entre la gauche et la droite ne sont pas des points, des sources ponctuelles mais des surfaces relativement grandes, que l'on pourrait assimiler à celles de la figure 6. Incontestablement et comme cela peut être vérifié par

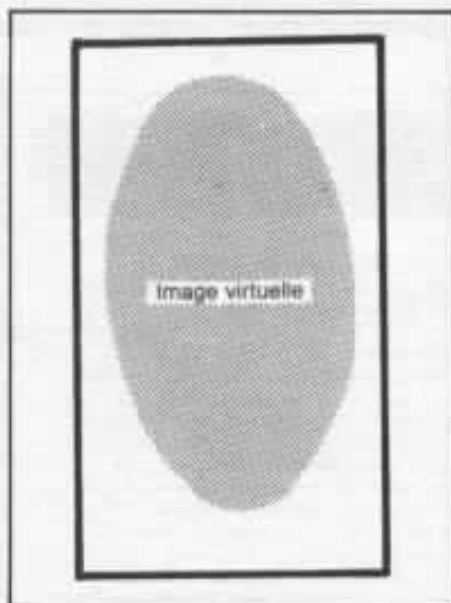


Fig. 6 : Surface subjective d'une source sonore émise par un haut-parleur plan à grande surface émissive. Le son ne semble pas provenir d'un point, mais d'une surface. Il se pose des problèmes d'esthétique sonore, de dimensions des sources par rapport à la réalité, surtout lorsqu'il s'agit de la voix, de la reproduction de sons devant être ponctuels.

l'expérience, le problème de l'esthétique sonore, des rapports de dimensions volumétriques des sources se pose lorsque, par exemple, on a affaire à une voix de chanteuse provenant du centre, la surface de bouche de cette

chanteuse donne l'impression d'atteindre le mètre carré ! Il en serait de même pour une flûte ou pour un saxophone.

Ce phénomène se remarque sur les grands haut-parleurs électrostatiques, quel que soit leur prix et même sur des systèmes tels que le « HQD » de Mark Levinson (hormis les autres qualités qu'il puisse offrir), ceci en raison de la très importante surface émissive de la voie médium.

La combinaison de tous ces différents effets associés au son particulier à chaque type de transducteur produit donc des différences notables qu'il y a cependant lieu d'analyser point par point, détail par détail, afin de mieux comprendre les origines des satisfactions (ou impressions désagréables) qui en résultent.

La ligne acoustique

C'est un procédé couramment appliqué et connu depuis de longues années déjà en sonorisation. Il ne doit pas être confondu avec le mode de charge arrière du haut-parleur lequel en forme de labyrinthe, est appelé aussi « ligne acoustique ». Dans la ligne acoustique classique, appelée aussi colonne sonore, colonne acoustique, les haut-parleurs généralement en nombre assez important sont alignés verticalement dans un coffret peu large ni profond mais haut, l'arrière étant généralement ouvert. Cette colonne sonore est reconnue pour son pouvoir de porter loin les sons, c'est-à-dire le plus loin possible avec le minimum d'atténuation. Si, dans le cas d'une sonorisation extérieure, d'un stade par exemple, la question de la fidélité sonore n'est pas trop critique, celui du degré d'intelligibilité en fonction de la distance est très important. Par rapport à une enceinte conventionnelle, ces différences pourraient s'assimiler au graphe de la figure 7. Elles ont essentiellement pour origine la différence

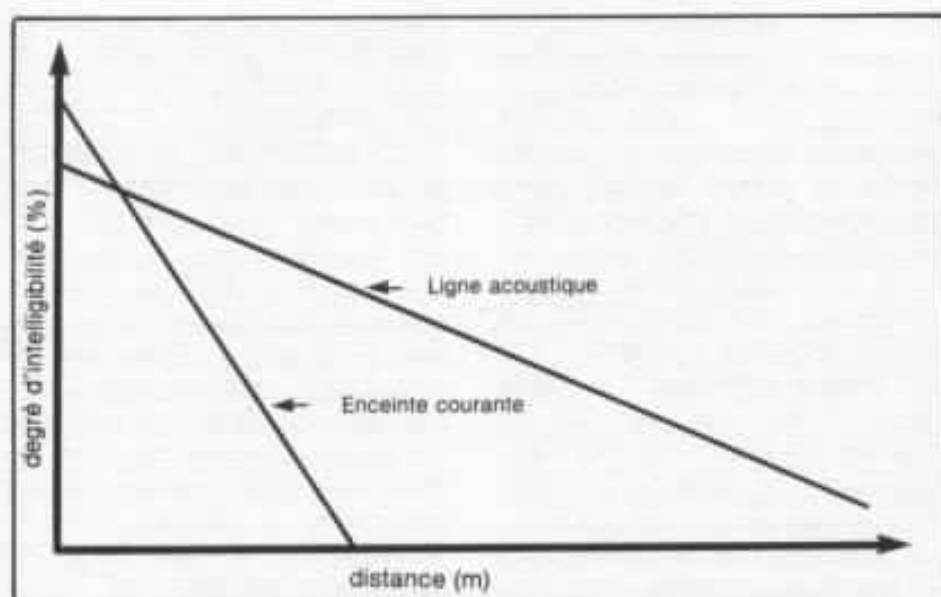


Fig. 7 : Portée, degré d'intelligibilité en fonction de la distance. Comparaison entre une ligne acoustique et une enceinte conventionnelle.

de radiation acoustique totale ainsi que la forme de l'onde d'émission de la source. Dans le cas de la colonne acoustique, on obtient une onde cylindrique dont l'atténuation en fonction de la distance est faible. Un autre avantage de cette colonne acoustique, dans une application hifi, est que le niveau acoustique diminue ou augmente beaucoup moins sensiblement en fonction de la variation de distance enceintes/auditeur, ceci par rapport à une enceinte courante dite « Bookshelf ». Cette particularité est très intéressante dans une application domestique de haute fidélité, la surface correspondant à la position d'écoute optimale devenant plus grande.

Pour un habitué aux enceintes courantes, la colonne acoustique pourra même lui donner l'illusion de s'éloigner quand il s'en rapprochera et de se rapprocher lorsqu'il s'en éloignera. Une autre expérience consiste à écouter une seule colonne sonore les yeux bandés, de déterminer subjectivement la distance auditeur/colonne. Généralement, la colonne fausse la distance subjective, l'auditeur arrivant même à cogner sa tête contre la colonne en la croyant un ou deux mètres

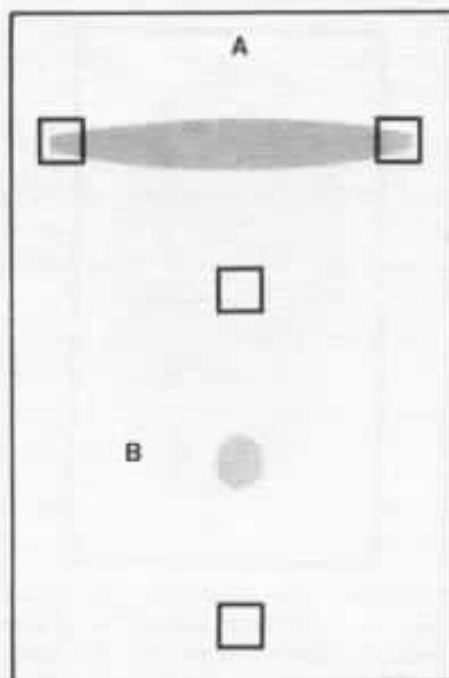


Fig. 8 (A,B) : Forme de l'image fictive produite par deux enceintes espacées de la même distance et écoutées dans l'axe central de celles-ci, mais disposées soit horizontalement (A) soit verticalement (B). On constate que dans le sens vertical (B), le son semble provenir du centre (même en stéréophonie).

plus loin. Les grands doublets acoustiques possèdent certaines de ces propriétés mais à faible distance, l'écoute binaurale vis-à-vis de la largeur réelle de la source suffit pour permettre aux

oreilles de détecter la position réelle du haut-parleur. D'où un autre avantage de la ligne acoustique verticale par rapport à la surface acoustique verticale.

On pourrait cependant regretter le principe de la sphère pulsante de petite taille qui paraît lui aussi être une très bonne solution, sinon être « la » solution. Cependant, une petite expérience permet de se rendre compte que, subjectivement, on arrive à un résultat pratiquement identique à partir d'une ligne acoustique, ceci à propos de l'effet de focalisation des sources fictives perçues dans l'espace stéréophonique.

Sur la figure 8, en A, la première expérience consiste à déterminer subjectivement la forme de l'image stéréophonique provenant de deux sources ponctuelles (ou mini-enceintes, faute de mieux) disposées latéralement. En B, si l'on dispose les enceintes verticalement, on s'aperçoit que le son provient du centre, que le signal soit monophonique ou stéréophonique. Si, maintenant, on aligne de nombreux haut-parleurs dans le sens vertical, comme sur la figure 9, pour former une ligne acoustique on s'aperçoit que le son ne semble pas provenir de tous les points situés sur une ligne verticale mais d'un seul point, celui qui est situé le plus près de l'auditeur. Là encore, il s'agit de l'effet de priorité, de « précedence » appelé effet Haas, dans lequel des sons identiques mais parvenant aux oreilles avec un retard ne dépassant pas un certain seuil (50 millisecondes environ) ne viennent pas perturber le son précédent, la référence, qui est alors entendue comme un seul son, sans échos. Ainsi, l'écoute stéréophonique de deux lignes acoustiques pourra procurer une source fictive ponctuelle qui pourra se déplacer latéralement entre ces deux lignes, comme on pourra le voir sur la figure 10.

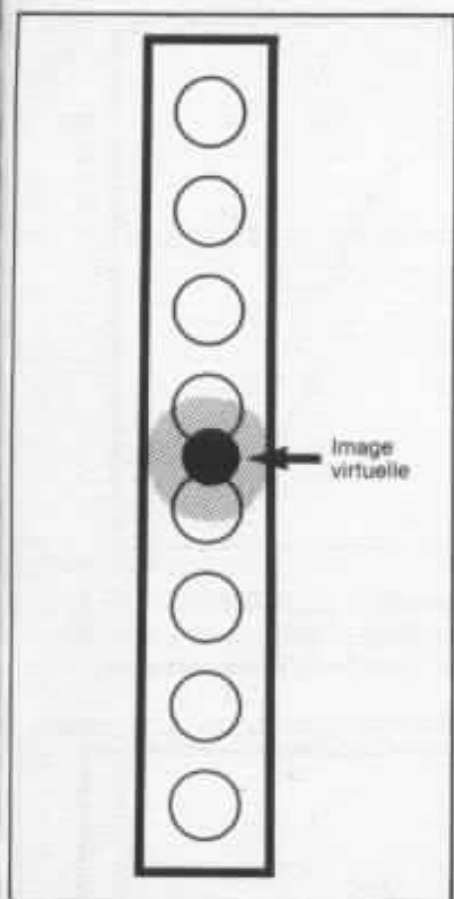


Fig. 9 : Extension du cas B de la figure 8. En alignant verticalement les haut-parleurs pour former une ligne acoustique et en écoutant celle-ci à mi-hauteur, le son paraît provenir du centre.

Défauts des lignes acoustiques

Une enceinte acoustique offre toujours une certaine association de qualités et de défauts, de limitations diverses et de certaines particularités. C'est également le cas des lignes acoustiques. Ces lignes acoustiques reviennent à un empilement, dans le sens vertical de petits baffles, munis ou non de bords. Un avantage du haut-parleur monté sur baffle plan est son absence de résonance, de coffret, de réflexion de la paroi arrière. Le second avantage est une réponse transitoire exceptionnellement bonne. L'essai en impulsion, dont le célèbre G.A. Briggs parlait déjà dans son livre « Haut-parleurs » (figure 11) montre un temps de montée très rapide de l'impulsion, suivi d'un décroissement

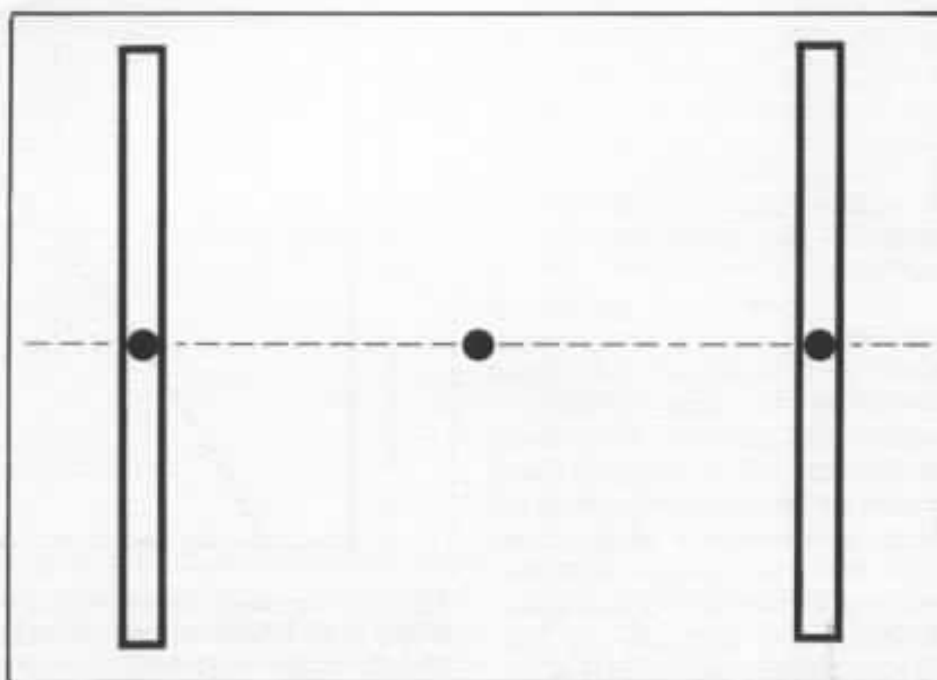
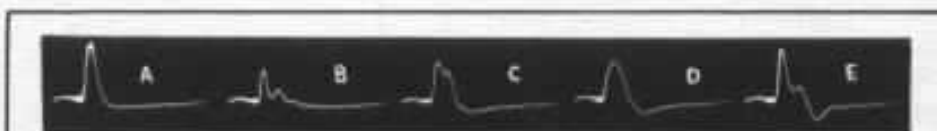


Fig. 10 : Forme et surface des images produites par une paire de lignes acoustiques en stéréophonie.



— Essais en impulsion montrant l'influence du mode de montage du haut-parleur. Haut-parleur de 25 cm, avec suspension externe en mousse plastique. Source de résistance interne, 15 ohms. Tension de crête de l'impulsion, 4 V.

A : Haut-parleur sur baffle plan carré de 75 cm de côté. Noter la netteté du mouvement et sa terminaison brusque.

B : Haut-parleur dans une enceinte antirésonnante de 80 dm³. L'amplitude du mouvement du diaphragme est réduite et les oscillations libres s'amortissent exponentiellement.

C : Pavillon d'encoignure combiné à une enceinte antirésonnante construite en contreplaqué de 1 cm d'épaisseur. Bosses importantes et inégales.

D : Grand pavillon exponentiel mesurant 1,7 m de long, possédant une ouverture terminale de 1,2 m de côté et pesant 80 kg.

E : Enceinte antirésonnante d'encoignure en briques de 270 dm³. On notera la grande amplitude du déplacement du diaphragme et la fréquence de résonance très basse.

Fig. 11 : Essai comparatif en régime impulsionnel de haut-parleurs chargés selon différents modes. On constate qu'en A (baffle plan), le résultat est nettement supérieur aux autres modes de charge. (Selon G.A. Briggs, Haut-parleurs, page 228).

très régulier, rapide et sans oscillations parasites secondaires.

La multiplication des haut-parleurs permet de multiplier la puissance admissible, d'augmenter notablement le niveau aux fréquences basses, de diminuer, de réduire l'amplitude de la résonance principale, de réduire le taux de distorsion harmonique, en raison d'une diminution de l'amplitude de déplacement de la

membrane de chaque haut-parleur. A propos du taux de distorsion harmonique vis-à-vis d'un niveau acoustique donné, l'avantage de la ligne acoustique sur le haut-parleur à chambre de compression (dont le rendement est excellent. Le taux de distorsion faible par rapport à un haut-parleur conventionnel, ceci pour le même niveau acoustique) et on peut, sans pouvoir préten-

dre améliorer le rendement, diminuer très sensiblement le taux de distorsion harmonique. Le problème de la puissance admissible est lui aussi résolu par l'effet de multiplication de la puissance admissible due à l'utilisation de nombreux haut-parleurs.

Par rapport à un système à haut rendement et pour un même niveau acoustique, la ligne acoustique nécessite un amplificateur plus puissant. Cependant le système ne présente ni problème de saturation rapide, ni de taux de distorsion élevé. C'est une des raisons qui ont fait adopter ce système pour la sonorisation, pour la portée des sons le plus loin possible avec le maximum d'intelligibilité.

En haute fidélité, les lignes acoustiques ne sont pas récentes. Deux applications connues sont celles proposées par Infinity et Mac Intosh et ces systèmes ont prouvé qu'ils permettaient d'accéder à un niveau de qualité de la reproduction sonore poussé, voire même extrêmement bon. Il convient cependant de ne pas oublier que ce système repose sur le principe du baffle plan. S'il s'agit d'un seul haut-parleur monté au centre d'un baffle carré, il va se produire, selon les fréquences, des effets d'addition ou de soustraction des ondes avant et arrière, ceci étant relatif à la vitesse de déplacement du son, à la longueur d'onde du signal émis et aux dimensions du baffle. Si, vu de la position de l'auditeur, les ondes arrière et avant lui parviennent en phase, il y a addition du signal et augmentation du niveau acoustique. Si, par contre les deux signaux lui parviennent déphasés l'un par rapport à l'autre, il y a soustraction et baisse du niveau acoustique. Dans le cas d'un haut-parleur monté au milieu d'un baffle carré, on obtient, à partir d'un point d'écoute donné, situé face au baffle et dans l'axe de celui-ci

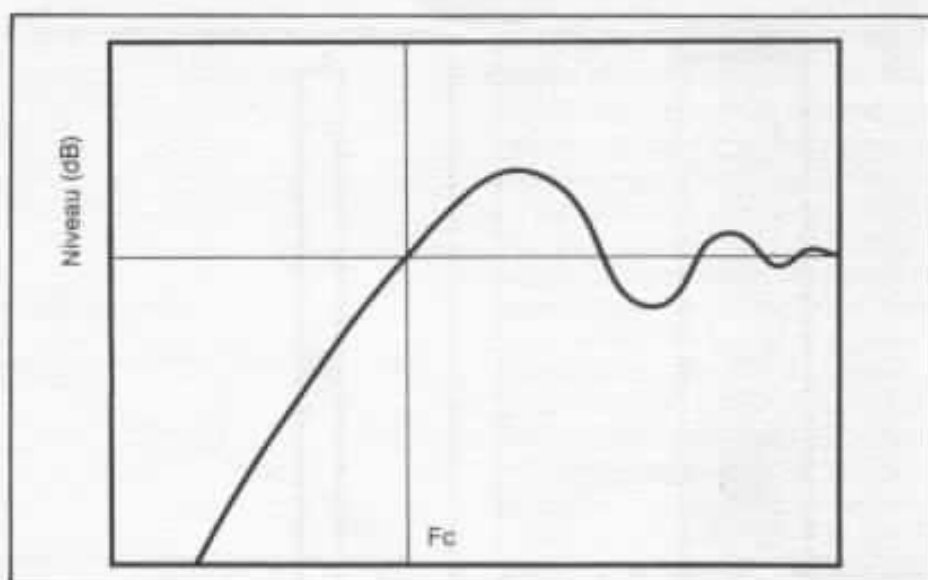


Fig. 12 : Réponse niveau/fréquence d'un baffle plan de forme carrée. Les bosses et les creux constatés sont dus au mixage acoustique en phase ou hors phase de l'onde arrière avec l'onde avant à partir du point d'écoute.

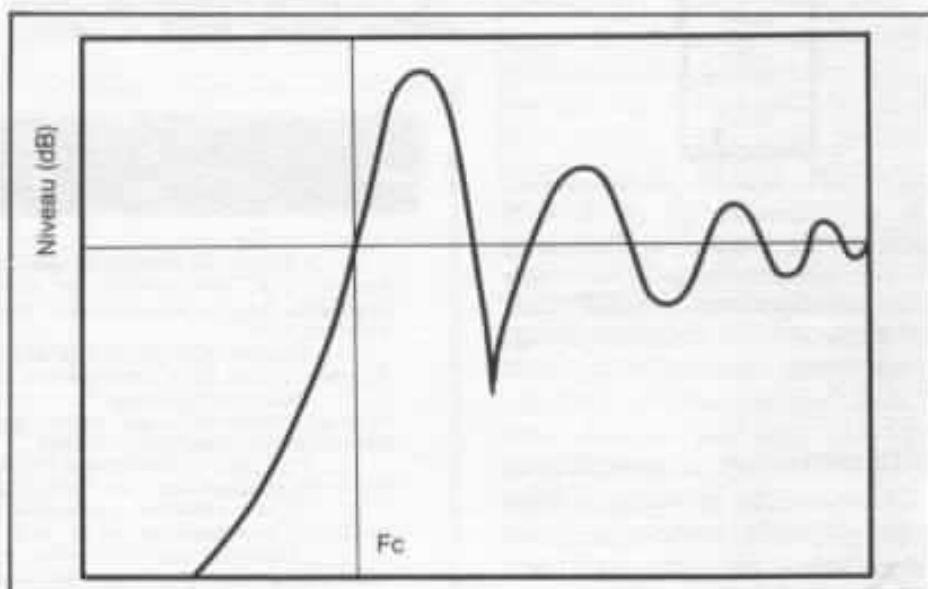


Fig. 13 : Réponse niveau/fréquence d'un baffle plan, haut et étroit, sur lequel sont alignés plusieurs haut-parleurs. On constate une accentuation de l'effet constaté sur la figure 12.

une courbe de réponse niveau/fréquence assimilable à celle de la figure 12.

Si, sur une ligne acoustique constituée d'un baffle plan, peu large mais haut sur lequel les haut-parleurs sont montés dans l'axe vertical du baffle, l'effet constaté sur la figure s'amplifie, ce qui mène à une courbe niveau/fréquence théoriquement proche de ce que l'on constate sur la figure 13. C'est pourtant la

solution adoptée par la majorité des constructeurs d'enceintes de ce genre.

En partant toujours du baffle plan et carré, on s'aperçoit que sur ce point, la position centrale pour le haut-parleur est la plus défavorable. Par contre, un placement asymétrique bien étudié du haut-parleur sur ce baffle permet d'améliorer très nettement la linéarité, ce que montre la figure 14.

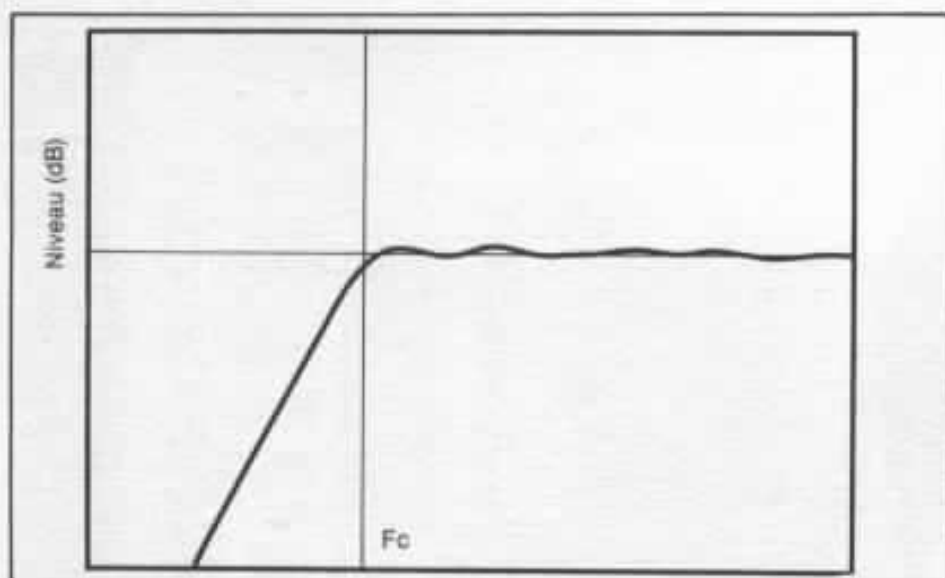


Fig. 14 : Réponse niveau/fréquence d'un haut-parleur monté de façon décentrée, dans une position étudiée, sur un baffle plan de forme carrée. Un positionnement précis du haut-parleur permet d'éliminer les non-linéarités constatés sur la figure 12.

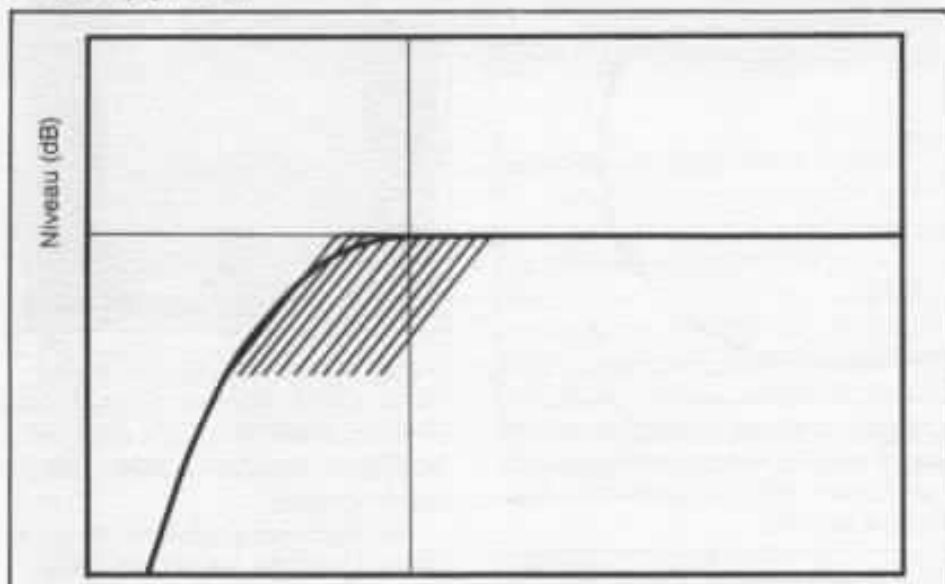


Fig. 15 : Coupure grave à atténuation progressive obtenue à partir d'une disposition semblable à celle de l'enceinte Totem. Il en résulte une plus grande facilité d'adaptation avec la voie grave et un effet de coloration plus réduit par rapport à un système à coupure acoustique brutale.

L'enceinte Totem

Elle est basée sur les concepts décrits ci-dessus. Les défauts constatés sur les figures 12 et 13 ont été supprimés par l'adoption d'une forme asymétrique du baffle. On obtient alors une courbe de réponse semblable à celle de la figure 14. Cependant, il subsiste deux problèmes. Le premier est l'effet de bord du baffle, relatif à la coloration subjective et à la directivité sur le plan latéral. Le

second est de provoquer, par la multiplication des haut-parleurs une coupure propre, nette mais brutale, qui peut rester audible même si la coupure électronique du filtre est située une ou deux octaves au-dessus de celle-ci. Il s'agit d'un inconvénient également rencontré sur les pavillons (en particulier de forme d'expansion hyperbolique ou proche) qui rend les réglages plus délicats. Ici aussi, les pan latéraux coupés et

asymétriques procurent une fréquence de coupure légèrement décalée pour chacun des haut-parleurs composant la ligne acoustique. Il en résulte une coupure à pente d'atténuation globale très progressive qui sera cette fois beaucoup moins audible. De plus, la forme générale, proche du cylindre, évite les irrégularités du lobe de directivité.

On a vu, à propos du degré de précision de focalisation et de position des sources fictives dans l'espace stéréophonique que la ligne acoustique est une bonne solution, à condition toutefois que les fréquences élevées provenant de l'onde arrière ne viennent pas perturber l'auditeur, faussant ainsi les données relatives à ces informations de direction et de position. Il s'agit d'un défaut commun à de nombreux doublets acoustiques disponibles dans le commerce. Ici, l'enceinte Totem met à profit l'asymétrie de la face avant pour procurer des lobes de directivité aux fréquences médium aigues orientés légèrement vers le centre.

Pour la partie dorsale, le travail en doublet ne sera vraiment efficace qu'aux fréquences relativement basses, ces fréquences, plus difficiles à localiser en position spatiale, ne perturbant pas le degré de précision de la position des sources fictives. L'orientation du lobe arrière permet par ailleurs d'élargir la largeur de la scène sonore, sans pour autant rendre moins précise la localisation des sources dans l'espace.

Ce diagramme de directivité est représenté sur la figure 16.

