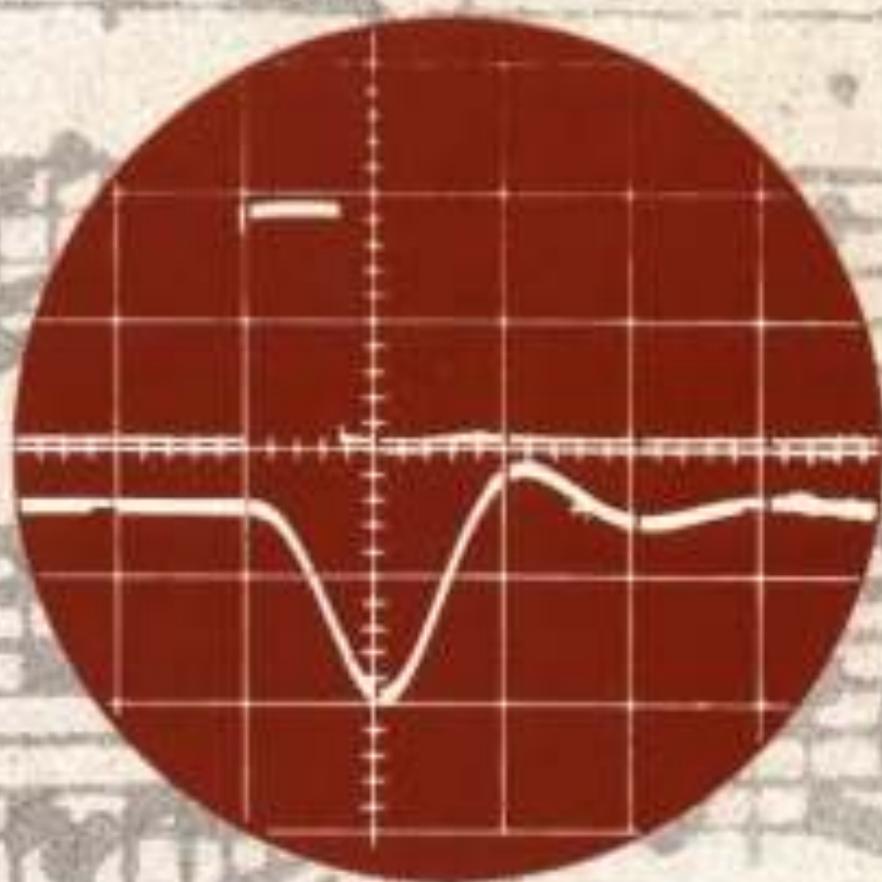


L'AUDIOPHILE

LA REVUE DU HAUT DE GAMME



N° 10

Mai 1979
prix 24 F

**Page non
disponible**

Réalisation d'un amplificateur classe A de 20 watts

1 - Conception générale

Jean Hiraga

Un acousticien américain connu, disait il y a quelques temps cette phrase tout à fait pessimiste : «On pourra faire tous les progrès que l'on voudra dans le domaine de l'électroacoustique, il n'en restera pas moins que tous ces systèmes reviendront toujours à une impossibilité : vouloir faire passer de la musique dans un fil électrique...(wire sound)».

On doit en effet se rendre compte qu'un vieux phonographe à cylindre gravé en direct, malgré des défauts mécaniques importants, cache sous ces défauts, des qualités que l'amplification électrique a perdu, car il ne présente pas de distorsion non naturelle et pour cause. Il apparaît que ces distorsions, purement mécaniques, de même nature que le son, que l'on peut appeler «naturelles» semblent beaucoup plus supportables pour l'oreille.

L'amplificateur est un maillon très important dans une chaîne de haute fidélité et il doit, non seulement être de «faible taux de distorsion» et de «large bande passante» chose que bien des audiophiles connaissent. L'essentiel n'est pas qu'il soit de classe A ou B, de circuit simple ou complexe à base de composants très spéciaux ou courants, mais qu'il soit tout simplement fidèle. Ceci inclut automatique-

ment toutes les notions de respect de timbres, de dynamique, de balance tonale, d'exactitude dans la reproduction de l'image musicale. Un accordeur de piano, qui n'est pas forcément capable d'apprécier une chaîne haute fidélité, pourrait faire des commentaires a priori complètement stupides, comme par exemple le fait qu'un amplificateur modifie le timbre d'un piano et même la hauteur du son. Cette

même remarque pourrait se faire pour une table de lecture ou un haut-parleur. Mais si nous regardons le contenu d'une note de piano, qui peut être composée de plus de trente sinusoïdes, fondamentales plus harmoniques - sans compter la réverbération par sympathie, la résonance du fond, etc...- chacuns de niveau et de phase différents et précis. En ajustant la sinusoïde d'amplitude la plus élevée (ce n'est pas

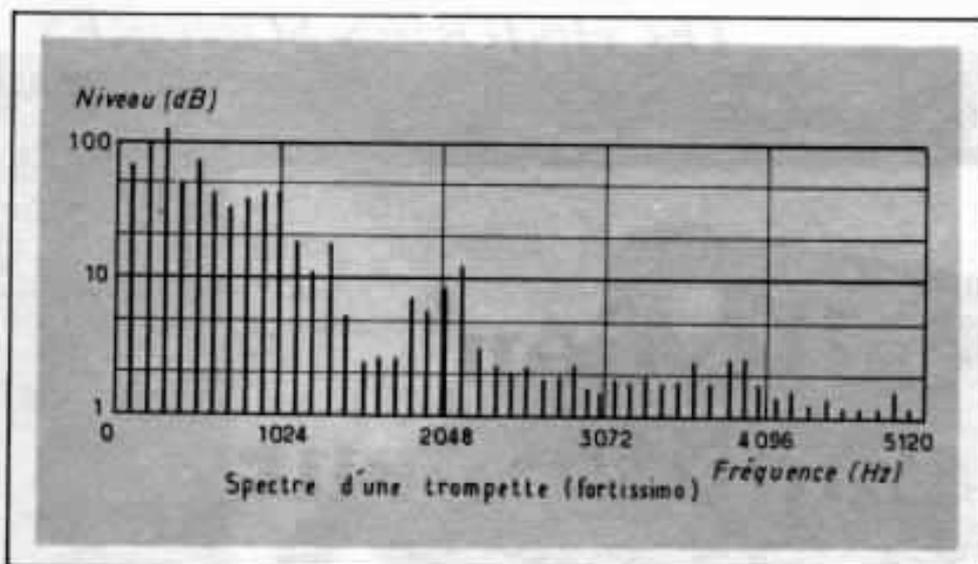


Fig 1 - Spectre harmonique d'une trompette (fortissimo).

forcément la fondamentale, mais le plus souvent le second harmonique) à 100 dB par exemple, on constate que les autres harmoniques se situent à un niveau inférieur, soit entre 0,1 et 10 dB.

Pour la reproduction de la même note en appartement, ce niveau de 100 dB est trop élevé, ce qui veut dire qu'une écoute à 10 ou 15 dB de moins va réduire encore en niveau tous les autres harmoniques.

Examinons la figure 1, elle illustre le spectre d'une trompette. Passons à présent au contenu de la distorsion de quelques amplificateurs dont certains très connus (fig 2). On constate que malgré un taux de distorsion total faible, les divers circuits destinés à réduire le taux de distorsion ne peuvent pratiquement jamais réduire à *niveau égal* chaque harmonique : certains harmoniques sont prédominants, d'autres complètement absorbés par une des boucles de contre réaction. Remarquons aussi que pour un niveau différent ce spectre se modifie parfois *complètement*. Et il ne s'agit là que d'une mesure *statique* faite à partir d'une seule fréquence. Si un amplificateur présente un spectre

de distorsion très irrégulier et s'il est soumis à un signal musical relativement simple, tel celui indiqué sur la figure précédente de spectre d'instrument de musique, il donne obligatoirement des déformations, pouvant parfois atteindre plus de 8 dB pour un harmonique donné. Ces dif-

férences, légères ou importantes, de niveau ou de phase pour chaque harmonique, génèrent ainsi une enveloppe différente qui déforme la nature du son reproduit. Ceci joue aussi sur la dynamique car l'enveloppe du son est faite de la combinaison des niveaux de ces divers harmoniques.

Il ne faut cependant pas attribuer ces défauts à un circuit mal étudié mais plutôt au taux et au spectre de distorsion «non camouflé» des éléments actifs.

Si l'on prend un très bon tube triode comme le tube anglais PX 4 ou le PP3/250, le taux de distorsion n'est que de 2%, avec le second harmonique prédominant. Si l'on passe à la KT66 ou la KT88 à l'EL34 (qui est pourtant un bon tube pentode) ce taux passe de 6 à 8%. Quant à un transistor bipolaire, il est nette-

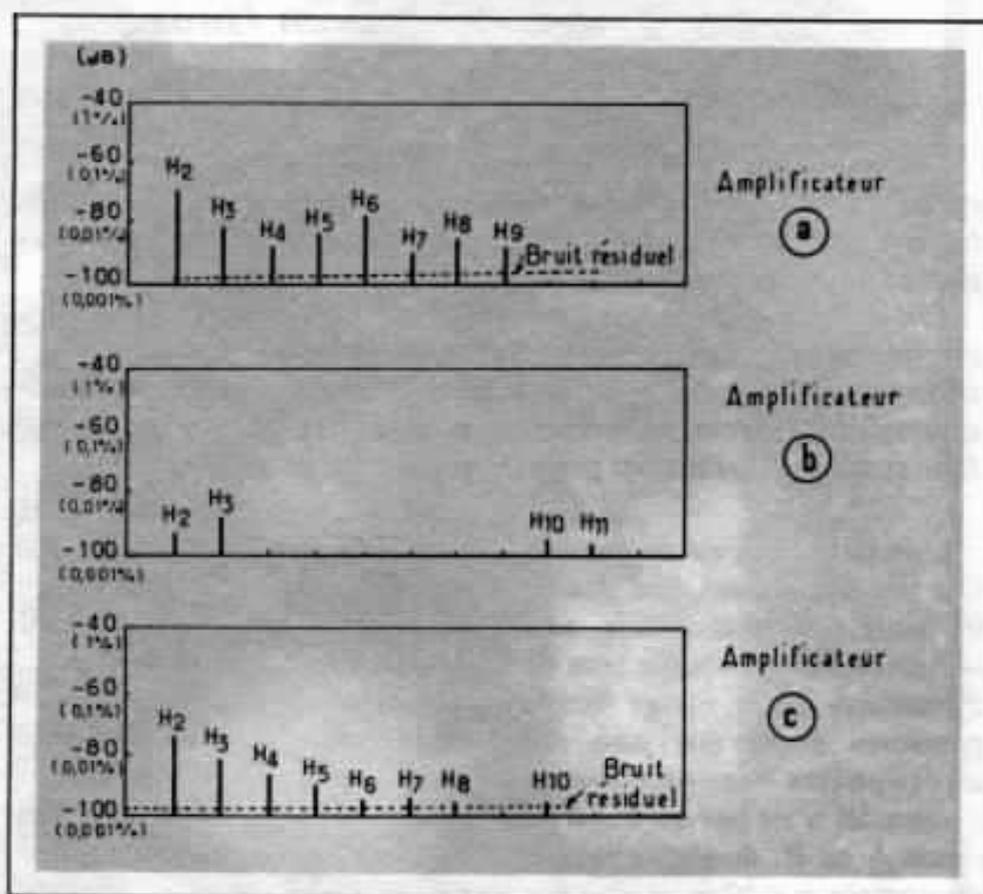


Fig 2 - Spectre de distorsion harmonique de trois amplificateurs A, B (appareil de très haut de gamme japonais) et C (appareil de bas de gamme mais excellent, hors production).

ment inférieur sur ce point. En reprenant, cette fois l'excellente KT66 en montage push-pull ultra linéaire, prises à 43%, ce taux passe à 2%. Mais ces 2% n'ont pas du tout le même contenu harmonique que la vraie triode PX4 : ils sont fait le plus souvent d'un harmonique 2 réduit (annulation par le circuit push-pull), d'un harmonique 3 relevé, d'un harmonique 4 pratiquement absent et un reste irrégulier. Il est entendu que d'autres contre-réactions peuvent arranger les choses, mais il s'agit alors de circuits tout à fait spéciaux, «acrobatiques» et difficiles à maîtriser. Une autre conséquence facheuse est que cette réduction avantageuse de la distorsion s'accompagne d'une perte en stabilité de l'ensemble (risques de rotation de phase, taux de contre réaction élevé, etc). C'est pourquoi, pour une même connaissance technique dans les domaines du transistor et du tube, il est plus difficile de réaliser un bon amplificateur à transistor, pour la simple raison que ce composant actif pris seul possède de trop nombreux défauts, dont le «camouflage» est très difficile.

Et ceci n'est pas le seul problème de l'amplificateur à transistors : devons nous y ajouter l'avantage et le désavantage de la liaison directe avec le haut-parleur, ces effets sur la boucle de contre réaction (effet de force contre électromotrice du haut-parleur réinjectant le signal dans l'amplificateur), effets qu'ont su mettre en évidence Matti Ojala et John Curl. Notons également la différence indéniable existant entre un tube et un transistor, quant à la vitesse de l'électron qui dans le vide est au moins 7 fois plus rapide que dans la

structure du semi-conducteur.

Il y a encore un autre point n'est pas directement lié au facteur d'amortissement : il s'agit de la caractéristique de *puissance en fonction de l'impédance de charge*. Dans un appareil à tube, celle-ci ne varie que très peu et s'adapte donc bien au haut-parleur. Dans un amplificateur dit OTL (sans transformateur de sortie) à tube les rapports impédance interne des tubes-puissance maximum-impédance de charge avantagent encore le haut-parleur qui recevra le maximum d'énergie aux alentours de sa fréquence de résonance.

Par contre, dans un amplificateur à transistors, à de rares exceptions près, la puissance de sortie *augmente* lorsque l'impédance de charge diminue, parfois de façon importante pour quelques ohms de différence. En tenant compte de l'instabilité transitoire de la caractéristique d'impédance du haut-parleur en fonctionnement, des circuits de protection des transistors pouvant écrêter ou modifier le niveau instantané, il devient réellement très difficile de concevoir un appareil de grande fidélité musicale, et les vraies réussites ne pourraient être le fruit que de chances extraordinaires ou d'un appareil longuement étudié, perfectionné et...écouté.

En passant aux circuits, une étude détaillée peut facilement s'étendre sur de nombreuses pages. Toutefois, le plus intéressant dans un circuit n'est pas le circuit lui-même, mais sa *philosophie*, le but recherché et les moyens mis en œuvre pour tenter de l'atteindre. Un circuit simple et bien étudié est toujours plus difficile à concevoir qu'un circuit compliqué, et de nombreux bons exemples existent en

circuits à tubes et transistors : les circuits de Dynaco, de Quad, Williamson... les illustrent.

Amplificateur Classe A de 20 watts

Les lecteurs se sont toujours demandés pourquoi l'amplificateur Kanéda n'a pas encore été décrit dans l'Audiophile. Plusieurs raisons existent : le choix délicat de certains transistors, l'appairage soigné de ceux-ci, en particulier quant à la *température*, le montage délicat de l'alimentation et surtout la *chaleur intense* dégagée par les radiateurs dépensant «inutilement» les 2/3 de la puissance consommée en calories.

Tout comme un amplificateur à gros tubes de puissance, le dégagement de chaleur de tels amplificateurs est intense. La température «normale» de 100°C d'un radiateur inquiète toujours. Si les divers composants sont de bonne qualité les problèmes ne se manifestent pas immédiatement mais dans l'année ou les années suivantes : transistors qui ne «tiennent pas», modification des valeurs des composants, condensateurs commençant à fuir ou entrant franchement en court-circuit, dérive en continu (car liaison directe) dont l'effet est de changer la position de repos de la bobine mobile, etc. Ce n'est donc pas simplement une question de qualité sonore mais une question de *fiabilité*.

Voilà pourquoi il nous a semblé préférable de commencer par un petit amplificateur classe A de puissance 15 à 20 watts, puissance déjà largement suffisante pour une écoute en appartement avec des enceintes acoustiques de bon rendement.

Mais rassurons les lecteurs, il ne s'agit là nullement d'un défaut. Un amplificateur très puissant utilise toujours en sortie de nombreux transistors en parallèle qui ont vite fait de dégrader la qualité sonore : augmentation des capacités parasites C_{ob} , parfait appairage impossible, courant très important plus difficile à stabiliser en passage transitoire...

Cependant que l'amplificateur soit de puissance 20 watts ou 500 watts, nous restons toujours devant une impossibilité : celle de tenter de respecter le niveau réel du signal. Le tableau 1, qui donne les niveaux les plus faibles et les plus forts de divers instruments d'un orchestre, nous indique qu'un haut-parleur de rendement 3% devrait résister à 2200 Watts (le problème des voisins n'est pas abordé) pour reproduire la dynamique d'un orchestre de 75 artistes. Nous

sommes donc loin du compte, en niveau maximum comme minimum, vu la grande insuffisance du rapport signal/bruit. Ce même tableau montre l'évidence de perte de définition, si l'échelle de ces niveaux est réduite à un niveau «d'appartement», qui est en réalité un effet de compression sonore et de limites dans le rapport signal/bruit du signal enregistré.

Circuit symétrique ou non ?

Dans les circuits à tubes ou transistorisés, le circuit parfaitement symétrique à toujours tenté de nombreux amateurs. Pour un circuit à tubes, entièrement symétrique et push-pull, la liaison par transformateurs est la plus simple. D'autres circuits comme le Paget, le Loyez sont symétriques. En transistors c'est un peu plus délicat : même en prenant des paires quasi complémentaires l'impédance de la par-

tie symétrique *supérieure* est rarement identique à celle de la partie *inférieure*. A bas niveau ce déséquilibre des impédances se traduit facilement par une augmentation *nette* du taux de *distorsion*. C'est ce que la figure 3 représente. Le phénomène est appelé aux USA et au Japon «hard distortion», distorsion «dure», comparée à la distorsion «douce», «Soft distortion», d'un bon amplificateur à tubes.

La figure 4 montre un exemple datant de 1970 d'un circuit symétrique pour interphone (Revue du Son n° 212, Déc 1970) dont le seul regret est de ne pas le voir entièrement relié en continu depuis l'entrée à la sortie.

Il existe, dans les techniques plus récentes d'autres circuits, dont certains fort compliqués mais ingénieux, totalement symétriques, tels que ceux des amplificateurs A et E, GAS

Instrument	Puissance moyenne (W)	Puissance min. et max. μ W et W	Rapport dynamique dB	Puissance nécessaire de l'amplificateur pour un haut-parleur de rendement de 3% (W)
Flute	0,0003	0,006 à 0,06	60	2,0
Piccolo	0,0005	0,005 à 0,06	60	2,7
Piano	0,0007	0,02 à 2,0	80	67,0
Cor	0,002	0,005 à 0,05	80	1,7
Trompette	0,007	0,3 à 0,31	60	10,0
Cymbale de 38 cm	0,03	9,5 à 9,6	60	320,0
Contrebasse	0,002	0,016 à 0,16	70	5,3
Triangle	0,0005	0,05 à 0,051	60	1,7
Grosse Caisse	0,1	0,13 à 13	80	430,9
Orchestre de 15 musiciens	0,006	9 à 9,01	60	300,0
Orchestre de 75 musiciens	0,04	6,6 à 66	70	2.200,0

Tableaux 1 :

Niveau acoustique de divers instruments de musique et puissance théorique de l'amplificateur nécessitée pour un haut-parleur de rendement 3% pour la restitution de ces niveaux.

Remarque que le niveau acoustique pour un instrument peut être aussi faible que 0,005 microwatt, que le piano possède le plus grand rapport dynamique (80 dB) et que, pour un orchestre de 120 musiciens plus un chœur de 200 personnes la dynamique peut dépasser 120 dB.

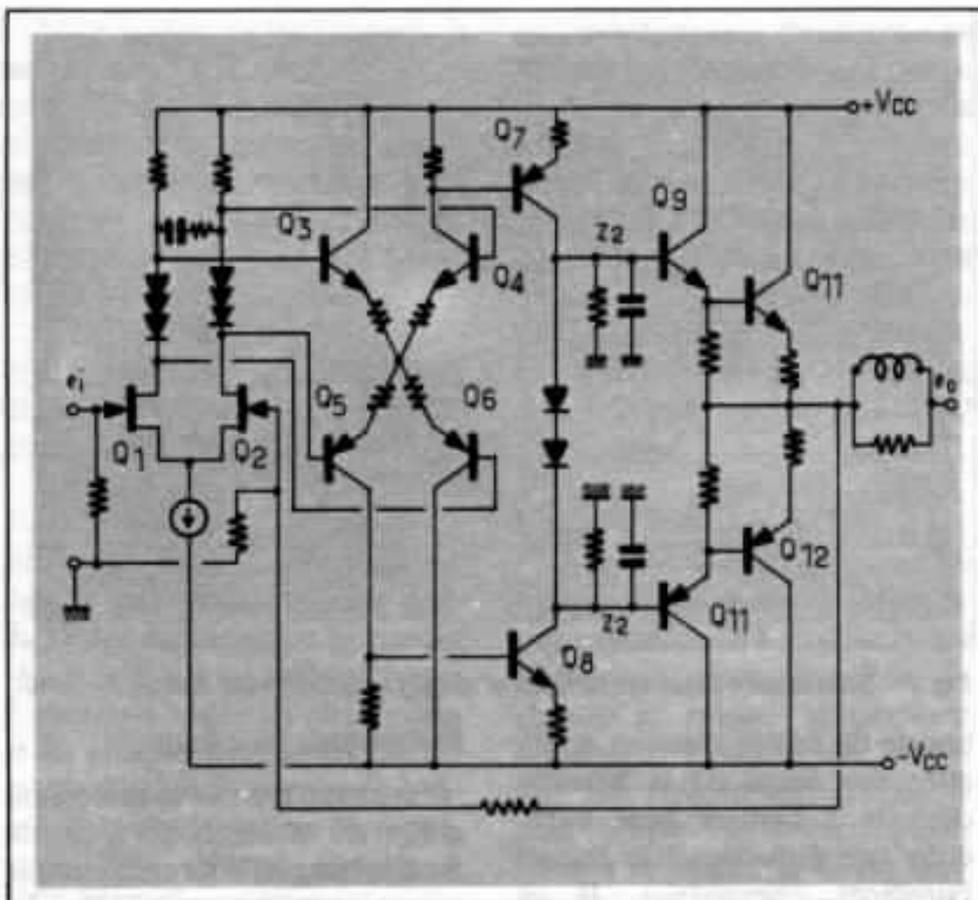


Fig 5 - Circuit Sansui «Diamant» très performant, faible taux de TIM et slew rate élevé.

tion économique et pratique car une bonne paire PNP/NPN différentielle est soit onéreuse, soit difficile à trier, ce qui revient au même. En effet, même au Japon où les composants de qualité se trouvent facilement, il est rare que les magasins spécialisés, parfois même uniquement dans les semi-conducteurs, ne vendent que du premier choix. Les meilleurs transistors sont presque toujours réservés en premier lieu aux grands constructeurs, pour qui la stabilité des performances dans la fabrication de grande série est primordiale. D'autre part, un revendeur soucieux du montant de son stock n'ose jamais passer une commande de transistors de premier choix, qui peut facilement se situer entre 1000 et 10000 pièces. C'est ainsi que de nombreux amateurs ayant expérimenté de nombreux circuits se sont trouvés rapide-

ment déçus par les résultats obtenus, allant jusqu'à douter de la sincérité d'un article paru dans une revue technique. Toujours

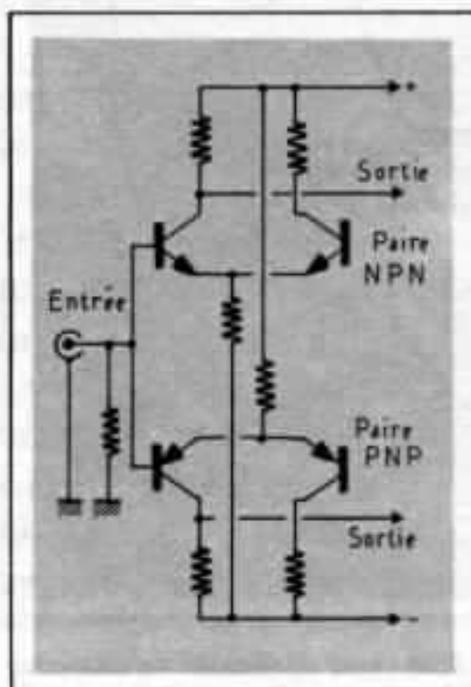


Fig. 6 - Schéma d'entrée utilisant deux paires différentielles; il est cependant très délicat d'avoir des «paires parfaites».

est-il que, même actuellement, il est nécessaire de se procurer au moins 100 transistors dans un magasin honnête pour pouvoir après tri, appairage (tentative d'appairage!), comparaison des paires sélectionnées sous jet d'air chaud ou froid (un sèche cheveu ou du gaz de Fréon peuvent faire parfaitement l'affaire), en tirer quelques bonnes paires. Car la moindre dérive en continu, amplifiée par les circuits va provoquer, comme indiqué plus haut, un déplacement de la position de repos de la bobine mobile, ce qui veut dire non linéarité des déplacements de la membrane, non linéarité de la souplesse de l'équipage mobile, perte de linéarité du champ magnétique, réduction de la puissance admissible, et même augmentation de la distorsion.

C'est pourquoi, tout en étant à couplage direct, le circuit différentiel a été supprimé et remplacé par le circuit de la figure 7a. Ce circuit, sans gain, utilisant des transistors complémentaires est de type «Double Emetteur Follower», permettant une inversion de phase dès l'entrée, reliant directement, donc avec le maximum de stabilité, les collecteurs, qui vont se «croiser», à l'alimentation symétrique.

Les transistors utilisés, de type à faible bruit, utilisation *audio*, parfaitement complémentaire sont les Hitachi 2SC1775A et 2SA872A. Ces paires (silicium epitaxial) qui ont un P_c de 300 mW, un V_{cbo} maximum de 120 V, un f_t de 200 MHz sont utilisées dans plusieurs récents amplificateurs et préamplificateurs car excellentes à tous points de vue. En boîtier Jedec TO 92, il faut noter que leur h_{FE} minimum suivant les lots n'est pas tout à fait le même pour le 2SC1775A et le

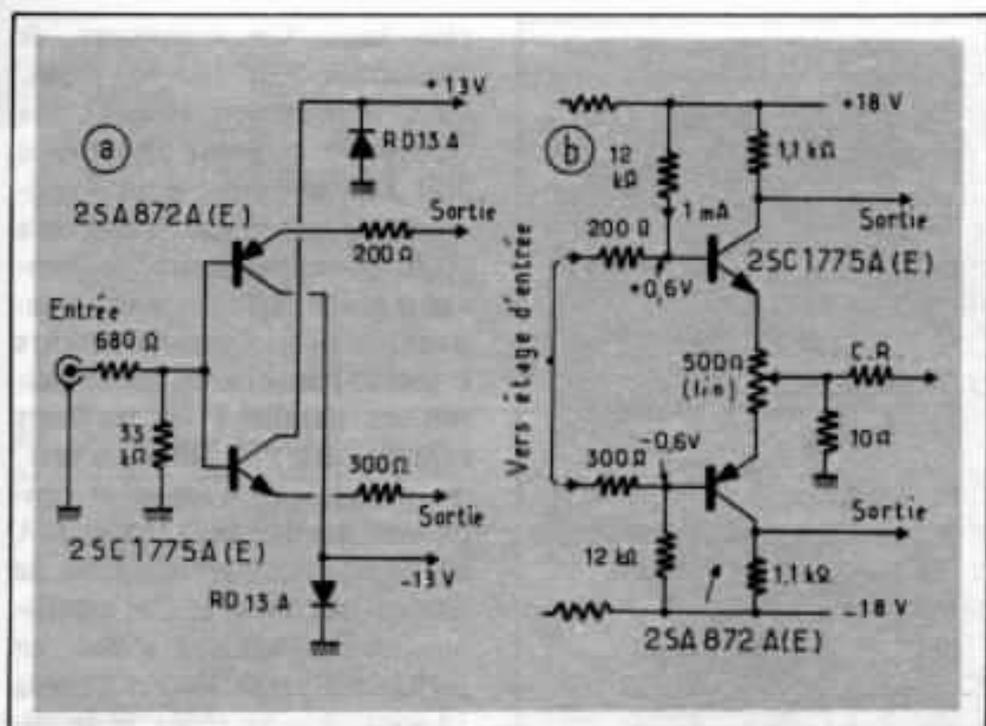


Fig 7 - Le circuit d'entrée utilisé de type «double émetteur follower» et le second étage employant les mêmes transistors.

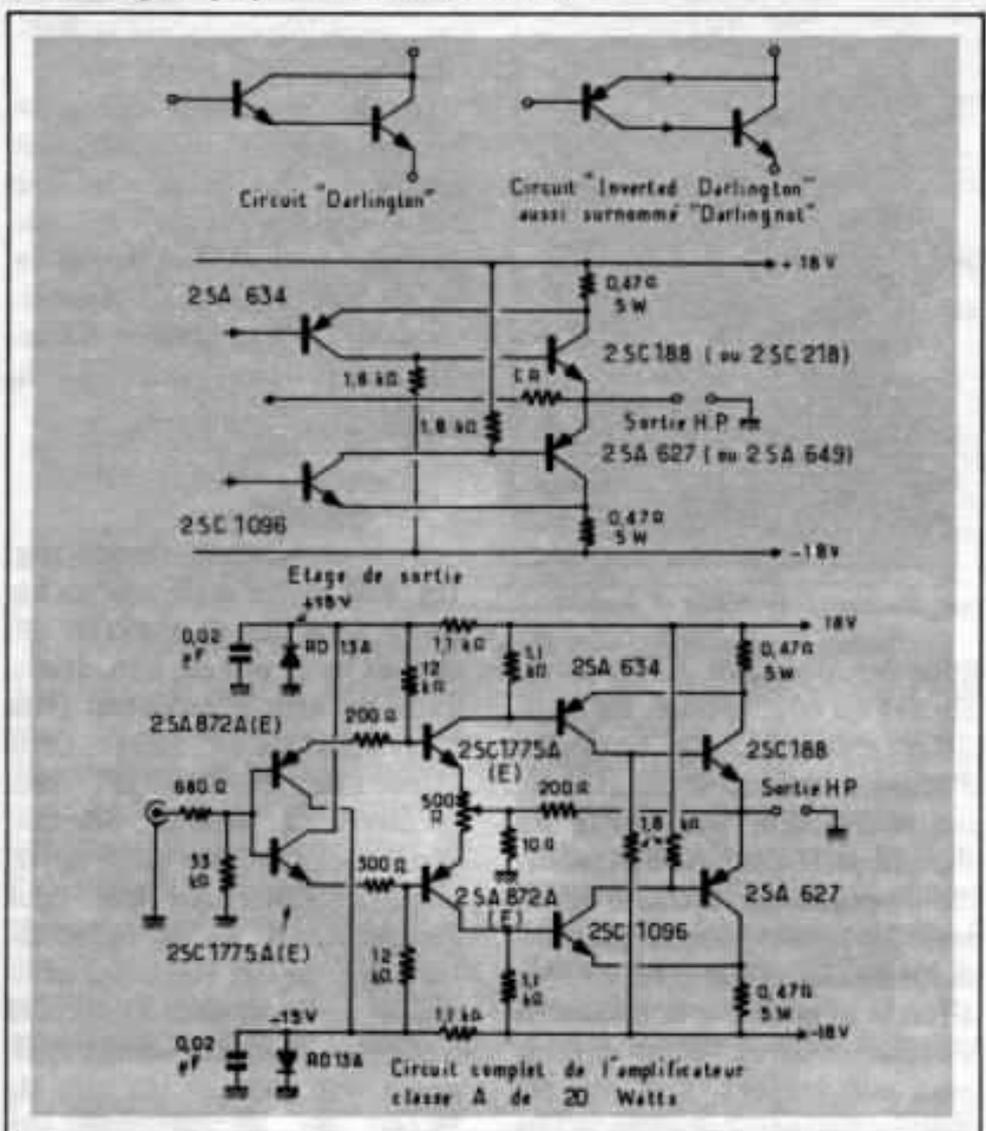


Fig 8 - L'étage de sortie de type Darlington inversé et le circuit complet de l'amplificateur classe A de 20 Watts.

2SA872A, c'est à dire réparti entre 400 et 2000 pour le 2SC1775A et 250 et 800 pour le 2SA872A.

Chaque boîtier possède, à part sa référence, une référence de tri, soit D et E pour le 2SA872A et E, F, G pour le 2SC1775A. Il est donc nécessaire, non seulement de se procurer du premier choix, mais aussi des lots de tri identiques, c'est à dire la référence de tri E, soit un h_{FE} identique pour la paire complémentaire, réparti entre 400 et 500. Notons aussi au passage que les mêmes séries sans le suffixe A sont des secondes séries, pour lesquelles les caractéristiques électriques maximum sont inférieures.

Second étage

La liaison au second étage se fait par l'intermédiaire de deux résistances série de valeur 200 Ohms et 300 Ohms valeurs légèrement différentes et destinées à équilibrer les impédances des parties symétriques inférieures et supérieures. Les deux résistances de polarisation de 12 kOhms ajustent le courant des transistors de puissance à 0,95 A. On peut, si on le désire, faire varier ce courant ou passer de classe A en classe A_2 ou AB_1 , remplacer ces valeurs par une résistance de 10 kOhms et une résistance série ajustable de 3 à 5 kOhms, fig 7b.

Ce second étage, composé des mêmes transistors mais de polarité inverse pour chaque partie symétrique, par rapport à l'étage d'entrée est chargé par les résistances de 1,1 kOhms, valeur sélectionnée et jouant sur le gain de l'ensemble. Les émetteurs sont reliés au trimmer et au circuit de contre réaction dont l'avantage est de travailler à basse impédance.

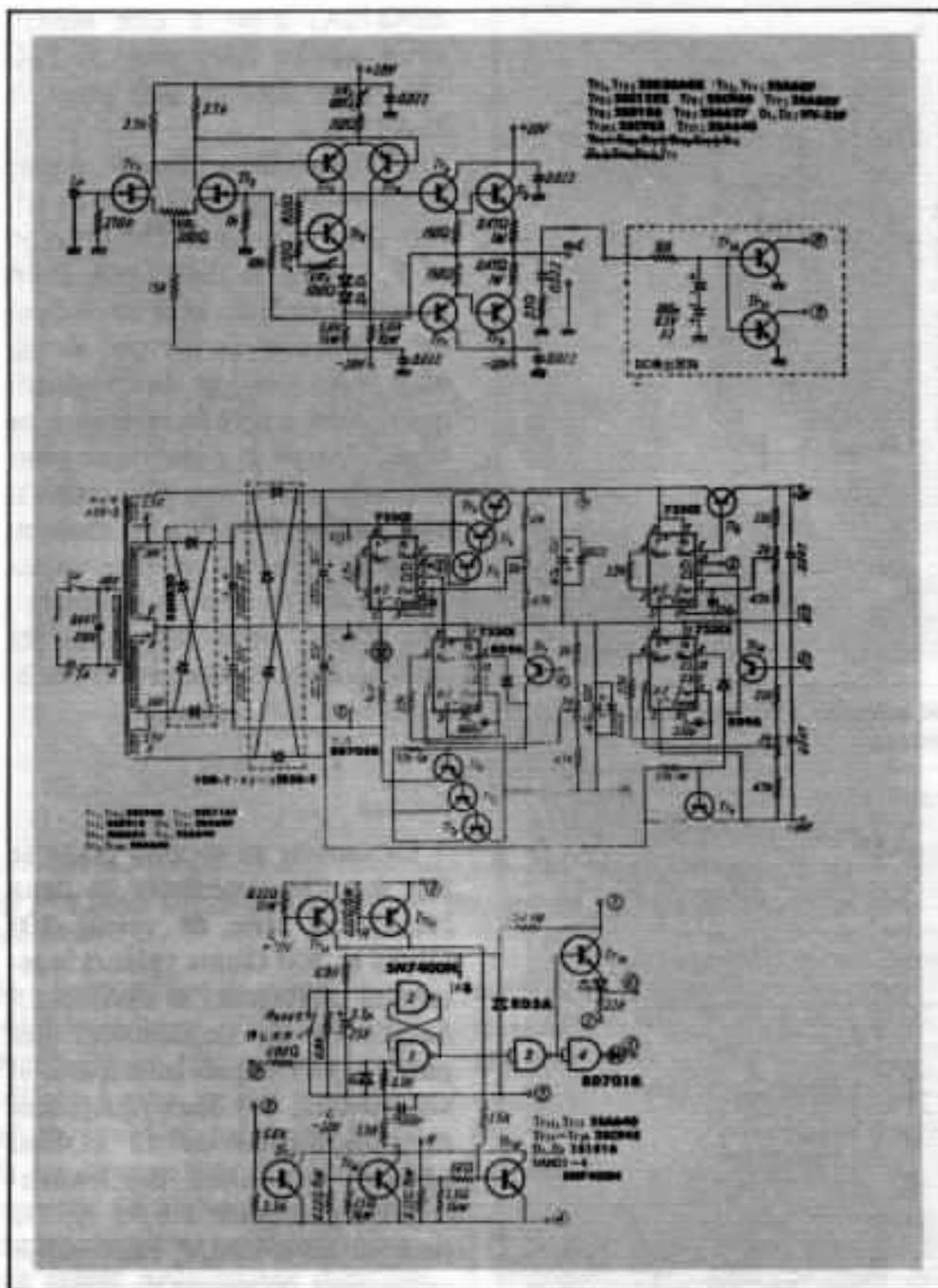


Fig. 9 - Schéma du circuit de l'alimentation du 2 x 15 W classe A Kanéda.

Etage de sortie

L'étage de sortie est un étage de conception particulière, surtout en ce qui concerne le choix des transistors et la *combinaison des caractéristiques* de transistors donnés ; cela faisant l'objet d'un brevet de protection.

A première vue, la figure 8 de l'étage de sortie fait penser à une combinaison dite Darlington.

En réalité, il s'agit d'un autre circuit baptisé «Darlington inversé» ou encore «Darlingnot», car on doit remar-

quer les polarités différentes, placées du côté opposé, du transistor d'attaque. Ce transistor d'attaque, qui reçoit par effet de contre réaction une partie du signal injecté à la base du transistor de puissance, modifie également les caractéristiques du transistor de sortie. Cet effet est tout à fait comparable à la liaison en «Ultra-linéaire» d'un circuit push-pull à tubes. Son rôle est très important concernant les exigences souhaitées pour un tel amplificateur, comme indiqué

plus haut. Ces transistors, de fabrication NEC 2SA 634 et 2SC 1096 permettent, couplés aux transistors de sortie 2SA 649 et 2SD 218, une combinaison optimum. Le seul regret est que cette paire complémentaire de puissance n'est plus fabriquée. Donnant sur les amplificateurs Kanéda, classe A de 50 W (liaison en parallèle) les meilleurs résultats que l'on puisse en tirer, ces paires sont maintenant remplacées par les 2SC 188 et 2SA 627 qui sont heureusement de qualité très proche. Ces transistors sont d'ailleurs utilisés en sortie sur l'amplificateur Kanéda 15 watts, qui est aussi un amplificateur de très haut niveau de qualité et dont le seul défaut est l'alimentation complexe et difficile à régler (voir figure 9).

Ici, les nombreux «gadgets» fort intéressants cependant, sont remplacés tout simplement par deux diodes zener (circuit d'entrée) limitant le courant en cas de surcharge et les résistances de 0,47 Ohm limitant le courant en cas de court-circuit de la sortie.

L'alimentation

Celle-ci est très simple (fig. 10). Elle utilise seulement de très fortes capacités (2 x 189.000 µF) et dont les avantages sont décrits dans un article précédent (voir N°8) écrit par M. Marec. Cette valeur de 189.000 µF, bien qu'élevée a semblé pourtant encore insuffisante pour un tel amplificateur. Rien que pour l'étage RIAA du préamplificateur Kanéda des essais ont montré des améliorations subjectives très nettes pour des valeurs atteignant 450.000 µF (au lieu de 39.000 µF), en particulier une meilleure «focalisation» des images sonores, un effet de profon-

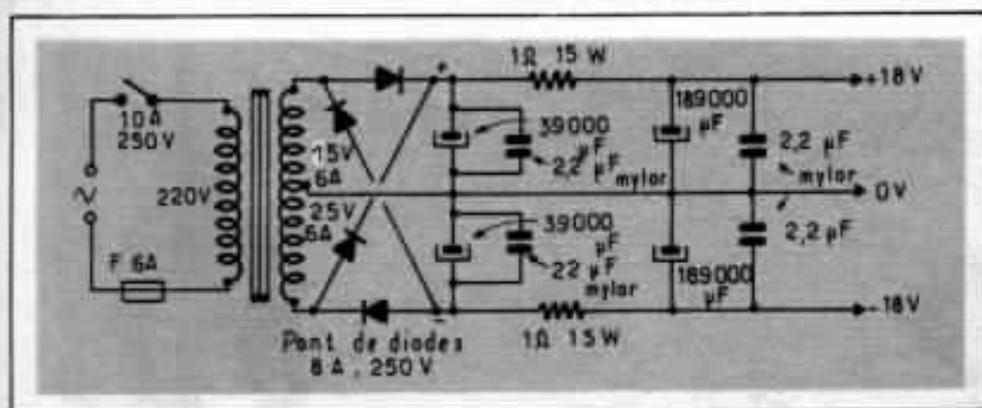


Fig. 10 - Schéma de l'alimentation.

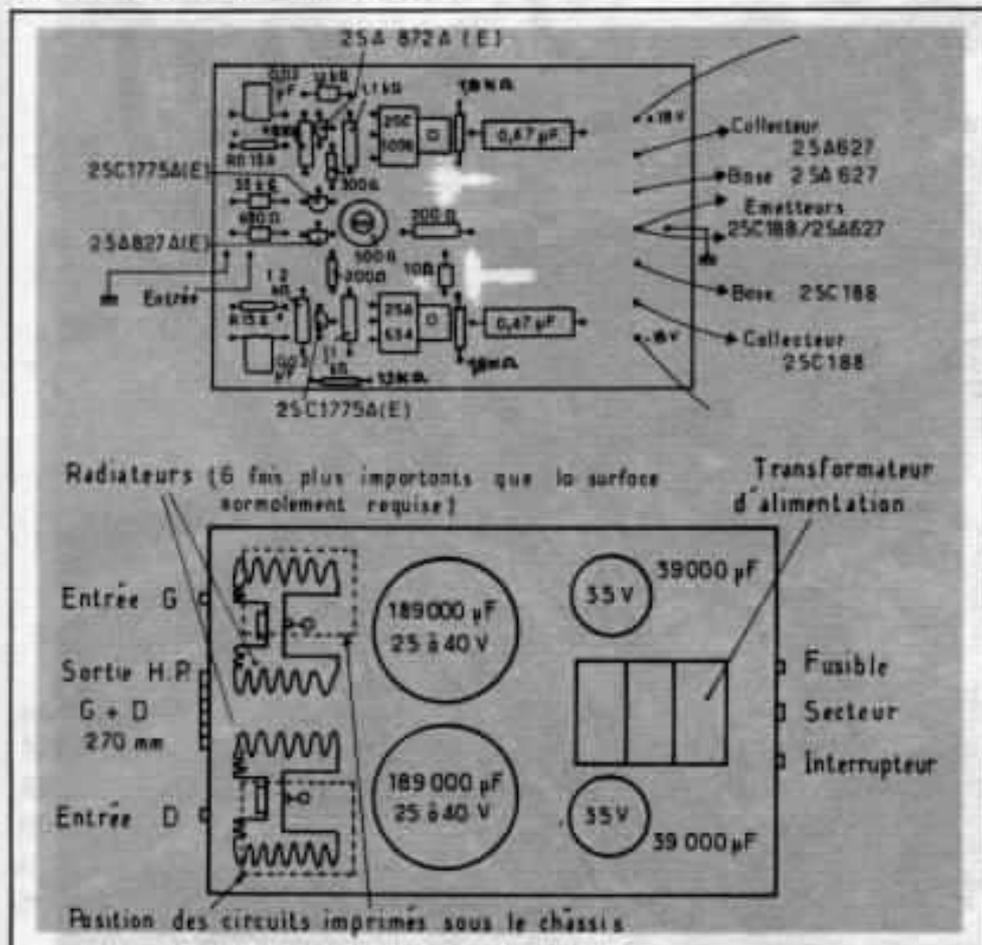


Fig. 11 - Disposition des éléments sur le circuit et implantation châssis.

deur réel et surtout beaucoup plus de dynamique. Le gros désavantage de telles alimentations est le volume et le courant important passant au moment de l'allumage, nécessitant des redresseurs de fort ampérage et une résistance série limitant le courant de charge à l'allumage, sans parler du prix de revient.

Les performances

Bien que très simple, ce circuit dont le gain total est de

(8 + 32 - 16) dB, soit environ 24 dB permet d'obtenir, suivant la polarisation, entre 18 et 20 watts (classe A).

