

L'AUDIOPHILE



N°3

Février 1978
prix 17 F

**Page non
disponible**

Le préamplificateur

Kanéda

Jean Hiraga

Les amateurs de Haute Fidélité se comptent dans le monde par millions. Les fabricants, eux, se comptent par centaines. Malgré une avance technologique certaine, des performances techniques de plus en plus poussées, il est bien curieux de noter que de nombreux appareils, préamplificateurs par exemple, méritant pourtant techniquement la cote «très Haute fidélité» donnent, lorsque comparés auditivement, des différences frappantes. Malgré ces différences, il est certain que chaque fabricant, souvent très sérieux prétende au summum de fidélité musicale, «garanti» d'ailleurs par de nombreux critères techniques.

Mais une chose est certaine : très nombreux sont ceux qui attachent une importance trop grande au côté technique de la question, quitte à sous-estimer ce but, pourtant définitif, de tenter de reproduire les sons avec le maximum de réalisme et de naturel. Chose fort curieuse, si un musicien reconnaît facilement, même sur une chaîne de qualité moyenne la différence subtile existant entre des cuivres, par exemple un Alexander, un Meinl-Weston, un Vincent Bach, un Selmer, le «trop technicien», lui, se souciera beaucoup plus de questions telles que aptitude à la lecture du disque par une telle cellule, distorsion, etc, plutôt que de tenter de reproduire dans toute sa personnalité chaque instrument. Si l'un est important, l'autre l'est aussi. Très souvent l'amateur de Haute Fidélité écoute le «son» de la musique et non la musique elle-même : transitoires, linéarité, bande passante, bruit de fond, trainage, pleurage, «trackability», distorsion par intermodulation. C'est bien sûr très important. Mais il faut aussi y ajouter, pour parler de très Haute Fidélité «musicale», une infinité de définitions, cette fois musicales et non techniques. Il est sûr que si ces deux points étaient mieux respectés, nombreux seraient les appareils de haut de gamme aux performances «technico-musicales» parfaitement identiques ce qui simplifierait considérablement le choix de l'acheteur.

En écoutant, lors d'une répétition, un orchestre et son chef remodelant plusieurs fois, un passage il est certain que ces efforts doivent être «compris» par une bonne chaîne Hi-Fi : la possibilité de reproduire sans exagération aucune, sans limitations, avec maximum de réalisme sonore, un passage infiniment doux et poétique, pouvant être suivi d'un contraste puissant, lequel devra être aussi respecté en tous points.

Pour un constructeur, une étude aussi poussée est tout à fait anti-commerciale, vu que plusieurs années d'études sont nécessaires pour prétendre à une telle performance. De son côté, l'amateur de haute fidélité, même très sérieux, va se trouver fortement handicapé : il ne peut aller au concert (surtout aux meilleures places) tous les deux jours; s'il va au Music Hall pour écouter la vraie voix d'un chanteur connu, il sera placé devant tout un artifice de microphones et de systèmes de sonorisation. Quant à l'amateur d'enregistrement, celui-ci est bien trop préoccupé par ses vu-mètres et ses changements de bandes pour pouvoir «écouter» comme le ferait un critique musical.

Il pourra par contre mettre en mémoire le timbre exact de chaque instrument et aussi se rendre compte que cinq cymbales d'origine différente ont une sonorité bien personnelle, chose qu'il tentera de faire ressortir à la reproduction. Petit à petit, il sera mis face à face à la tentation de reproduire la musique avec son univers de sensations auditives. Il pourra ainsi se rendre compte que de nombreux appareils sont affectés de coloration, masquant et réduisant les différences les plus délicates existant entre deux orchestres, deux salles de concert, deux hautbois. Ce qu'il appellera «coloration» ne sera donc plus «une bosse» quelque part dans la courbe de réponse, une résonance de la pièce d'écoute mais quelque chose de bien plus délicat. Bien entendu, si la phrase «Le meilleur son» s'associe avec le goût et l'oreille de chaque auditeur, il reste néanmoins possible d'affirmer que toute bonne oreille est capable de discerner un son naturel d'un son reproduit, de grouper deux sons parfaitement ressemblant. Mais la création est plus facile que la reproduction parfaite et malgré de nombreux efforts dans ce sens il faut reconnaître que les résultats sont encore dispersés.