Globalement les avantages obtenus sont :

- Faible atténuation du niveau acoustique en fonction de la distance.
- Meilleure intelligibilité.
- Très faible taux de distorsion dû à une amplitude de déplacement infime pour chacune des membranes.
- Positionnement précis des

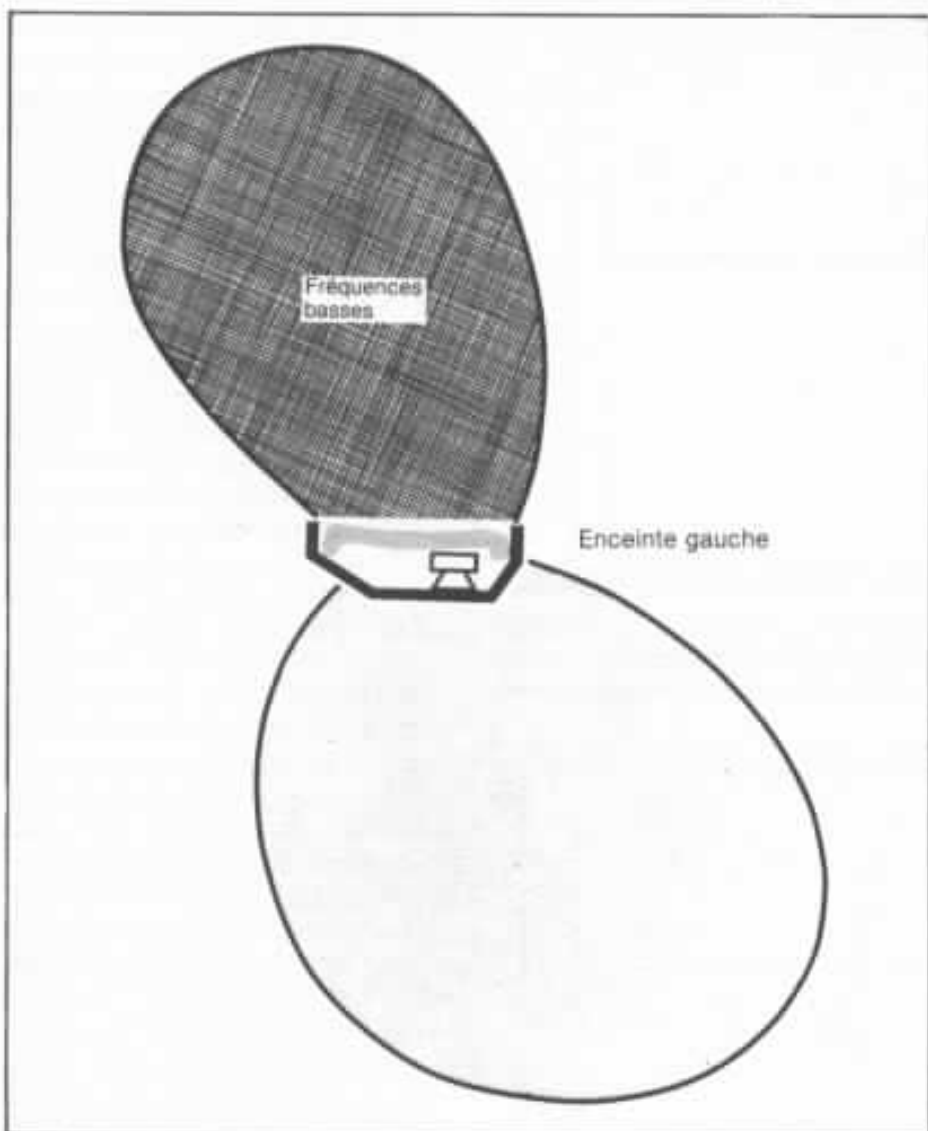
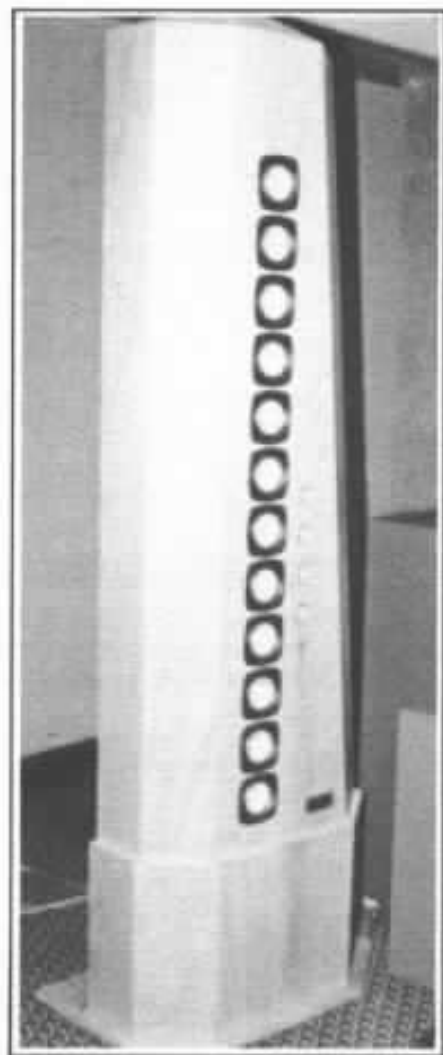


Fig. 16 : Caractéristique de directivité de l'enceinte Totem. Le lobe frontal est orienté vers le centre. Le lobe dorsal, orienté vers l'extérieur, n'émet que les sons de fréquence basse, afin de ne pas perturber l'effet de localisation spatiale des sources. Représentation de l'enceinte gauche.



sources fictives.

- Elargissement notable de la scène sonore.
- Grande admissibilité en puissance (près de 300 W en crête).
- Facilité de couplage avec la voie grave.
- élargissement notable de la zone d'écoute optimum.
- Effet de directivité très peu prononcé, latéralement comme verticalement (entre la position assise et debout de l'auditeur).

Pour la Totem, le choix des haut-parleurs s'est fixé sur les Fostex FE-103 dont il a déjà été question dans le n° 31. Le FE-103 a été, pour ce cas précis, préféré au FE-103 Sigma, dont l'aimant est plus puissant mais dont la membrane est un peu plus grande et plus lourde. Dans



le cas de la Totem, l'admissibilité en puissance plus réduite des FE-103 par rapport au FE-103 Sigma ne pose pas de problème, vu que 12 haut-parleurs sont utilisés.

Dans l'installation qui a pu être écoutée au cours des Journées de la Haute Fidélité du Sofitel, l'enceinte Totem était utilisée

dans un système actif triamplifié, avec des fréquences de coupure de 240 Hz et 8 kHz (pentes d'atténuation de 18 dB/oct.). Le filtre actif était de type Kanéda. Au dessous de 240 Hz, le relais était assuré par l'enceinte Onken précédée d'un amplificateur classe A Kanéda 50 W + 50 W. L'amplification des voies

médium et aigue était assurée par le classe A (2 x 30 W) et l'amplificateur classe A Hiraga 20 + 20 W. Ajoutons que les tweeters, au nombre de 4 étaient des Fostex FT-50H. Des considérations économiques n'ont pu permettre d'accéder à un idéal qui consistait à utiliser 12 à 16 tweeters (par voie), montés en ligne acoustique. Dans un avenir peut-être assez proche, une autre solution sera sans doute proposée. De même, il est possible que de petites améliorations soient apportées aux enceintes Totem. Elles pourraient concerner le choix des haut-parleurs, l'adoption de diffuseurs acoustiques élargissant encore la scène sonore ou améliorant la caractéristique de directivité au-dessus de 5 kHz. Un des problèmes pratiques reste celui du prix de revient. Dans son état actuel, le compromis performance/prix reste excellent, la paire d'enceintes Totem revenant à peu près à 20 000 F. Dans une même configuration, de très nettes améliorations sont encore possibles, notamment au niveau des haut-parleurs, mais qui se situent malheureusement dans une fourchette de prix comprise en 20 et 50 fois le prix des excellents petits Fostex FE-103.



**Page non
disponible**

La distorsion thermique

Elle existe, je l'ai rencontrée

Héphaïstos

A plusieurs reprises, j'ai évoqué dans ces colonnes des phénomènes thermiques, sources de distorsion. Mais ces évocations (principalement dans « La distorsion dans l'amplificateur de puissance », L'Audiophile n° 28) ne permettaient pas de se faire une idée exacte de l'importance des distorsions thermiques. C'est pour répondre aux questions que certains se sont posées, que cet article est uniquement consacré à ce problème souvent méconnu ou négligé. Après avoir examiné le maigre résultat d'une enquête bibliographique sur le sujet, nous verrons une expérimentation destinée à mettre le phénomène en évidence dans différents transistors. Puis nous tenterons de faire une corrélation entre les résultats de cette expérimentation et les mesures traditionnelles de distorsion. Enfin, nous chercherons à comprendre les effets de cette distorsion dans les circuits où son action est la plus néfaste.

Combien d'électroniciens, traitant des signaux analogiques, se préoccupent aujourd'hui de la distorsion thermique ? A moins que ce ne soit un secret bien gardé, il semblerait qu'ils soient bien peu nombreux.

Pourtant dès le début du transistor, ses premiers utilisateurs ont été surpris par sa sensibilité aux phénomènes thermiques. Cette sensibilité et le courant d'entrée étaient les points qui déroutaient le plus ceux qui avaient l'habitude de travailler avec des tubes.

Les problèmes thermiques s'imposaient, même, parfois, de façon brutale, car souvent les premiers transistors qui avaient été difficiles à obtenir, étaient détruits avant qu'on ait compris ce qui se passait : l'emballement thermique est impitoyable. Puis on découvrit l'usage de la contre-réaction d'émetteur en continu au moyen d'une résistance d'émetteur découplée. On se familiarisa avec les calculs de résistances thermiques pour refroidir les transistors de puissances qui avaient fait leur appa-

rition.

Les problèmes thermiques semblaient résolus quand avec l'accroissement des puissances et des tensions, un scandale éclata : une puissance inférieure à la puissance maximale détruisait les transistors de puissance. Le phénomène de seconde avalanche (dû à la concentration de la puissance à cause de l'instabilité thermique) fut alors découvert, analysé et circonscrit à défaut d'être totalement maîtrisé.

Il ne restait alors pour être sensibilisé aux dérives thermi-

ques des transistors, que ceux qui traitaient des signaux quasiment continus. Ils avaient recours à des techniques de « chopper » pour résoudre leurs problèmes. Mais bientôt l'usage du montage différentiel et de la contre-réaction (en éléments discrets d'abord, puis sous la forme de circuits intégrés aux performances de plus en plus extraordinaires) leur a permis à eux aussi de s'affranchir des problèmes posés par la sensibilité des transistors à la température.

La température des transistors n'a donc pratiquement plus d'importance pour les signaux amplifiés : elle reste toutefois une question à l'ordre du jour pour les problèmes de fiabilité dont on se préoccupe heureusement plus sérieusement qu'autrefois.

Il n'est ainsi pas surprenant, aujourd'hui alors que l'on ne forme pratiquement plus personne pour utiliser des transistors en éléments discrets, que le problème de la distorsion thermique ne tourmente personne.

Si on effectue une recherche bibliographique relative aux problèmes thermiques des transistors, on retrouve les préoccupations des électroniciens dans l'ordre où elles ont été décrites ci-dessus. On voit par exemple les explications du phénomène de seconde avalanche culminer avec les deux numéros d'août et novembre 1966 de la revue « IEEE Transactions on Electron Devices » spécialement consacrés au « second breakdown ».

Dans « Thermal Feedback in Power Semiconductor Devices » (IEEE Transactions on Electron Devices vol. ED-17 de septembre 1970) O. Müller et J. Pest qui veulent faire une étude exhaustive des problèmes thermiques liés à l'instabilité des transistors, commencent par définir la contre-réaction thermique appliquée à un quadripôle puis ils utilisent ce modèle dans le montage

base commune. Ils obtiennent alors des paramètres y dans lesquels la contre-réaction thermique joue un rôle à des fréquences voisines des constantes de temps thermiques et expliquent ainsi l'admittance de sortie inductive. Avec leur modèle, ils expliquent encore la seconde avalanche et la diminution du gain en courant pour les forts courants quand la tension augmente. Ils signalent la contre-réaction thermique dans les circuits intégrés monolithiques puis grâce à la contre-réaction thermique trouvent une explication au mystère du bruit en $1/f$ dans les semiconducteurs. C'est un article très intéressant, très documenté (avec 93 références bibliographiques) mais comme le modèle utilisé par les auteurs est linéaire (par soucis de simplification) ils ne parlent pas de distorsion provoquée par les phénomènes thermiques.

Il se publie encore de temps en temps des articles consacrés aux problèmes thermiques : les uns cherchent à préciser l'effet de la température sur les lois fondamentales des semiconducteurs comme Y.P. Tsvividis dans « Accurate Analysis of Temperature Effects in I_c-V_{be} Characteristics with Application to Band-gap Reference Sources » (IEEE Journal of Solid-state Circuits de déc. 1980), ou G.C. Meijer et K. Vingerling dans « Measurement of the Temperature Dependence of the $I_c(V_{be})$ Characteristics of Integrated Bipolar Transistors » (IEEE Journal of Solid-state Circuits d'avril 1980) ou encore R.U. Martinelli dans « The Temperature Dependence of the DC Base and Collector Currents in Silicon Bipolar Transistors » (IEEE Transactions on Electron devices de nov. 1976).

D'autres s'intéressent encore à la seconde avalanche : soit pour la décrire en utilisant les nouvelles techniques de simulation sur ordinateur comme S. P. Gaur, D. H. Navon et R. W. Teerlinck dans « Transistor Design and

Thermal stability » (IEEE Transactions on Electron Devices de juin 1973) ou M. Latif et P. R. Bryant dans « A New Model for the Second Breakdown of Bipolar Transistors » (IEDM 1980) et dans « Network Analysis Approach to Multi-dimensional Modeling of Transistors Including Thermal Effects » (IEDM 1981) ou R.U. Martinelli, C. F. Wheatley et K.A. Sassaman dans « A Study of Forward Second-breakdown in Silicon Bipolar Power Transistors using the Unit-cell Concept » (IEDM 1982) ou encore P.L. Hower, G.L. Martinelli et S.A. Mittelman dans « the Topography of Current Density in Bipolar Transistors » (IEDM 1982), l'étude peut être divisée en étude statique (« Two-dimensional Carrier Flow in a Transistor Structure Under Nonisothermal Conditions » de S.P. Gaur et D.H. Davon dans IEEE Transactions on Electron Devices de janv. 1976) et étude dynamique (« Time-dependent Carrier Flow in a Transistor Structure Under Nonisothermal Conditions » de V.C. Alwin, D.H. Navon et L.J. Turgeon dans IEEE Transactions on Electron Devices de nov. 1982). Soit pour lui trouver un remède comme R.J. Widlar (le fameux concepteur, chez Fairchild puis chez NS, de circuits intégrés linéaires devenu depuis des standards de l'industrie) dans « Controlling Secondary Breakdown of Bipolar Power Transistors » (ISSCC 1981). Celui-ci en divisant un transistor de puissance en une multitude de petits transistors ayant chacun en série avec sa base un transistor à effet de champ commandé par la tension collecteur, obtient un transistor de puissance exempt de seconde avalanche. Ce transistor de puissance (commercialisé par NS sous la référence LT 10) présente en outre une fréquence de coupure très élevée (50 kHz) mais souffre d'une résistance de base

assez importante.

Parmi les nouvelles techniques utilisées pour l'étude des problèmes thermiques des transistors notons la thermographie infrarouge microscopique qui permet de suivre avec précision l'évolution de la température de surface (« Scanning I.R. Microscopy techniques for Semiconductor Thermal Analysis » de C. A. Lidback, dans 17th Annual Proceeding Reliability Physics IEEE).

Les nouvelles techniques conduisent à réexaminer les problèmes : cela nous vaut une étude très bien faite sur les transitoires thermiques dans les transistors micro-ondes par B.S. Siegal dans Microwave News de nov. 83, mais bien évidemment les constantes de temps thermiques n'ayant rien à voir avec les fréquences micro-ondes, l'auteur ne parle pas de distorsion thermique.

Il y a finalement peu de monde pour parler de distorsion thermique ; jusqu'ici je n'en ai trouvé mention que trois fois : une évocation dans un article et deux articles consacrés à ce sujet.

Tout d'abord C.C. Brannon dans « Chip, CRT, and assembly automation bring in a new era of portable scopes » (Electronics du 10 fév. 83) en nous présentant la nouvelle famille d'oscilloscopes de Tektronix, parle de certains circuits utilisés présentant un gain stable, une bonne linéarité et une faible distorsion thermique. Il définit alors ainsi la distorsion thermique « La distorsion thermique est une erreur dans la réponse transitoire ou dans la réponse en fréquence, causée par les variations de la température de jonction base-émetteur, qui ont lieu quand la puissance dissipée varie en fonction du signal d'entrée. (Dans les circuits de balayage, la distorsion thermique peut donner lieu à des erreurs de linéarité ; dans les circuits verticaux, elle peut causer des aberrations dans

la réponse à un échelon telles que des combinaisons de dépassements et de traînées dus à des variations dans les constantes de temps thermiques) ».

Décidément, les concepteurs d'oscilloscopes sont des fréquentations passionnantes pour les audiophiles (cf. l'effet Hook, p. 63 de l'Audiophile n° 16) car ils recherchent des amplifications linéaires et s'imposent de respecter la forme des signaux quels qu'ils soient.

En décembre 1980, paraissait en Union Soviétique dans la revue « Radio-tekhnika » (vol. 35 n° 12) un article au titre prometteur qu'on peut traduire par « Distorsion dans les amplificateurs linéaires causée par la variation de la température des jonctions de transistor ». L'auteur, A. M. Fishtein, considère que les variations de température ont sur le courant collecteur, une action équivalente à celle d'une tension supplémentaire appliquée sur la jonction base-émetteur : $U_T(t)$.

En régime établi U_T est proportionnel à la puissance dissipée dans le transistor P. En régime transitoire, si l'action d'un échelon de puissance P est une variation de la tension V_{be} selon une loi $q.P.h(t)$, la tension équivalente à l'action de P(t) sera donnée par :

$$U_T(t) = q.P(0).h(t) + \int_0^t q.p(\tau).h(t-\tau).d\tau$$

$h(t)$ qui caractérise le comportement thermique du transistor peut être approximé par une somme de fonctions exponentielles ayant différentes constantes de temps :

$$h(t) = \sum_{i=1}^n A_i \cdot (1 - e^{-\frac{t}{\tau_i}})$$

Les coefficients A_i correspondent au poids relatif de chacune des constantes de temps τ_i :

$$\sum_{i=1}^n A_i = 1$$

Pour un signal sinusoïdal qui donne un courant dans le transistor de la forme

$$i = I_0 + I_m \sin \omega t,$$

l'auteur calcule la tension équivalente à l'action de la puissance dissipée dans le transistor et obtient une formule très compliquée qui contient deux termes $U_{TL}(t)$ et $U_{TL}(t)$.

$U_{TL}(t)$ est un terme linéaire qui correspond à une distorsion linéaire (distorsion d'amplitude et de phase). $U_{TL}(t)$ est un terme non-linéaire.

Avec le terme linéaire, l'auteur calcule la tangente du déphasage entre le signal d'entrée et celui de sortie φ , et obtient une autre formule très compliquée.

Pour les fréquences pour lesquelles $\omega \gg \frac{1}{\tau_{i \min}}$, l'influence des variations de température de jonction est négligeable. Pour les fréquences voisines des constantes de temps thermiques, l'auteur calcule alors l'action sur le niveau due au terme linéaire et le taux de distorsion par harmonique 2 produite par le terme non-linéaire.

Il en déduit que dans les conditions d'utilisation d'un transistor dans un préamplificateur, d'après des données relatives à un transistor, le déphasage est la somme de fonctions ayant l'allure de la courbe de la figure n° 1, chacune correspondant à une constante de temps thermique.

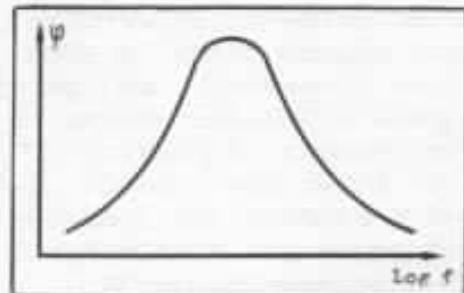


Fig. 1 : Action linéaire de la distorsion thermique.

En réduisant $h(t)$ à l'action d'une seule constante de temps, φ_{max} qui correspond alors au plus grand $A_i = A_{max}$ est obtenu pour une fréquence $\omega = \frac{1}{\tau_p}$ où τ_p est la constante de temps associée à A_{max} .

En tenant compte de l'amplitude de φ_{max} qui n'excède pas quelques degrés, on peut simplifier les formules donnant les variations d'amplitude et le taux d'harmonique deux. Ce dernier présente un maximum pour une fréquence nulle.

Pour compenser les effets de la distorsion thermique, l'auteur propose d'ajouter au signal d'entrée un signal opposé à $U_{T1}(t)$; $U_{T1}(t)$ peut être compensée en injectant sur la base une fraction de la tension collecteur via un réseau ayant une fonction de transfert :

$$h(t) = \sum_{i=1}^n A_i (1 - e^{-\frac{t}{\tau_i}})$$

$U_{T1}(t)$ étant non-linéaire ne peut pas être compensé par un réseau linéaire mais on peut limiter ses effets en utilisant un montage cascade.

L'auteur donne deux exemples de schémas propres à éliminer la distorsion thermique par compensation de $U_{T1}(t)$ et limitation de $U_{T1}(t)$ (reproduits en figure n° 2).

Dans les conditions ordinaires d'utilisation de transistors large bande dans des étages d'amplification, jusqu'à quelques dizaines de kHz, la valeur de φ due aux phénomènes thermiques est supérieure de plusieurs ordres de grandeur à celle qui résulte de la distorsion linéaire, et peut atteindre plusieurs degrés; la variation d'amplitude commence quand la fréquence descend, à des fréquences de l'ordre de 10^4 - 10^5 Hz et peut atteindre 20-30 % à quelques Hz; le taux de distorsion par harmonique 2 peut atteindre plusieurs %.

L'article de A. M. Fishtein est très intéressant car il dénonce un

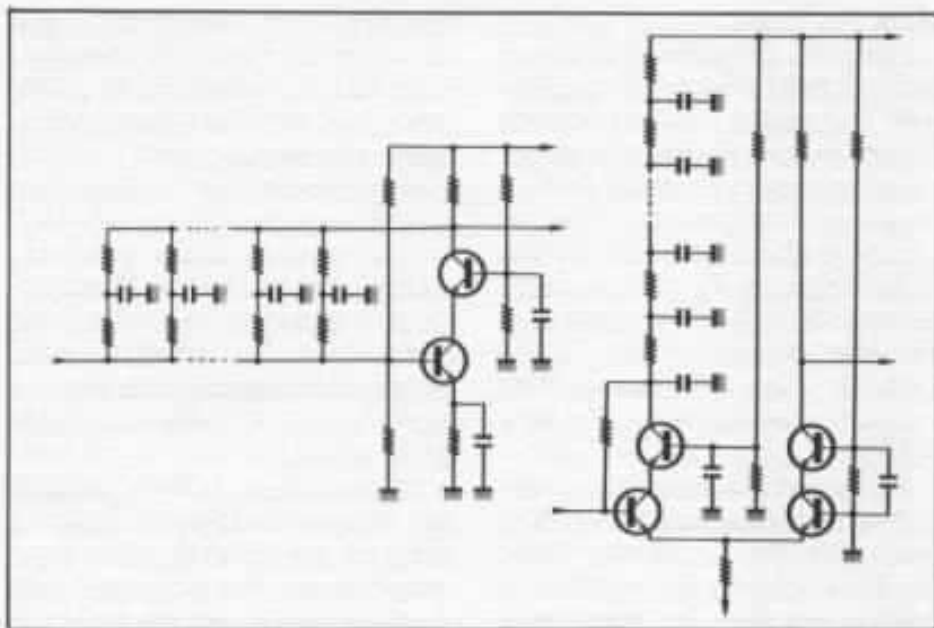


Fig. 2 : Solutions proposées par A.M. Fishtein pour combattre la distorsion thermique.

phénomène physique généralement ignoré. Ses calculs sont très compliqués et pourtant ils résultent d'hypothèses simplificatrices :

- la diffusion de la chaleur dans un solide n'est pas un phénomène linéaire ;
- l'effet de la température sur la tension base-émetteur n'est pas une fonction linéaire ;
- les calculs sont faits pour un signal sinusoïdal. Pour un signal plus complexe, les conclusions seraient différentes puisque le phénomène est non-linéaire.

Ces calculs n'ont qu'un intérêt purement théorique.

Pour ce qui est des solutions proposées, je pense qu'il faut retenir l'idée du montage cascade. La compensation par un réseau linéaire me semble illusoire pour plusieurs raisons :

- le modèle théorique n'est qu'approximatif ;
- les coefficients A_i et leurs constantes de temps associées sont difficiles à apprécier et si on peut penser qu'ils sont à peu près stables pour un procédé de fabrication donné, ils ne sont pas utilisables dans la pratique car les fabricants de transistors n'ont aucun scrupule à livrer sous la même référence des transistors fabriqués avec des « process »

différents (même chez un même fabricant) sous réserve que les caractéristiques principales soient bonnes.

Un membre de l'équipe de l'Audiophile a signalé et m'a fort aimablement fourni le texte d'un exposé fait par T. Sato, K. Higashiyama et H. Jiko à la 72^e convention de l'AES (oct. 82) sous le titre « Amplifier Transient Crossover Distortion Resulting from Temperature Change of Output Power Transistor ».

Pour les auteurs, la distorsion de croisement dans l'étage de sortie des amplificateurs de puissance peut être combattue par la contre-réaction et un courant de repos approprié. Mais pour des signaux musicaux dont le niveau varie de façon permanente, le courant de repos s'écarte de sa valeur optimale à cause des problèmes thermiques. Ainsi un amplificateur ayant de très bonnes performances de distorsion en régime établi, peut présenter des distorsions de croisement importantes pour des signaux dont le niveau varie fortement.

La distorsion de croisement est due aux non-linéarités statiques au point de recoupe entre les transistors NPN et PNP de l'étage de sortie. La caractéristi-

que de transfert de chaque transistor est une fonction exponentielle ce qui impose un courant dans les transistors de sortie même en l'absence de signal : le courant de repos.

Ce courant de repos a une valeur optimale qui minimise la distorsion de croisement, et est fixé par la tension de polarisation (cf. figure n° 3).

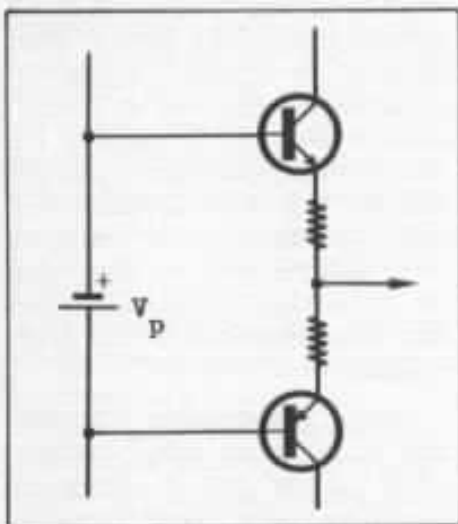


Fig. 3 : Etage de sortie classique.

$$I_0 = \frac{V_p - (V_{be1} + V_{be2})}{2 \cdot R_e}$$

V_{be1} et V_{be2} sont fonctions de la température de chaque transistor, c'est pourquoi il faut faire évoluer V_p pour compenser ces variations.

Habituellement, on utilise pour cela le montage de la figure n° 4.

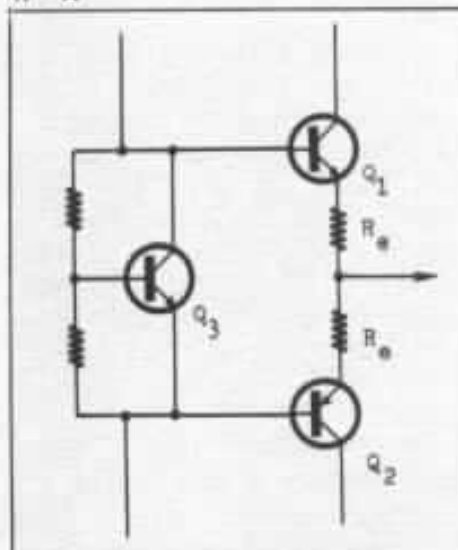


Fig. 4 : Circuit de polarisation classique.

En utilisant une formule linéaire pour définir le comportement de V_{be} en fonction de la température, les auteurs montrent que déjà en statique la puissance dissipée dans les transistors de sortie empêche ce montage de compenser avec précision l'évolution des V_{be} des transistors de sortie à cause des résistances thermiques entre les transistors.

Lorsque la puissance dissipée dans les transistors de sortie varie brutalement, c'est pire à cause de l'action des constantes de temps thermiques au niveau des jonctions et entre les jonctions des différents transistors : la température de Q_1 évolue en retard par rapport à celles de Q_2 et Q_3 , et la valeur du courant de repos s'écarte beaucoup de sa valeur optimale.

Pour mettre ce phénomène en évidence, les auteurs ont réalisé un amplificateur dans lequel la contre-réaction ne traite pas la distorsion de croisement (cf. figure n° 5) et utilisé des signaux sinusoïdaux dont le niveau varie brutalement de 1 à 10 W de puissance fournie à la charge.