A cette puissance, le taux de distorsion atteint pratiquement 1%. Il est dû principalement à l'alimentation qui est limitée ici volontairement à + et - 18 volts, pour préserver la durée de vie des transistors de puissance.

Par contre, ce taux de distorsion descend régulièrement pour passer à moins de 0,01% à 1 watt

et encore moins aux niveaux inférieurs jusqu'aux limites du bruit résiduel. Entre 4 et 20 Ohms la puissance de sortie ne varie que très peu et augmente même légèrement au delà de 8 Ohms. Cet effet serait d'ailleurs encore plus prononcé sans l'effet de la contre réaction.

Ajoutons que le trimmer de 500 Ohms (second étage) règle et annule le résidu continu en sortie et que la marge de sécurité prise rend inutile l'emploi de thermistances ajustant les courants. Soigneusement ajustés, les 4 premiers transistors aux caractéristiques inverses, offrant un effet d'auto-compensation de distorsion, permettent s'ils sont bien appairés, de supprimer le trimmer de 500 Ohms et de remplacer celui-ci par deux résistances.

Concernant la bande passante, la plupart des circuits à basse impédance, les transistors choisis et le circuit déterminant celle-ci, en font un amplificateur de très grande linéarité, soit de 0 Hz à 100 kHz à - 1 dB.

Qualités subjectives

Contrairement à de nombreux amplificateurs transistorisés insuffisamment étudiés, utilisant des transistors mal choisis (du point de vue technique comme subjectif) cet amplificateur écouté «en aveugle» fait plutôt penser à un bon amplificateur à tubes qu'à un amplificateur transistorisé. A la fois doux, dynamique, fin dans l'aigu, on doit constater que, comme quelques autres amplificateurs classe A, il donne l'impression d'être beaucoup plus puissant.

Dans le numéro suivant seront donnés les détails de la construction mécanique ainsi que les types de composants passifs utilisés.

**Page non
disponible**

L'amplificateur 300 B

Améliorations et modifications du circuit

Jean Hiraga

Dans le n°9 de l'Audiophile, l'amplificateur Anzai Zaika 300 B a été volontairement décrit sans aucune modification, en tant que circuit original Anzai lequel est d'ailleurs dérivé du circuit Western Electric. Comme ont pu le constater de nombreux lecteurs, il s'agit d'un circuit tout à fait courant où les seules particularités sont l'utilisation de deux tubes se mariant parfaitement (en parlant du 310A + 300B) et d'un tube de sortie triode de grande linéarité permettant une dissipation plaque élevée. Nous décrivons ici les diverses modifications faites uniquement dans le but d'obtenir la plus haute qualité de reproduction musicale.

Vu que la plupart de ces dites «améliorations» restent encore au delà des possibilités de mesures actuelles, il serait facile de considérer celle-ci comme «paratechniques». Néanmoins, il s'agit d'une amélioration réelle que toute oreille honnête pourra reconnaître. A l'époque des amplificateurs à tubes, les constructeurs étaient difficiles quant au choix d'un tube pour un circuit donné et tous connaissaient le «son» propre à un tube : la courante ECC 83, l'EL 34, la KT 88 ; alors que pour les

transistors ces reconnaissances sont beaucoup moins précises. Ils connaissaient aussi les «bons mariages» entre tubes, ainsi que les mauvaises combinaisons donnant de mauvais résultats d'écoute, sans aucune excuse «technique».

Mais en parlant de modification ou dite «amélioration», il faut toujours être très prudent. Ces «améliorations» sont le plus souvent surestimées au début. C'est ce que dit honnêtement l'audiophile japonais M. Tanaka : «A chaque modification dans le

bon sens, on a toujours l'impression d'avancer à pas de géant, alors qu'il s'agit bien de pas de «tortue». Car il y a là aussi toute une machinerie touchant à la psychoacoustique et à la préparation «involontaire» psychologique, qui se met en route au moment de l'écoute, pouvant complètement bouleverser la valeur des résultats d'écoute. Mais le temps reste le meilleur garant de la qualité et de nombreuses améliorations qui ont toujours été ressenties comme telles au fil des années, ont une

circuit Anzaf passe à 220 k Ω , résistance au tantale 1%, 1/2 W. R₂ reste de 600 Ω pour le 6SJ7, mais passe à 1,2 k Ω après modification (tantale 1%, 1/2W). R₂ est en série avec une autre résistance, R₃ de 180 Ω (tantale 1%, 1/2 W). Entre ces deux points sera relié un circuit de contre réaction dont le taux restera faible (environ 8 dB), soit R₁₁ de valeur 3 k Ω (carbone aggloméré 1/2 W, 5%).

R₄ reste à la valeur de 30 k Ω ; elle dérive une partie du courant vers la masse pour stabiliser la tension écran dont la moindre variation à une grande influence sur le courant plaque. R₄ est une résistance à film métallique Matsushita 2 W 5%.

R₅ est de 75 k Ω ; c'est une résistance de précision 1%, à film métallique ; elle ajuste la tension écran à 100 Volts.

R₆, résistance de charge de plaque, joue pour une même valeur, sur la qualité subjective, suivant le type de résistance utilisé. R₆ peut être soit au tantale (film de tantale, sortie sur fil de cuivre, 91 k Ω , 1%, 2 W) soit encore à couche de carbone ; elle peut être aussi remplacée par trois résistances de 270 k Ω , 2 W en parallèle, ce qui augmente la stabilité et réduit le bruit.

R₇, résistance de fuite de grille du 300B, est de 250 k Ω film de tantale 1%. La valeur de 250 k Ω assez élevée pour un tube de puissance, permet d'augmenter la constante de temps et d'améliorer la réponse dans le secteur grave, ceci pour une même capacité de couplage. C₁₄ étant un condensateur au mica de prix élevé une valeur faible est donc avantageuse.

R₈ est l'un des composants jouant le plus sur la qualité

sonore. Il a été choisi ici une résistance anti-selfique de puissance 40 watts, de type cimenté, marque américaine Dale, 1%. Cette résistance possède un boîtier extérieur en aluminium servant au refroidissement (genre Sfernice RH 50).

R₉ est une résistance de 10 k Ω , 2 W, Matsushita, film métallique.

Les condensateurs

C₁ : 100 μ F, 500 V électrochimique.

C₂, C₃ : 300 μ F électrochimique (ou 3 x 100 μ F) 500 V + 8 μ F 1000 V, papier huilé en boîtier étanche.

C₄, C₅ : 10 μ F, 500 V, papier huilé + Shizuki Mylar 2,2 μ F 600 V (C₂, C₃, C₄, C₅ sont en parallèle).

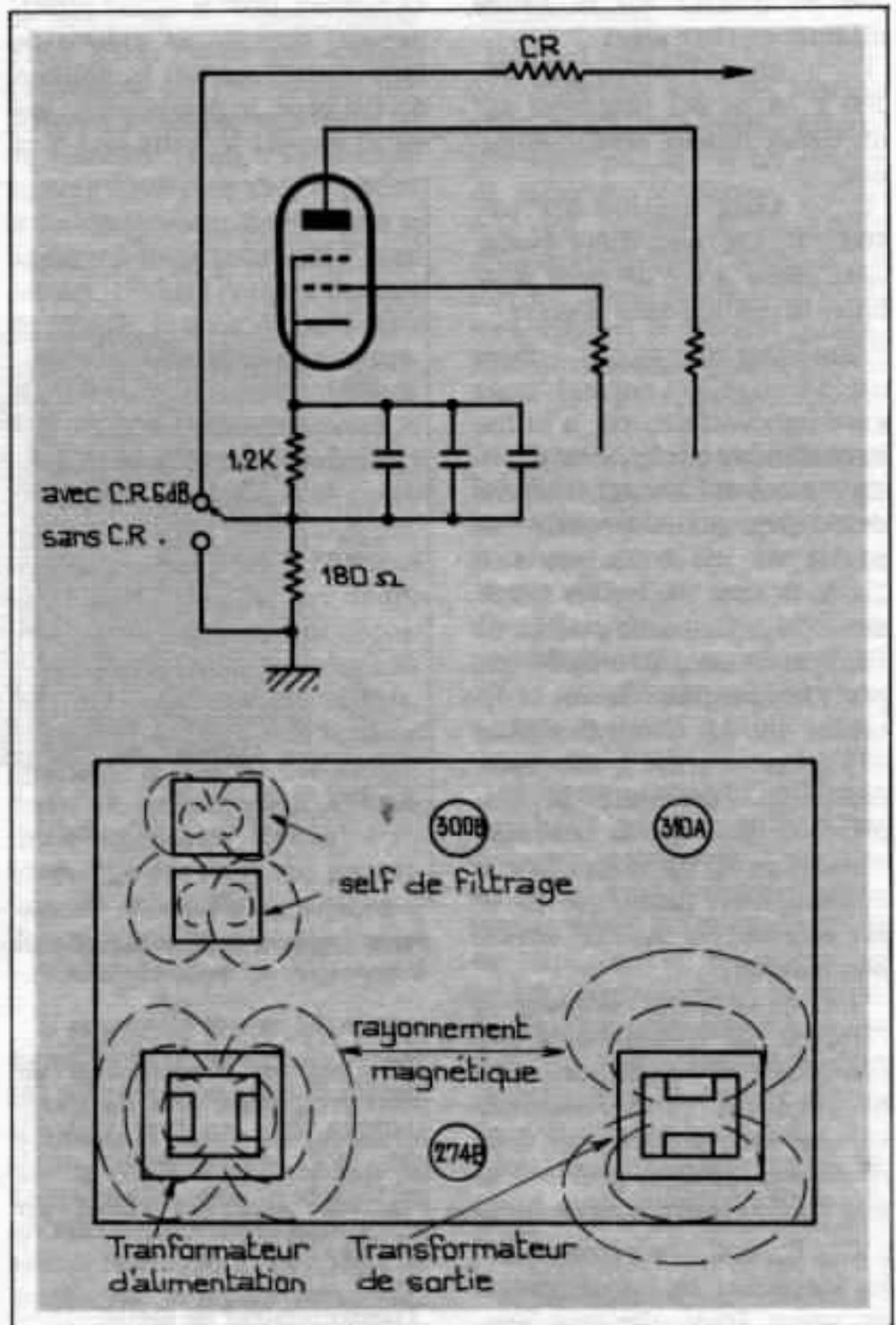


Fig. 2 - Dispositif de suppression de la contre réaction et implantation des transformateurs et selfs.

C_6, C_7 : 100 μF électrochimique + 2,2 μF Shizuki Mylar.

C_8, C_9 : 100 μF électrochimique + 8 μF papier huilé.

C_{10} : 100 μF , 16 V au tantale : la valeur et ce type de condensateur jouent sur le niveau subjectif et la dynamique du secteur grave/médium-grave.

$C_{11} + C_{12}$: Mica 0,1 μF , 1000 V + polycarbonate 2,2 μF , 250 V, (jouent sur la bande médium-extrême aigu)

C_{13} : Shizuki Mylar 6,8 μF , 200 V. A ne pas remplacer par un condensateur électrochimique.

C_{14} : Mica argenté 0,1 μF , 1000 V. On peut faire passer cette valeur à 0,2 μF pour améliorer la réponse dans le grave.

Ensemble C_{15}, C_{16}, C_{17} . Dans un découplage normal pour auto-polarisation, on n'utilise normalement que la partie $C_{16} + R_4$. Vu que la résistance variable de 50 Ω va mettre en série une partie de ses branches soit $2 \times 25 \Omega$. Avec l'ensemble RC de découplage, la partie extrême du filament ne sera découplée que par l'intermédiaire de ces résistances de 25 Ohms. L'orientation «Tanaka» consiste à découpler également l'extrémité du filament. A noter que la résistance variable de 50 Ω doit être de très bonne qualité (puissance 10 W sur stéatite ou modèle vitrifié non inductif).

La qualité du contact à l'endroit du curseur doit être excellente. Sur l'amplificateur de M. Tanaka, cette résistance variable est remplacée par deux résistances, ajustées pour obtention du plus faible bruit de fond.

C_{15}, C_{16} et C_{17} sont trois modèles identiques au polycarbonate de valeur 10 μF . On peut augmenter ces valeurs si l'on désire améliorer la réponse dans le

grave. Noter que C_{15} doit être appairé avec C_{17} pour une question d'annulation du bruit de fond (réglage du rhéostat de 50 Ω).

Un câblage en gros fil doit permettre une annulation totale du bruit de fond, malgré le chauffage du filament en alternatif. En effet, le chauffage en alternatif est plus avantageux que celui en continu, dont le défaut principal est, pour le cas présent de faire varier, suivant la position du filament, la polarisation, qui est ici de - 71 V, entre 69,5 V et

teurs de qualité équivalente (Millerioux, Radio Prim, Chrétien, etc). Au Japon, il en existe plusieurs, mais il faut se rappeler que 2,3 k Ω n'est pas une valeur standard et que les valeurs courantes sont 3,5 k Ω et 5 k Ω .

Transformateur d'alimentation

Il doit être correctement blindé et surdimensionné (2 x 360 V, 150 mA). A propos des diverses tensions, il est à noter que les tubes ont des dispersions et que ces tensions et

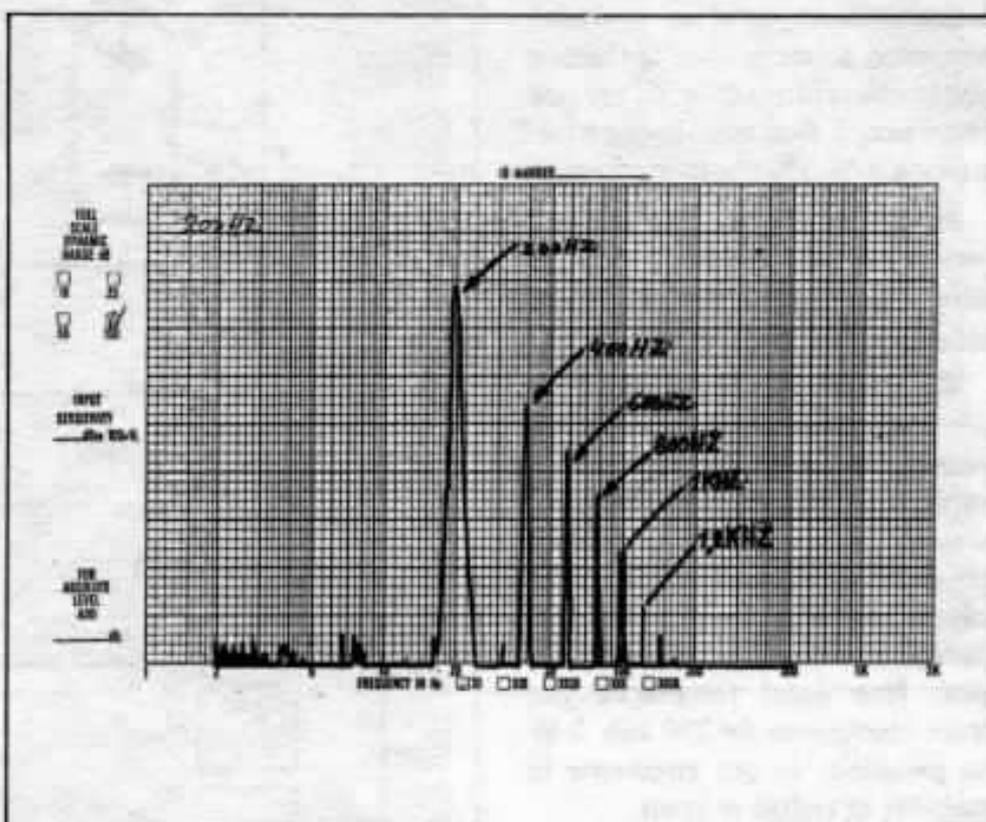


Fig. 3 - Spectre de distorsion de l'amplificateur 310 A/300 B. Le dégradé des harmoniques est quasi-parfait.

73,5 V (71 - 2,5 et 71 + 2,5).

C_{18} est un condensateur au polystyrol, placé près du transformateur de sortie. Il améliore la qualité de l'aigu et de l'extrême aigu. Sa valeur est 0,1 nF, 500 V.

Transformateur de sortie

C'est un modèle de puissance 50 watts, primaire 2,3 k Ω , secon-

daire 8 Ω . On peut trouver à présent en France des transformateurs peuvent varier facilement dans un ordre de 5% à 10%.

Câblage

On peut se référer au plan de montage de la page 16 du n°9 de l'Audiophile. Le fil de masse doit être de diamètre 2,5 mm

environ, en cuivre. Le fil de câblage utilisé est argent, diamètre 1 mm. On peut bien sûr le remplacer par un autre fil de diamètre 1 mm (genre Léonische).

Les divers condensateurs de découplage, comme C_{10} , C_{11} , C_{12} , C_{13} , etc, doivent être placés le plus près possible des supports des tubes (supports stéatite H.F).

Dans le n°9, page 14 et 15 le brochage des tubes est figuré, ce qui permet, en fonction de la dimension des composants (très variable selon les origines) de rechercher un positionnement optimal (liaisons courtes, entrée et sortie éloignées, bon positionnement du fil de masse) bonne orientation des transformateurs (transformateur dans une direction opposée au champ provoqué par le transformateur d'alimentation, à 90° par rapport à celui-ci). Il faut veiller à ne pas placer trop près des tubes 274B et 300B les électrochimiques (tubes qui chauffent beaucoup en fonctionnement permanent).

Veillez à bien fixer les composants les uns aux autres *avant* la soudure, à l'exemple du câblage militaire dit «américain» dont le seul désavantage est le démontage difficile. Soudure : Multicore Savbit, dopée au cuivre.

Choisir un châssis en aluminium. La raison de la supériorité de ce métal est mal expliquée, mais il est un fait qu'un même montage réalisé dans deux châssis différents donne des résultats d'écoute différents. D'après les recherches faites par les laboratoires Sony entre autres, on parle de courants magnétiques, courants de Foucault et d'Eddy. Un autre avantage du châssis en aluminium réside en un travail facile pour le perçage.

Interrupteurs SW_1 et SW_2 . Ils

sont de type 10 A, 250 V. Noter que, vu les capacités importantes du filtrage de la haute tension, il est nécessaire d'actionner SW_2 seulement 20 secondes environ après SW_1 , pour permettre au filament du 300B et à la cathode du 310 A d'être portés à leur température de fonctionnement.

La figure 3 montre le spectre de distorsion de l'amplificateur 310A/300B. Noter que, malgré l'échelle de 100 dB, malgré une différence audible très nette (et de combien !) on n'obtiendrait aucune différence avec le circuit et les composants décrits dans le numéro 9 (avec le tube 310 A en entrée). D'autre part, au dessous de 100 dB, le bruit de fond masque les harmoniques. Par contre, la différence entre un condensateur simple électrochimique, et un jeu de divers condensateurs bien sélectionnés placés en parallèle, apporte des différences nettes dès que l'on passe au dessous de -130dB. C'est ce que donne les analyses du spectre de distorsion faites à l'aide des appareils les plus sensibles du monde, comme le fameux F.F.T. (Fast Fourier Transform) réalisé par Sony en collaboration avec la firme américaine Hewlett Packard, l'un des seuls qui permettent de descendre en analyse à des valeurs aussi basses que -180dB.

Il est certain que vu le rapport signal/bruit d'un disque courant (40 dB en moyenne) et le niveau d'écoute pratiqué, ces composants sélectionnés ne font pas uniquement que réduire le niveau de distorsion à un très bas niveau (soit -130 à -140 dB) ; ils améliorent le signal reproduit, ceci à des niveaux beaucoup plus élevés ; seule l'écoute peut permettre de vérifier ce fait. Il est

certain que si l'analyse instantanée d'un signal musical injecté et reproduit pouvait être faite, elle serait d'une aide des plus efficaces pour le choix des composants actifs et passifs d'un amplificateur, puisque contenant la somme de tout ce que nous pouvons entendre en tant que semblable ou différent : finesse de l'aigu, dureté, dynamique, nuances, contrastes, etc...

Mais il reste encore très difficile d'obtenir avec un schéma aussi simple, une qualité subjective aussi poussée et un spectre de distorsion si parfait. L'examen du spectre de distorsion d'un amplificateur donnant un son d'ur donne toujours un spectre irrégulier, avec soit H_1 , prédominant, soit les harmoniques de rang impair prédominants.

Comme il l'a été de nombreuses fois dit et redit, la forme du spectre est bien plus importante que le niveau total de distorsion. Ainsi, malgré un taux total de distorsion voisin de 1%, cet amplificateur procure une fidélité et une absence de distorsion audible rarement atteinte.

Notez que, comme l'indique la figure 2, on peut utiliser un inverseur permettant d'annuler ou non la contre réaction, dont le taux est de l'ordre de 6 dB. Il est important de noter que cet amplificateur est, sur la chaîne de M. Tanaka, utilisé uniquement sur les voies médium et aigu. Pour tout le spectre, il peut dans de nombreux cas, soit manquer d'amortissement dans le grave, soit manquer de puissance.

C'est sans doute, un circuit qui permet de tirer le maximum d'une des meilleures triodes du monde, la 300B.

**Page non
disponible**

Réalisation d'un filtre électronique à triodes

1 - Considérations sur le filtrage

L.E. Larsen
Traduction et adaptation
Gérard Chrétien

Plusieurs articles consacrés aux problèmes du filtrage ont déjà été publiés dans nos colonnes. Filtres d'ordre pair, filtres d'ordre impair, c'est un sujet qui fait l'objet de véritables querelles partisanses.

Aussi nous vous proposons cet article qui aborde le thème sous un aspect global. Il est impératif de prendre en compte l'intégralité des paramètres, avant de définir un choix. L'analyse des diagrammes de rayonnement met clairement en évidence les graves perturbations introduites par un filtre de Butterworth du 3^e ordre, pourtant considéré comme l'une des meilleures solutions...

L'étude de L.E. Larsen débouche sur la réalisation d'un filtre actif utilisant des triodes, laquelle fera l'objet d'une seconde partie dans le prochain numéro.

Dans un système haute-fidélité, les filtres sont nécessaires pour placer chaque haut-parleur dans sa plage de fréquences spécifique. Ainsi le système de filtrage peut aider à optimiser les performances de chacun des transducteurs, en délimitant une gamme de fonc-

tionnement linéaire et en procurant un diagramme de rayonnement constant sur trois décades ou plus de fréquence. La stabilité du diagramme de rayonnement est spécialement critique dans la région de la fréquence de coupure. En effet les diagrammes de deux haut-parleurs ou plus,

fonctionnant simultanément, se chevauchent et produisent une enveloppe de rayonnement résultante fondamentalement différente de celle créée par un seul transducteur (cf l'Audiophile n° 5). Cette enveloppe résultante est issue de phénomènes d'interférence.

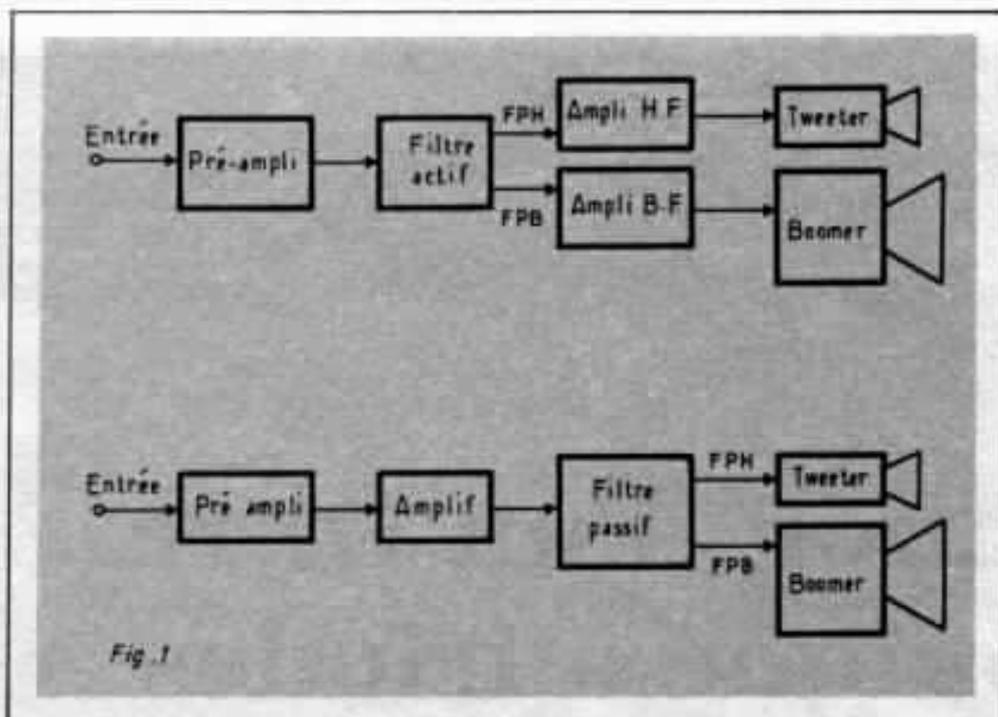


Fig 1 - Schéma de principe du filtrage passif et actif.

Filtres passifs et filtres actifs

Deux types de filtres sont en général utilisés. Le type le plus courant est de configuration passive, c'est-à-dire sans circuit actif procurant un gain, conçu pour un fonctionnement à haute puissance et offrant une faible impédance d'entrée et de sortie (fig. 1). L'autre type rencontré est d'une structure active, conçu pour un fonctionnement à basse puissance et haute impédance. Le filtre passif est naturellement placé entre la sortie de l'amplificateur et les divers transducteurs constituant l'enceinte acoustique. Le filtre actif, quant à lui, fait partie intégrante de la section électronique et se situe entre le préamplificateur et les amplificateurs de puissance spécialisés pour chaque registre de fréquence. D'autres variantes existent, toutefois elles sortent des concepts les plus couramment employés.

Les filtres actifs sont constitués par des amplificateurs de tension sélectifs en fréquence. Souvent, le circuit emploie des amplificateurs à large bande en amont de la section filtre propre-

ment dite dont le gain normal n'excède jamais 1. Aussi faut-il prévoir une possibilité de contrôle de niveau et un étage tampon à l'entrée. Un étage de sortie intermédiaire peut être nécessaire si le circuit doit être intercalé avec un amplificateur de puissance offrant une impédance d'entrée basse ou réactive.

Technologie des circuits actifs

Les systèmes actifs les plus communément employés sont les amplificateurs opérationnels spécialement conçus pour une haute impédance d'entrée et une basse impédance de sortie. Ces caractéristiques sont le plus souvent procurées par un fort gain en boucle ouverte qui est ramené à l'unité par une contre-réaction. De tels amplificateurs peuvent avoir des spécifications tout à fait remarquables. En exemple le modèle LH0033 de National Semiconductor offrant une impédance d'entrée de 10^{11} ohms, une impédance de sortie de 6 ohms, un courant de sortie en fonctionnement continu de ± 100 mA et un slew rate de 1000 V/ μ s.

Les transistors discrets, sont également utilisés pour de tels circuits actifs. Ceux-ci fonctionnent en général en émetteur commun à gain unité.

Des triodes, plus rarement, constituent l'élément actif. Cependant, la plupart des structures de triodes connues ont été définies de telle sorte qu'elles ne sont pas directement adaptées aux nouvelles théories des filtres comme celles ayant trait au problème de stabilité de l'enveloppe de rayonnement dans la région de coupure ou à celui des distorsions de temps. Toutefois, la triode ne pose en aucun cas de difficultés majeures d'insertion, bien que ses caractéristiques soient loin d'être idéales pour ce type d'application. Lorsqu'elle est utilisée dans une structure active de filtrage, la triode est montée en cathode follower. Ce mode de fonctionnement offre la haute impédance d'entrée et la basse impédance de sortie nécessaires pour prévenir toute interaction avec les éléments réactifs, constituant la cellule de filtrage active.

Cependant, à cause du faible gain relatif en boucle ouverte des triodes disponibles, le gain en boucle fermée n'est pas aussi près de l'unité, comme cela est le cas avec un amplificateur opérationnel spécialisé ; de même, l'impédance d'entrée n'est pas aussi haute, et l'impédance de sortie pas aussi basse. En fin de compte, la cathode follower offre un slew rate inférieur à celui des amplificateurs opérationnels intégrés. La valeur typique de l'impédance d'entrée est de l'ordre de 10^6 ohms dans le cas d'un montage cathode follower, l'impédance de sortie d'environ 100-1000 ohms et le gain de 0,9 à 0,95 avec un slew rate de l'ordre de 10 V/ μ s.

Il n'est donc pas surprenant que la triode ait perdu la faveur des constructeurs ces dernières années, principalement pour la

conception de filtres actifs. Les amplificateurs opérationnels intégrés étant bien supérieurs sur le plan des spécifications. Quand on peut être certain que l'élément actif utilisé à un gain unité, une impédance d'entrée quasi-infinie et une impédance de sortie quasi-nulle, la conception de filtres simples rejoint la «recette de cuisine». Toutefois la triode reste un composant très apprécié dans les applications audio où les qualités subjectives sont grandement prises en compte.

La conception d'un filtre actif à base de triode est plus difficile que celle utilisant des amplificateurs opérationnels. Cependant la démarche à suivre est décrite dans les ouvrages classiques. Seul un peu d'ingéniosité et d'appréciation sont nécessaires pour s'affranchir des limitations des caractéristiques de la triode. Cela même pour des filtres complexes avec des paramètres de fonctionnement serrés.

Paramètres de filtrage des filtres actifs

Les filtres ont une structure spécifique liée aux performances souhaitées en fonction de la fréquence. Ils sont décrits par le concept d'invariance dans le temps, de linéarité de la fonction de transfert. Une analyse expérimentale des filtres, telle celle décrite ultérieurement dans cet article, explicite la fonction de transfert en fonction de deux variables dépendantes de la fréquence : l'amplitude et la phase. Ces paramètres décrivent les caractéristiques de sortie du filtre en fonction du signal d'entrée aux fréquences pour lesquelles il est conçu. C'est-à-dire que pour chaque fréquence, la sortie est liée à l'entrée par une relation qui est uniquement déterminée par l'excursion d'amplitude et la rotation de phase. La fonction de transfert peut être définie par deux graphes dans la représentation de Bode : l'un pour l'ampli-

tude en fonction de la fréquence, l'autre pour la phase en fonction de la fréquence. Le signal d'entrée est la somme de fréquences, chacune avec une amplitude et une phase respective. A chaque fréquence du signal d'entrée, l'amplitude est multipliée par la valeur de l'amplitude de la fonction de

transfert à cette fréquence ; de même que la phase de chaque fréquence à l'entrée est modifiée par la valeur de la phase de la fonction de transfert à la fréquence correspondante. La variation d'amplitude et la déviation de phase ainsi obtenue à partir du signal d'entrée, constitue le signal de sortie du filtre.

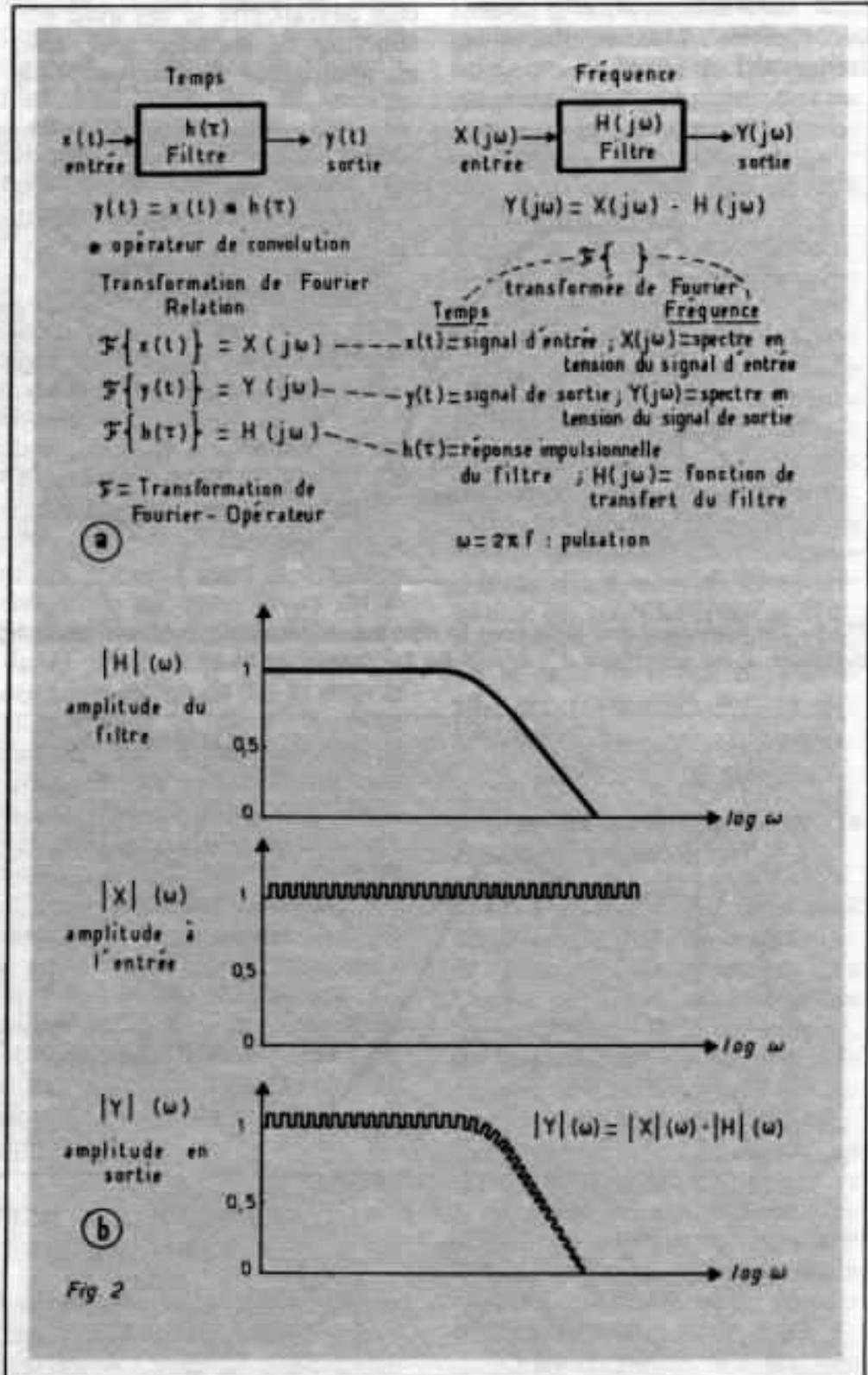


Fig 2 - a) Définition temporelle et fréquentielle d'un filtre.
b) Action d'un filtre dans le domaine fréquentiel.

Cette notion est illustrée en figure 2. En fait, la fonction de transfert ne fait que définir les opérations nécessaires pour convertir le signal d'entrée en signal de sortie, et cela dans le domaine fréquentiel. Une transformation équivalente peut être définie dans le domaine temporel, toutefois, intuitivement, les filtres sont habituellement plus compréhensibles dans le domaine fréquentiel.

Tout filtre linéaire est complètement défini par sa fonction de transfert. Les tables et graphiques présentés à la suite de cet article sont connus comme étant représentatifs des fonctions de transfert. Il s'agit en fait d'un échantillonnage effectué à diverses fréquences discrètes et non d'une analyse continue, comme cela devrait être le cas avec une fonction de transfert qui, elle, est analogue ou continue. Si le

signal d'entrée est limité en bande, la fréquence d'échantillonnage peut être choisie pour représenter toutes les fréquences contenues dans le signal, les graphes sont tracés comme des fonctions continues, bien qu'ils ne contiennent en fait qu'un certain nombre de points limités.

Il est toutefois envisageable, si l'on désire avoir une description complète de la fonction de trans-

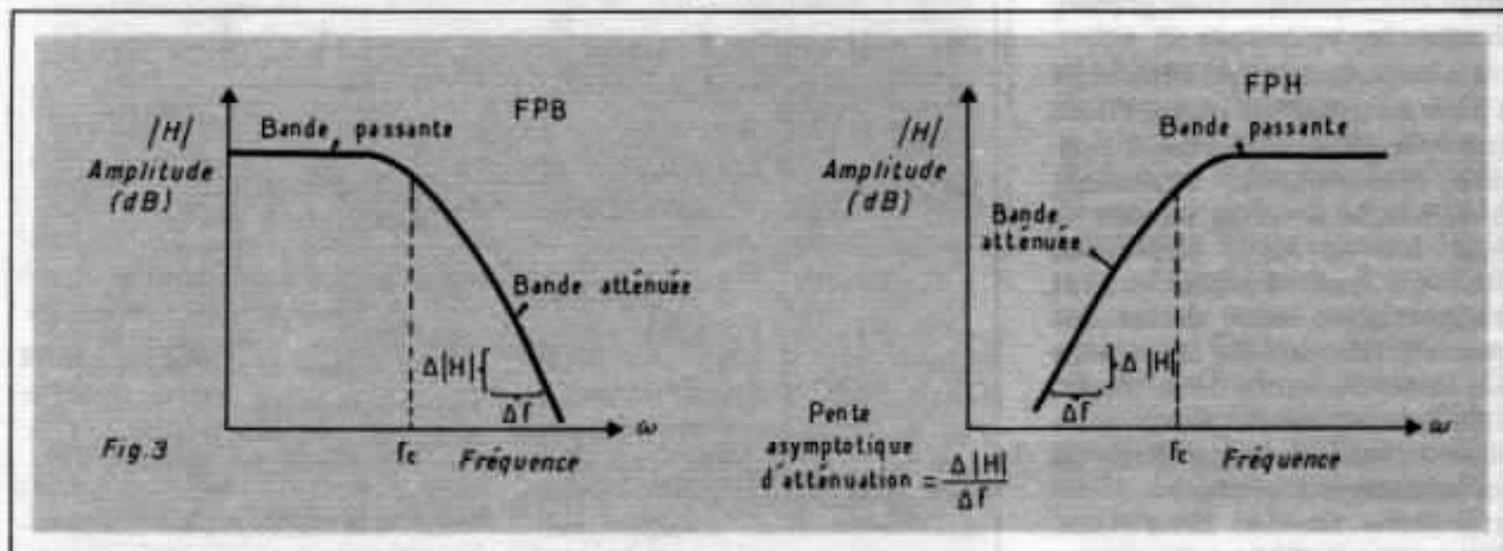


Fig 3 - Un filtre peut être défini par sa réponse en amplitude en fonction de la fréquence. Mais cela n'est en aucun cas suffisant, il est nécessaire d'y adjoindre la réponse en phase.

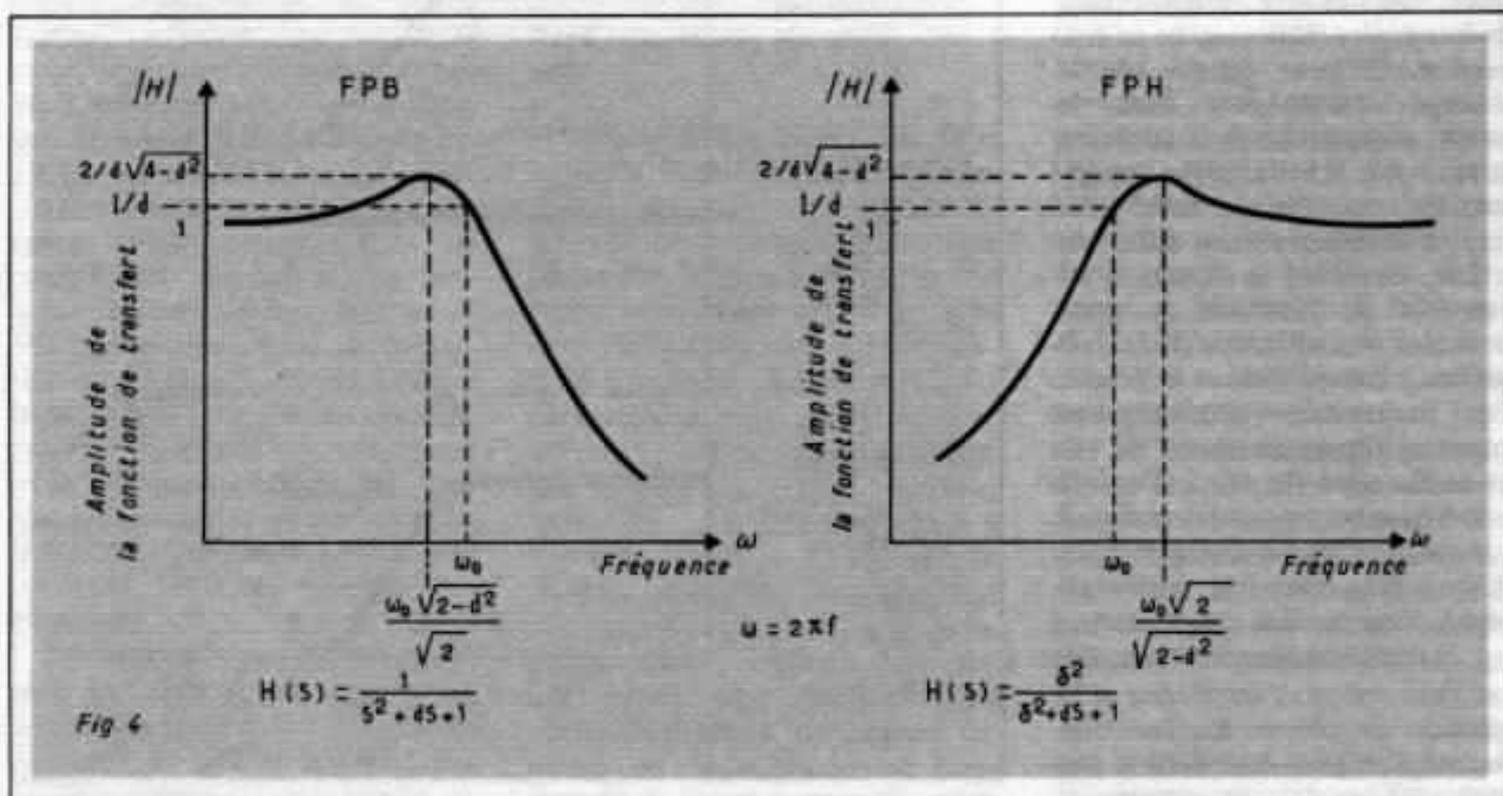


Fig 4 - Représentation graphique du facteur d'amortissement.

fert, d'avoir recours à une description paramétrique qui procure certaines caractéristiques fonctionnelles, au sens mathématique du terme. Par exemple la forme de l'amplitude de la fonction de transfert peut être décrite comme un filtre passe bas (FPB), ou un filtre passe haut (FPH), ou un filtre passe bande comme indiqué en figure 3. Le FPB est le filtre prototype par excellence, le FPH pouvant en être déduit par une transformation inverse en $1/f$, le passe bande, quand à lui, peut être obtenu par une série de FPB et de FPH.

Facteur d'amortissement

La caractéristique d'atténuation de l'asymptote au-delà de la coupure, est souvent considérée comme un paramètre caractéristique des performances. Dans les discussions non techniques, ce paramètre est, la plupart du temps, considérés comme suffisants pour définir un filtre. En fait c'est une description totalement inadaptée à tout filtre contenant des éléments réactifs, à l'exception toutefois d'un filtre simple étage RC. Ce dernier est limité à une atténuation asymptotique de 6 dB/octave. Tout filtre du second ordre composé de réseaux actifs avec des éléments RC, ou passifs avec des éléments RLC, nécessite au minimum un paramètre supplémentaire qui est le facteur d'amortissement. Le facteur d'amortissement décrit la forme de l'atténuation aux alentours de la fréquence de coupure f_c , contrairement à la réponse asymptotique. En d'autres termes, il représente le comportement de l'amplitude et de la phase de la fonction de transfert à proximité de f_c . Pour être plus explicite, plus le facteur d'amortissement est élevé, moins l'atténuation au-delà de f_c est marquée, et moins la remontée en amplitude sur f_c est accentuée. Le facteur d'amortissement peut

être illustré graphiquement comme en figure 4. C'est un paramètre de première importance en audio, car le régime asymptotique n'est atteint que loin au-delà de la coupure.

Il existe un rapport 10 avec la fréquence de coupure avant que la réponse asymptotique ne soit atteinte. Aussi, dans les deux premières octaves qui suivent la coupure, la réponse du filtre est plus gouvernée par le facteur d'amortissement que par la réponse asymptotique. Nous reviendrons sur cet aspect du problème sous un autre angle.

Considérons pour l'instant deux filtres du second ordre, ayant tous deux une atténuation asymptotique de 12 dB/octave, mais avec des facteurs d'amortissement différents à 20 % ; leur atténuation à un octave de la coupure de -9,82 dB et de -12,3 dB respectivement pour l'amortissement supérieur et inférieur. De la même manière dans le domaine temporel, les deux filtres diffèrent de par le dépassement à un signal d'entrée en échelon, le dépassement est de 0,1 % pour le plus amorti et de 5 % pour l'autre. Les différences de la réponse entre de tels filtres augmentent avec l'ordre. Par exemple, avec des filtres du 4^e ordre ayant une différence de 20 % en facteur d'amortissement, on obtient un dépassement de 11 % pour le moins amorti comparé à 0,25 % pour le plus amorti. De même qu'à $2 f_c$ de la coupure, on obtient respectivement une atténuation de 24,1 dB et de 13,4 dB pour le moins amorti et le plus amorti.