Le préamplificateur KANE-DA, réalisé par Monsieur Akihi-ko KANEDA, professeur de physique à l'Université d'Akita (ville du nord du Japon) est lui aussi le résultat d'une longue et patiente recherche.

Techniquement c'est un circuit original qui obtint un succès énorme lorsque proposé pour la première fois en 1973 dans la revue «Radio Experimenter's Magazine». Ses performances techniques, obtenues après plus de 250 variantes, un choix judicieux de transistors et composants passifs sont aussi bonnes et souvent supérieures aux meilleurs appareils existants. Il en est ainsi pour le rapport signal/bruit (recul de bruit de - 122 dB sur entrée phono), son taux de distorsion et sa bande passante.

Mais il a surtout été étudié pour la reproduction de la musique, la Musique et toutes ses exigences. De nombreuses versions du circuit original ont été détaillées entre 1973 et 1977, dans plus de 60 articles. Il sera décrit ici le circuit ayant obtenu un succès unanime auprès de milliers d'audiophiles. Malgré de nombreuses améliorations techniques possibles, qui seront décrites en partie ici, le circuit finalement choisi tient compte surtout des performances musi-

cales, poussées ici au *plus haut degré*.

Par rapport au préamplificateur SRPP à tubes, présenté dans le numéro précédent, son prix de revient est inférieur et ses composants plus faciles à se procurer.

Les différences par rapport au préamplificateur SRPP ?

Distorsion (objectivement et subjectivement) très faible et définition encore plus poussée.

Effet de «profondeur» réellement reproduit avec vérité.

Qualité du grave exceptionnelle (liaison en continu du circuit).

Sur la voix, il est peut-être moins «attirant» mais certainement plus naturel.

En matière de dynamique, le S.R.P.P. le dépasse un peu. Par contre le bruit résiduel est ici des plus faibles : - 122 dB sur entrée phono.

Il est réalisable par tout amateur à condition de respecter strictement les composants sélectionnés pour prétendre à une telle qualité : transistors en premier lieu, résistances, circuit imprimé, câblage. Pour les transistors, surtout le double FET d'entrée symétrique, seuls les types indiqués ci après sont à utiliser, en respectant scrupuleusement la fabrication d'origine.

Notons avant la description du

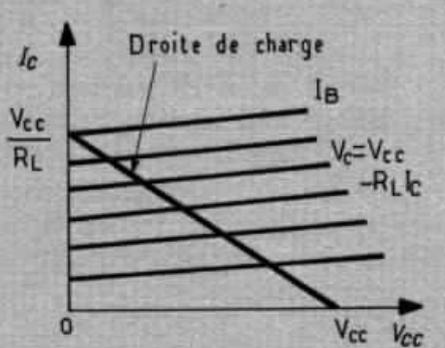
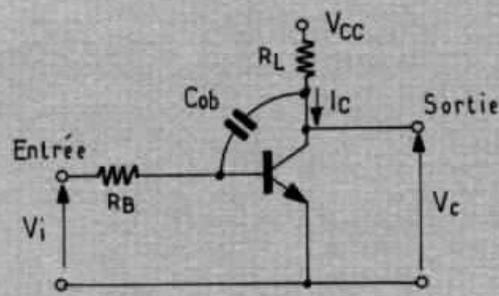
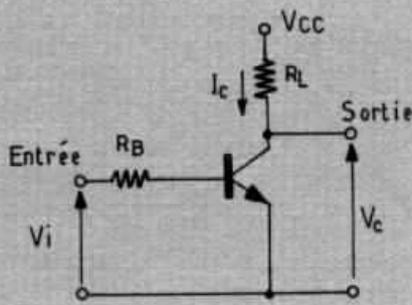
circuit, qu'il s'agit du seul circuit transistorisé que les amateurs d'appareils à tubes acceptent sans contrainte. Datant de 1973, il a su résister aux modes passagères, et il risque bien de tenir un bon moment.