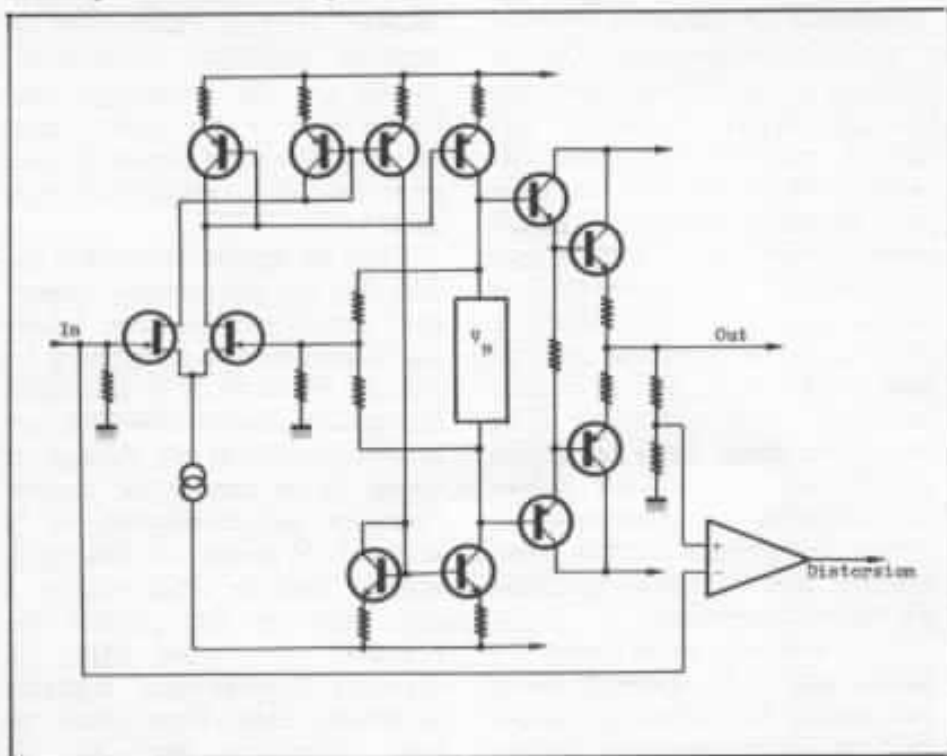


Fig. 5 : Amplificateur avec distorsion de croisement mise en évidence.

Les appareils de mesure de distorsion classiques ne permettant pas d'analyser les déformations de ce type de signaux, la distorsion a été obtenue en faisant la différence entre le signal d'entrée et le signal de sortie (divisé par le gain de l'amplificateur).

Ils ont obtenu une distorsion de croisement qui croît fortement après les changements de niveau, et ont envisagé trois solutions à ce problème :

- modifier la fonction de transfert des transistors ;
- mesurer en temps réel la température de chaque transistor ;
- calculer la puissance dissipée dans chaque transistor de sortie à partir du signal de sortie, d'en déduire la température de chaque transistor et les variations de V_{be} et d'agir sur la tension de polarisation pour compenser ces variations.

La solution a est impossible car les caractéristiques de transfert des transistors résultent de lois physiques. La solution b n'est pas compatible avec les transistors de puissance disponibles. La solution c est donc la meilleure.

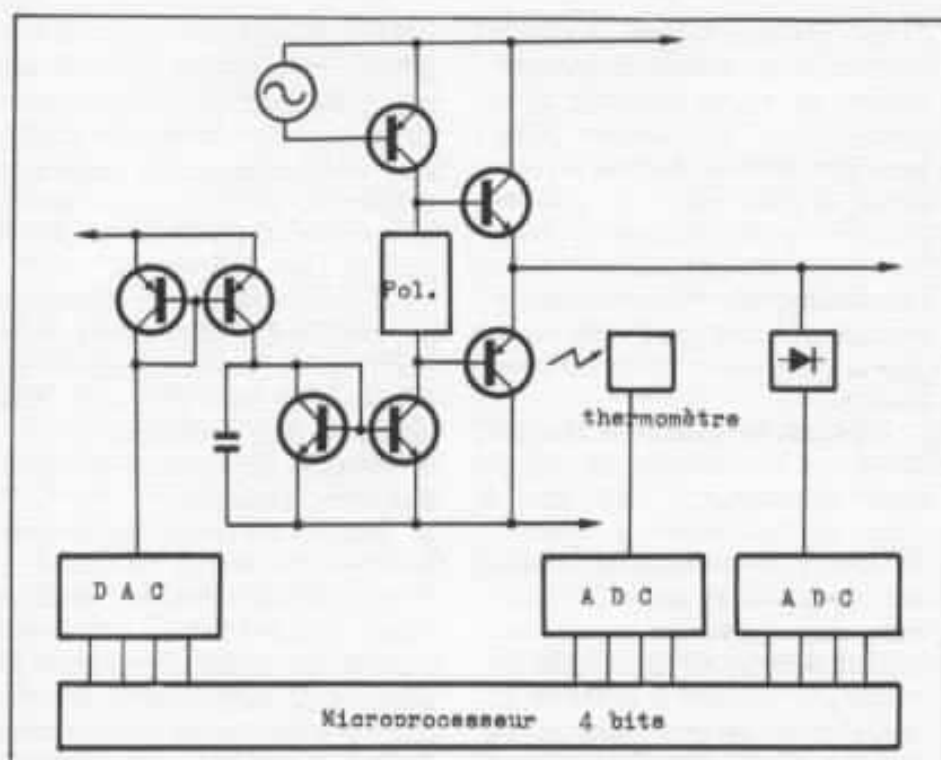


Fig. 6 : Solution proposée pour commander la polarisation de sortie.

Le contrôle de la tension de polarisation peut être obtenu en utilisant un réseau de polarisation parcouru par un courant que l'on commande en fonction du V_p voulu (cf. figure n° 6). La constante de temps du dispositif de commande reproduit la constante de temps thermique des transistors de sortie.

Le calcul de la tension de polarisation optimal peut être fait par un microprocesseur qui reçoit comme informations d'entrée la température du radiateur des transistors et le signal de sortie (codés sur 4 bits) et qui commande un convertisseur digital-analogique qui pilote la tension de polarisation grâce à une résistance. Le principal avantage de l'utilisation d'un microprocesseur est la possibilité d'effectuer des calculs même non-linéaires, les constantes de temps thermiques restant compatibles avec les vitesses de calcul du microprocesseur.

Les auteurs concluent en disant que si les amplificateurs ont atteint des valeurs de distorsion extraordinairement faibles sur des signaux sinusoïdaux, c'est sur des signaux transitoires

(même si ces mesures sont difficiles) qu'il faut tester les amplificateurs si on veut les utiliser pour amplifier des signaux musicaux.

Ils pensent que la distorsion de croisement transitoire qu'ils décrivent est une des principales distorsions que les mesures sur signaux transitoires peuvent révéler, et que l'utilisation de signaux complexes ou musicaux jouera un rôle important pour comprendre ce qui se passe dans les amplificateurs et pour la conception des amplificateurs futurs.

C'est un article intéressant qui dénonce un phénomène important consciencieusement ignoré par beaucoup de concepteurs. La mise en évidence de la distorsion est remarquable : l'idée d'exclure le comportement de l'étage de sortie de la boucle de contre-réaction est excellente, et la méthode de mesure de distorsion utilisée reste la seule valable à mes yeux car elle permet des mesures sur toute sorte de signaux (sinusoïdes, signaux musicaux réels, bruit blanc ou rose, impulsions, etc.). Le fait que cette mesure de la distorsion inclue les distorsions linéaires

(contrairement aux mesures traditionnelles) n'est pas un inconvénient à mon avis, au contraire, malgré ce que pensent ceux qui défendent les mesures classiques.

Il est dommage que dans cet exposé la distorsion de croisement ait été mal analysée : d'après les auteurs cette-ci est uniquement de nature statique, or sur leurs oscillogrammes, celle-ci est loin d'avoir la forme symétrique qu'elle devrait avoir dans ce cas, quand le signal traverse en montant ou en descendant le point de recoupe (il y a aussi vraisemblablement une distorsion due à la commutation des transistors). Cette remarque reste valable pour la distorsion de croisement qui subsiste dans leur amplificateur à microprocesseur.

Quant à la solution proposée, elle relève d'un délire technophile : d'une part le comportement thermique à la surface d'un transistor de puissance est un phénomène hautement instable (c'est la cause de la seconde avalanche) et par conséquent difficilement prévisible, d'autre part la connaissance du signal de sortie ne permet de connaître la puissance dissipée dans chaque transistor que sur une charge connue (de préférence résistive pour que les calculs restent à la portée des possibilités d'un microprocesseur).

J'aurais beaucoup aimé que MM. Sato, Higashiyama et Jiko proposent aussi une solution :

d. Séparer dans deux transistors différents les deux fonctions assurées par chaque transistor de sortie : commande du courant fourni et dissipation de la puissance (ce qui conduit à des solutions telles que celle que je décris dans mes articles sur l'étage de sortie).

Cette solution que je pense plus efficace et plus simple, n'a malheureusement pas le look commercial qui sied à notre époque plus avide souvent d'apparences de progrès que de progrès

réel. On ne nous propose pas encore de bicyclette ou de balai à microprocesseur, mais je suis sûr que, quelque part dans le monde, les laboratoires de recherche d'un grand industriel œuvrent pour combler au plus tôt ces lacunes impardonnables à notre civilisation.

Notre enquête bibliographique montre que de toute évidence la distorsion thermique est un problème négligé. Pourtant le peu qui a été écrit sur le sujet (heureusement la qualité compense la faible quantité) laisserait à penser que pour les audiophiles à la recherche d'amplification de haute qualité, le problème risque fort de ne pas être négligeable. C'est pour bien cerner ce point qu'un montage expérimental de test du comportement thermique des transistors a été réalisé.

Que se passe-t-il dans un transistor quand la température augmente ? Il y a deux phénomènes qui interviennent : tout d'abord la résistivité du matériau semi-conducteur augmente, ensuite la mobilité des électrons augmente, réduisant la largeur de bande interdite ce qui se traduit par une diminution de V_{be} pour un courant collecteur donné. Dans les transistors bipolaires, ce second phénomène prédomine. En première approximation on peut considérer que V_{be} décroît d'environ 2 mV par °C, indépendamment du courant collecteur (pour des précisions sur le sujet, se reporter aux articles cités ci-dessus). Comme l'impédance vue par la base est généralement basse, le courant augmente avec la température et si cette augmentation de courant accroît la puissance dissipée nous avons affaire à une contre-réaction positive source d'instabilité. Ce sont cette instabilité et la « mémoire thermique » qui sont à redouter pour les audiophiles et que nous avons cherché à mettre en évidence dans notre montage.

Pour celui-ci nous avons

retenu le montage émetteur suiveur (ou collecteur commun) car c'est lui qui permet le mieux de constater le comportement thermique du transistor sous l'effet de la puissance dissipée. Celle-ci est donnée par :

$P(t) = I_b \cdot V_{be} + I_c \cdot V_{ce} \approx I_c \cdot V_{ce}$
car I_b est bien plus faible que I_c et parce que $V_{be} \approx 0,6$ V, $V_{be} \ll V_{ce}$ dans les conditions habituelles.

$I_c \approx I_e$ est imposé par le signal d'entrée, donc en jouant sur V_{ce} nous pouvons commander la puissance dissipée dans le transistor testé.

Le circuit collecteur commun dont le gain vaut

$$g = \frac{R_c}{R_c + r_e} \approx 1$$

$$\text{avec } r_e = \frac{0,026}{I_e} \Omega$$

n'est pas à proprement parler un montage amplificateur, mais en séparant notre action pour contrôler la puissance (sur le collecteur) de l'observation du comportement du transistor (sur l'émetteur), il nous simplifie le travail et devrait être représentatif des avatars thermiques du transistor.

Pour observer finement le

comportement du transistor à la suite d'une variation de la puissance dissipée, nous avons retenu des signaux continus dont le niveau varie très rapidement entre deux valeurs. Cela nous permet de séparer les phénomènes dus au comportement classique du transistor et ses dérives thermiques. Avec un signal sinusoïdal par exemple, il est difficile de séparer les distorsions dues aux non-linéarités de la loi exponentielle du transistor et ses réactions thermiques.

Le principe du montage expérimental utilisé est représenté sur la figure n° 7. Le générateur d'impulsion est un modèle de la firme Hewlett-Packard que nous avons modifié pour en extirper toute velléité de distorsion thermique. R_b est destinée à prévenir une oscillation parasite du transistor testé (la tendance à osciller du montage collecteur commun est bien connue) R_c est de valeur relativement faible (10 Ω) de façon à pouvoir obtenir des courants relativement importants dans le transistor (et donc des puissances correspondantes) avec des impulsions d'entrée relativement faibles.

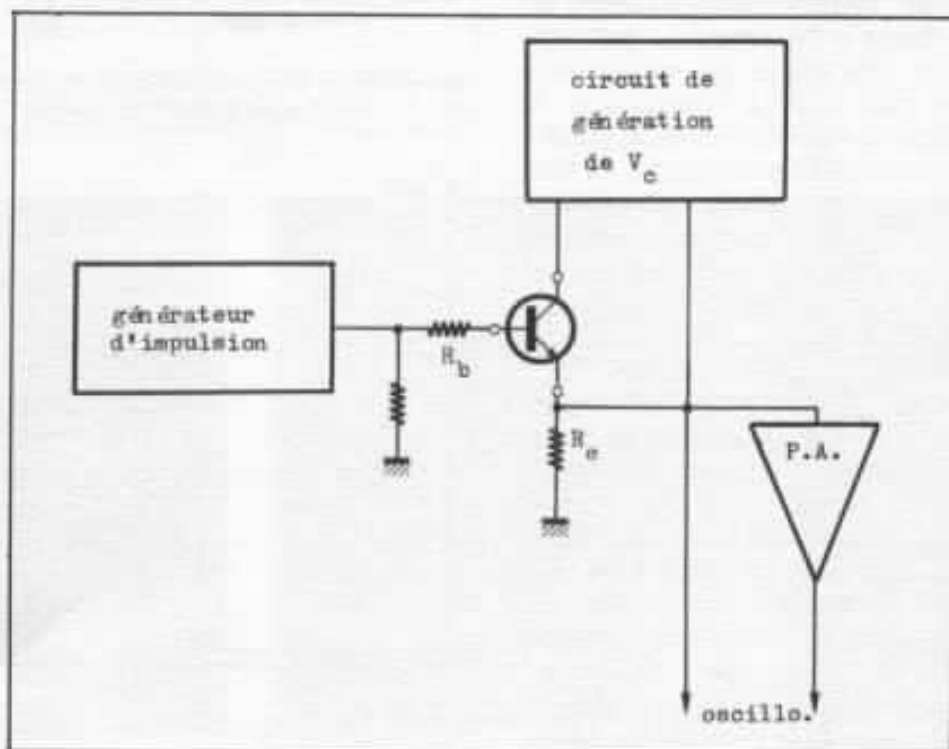


Fig. 7 : Principe de la mise en évidence de la distorsion thermique.

Pour le circuit de commande de V_c , nous avons retenu deux circuits entre lesquels on peut commuter le montage (cf. figure n° 8) : le premier permet de travailler avec une tension V_c fixe (à l'impédance de sortie du circuit près), ce qui donne une tension V_{cx} variable :

$$V_{cx} = V_c - V_e = V_c - I_e \cdot R_e$$

$$V_{cx} \approx V_c - I_c \cdot R_e$$

cela revient donc pour la puissance dissipée, à avoir R_e (10 Ω) en plus dans la résistance de l'alimentation. Le second circuit de commande de V_c est accroché à V_e , on peut donc travailler avec une tension V_{cx} fixe. Ce circuit réalise un montage cascade, cela nous permettra ainsi de tester la validité de cette solution pour résoudre les problèmes thermiques.

Le préamplificateur (cf. fig. n° 9) de l'oscilloscope est un montage qui permet d'observer de faibles variations de tension sur un signal bien plus important sans saturer les étages d'entrée de l'oscilloscope. En effet observer quelques millivolts sur des signaux de quelques volts n'est pas possible avec les oscilloscopes courants. Ce préamplificateur réalise une espèce de « loupe » en tension ; ceux qui ont déjà utilisé un oscilloscope un peu évolué connaissent la loupe temporelle obtenue grâce à la seconde base de temps, eh bien ce circuit réalise la même fonction pour le balayage vertical. Pour ce préamplificateur nous nous sommes inspirés d'un schéma publié dans *Electronic Design* (p. 146 du numéro du 17 mars 1983) et utilisé pour tester le temps de ralliement des convertisseurs digital-analogique de haute résolution. Nous l'avons un peu modifié, pour l'améliorer en l'adaptant mieux à notre propre contexte d'utilisation ; Sa fonction de transfert est représentée sur la figure n° 10. La position de la zone loupe est fonction de la position du potentiomètre P_1 .

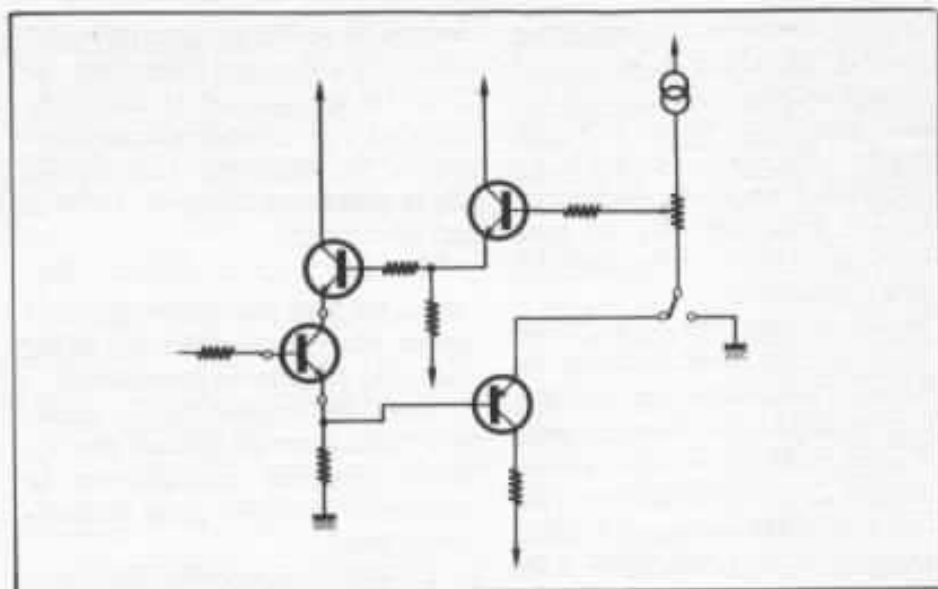


Fig. 8 : Génération de V_c

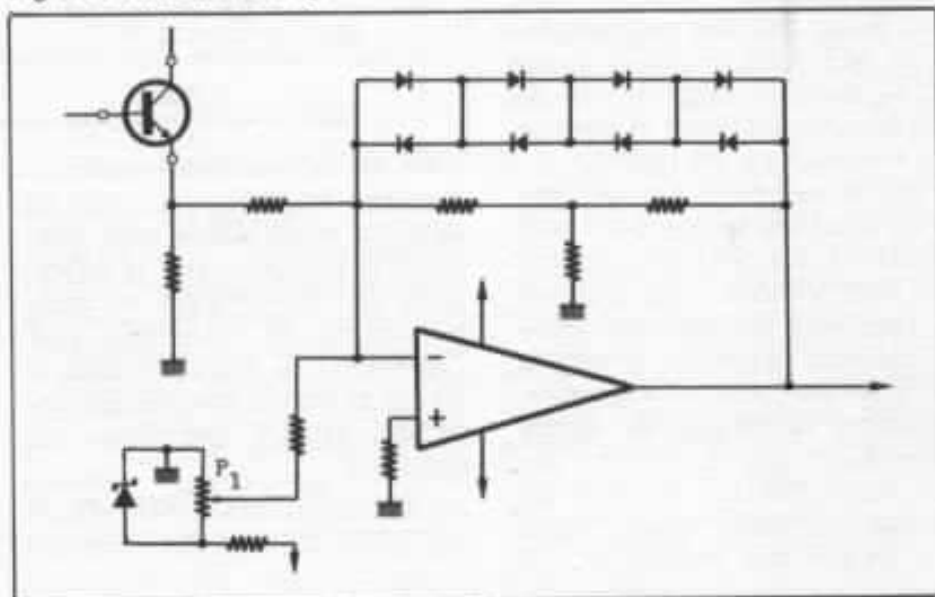


Fig. 9 : Schéma du préamplificateur.

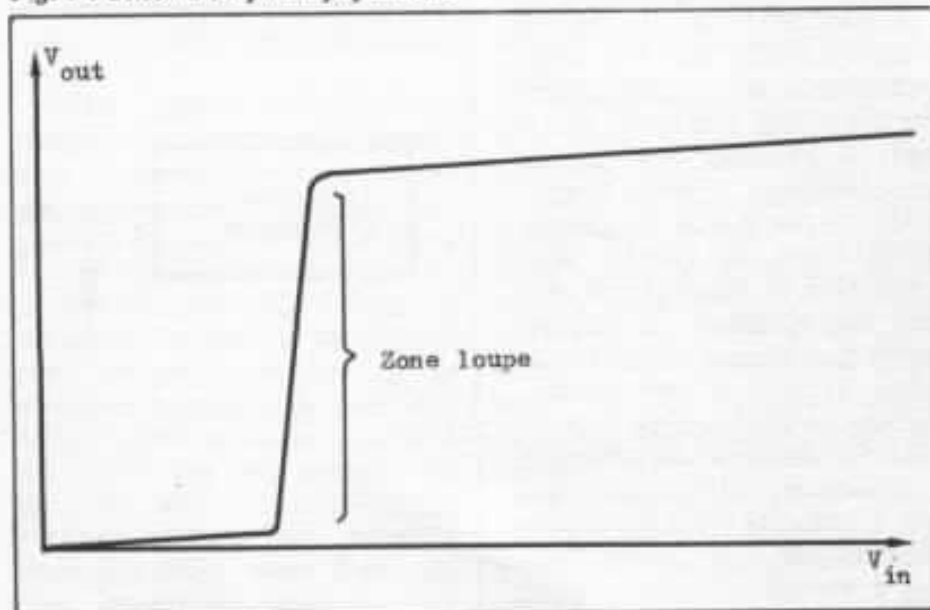


Fig. 10 : Fonction de transfert de la « loupe » verticale.

Avant d'utiliser notre montage nous avons voulu tester ses fonctions essentielles. Pour vérifier le bon fonctionnement de la loupe, nous avons utilisé un signal triangulaire ; l'oscillogramme de la figure n° 11 nous montre alors le signal d'entrée et de sortie de la loupe. Une fois la loupe ainsi testée nous avons pu l'utiliser pour contrôler les impulsions fournies par le générateur d'impulsion et vérifier que celui-ci nous délivrait bien sans charge des signaux rectangulaires pour lesquels le niveau continu était pratiquement plat (les modifications ont été efficaces).

Les oscillogrammes de la figure n° 12 montrent la partie supérieure et la partie inférieure du signal de test utilisé ; la variation du niveau est inférieure à $100 \mu\text{V}$ dans un cas et à $200 \mu\text{V}$ dans l'autre ; soit respectivement inférieure à 0,01 % et à 0,02 % du signal de test, dont l'amplitude vaut ici 1 Vcc .

Pour définir les puissances à mettre en jeu pour une première série d'expérience, nous nous sommes inspirés de ce qui se passe dans un étage amplificateur banal : sur le réseau de caractéristiques de la figure n° 13 nous avons représenté la droite de charge.

Si le point de repos « R » est

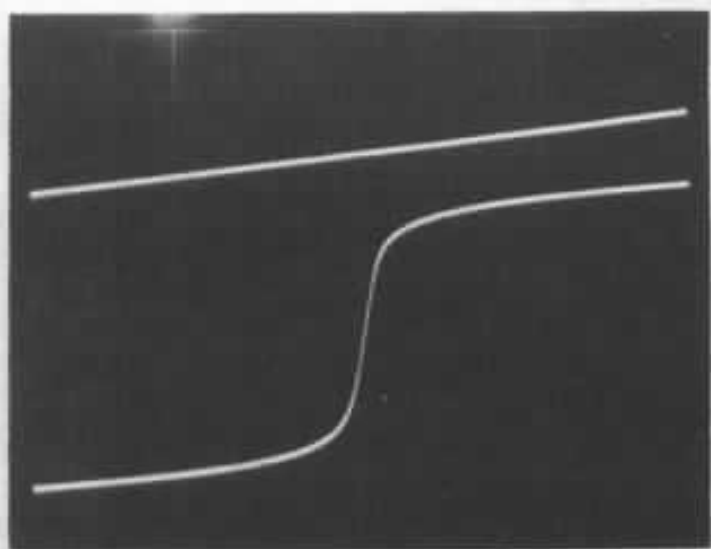


Fig. 11 : Fonctionnement de la loupe (0,5 V/div. pour V_{out}).

bien situé à $\frac{V}{2}$ et s'il n'évolue pas (ce n'est pas tout à fait vrai à cause des problèmes thermiques, mais pour les calculs de puissance, nous pouvons négliger ses petites variations) nous pouvons calculer la puissance dissipée dans le transistor en l'absence de signal :

$$P_r = I_r \cdot V_r = \frac{V}{2R} \cdot \frac{V}{2} = \frac{V^2}{4R}$$

$P_r = 50 \text{ mW}$ dans notre exemple.

En présence d'un signal, la puissance instantanée vaut

$$P(t) = I(t) \cdot V(t)$$

Si le signal de sortie est un signal sinusoïdal d'amplitude A

$$V(t) = V_r + A \sin \omega t$$

$$I(t) = I_r - \frac{A}{R} \sin \omega t$$

Si on calcule la puissance moyenne dissipée par le transistor pour un signal sinusoïdal

$$P_{\text{ms}} = \frac{1}{T} \int_0^T I(t) \cdot V(t) \cdot dt$$

$$P_{\text{ms}} = \frac{1}{T} \int_0^T \left(P_r + \left(A \cdot I_r - \frac{V_r \cdot A}{R} \right) \right.$$

$$\left. \sin \omega t - \frac{A^2}{R} \sin^2 \omega t \right) dt$$

$$P_{\text{ms}} = P_r - \frac{A^2}{2R}$$

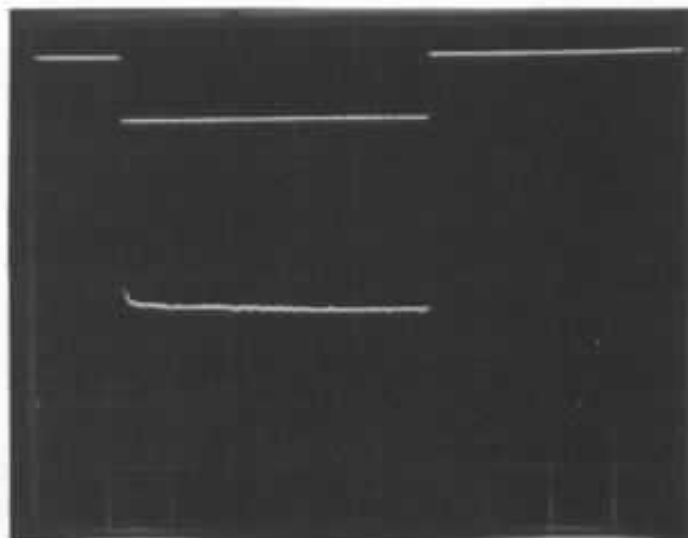
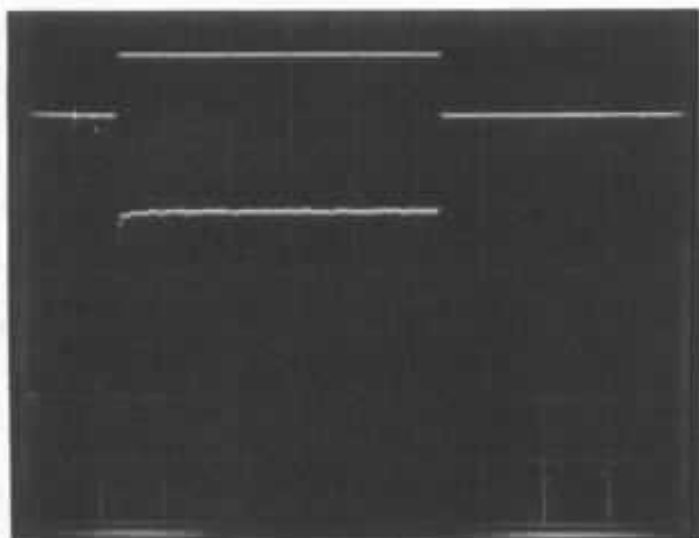


Fig. 12 : Test des signaux fournis aux transistors (1 V et 0,4 mV/div., 20 ms/div.).

Sur la figure n° 13, on a représenté la puissance instantanée et la puissance moyenne sur un signal sinusoïdal. On voit que la puissance moyenne décroît avec l'amplitude du signal sinusoïdal ; elle est minimale pour le signal d'amplitude maximale :

$$A = \frac{V}{2}$$

$$P_{ms \min} = P_r - \frac{V^2}{8R} = \frac{V^2}{8R}$$

$$= \frac{P_r}{2}$$

$P_{ms \min} = 25 \text{ mW}$ dans notre exemple.

Dans notre première expérimentation, nous avons voulu simuler le comportement thermique d'un transistor qui amplifie des trains de sinusoïdes d'une fréquence bien supérieure aux constantes de temps thermiques des transistors, c'est pourquoi nous avons fait varier la puissance dissipée entre les valeurs de P_r et de $P_{ms \min}$, soit entre 25 et 50 mW. Pour cela nous avons cherché à obtenir sur l'émetteur un signal carré variant entre 125 et 250 mV, cela correspond à un courant de 12,5 et 25 mA, et avec une tension de collecteur de 2,25 V nous avons à peu près les variations de puissance souhaitées ; nous avons fait intervenir ces variations de puissance tous les 45 ms (cf. figure n° 14).