Temps de propagation de groupe

Un autre paramètre important des filtres est constitué par la variation dans la réponse en phase de la fonction de transfert liée à la fréquence. Ce paramètre

est connu sous le nom de temps de propagation de groupe. Quand la réponse en phase est linéaire en fonction de la fréquence, le temps de propagation de groupe est constant. Dans ces conditions, le filtre n'est entâché d'aucune distorsion de propagation de temps. En d'autres termes quand le temps de propagation de groupe est constant, toutes les composantes de fréquence atteignent la sortie du filtre avec un temps de propagation qui est tout simplement constant quelle que soit la fréquence. A noter que cela n'est pas équivalent à une rotation de phase nulle. Laquelle n'est qu'un cas particulier d'un temps de propagation de groupe constant où la constante est nulle. Toute autre valeur de la constante est aussi admissible. Et toute relation linéaire entre la réponse en phase et la fréquence sera suivie d'une distorsion de propagation nulle. Dans le domaine temporel, ce type de distorsion altère la forme d'onde. La distorsion de propagation est particulièrement critique dans les circuits numériques où la base de temps est établie sur les fronts de montée des impulsions.

Expression polynomiale de la fonction de transfert

La conception de filtre doit donc tenir compte de la forme de la fonction de transfert, de l'ordre du filtre, de la réponse asymptotique, de l'atténuation, de la fréquence de coupure, du facteur d'amortissement et du temps de propagation de groupe. Cette description, basée sur les divers paramètres est à la fois incomplète et redondante. En effet, de nombreux facteurs sont interdépendants, par exemple la réponse en phase et le facteur d'amortissement sont liés, de même que la forme de la réponse dans la bande non atténuée et le facteur d'amortissement sont

dépendants. Nombreux types de filtres sont conçus pour optimiser l'un ou l'autre des paramètres décrits ci-dessus. En exemple, le filtre ayant le minimum d'ondulation dans la bande non atténuée n'est pas le filtre ayant le minimum de distorsion de propagation et inversement. Le filtre ayant la plus grande pente d'atténuation à proximité de f_c n'est pas celui qui présente la réponse la plus uniforme...

Les divers types de filtres peuvent être regroupés de manière rationnelle moyennant une description appropriée des fonctions de transfert. Une telle méthode aide également à progresser lorsque l'on combine diverses sorties de filtres, elle permet l'étude de l'effet sur la forme du diagramme de rayonnement de l'enceinte acoustique.

La fonction de transfert est décrite en fonction d'une variable définie dans le domaine complexe. Il s'agit de la fréquence complexe S , dont la partie réelle σ connu sous le nom de fréquence de Neper et la partie imaginaire ω , telle que :

$$S = \sigma + j\omega \text{ où } j = \sqrt{-1}$$

Excepté le cas de calcul de réponse dans le domaine temporel à une fonction échelon en entrée, nous pouvons considérer la partie réelle comme étant nulle, ce qui donne $S = j\omega$.

Cas du 1^{er} ordre

La fonction du transfert d'un filtre simple étage RC passe-bas sera déterminée en fonction de la variable S dans le cas particulier $\sigma = 0$. Lequel cas implique que seul un signal d'entrée stationnaire peut être représenté. Cependant, cette spécificité ne se manifeste que lors de l'analyse expérimentale des filtres comme nous le verrons plus loin où seules des fréquences à amplitude constante sont utilisées pour tester le filtre. La réponse sinusoï-

dale se traduit par des expressions qui ne contiennent que ω , ω est définie par $\omega = 2\pi f$, où f est la fréquence correspondant à l'inverse du temps : $f = 1/T$ où T est la période du signal.

En bref, un filtre simple étage RC est caractérisé par un gain en bande non atténuée de 1. La fonction de transfert d'un passe-bas est $1/(S + 1)$. Celle d'un passe-haut $S/(S + 1)$. Chacune de ces fonctions est normalisée $R = C = 1$ et $\omega = 1$. La pente asymptotique d'atténuation est directement ou inversement proportionnelle à ω . Ainsi dans le cas d'un passe-bas, pour des fréquences en bande atténuée, l'amplitude décroît de manière inversement proportionnelle à la fréquence. Si la fréquence est doublée, la tension chute de moitié. Ce qui s'explique en décibel par :

$$20 \log_{10} (0,5) = 6 \text{ dB/octave.}$$

La pente d'atténuation asymptotique est de 6 dB/octave. De façon similaire dans le cas de passe-haut dans la bande atténuée, lorsque la fréquence diminue de moitié, la tension diminue elle aussi de moitié, dans ce cas l'atténuation est aussi de 6 dB/octave.

Examinons ce qui se passe à la fréquence de coupure f_c . Pour cela, calculons la valeur de la fonction de transfert, si ω est normalisé à l'unité, f_c sera égale à 1 et donc :

$$E_o/E_i = 1/\sqrt{1 + \omega^2}$$

E_i tension d'entrée

E_o tension de sortie.

si $\omega = 1$

$$E_o/E_i = 1/\sqrt{2} = 0,707$$

soit en dB :

$$A_{dB} = 30 \log (0,707)$$

$$A_{dB} = 3 \text{ dB}$$

L'atténuation à la fréquence de coupure est de 3 dB. Pour le type passe-haut où :

$$E_o/E_i = \omega/\sqrt{1 + \omega^2},$$

le résultat est le même.

Voilà pour le gain, voyons pour la phase.

Le cas d'un passe-bas :

$$\phi = -\text{tg}^{-1}(\omega)$$

$$\phi = -\text{arctg} (1) = -45^\circ$$

Ainsi un filtre passe-bas retarde la phase de 45° et un passe haut l'avance de 45° .

$$\phi = \text{tg}^{-1} (1/\omega) = 45^\circ$$

Cela n'est valable, répétons-le, que pour des filtres du 1^{er} ordre. Par exemple la mise en cascade de deux filtres RC isolés donnera une fonction de transfert :

$$PB = [1/(1 + S)][1/(1 + S)]$$

$$= 1/(S^2 + 2S + 1)$$

$$PH = [S/(1 + S)][S/(S + 1)]$$

$$= S^2/(S^2 + 2S + 1)$$

A noter, cependant, qu'il est possible d'introduire au dénominateur de nouveaux coefficients. Principalement au niveau du terme linéaire, fonction de S , le coefficient égal à 2 dans le cas ci-dessus peut-être diminué, avec pour résultats d'intéressantes conséquences. Car ce facteur détermine l'amortissement.

Filtre de Bessel

A titre d'exemple pour un passe-bas, si le coefficient de S est égal à $\sqrt{3}$, $d = \sqrt{3}$

$$E_o/E_i = 1/(S^2 + \sqrt{3} S + 1)$$

Dans ce cas la phase de fonction de transfert est une approximation optimale d'une fonction linéaire de la fréquence. Dans ces conditions les variations du temps de propagation de groupe sont minimales, au moins dans la bande non atténuée. Un tel filtre est connu sous le nom de filtre de Bessel du second ordre, lequel a une distorsion de temps minimale.

Filtre de Butterworth

De même, un coefficient de S égal à $\sqrt{2}$ ($d = \sqrt{2}$) procure un minimum de variations de gain dans la bande passante. En se référant à la définition graphique du facteur d'amortissement (cf fig. 4), l'on remarque que si $d = \sqrt{2}$, le dépassement de la réponse juste avant la coupure f_c est nul, la fonction de transfert s'écrit :

$$E_o/E_i = 1/(S^2 + \sqrt{2}S + 1)$$

Un tel filtre est connu sous la désignation de filtre de Butterworth du second ordre.

Les filtres de Bessel et de Butterworth sont de grande importance, ils représentent de filtres optimaux. Le Bessel optimise les variations de temps de propagation de groupe, le Butterworth garantit un minimum de varia-

tions d'amplitude dans la bande passante.

Nous donnons un tableau, pour diverses fréquences normalisées à f_c , de filtres du second et du quatrième ordre.

Les résultats obtenus par calculateur de divers types de filtres idéalisés, vont nous servir à résumer la discussion précédente.

Le premier exemple est un filtre RC, noter que la réponse est à -3 dB à f_c , que la pente d'atténuation asymptotique est de 6 dB/octave (20 dB/décade). A $f = 2 f_c$, l'atténuation est de 7 dB par rapport à la bande non atténuée. La phase tourne de 45° à f_c , en avance pour un passe-haut et en retard pour un passe-bas. Tous deux ont une rotation de phase nulle dans la bande passante et une valeur asymptotique maximale de 90° pour les fréquences très supérieures à la coupure (figure 5).

Réponse de filtres du 2^e ordre

Le second exemple est constitué par plusieurs filtres du second ordre. Chaque filtre est analysé sur la base de son facteur d'amortissement. le passe-haut et passe-bas sont illustrés séparément en amplitude et en phase pour diverses valeurs du facteur d'amortissement. Le premier cas est réalisé à partir de deux filtres du premier ordre, $d = 2$. L'atténuation à la coupure est de -6 dB et la pente asymptotique de 12 dB/octave. A $f = 2 f_c$, l'atténuation est de -14 dB.

Chacun des filtres ayant une rotation de phase de 90° , le filtre combiné aura donc une rotation maximale de 180° pour des fréquences suffisamment éloignées de la coupure (fig. 6).

Le cas suivant est un Butterworth du second ordre où

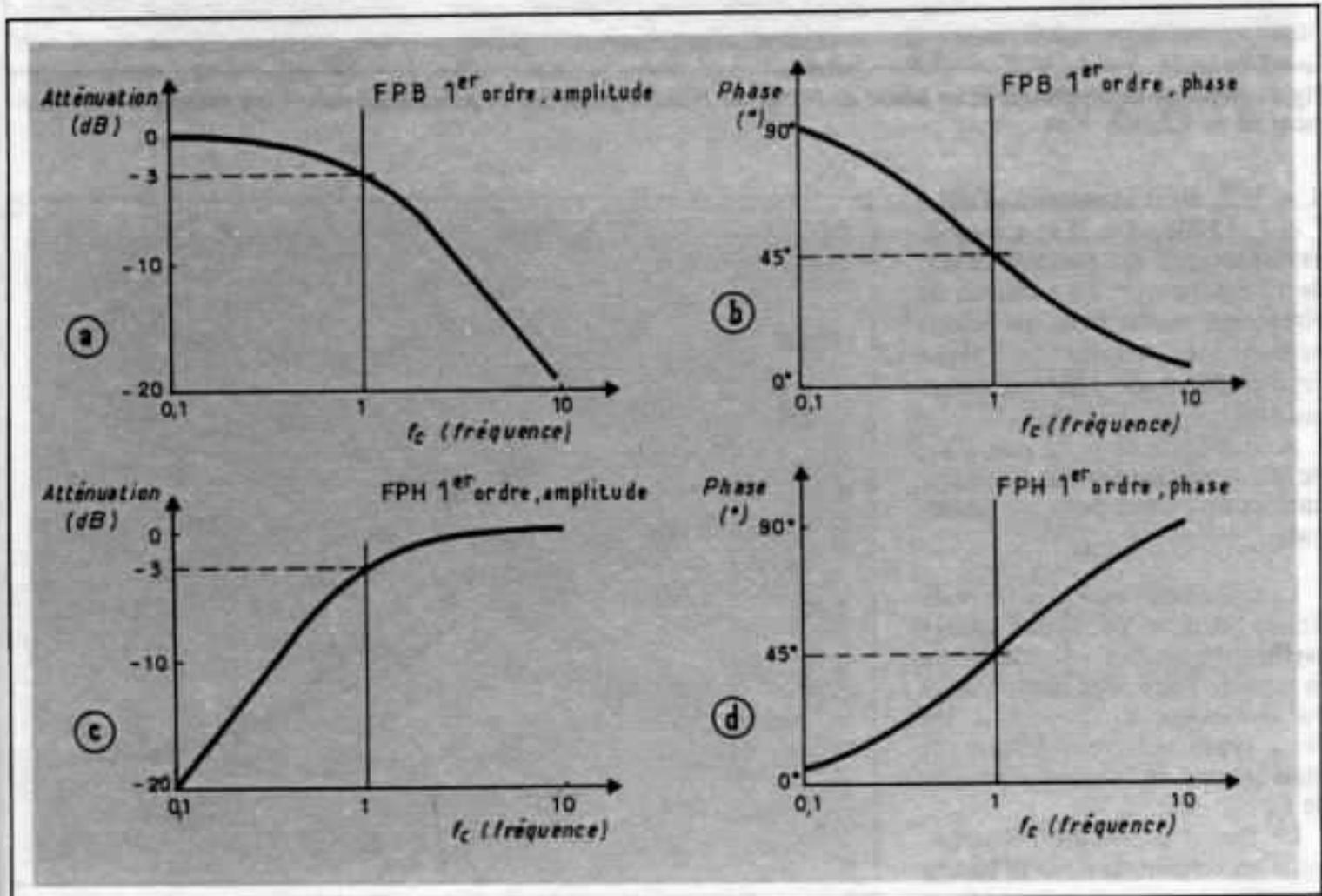


Fig 5 - Réponse en amplitude et en phase de filtres du 1er ordre passe-bas et passe-haut.

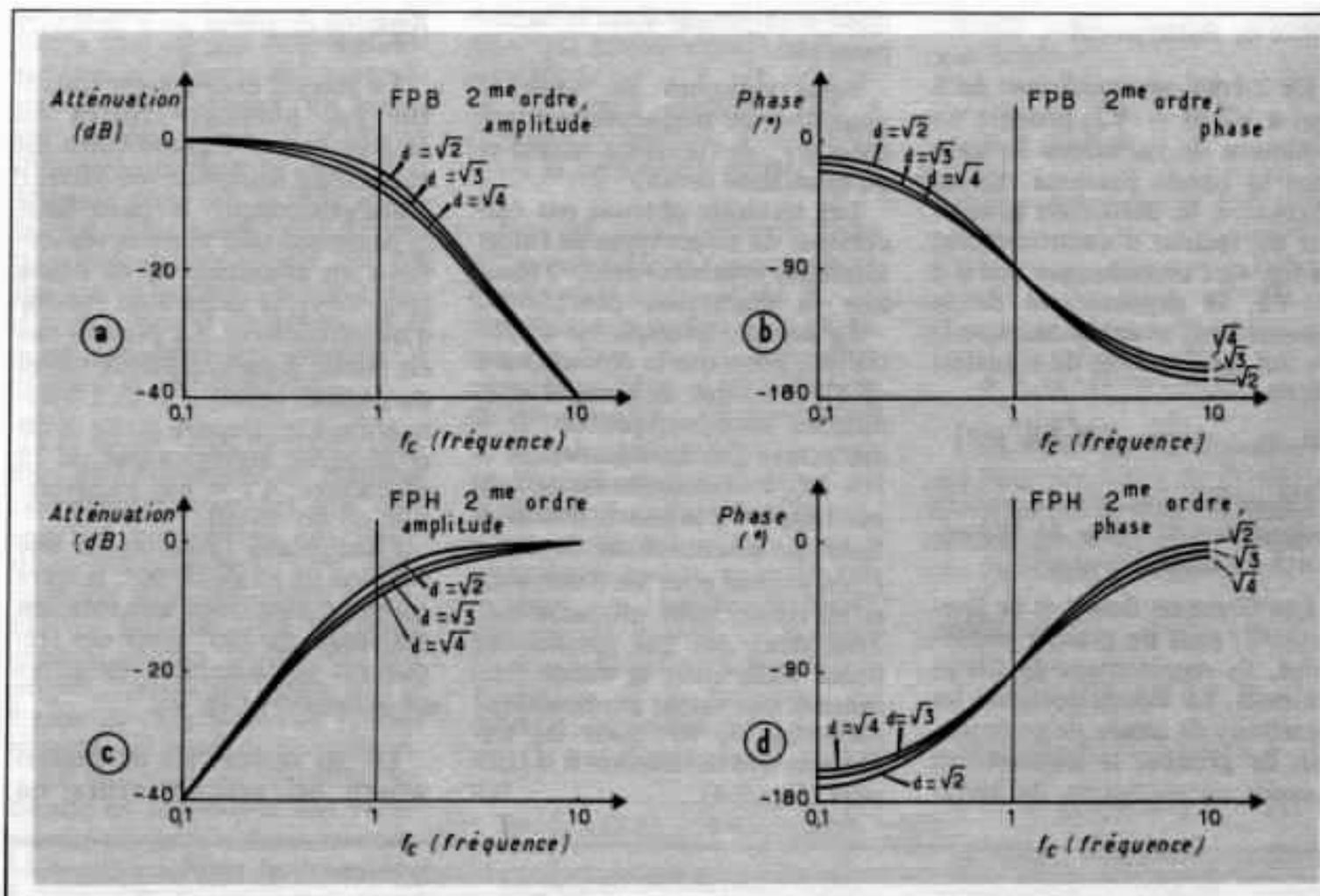


Fig 6 - Réponse en amplitude et en phase de filtres du 2^e ordre passe-bas et passe-haut pour trois valeurs d'amortissement ($d = \sqrt{2}, \sqrt{3}, \sqrt{4}$).

$d = \sqrt{2}$, nous sommes à -3 dB à f_c et à -12 dB à $f = 2 f_c$. La pente asymptotique est naturellement de 12 dB/octave. La rotation de phase est nulle dans la bande passante et atteint la valeur asymptotique de 180° en extrémité de bande atténuée.

A la fréquence f_c , la phase est de 90° en avance pour un passe-haut et en retard pour un passe-bas.

Le troisième cas est un filtre de Bessel où $d = \sqrt{3}$, sous l'aspect asymptotique, les propriétés de ce type de filtre sont identiques à un Butterworth. Toutefois les deux types diffèrent largement dans la zone de fréquence proche de f_c .

Le Bessel a plus de perturbations en amplitude dans la bande passante, mais sa réponse en phase est plus linéaire, comparée

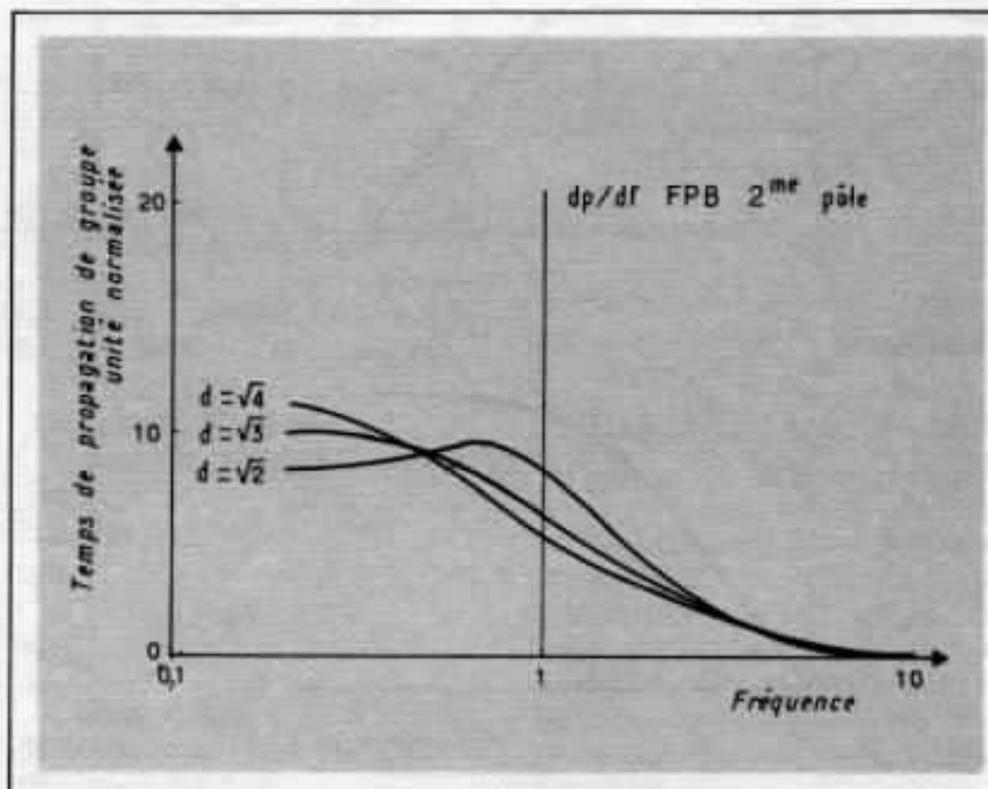


Fig 7 - Variation du temps de propagation de groupe pour trois filtres passe-bas de facteur d'amortissement différent.

au Butterworth. Le comportement en phase est comparé en terme de temps de propagation de groupe pour les trois cas précédents, dans la figure 7. Il est clair que le Bessel a le minimum d'erreur de temps et que le Butterworth a le maximum.

Réponse d'un 3^e ordre

L'exemple suivant est un Butterworth du troisième degré, un choix quasiment standard en audio. Seul le passe-bas est représenté, le cas passe-haut est l'image miroir. La réponse est à -3 dB à f_c et à -18 dB à $f = 2 f_c$, la pente d'atténuation asymptotique est de 18 dB/octave. La rotation de phase de f_c est de 135° ; elle est nulle dans la bande passante et sa limite asymptotique de 270°. Noter que, d'après la représentation du temps de propagation de groupe, l'erreur est encore fortement accentuée dans le cas du 3^e ordre par rapport au second ordre (fig. 8).

Le dernier exemple est la mise en cascade de deux filtres du second ordre, tout deux de facteur d'amortissement égal à $\sqrt{2}$. Nous nous sommes limité à la présentation d'un passe-haut. L'atténuation est de -6 dB à f_c , -20 dB à $f = 2 f_c$, l'atténuation asymptotique de 24 dB/octave. La rotation de phase à f_c est de 180°, le passe-bas retardé et le passe-haut avance comme précédemment, la rotation de phase est nulle dans la bande passante et la valeur asymptotique de 360° en dehors de la bande (fig. 9).

Association d'un passe bas et d'un passe haut.

Les effets d'interférence

L'objectif est à présent d'additionner les sorties d'un passe-bas et d'un passe-haut et d'examiner l'influence sur la stabilité du diagramme de rayonnement alors que la fréquence varie. Les idées élémentaires vont être illustrées

en utilisant la représentation vectorielle. Les sorties des filtres sont indiquées par des vecteurs (de valeur maximale unité) et les angles de phase, indiqués en degrés de rotation dans le sens inverse des aiguilles d'une montre pour le sens positif ou d'avance.

Association de deux 1^{er} ordre

Le premier cas sera celui d'une association de filtres RC simple étage dans trois conditions, à des fréquences respectivement très supérieures à la coupure, égale à f_c et enfin très inférieures à la coupure. la tension résultante pour une paire de filtres RC est :

$$V_{\text{tot}} = V_{\text{PH}} + V_{\text{PB}}$$

$$V_{\text{tot}} = \left[\frac{S}{1 + S} \right] + \left[\frac{1}{1 + S} \right]$$

$$V_{\text{tot}} = 1$$

pour des fréquences normalisées à $f_c = 1$, $V_{\text{tot}} = 1$, ainsi le filtre

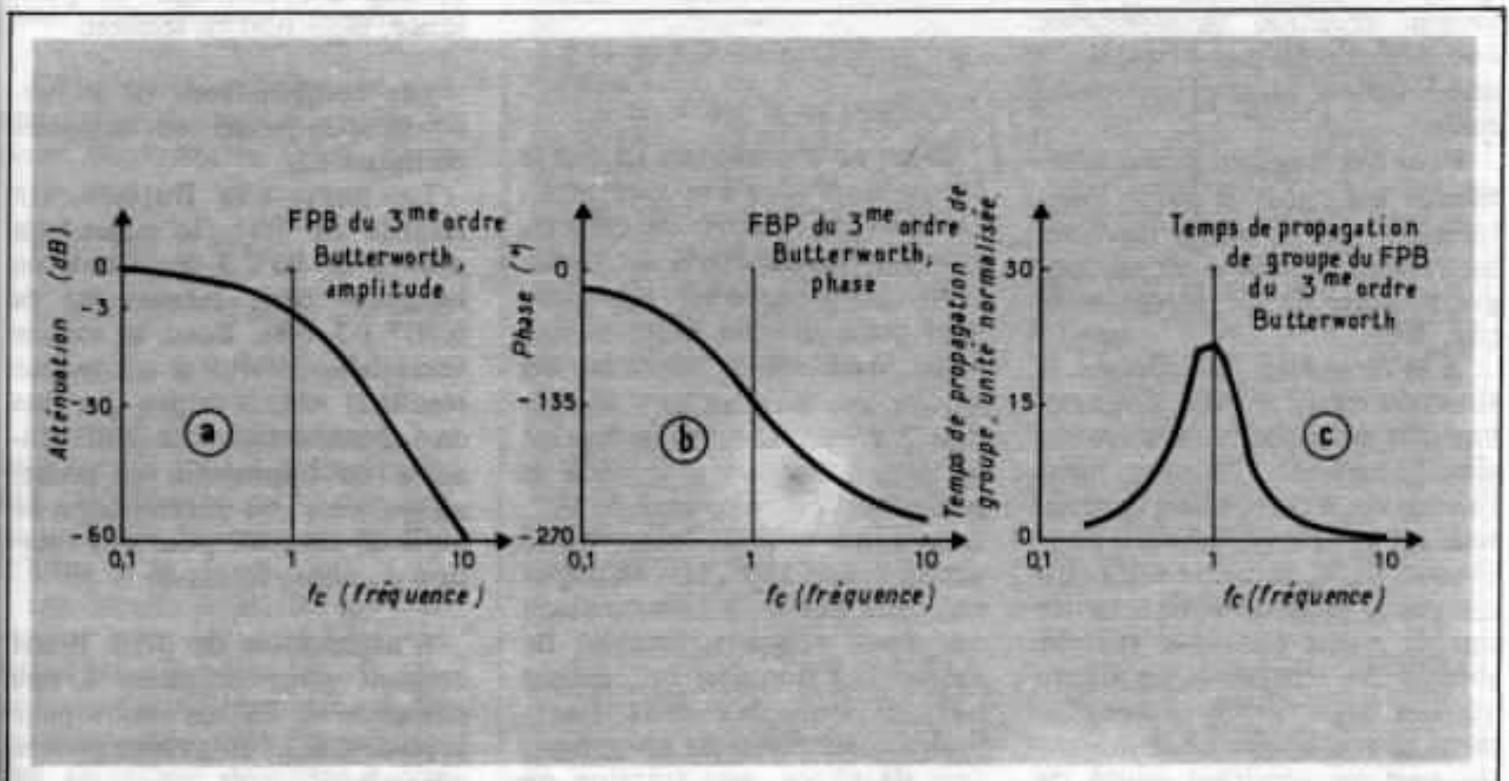


Fig 8 - Réponse en amplitude, phase et temps de propagation de groupe d'un filtre Butterworth du 3^e ordre.

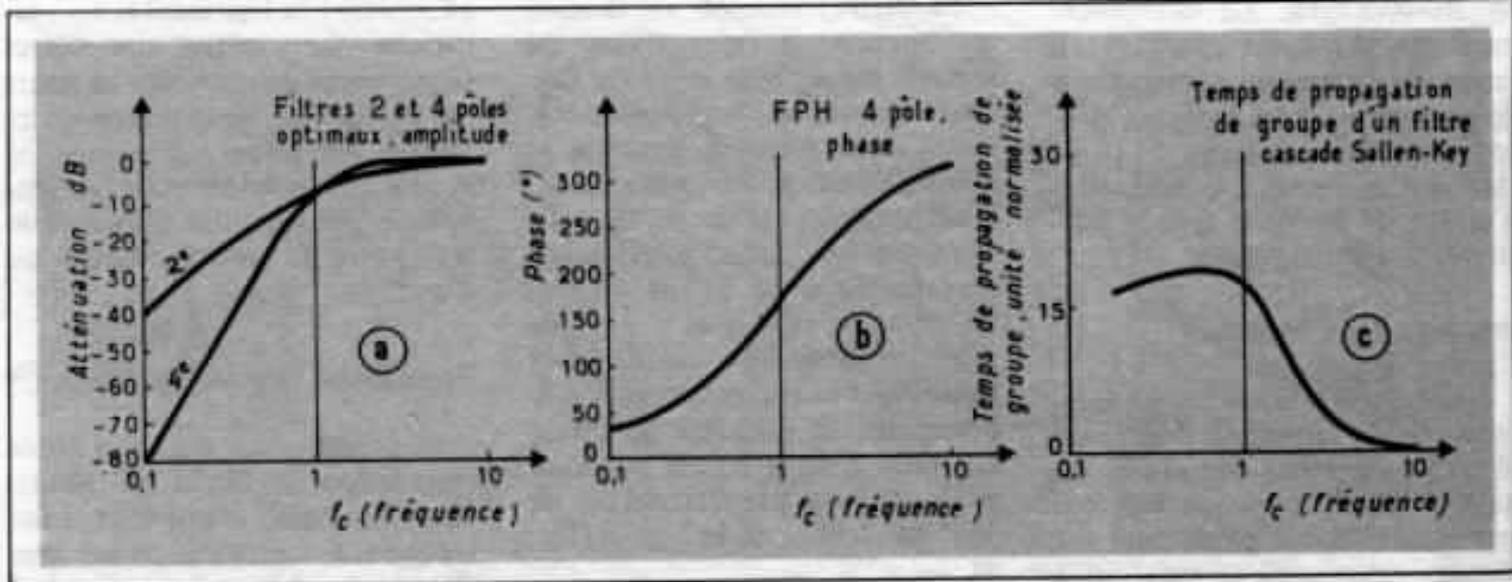


Fig 9 - Réponse en amplitude, phase et temps de propagation de groupe d'un filtre optimal du 4^e ordre.

obtenu est constant en tension. Naturellement, un tel filtre est également constant en puissance. L'inverse n'est cependant pas vrai, des relations de phase peuvent en effet intervenir et ne sont pas explicitées dans les expressions de puissance. Aux fréquences bien au-dessous de la coupure, seul le passe-bas intervient dans la réponse. L'analyse préalable montre que pour ces fréquences, le gain est unité et la rotation de phase nulle. Ainsi, le vecteur résultant ne représente que la sortie du passe-bas, il a une longueur unité et une phase nulle.

Pour des fréquences très supérieures à f_c , seul le passe-haut intervient, de la même manière, les vecteur résultant est de longueur unité et de phase nulle (fig. 10).

A la fréquence de coupure, la situation est différente. Le passe-bas et le passe-haut interviennent simultanément. Comme nous l'avons vu, à la coupure, l'amplitude est à -3 dB (0,707 volt) pour chaque filtre, la phase est avancée par le passe-haut et retardée par le passe-bas. Le vecteur somme est représenté en figure 10. Les deux filtres, vectoriellement se combinent pour donner un vecteur résultant unité de phase nulle. Les conséquences de ce résultat sont décrites plus loin,

notons cependant dès à présent qu'un tel filtre ne sera idéal qu'en chambre sourde, quand les transducteurs ne sont pas en coïncidence géométrique.

Association de deux 2^e ordre

Notre exemple suivant est l'association de filtres du 2^e ordre ayant un coefficient $d = 2$. Il est représenté par :

$$V_{\text{tot}} = V_{\text{PH}} + V_{\text{PB}}$$

$$V_{\text{tot}} = 1/(S^2 + 2S + 1) + S^2/(S^2 + 2S + 1)$$

Nous ne considérons ici que le cas de la réponse à la coupure f_c . De part et d'autre de celle-ci, chacune des réponses du passe-haut et du passe-bas interviennent avec un gain unité et une phase nulle. A f_c , chacune des sorties sera à -6 dB (0,5 V), car $d = 2$. La phase du passe-bas est en retard de 90° alors que le passe-haut est en avance de 90°. Les deux sorties sont donc déphasées de 180°, soit en opposition de phase. la combinaison des deux vecteurs, chacun de valeur 1/2 donnera un résultat nul. Si l'un des deux haut-parleurs est connecté en opposition de phase, une rotation de phase de 180° est introduite (fig. 11). Dans ce cas, les deux

vecteurs seront colinéaires et la sortie résultante sera de nouveau égale à 1 avec soit une avance de 90° (si le haut-parleur du passe-bas est en opposition de phase) soit un retard de 90° (dans le cas inverse).

Bien noter que les deux sorties dans ces conditions sont en phase relative l'une par rapport à l'autre et la rotation de $\pm 90^\circ$ n'est que la phase absolue du vecteur résultant. Le filtre obtenu est constant en puissance, mais non en tension.

Les combinaisons de Butterworth et de Bessel sont indiquées en figure 12.

Le passe-bas Butterworth retarde de 90°, le passe-haut avance de 90°. L'amplitude ou longueur des vecteurs est de 0,707 (-3 dB), aussi la somme vectorielle conduit à un vecteur résultant nul, à moins que l'un des transducteurs ne soit connecté en opposition de phase, auquel cas, une accentuation de 3 dB est obtenue pour une rotation de phase totale de $\pm 90^\circ$.

L'association de deux Bessel conduit pour la phase à une déviation de 75° en retard pour le passe-bas et en avance pour le passe-haut, soit un écart de phase pour les deux sorties de 150°, qui conduit à un vecteur

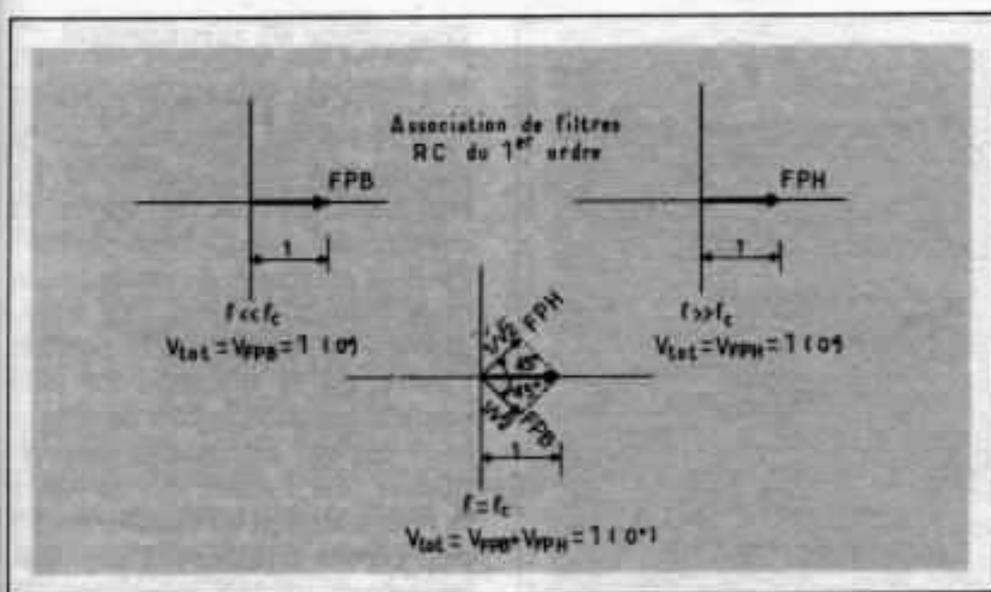


Fig 10 - Représentation vectorielle d'une association de filtres du 1er ordre.

somme atténué de plus de 8 dB. Car bien que chacune des sorties n'étant qu'à -3 dB, la relation de phase existant entre elles conduit à cette forte réduction.

Aussi, ni un Bessel, ni un Butterworth du second ordre ne peuvent être envisagés pour des applications audio de haute qualité. Ils ne constituent pas des filtres à réponse constante en puissance.

Association de deux 3^e ordre

Considérons maintenant une association de deux filtres du 3^e ordre Butterworth. Il est représenté par :

$$V_{in} = V_{PH} + V_{PB}$$

$$V_{in} = 1/(S^3 + 2S^2 + 2S + 1) + S^3/(S^3 + 2S^2 + 2S + 1)$$

Là aussi, à la fréquence f_c les deux sorties sont d'égale amplitude, atténuation de -3 dB, soit un facteur de tension égal à 0,707.

Les phases sont de 135° en avance pour le passe-haut, en retard pour le passe-bas. le diagramme vectoriel indique que les deux réponses sont en quadrature, le vecteur résultant a une phase de 180° et une longueur unité. Ainsi, c'est un filtre à

puissance constante, sans qu'il soit à tension constante.

En dernier lieu, examinons l'association de filtres du 4^e ordre composé chacun de deux fois deux étages RC, chacun avec un facteur $d = \sqrt{2}$.

A la fréquence de coupure f_c , chaque vecteur à une longueur égale à une demi-unité de lon-

gueur. Le passe-haut avance la phase de 180°, le passe bas la retarde de 180°. Les deux vecteurs sont donc colinéaires et leur somme donne un vecteur résultant de longueur unité et de phase 180°. Le filtre obtenu est constant en puissance mais non en tension (fig. 14).

Les seules associations présentant des sorties du passe-bas et du passe-haut en phase sont celles avec filtre du second ordre avec $d = 2$ et filtres du quatrième ordre en cascade avec $d = \sqrt{2}$.

La mise en phase des sorties du passe-bas et du passe-haut à la fréquence f_c , comme nous le verrons plus tard, s'avère nécessaire pour maintenir la stabilité de l'image quand la passe-bas et le passe-haut attaquent chacun des transducteurs qui ne sont pas coïncident géométriquement. Naturellement des transducteurs coïncidents ne sont pas souhaitables, car cette disposition accroît l'intermodulation, comme l'a montré Klipsh.

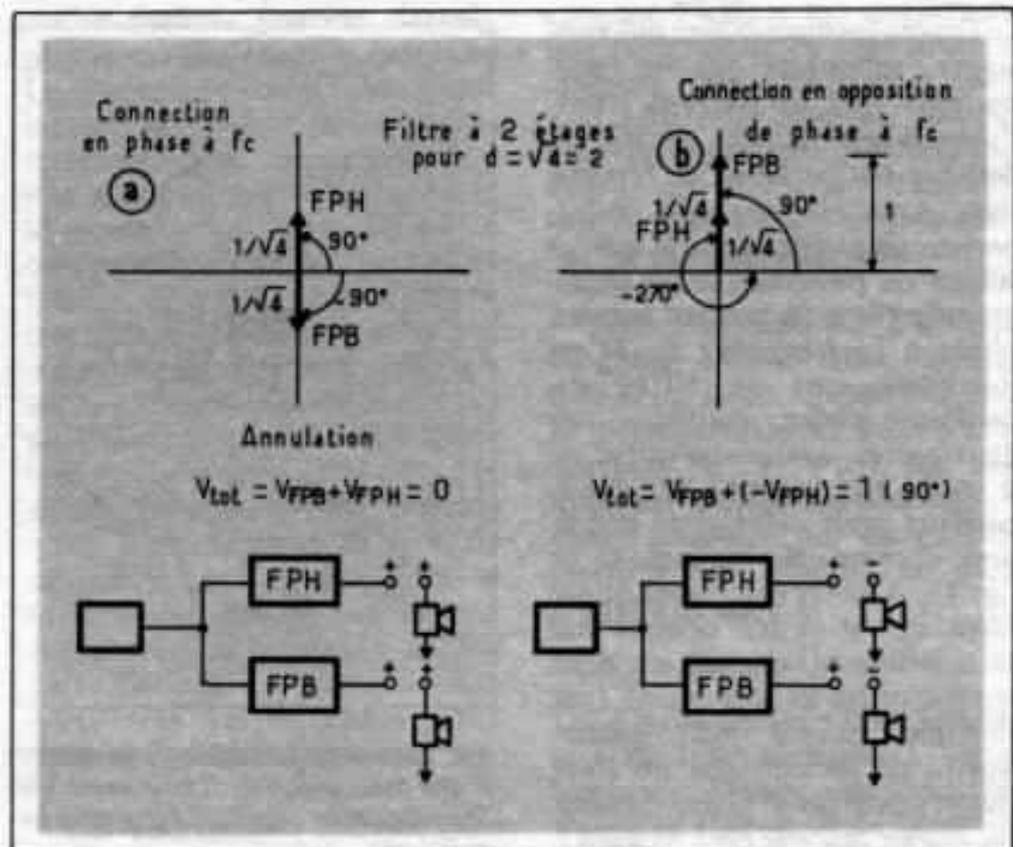


Fig 11 - Représentation vectorielle d'une association de filtres du 2^e ordre, suivant le sens de connection des haut-parleurs.

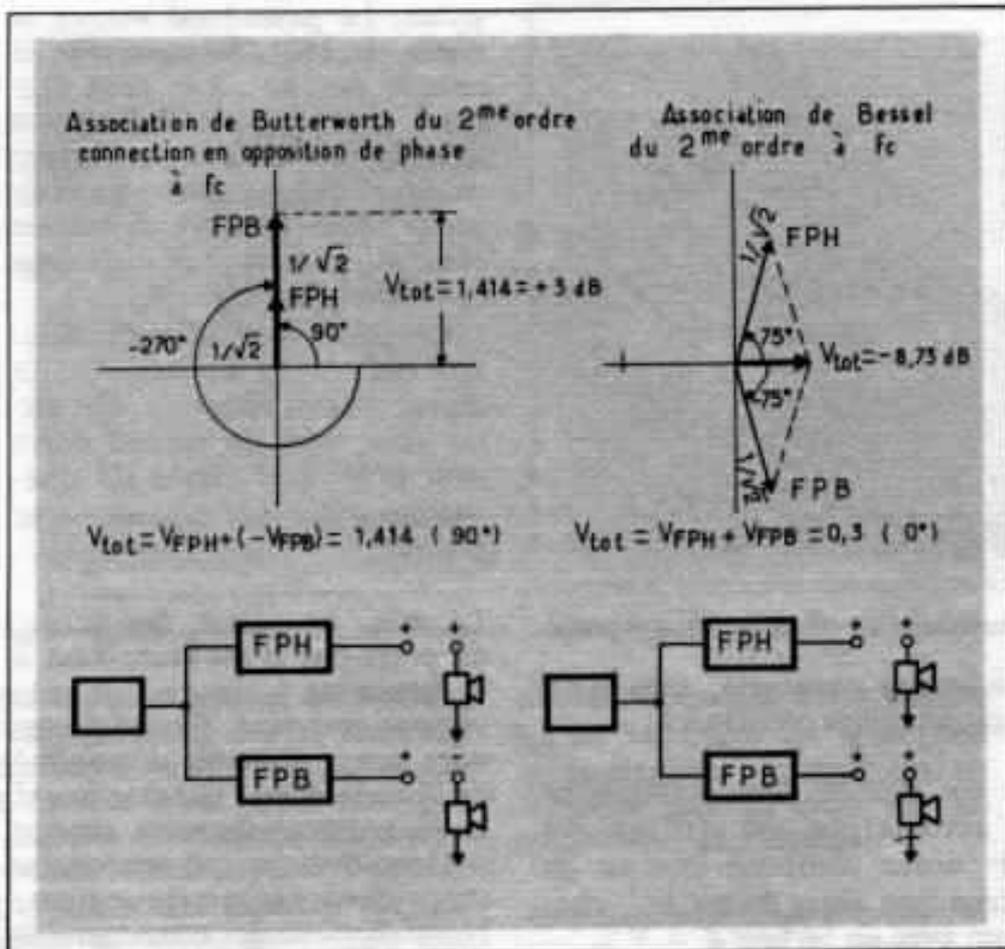


Fig 12 - Représentation vectorielle d'association de Butterworth et de Bessel du 2^e ordre. Aucune de ces paires n'est constante en puissance.

Toutes les discussions qui vont suivre, supposent que les haut-parleurs sont de parfaits transducteurs des signaux électriques délivrés par le filtre de répartition. Aussi, l'expression «haut-parleur en phase» signifie que les sorties du passe-bas et du passe-haut du filtre répartiteur sont en phase à la fréquence f_c . Il est implicite que le filtre du deuxième ordre, constitué par deux paires, ayant une valeur de $d = 2$, est connecté aux haut-parleurs pour créer cette condition, comme cela est indiqué en fig. 13. A noter également que le filtre du 4^e ordre obtenu par association en cascade de deux second ordre avec $d = \sqrt{2}$ (par exemple, second ordre Butterworth) ne produit pas un filtre Butterworth du 4^e ordre. L'association en cascade est à -6 dB à f_c , alors que le 4^e ordre Butterworth est à -3 dB à f_c .

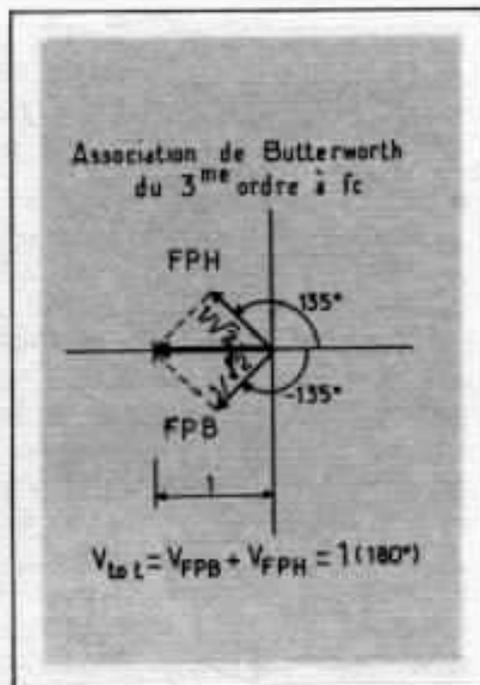


Fig 13 - Représentation vectorielle d'une association de Butterworth du 3^e ordre, cette paire est constante en puissance.