CIRCUIT KANEDA : UN CIRCUIT ENTIEREMENT ORIGINAL

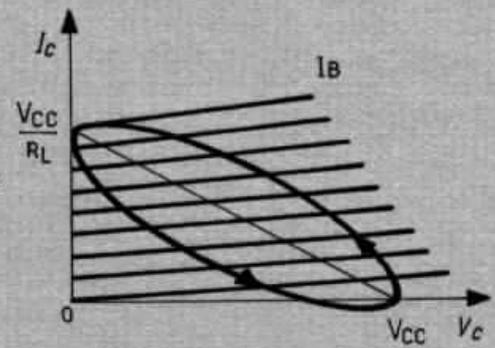
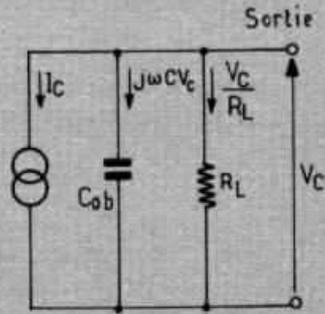
1 - La liaison directe

C'est une des particularités de ce circuit, le seul au Japon à l'époque, et actuellement imité par de nombreux constructeurs : Trio, Luxman, Technics, A & E, etc.

Bien réalisé, il évite la coloration apportée par les condensateurs de liaison, le plus souvent des électrochimiques à cause de la valeur importante. Il évite aussi les problèmes de modulation de phase apportés par le temps de charge et de décharge des condensateurs (constante de temps). Inversement, la liaison directe, associée à un circuit à gain important et une alimentation stabilisée symétrique, apporte de nombreux inconvénients tels que dérive statique et dynamique du courant continu, très gênant si le circuit est relié à un autre appareil (filtre électronique, amplificateur de



Cas où C_{ob} est très faible, et peut-être négligé



Cas où C_{ob} ne peut être négligé. Remarquer la déformation de la droite de charge sur signal sinusoïdal

Fig. 1

Influence de C_{ob}

puissance) lui-même couplé en continu.

Il exige le choix de transistors sélectionnés dans des conditions très sévères de tension, courant, variations de température, le choix des composants ici permet de réduire au minimum ces dérives de courant continu, mais Mr Kanéda a préféré insérer entre l'étage égaliseur RIAA et l'étage d'amplification linéaire, un condensateur, le seul du circuit, qui est de très haute qualité : Mica argenté de forte valeur. On ne peut trouver de condensateur que chez deux fabricants au Japon. Quant au circuit d'amplification linéaire, celui-ci de gain inférieur permet la liaison directe sans aucun problème.

2 - Etage de sortie

Il pourrait sembler curieux aux lecteurs de voir la description commencer par la fin du circuit. C'est cependant la politique adoptée par Mr Kanéda. Nombreux sont les circuits, comme les exemples des figures, provoquant

une augmentation de la distorsion aux fréquences élevées, lorsque la charge est légèrement capacitive. Ainsi la capacité de câblage, des câbles de sortie peut multiplier par 5 ou même par 10 le taux de distorsion à 20 kHz. La figure 1 montre l'effet de la capacité C_{ob} (capacité base/collecteur) sur la droite de charge passant de la ligne droite à l'ellipse. La figure 2

montre la distorsion supplémentaire apportée par une charge de sortie légèrement capacitive. Noter, comme sur la figure 3, les différences apportées par la capacité C_{ob} pour plusieurs types de transistors. Le modèle 2SC 984CS, comparé à quelques autres sélectionnés comme étant déjà les meilleurs tels que les 2SC 1000BL, 2SC 1000R, 2SA 493GR, 2SC

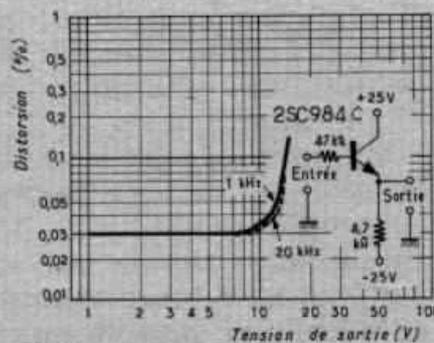
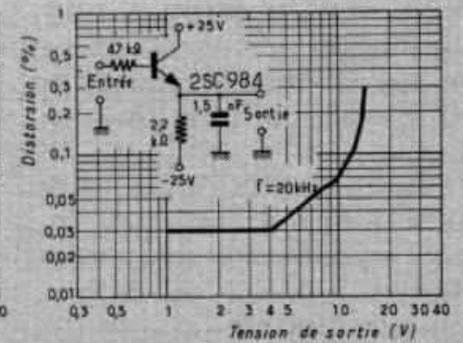


Fig. 2



Remarquer l'augmentation de la distorsion à 20 kHz lorsque la charge du transistor 2SC 984 C, (monté en émetteur Follower) est légèrement capacitive.