Pour nos essais, nous avons retenu un échantillonnage de transistors de faible et moyenne puissance :

- 2N 2222 ($P_D = 500 \text{ mW}$, $BV_{ceo} = 40 \text{ V}$, boîtier TO 18) un transistor à tout faire
- 2N 2484 ($P_D = 360 \text{ mW}$, $BV_{ceo} = 60 \text{ V}$, boîtier TO 18) un transistor avec faible bruit et grand gain
- BC 109 C ($P_D = 300 \text{ mW}$, $BV_{ceo} = 20 \text{ V}$, boîtier TO 18) un autre transistor faible bruit et grand gain
- 2 SC 1775 ($P_D = 300 \text{ mW}$, $BV_{ceo} = 90 \text{ V}$, boîtier TO 92) un

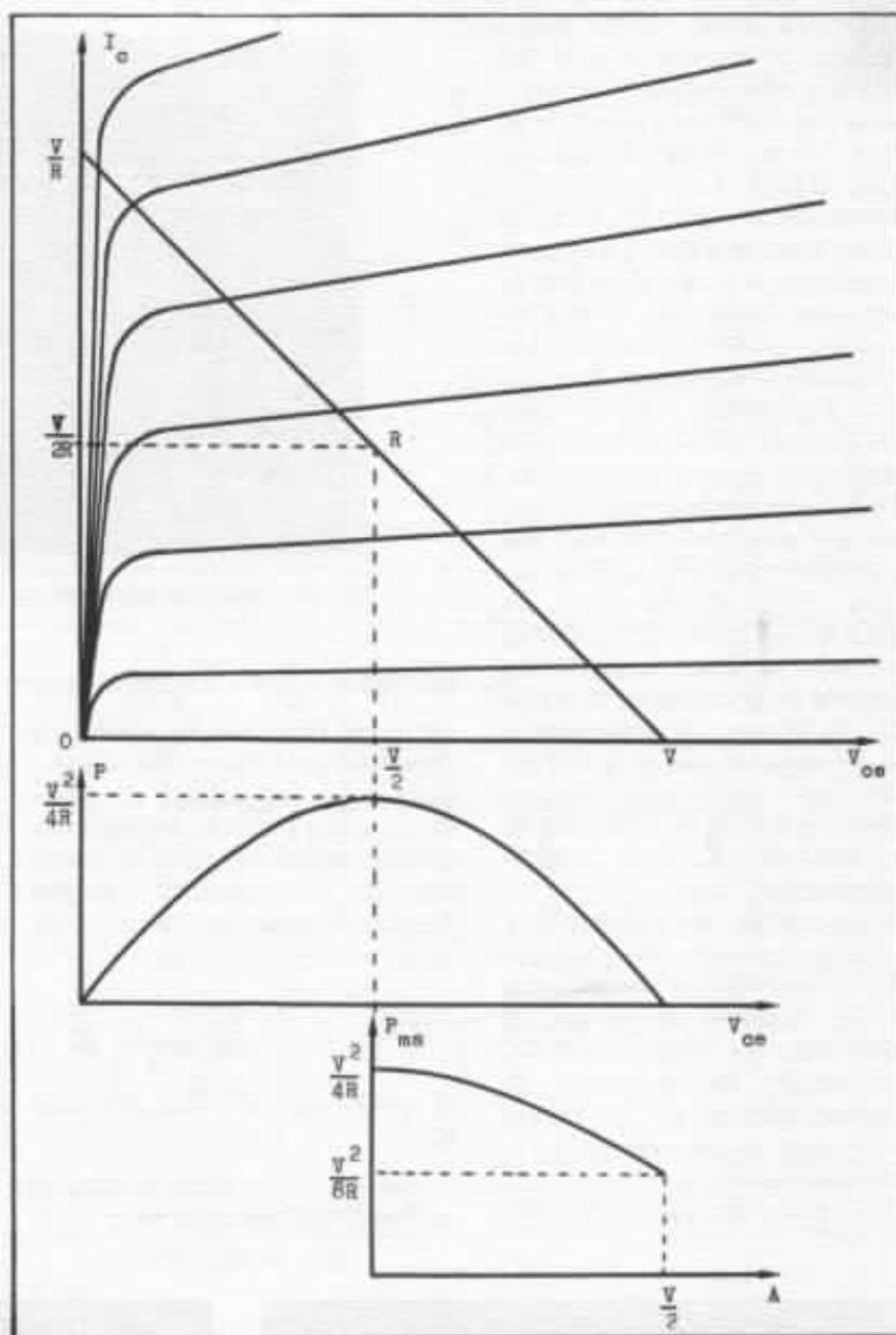


Fig. 13 : Etude de la puissance dissipée dans un étage ordinaire.

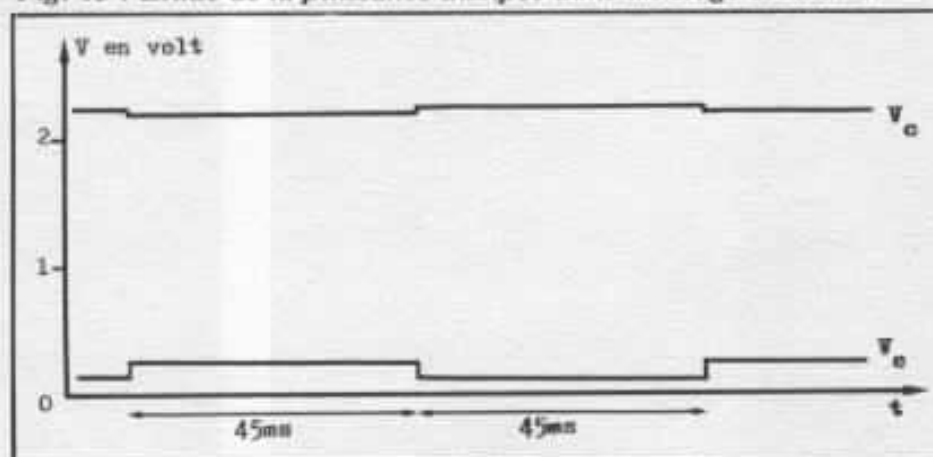


Fig. 14 : Signaux retenus pour la première expérimentation.

transistor connu des audiophiles et utilisé dans l'étage d'entrée du 20 W classe A Hiraga et dans la version de base du prépré Hiraga

- 2SC 984 ($P_D = 350 \text{ mW}$, $BV_{ceo} = 50 \text{ V}$, boîtier TO 1) un autre transistor connu des audiophiles et utilisé sur l'étage de sortie du préamplificateur Kanéda

- 2N 918 ($P_D = 200 \text{ mW}$, $BV_{ceo} = 15 \text{ V}$, boîtier TO 72) un transistor HF ayant donc une géométrie adaptée à cette fonction, en particulier une base très fine

- BSS 73 ($P_D = 500 \text{ mW}$, $BV_{ceo} = 300 \text{ V}$, boîtier TO 18) un transistor haute tension et la géométrie correspondante : un collecteur épais pour pouvoir tenir la tension

- BF 393 ($P_D = 625 \text{ mW}$, $BV_{ceo} = 300 \text{ V}$, boîtier TO 92) en principe la même puce que le transistor précédent mais dans un boîtier plastique, pour voir un éventuel effet du boîtier sur les phénomènes qui nous intéressent

- 2N 2219 A ($P_D = 800 \text{ mW}$, $BV_{ceo} = 40 \text{ V}$, boîtier TO 5) un transistor qui a la même puce que le 2N 2222 mais dans un boîtier plus gros pour pouvoir dissiper plus de puissance

- MM 3007 ($P_D = 1 \text{ W}$, $BV_{ceo} = 100 \text{ V}$, boîtier TO 39) un transistor qui est utilisé dans l'étage qui précède l'étage de sortie dans les amplificateurs de puissance.

Les résultats de notre première expérimentation montrent que beaucoup de transistors ont un comportement très voisin : les oscillogrammes de la figure n° 15 nous montrent par exemple le comportement du 2SC 984, les variations qui résultent de la stabilisation thermique sont de l'ordre de 2 mV. (Nota : Il ne faut pas faire attention aux petites irrégularités qui apparaissent sur les signaux ; elles sont dues à une mémorisation digitale de ceux-ci, utilisée pour simplifier la prise des photographies à des vitesses de balayage assez lentes).

A côté des transistors qui ont ce comportement, on trouve un autre groupe correspondant à des tensions de claquage plus élevées : 2SC 1775, BSS 73, BF 393 et MM 3007. Pour eux les variations du niveau en sortie sont de l'ordre de 1 mV. A titre d'exemple, la figure n° 16 montre ce que donne le 2SC 1775.

Il y a encore le cas du 2N 918 qui s'écarte du comportement de la majorité des transistors (cf. figure n° 17), mais cette fois la variation est plus importante (4 et 3 mV).

On peut tirer de cette première série d'expérience un certain nombre d'enseignements : tout d'abord, les faibles variations de puissance ont un effet thermique

réel, bien que faible (rappelons que pour les transistors au silicium à la température ambiante une variation du V_{be} de 2 mV correspondant à 1° C). L'hypothèse que la jonction est isotherme semble se vérifier pour de faibles variations de puissance.

La géométrie, en particulier l'épaisseur des diffusions, semble jouer un rôle important pour déterminer le comportement thermique du transistor.

On peut déduire des formes des signaux obtenus les conclusions suivantes : ils ne résultent pas de phénomènes purement électriques (les constantes de temps ne s'accordent pas avec les impédances et les capacités mises en jeu) ; les signaux obtenus ne correspondent pas à un modèle linéaire ; on n'obtient pas de belles courbes exponentielles.

Comme les variations de tension sont faibles, la non-linéarité de V_{be} en fonction de la température est négligeable, c'est la non-linéarité des phénomènes thermiques que l'on peut constater sur ces courbes.

Les variations obtenues pour la plupart des transistors (environ 2 mV) représentent un peu moins de 2 % du signal (125 mV), c'est dire que pour la

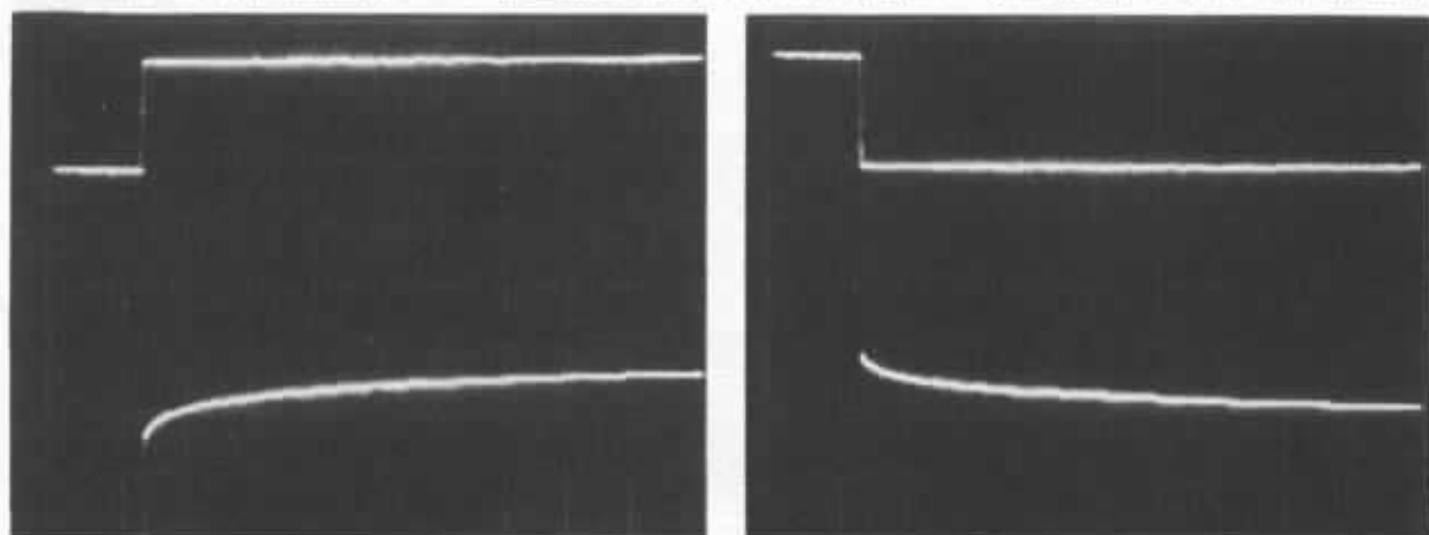


Fig 15 : 2SC 984 dans la première expérience (100 mV et 2 mV/div., 5 ms/div.)

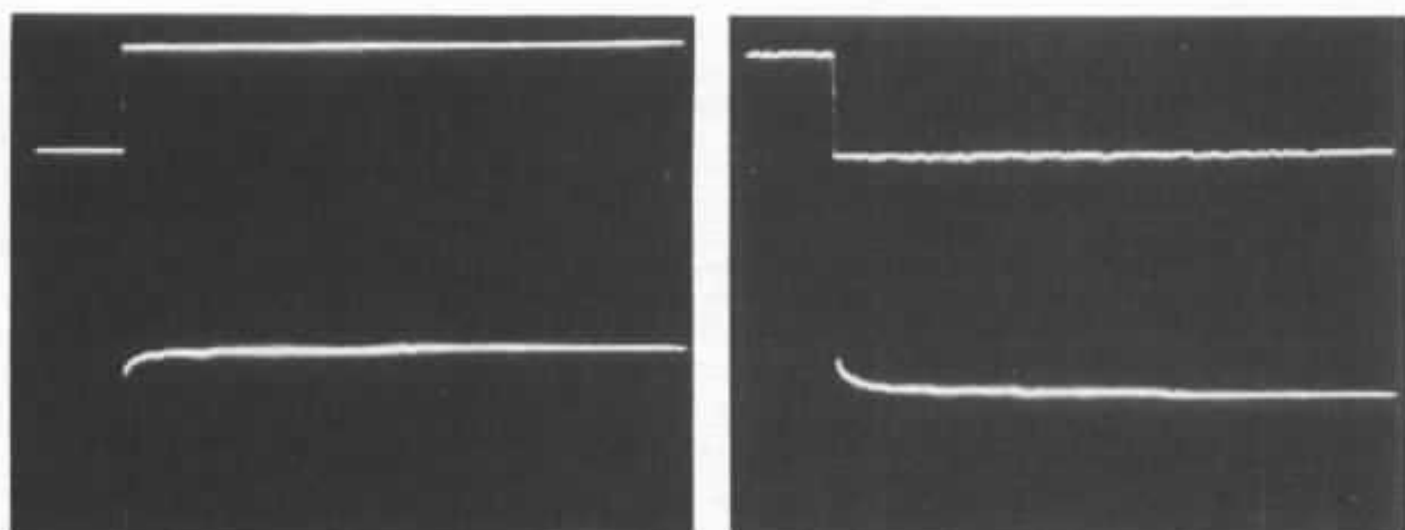


Fig. 16 : 2SC 1775 dans la première expérience (100 mV et 1 mV/div., 5 ms/div.).

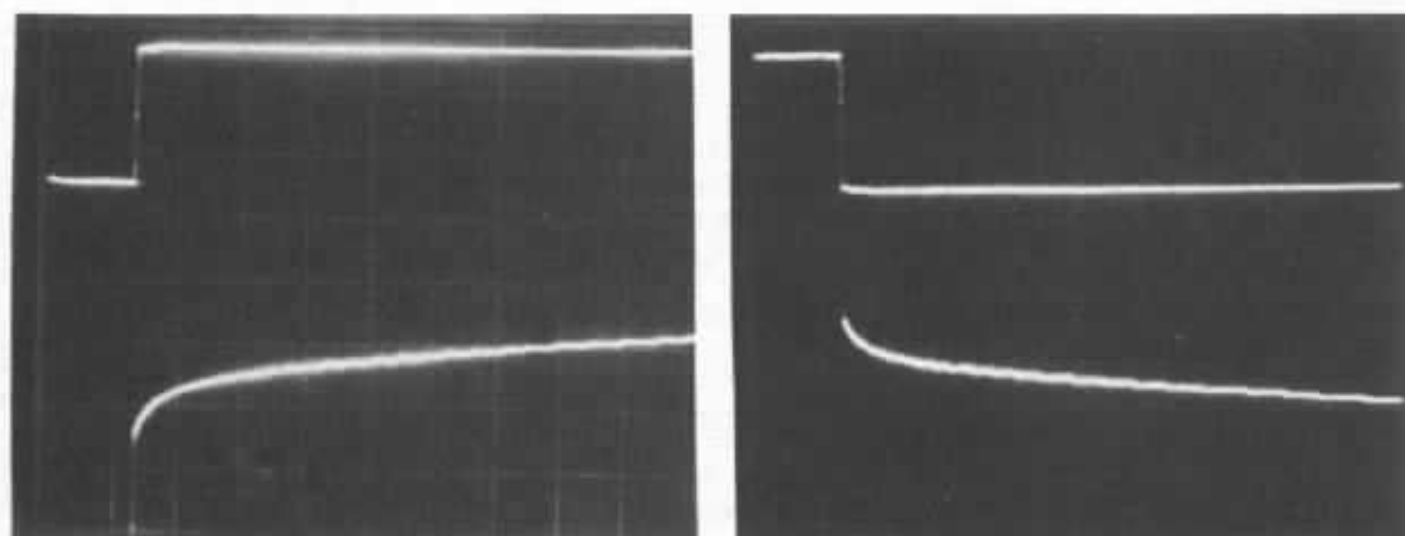


Fig. 17 : 2N 918 dans la première expérience (100 mV et 2 mV/div., 5 ms/div.).

précision que recherchent les audiophiles, elles sont loin d'être négligeables. Il se trouve que les constantes de temps associées à ces phénomènes, font qu'ils ont toutes les chances de passer inaperçus dans un test sur un signal sinusoïdal à 1 kHz, au moyen d'un distorsiomètre. Pour les déceler au distorsiomètre, il faut descendre à quelques dizaines de Hz ou plus bas. Les mesures classiques ne pousseront donc pas les concepteurs de circuit électroacoustiques à lutter contre la distorsion thermique. Pourtant dans un signal musical dont le niveau varie en permanence un signal faible qui succède à un signal plus fort risque d'être pol-

lué par la mémoire thermique des transistors.

Après cette première expérimentation qui correspondait aux transistors faibles signaux, nous en avons fait une autre pour des signaux plus importants. Les signaux retenus pour cette nouvelle expérience (cf. figure n° 18) correspondent pour une tension collecteur de 3 V, à 35 et 200 mW de puissance instantanée; La puissance moyenne vaut donc

$$P_m = 200 \times 0,2 + 35 \times 0,8 \\ = 68 \text{ mW}$$

Cette fois-ci les différences entre les transistors testés sont plus marquées : pour la partie

inférieure du créneau du signal ($P = 35 \text{ mW}$) pendant que la température du transistor baisse on retrouve des résultats voisins de ceux de la première expérience, mais la dispersion des variations est plus importante : 1,5 mV pour le BF 393 (cf. figure n° 19), 1,6 mV pour le 2SC 1775 (cf. figure n° 20), 2,4 mV pour le BSS 73, 2,8 mV pour le MM 3007 et autour de 4 mV pour les autres transistors (voir le cas du 2N 222 sur la figure n° 21, par exemple) (sauf pour le 2N 918 qui est un cas particulier comme nous le verrons plus loin).

Pour la partie supérieure des créneaux (200 mW), il y a plu-

sieurs comportements des transistors. Pour certains on retrouve une croissance du signal de sortie du transistor comme pour la première expérience, avec des amplitudes de variation diverses : 15 mV pour le 2N 2222, 30 mV pour le 2N 2484, 15 mV pour le 2SC 984, 10 mV pour le 2N 2219 A (cf. figure n° 22), 6 mV pour le MM 3007.

Pour d'autres transistors, la variation se stabilise au bout d'un certain temps (voir la figure n° 23 pour le 2SC 1775) ou même s'inverse légèrement (voir la figure n° 24 pour le BC 109 C et la figure n° 25 pour le BF 393). Pour le BSS 73 la variation

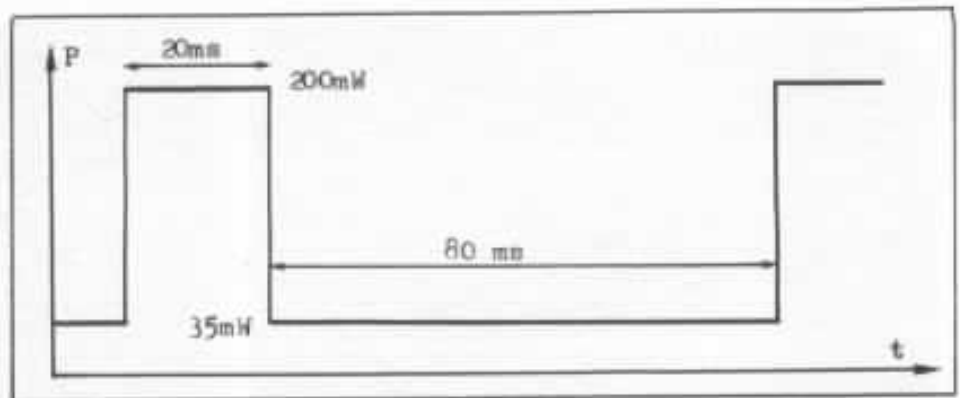


Fig. 18 : Signaux de la seconde expérience.

positive est très brève avant une variation négative importante (cf. figure n° 26). Pour le 2N 918, il n'a pas été possible d'obtenir le courant prévu dans cette expérience, à cause du fai-

ble gain en courant de ce transistor, pourtant malgré la moindre puissance dissipée dans le transistor durant le créneau positif, le comportement de ce transistor est très original (cf. figure 27)

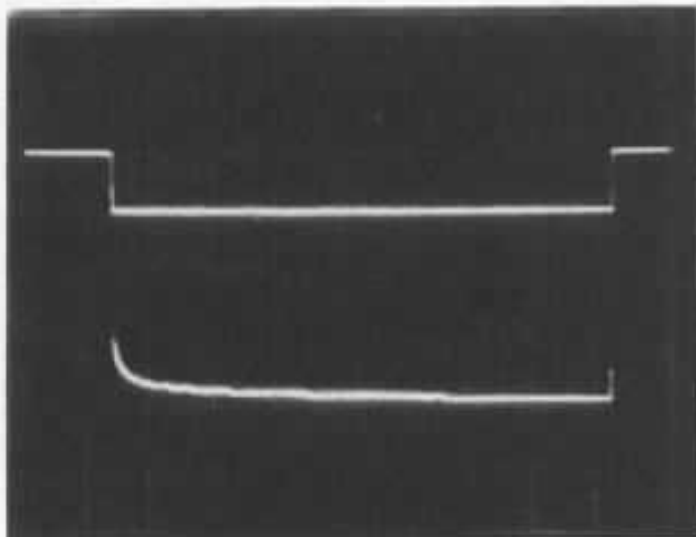


Fig. 19 : BF 393 dans la seconde expérience (1 V et 2 mV/div. et 10 ms/div.).

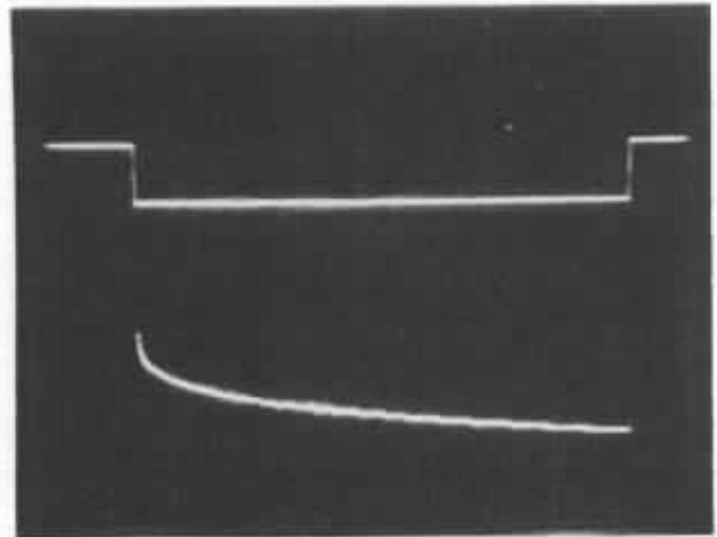


Fig. 20 : 2SC 1775 dans la seconde expérience (1 V et 1 mV/div. et 10 ms/div.).

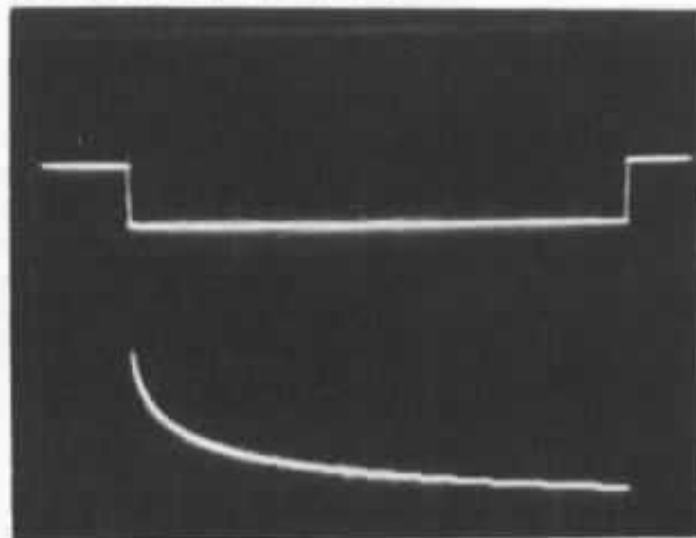


Fig. 21 : 2N 2222 dans la seconde expérience (1 V et 2 mV/div. et 10 ms/div.).

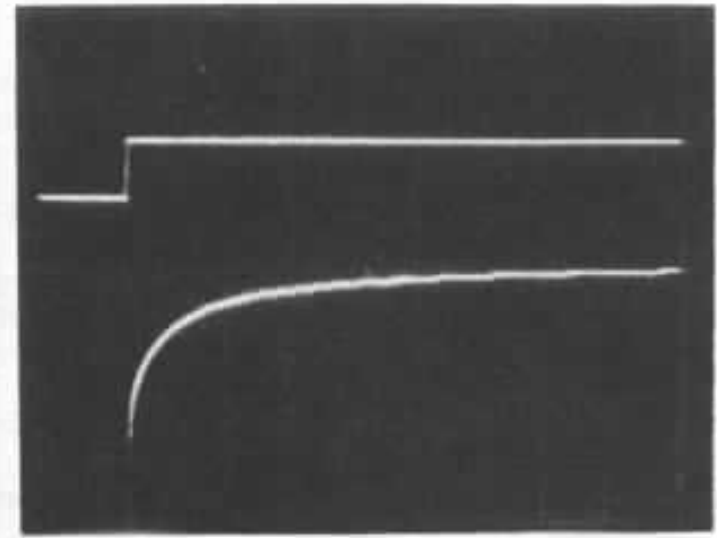


Fig. 22 : 2N 2219 A dans la seconde expérience (1 V et 4 mV/div. et 2 ms/div.).

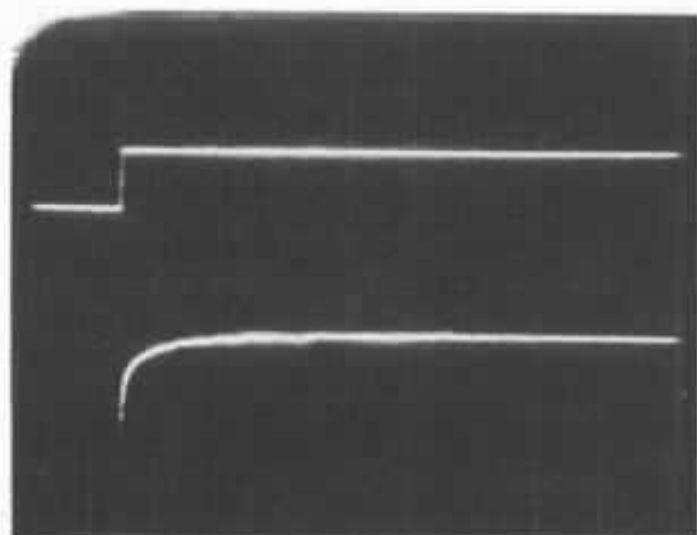


Fig. 23 : 2SC 1775 dans la seconde expérience (1 V et 1 mV/div. et 2 ms/div.).

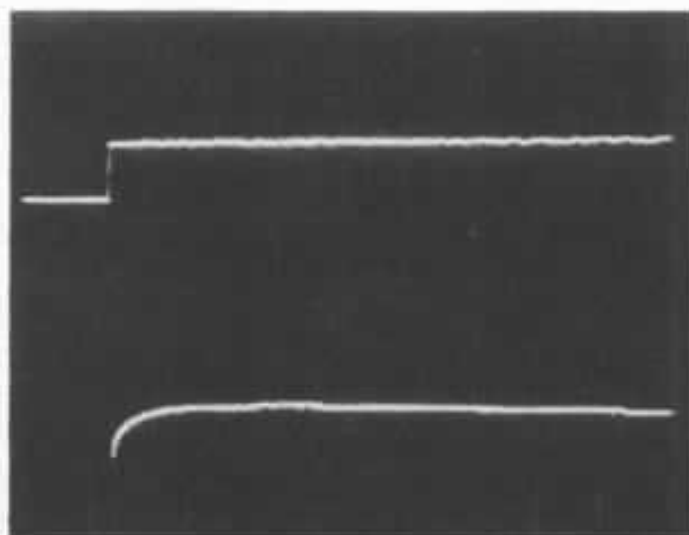


Fig. 24 : BC 109 C dans la seconde expérience (1 V et 2 mV/div. et 2 ms/div.).