Diagramme de rayonnement

Analysons à présent, l'effet de la sommation vectorielle sur le diagramme de rayonnement. La représentation de la figure 11 correspond à deux haut-parleurs égalisés en temps de propagation mais non coïncident. Le transducteur supérieur est le tweeter, l'autre est le boomer. Le plan équidistant des centres de chaque haut-parleur est dessiné en perspective, car l'étude qui va suivre se réfère au lieu de tous les points de l'espace équidistant des deux haut-parleurs séparés dans le plan vertical. La réponse de haut-parleurs est supposée être l'analogie parfaite de celle du filtre.

Lorsque les réponses des deux transducteurs sont en phase l'une par rapport à l'autre, le plan équidistant contient toujours la position des maximum

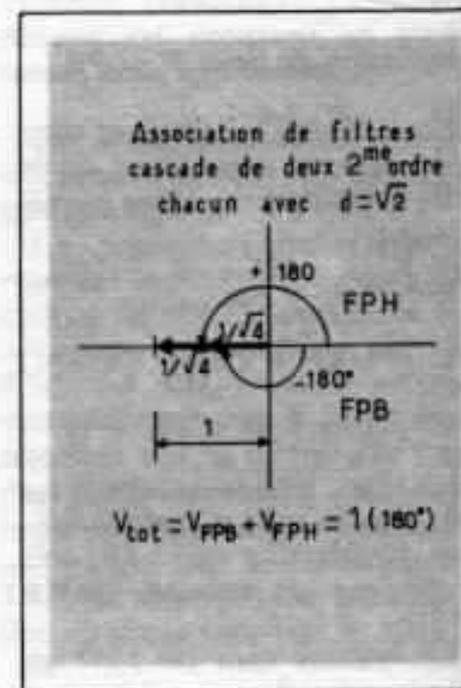


Fig 14 - Représentation vectorielle d'une association «optimale» de filtre du 4^e ordre. A noter que le passe-bas et le passe-haut ont une phase relative nulle et que la résultante est à 180°.

de pression acoustique L1. Pour des positions hors axes, le vecteur somme des réponses des haut-parleurs en phase, décroît de manière symétrique, L2 au-dessus du plan d'équidistance L3 en-dessous.

Les localisations en dehors du plan d'équidistance correspondent à des points dont la distance à chacun des haut-parleurs est différente. Cela équivaut à l'introduction de rotations de phases supplémentaires dans le filtre, origine de l'altération des temps de propagation. Altération semblable à celle qui apparaît lorsque le point d'écoute est déplacé du plan d'équidistance.

Par exemple, la position L2 peut-être simulée par un accroissement uniforme du temps de propagation de groupe des fréquences appliquées au haut-parleur de basses. De même, la localisation L3 peut être simulée par un accroissement du temps de propagation de groupe des fréquences appliquées au tweeter.

Cependant, lorsque les réponses de deux haut-parleurs ne sont pas mutuellement en phase, le plan d'équidistance ne contient pas les points de maximum de pression acoustique. Il y a dans ce cas, plusieurs maxima et plusieurs minima pour les divers angles, en-dessus et en-dessous du plan d'équidistance. Cela est dû à ce que la différence de phase provenant du déplacement s'ajoute à la différence de phase introduite par le filtre. Ce qui peut ainsi accroître ou atténuer la pression sonore résultante.

Ces effets dépendent de la fréquence de coupure, de la séparation du centre des haut-parleurs en liaison avec la fréquence et de l'angle θ au plan d'équidistance.

Aussi, la pression totale ne décroît pas symétriquement avec le mouvement au-dessus et en-dessous du plan d'équidistance.

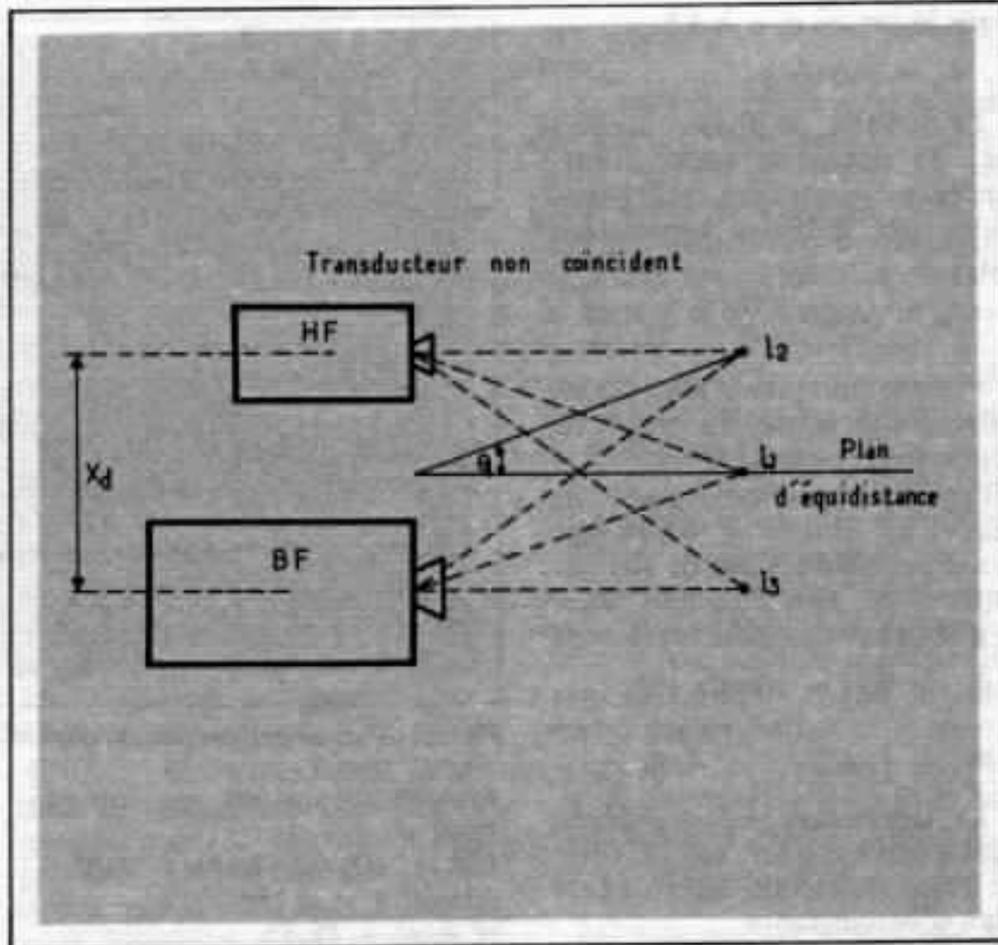


Fig 15 - Transducteurs distants de X_d . L'angle θ est défini par rapport au plan d'équidistance.

Ces notions peuvent devenir plus concrètes avec un exemple. Le problème provient de ce que les sources ne sont pas coïncidentes et que leur séparation n'est pas négligeable en regard de la longueur d'onde dans l'air à la fréquence de coupure, un super-tweeter présente un cas d'une très grande importance. Cela est d'autant plus vrai pour deux raisons. La haute fréquence de coupure implique des distances petites en longueur d'onde, très significative sur le plan acoustique, d'autre part la grande influence de la phase dans la localisation spatiale aux hautes fréquences fait que de faibles perturbations de phase deviennent très importantes sous l'aspect psychoacoustique.

Les réalisations données plus loin sont basées sur un filtre du second ordre de fréquence de

coupure 7 kHz et sur un filtre du quatrième ordre de fréquence de coupure 5 kHz. La seconde solution sera celle retenue, compte tenu des arguments présentés par celle-ci en faveur des diagrammes de rayonnement, elle constitue un cas moins extrême.

Pour une coupure de 5 kHz, la longueur d'onde dans l'air est d'environ 10 cm. Supposons que la distance entre les deux transducteurs est de 10 cm, soit une longueur d'onde. Le décalage de phase introduit par un mouvement θ par rapport au plan d'équidistance est

$$\phi_a = 360 (d/\lambda) \sin \theta$$

Où d est la distance entre les centres de transducteurs, λ est la longueur d'onde du son dans l'air à la fréquence de coupure, et θ est l'angle au-dessus du plan d'équidistance.

Dans le cas où $d = \lambda$ à f_c :

$$\phi_d = 360 \sin \theta$$

Le décalage de phase introduit par la distance inter haut-parleurs est ajouté à celle introduite par le filtre répartiteur soit :

$$\phi_{tot} = (\phi_{PH} - \phi_{PB}) + \phi_d$$

Par exemple, dans le cas d'un filtre Butterworth du troisième ordre, la réponse de chaque filtre est en quadrature de phase. Si de plus l'on ajoute le déphasage causé par un décalage de 10° par rapport au plan d'équidistance, la différence de phase totale sera

$$\phi_{tot} = 90^\circ + 360 \sin 10^\circ$$

$$\phi_{tot} = 152,5^\circ$$

Le déphasage est quasiment égal à celui produit par un filtre de Bessel du second ordre dans le plan d'équidistance.

En fait il est tout à fait possible de prévoir les zones accentuées et les zones atténuées qui apparaissent dans le diagramme de rayonnement. Les maxima correspondent à une phase totale qui est un multiple de 360 tel que

$$\text{Maxima : } \phi_{tot} = \pm n 360$$

avec $n = 0, 1, 2, 3, \dots$

La valeur de l'angle θ relatif au premier maximum est déterminée par l'équation suivante, pour $n = 0$, dans le cas d'un filtre Butterworth du 3^e ordre :

$$90^\circ + 360 (\arcsin \theta) = 0^\circ$$

soit $\arcsin \theta = -90/360 = -0,25$

$$\theta = -14,470^\circ$$

Ainsi le premier maximum se situe à $14,5^\circ$ environ en-dessous du plan d'équidistance. Ce qui se manifeste par un lobe incliné à $14,5^\circ$ vers le sol, ayant pour origine le point équidistant des deux centres des transducteurs. le

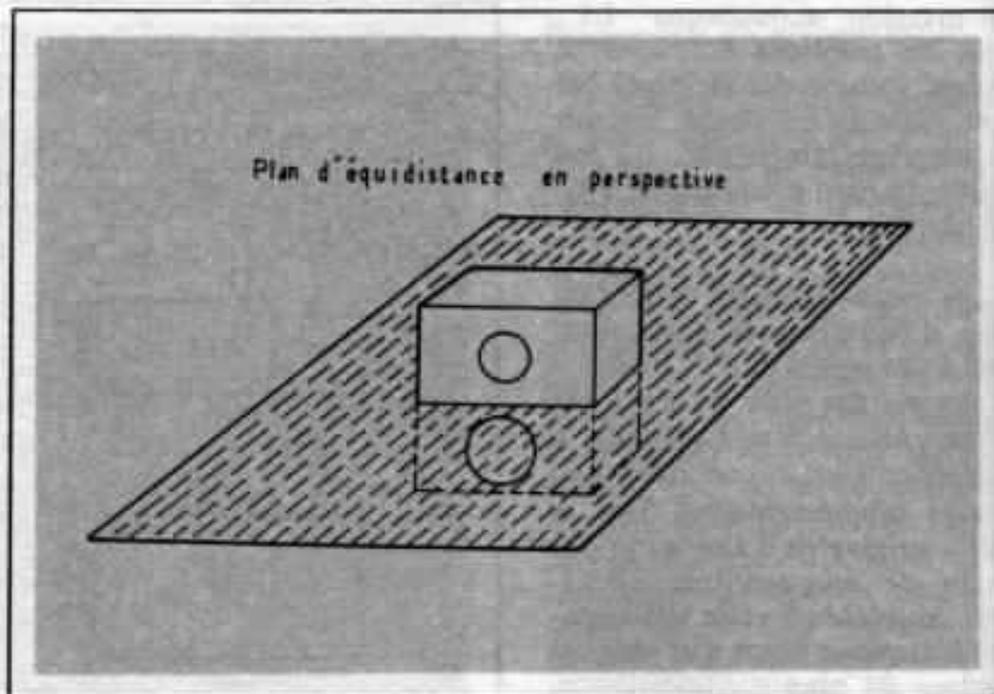


Fig 16 - Vue en perspective du plan d'équidistance.

maximum suivant est obtenu pour $n = +1$:

$$90^\circ + 360 (\arcsin \theta) = 360^\circ$$

$$\arcsin \theta = 0,75$$

$$\text{et } \theta = +48,5^\circ$$

les minima sont déterminés quant à eux par la relation minima :

$$\phi_{tot} = \pm (n + 1) 180^\circ$$

pour $n = 0, 1, 2, \dots$

Le premier minimum apparaîtra pour $n = 0$. Dans le cas d'un filtre de Butterworth du 3^e ordre $90^\circ + 360 (\arcsin \theta) = 180^\circ$
 $\arcsin \theta = 0,25$
 et $\theta = 14,47^\circ$

On remarquera qu'une atténuation d'environ 8 dB à 10° d'élévation est suivie d'une annulation totale à $14,5^\circ$. Il faut

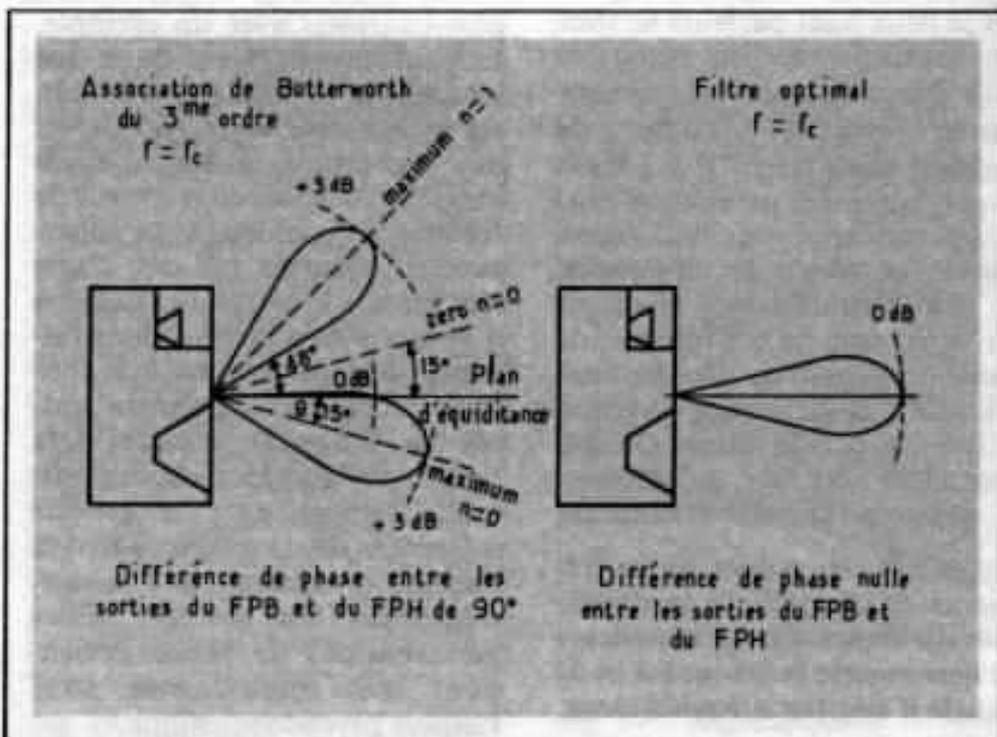


Fig 17 - Illustration du diagramme de rayonnement pour un filtre répartiteur Butterworth du 3^e ordre et un filtre optimal. Ce dernier offre un seul maximum contrairement au Butterworth. Lequel a ses deux premiers maxima à $+45^\circ$ et -15° et son premier minimum à $+15^\circ$.

également noter qu'un déplacement égal en-dessus et en-dessous du plan d'équidistance provoque des effets opposés. Un mouvement de 14.5° au-dessus s'accompagne d'un minimum alors qu'un mouvement de 14.5° au-dessous s'accompagne d'un maximum. Les maxima ont une amplitude supérieure de 3 dB à celle correspondant au plan d'équidistance. Lorsque les maxima, après réflexion sur le plancher (-14.5°) ou sur le plafond ($+ 48.5^\circ$), atteignent le plan d'équidistance, une «coloration» apparaît (fig. 17).

Il faut voir que ces perturbations du diagramme de rayonnement proviennent de ce que les deux sorties sont en quadrature de phase. Cependant le résultat s'applique à n'importe quel filtre d'ordre impair de type Butterworth, ainsi qu'à une association passe-bas et passe-haut de type RC du premier ordre, pour laquelle les sorties sont en quadrature de phase. Ce qui signifie que la propriété qu'ont ces filtres d'être à tension constante est d'un intérêt limité, si ce n'est en chambre sourde où les discontinuités du diagramme de rayonnement ne se manifestent pas compte tenu de l'absorption totale de l'onde sonore émise par les parois de la chambre. Dans un local normalement réverbérant, l'accentuation de + 3 dB a

environ -15° , réfléchi par le sol provoquera dans le plan d'équidistance une coloration, ou un brouillage, dû à un décalage temporel de propagation. Lorsque l'on considérera qu'un filtrage du premier ordre ne procure qu'une faible pente d'atténuation en dehors de la bande considérée, il apparaît que de tels filtres sont d'un usage limité.

Prenons un autre exemple, un filtre de Bessel du second ordre. Le passe-haut entraîne une rotation de phase de $+15^\circ$ à la coupure f_c , et le passe-bas -75° à cette même fréquence, soit un angle d'ouverture d'environ 150° , la valeur de l'angle du premier minimum est seulement de $+ 4,75^\circ$. Cette très faible élévation procurant une annulation, montre que ce type de filtrage procure une atténuation supérieure aux 8 dB obtenus sur le plan d'équidistance. Un second minimum apparaît à $-66,4^\circ$. Quant au premier maximum il se manifeste à $-24,62^\circ$, un autre à $+ 35,68^\circ$. Toutefois, ce filtre est inutilisable à cause de l'atténuation à f_c , de la faible élévation nécessaire pour atteindre l'annulation et de l'inclinaison vers le bas du lobe du maximum de pression. Les caractéristiques optimales des temps de propagation de groupe de chacune des sections est sans intérêt lorsqu'on considère la résultante

des sorties de chaque transducteur.

Le point essentiel est que seuls les filtres passe-bas et passe-haut, ayant une phase relative nulle entre leurs sorties, donnent un diagramme de rayonnement offrant un maximum dans le plan d'équidistance. Et pour ne pas avoir de dépassement à f_c , chacun des filtres pris séparément, doit avoir une atténuation de 6 dB à la coupure. Ces exigences sont remplies par une cascade du même nombre d'étages pour chacune des deux parties du filtre, comme cela a été vu dans l'analyse préalable des fonctions de transfert. Dans le cas d'un filtrage du second ordre, un des transducteurs doit être connecté en opposition de phase et dans le cas d'un quatrième ordre, les transducteurs doivent être connectés en phase.

Du fait que les problèmes de stabilité de l'image sonore se manifestent autour de la fréquence de coupure, il est intéressant de minimiser le chauvauchement de fonctionnement des transducteurs en augmentant la pente d'atténuation du filtre. Ainsi l'utilisation de filtre du quatrième ordre avec des haut-parleurs relativement bien appariés en linéarité, en diagramme de rayonnement, etc.. est préférable à celle de filtres du second ordre

f/f _c	Butterworth (2nd)		Bessel (2nd)		Butterworth (4th)		Bessel (4th)	
	Loss (dB)	Phase	Loss (dB)	Phase	Loss (dB)	Phase	Loss (dB)	Phase
0.1	0.00	-4.1	0.00	-7.8	0.00	-15.1	0.00	-12.1
0.2	0.01	-12.4	0.11	-15.8	0.00	-30.1	0.11	-24.2
0.3	0.05	-43.5	0.71	-38.2	0.02	-48.0	0.71	-60.6
0.4	0.15	-62.7	1.46	-53.8	0.08	-114.3	1.41	-84.8
0.5	1.00	-70.3	1.00	-61.0	0.40	-135.9	1.00	-90.8
0.6	2.15	-81.5	2.43	-67.0	1.35	-158.1	2.40	-100.9
1.0	3.00	-90.0	3.00	-74.5	3.00	-180.0	3.00	-120.8
1.1	3.02	-97.7	3.03	-80.4	4.97	-189.9	3.71	-130.4
1.2	4.00	-104.5	4.00	-86.1	7.96	-198.8	4.50	-140.2
1.5	7.00	-120.5	6.36	-100.8	14.25	-221.7	7.40	-176.7
2.0	12.90	-136.7	8.00	-118.4	24.10	-240.0	13.40	-210.4
3.0	29.14	-158.1	13.74	-138.2	39.17	-269.3	25.09	-267.3
5.0	57.97	-183.6	24.07	-158.8	55.98	-309.9	41.00	-305.3
10.0	80.00	-171.9	31.84	-167.4	80.0	-345.0	53.98	-330.8

**Page non
disponible**

Réalisation d'une enceinte médium-aigu de haute-qualité

Jacques Mahul

L'élaboration d'un ensemble médium aigu sans compromis à haut rendement qui puisse être couplé à un caisson de grave du type Onken ou autre équivalent a été notre objectif principal depuis plusieurs mois. La bande passante désirée de l'ensemble a été fixée au départ à 400-20000 Hz et le raccord espéré à 600 Hz. Ce raccordement pourra être effectué soit électroniquement par l'adjonction d'un filtre électronique et d'un amplificateur si le caisson de grave ne possède pas un rendement suffisant, exemple du caisson décrit dans le numéro précédent par Yves Neveu, soit passivement, exemple du caisson Onken que nous étudions plus en détail à la fin de cette article.

Les haut-parleurs

Le choix des composants s'est fait sans aucune contingence commerciale de prix, mais uniquement sur le vu des performances et dans le but de réaliser l'ensemble le plus homogène. Nous connaissons tous de réputation les haut-parleurs Onken ainsi que l'enceinte réalisée à partir des magnifiques composants médium et aigu. Il ne s'agit en aucune manière de copier ou d'adapter cette réalisation. Les composants ne sont pas disponibles de façon simple et il était

nécessaire de pallier à cet état de fait.

L'optique choisie est un peu différente car il nous a paru pratiquement impossible de faire appel à des haut-parleurs à chambre de compression et donc à pavillon dans la bande médium 400-5000 Hz : nous n'avons trouvé aucun transducteur, aussi élaboré soit-il, capable de reproduire cette gamme, la chambre de compression et son pavillon étant difficilement utilisable en dessous de 800 Hz. Aussi le haut-parleur à cône s'imposait-il.

Le choix du tweeter reposait sur les critères suivants : bonne linéarité, haut rendement, très bonne tenue en puissance, bon amortissement des résonances.

Une chambre de compression de haute qualité peut remplir ces conditions, l'excellent Fostex T 925 nous a paru être le meilleur élément face aux classiques JBL, Electrovoice ou autres... Les tweeters à cône de haute qualité (exemple TWZ de Siare) ont pêché essentiellement par la détérioration des caractéristiques (en linéarité et en réponse transi-

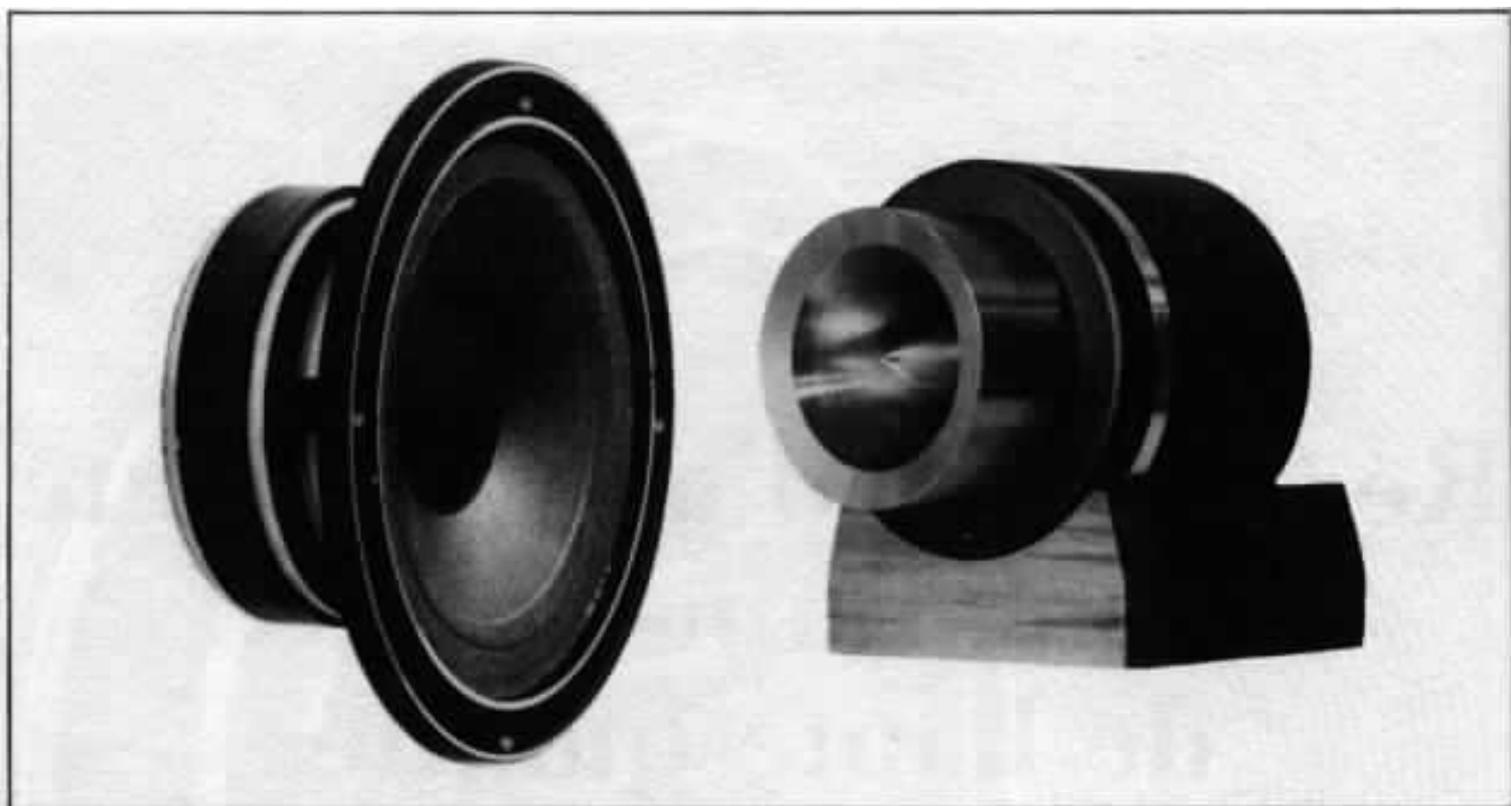


Fig 1 - Le médium HD 17 HR37 et le tweeter Fostex T925

toire) avec la puissance. Le tweeter Fostex T 925 s'apparente un peu au tweeter Onken dans sa conception. Un pavillon circulaire de 60 mm en acier taillé dans la masse prolonge un moteur très puissant dont l'aimant Alnico de 82 mm assure un champ énorme (plus de 16000 gauss). La bobine de 25 mm actionne un dôme très léger en aluminium (le dôme de l'Onken est en titane).

Le choix du médium a demandé un soin tout particulier car il fallait conjuguer un haut rendement avec une gamme étendue 400-5000 Hz, linéarité parfaite en amplitude et bonne directivité. Il est très difficile d'obtenir un rendement suffisant en dessous de 800 à 900 Hz avec un petit diamètre sans faire apparaître des résonances. Il est aussi très important que la dispersion spatiale d'un grand diamètre (200 mm par exemple) soit satisfaisante aux alentours de 5000 Hz. Nous avons pensé au Medomex 15 (haut-parleur vieux de 15 ans !), mais ce haut-parleur s'il possède un rendement d'ensemble suffisant présente

par contre un taux de distorsion non négligeable en dessous de 1 kHz et des irrégularités très fortes dans le haut médium (4 kHz). Après de nombreuses études de haut-parleurs, LE8, ATC, Cabasse...le choix s'est porté sur le nouveau 170 mm de Audax référence HD 17 HR 37.

Ce magnifique haut-parleur pensé uniquement dans le but de reproduire le médium possède un bon rendement, 96 dB, et remplit tous les objectifs précédemment cités. Son saladier aluminium (en magnésium dans le futur) et son moteur ferrite de 120 mm lui donnent une structure solide, la bobine courte de 38 mm de diamètre entraîne une membrane papier (issue du fameux WFR 17). La suspension extérieure en mousse est entièrement plate pour éviter les diffractions. Le déplacement est évidemment faible mais la résonance située, malgré tout, à 105 Hz permet une bonne utilisation dans la bande espérée.

Dans le but d'amortir la résonance composite haut-parleur caisson, il a été envisagé de construire une charge du type ligne

acoustique fermée à amortissement variable. Pour faire travailler les filtres de coupure dans les meilleures conditions, il est nécessaire que ceux-ci voient une impédance de charge la plus plate possible, même à des fréquences éloignées de la coupure. Aussi, la résonance d'ensemble, 150 à 200 Hz, devait être dampée le mieux possible. La section du chemin parcouru par l'onde arrière va en diminuant alors que la densité du matériau absorbant va en augmentant. Nous reviendrons sur la construction de ce caisson plus loin.

Le tweeter Fostex, une belle pièce à l'usinage parfait, est livré avec son support en bois. Ainsi, il sera aisé de le placer à l'air libre posé sur le caisson médium. Les problèmes de diffraction sur les côtés seront alors évités et les caractéristiques de directivité seront alors parfaitement conformes à celles imaginées par les ingénieurs de Fostex. Cette solution possède un troisième avantage celui de pouvoir ajuster les réponses respectives du médium et du tweeter en transitoire par simple déplacement

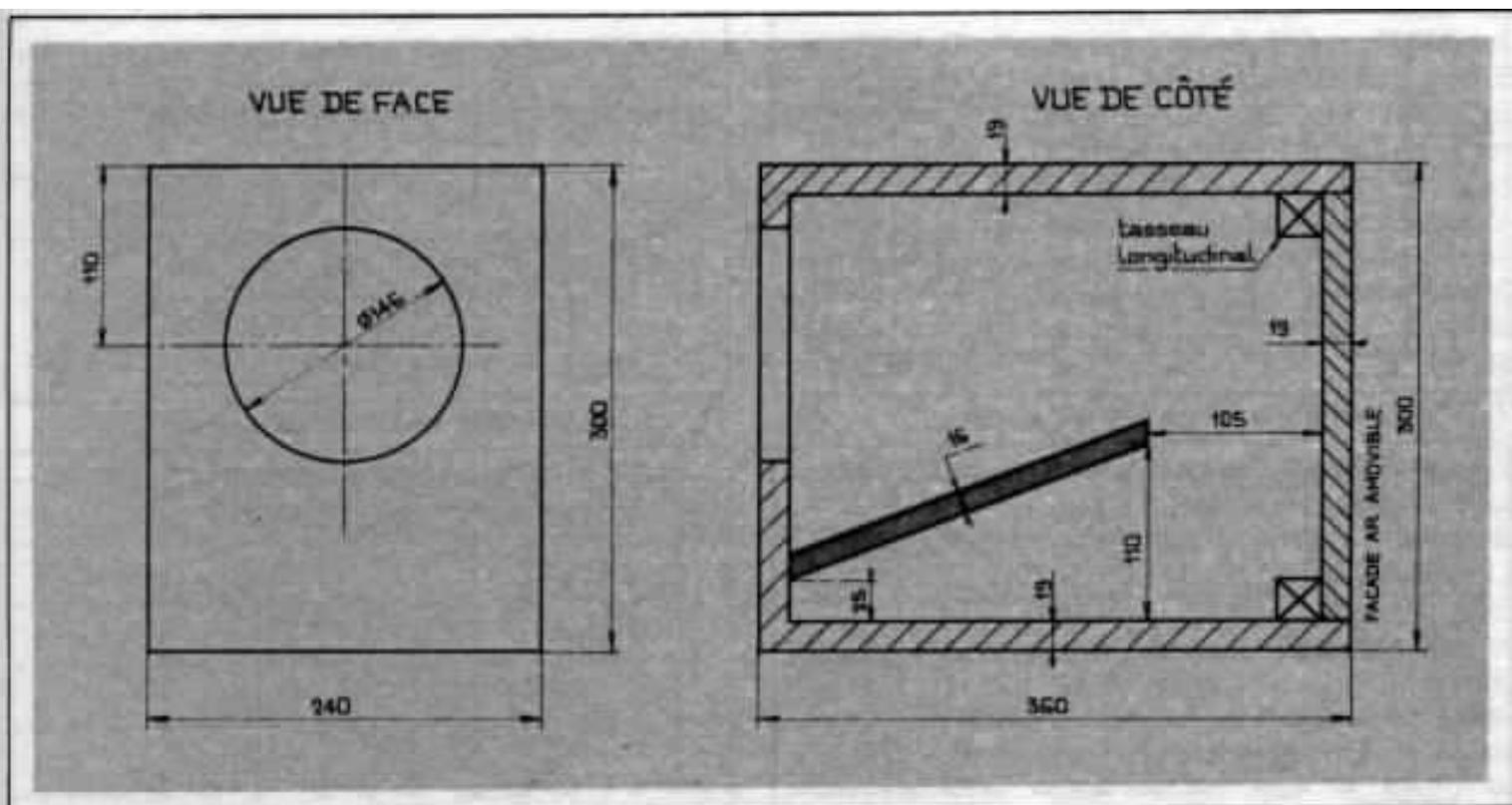


Fig 2 - Détails de construction du coffret médium

de ce dernier dans le sens de la profondeur. Seule une étude à l'oscilloscope nous permet de trouver le point critique en fonction du filtre adopté.

Le caisson médium

Le volume extérieur du caisson dont les côtes sont données en figures 2 et 3 peut sembler relativement important pour une coupure à 600 Hz. Ceci est justifié par la présence de la ligne capable d'amortir une fréquence de résonance voisine de 150 Hz. Le panneau arrière amovible, repose sur des longerons horizontaux et verticaux (20 mm x 20 mm). Il est nécessaire de pouvoir retirer la façade arrière pour faciliter l'accès aux deux parties de la ligne et ajuster l'amortissement interne. Le matériau absorbant est de la laine de verre référence PB 156 en 30 mm d'épaisseur (densité 22 kg/m³). Dans un premier temps, il faudra recouvrir les 7 faces internes (hors mis celle du haut-parleur) ensuite rajouter un second panneau d'épaisseur moitié sur le fond et remplir la presque totalité du volume sous la

planche interne. La laine de verre s'est avérée donner de meilleurs résultats acoustiques que la mousse et surtout que la laine. Il n'est pas nécessaire de rajouter des feuilles de plomb sur les faces principales car il semblerait que l'amortissement dans le bas

du spectre soit suffisant, la coupure haute à 600 Hz ne justifie pas une telle intervention. En effet, le plomb ne trouvera sa justification que dans les fréquences inférieures à 200 Hz où la longueur d'onde trop grande ne trouvera pas son absorption complète dans les matériaux classiques, seule la masse peut alors être un élément d'absorption. La façade avant ne comporte pas de feuillure pour le haut-parleur de médium, le saladier du HD 17 HR 37 étant ainsi fait qu'il est possible de se passer d'une telle opération, assurant une meilleure rigidité encore. Il est conseillé de glisser entre le haut parleur et le panneau avant un joint-mastic du type bostik. Le câblage sera effectué avec du fil, donc la section minimale sera de 1mm², du type Leonische. Cette remarque sera vraie pour les deux autres transducteurs bien évidemment.

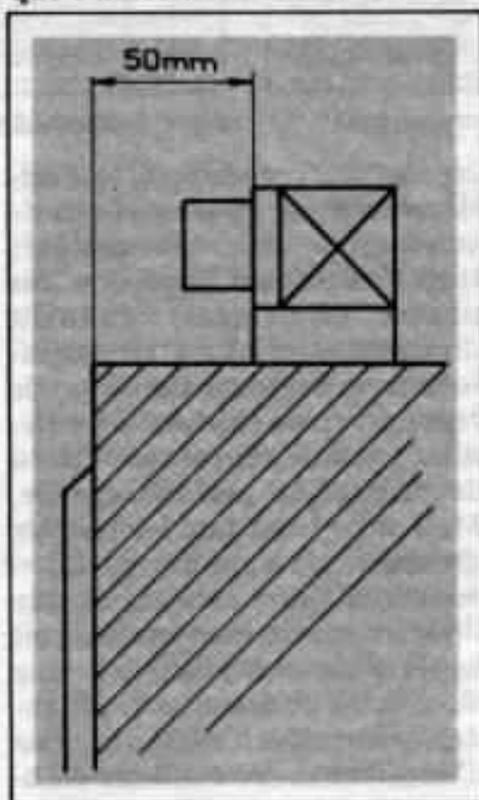


Fig 3 - Positionnement du tweeter sur le coffret médium.

Le filtrage

Les haut-parleurs ont été choisis, entre autres caractéristiques, pour leur excellentes linéarités en amplitude, aussi le réseau de fil-

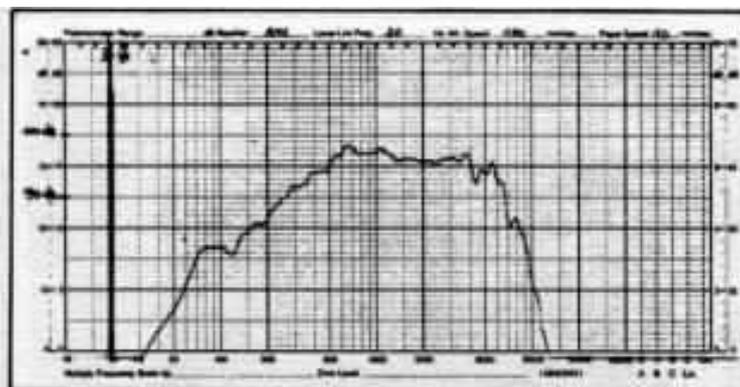


Fig 4 a - Réponse en amplitude du médium

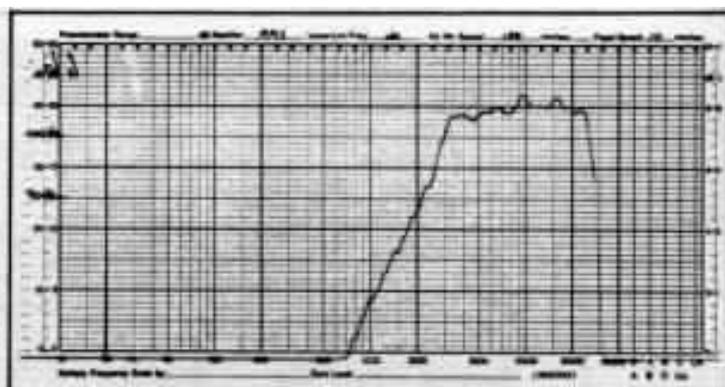


Fig 4 b - Réponse en amplitude du tweeter.

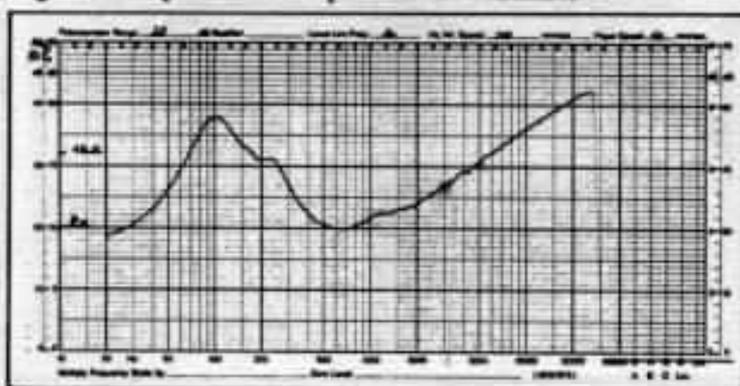


Fig 5 a - Impédance du médium.

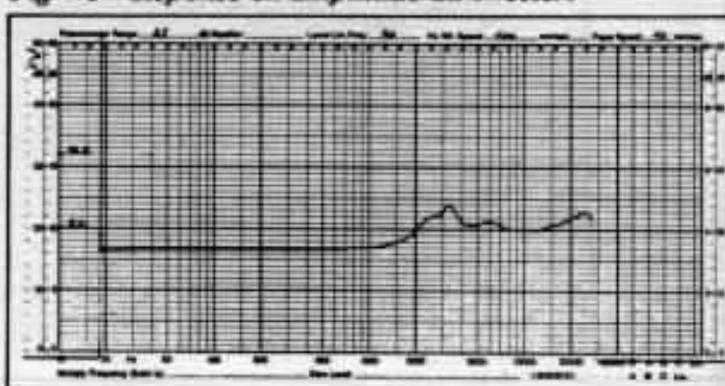


Fig 5 b - Impédance du tweeter.

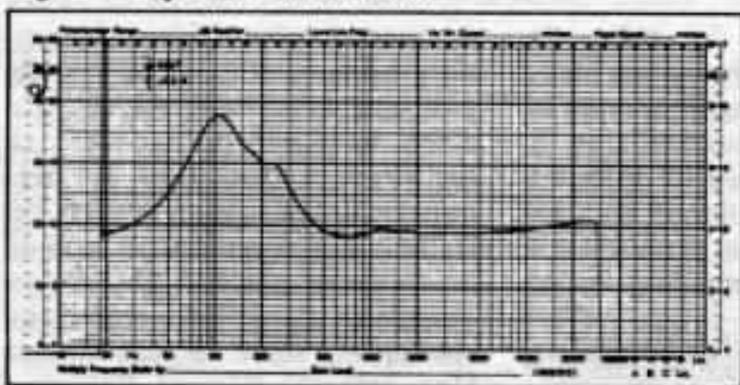


Fig 6 a - Impédance du médium après compensation.

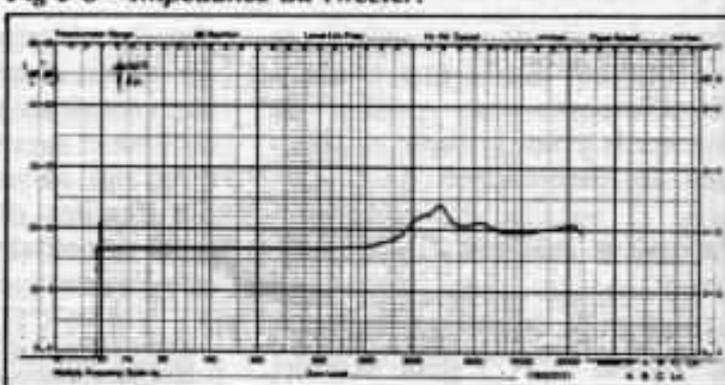


Fig 6 b - Impédance du tweeter après compensation.

trage n'aura pas comme rôle supplémentaire la correction acoustique de l'un ou l'autre avec les dégradations que cela entraînerait en phase et en impédance. Nous sommes donc dans les conditions idéales d'application des résultats de l'étude parue dans le n°8 sur la réalisation des filtres passifs. Il est bon de rappeler qu'une des conclusions de cette étude était que seuls les filtres d'ordre impair ne peuvent garantir un bon transfert en phase et en amplitude, que seul le premier ordre n'affecte en rien les temps de propagation de groupe à la fréquence de coupure. Le premier ordre est difficilement utilisable pour les raisons évoquées dans

cet article, cependant le troisième ordre, si les sens relatifs de connexion des haut-parleurs sont bien choisis (inversion des phases électriques) donnera d'excellents résultats en amplitude procurant une transition de réponse rapide entre les deux éléments et une réponse de retard de phase B/ω peu tourmentée. Mais si on veut que les réseaux diviseurs s'accordent parfaitement, il est nécessaire que l'impédance du haut-parleur soit la plus constante possible le long du spectre de fréquence. Il faudra faire des compensations d'impédance. Nous allons montrer comment procéder et décrire le déroulement complet de l'étude.

Les mesures

Celles-ci ont toutes été effectuées dans la chambre sourde du laboratoire national d'essais.

Le micro de mesure de 1/2 pouce situé à 1 m des transducteurs et la tension d'entrée de 2,8 volts correspondant à 1 W pour une charge de 8Ω .