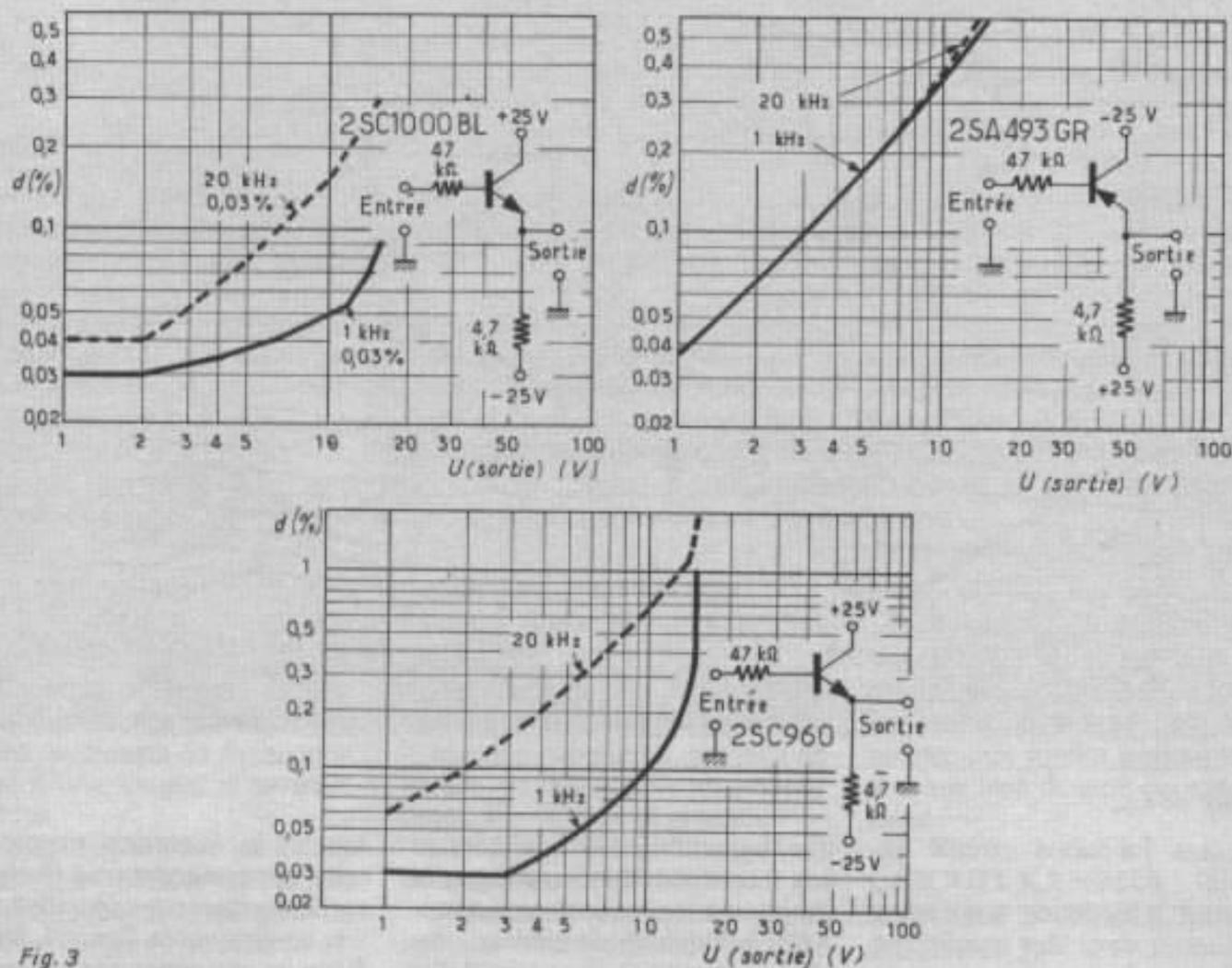


Fig. 3

Effet de la capacité C_{bc} (base-collecteur) sur la distorsion aux fréquences élevées. De tels transistors peuvent provoquer lorsque groupés dans un préamplificateur ou amplificateur des défauts facilement audibles (dureté dans les aigus, son « transistor », et qu'un circuit de contre réaction ne peut qu'empirer à cause de la rotation de phase).

960, est celui qui offrait le minimum d'augmentation de distorsion aux fréquences élevées et aussi la meilleure fidélité musicale.