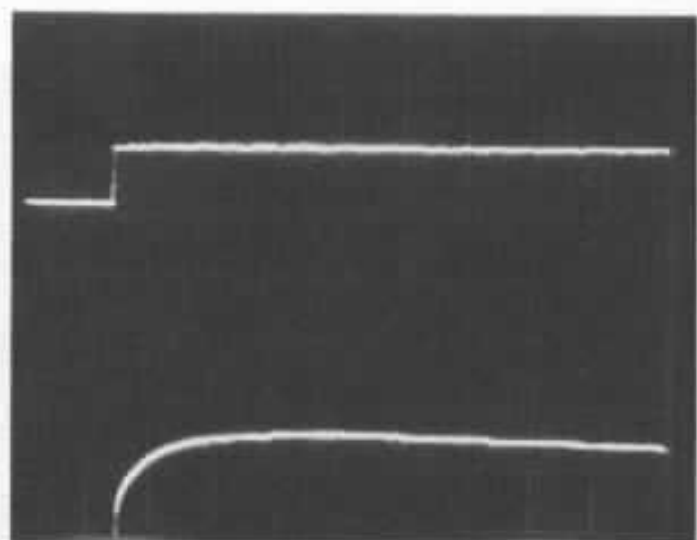


Fig. 25 : BF 393 dans la seconde expérience (1 V et 1 mV/div. et 2 ms/div.).

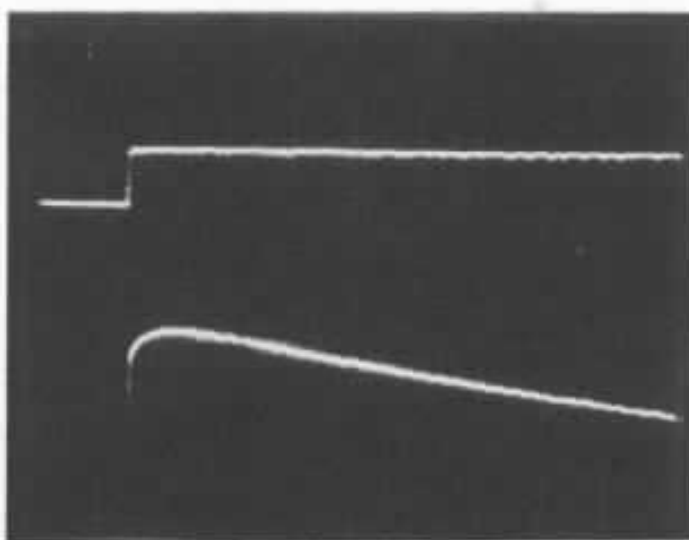


Fig. 26 : BSS 73 dans le seconde expérience (1 V et 1 mV/div. et 2 ms/div.).

la variation est uniquement négative.

Ces variations négatives ont de quoi surprendre, car l'augmentation de la puissance dissipée provoque une élévation de la température qui fait décroître la valeur de V_{be} pour un courant collecteur donné : c'est oublier le courant d'entrée du transistor. Dans nos expériences, nous examinons les variations de V_e or

$$V_e = V_b - V_{be}$$

V_b résulte de la tension du générateur d'impulsions et de l'action de I_b sur sa résistance interne (cf. figure n° 28).

$$V_b = V_i - R_b \cdot I_b$$

$$V_e = V_i - R_b \cdot I_b - V_{be}$$

Quand la température du transistor augmente, il y a deux effets qui se conjuguent ou se combattent : les variations de V_{be} et de I_b pour un courant collecteur donné (on peut le considérer comme presque fixe étant donné les faibles variations que nous avons mesurées).

$$V_e = V_i - R_b \cdot I_b(T) - V_{be}(T)$$

C'est ce que confirme l'observation au moyen de notre loupe des tensions sur les bases des transistors testés. La figure

n° 29 montre le signal sur la base du 2N 2219 au cours de notre deuxième série d'expérience. La figure n° 30 montre celui du 2SC 1775 dans les mêmes conditions et la figure n° 31 montre le signal sur la base du 2N 918 pendant la seconde série d'expériences. Si on compare les signaux de base et d'émetteur dans ces trois cas, on constate bien une diminution V_{be} avec l'accroissement de la température.

Il y a donc deux sources de distorsion thermique dans les transistors bipolaires : les variations de V_{be} en fonction de la température, qui sont en général bien

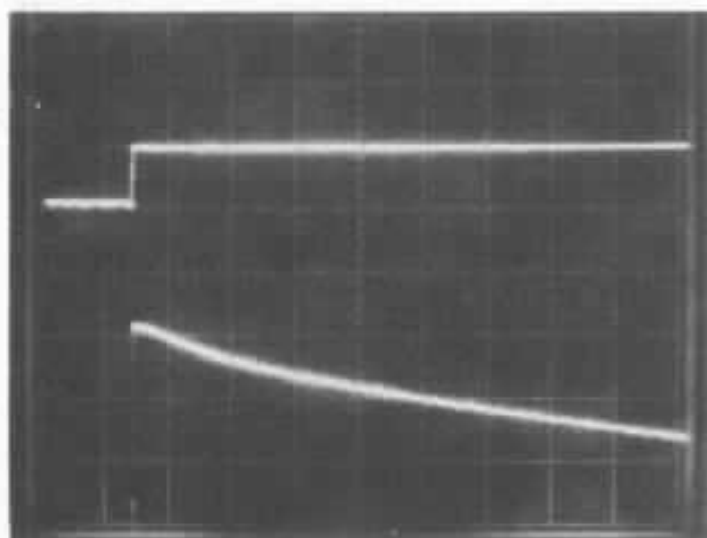


Fig. 27 : 2N 918 dans la seconde expérience (1 V et 2 mV/div. et 2 ms/div.).

connues et les variations du courant de base (dans un sens ou l'autre selon le point de fonctionnement) dont l'effet est fonction de l'impédance vue par la base du transistor et donc essentiellement variable. Ce second phénomène est moins évident, c'est pourquoi on y pense guère. Par exemple, dans notre montage de test, la résistance vue par la base des transistors testés est d'environ 700 Ω , ce qui n'est pas une valeur particulièrement élevée.

En jouant sur la résistance vue par la base, on peut obtenir des distorsions thermiques pour les-

quelles les variations de la tension V_c ont des allures extraordinaires, comme celles de la figure 32. On est bien loin du modèle généralement utilisé pour décrire le fonctionnement du transistor.

Quelles peuvent être les conséquences des distorsions thermiques dans les circuits d'amplification électroacoustiques ? Pour les transistors travaillant en classe A, nous avons vu que la puissance instantanée est une fonction parabolique du signal ; si le point de repos est bien centré les distorsions thermiques interviendront pour des variations de niveau et pour les

signaux graves. Si l'impédance vue par le collecteur est faible (collecteur commun ou collecteur chargé par un miroir de courant ou une base commune, par exemple) la fonction parabolique se réduit à une droite et la distorsion thermique sera fonction de la symétrie des signaux (le violon par exemple fournit des signaux dissymétriques) pour les fréquences supérieures à celles correspondantes aux constantes de temps thermiques et interviendra également pour les fréquences basses. Toutes ces distorsions devront être combattues par la contre-réaction avec toutes les limites que nous avons vues à

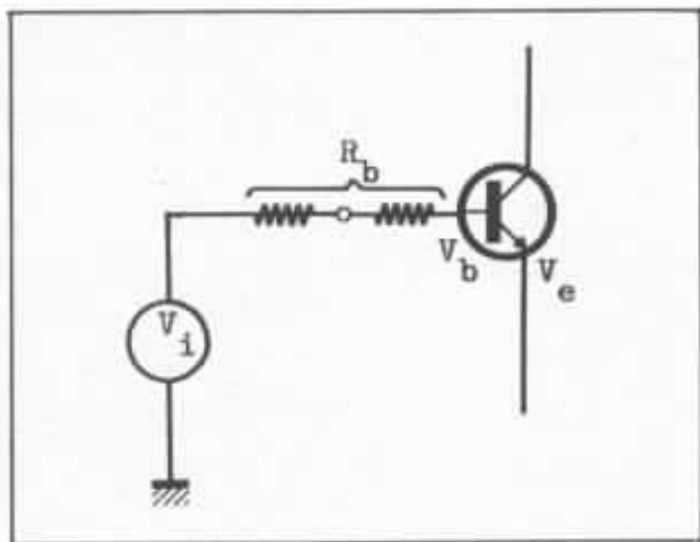


Fig. 28 : Circuit d'entrée du transistor.

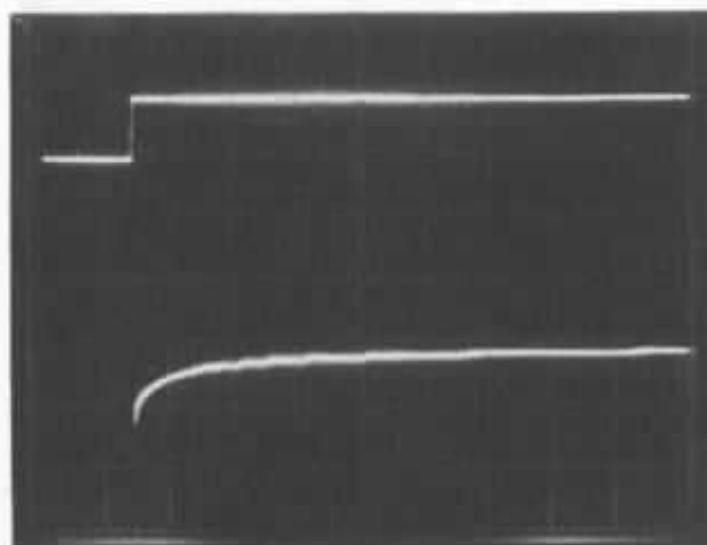


Fig. 29 : Base du 2N 2219 A dans la seconde expérience (1 V et 4 mV/div. et 2 ms/div.).

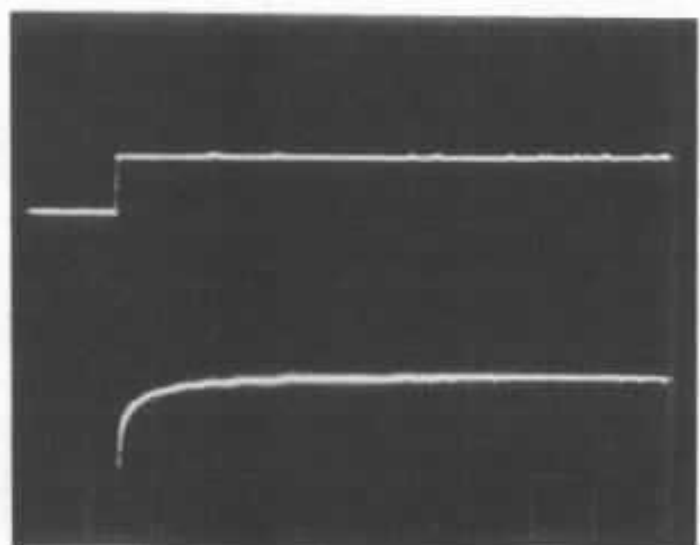


Fig. 30 : Base du 2SC 1775 dans la seconde expérience (1 V et 1 mV/div. et 2 ms/div.).

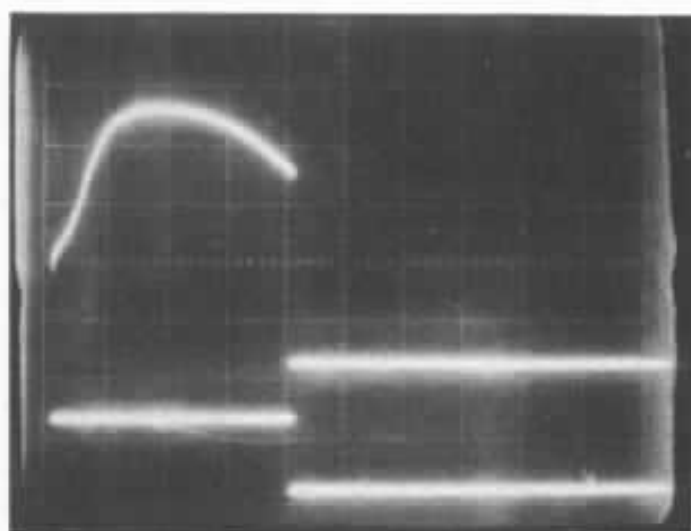
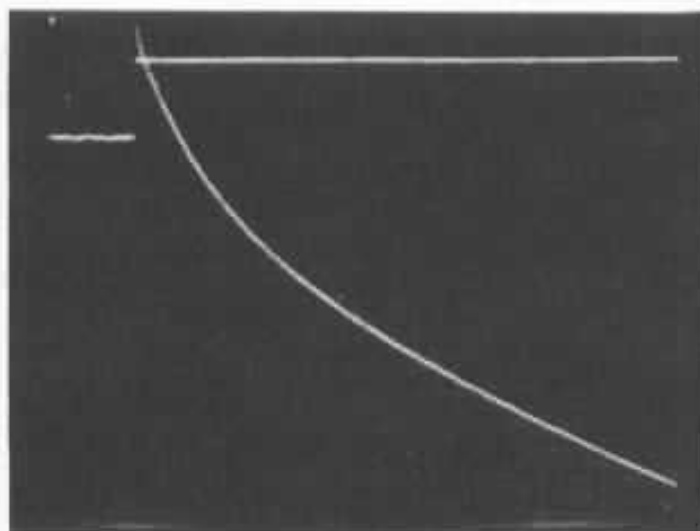


Fig. 31 : Base du 2N 918 dans la seconde expérience (1 V et 2 mV/div. et 2 ms/div.). Fig. 32 : « Le transistor, cet inconnu ».

son action (cf. L'Audiophile n° 28).

Pour les étages de sortie, les dissipations importantes conduisent à des distorsions thermiques conséquentes en classe B comme l'ont dénoncé MM Sato, Higashiyama et Jiko et comme je l'explique dans L'Audiophile n° 29 ; pour les circuits en classe A l'effet est beaucoup atténué. Ici encore ce sera du travail pour la contre-réaction.

A propos de contre-réaction, il me semble que le point le plus sensible aux phénomènes de distorsions thermiques est le premier étage où s'effectue la com-

paraison entre le signal d'entrée et celui issu du réseau de contre-réaction : les erreurs résultant de la distorsion thermiques ne seront pas prises en compte par la contre-réaction, mais seront amplifiées avec le signal d'entrée ; cette distorsion thermique n'est pas fonction du signal d'entrée de l'amplificateur mais du signal de sortie du premier étage. Celui-ci peut être assez différent de celui d'entrée, comme cela a déjà été montré à plusieurs reprises pour les circuits mal rebouclés qui produisent de la distorsion d'intermodulation transitoire.

Nous avons voulu compléter nos mesures par des tests de tran-

sistors à effet de champ. Malheureusement notre montage de test n'était pas très adapté à ce genre de test pour lequel il n'était pas prévu. Néanmoins il a été possible de faire la seconde expérience sur un 2N 4393 ; la figure n° 33 montre les résultats obtenus.

Nous avons aussi essayé cette expérience sur un 2SK 30 A (connu des audiophiles et utilisé en étage d'entrée de la partie linéaire du préamplificateur Kanéda) mais nous avons été limité pour la puissance dissipée durant le créneau supérieur, à 140 mW. Le résultat de cette expérience (cf. figure n° 34) est

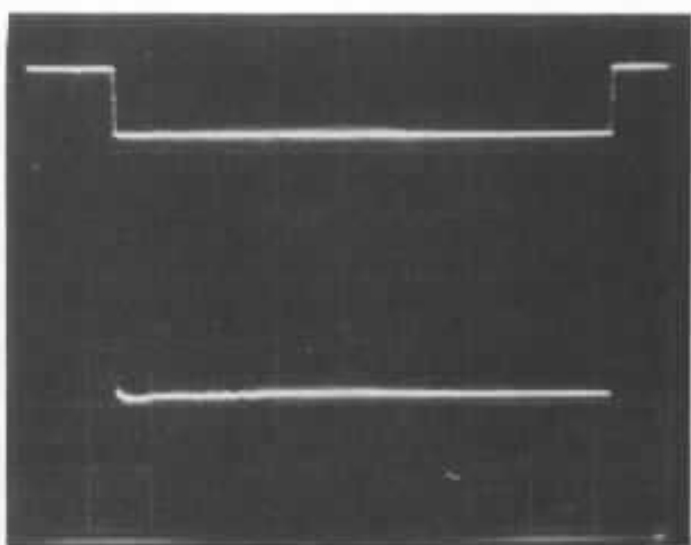
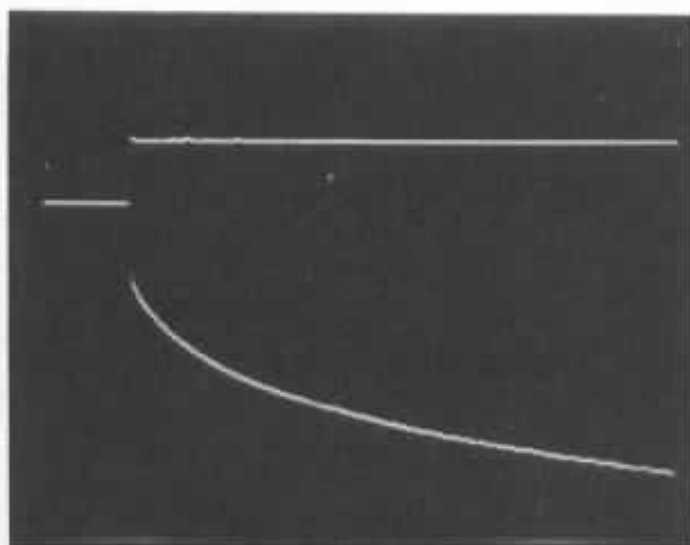


Fig. 33 : 2N 4393 dans la seconde expérience (1 V et 0,4 mV/div. et 2 ms/div.) (1 V et 0,4 mV/div. et 10 ms/div.).

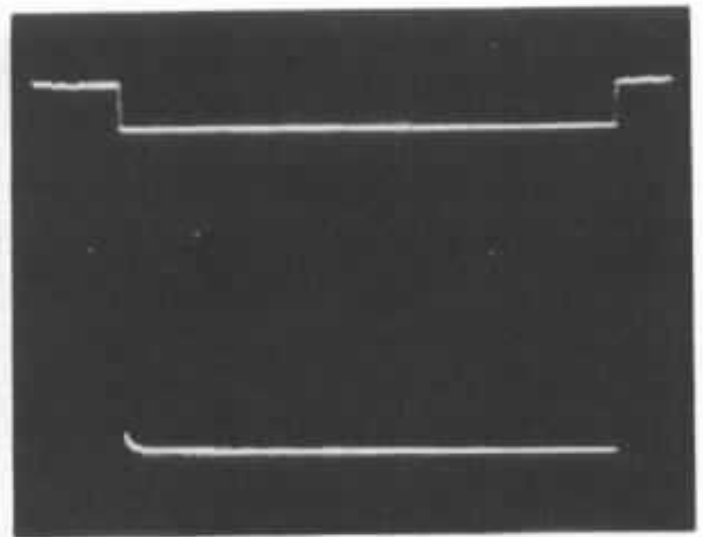
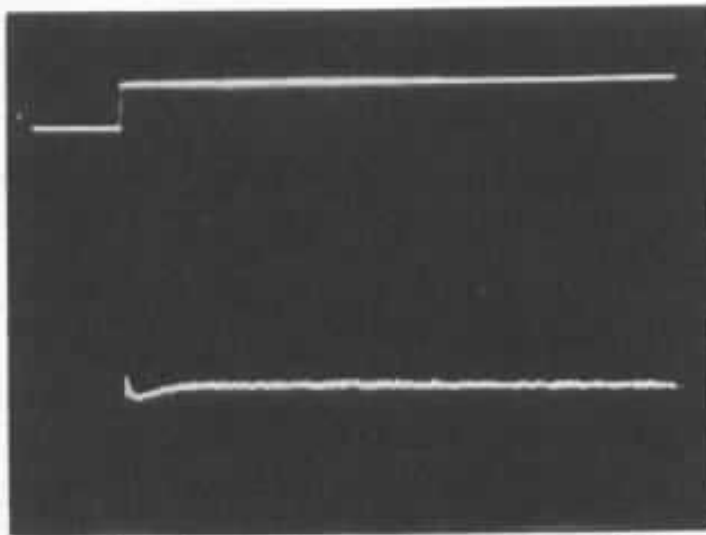


Fig. 34 : 2SK 30 A dans la seconde expérience (200 mV et 100 μ V/div. et 2 ms/div.) (200 mV et 400 μ V/div. et 10 ms/div.).

absolument remarquable : pratiquement pas de distorsion thermique ! Je suis bien conscient des limites de cette expérimentation qui finalement ne teste la distorsion thermique qu'en deux points de la caractéristique du transistor, mais j'ai été stupéfait par les performances de ce transistor choisi sur des critères subjectifs.

Pour conclure cette première approche de la distorsion thermique, qui voulait avant tout mettre le phénomène en évidence, on

peut dire que :

- la distorsion thermique existe bien et qu'on peut la montrer ;
- elle a pour les transistors bipolaires deux causes ;
- les mesures classiques qui utilisent des signaux symétriques et de niveau stable ont peu de chances de déceler ce phénomène ;
- on peut y voir une des causes des divergences entre jugement subjectif et mesures classiques ;
- il n'est plus possible après avoir vu les résultats de telles expériences de traiter de fou ou d'escroc,

les audiophiles qui disent que les mesures classiques ne mesurent pas tout puisqu'ils entendent d'autres différences et que les équivalences « officielles » entre transistors sont à considérer avec la plus grande prudence.

C'est pourquoi il va falloir prolonger cette étude dans les axes suivants : essais plus fouillés sur les transistors à effet de champ, essais sur tube, recherche et test de remèdes à la fièvre des transistors.

A suivre...



**Page non
disponible**

Réflexions sur l'acoustique d'un auditorium

Philippe Viboud

Tout audiophile digne de cette appellation connaît l'énorme influence de l'acoustique de son local d'écoute sur le résultat global de son installation. Oui, mais voilà... si la chose est reconnue depuis Pythagore, les mises en applications sérieuses sur le terrain représentent un bien faible pourcentage par rapport au nombre d'installations amateurs...

Nous avons donc tenu à présenter un exemple pratique aux articles publiés à ce sujet par M. Alcuri. Il est important de préciser que chaque cas est particulier et que la description ci-après n'est pas transposable systématiquement. Une étude théorique préliminaire doit donc toujours précéder les travaux afin de tenir compte des nombreux paramètres mis en jeu. L'idéal étant une étude sur plan avant la construction, ceci permettant d'éviter de grossières erreurs difficilement rattrapables par la suite...

Le but de la présente étude était surtout axé vers une maîtrise de l'acoustique interne de l'auditorium et non pas vers un isolement par rapport à l'environnement. Les deux peuvent aller de pair, mais impliquent une mise en œuvre et des matériaux différents.

Le local d'origine

C'est une salle de dimensions moyennes (cf. fig 1) et non optimales, car un peu longue. Par contre, ce défaut est compensé par une géométrie en sous-pente, changeant du sempiternel parallélépipède rectangle. Cette particularité favorable a déterminé au départ le choix de cette pièce comme local d'écoute.

Les autres points positifs sont un plancher constitué d'une dalle de béton armé de 0,3 m d'épaisseur, un traitement d'isolation thermique d'origine (double vitrage, laine de verre en double couche croisée) ainsi que des murs latéraux relativement rigides (l'un étant extérieur et l'autre étant porteur de 0,23 m d'épaisseur).

Les points négatifs étaient des murs de soubassement AV/AR trop légers, en briques de 5 mal jointes constituant de véritables «membranes» chargées par les vides. L'acoustique générale était trop claire (papier au mur, bois au plafond, moquette synthétique rase au sol).

Les modifications

La salle étant uniquement

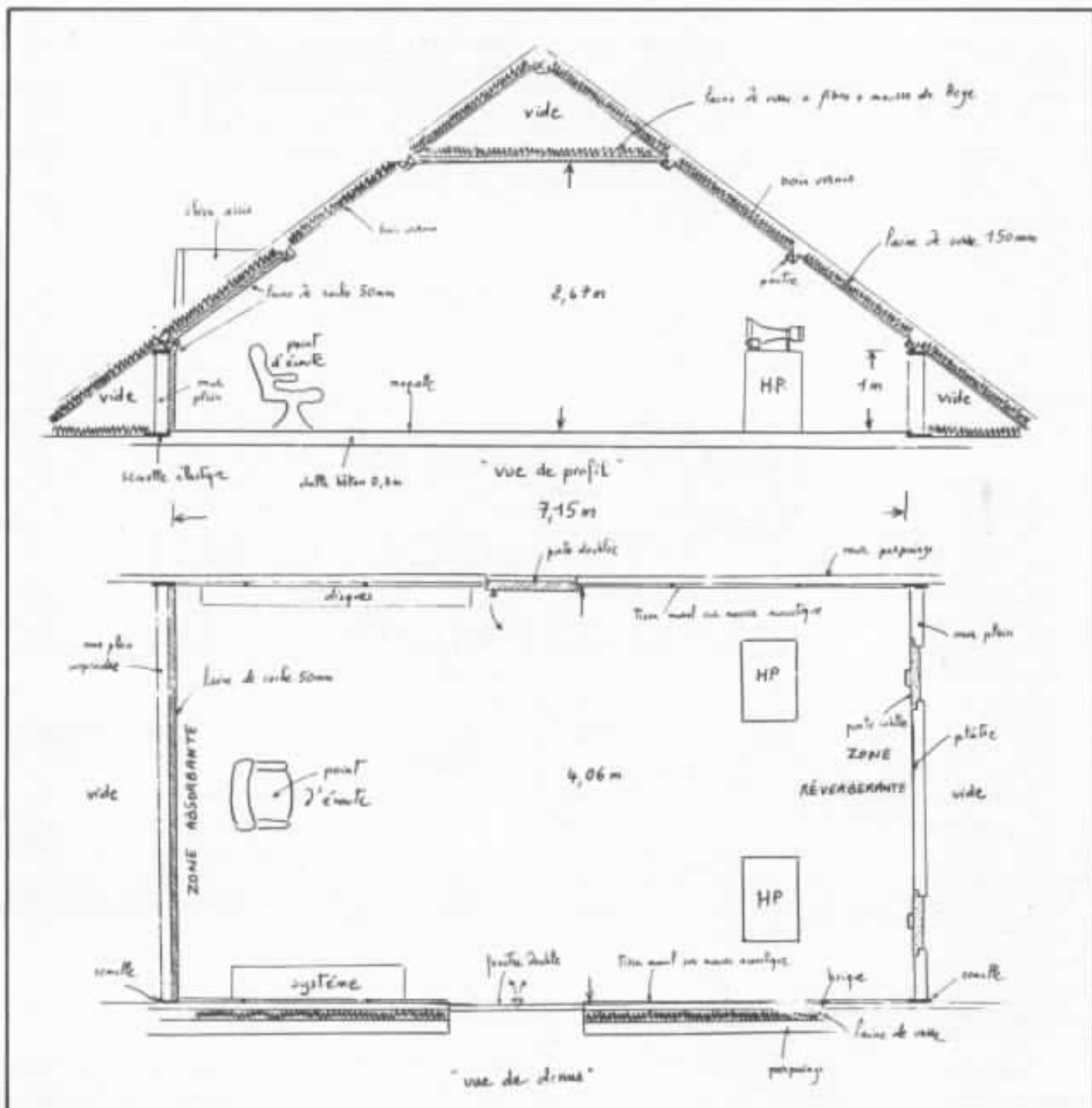


Fig. 1 : Schéma de l'auditorium.

réservée à l'écoute, nous n'avons pas les contraintes résultantes du respect d'une esthétique ou d'une pluralité d'utilisation.

Le problème des murs de sous-bassement pouvait être traité de deux manières : soit par adjonction d'une deuxième paroi appropriée et désolidarisée mécaniquement de la première (cf. Audiophile n°30 p. 68), soit

plus radicalement en les abattant pour reconstruire lourd et suspendu. La première solution donne d'excellents résultats avec une mise en œuvre simple et un gain d'isolation conséquent. Bien que plus astreignante au niveau réalisation nous avons retenu la deuxième solution qui répondait mieux dans ce cas à une éventuelle évolution du système (cf. plus loin). Le choix

du matériau pour la reconstruction s'est porté sur des parpaings pleins classiques constituant une masse moyenne de 375 kg/m³. On peut aussi utiliser des parpaings creux que l'on sable : c'est très bon, mais il faut les monter à l'envers et ce n'est pas si simple ! Il est à remarquer que l'on ne peut pas augmenter impunément la masse d'une cloison si celle-ci n'est pas porteuse.



Pour une désolidarisation totale de la cloison, les semelles remontent aussi sur les murs latéraux.



Sur le mur AV il a été prévu l'emplacement de HP de 38 cm qui permettront l'évolution vers un système utilisant 100 % de pavillons.



Finition en cours du joint en haut du mur (cf. texte).

Les charges que peuvent supporter les planches vont de 300 kg/m² pour les plus courants jusqu'à 3000 kg/m² pour des utilisations très spéciales.

En conséquence, il tombe sous le sens qu'il est plus que risqué de construire une cloison de 800 kg/m² sur un plancher ne pouvant en supporter que la moitié !