Les courbes à la figure 4 donnent les réponses en amplitude de chacun des deux transducteurs médium et aigu ; le médium est monté dans son caisson. On remarque que le rendement d'ensemble du médium se situe à 96 dB et celui du tweeter presque 105 dB. Ce dernier est tout à fait extraordinaire car ce rendement n'est pas obtenu au détriment

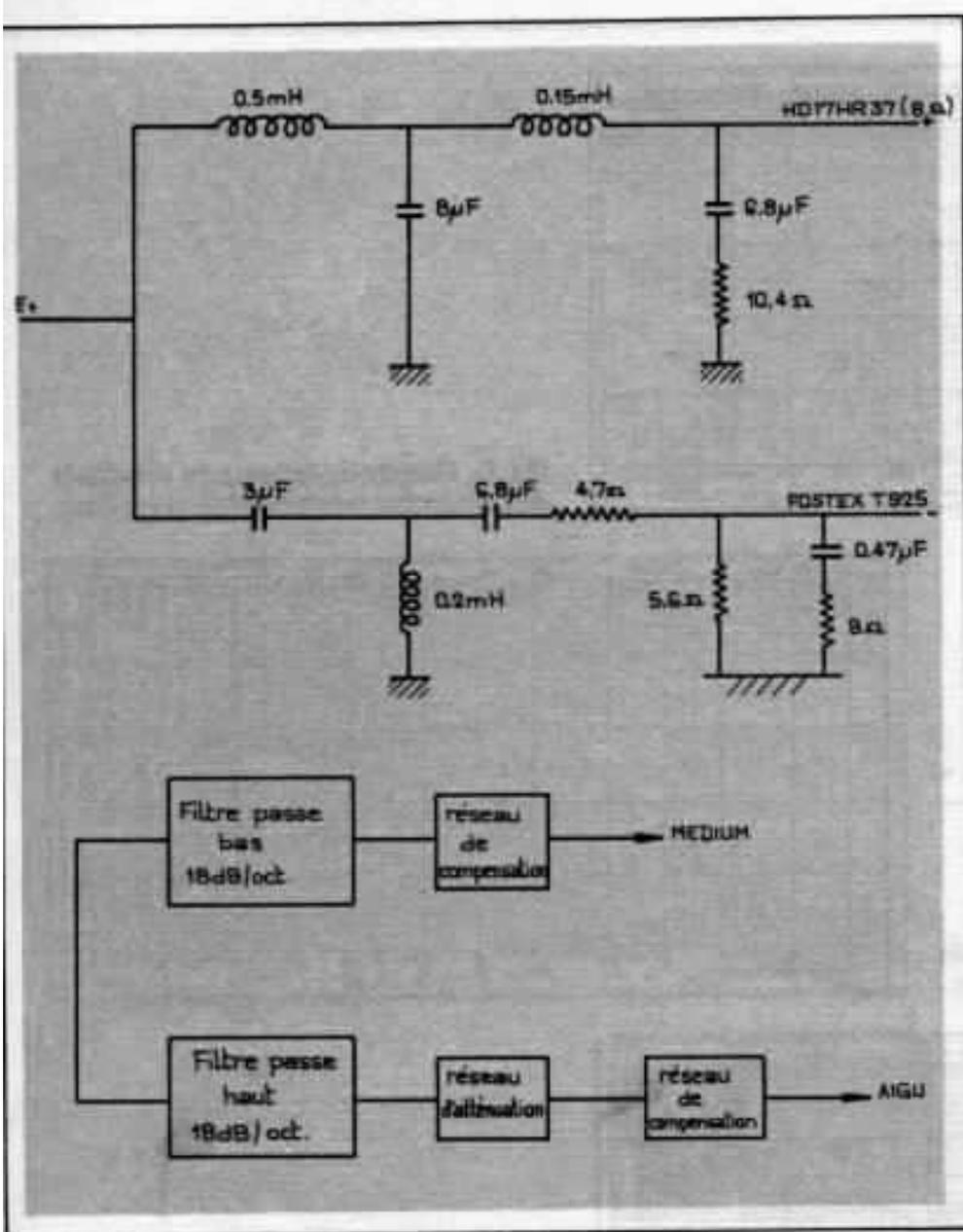


Fig 6 c - Réseau répartiteur employé avec compensations.

d'une autre caractéristique, la linéarité est bonne et l'amortissement de la résonance parfait. Les graphiques de la figure 5 donnent les courbes d'impédance respectives. Les impédances minimales sont très proches de 8Ω , la résonance du tweeter s'élève à peine à 10Ω pour 8Ω nominal, ce qui est remarquable. Le premier travail à effectuer consiste en la compensation des inductances donc des impédances de chacun des deux haut-parleurs. La meilleure compensation du médium est obtenue par mise en parallèle sur celui-ci d'un réseau série capacité résistance $10,4\Omega$ et $6,8\mu F$. L'impédance tombe alors très légèrement en dessous de 8Ω (voir

figure 5). Même chose pour le tweeter ou la compensation (faible au demeurant) sera, elle, de 8Ω et $0,47\mu F$. Il est bon de spécifier que ces compensations d'impédance n'affectent en rien les courbes de réponse acoustique des haut-parleurs. Les impédances sont constantes et voisines de 8Ω dans les bandes désirées. La deuxième étape consistera en la réduction du rendement du tweeter par un réseau résistif, tout en conservant une impédance constante de 8Ω . Ce réseau placé en avant du réseau de compensation est simple à calculer : $5,6\Omega$ en parallèle, $4,7\Omega$ en série. Le rendement moyen du tweeter sera alors de 97 dB , légè-

rement supérieur à celui du médium. Ce choix est volontairement guidé par le fait que le tweeter accuse une chute de niveau sensible hors de l'axe entre 30° et 60° . Il est aussi nécessaire de prévoir une puissance acoustique rayonnée constante dans cette gamme de fréquences. Le réseau diviseur donné en figure 6 a permis d'obtenir une courbe de réponse très linéaire dans la gamme $500 - 20000\text{ Hz}$ ($+2\text{ dB}$) courbe (7). La légère remontée en aigu dans l'axe se trouve compensée par la chute à 30° courbe (8). La courbe (9) nous montre comment s'effectue le raccordement. La fréquence de coupure se situe à 4500 Hz , ce qui pourrait paraître bas pour le tweeter. Il ne faut pas oublier que la pente est 18 dB/Octave et que le tweeter travaille $8\text{ à }9\text{ dB}$ en dessous de son niveau maximal. A titre purement expérimental, nous avons reporté sur la figure 10 la courbe obtenue par inversion des bornes du tweeter (même phase électrique), une opposition de phase importante apparaît à la coupure.

Ces courbes ont été obtenues en reculant le tweeter de 50 mm . Ces 50 mm correspondent à la distance séparant la plaque de champ du tweeter (début du moteur) de l'arête du caisson médium (voir figure). En figure 11, nous pouvons apercevoir la belle symétrie des courbes d'atténuation électrique du réseau séparateur, la coupure électrique se situant exactement à 4500 Hz . La courbe d'impédance (figure 12) de l'ensemble est la somme des deux atténuations précédentes. L'impédance globale est très linéaire entre 400 et 20000 Hz ($\pm 1\Omega$). Dans un éventuel raccordement avec le boomer, le filtre passe haut (fréquence de coupure $600-650\text{ Hz}$) fonctionne de façon optimale du fait que l'impédance de charge sera pratiquement constante. Nous avons affaire à un caisson médium-

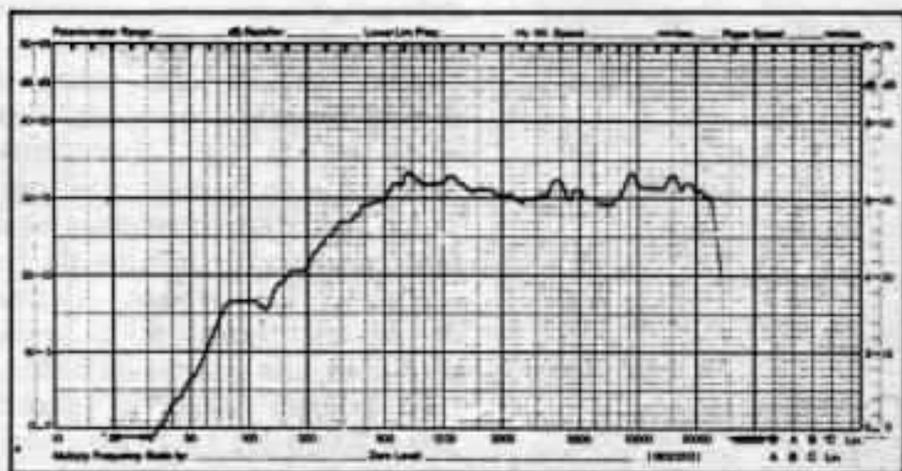


Fig 7 - Courbe de réponse en amplitude de l'ensemble médium-aigu, dans l'axe.

Fig 8 - Courbe de réponse en amplitude à 30°.

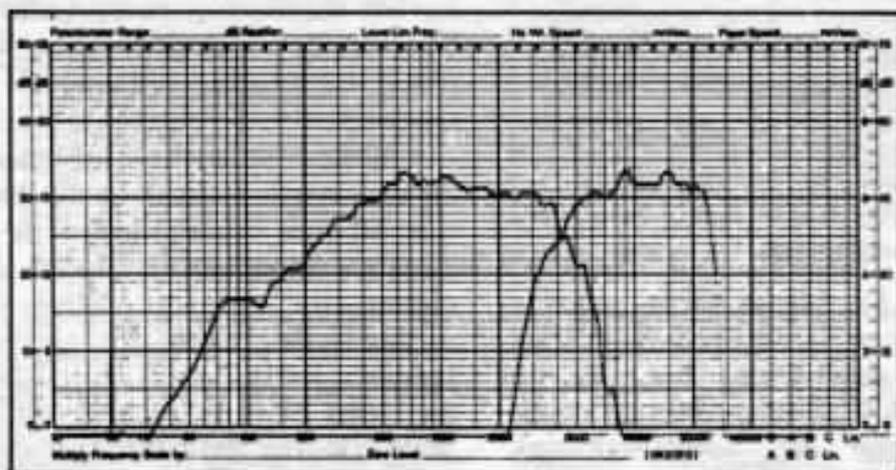
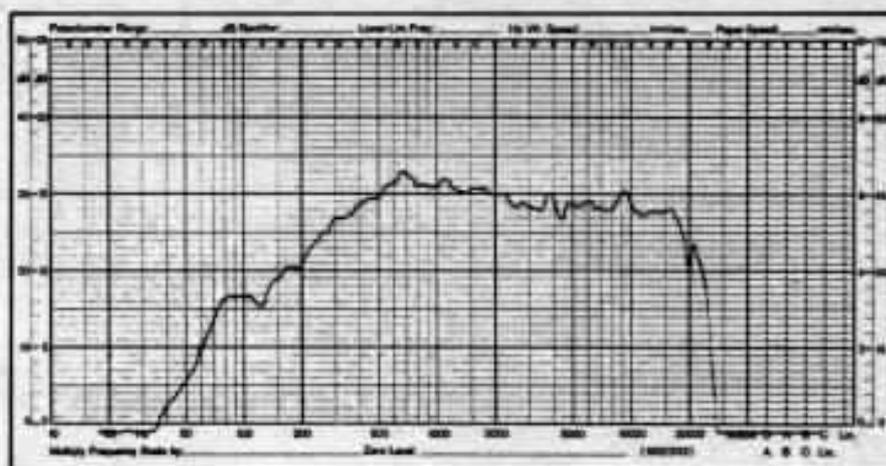
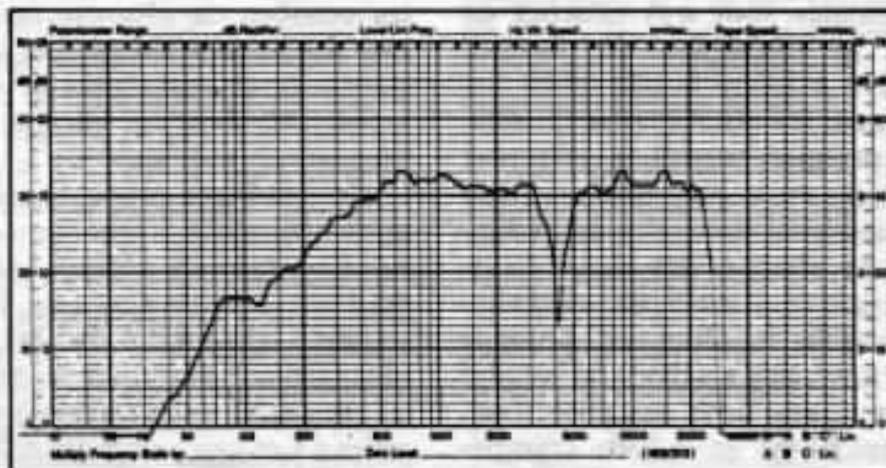


Fig 9 - Réponse de chacun des transducteurs, la coupure est à 4500 Hz.

Fig 10 - Réponse avec tweeter inversé (même phase électrique).



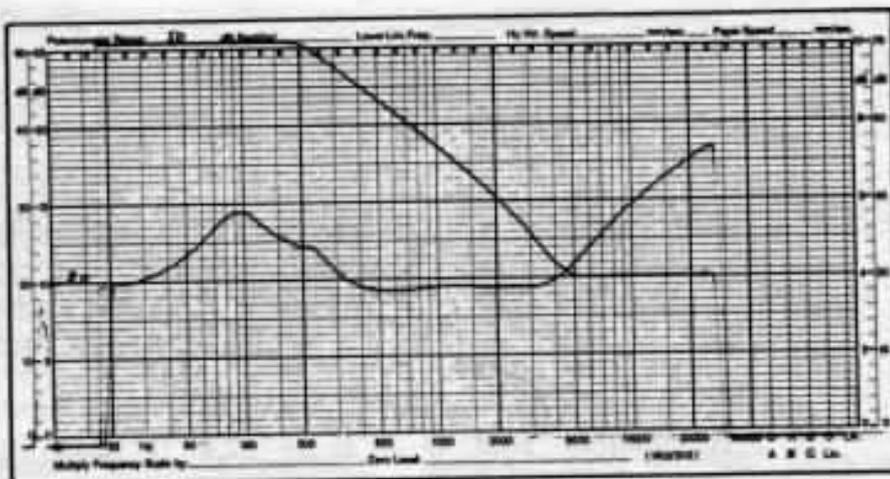


Fig 11 - Courbe d'impédance de chacune des branches du réseau répartiteur.

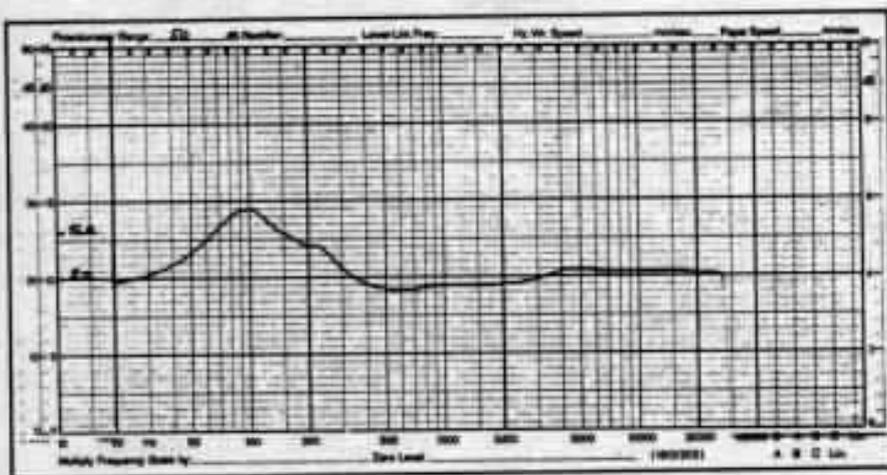


Fig 12 - Courbe d'impédance globale du filtre.

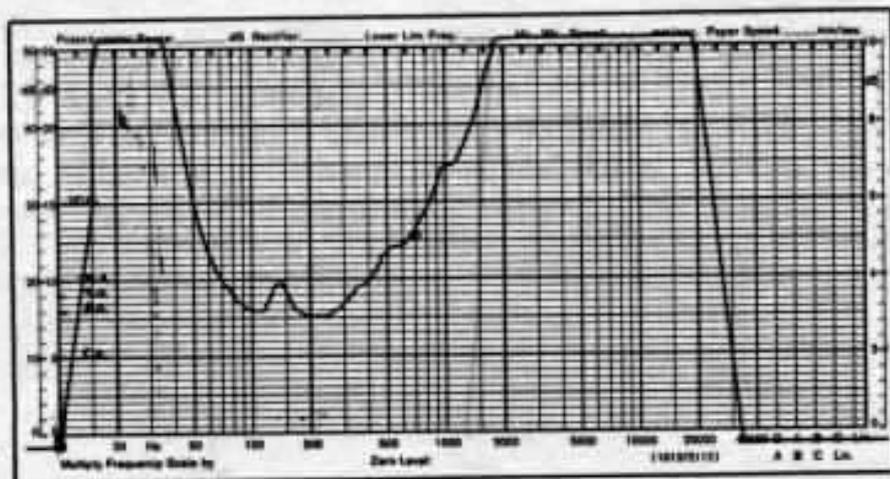


Fig 13 - Impédance du 416 A à l'air libre. Noter l'échelle verticale différente 25 dB lin.

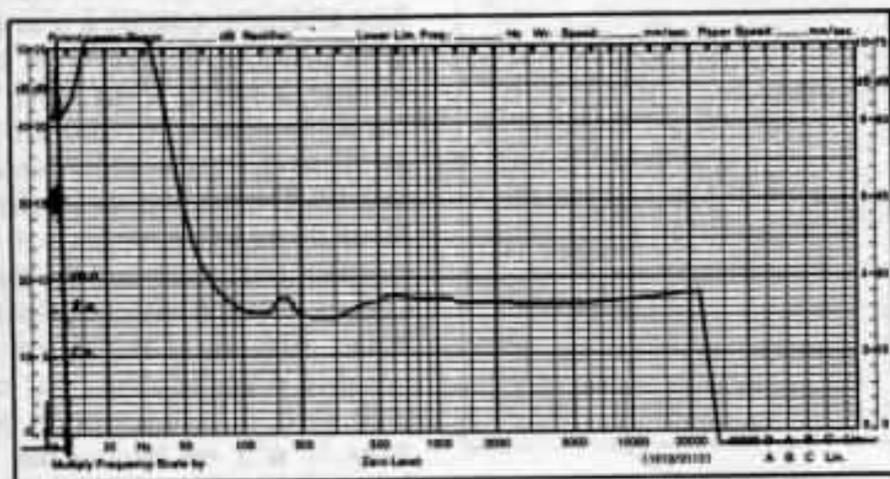


Fig 14 - Impédance compensée du 416 A dans les mêmes conditions.

Réseau médium-aigu

Selfs 0,5 mH à air $R = 0,15 \Omega$

0,15 mH à air $R = 0,15 \Omega$

0,2 mH à air $R = 0,2 \Omega$

Condensateurs 8 μF type SCR PZA 400 en papier ($\pm 10\%$)

6,8 μF type Procond PI polycarbonate ($\pm 10\%$)

3 μF type SCR PZA 300 au papier ($\pm 10\%$)

0,47 μF ($\pm 10\%$) sogéco ou autres

Résistances 10,4 Ω 8 Ω + 2,4 Ω (seta) bobinées cimentées 10 W

5,6 Ω bobinées cimentées 10 W

4,7 Ω bobinées cimentées 10 W

Réseau Onken - caisson médium-aigu

Selfs 3 mH à air $R = 1 \Omega$

1 mH à air $R = 0,3 \Omega$

1,5 mH à air $R = 0,5 \Omega$

Condensateurs 40 μF (2 fois 20 μF en parallèle) type SCR au papier

20 μF type SCR au papier

24 μF type SCR au papier

63 μF type SCR au papier

Résistance 9 Ω 10 W

Fig 15 - Valeurs et technologies des composants constitutifs du réseau de filtrage.

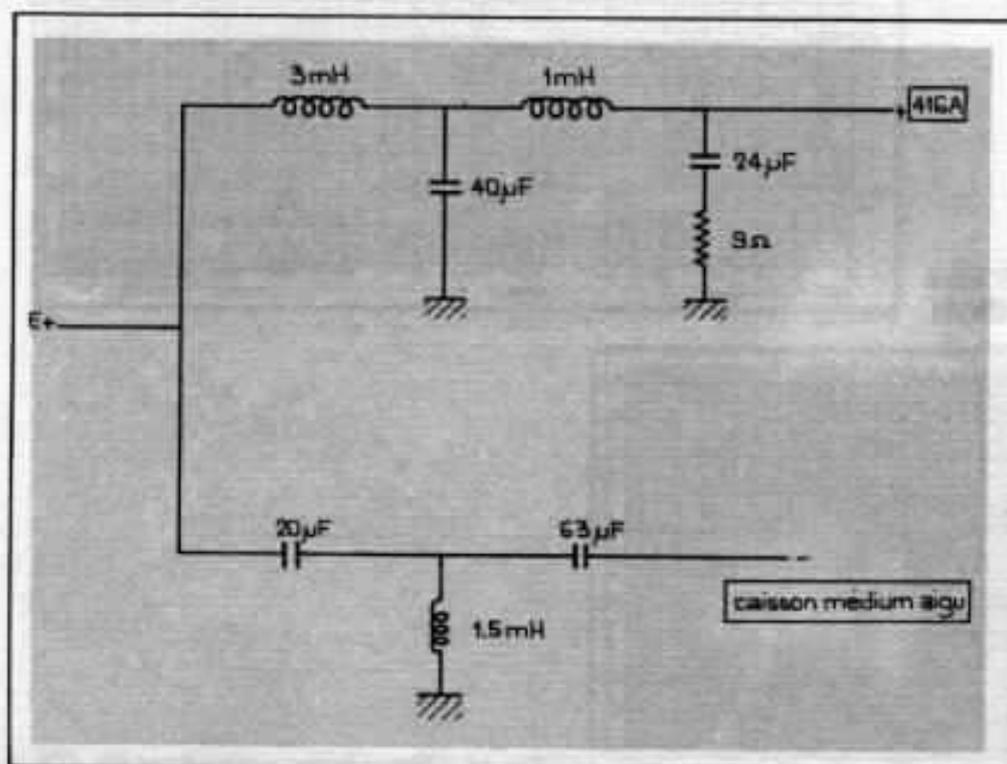


Fig 16 - Réseau de filtrage de l'adaptation Onken-médium-aigu.

aigu de très haute qualité dont les performances sont exemplaires. La théorie et la pratique sont pour une fois intimement liées.

Raccordement au caisson grave Onken

Ce système médium-aigu peut être aisément couplé à n'importe quel caisson de grave de haute qualité à l'aide d'un filtre électronique centré sur 600 Hz (voir le filtre Kanéda précédemment décrit). Cependant, le rendement élevé de ce système permet de le coupler parfaitement au caisson Onken équipé du haut-parleur Altec 416 A. Ce caisson que nombre d'audiophiles ont construit suite à la description parue dans le n°2 ne trouve pas toujours chaussure à son pied dans son complément en médium-

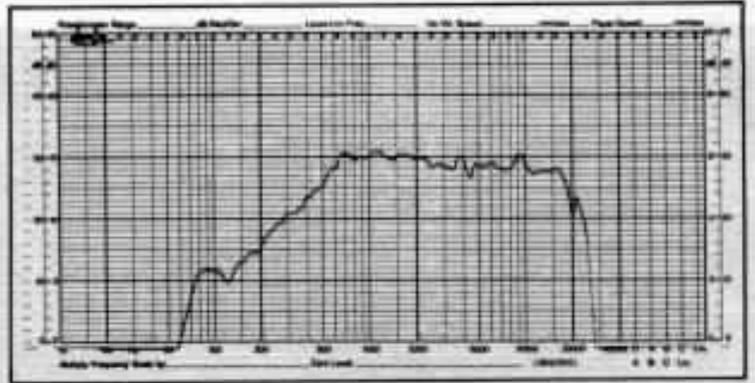
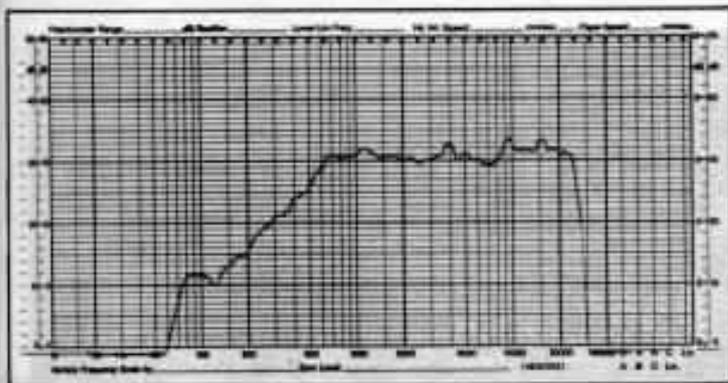


Fig 17 et 18 - Régularisation de la courbe de réponse pour utilisation en filtrage actif dans l'axe et à 30°.

aigu. Aussi, nous allons donner le réseau séparateur idéal, passif, qui procure les meilleurs résultats.

Dans un tout premier stade, il est nécessaire de régulariser l'impédance du 416 A et donc de compenser la partie inductive. La mesure a été faite, le haut-parleur à l'air libre. Comme l'indiquent les courbes 13 et 14 (mesures effectuées dans ce cas avec un potentiomètre de 25 dB linéaire et non pas logarithmique comme auparavant). Le réseau compensation composé de 8Ω en série avec $24\mu\text{F}$, le tout en parallèle permet à l'impédance de ce haut-parleur de se situer dans un canal étroit de $\pm 1\Omega$ entre 80 et 20000 Hz. La résistance série s'élève à $7,2\Omega$ et la résistance dans une mesure en mode parallèle fait $8,9\Omega$ (c'est elle qui fixera

la résistance de compensation).

Le système médium-aigu étant linéaire en impédance, le grave étant parfaitement régularisé, il ne nous reste plus qu'à nous référer au tableau n°3 de l'étude parue dans le numéro 8. La fréquence de coupure à 18 dB/Octave la plus proche de 600 Hz est 630,96 Hz. Les valeurs données sont 3 mH, et $42\mu\text{F}$ par le boomer $21\mu\text{F}$, $63\mu\text{F}$ et 1mH pour le médium-aigu. Le filtre de séparation complet est donné en figure 15, en tenant compte des valeurs normalisées disponibles des condensateurs. Faire très attention d'inverser la phase électrique du grave par rapport à celle du médium-aigu équipé de son filtre à l'entrée. Toutes les caractéristiques complémentaires des com-

posants sont données dans un tableau récapitulatif.

Il est nécessaire de reculer d'environ 10 cm le caisson médium-aigu par rapport au grave. Placer une plaque de feutre sur la partie horizontale découverte du caisson grave.

N.B - Dans le cas seul d'un filtrage électronique, il est possible de régulariser la courbe du médium-aigu en plaçant un condensateur de $63\mu\text{F}$ (papier SCR) en série avec l'ensemble, on supprimera ainsi le léger gonflement entre 500 et 1000 Hz (voir courbes 17 et 18).

Les lecteurs intéressés par cette réalisation, peuvent prendre contact avec l'Audiophile pour l'obtention des divers composants.

**Page non
disponible**

Réflexions sur la réalisation et l'emploi des égaliseurs graphiques

Jean Gandfernau

L'utilisation d'un égaliseur dans une installation de haute qualité d'écoute est loin de faire l'unanimité. Nombreux sont les audiophiles partisans de l'électronique dépouillée à l'extrême. Toutefois il faut être conscient, qu'en utilisation réelle, il est difficile de s'affranchir de défaut à caractère constant. C'est justement là que l'égalisation trouve sa raison d'être. L'article de Jean Gandfernau fait le point sur ce sujet, il débouche sur l'utilisation à bon escient et sans exagération de l'égaliseur. Lequel gagnera grandement à être «personnalisé» à l'installation.

L'égaliseur graphique décrit par Jean Hiraga (Audiophile n° 8) est certainement l'un des meilleurs et des plus simples que l'on puisse se procurer. Il est toutefois nécessaire pour utiliser un égaliseur, ou avant d'entreprendre une réalisation, de bien comprendre les compromis que pose un tel équipement.

Le nombre des courbes élémentaires et leurs sélectivités sont évidemment essentiels :

— Si les «pointes» sont trop distantes (sélectivité grande par rapport à l'intervalle), les courbes corrigées seront agitées, pro-

duisant un effet subjectif peu agréable, surtout dans le médium. D'autre part, les fréquences choisies par construction ne correspondront pas toujours aux défauts à corriger, comme on le verra plus loin.

— Si au contraire les courbes sont plates, elles se superposent trop et ne permettront pas une correction fine des défauts.

— Il importe donc tout d'abord, de bien comprendre le fonctionnement des circuits et notamment leur sélectivité.

— L'utilisateur devra ensuite s'interroger sur les défauts qu'il désire corriger, de façon à adap-

ter l'égaliseur et en tirer le meilleur parti tant au plan acoustique qu'au plan subjectif.

La sélectivité

L'égaliseur graphique décrit dans l'Audiophile n° 8, comme d'ailleurs la majorité des systèmes commercialisés, est basé sur le réseau élémentaire de la figure (1a). Celui-ci se ramène à (1b), dont la réponse universelle est donnée en (1c).

Cette courbe est symétrique autour de la fréquence d'accord (en fréquences logarithmiques).

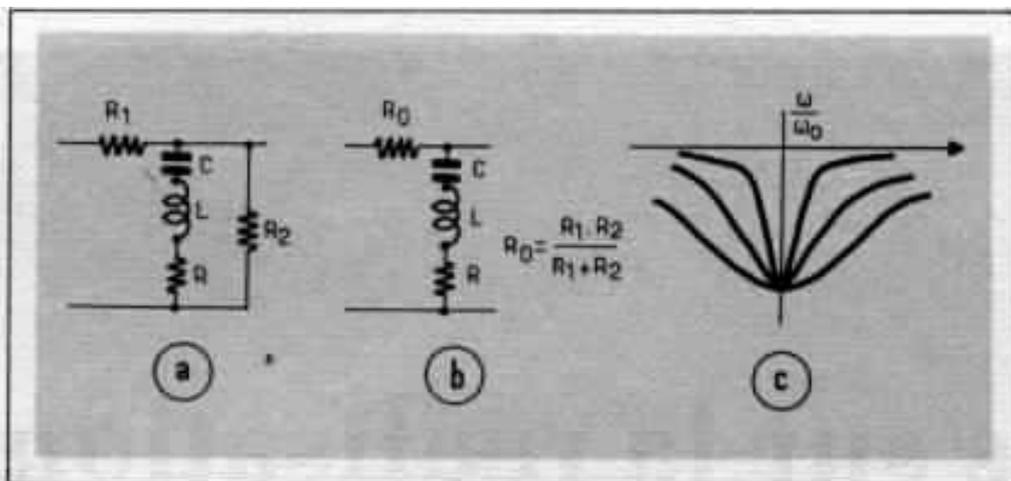


Fig 1 - Schéma de principe de l'égaliseur décrit dans le n°8, (a) se ramenant à (b) dont la réponse est (c).

La fonction de transfert est :

$$F(j\omega) = \frac{(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}) - \frac{j}{Q_0}}{(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}) - \frac{j}{A_0 Q_0}}$$

$$Q_0 = \frac{L\omega_0}{r}$$

facteur de qualité
du circuit série

$$A_0 = \frac{r}{R + r}$$

atténuation à la fréquence
d'accord

La courbe symétrique par rapport à l'axe de gain unitaire, qui privilégie une fréquence au lieu de l'absorber, est obtenue en insérant le réseau dans une boucle de contre réaction, ce qui transforme la fonction F en 1/F.

Dans le schéma de principe (2) utilisant l'ampli opérationnel IC1, le circuit sélectif peut être déplacé de 1 (absorption) en 2 (sélection) par le potentiomètre p. Les courbes sont parfaitement symétriques par rapport à l'axe d'affaiblissement nul (0 dB). Toutes les courbes intermédiaires peuvent être obtenues par l'action du potentiomètre, comme indiqué dans l'article de J. Hiraga. Au centre du potentiomètre, le circuit est sans effet.

La sélectivité, définie comme l'inverse de la bande passante à 3 dB, est maximum aux extrémités du potentiomètre. Il n'est donc pas possible, normalement d'obtenir des effets tels que 3 (b).

La conception d'un égaliseur graphique résulte donc essentiellement du choix de la sélectivité et des intervalles entre fréquence. Ce compromis est naturellement essentiel car il fixe le domaine d'emploi pour les corrections acoustiques ou subjectives à réaliser. En se limitant à une dizaine de fréquences pour des raisons de complexité et si l'on admet de couvrir régulièrement la plage 20-20 000 Hz (par octave, par exemple), la sélectivité doit être choisie pour obtenir un certain foisonnement des courbes. L'égaliseur est alors «universel».

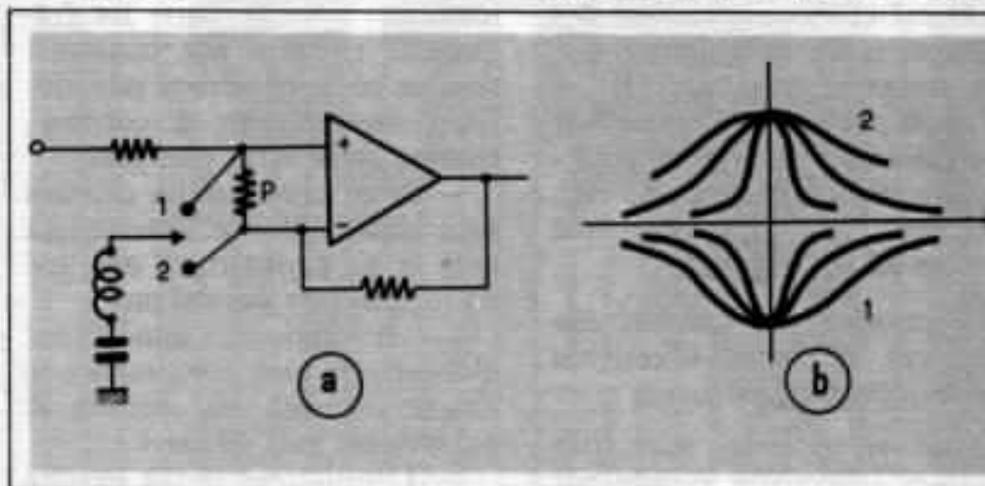


Fig 2 - Principe d'atténuation (1) et d'amplification (2) sélectives.

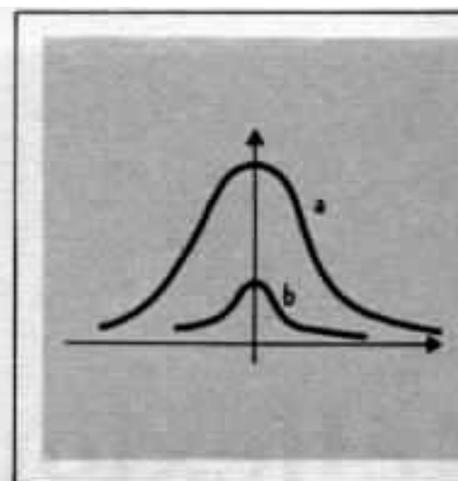


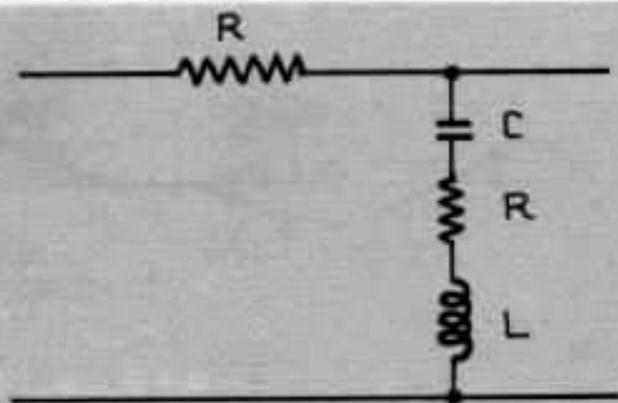
Fig 3 - La sélectivité, le cas (b) n'est pas possible.

La réalisation décrite est un très bon compromis à cet égard car les fréquences sont régulièrement espacées sur 10 octaves de 40 à 20 000 Hz et la sélectivité est approximativement constante pour toutes les fréquences.

Le tableau 1 résume les formules permettant de calculer la sélectivité et la forme des courbes.

Il est facile de modéliser, dans certaines limites compatibles avec la théorie, la sélectivité des courbes. La sélectivité est approximativement donnée par le Q du circuit $L\omega_0/R$ à la fréquence d'accord.

Si l'on désire que les courbes aient toutes sensiblement la même forme à toutes les fréquences d'accord, en couvrant régulièrement le spectre acoustique.



— Fonction de transfert : $A(x) = \frac{(x^2 - 1) - jx/Q_0}{(x^2 - 1) - jx/q_0}$

avec
 $x = \omega/\omega_0$
 $Q_0 = L_0/r$
 $q_0 = L_0/(R+r)$

— Gain à la résonance $x = 1$ $A_0 = R/(R+r)$ pour $x = 1$

— bande passante à 3 dB de la crête : $\Delta x_1 = \frac{1}{Q_0 \sqrt{1 - 2A_0^2}}$ ou $\Delta x_1 \approx \frac{1}{Q_0}$ pour A_0 petit devant 1

— bande passante à 6 dB de la crête : $\Delta x_2 = \frac{\sqrt{3}}{Q_0 \sqrt{1 - 2A_0^2}}$ ou $\Delta x_2 \approx \sqrt{3}/Q_0$

— Aplatissement à 6 dB d'atténuation $\Delta x_3 = \frac{\sqrt{1 - 4A_0^2}}{A_0 Q_0 \sqrt{3}}$ ou $\Delta x_3 \approx 1/A_0 Q_0 \sqrt{3}$

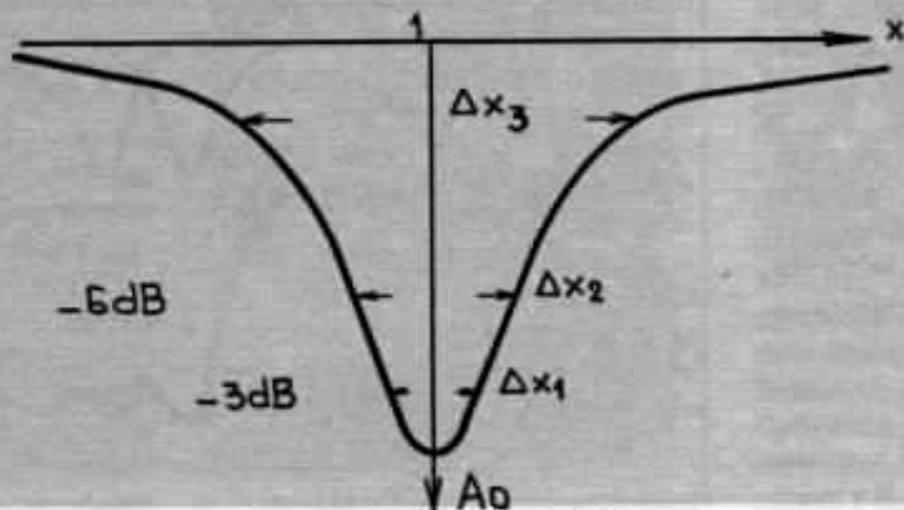


Tableau 1 : Détermination de la sélectivité et de forme de la courbe.

que, les conditions seront les suivantes :

- r identiques, pour que les hauteurs des crêtes soient constantes (R_1 à R_{10} dans la figure 8, page 12, L'Audiophile n° 8) ;

- Q voisins : les produits $L f_0$ de la self par la fréquence d'accord doivent être sensiblement égaux.

Dans l'égaliseur Hiraga : $r = 470 \Omega$ (Q voisin de 5), $L f_0$ voisin de 400

Exemple : pour 1250 Hz :

$$L = R r C$$

$$L = 1\,50000 \times 470 \times 0,0047 \times 10^{-6}$$

$$L = 0,33,$$

$$L f_0 = 412$$

Ces conditions sont naturellement simples à obtenir par des selfs actives qui constituent, et de loin, la meilleure solution, grâce aux amplificateurs opérationnels intégrés.

Cas d'utilisation

Voyons maintenant comment l'égaliseur doit être utilisé et éventuellement «personnalisé», pour répondre aux problèmes de chaque mélomane. Quels sont tout d'abord les défauts à corriger ?

a) *Les corrections de salle* : situées généralement dans la bande 60 - 140 Hz, elles sont constituées usuellement par des pointes parfois intenses (avant correction acoustique de la salle). Les fréquences de résonance peuvent être calculées pour des géométries simples mais non les amplitudes relatives.

Seules la mesure et l'audition permettent de corriger. Dans une pièce comportant par exemple rideaux et tapis, il faut absorber des pointes de 6 à 12 dB avec une sélectivité assez grande. En pratique, 2 fréquences de correction suffisent en appartement.

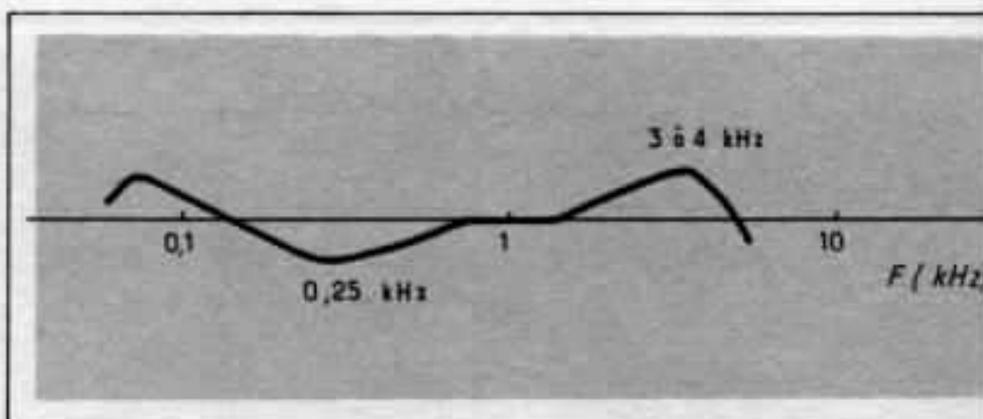


Fig 4 - Profil de l'égaliseur pour correction des enregistrements électrique 78 tours.

b) *Les corrections de haut-parleur* : elles peuvent être intéressantes,

- en très basse fréquence (30, 40 Hz), mais toute correction électrique doit être alors très prudente pour ne pas introduire de distorsion sur le haut-parleur ;

- dans les médiums, pour corriger de petites agitations.

- dans les aigus où il faut compenser à la fois le niveau sonore global, des défauts locaux de tweeters et des réflexions auxiliaires : donc nécessité de sélectivité élevée, avec plusieurs fréquences au-delà de 5000 Hz.

Les corrections nécessiteront une grande patience pour agir sur les 20 boutons de réglages,

soit à l'oreille, soit de préférence avec l'aide d'un très bon microphone et une source de bruit rose. (Par exemple : disque CBS STR 140).

On perçoit rapidement les limites d'un tel égaliseur, lorsque le nombre de fréquences est limité à une dizaine. Les instruments professionnels disposent de 3 ou 4 points par octave, mais l'amateur n'utiliserait en général qu'un nombre relativement restreint de fréquences dans un tel matériel. Une autre approche (par exemple : égaliseur SA 2800) consiste à limiter le nombre de points de correction (à pour le 2800), mais en laissant variables la fréquence et la sélectivité de chacun des circuits.

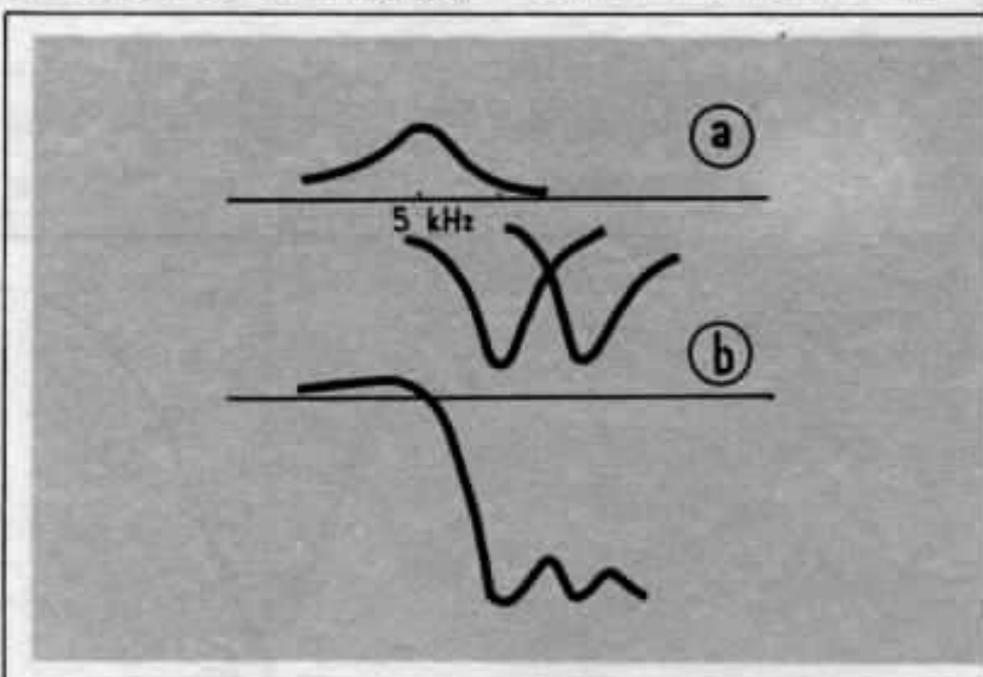


Fig 5 - Réponses de chacun des filtres (a) et réponse globale (b) pour limiter la bande des vieux disques.

c) Autres corrections

L'égaliseur graphique doit être limité aux corrections des défauts acoustiques de la salle ou à la rigueur de ceux provenant des haut-parleurs. Les défauts de cellule, de bras, etc... seront, dans la mesure du possible, corrigés «localement» et directement.