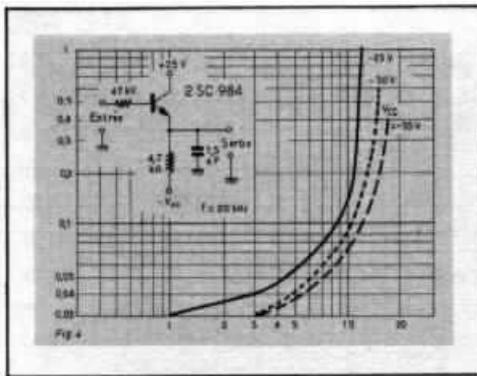
La figure 2 montre la courbe de distorsion en fonction de la tension de sortie, avec et sans charge capacitive. Comme on le voit, même avec 1500 pF il est possible de faire passer la courbe de distorsion à 20 kHz au-dessous de celle à 1 kHz. Noter aussi que, comme en figure 4, sous charge capacitive, les variations de tension d'alimentation vont aussi jouer leur

rôle, ajustant ici la valeur optimum de l'alimentation à 35 V en alimentation symétrique (soit 70 V au total).

Mr Kanéda n'a pas voulu utiliser de circuit de sortie push-pull ou complémentaire vu qu'il est impossible de trouver une paire parfaitement complémentaire : en courant, en capacité parasite, en courbes, en gain, en température. Quelques circuits, parmi de très nombreux (figure 6), dont quelques uns techniquement sans reproche, n'ont pas donné les résultats souhaités.

3 - Premier et second étage : amplificateurs différentiels.

Les amplificateurs différentiels ont de nombreux avantages : réjection importante des variations de l'alimentation, faible distorsion, bonne linéarité, boucle de contre réaction indépendante et facile à appliquer. La figure 7 montre les deux premiers étages différentiels couplés en direct. Le gain total est un choix délicat, surtout vis à vis de la définition du son. Le gain total choisi pour ce préamplificateur n'est pas de 70 ou 80 dB. Pour obtenir un tel