Les nouveaux murs ont donc été élevés sur des semelles élastomères de 200 mm de large. Ces semelles sont imputrescibles et rendues antidérapantes par de nombreuses aspérités. Lors des essais de résistance à l'écrasement, pour une épaisseur de 5,5 mm, elles ont donné une flèche de 15,5 % pour une pression de 1000 kg/m², 25 % pour 5000 kg/m² et 33 % pour 20 000 kg/m². On ne doit jamais

dépasser 50 %. Elles ont été posées sur une chape de béton bien plane afin de donner une bonne assise au nouveau mur. Un mur présentant en son sommet une flèche égale au tiers de son épaisseur... tombe !

Il est intéressant de revenir sur le rapport existant entre la masse des matériaux courants (béton, briques, parpaings) et l'insonorisation résultant de leur pose. Si cette insonorisation va croître avec la masse, il faut bien se dire que pour gagner quelques dB, on arrive vite à des masses prohibitives.

Par exemple, une isolation brute moyenne de 40 dB peut être réalisée avec un mur d'environ 100 à 150 kg/m². Si l'on veut gagner 10 dB pour arriver à 50 dB (ce qui est très bien !) il faut franchir allégrement le cap

des 600 kg/m² ! Dans un but d'insonorisation, il est donc plus logique de se tourner vers des parois doubles ou triples qui pour des masses moindres donnent des résultats équivalents voire supérieurs.

En reprenant l'exemple ci-dessus, si nous construisions une deuxième cloison de 100 kg/m² mais à un mètre au minimum de la première, leur association passerait l'isolement à 80 dB pour un total de 200 kg/m² ! Ceci est évidemment difficilement réalisable, mais montre le bien fondé de la multiplication des parois.

Un mur est un élément flexible, sujet à des résonances. Le fait d'augmenter sa masse diminuera cette fréquence critique théoriquement selon la racine carrée de la masse (quand la masse est

multipliée par 4, la fréquence est divisée par 2).

Si l'on associe deux parois, il faudra veiller à utiliser des matériaux différents sinon on aura addition des faiblesses acoustiques. De plus, le vide entre les deux ne peut être réduit en deçà de 10 cm, sinon l'air emprisonné acquiert de la raideur et se comporte comme une couche de matériau dur.

Ce vide peut être réduit si l'on insère entre les deux parois des matériaux absorbants (cf. Audiophile n°30).

Pour les joints, il a été utilisé un mortier assez gras (cf. Photo 2). Quand on monte les matériaux lourds, il est préférable de laisser prendre le mortier avant d'attaquer une seconde rangée, ceci afin d'éviter les tassements. Il est important de revenir sur la qualité des joints en se rappelant que la moindre fissure ruine une isolation par ailleurs bien conçue.

De même, quand on désolidarise une paroi sur semelle, tout pont acoustique doit être banni, même s'il ne fait que 10 mm.

Il doit être porté une attention particulière en arrivant au sommet du mur (cf. Photo 3).

Le problème n'était pas simple, car arrivant sur un plan incliné à la verticale d'une poutre. Pour conserver le bénéfice de la construction d'un mur lourd, ce joint doit être fait dans le même esprit.

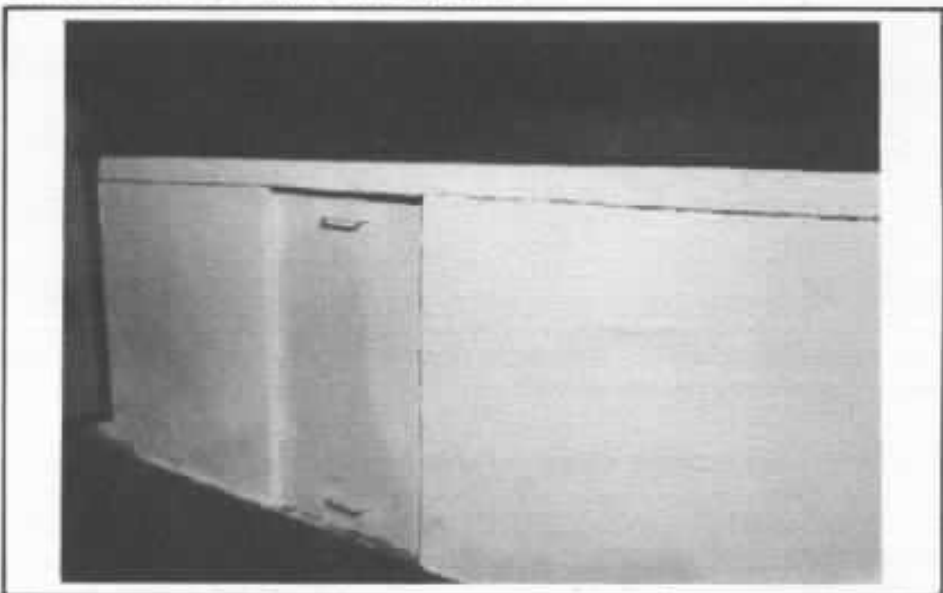
Ici, en arrivant sous une poutre, les semelles élastiques ont été posées sur un ciment riche et assez liquide (étanchéité). Une planche a été clouée derrière la poutre afin d'éviter au ciment de tomber. Celui-ci a alors été «bourré» très serré en deux fois... la première passe est armée avec des fils métalliques (+ clous dans la poutre) pour permettre une fois prise, un bon contact avec la deuxième passe.

Le traitement acoustique

Une fois ce «gros œuvre»



Le mur fini doit laisser apparaître les semelles élastomères sur ses quatre côtés : c'est une « condition impérative » ! Ici, malgré la faible hauteur, ce sont plus de 1 200 kg qui sont suspendus.



Le mur AV a été enduit. En attendant les pavillons de grave, les ouvertures ont été obstruées par des portes sablées de 60 kg.



La saignée dans l'enduit au niveau de la semelle est comblée par du mastic afin de préserver le joint élastique.

achevé, nous étions donc en présence d'une pièce aux parois d'une inertie satisfaisante, mais acoustiquement très réfléchissantes. Pour traiter les problèmes acoustiques, il faut pouvoir les cerner physiquement, afin d'envisager une solution rationnelle qui tiendra compte de ce que l'on cherche à obtenir. La salle d'écoute d'un audiophile est un local clos particulier qui n'est, ni un champ libre ou une chambre sourde de par ses dimensions et la nature de ses parois, ni une salle de concert ou un studio d'enregistrement de par la nature de la source sonore et l'utilisation. Ceci est très important car conditionne les données de départ du traitement.

Dans une salle, en fonction de la distance qui nous sépare de la source sonore, on peut se trouver dans trois situations :

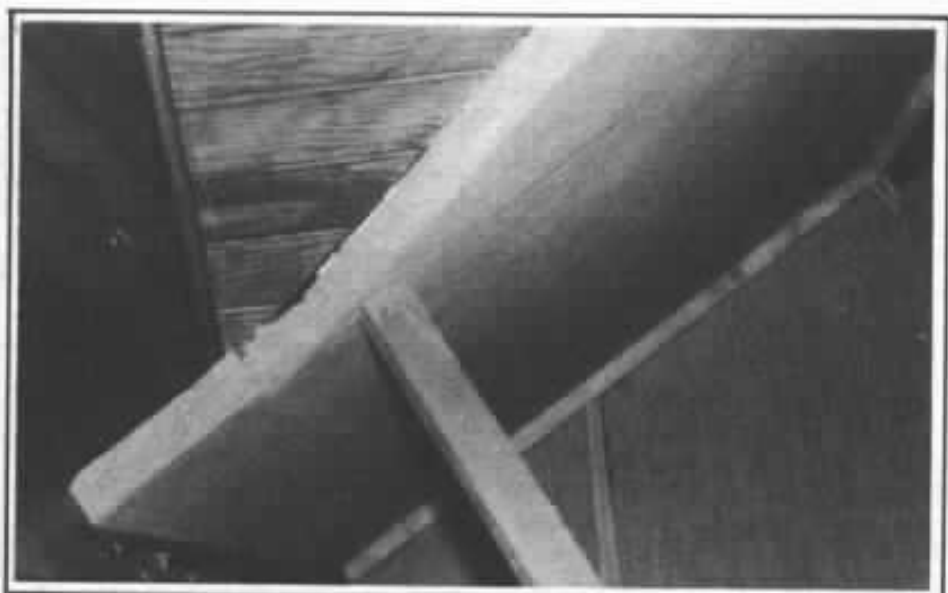
— près de celle-ci, le son direct prédomine.

— à la distance critique, où la proportion de son direct égale celle de sons réfléchis ; cette distance est fonction en particulier de la fréquence et de la directivité.

— au-delà de cette distance, les sons réverbérés prédominent et on ne perçoit de la source que ce que la salle veut bien nous en restituer !...

Pour compenser les défauts de directivité des haut-parleurs et minimiser la réponse propre de la salle, on va donc chercher à augmenter la distance critique. Pour ce faire, on va placer les enceintes dans un milieu réverbérant et l'auditeur dans un milieu absorbant. Ceci est une première condition. La deuxième condition sera de se rapprocher de l'idéal théorique d'une distance critique constante quelle que soit la fréquence.

Pour un temps de réverbération constant, la distance critique augmente avec la fréquence. Il faudra donc trouver un compromis en absorbant plus les hautes fréquences d'où un temps



Les panneaux de roche volcanique sont collés à la colle vinylique ici sur un support bois. La découpe est très facile mais doit être précise.

de réverbération non constant en fonction de la fréquence dans un auditorium. Ceci n'est pas le cas d'un studio d'enregistrement ou d'une salle de concert où l'on cherche au contraire à reproduire la directivité propre de chaque instrument. Bayreuth est l'exemple type de salle où le temps de réverbération est constant sur une bande de fréquences très large. Il faudra donc fixer avec précision la valeur de la nature de cette absorption (ainsi que sa répartition) en fonction du temps de réverbération (pour un auditorium de 50 à 100 m³ on table sur une valeur de 0,3 à 0,4 s à 500 Hz) et sa courbe de décroissance en fonction de la fréquence ; mais aussi de la distance d'écoute, des dimensions et formes de la pièce. Nous y reviendrons plus précisément lors des mesures.

Notons toutefois que les dimensions de la salle devront être dans un rapport correct dès le départ afin d'éviter les ondes stationnaires. Le cas le plus désastreux étant une pièce cubique ! Il faut avoir à l'esprit que pour des fréquences inférieures à 200 Hz, les absorbants n'ont plus aucune influence et que des solutions comme les matériaux type-membrane ou les résonna-

teurs sont délicats à mettre en œuvre. Un problème dans cette zone inhérent à la géométrie de la pièce sera donc toujours difficilement résolu. Rappelons deux rapports donnant de bons résultats pour des pièces ayant trois plans principaux : 1/1,51/2,10 et 1/1,78/2,17. Ces rapports ne sont donc pas valables pour la pièce décrite dans cet article qui est d'une architecture plus complexe.

Suite à ces calculs, nous avons donc déterminé la nature et l'emplacement des matériaux acoustiques répondant le mieux à ces exigences.

Derrière la zone d'écoute, nous avons créé une zone de forte absorption, augmentant en quelque sorte virtuellement la dimension arrière, à l'aide de panneaux de roche volcanique de 50 mm d'épaisseur recouvert d'un voile dont les caractéristiques physiques ont été données dans l'Audiophile n°30 p. 69.

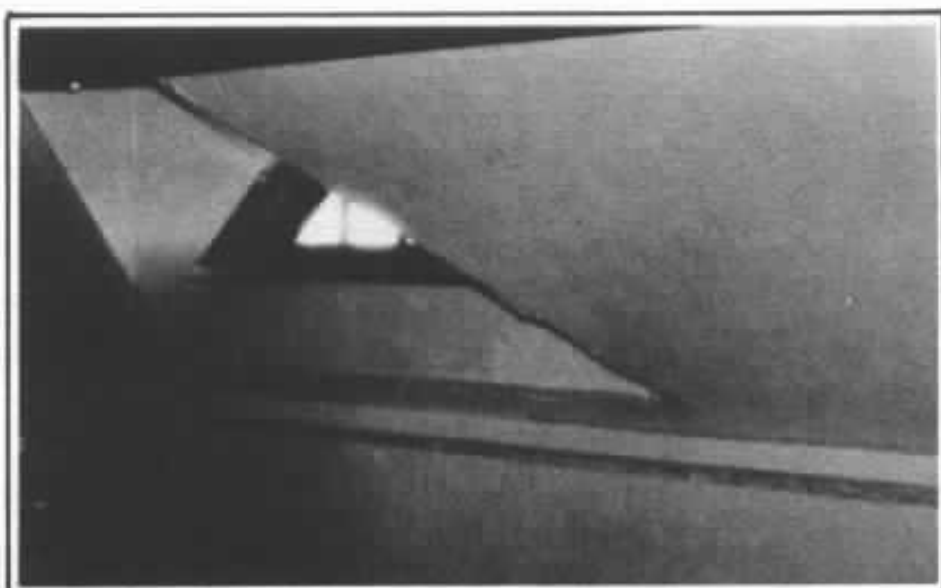
Sur les deux murs latéraux et en finition et protection de ces panneaux, a été posée de la mousse polyuréthane à cellules ouvertes de 6 mm d'épaisseur. Celle-ci est recouverte de tissu acoustique dont les aspects esthétiques sont très nombreux. La pose et la découpe des pan-

neaux est très aisée et n'appelle pas de commentaires particuliers si ce n'est de porter des gants, car ils sont méchants ! Le tissu peut aussi être collé aux murs, il est préférable de l'agrafer tendu sur des tasseaux entourant toute la pièce (cf. Photo 9). Ceux-ci sont traités pour éviter toute mauvaise surprise (insectes, champignons) et collés à la néoprène.

Les panneaux de laine de roche étant mécaniquement assez fragiles, en particulier au poinçonnement et de plus inesthétiques, il est recommandé de les recouvrir par le tissu qui n'a été collé que sur la périphérie. Il ne faut jamais compresser les matériaux afin de ne pas nuire à leurs qualités acoustiques. Les joints sont finis par des galons larges ou des baguettes. Je tiens à ouvrir une petite parenthèse concernant une idée fort répandue en ce qui concerne l'isolation phonique résultante de la pose au mur de matériaux. Bien des audiophiles, gênés acoustiquement par leur voisinage ou inversement ne voulant pas le gêner, s'imaginent qu'il suffit de coller au mur du liège, de la moquette ou de la laine de verre pour résoudre le problème !... Nous avons vu précédemment que ce n'était hélas pas si simple. L'explication a été fort bien résumée par Lavoisier : «rien ne se perd, rien ne se crée, tout se transforme».

Cette loi s'applique aussi en physique classique à un son incident, ayant une énergie donnée, frappant une paroi ayant des caractéristiques données. Que se passe-t-il ? Nous voyons sur le schéma qu'une partie de l'énergie est réfléchie, une autre partie est dissipée dans le mur et qu'enfin le reste émerge chez votre voisin.

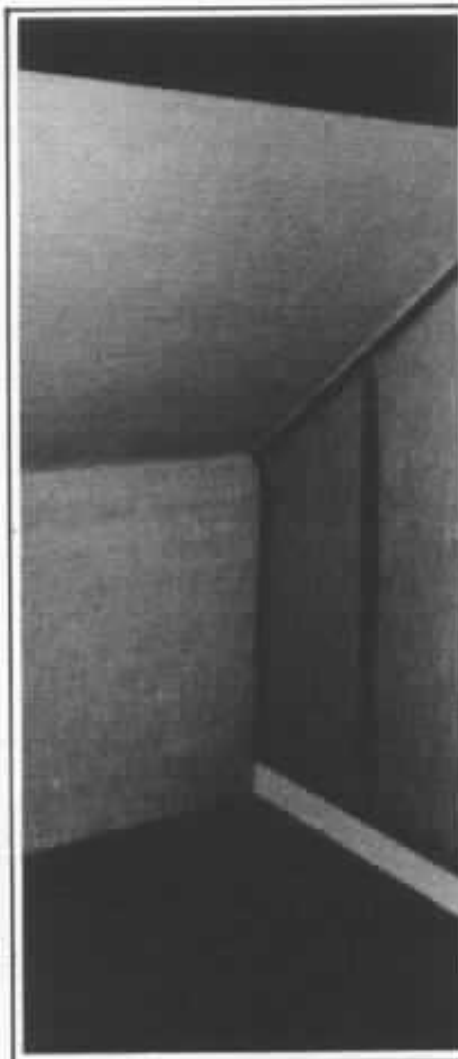
Si vous collez un matériau plus ou moins absorbant au mur, vous allez avoir une variation de la répartition de cette énergie



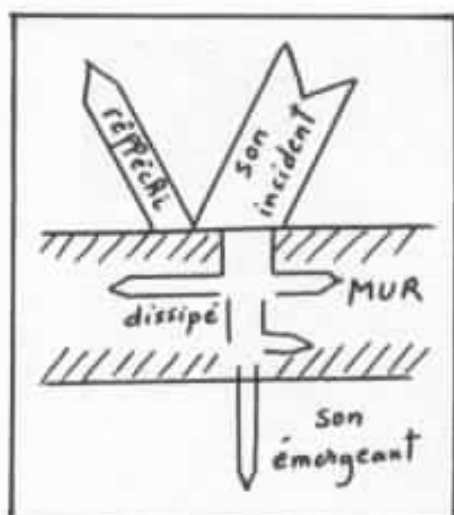
Vue d'ensemble de la zone de forte absorption arrière.



Mise en place des tasseaux sur les murs latéraux pour agraffer le tissu acoustique. Si le travail est précis, la pose est un jeu d'enfant. A remarquer le tableau secteur de l'installation tiré directement du compteur avec filtre secteur incorporé.



Pose du tissu sur les panneaux par encollage. Quelques précautions sont à prendre (cf. texte).



totale, mais celle-ci restera constante. Ainsi vous aurez moins d'énergie réfléchi, mais par contre plus de transmise et/ou de dissipée. Ce qui veut dire que le remède pourra être pire que le mal ! C'est pour cette raison, que nous avons précisé, dès le début, que la présente réalisation n'était pas axée sur l'isolement phonique.

Les ouvertures

Nous ne nous étendrons pas sur les traitements appliqués aux portes et fenêtres, constituant les points faibles d'une isolation.

De nombreux articles sont déjà parus à ce sujet dans l'Audiophile. Il faut cependant rappeler que ces discontinuités dans les parois d'un auditorium ruinent souvent de plus de 20 dB l'isolement du mur seul. Il faut donc en tenir compte si on envisage une isolation sérieuse.

Pour une efficacité maximale en ce qui concerne les portes, il en va comme des cloisons. Il en faut deux, spécialement étudiées dans leurs structure, étanches et le plus séparées possible l'une de l'autre (minimum 0,3 m) avec désolidarisation mécanique des embrasures ! Cette solution sans compromis coûte très cher et prend beaucoup de place... Pour l'amateur, face à sa porte nid d'abeilles normalisée (isolement moyen 7 à 15 dB), il doit savoir qu'il peut gagner près de 10 dB

en la rendant étanche par adjonction d'un joint continu et uniforme sur les quatre côtés. Il faut donc faire un seuil pour supprimer le jour important qui existe toujours en bas (cf. Photo 11). Attention aussi aux trous de serrure ! Autre précision : les portes matelassées sont souvent d'une efficacité douteuse...

Pour les fenêtres, nous pourrions faire les mêmes remarques. Plus leur surface augmente, plus l'isolement diminue. Il faut veiller à avoir un châssis rigide pour éviter des problèmes vibratoires. Là aussi, il vaut mieux multiplier les vitrages, en les prenant d'épaisseurs différentes, désolidarisés et de préférence non parallèles. Quelques chiffres d'isolement moyen justifient ces remarques : fenêtre courante simple vitrage 3 mm : 15 à 25 dB ; 7 mm : 35 dB, fenêtre double vitrage 3 et 4 mm, espacement 20 mm : 44 dB.

Les mesures

Il est important, après avoir traité sa pièce, de pouvoir faire une corrélation entre les améliorations subjectives ressenties et des mesures physiques qui traduiront objectivement sur papier les réponses du local au même titre qu'un banc d'essais pour tout autre élément de la chaîne.

Nous n'aborderons pas les détails théoriques des mesures faites en acoustique, notre but étant de présenter un exemple avant tout pratique. Les lecteurs intéressés par ce passionnant domaine pourront consulter des ouvrages spécialisés.

Les principales sources sonores utilisées ont été un générateur bruit rose, un générateur BF ainsi qu'un générateur impulsionnel Hewlett Packard 8011A, permettant des mesures en régime stationnaire et impulsionnel. Le capteur étant un micro studio Brüel et Kjaer 4003 avec son alimentation 2812 visualisé sur un oscilloscope Philips 3211, une table traçante Brüel 2304, ainsi qu'un analyseur en temps réel Ivie 30A.

Lors du paragraphe sur le traitement proprement dit, nous avons jeté les bases théoriques qui ont guidé notre démarche. Un auditorium a la particularité d'être toujours petit du point de vue acoustique architecturale (< 150 m³). Ceci aura une incidence sur l'importance à accorder à certaines mesures, en particulier la réverbération et les échos. La réverbération prolonge le son, l'écho le répète. Lors de l'émission d'un son bref, si la répétition intervient dans un délai critique inférieur à 30 ms,



Pose d'un joint d'étanchéité au bas d'une porte. Le seuil extérieur permet une bonne isolation sur les quatre côtés.

l'écho ne sera pas gênant. Au delà de 30 ms, il sera perçu comme distinct ou du moins gênera l'écoute. Il faut cependant préciser que ce délai critique augmente si le niveau de l'écho diminue (une atténuation de 5 db doublant sa valeur) et que d'autre part les petites dimensions de notre salle entraînent des retards négligeables. L'audiophile n'aura donc pas à se soucier des échos et de leur répartition qui sera automatiquement uniforme.

Dans notre cas, nous avons trouvé un écho à 38 ms, mais très atténué et n'ayant pas d'influence dans la zone d'écoute. La réverbération devient donc la caractéristique principale d'une petite salle. Plus que le temps de réverbération, la forme de réverbération est importante. C'est à dire que pour un même temps correspondant par définition à une chute de 60 dB, nous pourrions avoir diverses formes dégradées (cf. fig 2).

La décroissance régulière «a» sera recherchée quelle que soit la fréquence. Les décroissances irrégulières peuvent avoir de nombreuses causes : changement de dispersion d'énergie, mauvaise répartition des absorbants ou des échos dans les grandes salles.



Banc de mesure. Ici oscillo-alimentation et géné. impulsionnel.

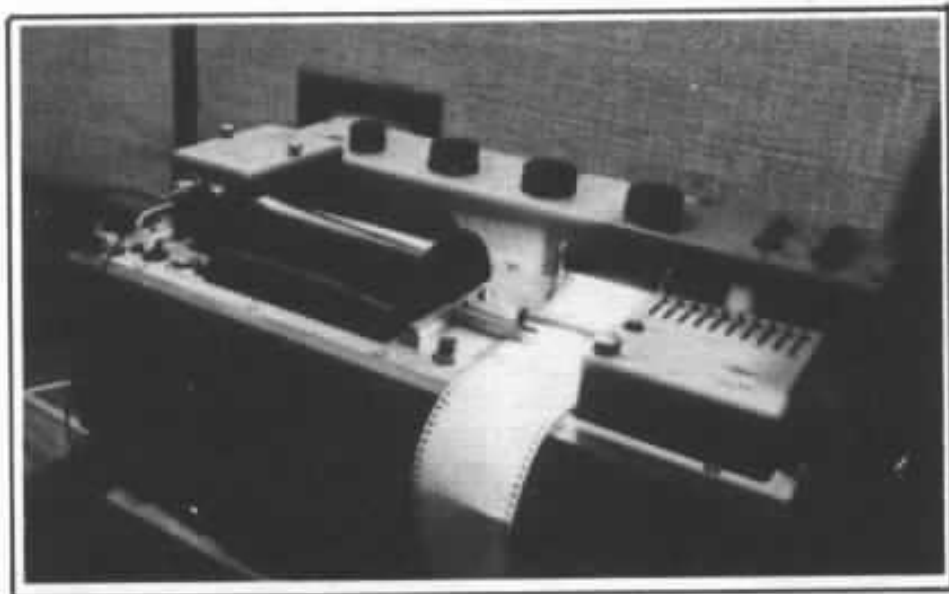


Table traçante Brüel et Kjaer ayant servi à tracer toutes les courbes ci-après.

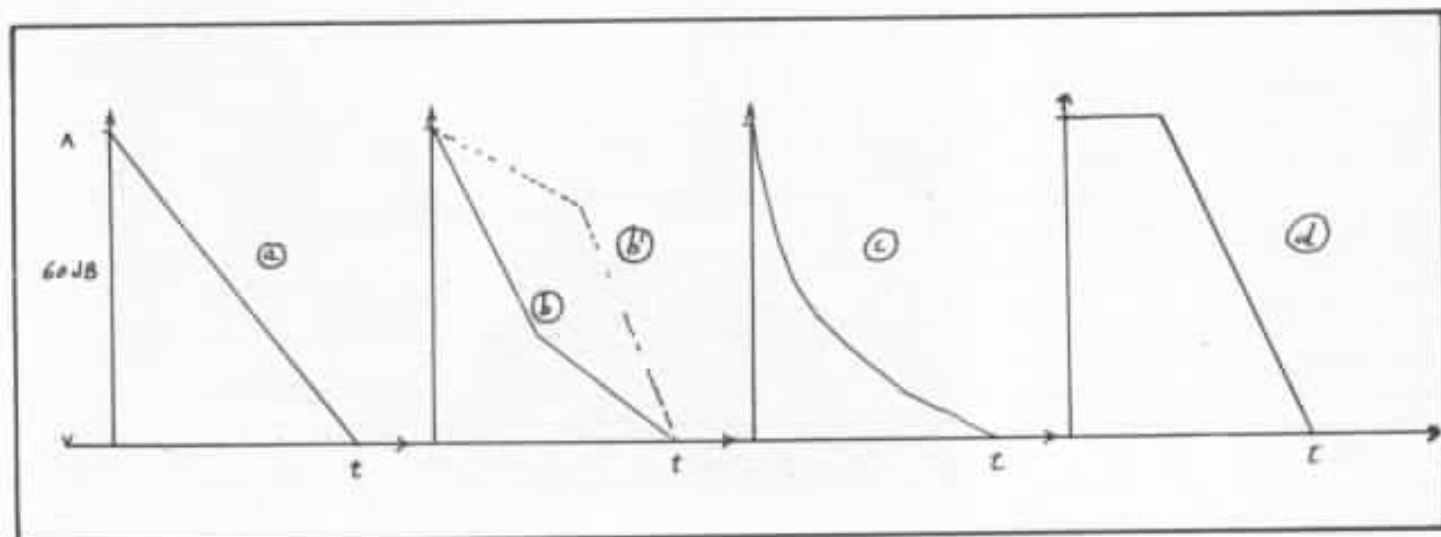


Fig. 2

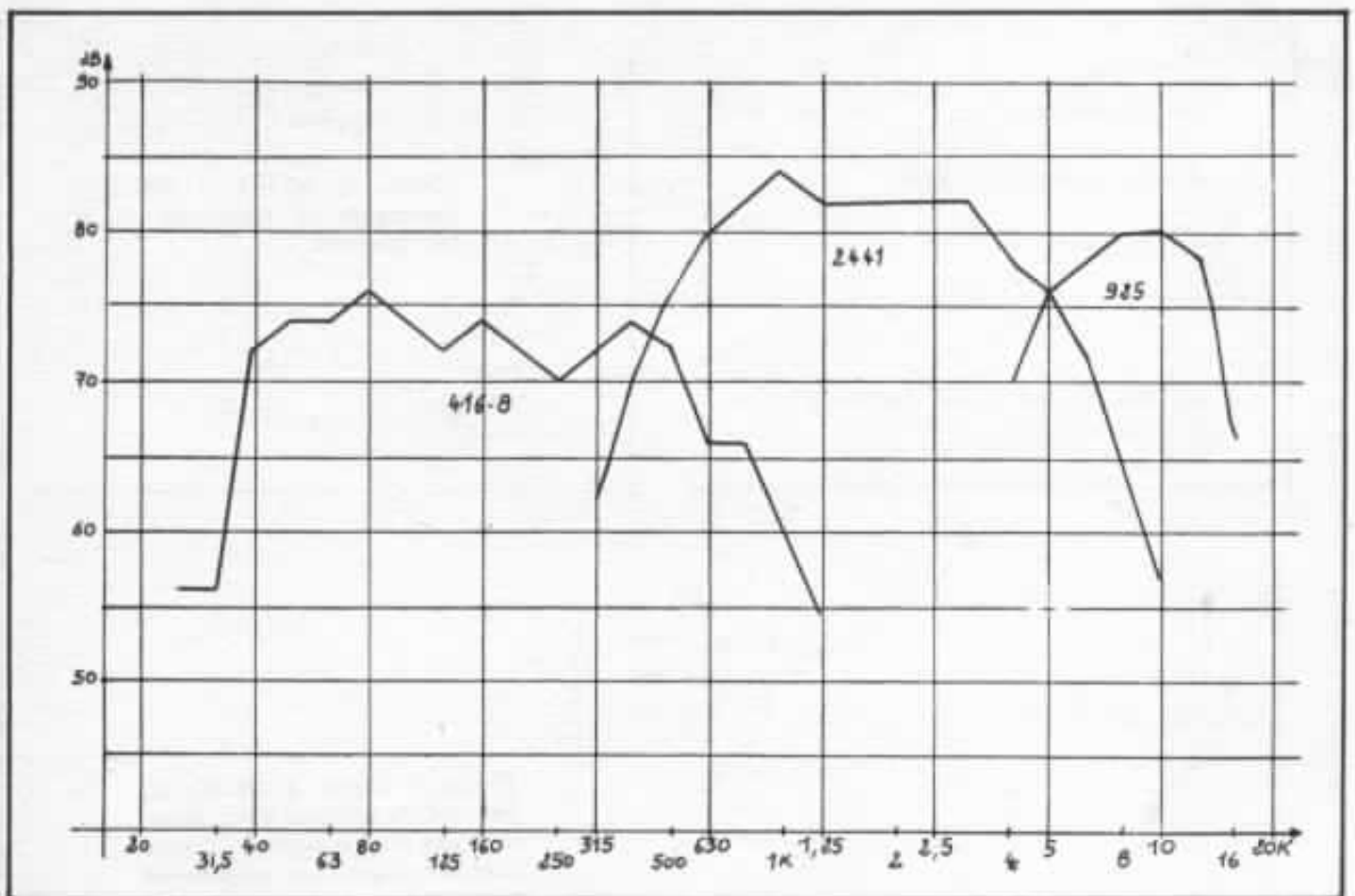
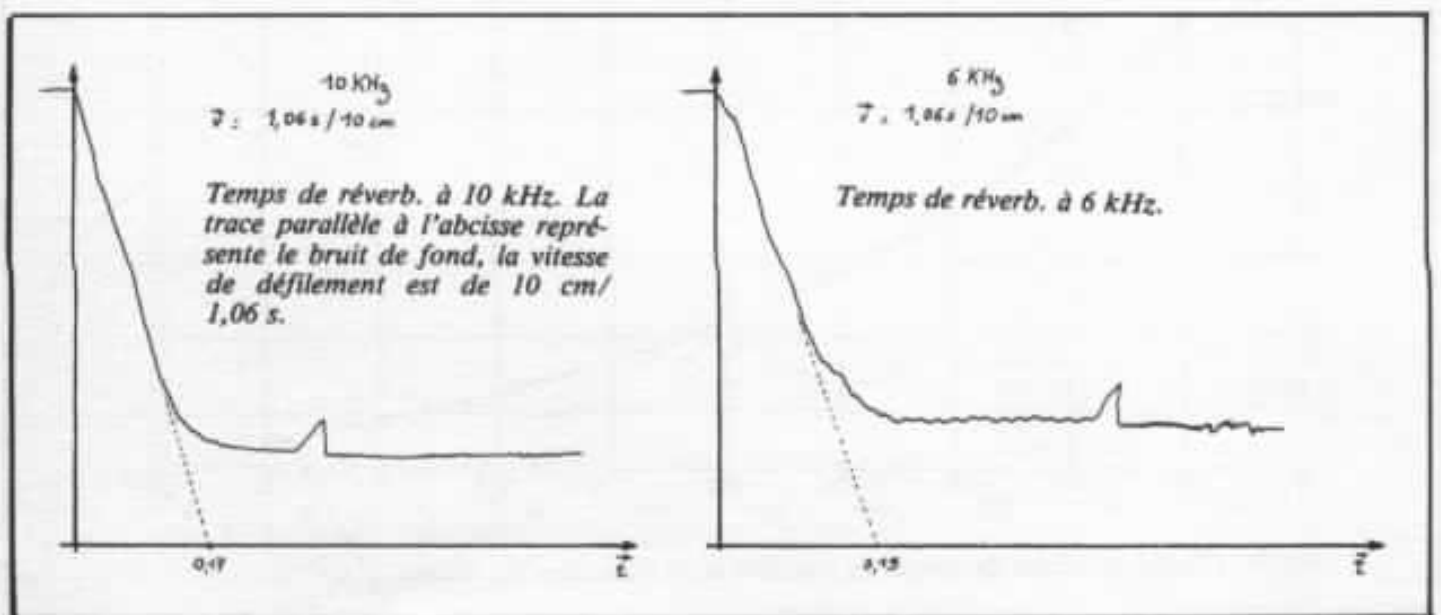