Il est cependant un cas où l'égaliseur est intéressant : c'est celui des disques possédant certains défauts d'enregistrement ou de pressage et tout particulièrement les anciens 33 tours et 78 tours. Bizarrement, on considère, en effet, dans les revues techniques que tous les disques sont des microsillons récents. Or, nombreux sont les amateurs qui disposent d'une importante collection de disques en moins bon état et très souvent de nombreux 78 tours, parfois merveilleux, dont ils ne savent plus que faire avec les matériels HIFI du commerce ; si ce n'est de garder une installation ancestrale, en général assez inaudible...

Cet aspect des disques mériterait à lui seul une importante étude. Disons simplement que l'égaliseur graphique fournit une bonne solution à deux problèmes :

— L'égalisation des courbes des disques anciens :

En effet, le correcteur RIAA est fixe sur les préamplificateurs modernes. Il est d'ailleurs préférable qu'il ne soit pas commutable pour éviter les défauts électriques ou subjectifs. L'égaliseur graphique permet de reconstituer la différence entre la norme RIAA et les caractéristiques de 78 tours. Pour les enregistrements électriques (1935 - 1945) - 78 tours, le profil de l'égaliseur graphique doit être sensiblement celui de la figure 4. Ceci suppose naturellement que le «78 tours» soit lu avec un pick-up moderne de qualité et un diamant approprié (par exemple : le Shure V15

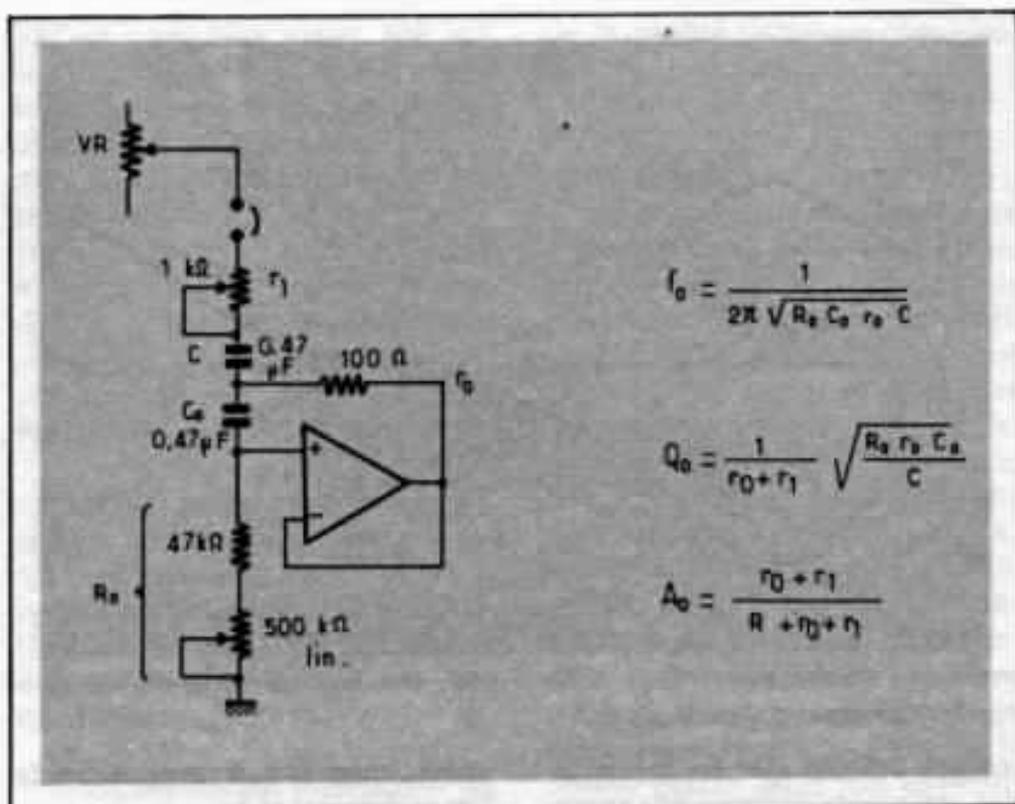


Fig 6 - Adaptation simple pour correction de salle en basses fréquences.

III avec diamant 78E).

— La limitation de la bande passante des vieux disques, notamment pour diminuer ce que l'on appelait les «bruits d'aiguille» :

Si certains matériels très spécialisés, tels que les filtres à bande passante automatiquement adaptée au signal, sont parfois précieux aux professionnels pour les copies de disques anciens, l'amateur pourra utiliser avec succès un égaliseur graphique pour réaliser ses copies sur bande. Un filtre passe haut variable excellent peut être obtenu avec l'égaliseur. Le principe consiste à compenser la chute lente d'une fréquence d'absorption par un relevé sélectif sur les fréquences immédiatement inférieures (courbes 5a et 5b). Naturellement, le repérage préalable des potentiomètres se fera en optimisant par mesure électrique les courbes de réponse.

Un ajustement subjectif sera nécessaire : c'est ainsi qu'un excellent effet peut être obtenu

sur les disques à enregistrement acoustique (antérieurs à 1928) par un relevé notable vers 3 000, 4 500 Hz, avant coupure de pente, relativement modérée jusqu'à 7 000 Hz et totale au-delà.

L'amateur aura soin d'établir des tableaux des positions des boutons de l'égaliseur pour pouvoir les retrouver aisément en passant de disques modernes à disques anciens.

Personnalisation de l'égaliseur

Les exemples précédents d'application de l'égaliseur graphique montrent donc des avantages certains. Il faut bien voir cependant que l'utilisateur sera confronté à des corrections qui peuvent conduire, comme on l'a montré, à des caractéristiques assez différentes des paramètres de sélectivité et de fréquence fixés à la construction. De plus, la «personnalisation» de l'égaliseur apparaîtra nécessaire à certains : par exemple, ceux qui s'intéressent à la lecture de leurs disques anciens n'ont pas les

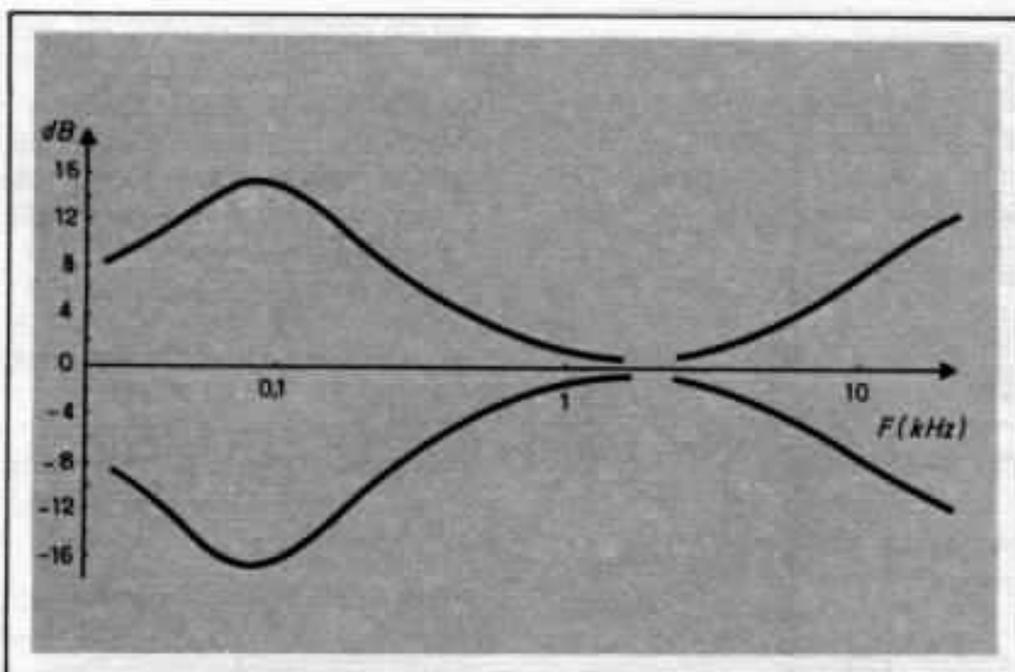


Fig 7 - Corrections graves-aigus.

mêmes besoins que les mélomanes, amateurs d'orgue par exemple, qui exigeront une parfaite égalisation du local d'écoute.

C'est de ce point de vue de la «personnalisation» que l'équipement proposé par J. Hiraga est intéressant.

Voici quelques conseils qui supposent que la chaîne dans son ensemble soit déjà de haute qualité pour limiter uniquement l'égaliseur aux corrections

acoustiques et aux corrections de l'enregistrement lu.

Pour corriger la salle d'audition, 1 ou 2 points suffisent dans la bande 60 - 150 Hz, mais nécessitent un ajustage assez fin de la fréquence et de la sélectivité : par exemple, Q de l'ordre de 6 à 15, atténuation 6 à 10 dB.

Dans le médium, on utilisera peu l'égaliseur si ce n'est pour ajuster le volume du médium.

Aux fréquences élevées

(défaut de tweeter ou réflexions), quelques détails pourront être rectifiés : l'idéal est de disposer de fréquences rapprochées d'un 1/3 d'octave de 5000 à 15000 Hz (Q de l'ordre de 15).

En supposant une source enregistrée «parfaite», l'expérience montre qu'en général 3 ou 4 fréquences de correction sont suffisantes (la chaîne étant supposée rendue de haute qualité).

Pour les corrections d'enregistrement (disques anciens) il est souhaitable, comme on l'a vu, de disposer des moyens de réajuster la courbe RIAA (basses et bas médium) et de moduler ou de filtrer au-delà de 3000 Hz. des circuits assez sélectifs sont nécessaires.

Pour la correction de salle, il sera utile de disposer de circuits ajustés spécialement. Un ou deux des circuits - par exemple ceux à 80 et 160 Hz dans l'égaliseur décrit - pourront être équipés de petits ajustables facilement accessibles, selon la figure 6. Ce circuit permet une variation de 50 à 150 Hz environ. Les sélectivités maximales Q_0 sont de l'ordre de 20 à 60 selon les fréquences f_0 .

On constate que les trois facteurs de base, f_0 , Q_0 et A_0 ne peuvent être réglés indépendamment.

Ce potentiomètre de 500 K Ω agit sur la fréquence f_0 tout en agissant également sur Q_0 . Le potentiomètre r_1 de 1000 Ω modifie Q_0 et A_0 , de même que le potentiomètre VR de réglage de niveau.

La fréquence f_0 pour la correction recherchée est d'abord réglée par R_0 . On agit ensuite sur VR et r_1 pour doser la forme de la courbe.

Il faudrait un circuit plus complexe pour disposer de réglages indépendants, mais avec un peu d'habitude, les interactions des

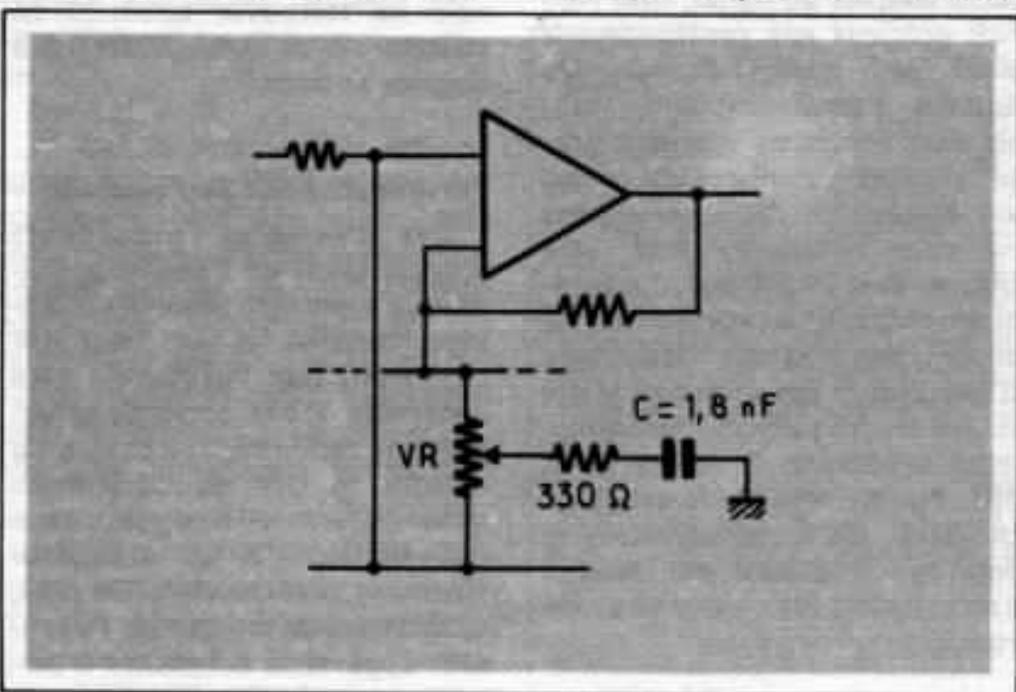


Fig 8 - Adaptation d'un circuit à la correction aiguë. Le circuit actif est remplacé par un simple condensateur.

deux réglages ne sont guère gênantes.

(On notera que le circuit imprimé du correcteur Hiraga permet ce montage sans modification).

Enfin, les usagers disposant d'enregistrement imparfait, voudront pouvoir disposer des classiques réglages basses-aigus. L'égaliseur graphique permet très facilement de réaliser avec le même schéma un excellent correcteur classique. Il suffit pour cela de choisir un Q très faible.

Avec $C = 4,7 \mu\text{F}$, $C_0 = 0,01$
 $r = 470 \Omega$, $R_0 = 180 \text{K}\Omega$.

On obtient la correction de basses, figure 7 (en position maximale). Ce correcteur a le gros avantage de réduire le gain aux fréquences très basses, hors de la zone audible, lorsqu'on relève les basses.

On peut également compléter

par un correcteur aigus, soit sur le même principe (Q faible), soit tout simplement par un simple condensateur au lieu d'un circuit actif (figure 8). Ce correcteur du premier ordre est largement suffisant en pratique. Cette solution a l'avantage de sauvegarder l'un des 10 circuits actifs disponibles pour les corrections fines (un onzième potentiomètre VR peut être ajouté sans inconvénient).

Notons qu'au plan subjectif, ces deux correcteurs basses-aigus ne devront être utilisés qu'avec beaucoup de modération, essentiellement pour remédier à des défauts de prise de son sur certains disques.

Il est cependant intéressant de ne pas avoir recours à un équipement supplémentaire pour les corrections classiques basse-aigus. Son adjonction sans modification à l'égaliseur graphique permet de ne pas détériorer

la qualité électrique et subjective de la chaîne.

En conclusion

Certains puristes trouveront sans doute préférable de n'effectuer aucune correction et... de supprimer l'égaliseur. En pratique, si l'égaliseur est utilisé sur les principes indiqués et que les corrections acoustiques auront été «affichées» en permanence, les discophiles s'apercevront vite que des corrections complémentaires seront en pratique intéressantes pour l'écoute de nombreux enregistrements commerciaux. La difficulté résidera entre la distinction à introduire entre les corrections fixes de la chaîne placée dans son environnement acoustique et les corrections particulières aux enregistrements écoutés. Un peu de soin permettra à chacun, grâce à la souplesse du circuit Hiraga, de parvenir à la bonne méthode.

**Page non
disponible**

Un disque test bien pensé

Pierre Gilotaux

La mesure des caractéristiques d'une platine de lecture et d'un phonolecteur telle qu'elle est faite en laboratoire nécessite un appareillage complexe et très onéreux. Il en résulte que l'utilisateur ou le revendeur, n'a plus qu'à faire confiance aux notices. Le disque test Ortofon n'a certes pas la prétention de remplacer les mesures de laboratoires mais il a l'avantage considérable de pouvoir déterminer si l'installation est au-dessus ou au-dessous de certaines limites en ne se servant que de ses oreilles.

Comment utiliser le disque

Il faut d'abord s'assurer que tous les branchements de la chaîne sont corrects, notamment gauche-droite depuis le phonolecteur jusqu'aux enceintes. Il faut aussi avoir procédé aux réglages classiques du tourne-disque : force verticale d'application, anti-skating, entre axes plateau-pivot du bras, angle de la pointe dans le plan vertical, etc... des essais avec le disque peuvent être faits en utilisant les enceintes ou un casque.

Le disque est gravé, sauf indication contraire, selon la courbe internationale classique en gra-

vure directe, c'est ce que l'on fait d'habitude pour les disques de mesure et qui explique que chaque plage est isolée et qu'il faut donc passer à la main, d'une plage à la suivante.

Les annonces sont faites en anglais, elles sont très distinctes... à condition de comprendre l'anglais, nous donnons ci-après les indications essentielles pour ceux qui sont allergiques à cette langue.

1^{re} plage - Contrôle de l'orientation de la phase.

Cette plage ultra classique per-

met de vérifier avec un bruit blanc que la gauche et la droite sont à leurs places et que la phase est correcte. On entend d'abord la voie gauche puis la voie droite. Ensuite les deux voies sont en phase (mono) et l'audition doit se trouver au centre entre les deux enceintes, puis en opposition de phase et la localisation n'est plus possible.

2^e plage - Séparation des deux voies.

A l'aide du réglage de «balance» de l'amplificateur, couper la voie gauche, si cela

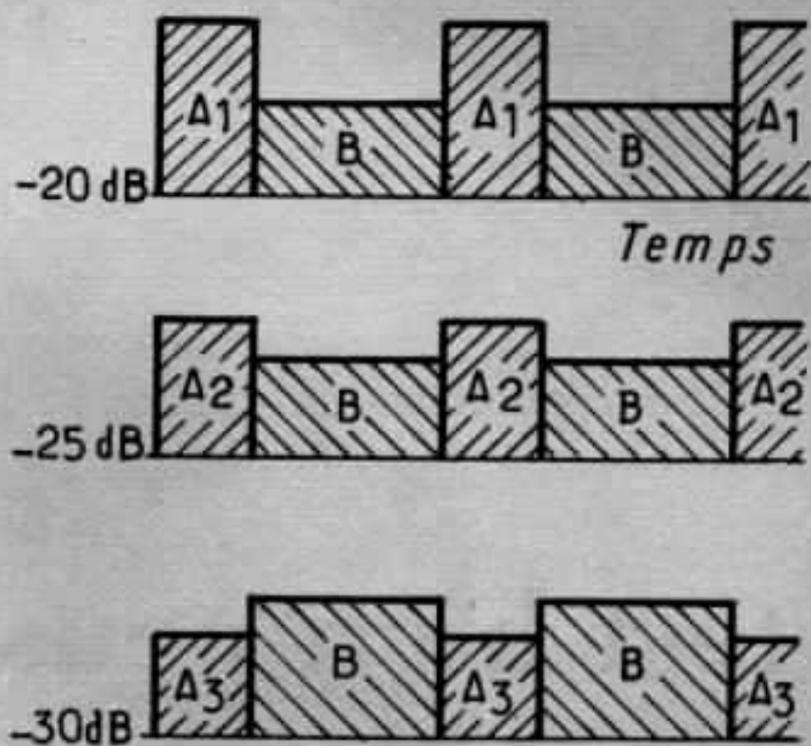


Fig 1 - A_1 Signal de référence à -20 dB gravé sur la voie droite, durée courte.

B Signal parasite provenant de la voie gauche et perçu dans la voie droite, durée longue.

A_2 et A_3 signaux de référence à -25 et -30 dB respectivement. La séparation est située entre -25 et -30 dB dans le cas représenté.

n'est pas possible on peut débrancher l'enceinte. Le signal gravé sur la voie gauche est une bande de bruit de tiers d'octave centrée sur 1 kHz. Le signal parasite entendu sur la voie droite est successivement comparé à une signal de référence gravé aux niveaux -20 dB, -25 dB, -30 dB. Ce signal de référence se distingue du signal parasite par sa durée qui est courte. Il est très facile à l'audition de vérifier si le signal parasite est plus ou moins fort que le signal de référence, on en déduit immédiatement que la séparation est de -20, -25 ou -30 dB (figure 1.).

D'une manière générale, la valeur de -20 à -25 dB est normale.

3^e plage - Rapport signal à bruit de la chaîne.

Le but de cet essai est de tester le bruit de fond de la chaîne entière. Un enregistrement de bruit blanc est fait sans utiliser la courbe de gravure classique mais le circuit de correction est toujours en service dans le préamplificateur (d'ailleurs on n'a pas accès à ce circuit dans les préamplis). Ce bruit est enregistré à des niveaux de -20 dB, -30 dB, -40 dB, -50 dB et -60 dB par rapport au niveau 3,54 cm/s eff. ou 5 cm/s crête. Il faut donc fixer le gain de l'amplificateur un peu au-dessous de la valeur pour laquelle on perçoit le souffle, ronflement, etc... dû à l'ampli, le phonolecteur n'étant pas posé

sur le disque et en se plaçant à la distance normale d'écoute. On lit la plage et on recherche le niveau de gravure à partir duquel on ne perçoit plus de diminution du bruit blanc lorsque l'on passe d'un niveau au suivant, par exemple lorsque l'annonce (en anglais) dit que l'on passe du niveau -40 au niveau -50 et si l'on ne perçoit pas de variation dans le niveau du bruit de fond c'est que la rapport signal à bruit de l'installation est de -40 dB. En réalité cette mesure n'est pas très exacte car lorsque l'on atteint des niveaux faibles, le bruit de surface du disque masque le bruit blanc du test. On peut donc dire que le rapport signal à bruit est global c'est-à-dire disque plus chaîne et ce résultat est assez aléatoire car il est très dépendant du disque (figure 2). En tout cas un rapport de -40 dB est normal.

4^e plage - sillon vierge.

Cette plage a un but assez voisin de la précédente. Il s'agit de mettre en évidence les ronflements dus à la présence du 50 Hz du réseau et à ses harmoniques, les ronronnements qui sont des bruits produits par la mécanique de la platine, par exemple la butée de l'axe du plateau ou un galet intermédiaire, et le souffle médium et aigu, dû au contact de la pointe de lecture sur le sillon ou à un étage d'amplification.

Ce sillon vierge a été gravé l'amplificateur du graveur étant hors service et l'équipage mobile du graveur étant bloqué. On règle le gain au niveau d'audition normal et on écoute le bruit en essayant d'analyser dans l'audition la présence des trois bruits cités ci-dessus. Nous devons dire que pour une bonne installation, c'est le bruit de surface du disque qui masque tous les autres. Nous pensons que cet essai ne se révèle positif que si l'installation est bien médiocre.

5^e page - Distorsion par différence de fréquence.

Nous avons été ravis de constater que cette mesure que nous ne cessons de recommander (voir *Audiophile* n° 1 et *Hifi-magazine* 7-8-1977) commence à faire sa place de préférence aux sempiternelles mesures de distorsion harmonique ou d'intermodulation qui ne signifient pas grand chose. Le phonolecteur ne se comporte en effet pas du tout comme un amplificateur, la distorsion harmonique provient en général d'une perte de contact entre la pointe et le sillon et on ne contrôle rien dans la partie haute du spectre où précisément c'est là qu'il se passe quelque chose. On enregistre donc deux signaux d'égal niveau dont l'écart de fréquences est de 1 kHz. La distorsion du premier ordre - à laquelle on se limite dans le cas présent - produit donc un signal indésirable à 1 kHz. On explore le spectre entre 20 kHz et 8 kHz avec les plages suivantes : 20-19 kHz, 18-17 kHz, 16-15 kHz, 14-13 kHz, 12-11 kHz, 10-9 kHz, 8-7 kHz. Les 7 couples de fréquences sont annoncés en anglais. Le niveau de gravure de 5 cm/s efficace est très modéré. Il s'agit maintenant de reconnaître, à l'audition, le signal parasite de 1 kHz et d'évaluer son niveau par rapport à un signal de référence à 1 kHz. Pour ce faire, le signal de référence sinusoïdal pur de 1 kHz est gravé selon le code télégraphique morse comme un A, c'est-à-dire un point (court) et un trait (long). Le signal indésirable de 1 kHz est reconnaissable car il est gravé comme un N, c'est-à-dire un trait et un point, les signaux 20 et 19 kHz simultanés étant gravés comme un N. Par ailleurs son timbre n'est pas pur comme celui du signal de référence. Il est évident que pour les fréquences très élevées des 3 premiers couples on n'entend pas en général les fondamentales qui sont hors

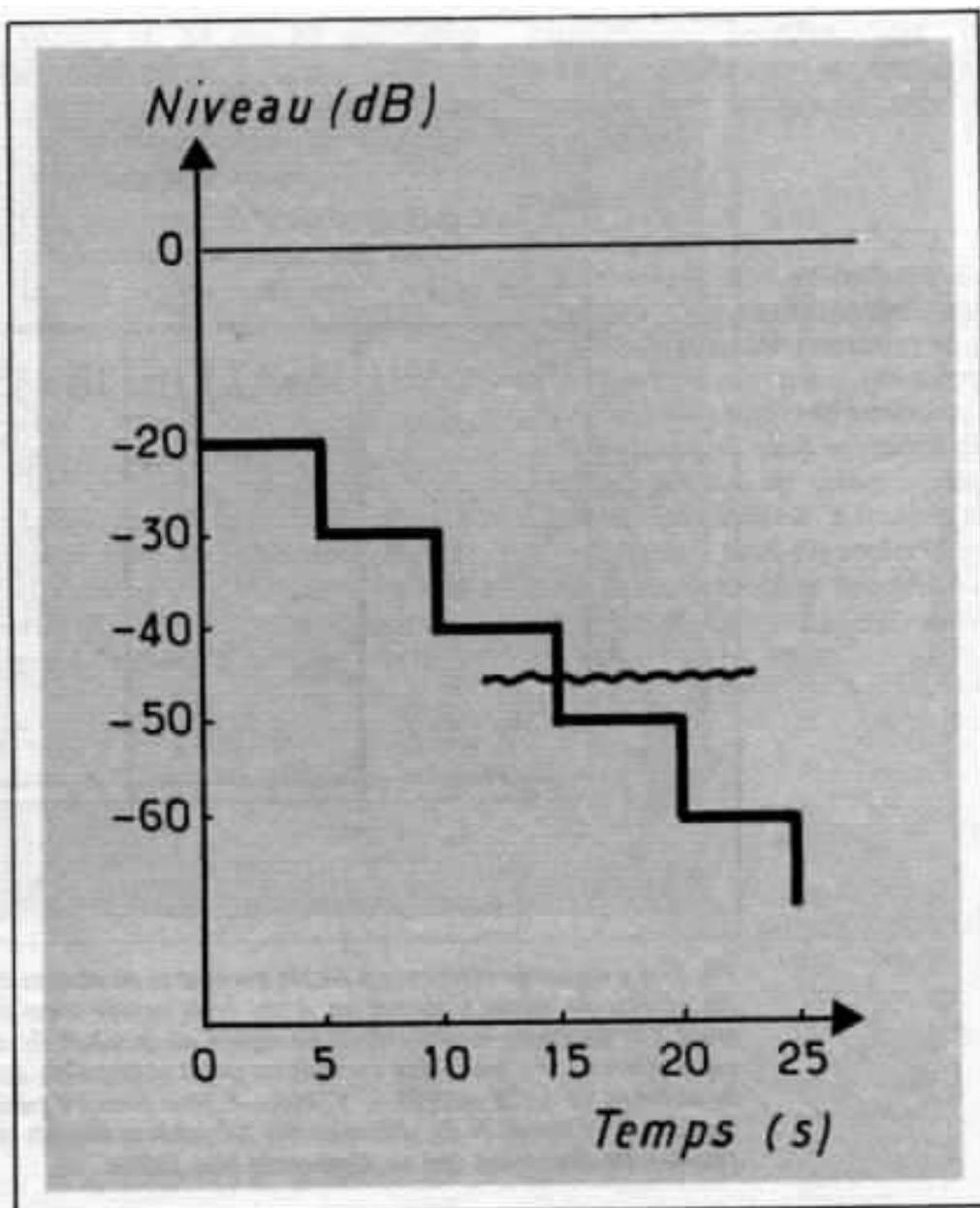


Fig 2 - Le niveau 0 correspond à 3,54 cm/s eff. Dans le cas de la figure, on ne perçoit plus de diminution de bruit lorsque l'on passe du niveau -40 dB au niveau -50 dB.

de la perception auditive normale, le signal N que l'on entend est donc le produit de distorsion. Au fur et à mesure que la fréquence baisse notamment pour le couple 8-7 kHz, ces fondamentales sont très puissantes et risquent de masquer le signal indésirable de 1 kHz. L'oreille est aidée dans la discrimination par la mémoire qu'elle conserve du signal parasite lorsque les fondamentales n'étaient pas audibles. Le niveau du signal indésirable N est estimé en le comparant au niveau du signal de référence A. La discrimination des 2 signaux est facile du

fait du N et du A. La difficulté risque de se produire si l'on confond le N très fort du signal 8-7 kHz, par exemple, et le N à 1 kHz du résidu de ces deux fréquences. Il faut donc s'exercer un peu l'oreille lorsque l'on est pas un familier de ce genre de test.

Ce résultat étant acquis, tant que le A de référence est plus fort que le N c'est que le taux de distorsion est inférieur à 2 % (figure 3). Cette distorsion qui est due au type de pointe de lecture (sphérique, elliptique, etc...), à la conception mécanique du phonolecteur, à l'usure

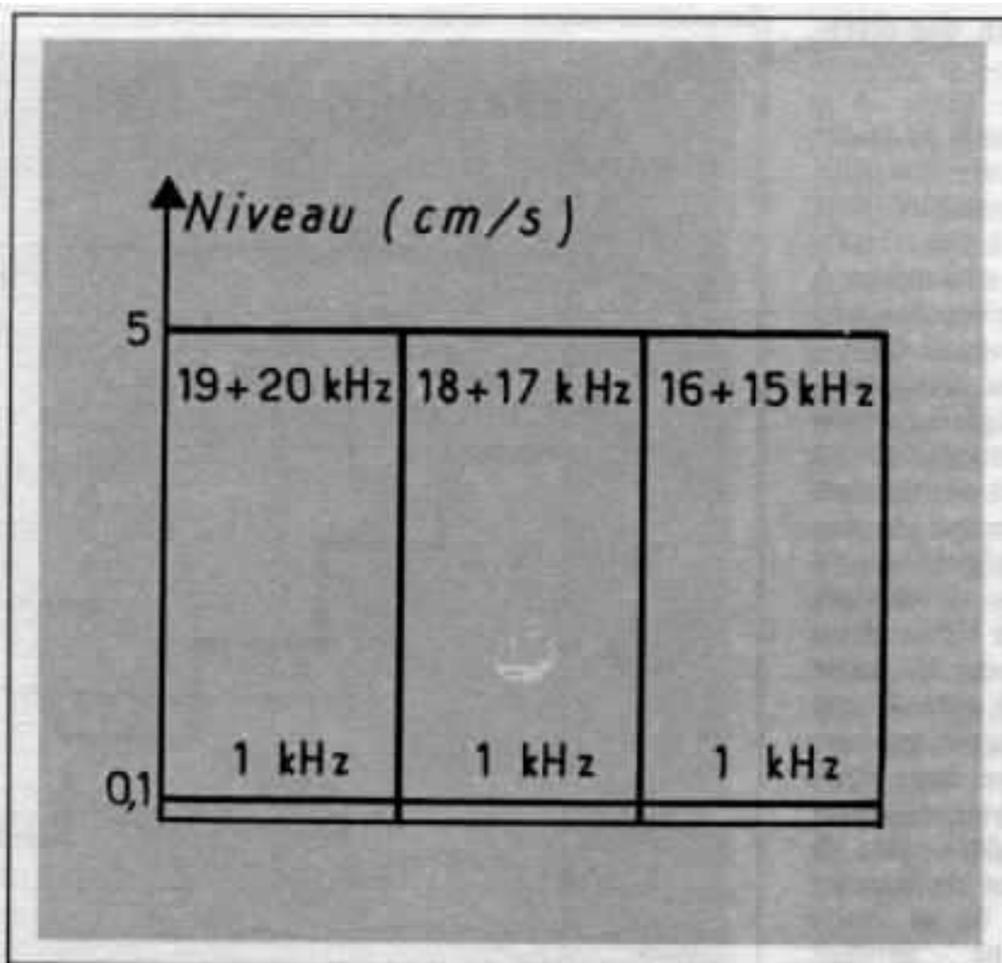


Fig 3 - Le signal de référence à 1 kHz enregistré au niveau de 0,1 cm/s soit 2% du niveau du signal utile est un A du code morse c'est-à-dire un point, un trait. On compare auditivement ce signal au produit de distorsion à 1 kHz codé selon un N c'est-à-dire un trait un point comme le signal utile c'est-à-dire le mélange 19 + 20 puis 18 + 17 etc... Il faut prendre garde de différencier à l'audition le signal N du mélange des fréquences élevées de celui à 1 kHz du produit de distorsion qui est beaucoup plus faible.

de la pointe, à l'usure du disque lui-même qui aurait été lu avec une pointe usée ou cassée, permet de classer les phonolecteurs par rang de qualité car c'est ce type de distorsion qui est la cause d'une audition qui manque de clarté.

6^e et 7^e plages - Aptitude à la lecture.

Voilà encore un essai qui nous remplit de satisfaction et que nous préconisons depuis longtemps. Il s'agit de savoir pour quel niveau latéral ou vertical l'impédance mécanique de l'équipage mobile du phonolecteur va faire perdre le contact de

la pointe et du sillon, introduisant ainsi une très forte distorsion. Cette mesure qui est maintenant recommandée par la Commission Electrotechnique Internationale, Publication 98A est faite à la fréquence de 315 Hz qui est dans la zone où le défaut à le plus de chance de se produire compte tenu de la répartition de l'énergie sonore dans le spectre. L'amplitude (donc la crête) de la sinusoïde gravée s'étage entre 40, 50, 60, 70 et 80 microns en latéral et entre 20, 30, 40 et 50 microns en vertical. Il suffit d'écouter la qualité du son pour déceler avec précision si, par exemple, c'est à partir de 70 microns latéral et

40 microns vertical que le son devient impur. Cet essai est très facile et non ambigu. Les valeurs que nous avons citées 70 et 40 microns sont très correctes.

8^e et 9^e plages - Résonance du système bras-phonolecteur.

Ces deux dernières plages satisfont également nos recommandations (voir Audiophile n° 5, 6, 7). La résonance à très basse fréquence entre la masse du bras (inductance) et l'élasticité latérale ou verticale de la monture de la pointe de lecture (capacitance) peut être la source de défauts importants qui peuvent aller jusqu'à l'éjection de la

pointe hors du sillon. Cette résonance doit être située entre 8 et 12 Hz et être amortie. La gravure comporte donc un signal latéral ou vertical dont la fréquence décroît de 25 à 4 Hz et dont le niveau a une amplitude constante de 17 microns. L'examen visuel du phonolecteur permet de déceler la fréquence de résonance tant en latéral qu'en vertical, les deux valeurs peuvent légèrement différer, elles sont liées aux qualités du bras de lecture et à l'élasticité du phonolecteur suivant les deux axes. Pour faciliter le contrôle deux signaux de fréquences 2349 et 2960 Hz sont superposés au signal infra-

sonore et, en cas de résonance mécanique, se trouvent modulés en fréquence par les infrasons, ce qui correspond à un scintillement très audible.

Les fréquences infrasons sont annoncées en anglais : 25, 20, 18, 16, 14, 12, 10, 9, 8, 7, 6, 5, 4 Hz.

2^e face du disque.

Il s'agit d'une gravure directe de l'orchestre Tivoli Symphony.

L'enregistrement sous l'aspect musical n'est pas d'un intérêt majeur. Toutefois certaines plages dont la dernière, mettent à rude épreuve le phonolecteur et

l'installation entière, par la grande dynamique et des fréquences très basses gravées à haut niveau.

Conclusions.

Un disque que se doivent de posséder les audiophiles qui n'ont pas peur de constater que leur équipement n'est peut-être pas aussi bon qu'ils le pensaient. Un disque qui, sans appareil de mesures permet de tester la distorsion, l'aptitude à la lecture et la résonance bras-phonolecteur, trois caractéristiques fondamentales qui ne figurent jamais dans les notices et les tests...

**Page non
disponible**

Comportement des amplificateurs en régime musical

Yves Neveu - Gustavo Altieri

Beaucoup de personnes sont encore perplexes lorsqu'on aborde les différences de rendu sonore pouvant exister entre des amplificateurs bien conçus. Réunis pour une série d'écoutes subjectives, nous avons effectué quelques essais avec un analyseur de spectre qui était à notre disposition et avons été surpris des écarts obtenus. Aussi avons nous pensé qu'il était nécessaire de vous communiquer ces premiers résultats, même s'ils ne sont pas encore très complets.

S'il est admis par tous que les phonolecteurs, les microphones, les haut-parleurs présentent d'importantes différences du point de vue rendu sonore. Il n'en est pas toujours de même en ce qui concerne l'électronique, cette différence qui est réelle pour beaucoup, n'est pas admise par d'autres. La raison semble en être psychologique. Alors que pour les transducteurs électroniques il est facile de montrer les différences par des mesures classiques, celle qui apparaissent en électronique semblent négligeables en ordre de grandeur par rapport aux autres distorsions

présentes dans la chaîne. D'un point de vue purement théorique, il est bon de remarquer que la forme de ces distorsions n'est pas la même, et, que d'autre part c'est une distorsion ajoutée qu'il vaut mieux éviter. Malgré tout, il est difficile d'accepter ces mesures de distorsion comme correspondant à la réalité sonore, plutôt que d'essayer d'établir une procédure capable de leurrer l'oreille afin de montrer qu'il n'y a aucune différence entre deux électroniques de qualité. Nous allons tenter au contraire, de prouver par des mesures, que les différences existent de façons

nettes entre deux électroniques lors d'une audition peuvent se retrouver lors de mesures. Il y a en particulier un point qui semble ressortir lors d'écoute, il s'agit de différences très sensibles de rendu de la dynamique en particulier lors de la reproduction d'une grande formation orchestrale. Aussi il était intéressant de penser à un procédé de mesure permettant de mettre en valeur ces différences.

Objectif

Mettre en évidence une manifestation physique, donc objec-

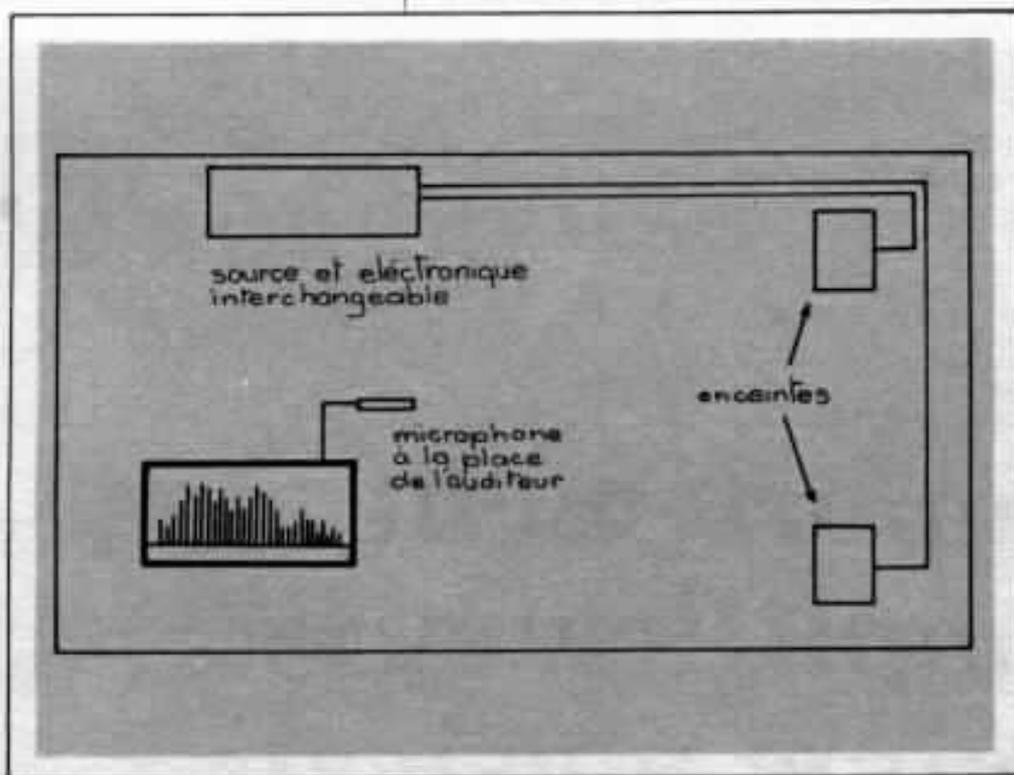


Figure 1 - Dispositif expérimental.

tive, capable de particulariser les signaux émis par l'intermédiaire d'un amplificateur déterminé. Etant donné que nous avons constaté moins de différence entre les amplificateurs de qualité qu'entre les autres maillons d'une chaîne, si la méthode se montre efficace pour l'identification d'amplificateurs, a fortiori, elle donnera des résultats valables dans les tests des éléments qui admettent une classification plus facile.

Principe

Une modulation musicale de faible durée est envoyée dans un amplificateur (un accord d'orchestre brutal semble très intéressant), cet amplificateur attaque un haut-parleur ayant une courbe linéaire et présentant la meilleure linéarité possible en dynamique.

Le signal est délivré par un haut-parleur et capté par un micro de mesure connecté à un analyseur tiers d'octave en temps réel. Nous reviendrons

plus en détail sur le processus expérimental par la suite, néanmoins il importe de montrer les avantages apportés par cette méthode, comparée à celle utilisée pour les mesures traditionnelles.

Avantages de la méthode

Deux aspects rentrent en ligne de compte :

a) cette méthode fait intervenir l'interface amplificateur - haut-parleur.

b) elle utilise comme signal test la musique et non un signal de mesure arbitraire qui ne peut être qu'une simulation lointaine d'une modulation sonore réelle.

Certains objecteront que l'interface amplificateur - haut-parleur peut influencer sur les résultats obtenus entre deux amplificateurs. Il faut toutefois être conscient que le but d'un amplificateur est d'exciter un haut-parleur et non pas une résistance pure. D'autre part, le choix du haut-parleur peut minimiser l'écart existant entre deux amplificateurs.

Choix du transducteur

Notre choix a été guidé par les critères suivants :

a) grande linéarité de dynami-

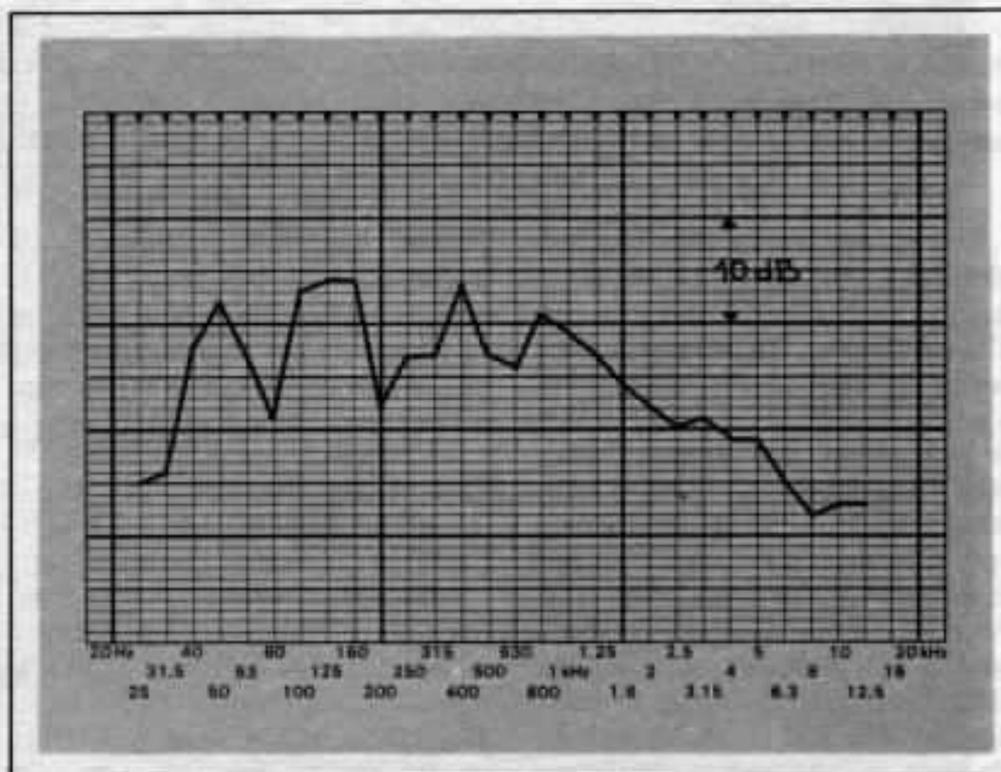


Figure 2 - Courbe obtenue avec l'amplificateur A, niveau moyen : 90 dB.

que, ce qui a pour conséquence la possibilité de générer des niveaux très élevés de l'ordre de 120 dB à un mètre ;

b) une réponse linéaire, ce point est toutefois moins important car la méthode est comparative ;

c) le transducteur doit constituer une charge relativement aisée pour l'amplificateur. Il doit donc avoir une impédance relativement constante et présenter des rotations de phase modérées, cela même hors de la bande audible.