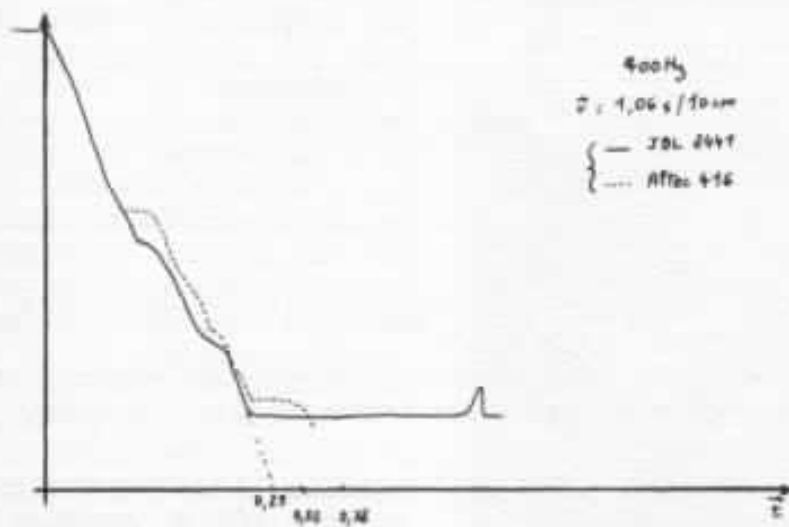
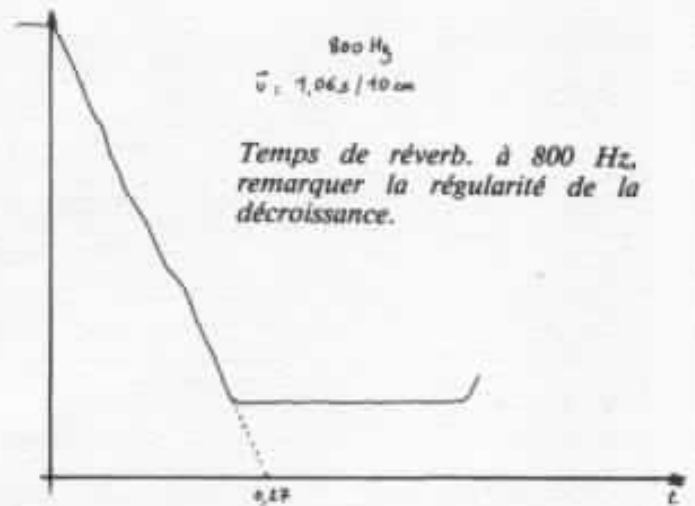
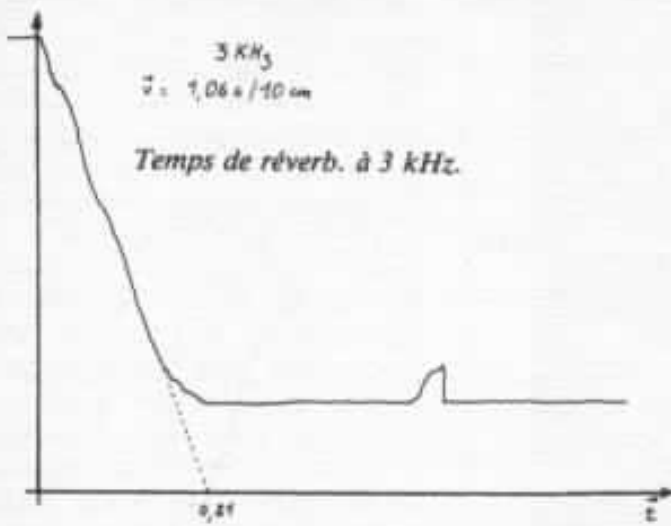
Fig. 3 : Bandes passantes (bruit rose) des différents HP à la position d'écoute. Les niveaux ne sont pas égalisés.

Nous donnons ci-après quelques courbes représentatives qui montrent des résultats très satisfaisants tant au point de vue décroissance que valeur. La

courbe générale du temps de réverbération est excellente du bas médium à l'aigu. Seules les valeurs dans le bas du spectre sont un peu élevées, mais nous

travaillons actuellement sur le problème afin de peaufiner le traitement.





Temps de réverb. à 400 Hz. Ici nous avons effectué deux mesures : une avec le boomer, l'autre avec le médium. Les irrégularités constatées avec le premier ont pour origine des phénomènes d'ondes stationnaires entre lui et le mur AR.

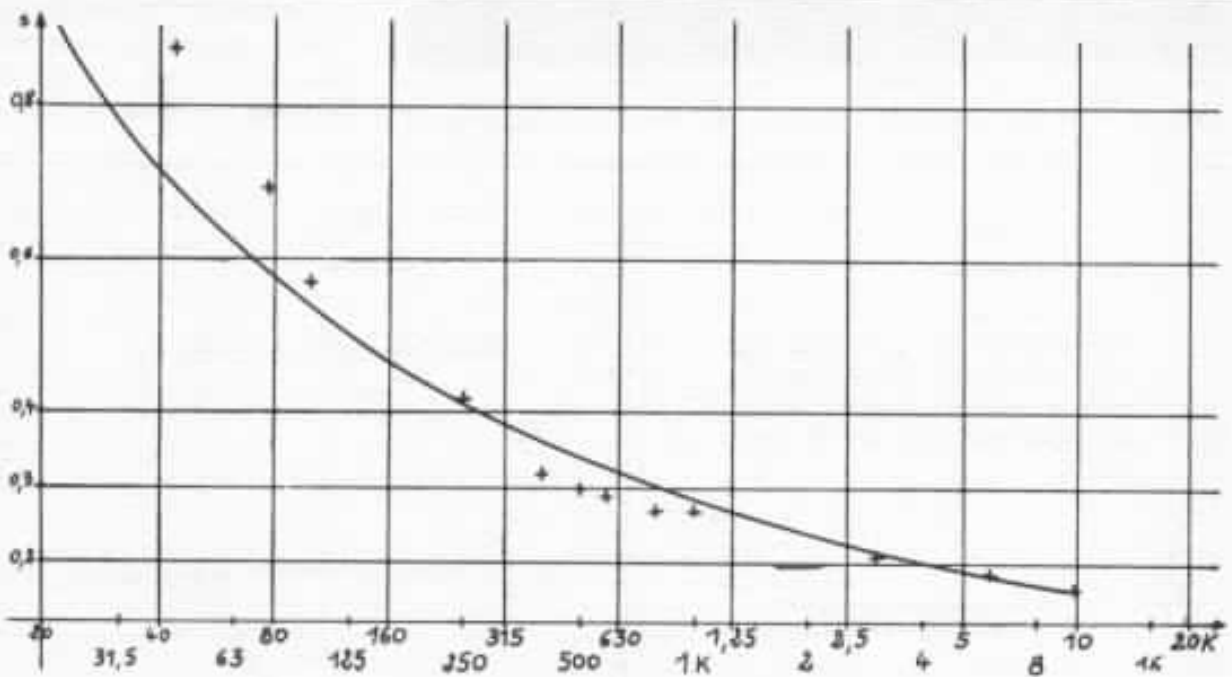
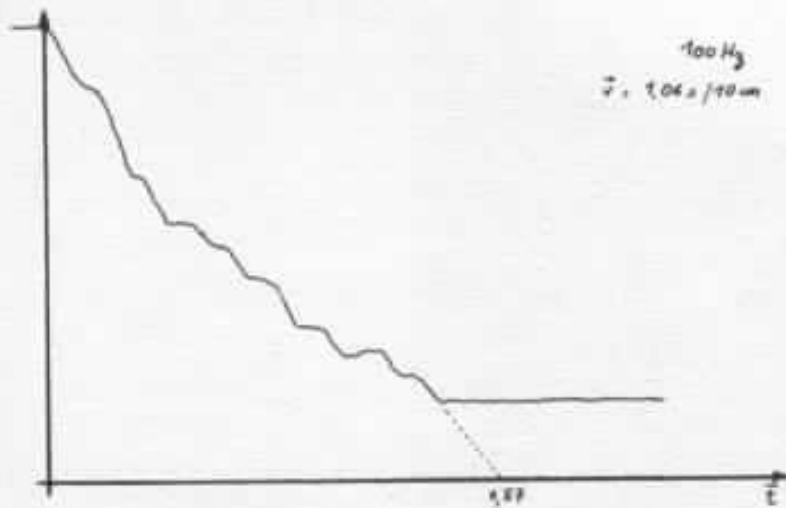
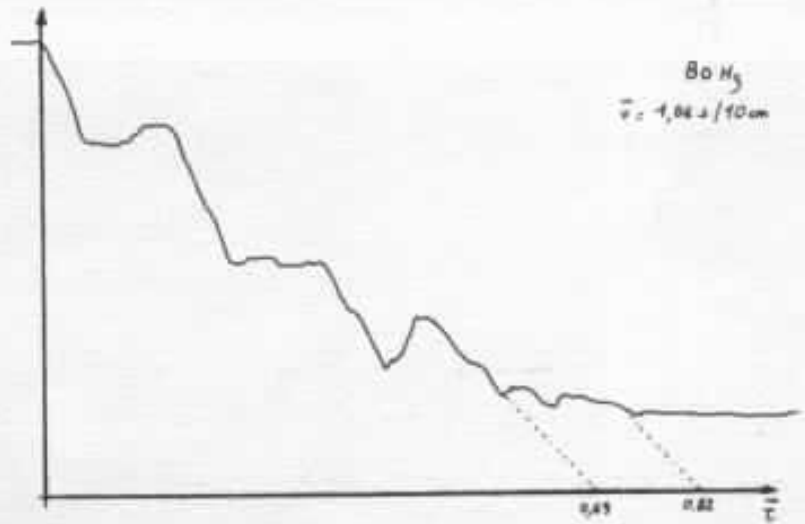


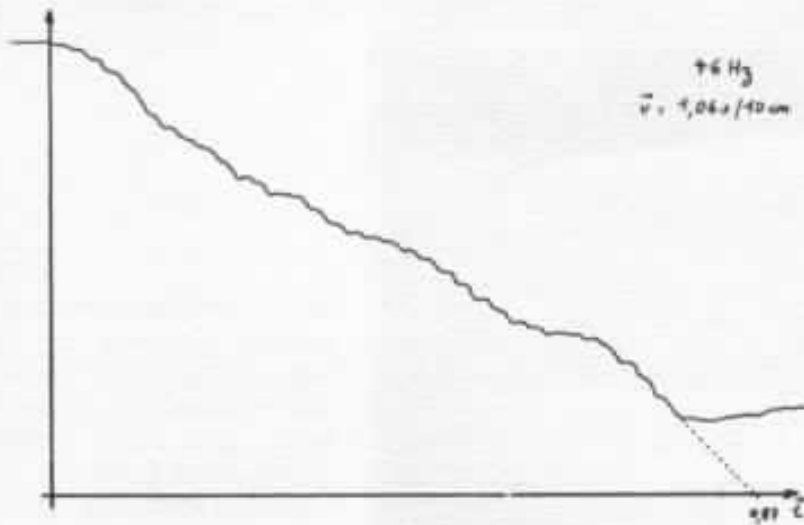
Fig. 5 : Courbe de temps de réverb. en fonction de la fréquence (cf. texte).



*Temps de réverb. à 100 Hz.
 Noter que les petites irrégularités
 n'affectent pas la pente de la
 courbe qui reste constante.*

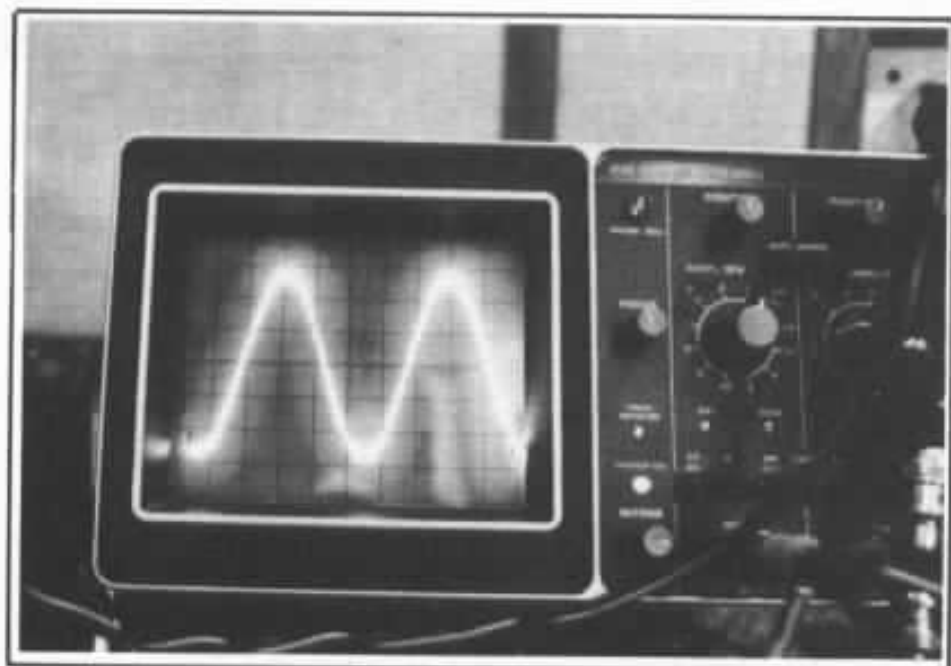


*Cette courbe est intéressante car
 elle met en évidence un mode de
 la pièce à 80 Hz dont la longueur
 d'onde correspond à la distance
 séparant les deux murs latéraux
 parallèles.*



*Temps de réverb. à 46 Hz.
 Remarquer la régularité excep-
 tionnelle pour une fréquence
 aussi basse !*

Fig. 4 : Temps de réverbération pour différentes fréquences.

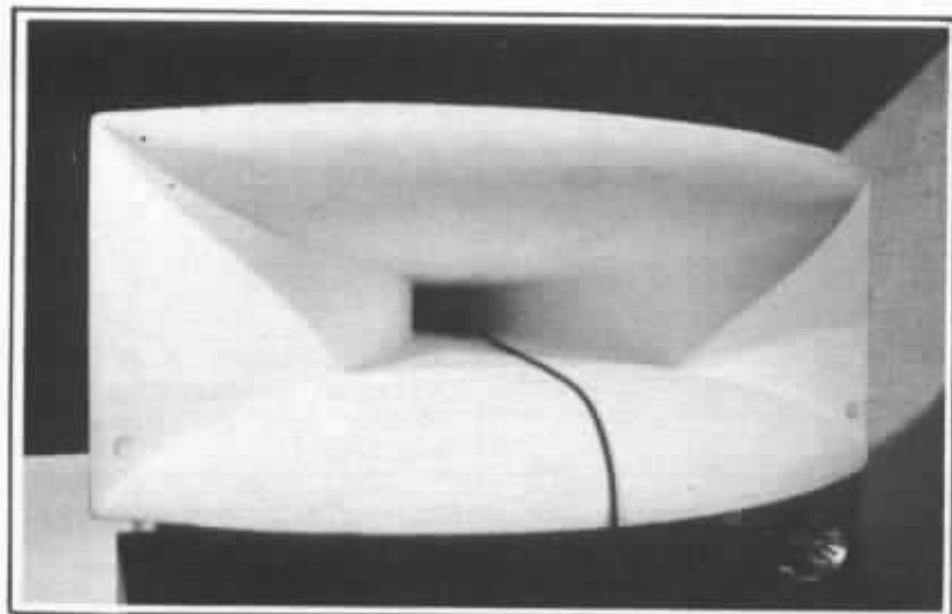


Fréquence pure de 26 Hz ! La sinusoïde captée par le micro à la position d'écoute est superposable sur le double trace à celle émise par le géné !

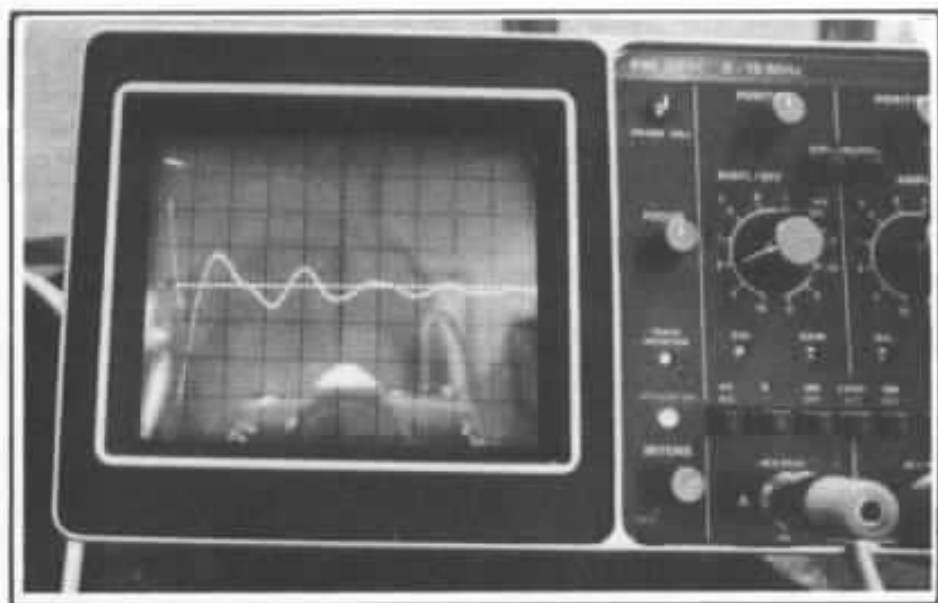
Nous avons effectué d'autres mesures dont les photos suivantes donnent un petit aperçu.



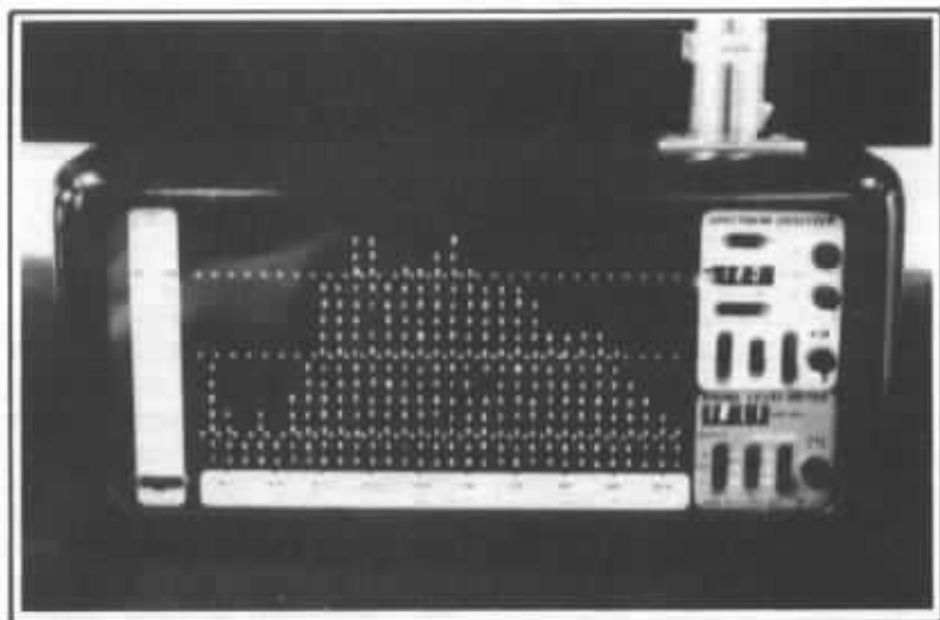
Un pavillon s'écoute aussi avec un stéthoscope ! Ils ont été traités afin de les rendre plus neutre (feuille de plomb et blackson sur les faces extérieures).



Mesure en régime impulsionnel à la gorge du pavillon.



Résultat obtenu sur le scope moteur + pavillon. Des améliorations sont encore possibles pour limiter les résonances du pavillon.



Analyse du spectre d'un coup de pistolet 9 mm. C'est un bon test impulsif dans le médium.

Conclusion

Nous espérons que cette petite expérience sur le terrain incitera de nombreux lecteurs, quel que soit le niveau de leur installation, à considérer enfin leur local comme un maillon à part entière. L'acoustique des salles n'est pas seulement l'affaire des «pro.» ; tout amateur de hifi doit avoir conscience que par une étude sérieuse, ce qui n'est pas

synonyme d'onéreuse, et des moyens non seulement simples à mettre en œuvre, mais tenant compte aussi des besoins et des exigences du particulier (esthétique, polyvalence de la salle...), il peut transfigurer son système dans des proportions que beaucoup ne soupçonnent même pas ! Les résultats, que nous avons personnellement obtenus à ce jour, nous permettent de penser

que le local est désormais en mesure de répondre acoustiquement parlant à pratiquement n'importe quelle évolution du système : n'est-ce pas là un point fondamental ?

L'auteur tient à remercier Mr Alcuri et ses collaborateurs pour leurs conseils et leur aide à la publication de cet article.

On en parle

L'enceinte Petite Audiophile

La description parue dans notre dernier numéro de la petite enceinte équipée du haut-parleur de 10 cm Fostex FE-103 Sigma a suscité un extraordinaire intérêt de la part de nos lecteurs. Il est vrai qu'en regard du coût, les performances obtenues sont stupéfiantes. Les deux omissions nous ont valu un nombre considérable de coups de téléphone. Tout d'abord le diamètre de perçage du baffle est de 92 mm pour le trou de fixation du haut-parleur. Ce trou a son centre situé à 150 mm du haut de l'enceinte. Ensuite, concernant le matériau que nous avons retenu pour la réalisation de l'ébénisterie qui est une sorte d'aggloméré à « grains » extrêmement fins, celui-ci a plusieurs appellations suivant les firmes qui fabriquent des matériaux de ce genre. Il semblerait que Mediapan soit la marque la plus couramment répandue. Effecti-

vement, ce produit n'est pas très répandu dans le domaine grand public. On ne le trouve pas encore chez les marchands de bois du coin de la rue qui font la découpe à la demande. Toutefois, il est désormais très utilisé dans les domaines de la menuiserie industrielle et de l'ébénisterie car, outre ses qualités grande planéité, de tenue dans le temps, il se travaille à merveille à l'inverse de l'aggloméré qui a tendance à faire des « pailles »...

La disponibilité du haut-parleur qui, rappelons-le, n'était pas distribué il y a encore quelques mois, reste critique. L'importateur ne s'attendait sans doute pas à un tel succès. Nous pensons toutefois qu'il a fait le nécessaire pour y mettre bon ordre.

Délais sur les transistors

Beaucoup de lecteurs ayant entrepris ou s'appropriant à entreprendre la réalisation de l'ampli-

ificateur 8 W Le Monstre doivent nous maudire. En effet, les délais d'approvisionnement des transistors de puissance utilisés s'allongent considérablement au fil des mois. Sans vouloir nous excuser, nous mentionnerons toutefois au niveau de l'anecdote que le marché international des semi-conducteurs est en pleine pénurie depuis le début de l'année, voire fin 83. Il semblerait que le boom de la micro-informatique et en particulier du PC d'IBM en soit pour une large part responsable. La consommation de composants actifs est telle que tous les constructeurs mondiaux sont sollicités. Aussi n'est-il pas étonnant que même dans des créneaux très différents tel que le nôtre nous en subissions les contrecoups. Par ailleurs, les choses ne sont pas prêtes de s'arranger puisque beaucoup d'utilisateurs voyant les délais croître vertigineusement, augmentent leurs cadences

d'approvisionnement pour tenter de constituer un stock tampon. Cela ne fait que compliquer les choses et accroître la pénurie vu que les fabricants de circuits actifs sont littéralement au maximum de leur capacité de production. Certains lecteurs nous demandent pourquoi nous ne nous orientons pas vers des semi-conducteurs d'origine européenne ou américaine. Il faut savoir que de ce côté-là la situation n'est pas plus rose. Motorola, qui d'ailleurs fabrique beaucoup de composants discrets en France, annonce sans complexe des délais de près de trente semaines... En outre, aucun des constructeurs européens ou américains ne s'est réellement intéressés au créneau audio qui représente pour eux une part infime de marché à l'inverse de firmes telles que Nec, Hitachi ou Toshiba.

Quoi qu'il en soit, il n'y a pas d'inquiétudes majeures à avoir, les composants que nous avons retenus pour le 8 W sont des composants issus des toutes dernières technologies et ne sont pas prêts d'être supprimés des catalogues constructeurs. Il faut prendre son mal en patience. Nous remercions d'ailleurs nos lecteurs pour leur compréhension.

Bras SME 3012 R

Il est vrai que depuis quelques mois, nous parlons beaucoup de ce bras ressuscité des années 60. Il faut dire que l'Ortofon SPU Gold n'est pas étrangère à ce retour en force. Leur mariage est si heureux qu'il est difficile d'écouter ensuite une SPU sur un autre bras...

Mentionnons aussi que le 3012 R reste le bras de référence de tous les audiophiles japonais associé à la Denon DL-103. Cela prouve bien que pour des cellules lourdes et peu compliantes, on n'a pas fait mieux depuis vingt ans.

Tout cela nous a valu un nom-

bre considérable de demandes de renseignements concernant son adaptation avec des platines du marché. C'est là que les choses se gâtent puisque quasiment aucune d'entre elle n'est à même d'être équipée de ce bras dont la longueur pivot-axe du disque doit être de 294,3 mm. C'est long... Les Thorens TD-127 et 226 l'acceptent ainsi que la J.F. Le Tallec Stad S et quelques platines japonaises. Malgré cet handicap les audiophiles ne doivent pas se décourager, la qualité de la lecture, point crucial d'un système n'en vaut-elle pas la peine ?