Ce dernier critère exclut les systèmes dynamiques clos pour le grave, ainsi que les systèmes électrostatiques.

Matériels utilisés

Compte tenu des critères définis précédemment, l'installation a été réalisée avec les maillons suivants :

- platine Thorens TD 160 équipée d'une cellule Schure V15 V ;

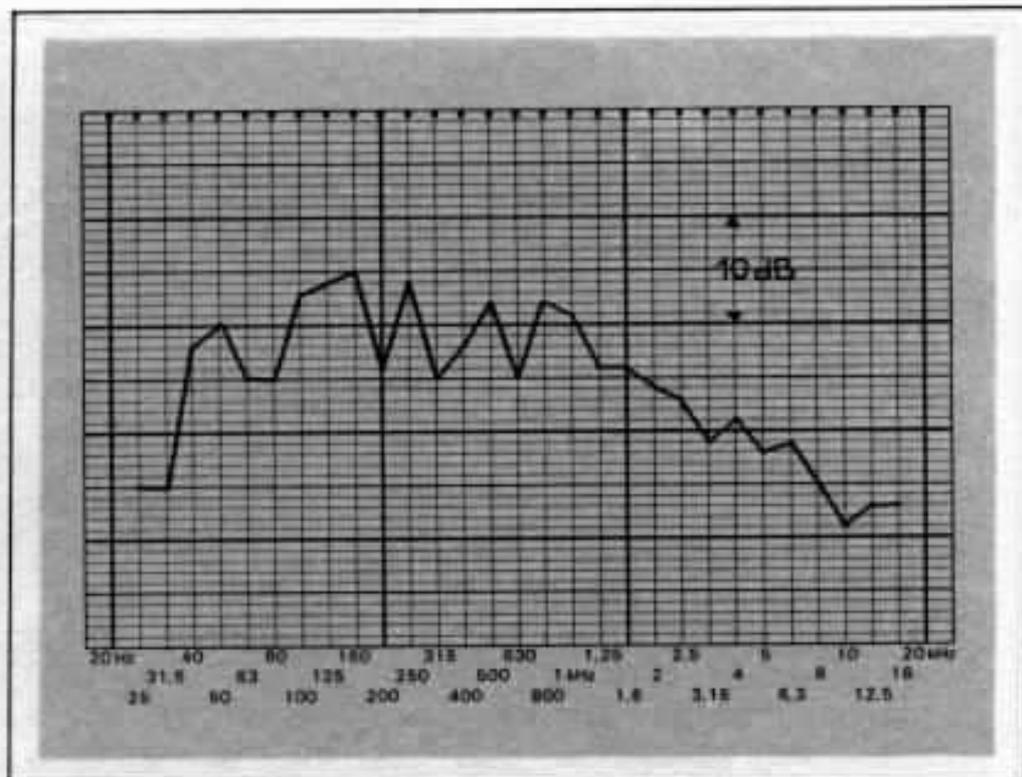


Figure 3 - Courbe obtenue avec l'amplificateur B, mêmes conditions qu'en figure 2.

- préamplificateur Cochet ;
- enceinte acoustique réalisée à partir de l'enceinte grave décrite par Yves Neveu et d'une voie médium-aigu également réalisée par ce dernier ;
- analyseur de spectre en temps

réel Ivie IE 30 A, utilisé avec un temps d'intégration de 10 ms. Le résultat est directement mémorisé par l'appareil. La couleur rouge des diodes électroluminescentes a rendu la photographie quasiment impossible, il a été nécessaire de reporter chacun des résultats sur bande papier pour avoir une bonne interprétation.

Les amplificateurs employés pour cette série d'expériences étaient respectivement deux réalisations de haute gamme, un prototype (A) et un appareil de série (B) ; et deux appareils intégrés (préampli - ampli C et D), seule la partie amplificatrice était utilisée. L'amplificateur D était considéré comme médiocre du point de vue des résultats d'écoute.

Analyse des résultats

Il convient en préambule de préciser que les relevés obtenus ne doivent pas être analysés au dB près, ce qui importe essentiellement est de remarquer les

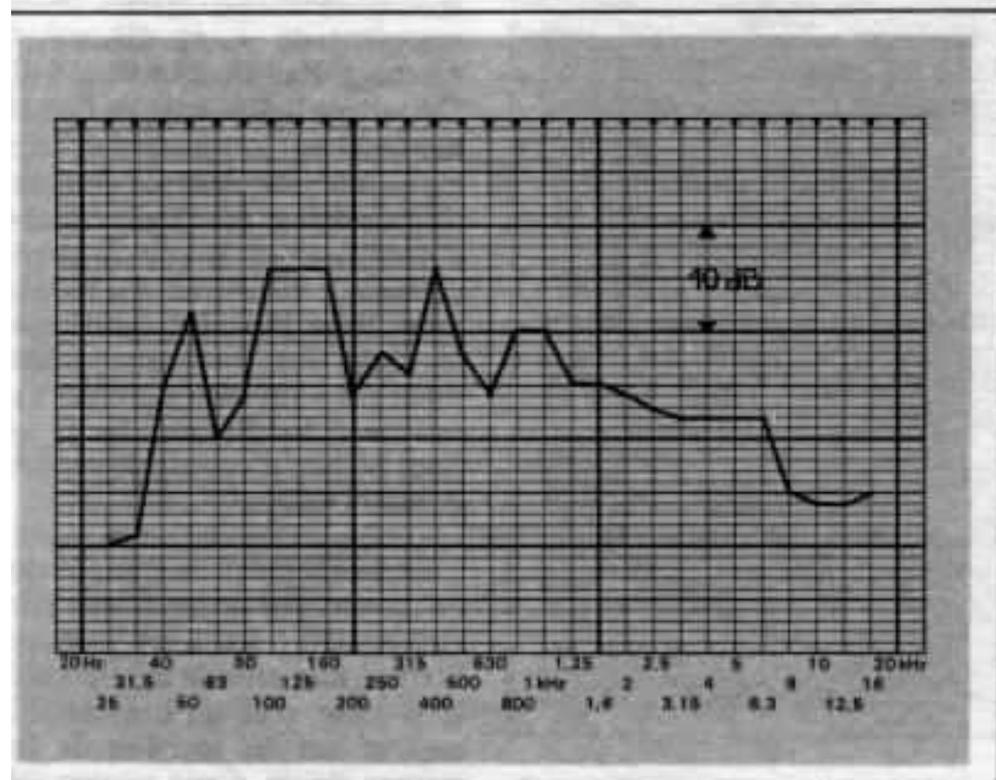


Figure 4 - Courbe obtenue avec l'amplificateur C, mêmes conditions qu'en figure 2.

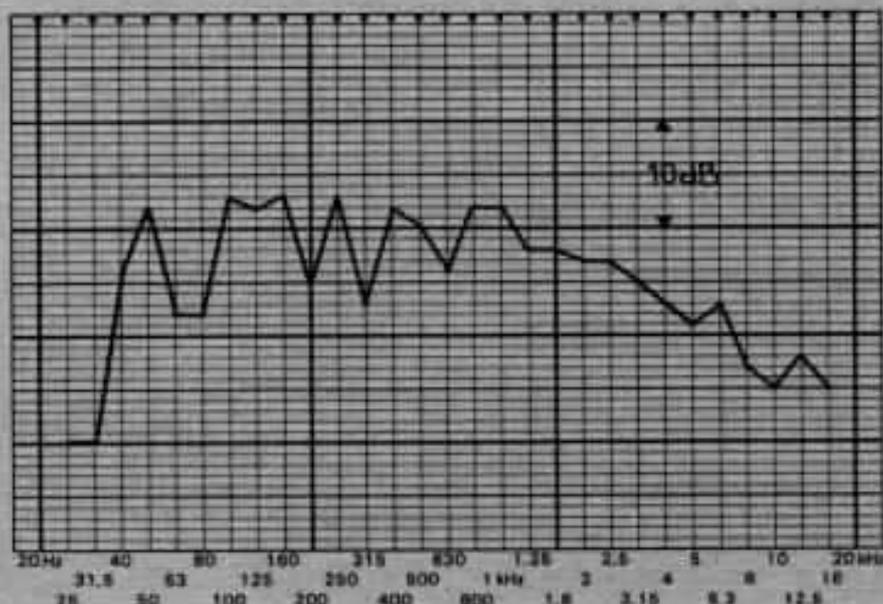


Figure 5 - Courbe obtenue avec l'amplificateur D, mêmes conditions qu'en figure 2.

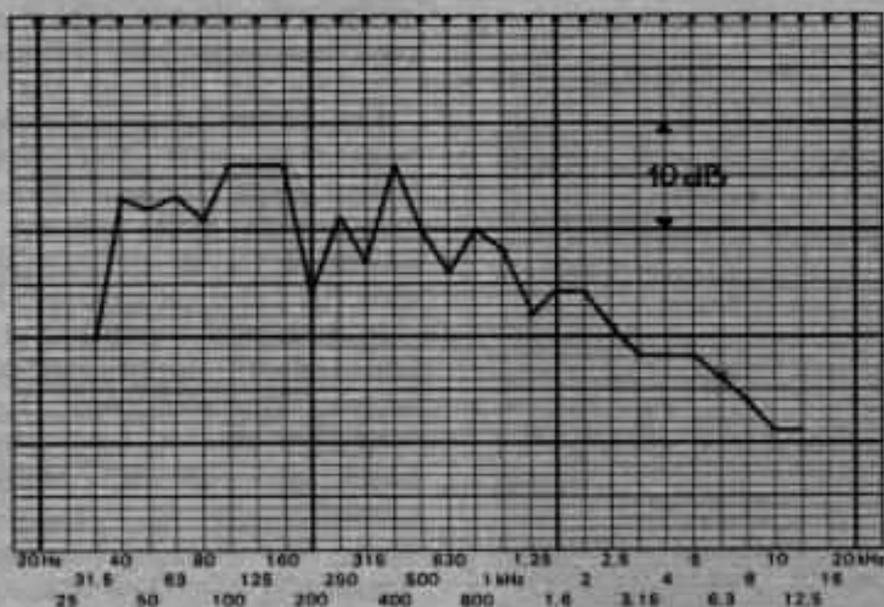


Figure 6 - Même cas que figure 2, avec un niveau moyen supérieur de 10 dB avec l'amplificateur A. Les modifications de l'enveloppe apparaissant dans le bas du spectre sont dues à un accrochage acoustique avec la platine.

modifications globales de l'enveloppe. L'écart existant entre chaque diode était de 2 dB, ce qui fait une précision de l'ordre du dB, compte tenu du seuil de déclenchement...

Cependant, plusieurs séries de tests ont été effectuées afin de vérifier la répétitivité des résultats, condition sine qua none de la validité d'une méthode expérimentale.

Si l'on se reporte aux courbes 1 et 4, on remarque que l'amplificateur D présente un manque d'extrême grave et ajoute des signaux en médium et en aigu, ce qui a pour effet de rendre un son dur à l'écoute. Ces deux appareils sonnent très différemment.

On remarquera que les différences sont très sensibles et à vrai dire beaucoup plus importantes que l'on ne l'imaginait lorsque nous avons mis en œuvre cette série de tests.

Les courbes 5 et 6 ont été effectuées dans les mêmes conditions avec les amplificateurs A et B mais avec un niveau moyen supérieur de + 10 dB, soit un niveau global de plus de 100 dB. On notera la linéarité de l'amplificateur A, la forme de l'enveloppe ne subit pas de profonds changements. Par contre l'amplificateur B voit sa courbe nettement modifiée. Le changement dans l'extrême grave dans les deux cas est vraisemblablement dû à un début d'effet Larsen avec la platine, vu le très haut niveau d'écoute de ces deux derniers essais.

Le phénomène de compression de dynamique se manifeste principalement sur les signaux offrant une grande accélération, c'est pour cela qu'il se produit surtout sur les signaux de fréquence élevée. Cette mesure aide à mettre en évidence la différence qu'il y a entre un ampli-

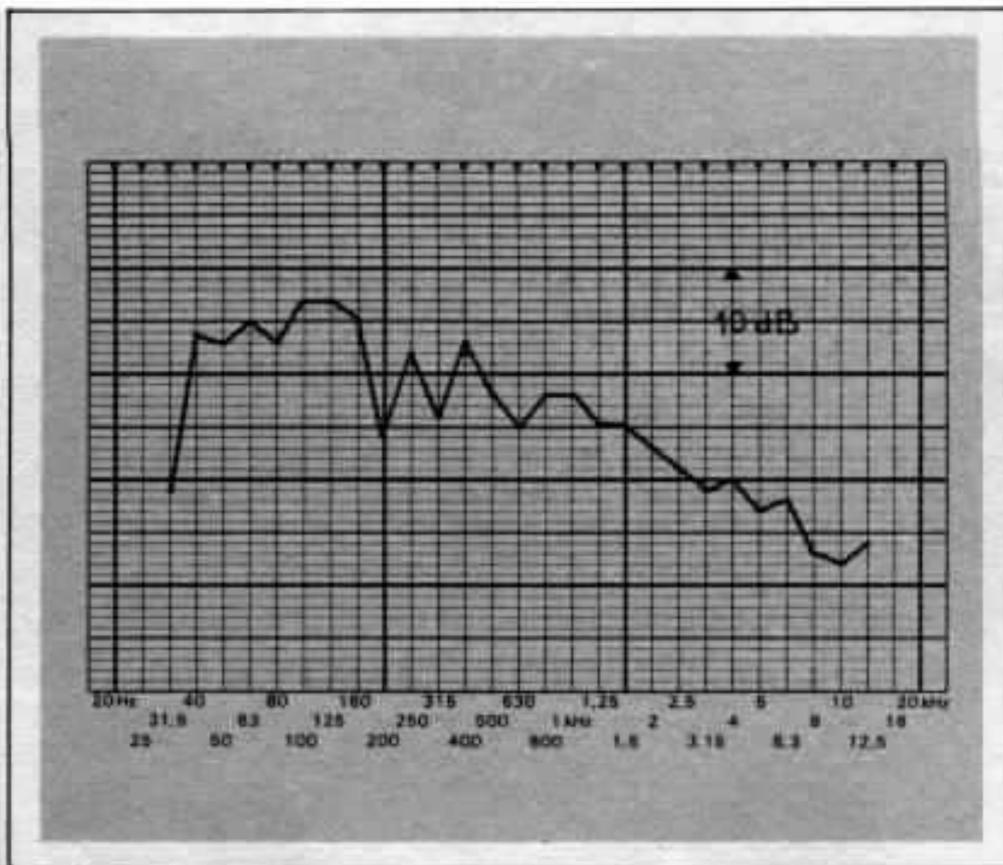


Figure 7 - Amplificateur B avec un niveau supérieur de 10 dB. Mêmes remarques qu'en figure 6.

icateur qui est dynamique tout en étant doux - il respecte tous les niveaux quelle que soit la fréquence - et un amplificateur mou qui semble doux par diminution du niveau des fréquences élevées.

En conclusion, nous dirons que cette première étude n'a qu'une valeur comparative. Il est

délicat, ne connaissant pas l'original, de déduire la fidélité de reproduction. Malgré tout, il importe de noter les écarts importants et que les spécifications et chiffres de mesure conventionnels ne laissent nullement entrevoir.

Ces premières constatations sont très encourageantes, elles

ouvrent de nombreux domaines d'investigations. De plus, le processus et les conditions expérimentales peuvent être grandement améliorés. Les écarts réels existant entre les amplificateurs sont encore certainement supérieurs, le matériel utilisé ne peut que minimiser les écarts et non les accroître.

**Page non
disponible**

De l'objectivité des tests subjectifs

Léon Lequinquis

Si je devais exposer ce que j'ai remarqué au Festival du Son (au pluriel car nous avons la possibilité de nous en offrir trois simultanément), je noterais :

- l'arrivée sur le terrain de la haute fidélité avec du matériel de très bonne qualité des grands de l'électroménager (Philips, Thomson, Brandt, Grundig, Téléfunken, Pathé Marconi...).
- le disque à lecture laser de Philips.
- l'accession à une très bonne qualité de la cassette grâce à l'amélioration du support (bande au fer pur) et aux dispositifs réducteur de bruit (High Com. Téléfunken).
- Les éléments «mini-line».

Toutes ces nouveautés ont fait l'objet d'excellents compte-rendus que vous avez lus dans les journaux spécialisés.

Pour ma part, je voudrais insister sur une expérience que j'ai remarqué au Festival du Son dans le stand Harmonique Diffusion, expérience mise au point par son service technique en collaboration avec le laboratoire de «Quad Acoustical» et qui m'a parue très intéressante car elle poursuit en quelque sorte l'article intitulé «un avis sur la perfection électronique» que j'avais écrit dans l'Audiophile n° 5.

LE MATCH QUAD 33/405 CONTRE UN FIL...

Écoute comparative objective.

But :

Tenter de mettre en évidence par une méthode expérimentale

simple s'il existe, ou non une altération auditive du message sonore mettant en cause l'électronique (préamplificateur et amplificateur).

Méthode :

Écoute comparative entre un ensemble électronique et un fil.

Moyens :

Le moyen le plus simple pour comparer un fil et un ensemble électronique est d'insérer successivement l'un ou l'autre entre une source de signal de puissance et une paire d'enceintes acoustiques, à l'aide d'un dispositif commutateur (figure 1) composé

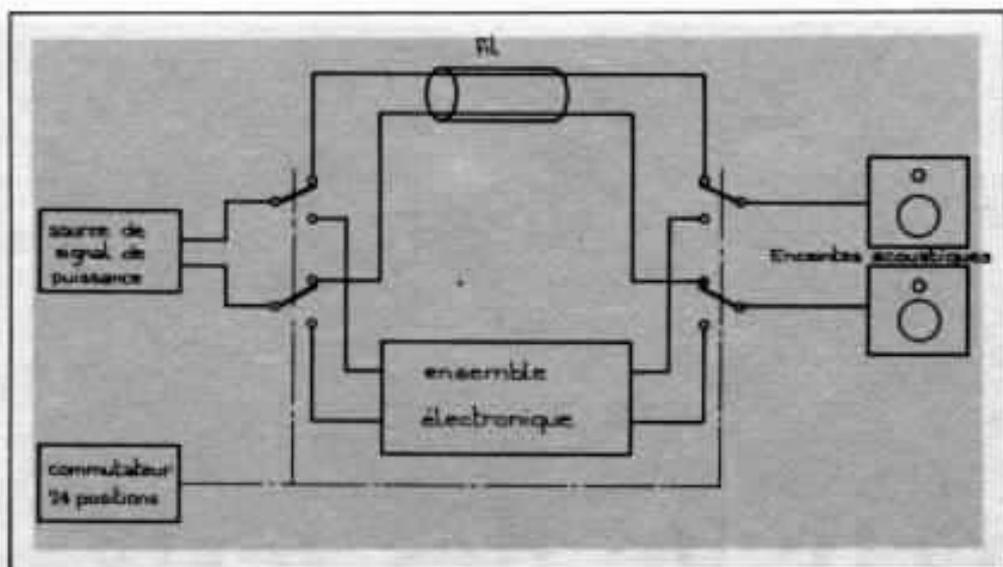


Figure 1 : Dispositif commutateur

de relais de haute qualité actionnés simultanément par l'intermédiaire d'un commutateur rotatif à 24 positions.

- La source de signal de puissance était constituée par une chaîne de reproduction sonore de haute qualité sélectionnée par la «Nouvelle Revue du Son» (figure 2).

- Le fil... se devait d'être de haute qualité ! C'était un «Sound Cable» dont les caractéristiques techniques sont données dans le tableau de la figure 3.

- Les enceintes acoustiques B et W type DM 2 II reliées au dispositif commutateur par du câble de haute qualité, avaient également été sélectionnées par la «Nouvelle Revue du Son».

- L'ensemble électronique était évidemment composé de maté-

riel Quad : préamplificateur modèle 33 et amplificateur modèle 405. Une adaptation était nécessaire pour rendre le gain de transmission unité (figure 4).

- 120 conducteurs de 0,18 mm isolés par une résine polyuréthane et tressés.
- Résistance 12 Ω /m
- Inductance 0,155 μ H/mètre
- Impédance caractéristique 8,4 Ω
- Longueur 5 m.

Figure 3 : Caractéristiques techniques du Fil.

Précautions :

Les moyens techniques doivent être dissimulés, ainsi l'écoute est aveugle, et l'auditeur ne peut pas être influencé par la marque ... et le renom des appareils (effet Pygmalion). Il n'a à sa disposition que le commuta-

teur 24 positions. Le nombre d'essais doit être suffisant ainsi que le nombre d'auditeurs, on élimine ainsi l'effet de hasard sur les petits nombres et le raisonnement statistique peut s'appliquer.

Mode opératoire.

Après avoir reçu (ou lu) les renseignements sur l'expérience, l'auditeur écoutait le (ou les) message sonore sur les différentes positions du commutateur ; il consignait sur une fiche (figure 5) en face de chaque numéro l'élément (fil ou Quad) qu'il avait reconnu sur la position correspondante du commutateur.

L'auditeur disposait des renseignements suivants : le fil est en O, il y a 12 positions «fil»... et 11 positions «Quad».

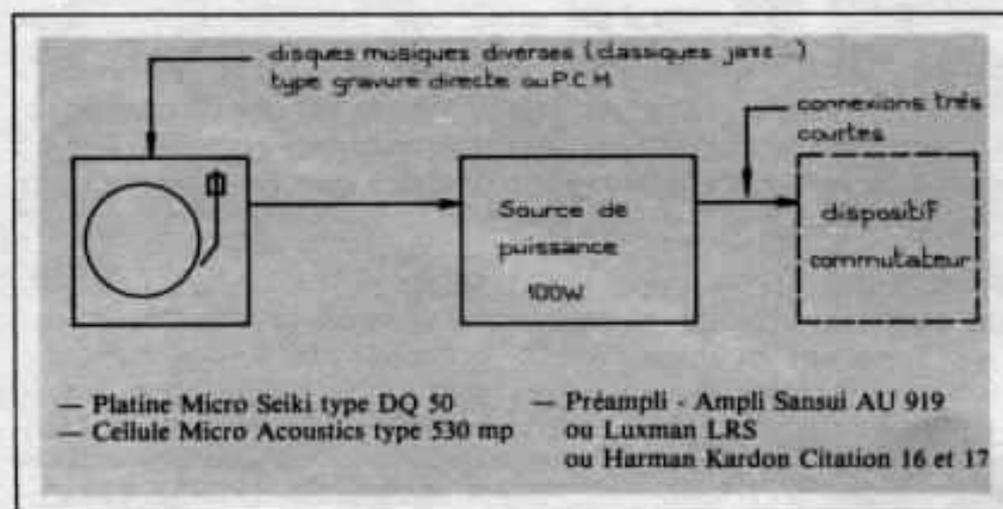


Figure 2 : Source de signal

L'auditeur se plaçait où il voulait dans la pièce.

Résultats :

110 visiteurs ont écrit leurs résultats. Les cartes qui exprimaient des propos véhéments sur le «hifi»...mais pas de votes ont été éliminées.

Sur les 110 fiches : 19 notant pas de différence audible, 6 fiches incomplètes, 3 notant «Quad» à toutes les positions et 3 notant «Fil» à toutes les positions ont été éliminées. Il reste 79 cartes exploitables.

Les tableaux de la figure 6 donnent les proportions de fiches en fonction de l'âge et de la profession.

Les tableaux de la figure 7 donnent l'emplacement des connexions qui étaient réalisées et le nombre de réponse exactes.

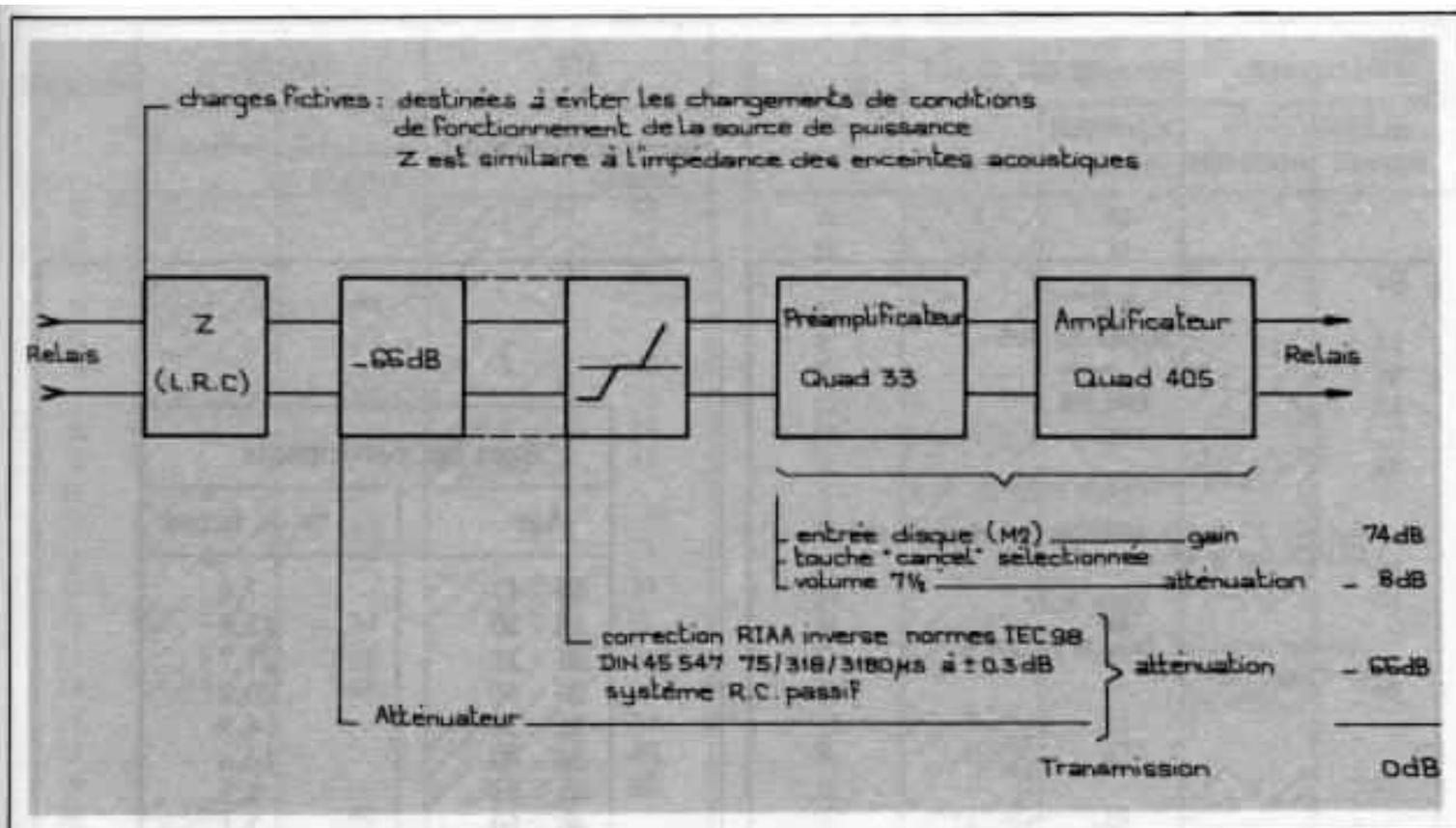


Figure 4 : Ensemble électronique

Le tableau de la figure 8 renseigne sur ce qui se passait entre les positions changements, c'est-à-dire lorsque l'on passait successivement du «Quad» au «Fil» ou du «Fil» au «Quad» sans en préciser le sens, et pas de changement c'est-à-dire lorsque l'on passait successivement du «Quad» au «Quad» ou du «Fil» au «Fil» sans en préciser la nature. Les chiffres notés concernent les réponses exactes aux intervalles «pas de changement» et les réponses fausses aux intervalles «changement».

Analyse des résultats

A partir du tableau de la figure 6 on note :

- Réponses exactes pour le Quad : 425.
Nombres de réponses exactes possible pour le Quad : $79 \times 11 = 869$
Pourcentage de réponses exactes : 49%

-- Réponses exactes pour le fil : 487

- Nombres de réponse exactes possible pour le Fil : $79 \times 12 = 948$
Pourcentage de réponses exactes : 51%
- Totale des réponses exactes notées : 912
- Total des réponses exactes possibles : $79 \times 23 = 1817$
Pourcentage des réponses exactes : 50%

Pour la méthode simple de probabilité lorsque l'on a deux choix, les résultats correspondent à la chance à savoir 50% de réponses exactes, 50% de réponses fausses.

Cette première analyse n'est pas suffisante, il est intéressant d'analyser ce qui se passe entre les positions, par la méthode suivante :

On observe le nombre exact de «pas de changement» trouvé par l'auditeur alors que l'on commutait deux éléments identiques (F F ou Q Q). On note le pourcentage de réponses exactesw. connaissant le nombre de commutation alors que l'on

changeait d'appareils (Q F ou F Q) on en déduit une probabilité de réponses fausses (c'est à dire indication «pas de changement» alors qu'il y a changement). Si le nombre de réponses fausses dans le cas de «changement» noté dans le tableau de la figure 7 est très peu différent de la probabilité, on peut dire que l'auditeur a répondu au hasard et que c'est la loi des grands nombres qui l'a amené au résultat, puisqu'il donne le même type de réponses en cas de commutation avec changement et en cas de commutation sans changement.

- Réponses exactes sans changements : 426
Nombre de réponses exactes possible sans changement $79 \times 12 = 948$
Pourcentage de réponses exactes : 45%
- Nombre de réponses avec changement : $79 \times 10 = 790$
Probabilité de réponses fausses $790 \times 45\% = 355$

le Match

QUAD 33/405

contre

UN FIL...

Le FIL est sur la position O.

Sur les 23 autres positions se trouvent, soit le QUAD, soit le FIL.

Votre avis.

(Veuillez écrire en face de chaque N°

Q (Quad) ou F (Fil)

1	13
2	14
3	15
4	16
5	17
6	18
7	19
8	20
9	21
10	22
11	23
12	

Pensez-vous qu'il y a "mystère" en électronique audio : oui non

NOM Prénom

RUE :

VILLE : CODE :

* (facultatif)

AGE PROFESSION
(obligatoire) (obligatoire)

QUAD 

NOUS PUBLIERONS LES RÉSULTATS LE 10 AVRIL

Figure 5 : Fiche remise à l'auditeur pour noter les résultats

Ages des participants

Age	% de fiches
15 - 17	7,4
18 - 20	12,8
21 - 25	27,7
26 - 30	20,2
31 - 35	14,9
36 - 40	10,6
41 - 45	4,3
46 - 50	2,1

Figure 6 : Profil des participants

Profession des participants

Profession	% de fiches
Etudiant	30
Enseignant	9
Ingénieur	8
Technicien	8
Médecin	3
Informaticien	4
Fonctionnaire	5

...Sculpteur, Designer, Psychologue,
Photographe, Hôtelier...

Positions	QUAD		FIL	
	Situation	Réponses exactes	Situation	Réponses exactes
1			1	33
2			2	35
3			3	37
4	1	40		
5	2	37		
6			4	46
7	3	35		
8			5	38
9			6	45
10	4	37		
11	5	40		
12	6	39		
13			7	37
14	7	34		
15	8	39		
16	9	48		
17			8	34
18			9	40
19			10	47
20	10	40		
21	11	36		
22			11	46
23			12	49
		425		487

Figure 7 : Réponses exactes des positions

Réponses fausses (fig 7) : 354
 Erreur : 1
 Pourcentage : 0,28%

Conclusion :

La proportion de réponses exactes sur l'emplacement du Fil ou du Quad est de 50% et semble due à la chance. Les auditeurs ont eu le même comportement

pour indiquer écoute identique lorsqu'il n'y avait pas de changement, (Fil-Fil ou Quad-Quad) et lorsqu'il y avait changement (Fil-Quad) ou Quad-Fil).

On peut donc dire que lorsqu'un amplificateur est correctement étudié, il ne perturbe pas le message sonore de façon audible... c'est là des confirma-

Intervalles	Pas de changement		changement	
	Situation	Réponses exactes	Situation	Réponses fausses
A	1	31		
B	2	35		
C			1	29
D	3	39		
E			2	41
F			3	39
G			4	33
H	4	37		
I			5	34
J	5	40		
K	6	38		
L			6	34
M			7	35
N	7	38		
O	8	34		
P			8	40
Q	9	25		
R	10	42		
S			9	37
T	11	29		
U			10	32
V	12	38		
		426		354

Figure 8 : Réponse sur les changements d'états entre les commutations successives

tions de la conclusion de mon article dans l'Audiophile n°5... en attendant d'autres expériences aussi intéressantes que celle-ci organisée par Harmonique Diffusion, et qui, même si les puristes notent quelques imperfections, a le mérite d'avoir été réalisée en utilisant une méthode statistique qui donne des résultats exploitables.

**Page non
disponible**

Perception de la distorsion transitoire

M. Petri-Larmi, M. Ojala, J. Lammasniemi

*Traduction et adaptation
Gérard Chrétien*

Les phénomènes de distorsion particuliers apparaissant dans l'électronique en régime transitoire sont désormais bien connus sous l'aspect physique. Une série de trois articles parus dans l'Audiophile a été consacrée à ce problème. Toutefois les conséquences sur le plan perceptif sont encore du domaine de la recherche expérimentale. L'équipe de Matti Ojala du Centre de Recherche de Finlande travaille depuis plusieurs années sur cet aspect. Une étude préalable portant sur 68 sujets a permis d'élaborer une seconde série de tests dont les résultats sont publiés dans cet article. Ils indiquent que sur certains passages musicaux, un niveau de 0,003 % de distorsions est nettement audible !

Ces travaux, qui constituent une suite logique des investigations relative aux distorsions prenant naissance en régime transitoire, ont fait l'objet d'une publication à la 61^e Convention de l'Audio Engineering Society.

1 - Introduction

Une étude préalable de trois années portant sur le seuil d'audibilité de la distorsion par intermodulation transitoire a été effectuée avec 68 sujets. L'utilisation de disques stéréophoniques comme programme et d'un générateur numérique de distorsion par intermodulation transitoire, TIM, a révélé un seuil variant de 0,3 % à 3 % du rap-

port RMS distorsion/signal sur une période de 250 ms. Aucune corrélation évidente entre ce seuil et l'âge, le sexe, l'éducation ou une audition anormale ne fut notée. Les participants ayant une expérience de la musique vivante ne décelèrent pas un seuil notablement inférieur à la moyenne. Les sujets les plus sensibles à la distorsion furent les professionnels de l'audio allant des ingénieurs aux chargés d'enregistrements.

Cette première étude établit le seuil de la sensation de «distorsion», comme étant un effet audible désagréable. Pour la quasi-totalité des sujets, il fut noté qu'une plage intermédiaire existait entre la sensation de musique distordue et de musique non distordue, à l'intérieur de laquelle les auditeurs ne pouvaient franchement se prononcer. A plusieurs reprises, une préférence pour le son légèrement distordu fut remarquée.

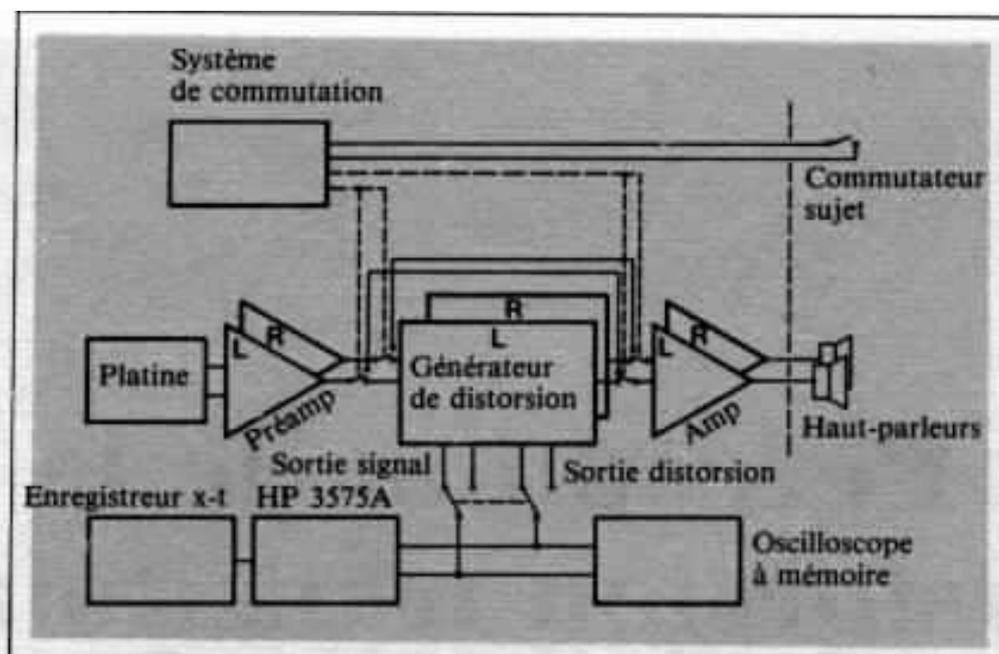


Fig. 1 - Equipement expérimental.

Le but de la présente étude est de déterminer le seuil d'audibilité pour une modification dans le caractère tonal du message musical. Les six sujets les plus sensibles de l'expérience précédente participèrent à ces travaux. L'équipement fut entièrement amélioré, les disques soigneusement sélectionnés, et une nouvelle méthodologie employée.

Les tests d'audition menés par investigation clinique sur les participants ont été conduits par M. Petri-Larmi alors que M. Ojala élaborait la méthodologie et le traitement des résultats ; le troisième auteur, J. Lammasmieni, construisit et étalonna l'équipement utilisé, il fournit également une aide technique durant les tests. Les auteurs tiennent à remercier M. Kari Nieninen du Centre de Recherche de Finlande pour son aide technique, ainsi que M. Karl Riemens, du Laboratoire de Recherche Philips pour la construction du distorsionmètre numérique.

2 - Equipement

L'équipement expérimental est schématisé en figure 1, il est

décrit plus en détail pour ceux que cela intéresserait dans la bibliographie [1]. Les maillons suivants ont été employés :

- *Platine tourne-disque* Pioneer 530 équipée d'une cellule Ortofon MC 20 à bobine mobile et un transformateur STM 72.

- *Préamplificateur* section phono du préamplificateur du modèle Marantz 1200 B.

- *Générateur de distorsion* : numérique, générateur de TIM à modulation Delta procurant une valeur constante et ajustable du maximum de la dérivée première du signal. Décrit en détail dans [1].

- *Amplificateur de puissance* : Electrocompaniet.

- *Enceinte acoustique* : Yamaha NS 1000 M appairées. Le casque n'a pas été retenu car dans l'expérience préalable, les résultats obtenus étaient moins significatifs [1].

- *Salle d'écoute* : studio acoustiquement semi-amorti, d'un volume de 35 m³ spécialement conçu pour les tests psycho-acoustiques. Temps de réverbé-

ration aux environs de 0,8 s. et un niveau moyen de bruit de 25 dB(A).

- *Conditions d'écoute* : l'auditeur est assis dans le champ de rayonnement direct à une distance d'environ 1 m à 1,20 m des haut-parleurs écartés de 1,20 m l'un de l'autre. La pression sonore se situait dans une moyenne de 80 à 90 dB(A), ajustée selon la préférence des auditeurs.

3 - Disques

Les disques tests furent sélectionnés sur la base des expériences précédentes [1] pour offrir des enregistrements excellents tant sous l'aspect technique que sous l'aspect de l'audition.

Les disques retenus furent :

1. Choeur

Eteläsuomalaisen Osakunnan laulajat, Finnlevy SFLP- 8509, face 1, page 1 Exultate Deo, joué du début jusqu'à 1 m 36 s.

2. Piano

Brahms, Variations and a fugue on a theme by Händel, Sheffield Lab Records, Album LAB-4

face 2, page 1, Variation and a fugue on a theme by Händel, joué du début jusqu'à 50 s.

3. Violon

Itzhak Perlman & Zukerman, Duos für Zwei Violinen, EMI Records 063-02923 Q, face 1, page 1, Sonate e-moll op 13, nr. 5, Allegro ma poco. Joué depuis 1 mn 45 s jusqu'à 2 mn 25 s.

4. Pop

Lincoln Mayorga and his Distinguished Colleagues, Volume III, Sheffield Lab Records, Album LAB-1, face 1, page 1, America. Joué depuis 1 mn 30 s jusqu'à 3 mn.

5. Clavecin

New Angle on Harpsichord, Afka records SK-274, face 1, page 1, Has anybody seen my gal. Joué du début jusqu'à 1 mn 55 s.

Les disques furent ordonnés en plusieurs lots et bon nombre d'entre eux n'ont pas été conservés à cause d'un mauvais pressage. Chaque disque n'était joué en moyenne, jamais plus d'une vingtaine de fois, une dégradation ayant été notée sur les caractéristiques du temps de monté avec quelques disques utilisés un plus grand nombre de fois. A la fin de chaque session, la valeur définitive du seuil était obtenue, avec un disque non encore utilisé.

Les figures 2 à 6 représentent la forme d'onde type du signal de distorsion pour les divers échantillons musicaux employés. La trace supérieure constitue le signal lui-même. Le signal ne pouvait avoir en aucun cas une pente plus raide que celle réglée dans le générateur de distorsion.

La trace inférieure visualise la différence entre le signal d'entrée et le signal de sortie, c'est-à-dire la distorsion introduite. Comme on peut le constater, la distorsion varie considérablement sui-

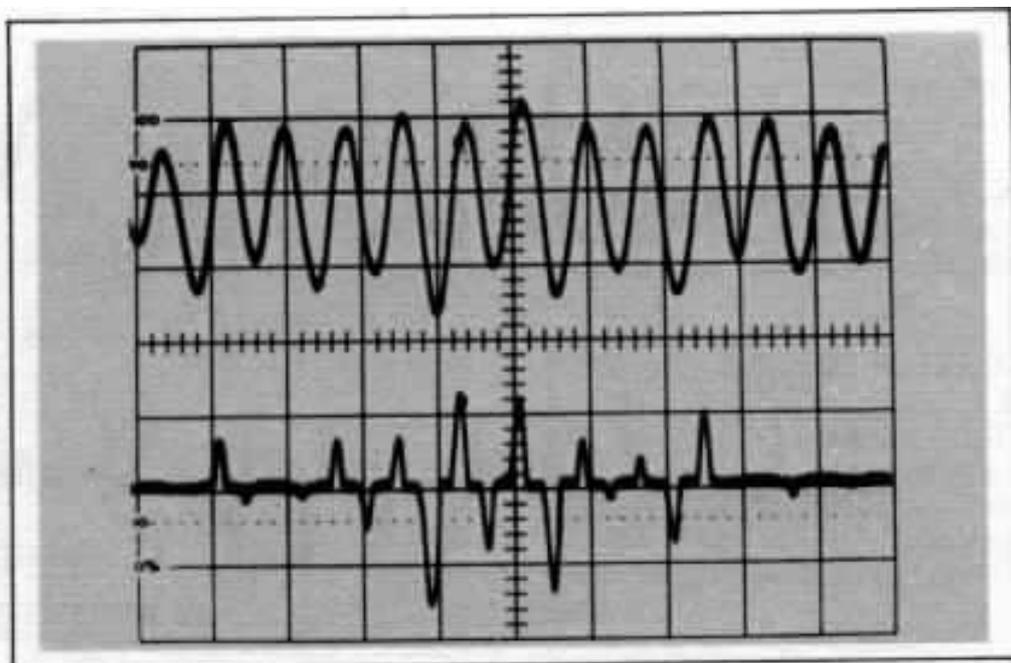


Fig. 2 - Forme d'onde sonore du signal et de la distorsion pour le disque de «chœur» distorsion rms/rms 0,1 % (250 ms), distorsion crête/crête 20 %.

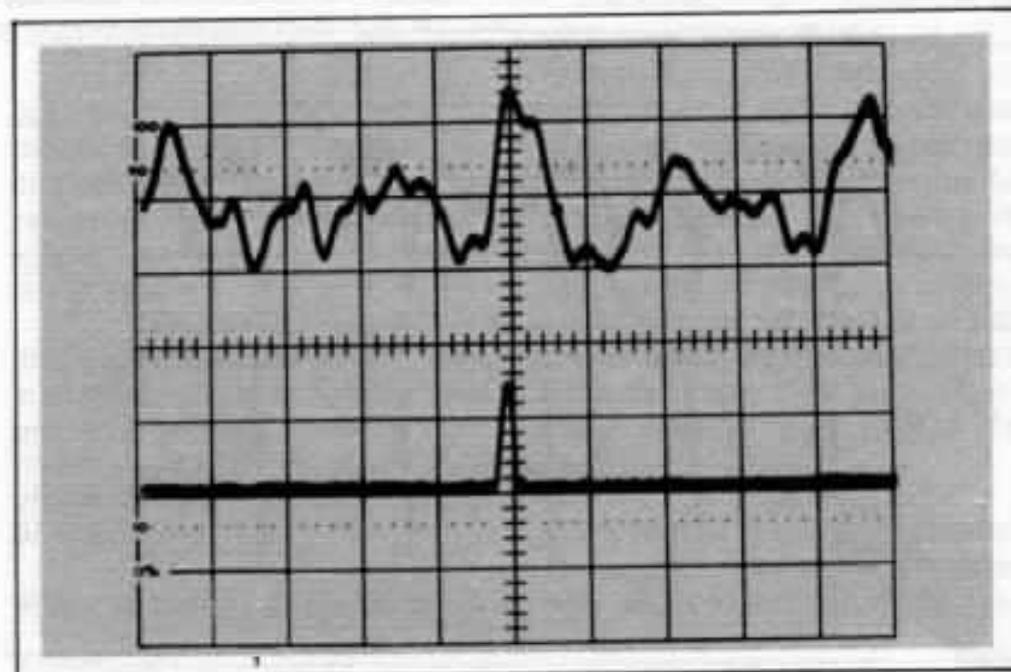


Fig. 3 - Forme d'onde du signal et de la distorsion pour le disque de «piano» distorsion rms/rms 0,02 % (250 ms), distorsion crête/crête 11 %.

vant le type d'instrument et le caractère d'ensemble. Les cas extrêmes sont le piano, dont la distorsion consiste en des pics isolés, ainsi que le clavecin et la pop, où la distorsion est plus ou moins continue. Entre ces extrêmes le chœur et le violon présentant des impulsions soudaines de distorsion.

4. Les sujets

Les six auditeurs ont été sélectionnés sur les critères suivants :

— ils présentaient une sensibilité particulière à la distorsion lors de l'expérience précédente ;

— ils avaient une expérience suffisante dans le domaine pour caractériser et transcrire ce qu'ils entendaient ;

— ils pouvaient se libérer de leurs activités journalières pour participer aux sessions allant de 2 à 4 jours pleins par sujet.

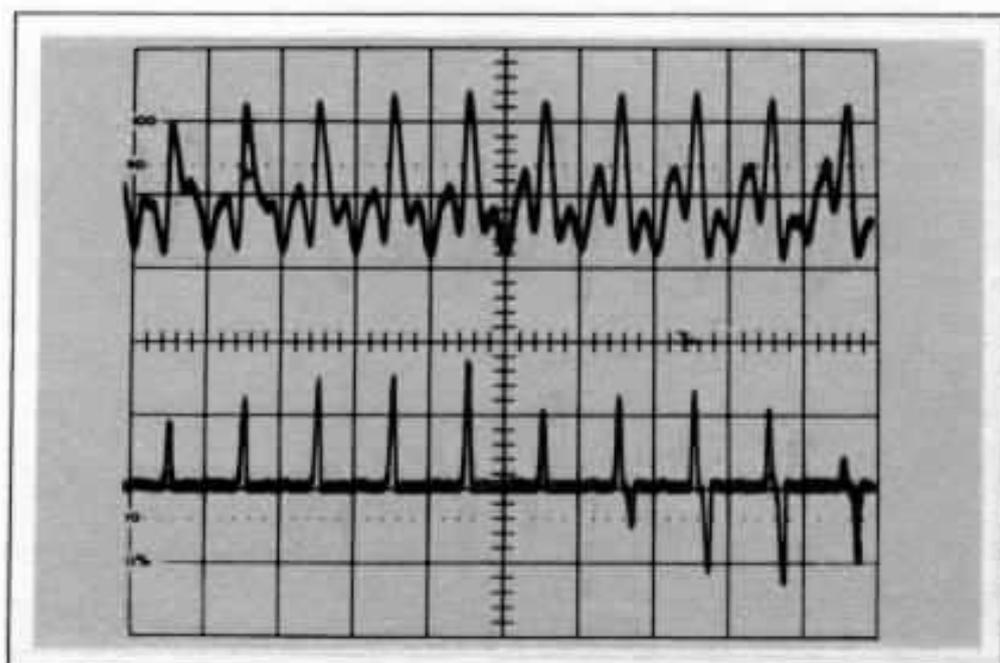


Fig. 4 - Forme d'onde du signal et de la distorsion pour le disque de «violon»
distorsion rms/rms 0,2 % (250 ms), distorsion crête/crête 21 %.

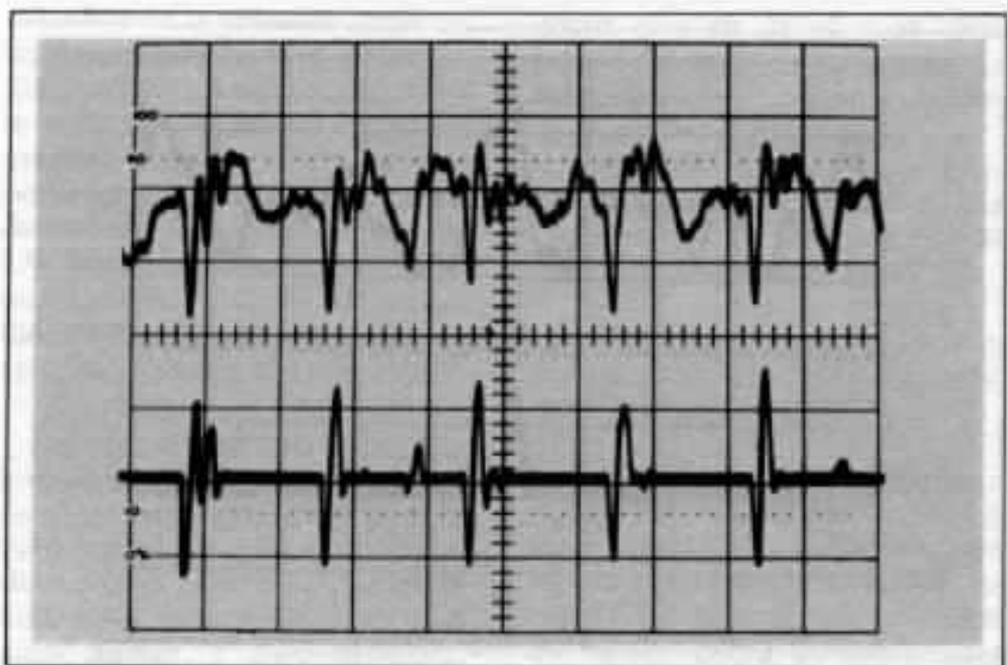


Figure 5 - Forme d'onde du signal et de distorsion pour le disque de «pop»
distorsions rms/rms 0,03 % (250 ms) distorsion crête/crête 22 %.

Des tests d'audition étendus furent pratiqués sur tous les auditeurs. Après nettoyage du conduit auditif, et inspection visuelle du tympan, les tests comportaient une détermination du seuil d'audition en fréquence pure dans la bande 125-8000 Hz, une audiométrie de Békésy dans la gamme 20 - 20 000 Hz, un contrôle des réflexes des muscles

de l'oreille moyenne et enfin un test d'intelligibilité enregistré utilisant un langage parlé courant. Aucun écart notable par rapport à l'audition normale ne fut noté. La tableau 1 donne les caractéristiques de l'auditoire.

Les résultats du sujet 5 sur le disque 5 durent être éliminés à cause d'un mauvais fonctionne-

ment temporaire de l'équipement. Toutes les autres appréciations se sont révélées significatives.

Une analyse détaillée de la corrélation existant entre les caractéristiques des sujets et le seuil audible obtenu fera l'objet d'une autre publication [2]

5. Procédure de tests

La procédure a été intégralement modifiée par rapport à celle utilisée dans l'analyse préalable. Il convenait dans le cas présent de déterminer le seuil d'audition d'une différence en comparaison A/B. La méthode a été basée sur une approche statistique, la démarche était la suivante :

1) Le sujet disposait de 15 à 30 mn pour auditionner le disque et écouter attentivement les caractéristiques sonores. Il était libre d'expérimenter les différents réglages du générateur de distorsion, et avait la possibilité de suivre la forme du signal et de la distorsion à l'oscilloscope. Il avait également à sa disposition des passages sur bande préenregistrée, offrant un rapport distorsion-signal calibré ; il s'agissait d'extraits musicaux (solos, percussions...) avec indication du temps d'écoute. Des données similaires à celles des figures 7 à 11 étaient également disponibles.

A la fin de cette phase préparatoire, il était demandé au sujet d'indiquer le niveau de distorsion qu'il pensait être capable de percevoir dans un test aveugle A/B.

2) Le sujet était isolé de l'équipement en fonctionnement, à proximité des haut-parleurs avec un commutateur. Il savait que sur l'une des deux positions, le signal était distordu. La position «son distordu» était modifiée de temps à autre de manière aléatoire.

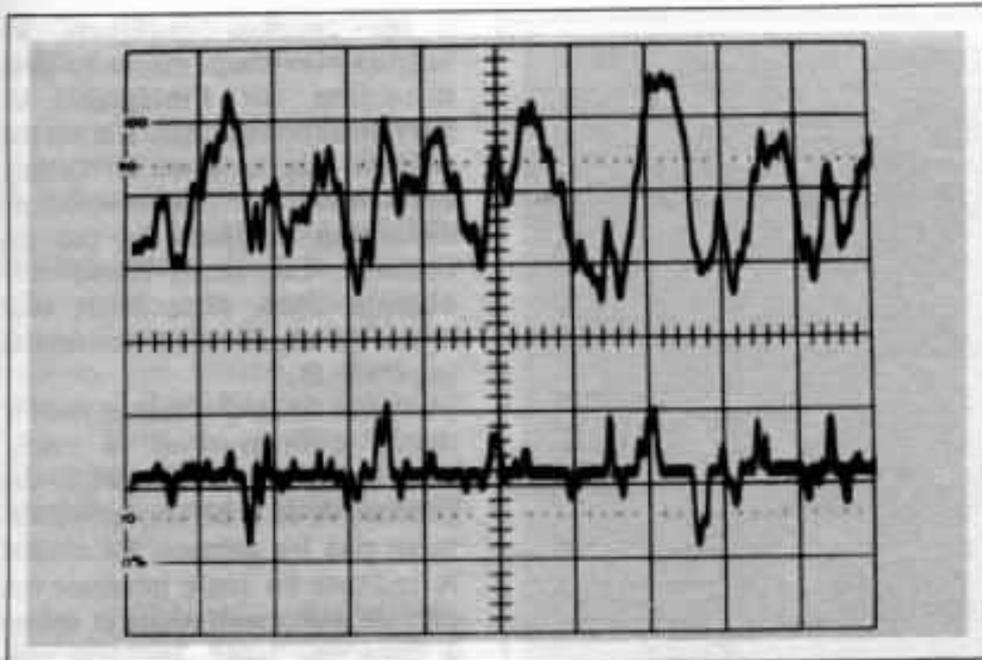


Fig 6 - Forme d'onde du signal et de la distorsion pour le disque de « clavecin »
 distorsion rms/rms 0,03% (250 ms) distorsion crête/crête 13%.
 Trace supérieure 0,5 V/div - Trace inférieure : distorsion 0,1 V5 div -
 Axe horizontal : 1 ms/div. Echelle valable pour les figures 2, 3, 4, 5, 6.

3) L'échantillon musical était joué trois fois avec un niveau de distorsion de 10 dB supérieur à celui estimé par le sujet dans le cas 1. Si il pouvait détecter la position « son distordu » avec une précision de 100 %, il était en mesure de procéder à l'étape suivante de l'expérience.

4) Le niveau de distorsion était amené à celui estimé dans le cas 1. Le passage musical était joué dix fois. Si le total des réponses justes était égal ou

supérieur à 8, le sujet pouvait passer à l'étape 5. Dans le cas contraire, il lui était demandé de retourner à l'étape 1 pour reconsidérer son jugement personnel sur le seuil.

5) Le niveau de distorsion était atténué par cran de 6 dB, à chaque fois la plage musicale était passée à 10 reprises, jusqu'à ce que le score de réponses exactes dépasse 7.

6) Sur la base de 83 % des seuils

recueillis, un test statistique binominale détermine les seuils de détection individuels de chaque sujet.

7) L'échantillon musical suivant était ensuite présenté en recommençant la procédure depuis l'étape 1.

Chaque sujet, avec les répétitions, écoutait en moyenne 50 à 100 fois chaque morceau musical. Ce qui donnait 25 à 68 données exploitables par échantillon et par sujet, nombre adéquat pour obtenir des résultats significatifs.

6. Résultats

Les figures 7 à 11 indiquent la distorsion mesurée pour les cinq échantillons musicaux. L'axe vertical représente la valeur maximale instantanée du rapport distorsion signal sur toute la plage musicale. La courbe A représente la valeur maximale du rapport de la valeur crête instantanée de la distorsion à la valeur crête simultanée du signal, toutes deux mesurées avec un oscilloscope utilisant une fenêtre de temps de 10 ms.

La courbe B montre la valeur maximum instantanée du rapport de la valeur crête rms ins-

Numéro du sujet	Age	Profession	Engagement professionnel avec l'audio	Intérêts musicaux	Qualité sonore opinion personnelle
1	38	Physicien	r et d. amplificateurs et équipements studio	Joue orgue Intérêt toute musique	bonne
2	43	Directeur	Conception de récepteurs et de console de mixage	Cordes et chœur Préférence musique classique	bonne
3	29	Ingénieur	r et d. transducteurs et amplificateurs de puissance	Intérêt Jazz-Pop	modérée
4	20	Etudiant	Aucun	Intérêt Pop-classique	bonne
5	26	Ingénieur	r et d système de mesure audio	Joue piano et guitare. Intérêt Jazz	excellente
6	30	Economiste	Aucun	Cordes. Fréquente souvent les concerts	excellente

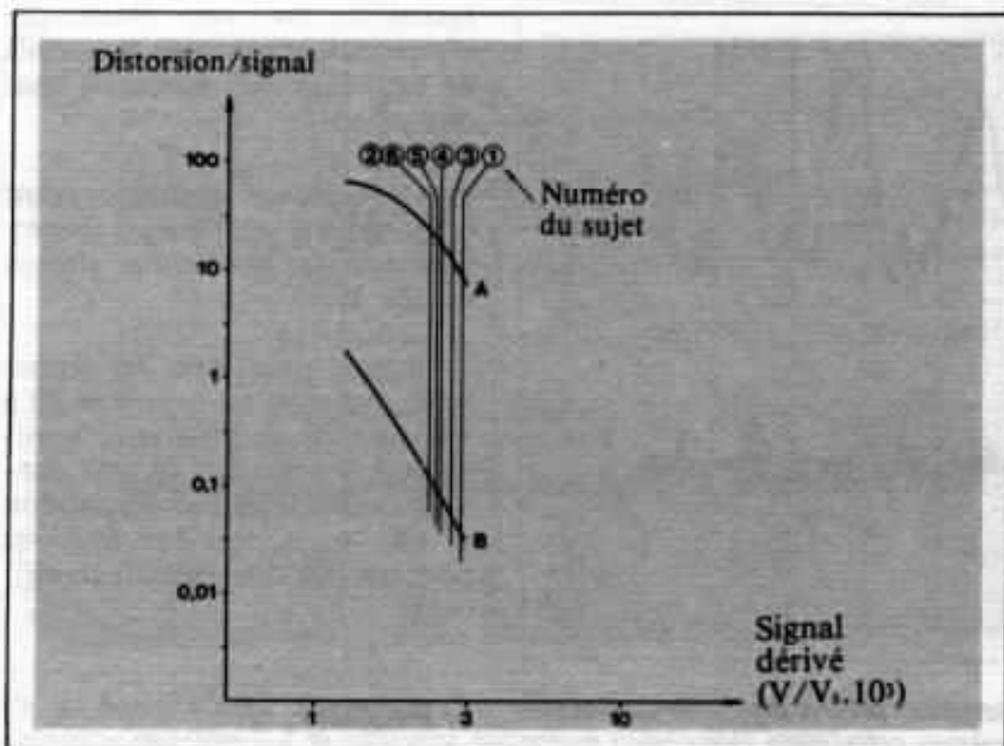


Fig. 7 - Seuils d'audibilité mesurés avec le disque de «chœur». La courbe supérieure A indique le rapport crête distorsion/crête signal. La courbe inférieure B représente la valeur du rapport distorsion rms/signal rms, sur l'intervalle de 250 ms. L'axe horizontal donne la valeur maximale de la dérivée première. Les seuils obtenus pour chacun des sujets sont indiqués par les lignes verticales.

tantaneée de la distorsion à la valeur crête rms simultanée du signal, toutes deux mesurées avec Hewlett-Packard HP 3575 A, (mesureur de phase et de

gain), utilisant un temps d'intégration constant de 250 ms et une fenêtre de temps de 1 s. Il est important de noter les points suivants :

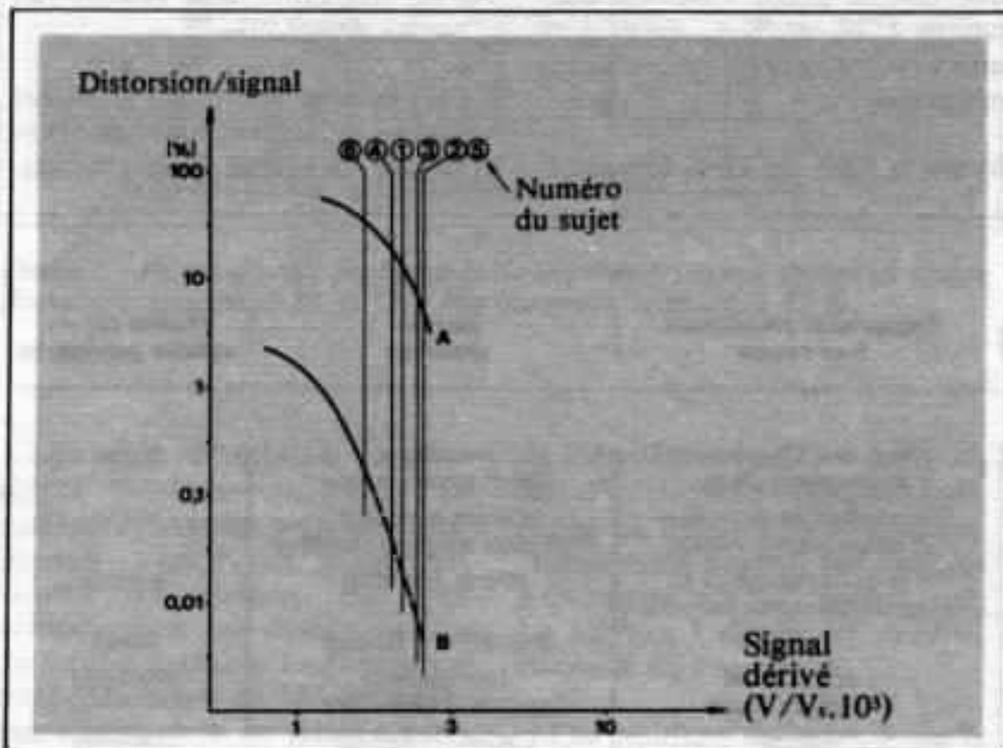


Fig. 8 - Seuils d'audibilité mesurés avec le disque de «piano».

- les courbes indiquent les valeurs maximum mesurées de la distorsion sur l'intégralité de l'échantillon musical. Il n'est pas évident que le sujet ait détecté exactement les valeurs crête de distorsion représentées par ces courbes. Les seuils d'audibilité obtenus dans cette étude sont toutefois uniquement les limites supérieures.

- à cause de la différence dans le temps d'intégration, la valeur crête maximum de distorsion des courbes A et B ne sont généralement pas les mêmes. La courbe A indique en règle générale des pics de distorsion aigus et étroits à caractère isolé, lesquels peuvent complètement disparaître dans la mesure effectuée pour la courbe B. L'intégration rms de la courbe B favorise les pics de distorsion larges et répétitifs.

L'axe horizontal est la mesure de la valeur maximum de la dérivée première du signal. Les valeurs indiquées sont normalisées en V/V_s . La valeur du slew rate linéaire correspondant peut être obtenue en multipliant l'échelle par la tension crête à crête maximale du signal. Pour calibrer l'axe horizontal, le principe de Daugherty [3] fut utilisé, le niveau nominal du signal maximum pour l'intégralité du disque fut calculé de sorte que les valeurs crête du signal aient une probabilité temporelle de 10^{-4} ou plus.

Les seuils individuels obtenus sont indiqués sur les courbes, les figures 12 à 13 résument les résultats.

7 - Evaluation subjective

Les sujets utilisaient des critères individuels pour déterminer la présence de distorsion. A titre d'exemple pour l'extrait de «pop», trois auditeurs détectèrent une différence audible sur les trompettes, un sur la cymbale, un sur la «sensation générale» et un autre sur la

«perte de confusion dans le son».

Aux niveaux de faibles distorsions, souvent les sujets n'identifiaient qu'une très légère différence, et n'étaient pas capables de dire quelle était la position «distordue» du commutateur. Ce qui produisit à quelques reprises une inversion dans les réponses, dans l'appréciation de la position du commutateur. Toutefois, de tels résultats furent considérés comme positifs étant significatifs.

A certaines occasions, quelques-uns des sujets dirent qu'ils ne pouvaient pas entendre de différence, ni qu'ils étaient capables de décrire leur choix de manière rationnelle, cependant leurs réponses étaient cohérentes, cela même dans les tests répétés. Pour éliminer la possibilité d'influencer les résultats par d'autres différences, la distorsion fut dans ces cas atténuée jusqu'à zéro. En résultat la constance des réponses disparue, l'échantillon des réponses devint alors aléatoire. Ceci prouve que l'équipement était suffisamment performant pour les tests, et aucune différence observable n'apparut entre la position non distordue A et B du commutateur.

Les réactions type à des changements mineurs dans le caractère tonal créés par la distorsion étaient très personnels et souvent prenaient une forme contreversée. Une opinion unanime quant à la modification tonale juste perceptible, fut que le son distordu devenait «plus mou», «doux», et «plaisant». Quand la différence s'accroissait, certains instruments se comportaient très différemment, «l'aigu résonnant» fut mentionné pour le piano, «son hifi» pour les trompettes, «déchirement», «bruissement de papier» dans les chœurs et un «manque de précision» sur les violons. Le son était dans ce

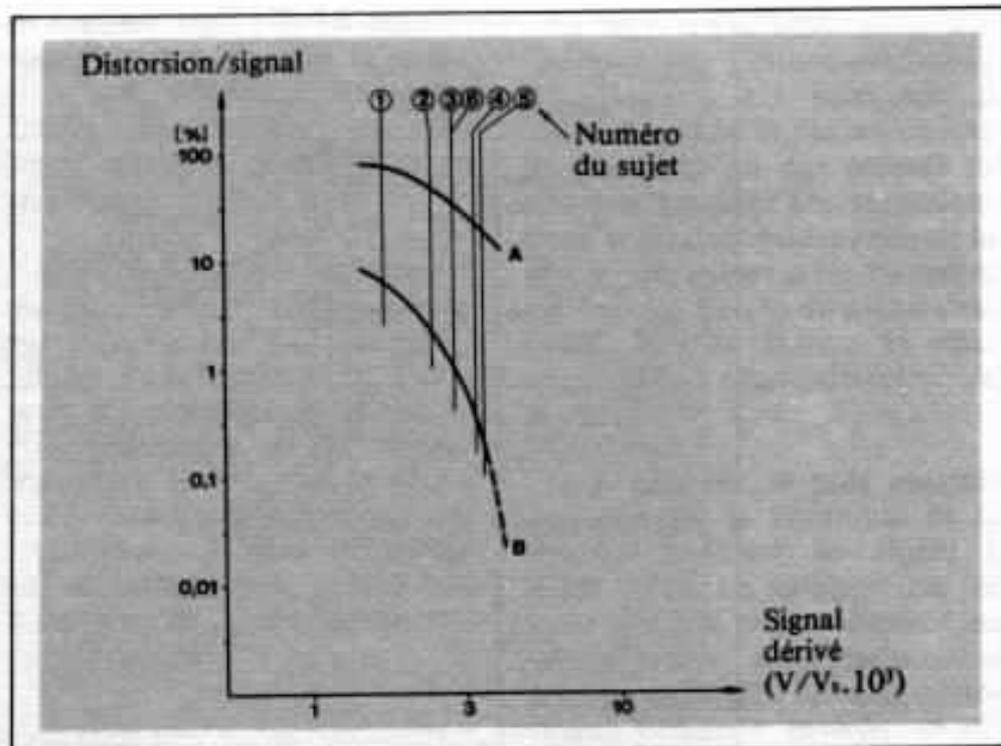


Fig. 9 - Seuils d'audibilité mesurés avec le disque de «violon».

cas décrit comme étant «brillant», «plus agressif».

Quand la distorsion était encore augmentée, elle était habituellement qualifiée comme étant «irritante», et un «adoucissement ou atténuation» du son était encore noté. Une distorsion momentanée de forte amplitude

était mentionnée comme s'apparentant à une mauvaise lecture d'une cellule phonoelectrice.

Dans certains cas, des pics de distorsion de forte amplitude instantanée et à caractère isolé furent prises pour des décharges d'électricité statique sur le disque.

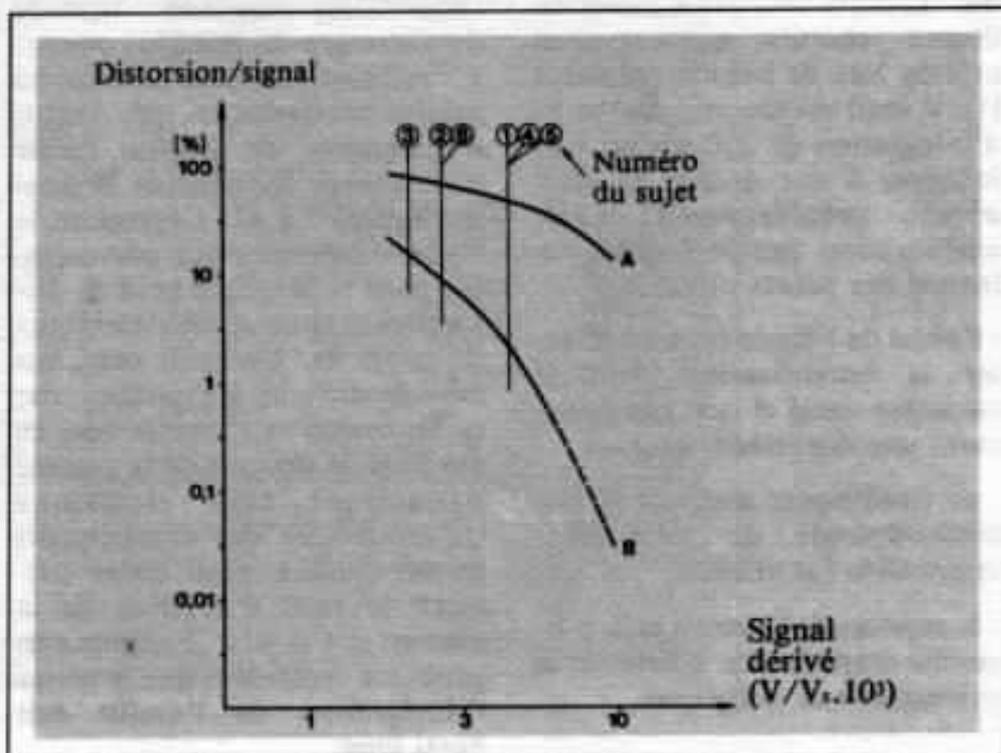


Fig. 10 - Seuils d'audibilité mesurés avec le disque de «pop».

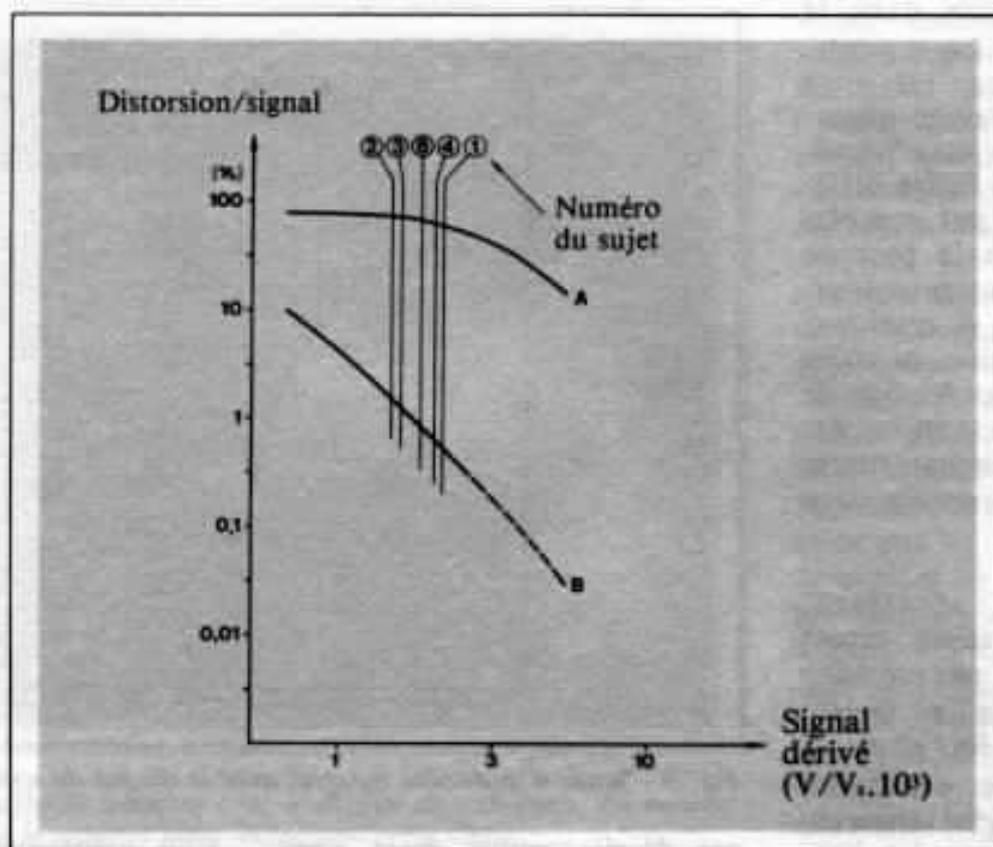


Fig. 11 - Seuils d'audibilité mesurés avec le disque de « clavecin ».

8 - Discussion

Comme on peut le voir à partir des résultats obtenus à partir du disque « chœur », qui fut aussi utilisée lors de l'étude préalable [1], le seuil obtenu avec un temps d'intégration de 250 ms est très inférieur à une décade de celui obtenu précédemment. Cette amélioration provient principalement des points suivants :

- l'objet de l'étude était de détecter la modification dans le caractère tonal et non pas seulement une distorsion gênante.
- un équipement amélioré et une méthodologie de tests plus appropriée fut utilisée.
- le sujet avait le temps et la possibilité d'apprendre à détecter la présence de la distorsion.

Il est généralement avancé que les stimuli de distorsion sont

intégrés dans « la fenêtre de perception » d'un temps constant d'environ 200 ms [4,5], bien que cette valeur moyenne dépende du caractère du stimulus envoyé à l'auditeur [6]. Ceci correspond approximativement au temps d'intégration de 250 ms utilisé pour établir les courbes B dans les figures 7 à 11. Cependant la figure 12 montre que par exemple pour la piano, le seuil de distorsion se situerait aux alentours de 0,003 %. Un seuil aussi bas est très difficile à expliquer, car la distorsion se situerait dans ce cas bien en dessous de la gamme dynamique tant électrique qu'acoustique des équipements et des studios, ainsi qu'en dessous du seuil d'audition de la plupart des sujets. Il semble peu probable cependant que le temps d'intégration de l'oreille soit aussi long.

Les valeurs crête de la distor-

sion instantanée représentées par les courbes A des figures 7 à 11 ne peuvent raisonnablement pas indiquer les effets audibles de la distorsion, les pics de distorsion donnant naissance aux courbes A sont généralement si étroits qu'il serait non réaliste de supposer que l'oreille soit capable d'entendre ces distorsions sans pondération temporelle. La sensation de distorsion effective apparaît cependant très probablement dans l'intervalle se situant entre les courbes A et B.

Une valeur type définitive du seuil obtenu pour un sujet se situait à 10 - 20 dB en dessous du niveau de distorsion indiqué par le sujet lui-même durant la phase 1 de la procédure de test. Cela, en accord avec « la sensation subjective » décrite ci-dessus, semble indiquer que la tentative de l'auditeur de corréler les expé-

riences sonores avec les formes d'ondes de la distorsion indiquée par l'oscilloscope durant la phase d'apprentissage, l'ait tout à fait induit en erreur. Les résultats montrent que l'amplitude absolue de la distorsion n'est pas significative, mais que son temps d'incidence et que sa relation avec la structure harmonique de la musique sont très importants.

Les auditeurs se sont avérés très sensibles à la distorsion pour des sources bien connues telles que, chœur, piano, alors que pour la pop par exemple, la sensibilité est beaucoup moins bonne. Il semble cependant probable qu'une part des effets audibles de distorsion est créée par une prédiction linéaire au niveau cérébral, ou par traitement de l'information au niveau

du registre aigu [7]. La conviction qu'a l'auditeur de la façon dont doit sonner l'instrument semble aussi jouer un rôle important dans la sensation de distorsion.

Il est aussi probable que les résultats puissent être expliqués par l'impression de «dureté» comme il a été décrit par d'autres [8, 9, 10]. Il semble que la distorsion transitoire et la dureté obéissent à la même loi de détection psychophysique, ce qui expliquerait qu'elles procurent une sensation similaire bien que la nature des deux phénomènes soit différente.

Conclusion

De cette étude, nous pouvons dégager les éléments suivants :

- Le seuil d'audibilité de la distorsion par intermodulation transitoire a été déterminé à 0,003 % quand la distorsion rms est pondérée sur une période de 250 ms. Le seuil correspondant pour le rapport valeur crête de la distorsion/valeur crête du signal est de 3 %. Le son du piano s'est avéré être la source la plus appropriée pour détecter ce seuil.

- L'auditeur le plus sensible put détecter la limitation de la dérivée première du signal à $4 \cdot 10^4$ V/Vs. Le meilleur test fut dans ce cas la pop musique. Une reproduction absolument sans aucune distorsion de nature électrique nécessite environ $15 \cdot 10^4$ V/Vs pour les disques utilisés.

- Il semble peu probable que

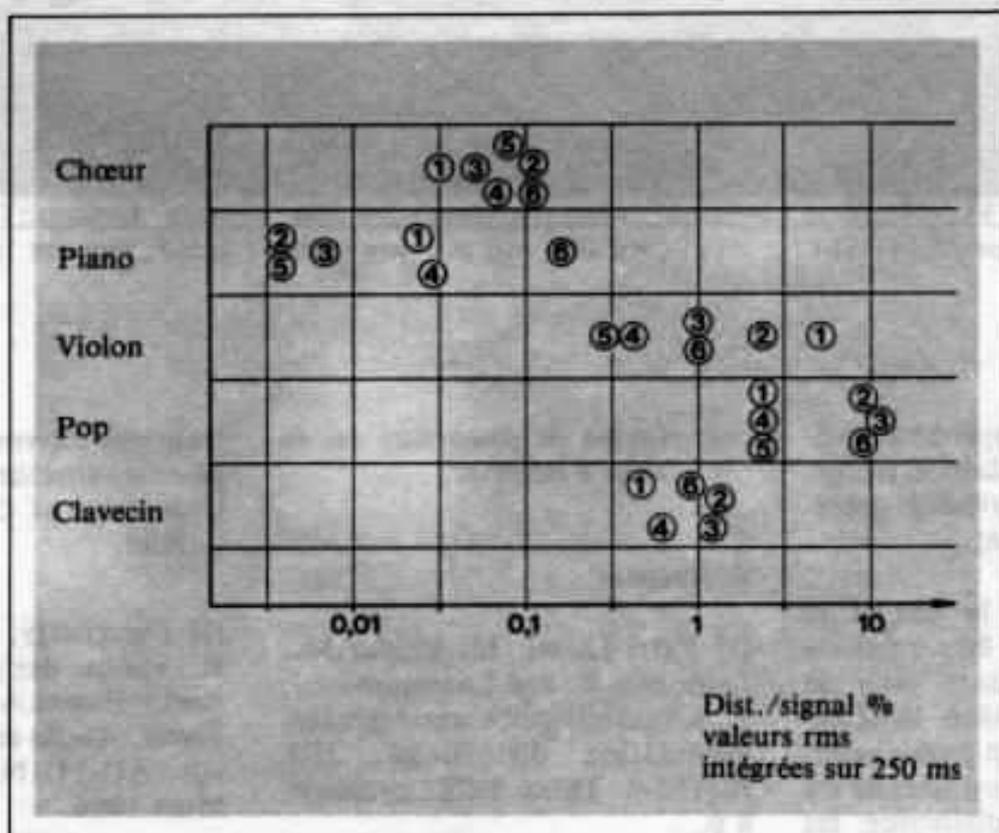
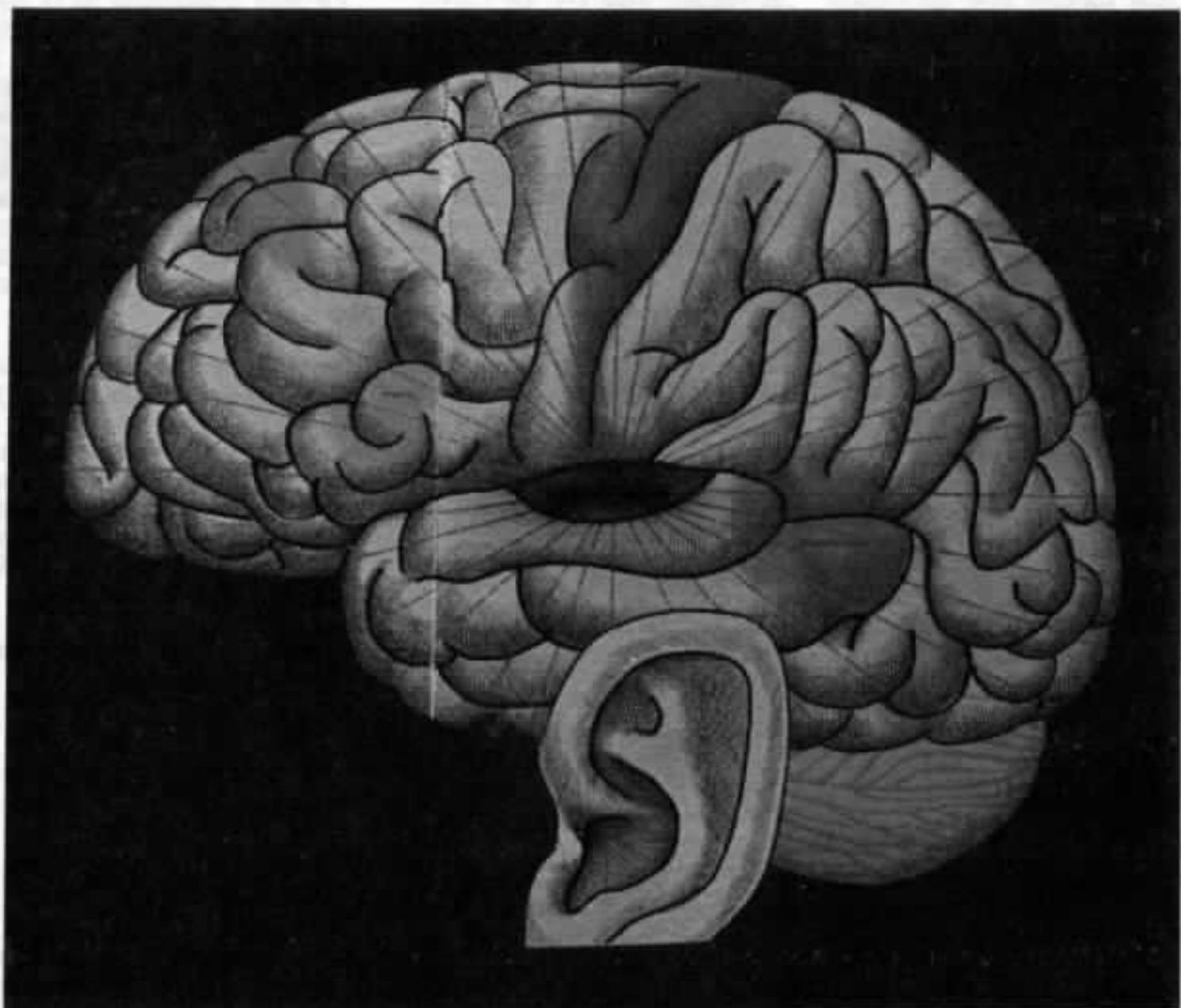


Fig. 12 - Seuils d'audibilité obtenus pour les différents sujets, sur la base du rapport rms/rms distorsion-signal.



l'oreille fasse la moyenne des stimuli de distorsion dans le temps, comme il l'était avancé précédemment [1, 4, 5, 6].

L'amplitude de la distorsion elle-même semble être relativement peu importante pour la sensation de distorsion. la détection de la distorsion paraît reposer sur une prédiction linéaire du cerveau. Plus la distorsion est inattendue et plus elle introduit une dureté dans la structure harmonique du message musical,

cette forme de distorsion est la plus facile à détecter.

Références

[1] Petri-Larmi, M. Otala, M., Leinonen, E. and Lammasniemi, J., «Audibility of transient intermodulation distortion», *IEE ICASSP*, Tulsa 1978. preprint, 8 p.

[2] Petri-Larmi, M., «Investigations on the psychoacoustics of

transient intermodulation distortion», Doctoral dissertation, University of Oulu, Finland. A publier.

[3] Daugherty, D. and Greiner, R., «Some design Objectives for Audio Power Amplifiers», *IEEE Trans. Audio and Electroacoust.*, vol. AU-14, No. 1, pp. 43-48, Mars 1966.

[4] Zwislocki, J., «Theory of temporal auditory summation»,

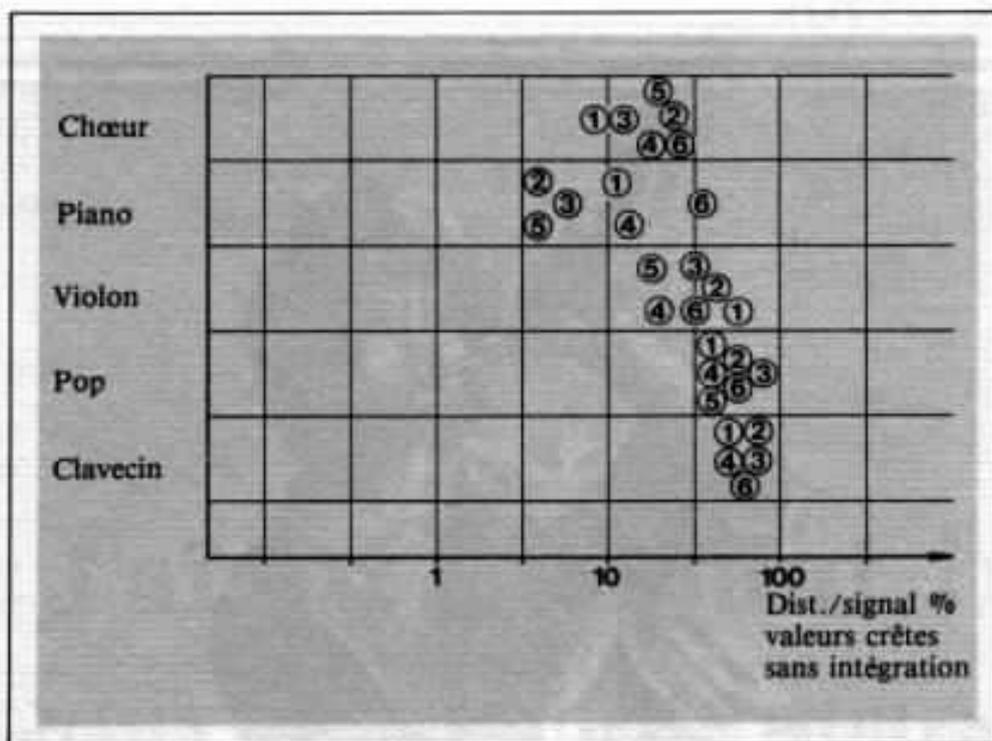


Fig. 13 - Seuils d'audibilité obtenus pour les différents sujets, sur la base du rapport crête/crête distorsion signal

J. Acoust. Soc. Am., vol. 32, p. 1046, 1960.

[5] Lewitt, H., McGonegal, C.A. and Cherry, L.I., «Perception of Slope-Over load Distortion in Delta - Modulated Speech Signals», *IEE Trans. Audio and Electroacoust.*, vol. AU-18, No 3, pp. 240-247, septembre 1970.

[6] Fast, H., «Transient masking pattern of narrow band

maskers», *Fact and models of hearing*, Springer-Verlag, Berlin 1974, pp 251-257.

[7] Kiedel, W.D. «Information processing in the higher parts of the auditory pathway», *Ibid*, pp. 216-226.

[8] Vogel, A., «Über den Zusammenhang zwischen Rauigkeit und Modulationsgrad», *Acoustica*, vol. 32, pp. 300-306, 1975.

[9] Terhardt, E., «Über die durch amplitudenmodulierte Sinustöne hervorgerufene Hörempfindung», *Acoustica*, vol. 20, pp. 210-214, 1968.

[10] Zwicker, E., «Direct comparisons between the sensations produced by frequency modulation and amplitude modulation», *J. Acoust. Soc. Am.*, Vol 34 NO. 8, Part 2, pp. 1425-1430, septembre 1962.