Grosses Capas, la suite

Dans le numéro 31, dans cette même rubrique, nous avons parlé du développement alors en cours de capacités très faible résistance série et de très forte valeur destinées à une super-version du 20 W classe A de Jean Hiraga. Les performances annoncées ont mis en appétit nombre d'amateurs qui ont, comme nous, compris l'importance fondamentale de l'alimentation dans le domaine audio. Nous pouvons vous dire que toutes les performances annoncées ont été tenues et même dépassées puisque la version définitive a une capacité de 330 000 microfarads, nous espérions 250 000, nous sommes comblés. Ce modèle est désormais disponible et porte d'ailleurs notre marque, nous ne nous sommes pas refusé ce plaisir puisqu'à notre connaissance il n'existe au monde aucun équivalent. Leur prix n'est pas exorbitant compte tenu de la valeur, il se situe aux environs de 700 F !

Bien évidemment, pour profiter pleinement des avantages de telles capacités, le câblage doit être à la hauteur pour ne rien gâcher des performances en matière de résistances séries et de donc de capacités en courant transitoire. A titre d'information, un tel condensateur peut

débiter en instantané près de 20 000 ampères ! Naturellement de tels courants ne seront jamais débités, heureusement pour les haut-parleurs, toutefois, c'est un critère tout à fait significatif de l'aptitude en réponse transitoire de l'alimentation.

Concernant l'utilisation de ces capacités sur l'amplificateur 20 W classe A, nous nous sommes trouvés confrontés à diverses difficultés découlant directement des performances l'alimentation en particulier en haute fréquence où le moindre parasite peut provoquer un accrochage s'accompagnant de la destruction immédiate de l'étage de sortie vu la très faible impédance de l'alimentation pouvant débiter une énergie importante dans cette zone de fréquence. Nous avons donc travaillé pour résoudre le problème à la base. Il eut été stupide d'avoir recours à des compensations ou des artifices qui auraient inévitablement brimé les performances que nous étions en mesure d'attendre avec une telle alimentation. A l'heure où nous rédigeons ces lignes, nous avons considérablement avancé, l'amplificateur fonctionne parfaitement. Nous nous attachons cependant à régler certains points de détails. Nous sommes sûrs que nous tenons là une réalisation hors pair encore faut-il prendre le temps et le recul nécessaire pour l'achever parfaitement. Sa puissance sera d'une trentaine de watts. Nous l'avons baptisé « Le Classe A ».

Câbles ampli-enceinte acoustique

Il y a longtemps que nous n'avons pas fait le point sur les câbles de raccordement ampli-haut-parleur. Sujet qui, en son temps, a fait couler beaucoup d'encre. Il ne faudrait cependant pas croire que nous y attachons moins d'importance.

Sur le système audiophile dont le rendement est de 96 dB/W/m nous utilisons lorsque nous som-

mes en actif les solutions suivantes. Le Lucas pour le grave, eh oui, même si beaucoup l'ont oublié, ce câble reste en association avec un caisson Onken, une référence. De plus, son coût est on ne peut plus abordable, il serait dommage de s'en priver. Pour le médium nous aimons bien le Superflow ou le Prefer. De technologie semblable, 4 mm² de section et multibrins. Dans l'aigu enfin, nous restons fidèles à nos premières amours en utilisant des conducteurs simples, multibrins Leonische Lify de 2,5 mm².

Profitons de cette petite mise au point pour rappeler une notion qui nous semble capitale : il n'existe pas de câble miracle ou absolu mais simplement de bonnes associations. Il faut penser qu'un câble ne travaille absolument pas de la même manière si votre enceinte fait 85 dB/W/m ou 96 dB/W/m. Dans le premier cas, le travail en courant du câble est significatif et une technologie à brins très divisés, le Superflow a plus de mille brins par conducteur, ne conviendra pas du tout et donnera des résultats tout à fait médiocres, problème de micro-vibrations et d'intermodulation entre brins lorsque le courant devient important.

En système mono-amplifié, pour des rendements moyens de l'ordre de 90 dB, le Lucas ou le Synthèse donnent de très bons résultats. A partir de 92 dB, le Superflow ou le Prefer sont conseillés.

Câbles de modulation

Nous avons souvent parlé dans nos colonnes du câble Neumann, remarquable solution en liaison entre électroniques même entre bras et pré-amplificateur. Ce câble a pour grandes qualités une neutralité et une homogénéité sur tout le spectre excellentes alliées à une très bonne définition. Cela dans l'optique d'un système très

bien équilibré et suffisamment résolvant. Il est vrai qu'avec des électroniques et surtout des enceintes quelque peu asthmatiques, d'autres câbles paraissent plus vivants, plus détaillés. A notre sens, ils en rajoutent... Nous ne sommes pas pour les compensations entre maillons. Rien de tel pour tourner en rond et ne jamais avoir un système qui marche. Actuellement, le câble Neumann pose quelques petits problèmes de disponibilité. La restructuration au niveau de la distribution de l'importateur semblerait en être la cause.

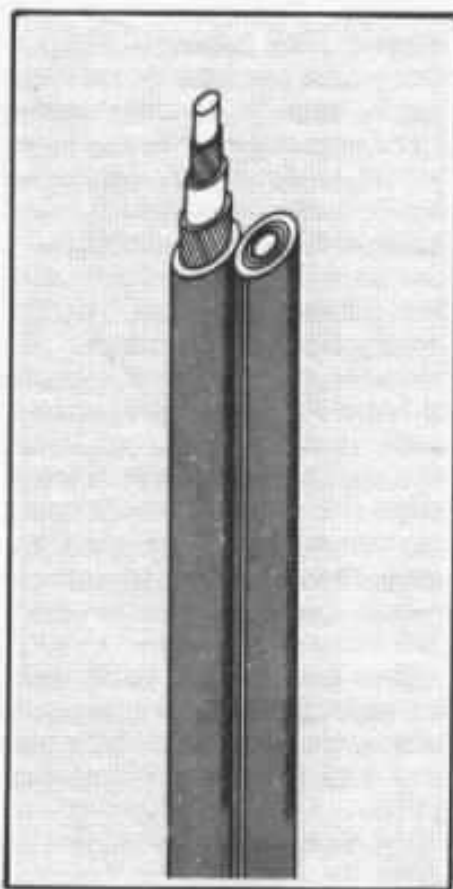
Nous avons découvert récemment un nouveau câble Mogami de performances très intéressantes. Il ne s'agit toutefois pas de la même référence que celle qui est utilisée par les grands amateurs japonais laquelle reste introuvable hors du Japon. Ce nouveau câble a une structure très intéres-

sante. Il s'agit d'un conducteur blindé, bien évidemment, dont la particularité est la suivante : le conducteur central qui, habituellement a une structure cylindrique a, dans le cas présent, une forme annulaire. C'est-à-dire que le centre du câble n'est pas constitué par le conducteur mais par un isolant autour duquel se trouve le conducteur. L'intérêt est d'offrir une bien meilleure symétrie entre la partie conductrice centrale et le blindage.

L'isolant interne en polyéthylène spécial (XLPE) permet de maintenir un écart continu et constant entre conducteur de blindage. La linéarité en fréquence est donc améliorée dans l'aigu. De plus, cette structure confère au conducteur central un volume plus important qu'il n'est coutume ce qui se traduit par une résistance interne très faible.

Les spécifications techniques sont les suivantes, l'âme du conducteur est en PVC de diamètre 1,2 mm. Le conducteur est en cuivre étamé. L'isolant entre conducteur et blindage est en XLPE de diamètre 3 mm. L'isolant externe est en PVC de diamètre 5 mm. La résistance interne du conducteur est 0,035 ohm/m à 20° C en continu, celle du blindage de 0,015 ohm/m dans les mêmes conditions. La capacité équivalente mesurée à 20° C à 1 kHz est de 200 pF/m. Enfin, l'inductance équivalente de 0,15 microH/m dans les mêmes conditions.

Subjectivement, ce câble se caractérise par une définition hors pair dans le registre médium-aigu. Dans le grave, le Neumann nous est apparu sensiblement supérieur. Aussi, dans un système multi-amplifié, il sera possible de faire le « panache » adéquat pour tirer pleinement parti des qualités de chacun de ces câbles en fonction de la fréquence.



Structure du câble Mogami.

Batteries : précautions d'utilisation

Les amateurs qui utilisent des batteries au plomb étanche pour alimenter des pré-pré-amplificateurs voire des pré-amplificateurs sont de plus en plus nombreux. Nul doute qu'il s'agit d'une solution qualitativement insurpassable. Toutefois, les batteries au plomb étanche, par nature extrêmement robustes, doivent faire l'objet de précautions particulières en ce qui concerne leur recharge. Cette technologie d'accumulateur ne doit en aucun cas subir de grandes profondeurs de décharges au risque de les détériorer inexorablement. Il faut savoir que la charge doit se faire à 10 % de la capacité nominale de la batterie. Par exemple un modèle de 1 Ah devra être rechargé sous un courant de 100 milliampères, un modèle de 8 Ah se rechargera sous 800 milliampères. C'est le premier point. Pour la tension, il faut savoir qu'une batterie de 6 volts pleinement chargée aura à ses bornes une tension de l'ordre de 7,2 volts (2,4 volts par élément de batterie de 2 volts). Lorsque la tension nominale de 6 volts est atteinte après décharge il convient de procéder très rapidement à la recharge de la batterie. En effet, la courbe de décharge d'une batterie au plomb étanche comporte un palier entre 7,2 volts et 6 volts, c'est la zone d'utilisation et qu'ensuite la tension chute extrêmement rapidement avec le danger que cela implique pour la batterie. Il ne faut donc pas croire qu'une batterie donnée pour 6 volts est en parfait état de charge lorsqu'une tension de 6 volts est lue à ses bornes, bien au contraire elle est à la limite de son cycle de décharge.

Il est donc vivement conseillé de procéder à des recharges fréquentes de durée moyenne, une dizaine d'heures, plutôt que de procéder à des recharges épisodi-

ques de longues durées. Il convient également de ne pas détériorer la batterie par surcharge lorsque l'on n'utilise pas de chargeur à courant décroissant. Enfin, si la batterie ne doit pas être utilisée pendant un certain temps, il convient d'en assurer le « stockage » pleinement chargée. Sa longévité n'en sera que meilleure. En suivant ces précautions, l'espérance de durée de vie peut atteindre cinq ans.

Préamplificateur Kanéda, filtre « anti-oscillation »

Depuis sa description dans notre numéro 3, le préamplificateur Kanéda reste une réalisation qui n'a absolument pas vieilli. Bien au contraire, il fait de plus en plus d'adeptes. Chose étonnante, il n'a pas subi d'évolutions fondamentales. Il faut dire que M. Kanéda avait réalisé un travail de fond tout à fait original et en avance sur les concepts de l'époque à laquelle il mit au point ce circuit. Outre les problèmes d'appairage des Fets d'entrée, en utilisant scrupuleusement les composants recommandés, sa mise au point est très accessible. Plusieurs milliers d'amateurs en sont parfaitement venus à bout !

Le seul petit problème délicat qui puisse se manifester est l'apparition d'une oscillation haute fréquence extrêmement délicate à mettre en évidence par un amateur puisque celle-ci peut apparaître à plus de 50 MHz. Le lecteur pourra penser qu'à ces fréquences-là une oscillation est sans importance puisque bien au-delà du spectre audible et la réponse en fréquence de amplificateurs et des enceintes acoustiques. Ce serait une erreur car une telle oscillation a des incidences pernicieuses et tout à fait audibles se caractérisant par un manque de clarté et un aigu sale, découlant d'intermodulations. A titre d'information, lorsqu'une telle oscillation apparaîtrait elle s'accompagne générale-

ment d'un léger crachement sur certaines positions du potentiomètre. Pour définitivement régler ce risque d'accrochage, une solution très efficace consiste à placer sur les transistors du second différentiel (2 SA 872 remplaçant les 2 SA 640 plus fabriqués) entre la base et le collecteur une capacité de 68 pF au polypropylène. Cette solution est plus efficace que le petit filtre RC que nous recommandions préalablement entre la base du 2 SC 984 et la masse.

Ortofon SPU Gold

C'est vrai, en matière de cellules on peut trouver plus défini dans l'aigu, moins coloré, meilleur dans le grave... Pourtant, cela fait deux mois que nous vivons avec la SPU Gold. C'est super. Quel feeling !

Couvre-plateau aspirant

Audiotechnica fut le premier à proposer ce type d'accessoire avec le modèle AT-666 à pompe manuelle (Audiophile n° 24, p. 83). Vint ensuite la version AT-666 EX un peu plus chère mais avec une pompe électrique (les anciens possesseurs de pompes manuelles peuvent acheter séparément la pompe à vide électrique dont la référence est AT-661). Les qualités procurées par ce remarquable « accessoire » ne sont plus à démontrer. Toutefois, le contact de la face non lue sur la surface métallique du couvre-plateau et sous l'influence du vide énergétique n'est pas sans poser quelques petits problèmes d'encrassement et de détérioration de certains vinyles. Il est impératif de procéder avec le plus grand soin à chaque manipulation et de faire une chasse effrénée aux poussières !

Depuis, l'idée a fait son chemin puisque Thorens propose depuis bientôt neuf mois déjà le disc-contact. Son avantage est de présenter une surface caoutchoutée et non pas rigide à la face non lue du disque, ce qui limite sensiblement les dégâts. En outre, le

vide s'effectue par un système de cloche que l'on met en place au centre du disque, à l'inverse des AT-666 sur lesquelles la connexion à la pompe s'effectue sur la périphérie.

Concurrence serrée ? Toujours est-il qu'Audiotechnica vient de sortir une version économique sous la référence AT-665. Le vide s'effectue sur ce modèle également au centre. Chose intéressante, la surface de contact avec le disque s'apparente à une sorte de peau de chamois. Nous n'avons pas pu encore suffisamment le manipuler pour affirmer que le problème de détérioration de la face non lue est réglé. Toutefois, connaissant le très grand sérieux des ingénieurs de la firme, nul doute qu'ils ont dû sérieusement travaillé la question d'autant que nous n'avons certainement pas été les seuls à leur faire remarquer ce désagrément sur ce type d'accessoire qui, indéniablement, apporte un « plus » important à tout système d'écoute. Il faut souvent dépenser beaucoup plus d'argent sur d'autres maillons pour que la qualité globale de restitution d'un système progresse d'autant. Le modèle AT-665 sera, nous le pensons, très prochainement disponible en France. Son prix devrait être sensiblement de moitié par rapport à la version 666 EX, soit moins de 1 000 F. Ce sera un concurrent sérieux à l'excellent disc-contact Thorens qui constitue aujourd'hui un très bon compromis.

Pour ceux qui ne veulent pas s'embêter la vie avec des pompes à vide, le couvre-plateau Relief constitue un choix de très haut niveau. Remarquablement conçu, lorsqu'il est utilisé avec son palet-presseur il procure un message clair et défini. Beaucoup d'informations sont transmises. Le contrôle du registre grave est bien assuré. C'est une bonne synthèse entre les couvre-plateau mou « dévoreurs » d'informations et le couvre-



Nouveau couvre-plateau aspirant Audio Technica AT-665.

plateau trop dur qui déséquilibre le message vers le haut du spectre. Pour en tirer pleinement parti, il est impératif de le coller sur le plateau de la platine.

Câble de liaison Isoda Electric

Ce câble de liaison amplificateur/enceintes vient du Japon. Nouvelle marque, née il y a quelques mois et composée d'une équipe de passionnés, laquelle a fondé d'ailleurs il y a cinq ans la Société des Amis de la Musique Française (dont Jean Hiraga est également l'un des membres fondateurs). Cette petite firme fabrique actuellement deux versions de câbles pour enceintes et pour cellules. Il n'est maintenant plus nécessaire de prouver l'influence des câbles sur la qualité de la reproduction sonore. Jusqu'ici, de nombreuses expériences, mesures et détermination du résultat par écoute critique sélective concernaient diverses questions telles que résistivité, diamètre, nombre de brins, rigidité mécanique, structure cristalline, degré de pureté

du métal, présence ou non d'oxygène dans celui-ci, effet de peau des brins conducteurs, mode de tressage ou de torsade, capacité parasite, impédance acoustique, inductance parasite, etc. Depuis 1975, l'équipe de la firme Isoda Electric, dirigée par MM. Isoda et Fukuda, a entrepris de nombreuses expériences : fils de Litz contenant jusqu'à 3 500 brins, gaines souples ou rigides, variétés de cuivre, mode de torsade, diamètre des brins. Les longs essais comparatifs ainsi que l'écoute de très nombreux câbles commercialisés au Japon et à l'étranger les ont menés à plusieurs conclusions :

— Dans un câble constitué de brins de diamètre identique, le diamètre propre de ces brins produit une sonorité particulière et indépendante des paramètres de résistivité du métal employé.

— Différents métaux utilisés produisent, pour des caractéristiques électriques semblables, des caractères sonores différents les uns des autres.

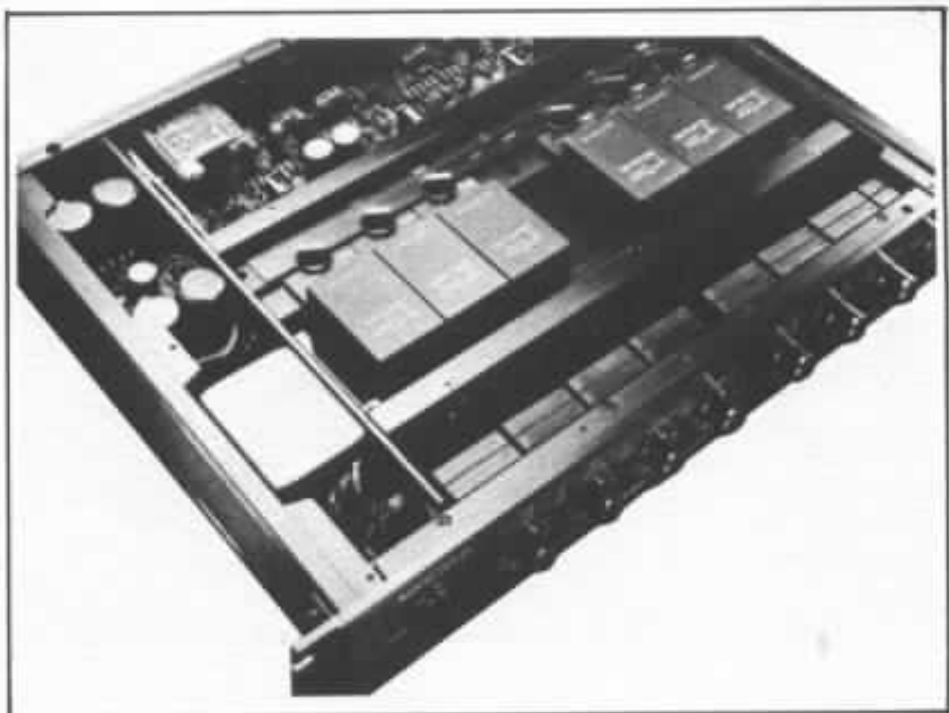
au point de masquer l'effet de ceux-ci.

La firme Isoda Electric a constaté que parmi les produits commerciaux disponibles ou testés, aucun d'entre eux n'était vraiment totalement neutre sur le plan subjectif, ceci pour une ou plusieurs des raisons citées ci-dessus : métal unique, brins de même diamètre, problèmes de rigidité mécanique. Les recherches de cette firme ont mené à la conception d'un câble dit hybride, composé de quatre métaux dans six diamètres de brins, d'un total de cinquante-cinq brins et formant un diamètre total de 3,6 mm par conducteur. La torsade des fils est réalisée sous vide et sous une haute contrainte mécanique. Une gaine en polyéthylène relativement rigide recouvre ce câble au travers duquel on peut voir les quatre couleurs de métaux et la torsade très serrée. Ce câble est disponible sous plusieurs longueurs comprises entre 1 et 10 m. Ce câble fait l'objet de 12 brevets d'invention déposés au Japon, aux U.S.A., en Europe et en France.

Les premiers essais effectués sur un échantillon se sont avérés extrêmement bon : absence de coloration, douceur du registre médium-aigu, transparence sonore de toutes les fréquences reproduites, rapidité des attaques et surtout absence de projection dans le médium à haut niveau sonore. Ce câble nous parvenant au moment de la mise sous presse nous y reviendrons dans le prochain numéro.

Très mauvaise nouvelle

Nous l'avons appris il y a quelques semaines, Altec va définitivement arrêter la fabrication des haut-parleurs de série 416 (416, 416-8A, 416-8B, 416-8C). Le 416-8C était le seul modèle encore en fabrication. Cette nouvelle, après celle de la suppression de la série 414 va porter un



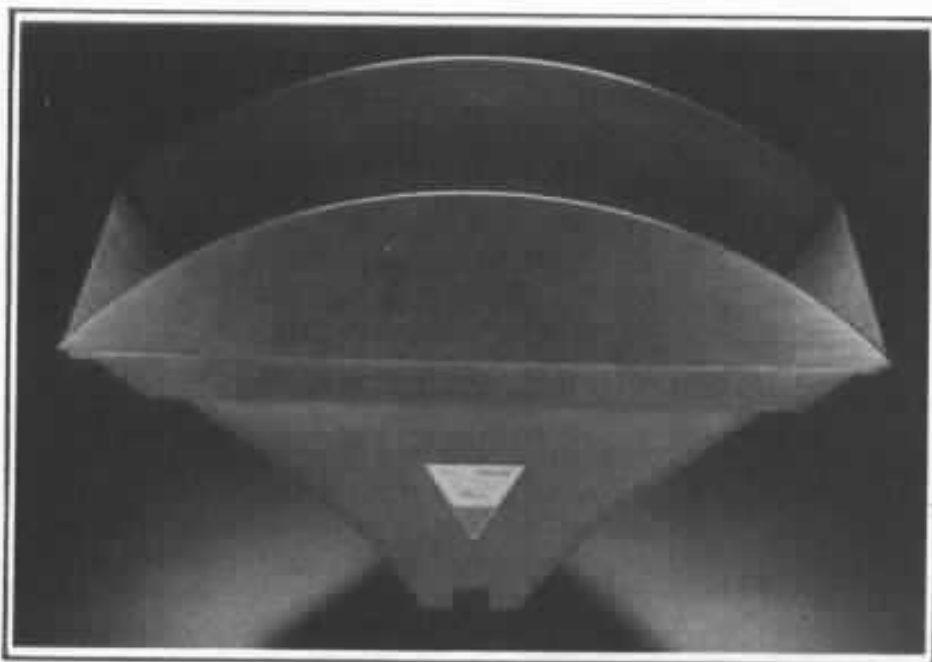
Filtre actif Sony TA-D900.



Vue de détail de la réalisation de l'enceinte Exclusive 240 l.

sacré coup au moral des audiophiles. Toutefois, nous pensons

pouvoir être en mesure de dire que le 416-8C sera encore trou-



Pavillon de médium réalisé en multiplis, enceinte Exclusive 240 I.

vable jusqu'à fin 84. Après, nul ne sait ce que l'avenir nous réserve. Altec annonce une nouvelle gamme dont certains modèles sont déjà disponibles. La configuration des membranes de ces nouvelles séries est plus proche des haut-parleurs JBL : cônes plus ouverts, membranes plus rigides mais plus épaisses et plus lourdes, autorisant de très hautes tenues en puissance. A ce sujet, il faut noter que le maintien du 416 jusqu'à ces dernières années a de quoi surprendre, lorsque l'on sait que la puissance admissible annoncée est d'une soixantaine de watts et que le prix vis-à-vis de la concurrence pour le domaine de la sonorisation, qui reste bien évidemment le secteur essentiel d'Altec, n'était pas des plus attractifs. Il y a incompatibilité entre les mondes de la sonorisation et des audiophiles. Pour le premier, la puissance admissible est le critère dominant alors que pour le second la masse de l'équipage est un paramètre-clé... Il y a là matière à divorce. Nous ne savons cependant pas encore ce qui doit advenir de la série 515, dont le 515-C actuel. Il est fort probable qu'elle soit arrêtée dans un très proche avenir.

On attend

Certaines nouveautés japonaises parviennent assez rapidement en Europe et en France, d'autres beaucoup moins ou même pas du tout, ceci concernant des problèmes de distribution, d'écoulement de stock d'anciennes versions, de marge ou de risque pour un importateur qui peut avoir toutes les raisons d'hésiter à acheter une nouveauté, une marque inconnue ou un maillon de très haut de gamme.

Chez Pioneer, par exemple, la série Exclusive, composée d'amplificateurs, de préamplificateurs, d'enceintes particulièrement cotés auprès des audiophiles japonais, sont des maillons encore non disponibles en France, ceci même au « comptegoutte ». C'est bien dommage, en particulier pour les amplificateurs M-4 et M-5. De même, chez Sony, la série Esprit reste encore introuvable, notamment le filtre actif TA-D900, le préamplificateur TA-E900, l'amplificateur TA-N902. Chez Accuphase, les filtres actifs, très réputés au Japon, ne sont pas disponibles (en parlant du haut de gamme) ce qui est très regrettable. Chez Highphonic, le haut de gamme en cellules, les MC-A6 et MC-

D15 ainsi que le transformateur HP-T7 (tous les trois sont récents) ne sont pas importés et risquent de ne pas l'être pendant longtemps.

Des U.S.A., l'enceinte Jensen « Imperial » équipée du haut-parleur G-610C (le haut-parleur seul, un modèle coaxial, vaut déjà près de 15 000 F) n'est pas importé bien que l'enceinte fasse fureur au Japon.

Il en est de même pour bien des nouveautés et il arrive fort souvent que les importateurs et distributeurs s'opposent à la publication de produits encore non disponibles. Mais n'oublions pas que le journaliste a aussi pour devoir de devancer les événements et d'apporter aux lecteurs des informations sans perte de temps ni censure, en particulier pour ce qui concerne la publication des prix dans les pays d'origine. Une revue allemande qui a publié récemment une liste très complète de nombreux matériels de haut de gamme montre certaines anomalies assez inexplicables, tel qu'un même appareil passant de près de 80 000 F en France à seulement 38 000 F en R.F.A. Ce phénomène explique pourquoi certains amateurs préfèrent prendre l'avion et acheter sur place (ils savent calculer les frais de port et les taxes de douane) et donne une explication à certains phénomènes évidents d'importation parallèles effectués par certains « débrouillards » peu scrupuleux. Comment expliquer, à propos de la T.V.A. que les 255 % appliqués en Corée du Sud sur les produits de luxe rendent la hifi japonaise moins chère qu'en France ? Fort heureusement, ce n'est pas le cas de tous les produits importés, les marges bénéficiaires de certains importateurs étant parfois fort raisonnables. Espérons que des efforts dans ce sens rendront les maillons importés plus accessibles en donnant ainsi un coup de pouce à un marché plutôt stagnant.

— L'influence de la rigidité du câble sur les deux paramètres indiqués ci-dessus est importante

Enceinte Apogée

Pour écouter et juger une enceinte en toute tranquillité et dans de bonnes conditions, il faut pouvoir la transporter chez soi. Pour l'enceinte américaine Apogée, cela s'avère difficile. L'enceinte est plate (c'est un baffle travaillant en doublet acoustique), assez haute (un peu plus de 2 mètres de haut). C'est un peu grand, encore transportable s'il n'y avait pas la question du poids. En effet, 150 kg par enceinte deviennent difficilement transportables. Ce poids élevé provient du fait que l'enceinte Apogée Acoustic est en quelque sorte un « paquet d'aimants ». En effet, le principe adopté par Apogée Acoustic n'est pas celui de la fine membrane sur laquelle est collé en zig-zag un fil conducteur et derrière laquelle viennent se placer plusieurs rangées de petits aimants. Il s'agit ici de l'application fidèle, mais à très grande échelle, du haut-parleur à ruban. Un tweeter à ruban sans pavillon peut apporter des résul-

tats remarquables. Les tweeters Pioneer PT-R7 ou Technics 10-TH 1000, bien que peu connus en France, l'ont prouvé. Pour les tweeters, les larges entrefers nécessitent l'utilisation d'aimants extrêmement puissants, ceci surtout si l'on recherche une bonne admissibilité en puissance et un rendement suffisant. On peut y arriver à condition d'y mettre le prix. Malgré un ruban d'un peu moins 10 cm de haut et de 1 cm de large, le Technics vaut déjà près de 4 000 F. Tous comptes faits, l'Apogée, avec son ruban de plus de 2 m de haut et son prix de 120 000 F la paire n'est pas très chère, surtout si l'on pense que rien que pour la voie aiguë, il faudrait empiler vingt tweeters à ruban pour obtenir quelque chose d'à peu près équivalent. Au prix du Technics, cela fait déjà 160 000 F pour quarante tweeters. Cependant, n'oublions pas que l'Apogée est un système à ruban large bande et trois voies, ce qui est donc sans précédent. Le médium est reproduit lui aussi par un ruban de plus de 2 m de haut et de largeur proche de 5 cm. On n'avait jamais vu jusqu'ici des haut-

parleurs à ruban montés dans des entrefers aussi larges et surtout de surface active aussi imposante. La voie grave, elle aussi, est constituée d'un ruban de très grande surface, en forme de trapèze et munie de découpes horizontales, ce qui constitue un empilement de rubans montés horizontalement en méandres.

Les aimants sont placés à l'arrière, dans une configuration brevetée. Les coupures se situent aux alentours de 800 Hz et 5 kHz. La surface active est donc extrêmement grande et le principal avantage par rapport aux grands électrostatiques push-pull est l'absence de grilles perforées masquant les membranes. La qualité de reproduction exceptionnelle, très nettement supérieure à tous les systèmes à diaphragme plan de grande surface entendus jusqu'ici, provient du principe de transduction et certainement de la firme américaine qui n'a pas hésité à utiliser les gros moyens du côté aimants.

Le résultat est là. Dans le domaine des haut-parleurs, l'écoute de l'Apogée est une expérience inoubliable.