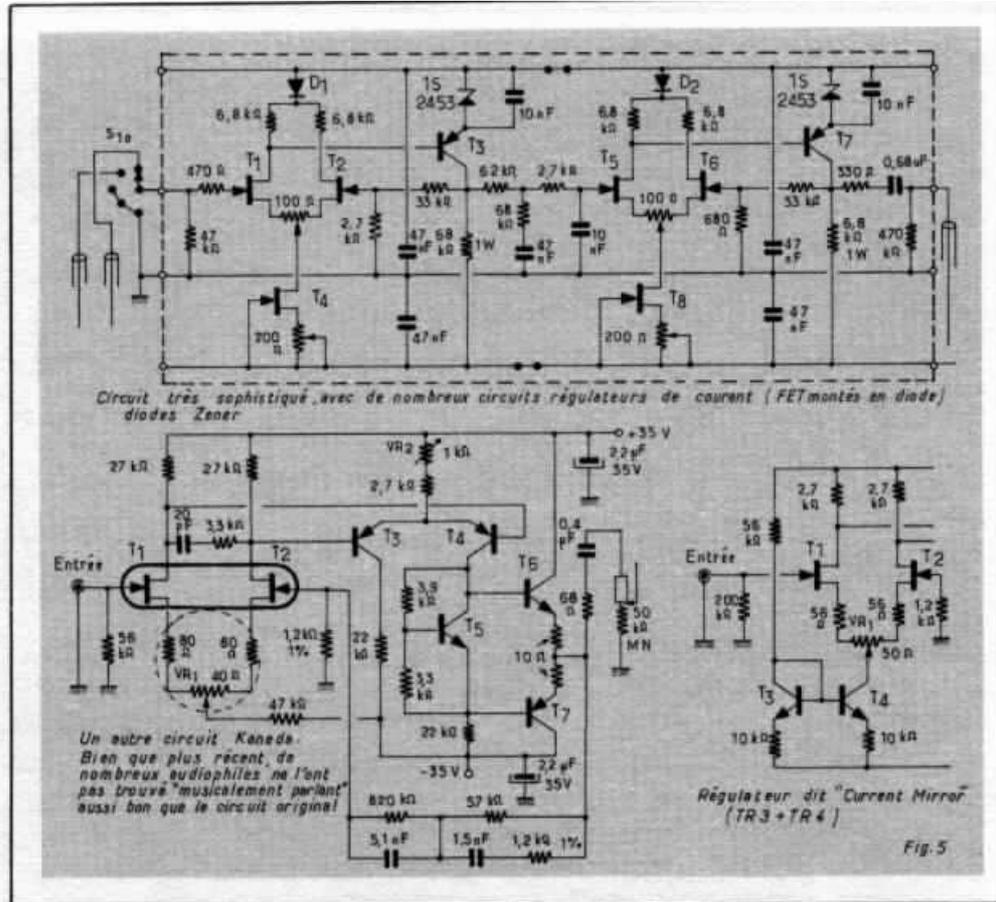


Variations de la distorsion pour différents voltages. L'alimentation de + 35 V - 35 V (total 70 V) est la plus favorable, ce qui rend le type 2SC 984 le plus intéressant. Ce transistor sera utilisé en sortie émetteur follower, sur le préamplificateur Kanéda.

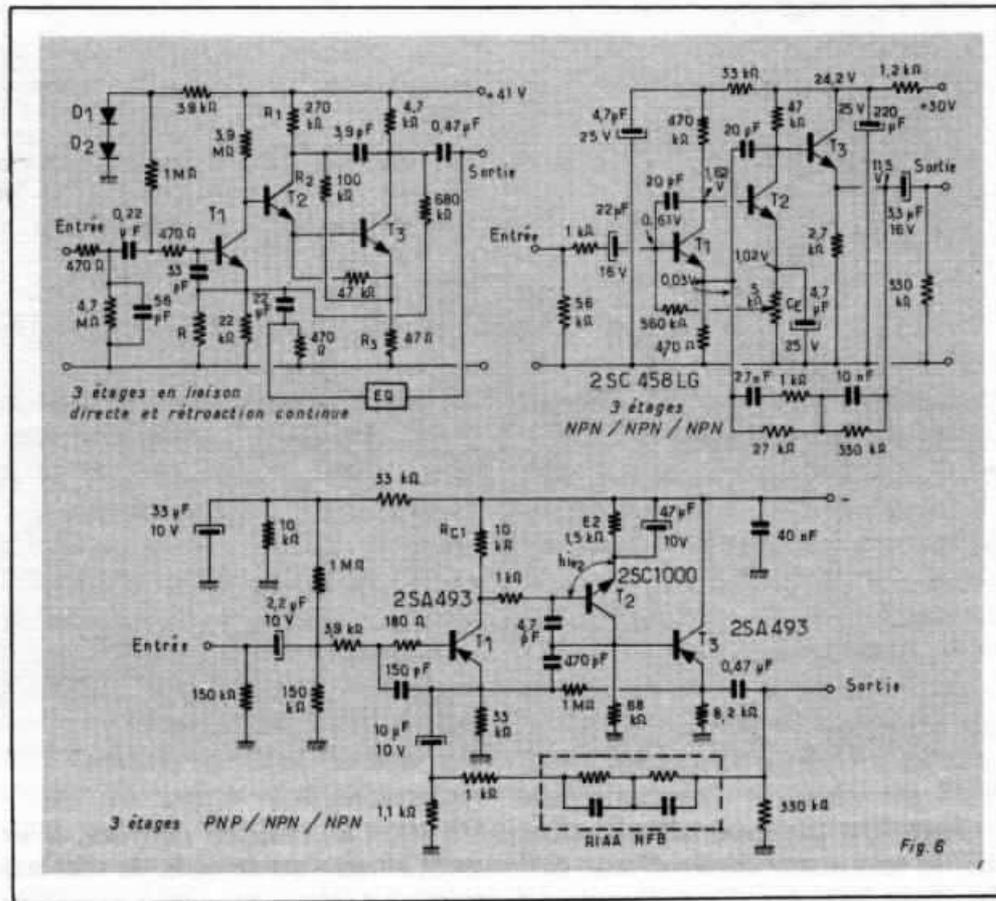
gain et un taux de distorsion réduit, il est nécessaire d'avoir en boucle ouverte un gain très important, obligatoirement associé à un taux de distorsion important et une bande passante étroite. Ceci peut s'arranger par l'application d'un taux de contre réaction très élevé, mais est-ce l'idéal ? Mr Kanéda lui, a préféré appliquer un taux de contre réaction faible et des performances, avant contre réaction, excellentes.

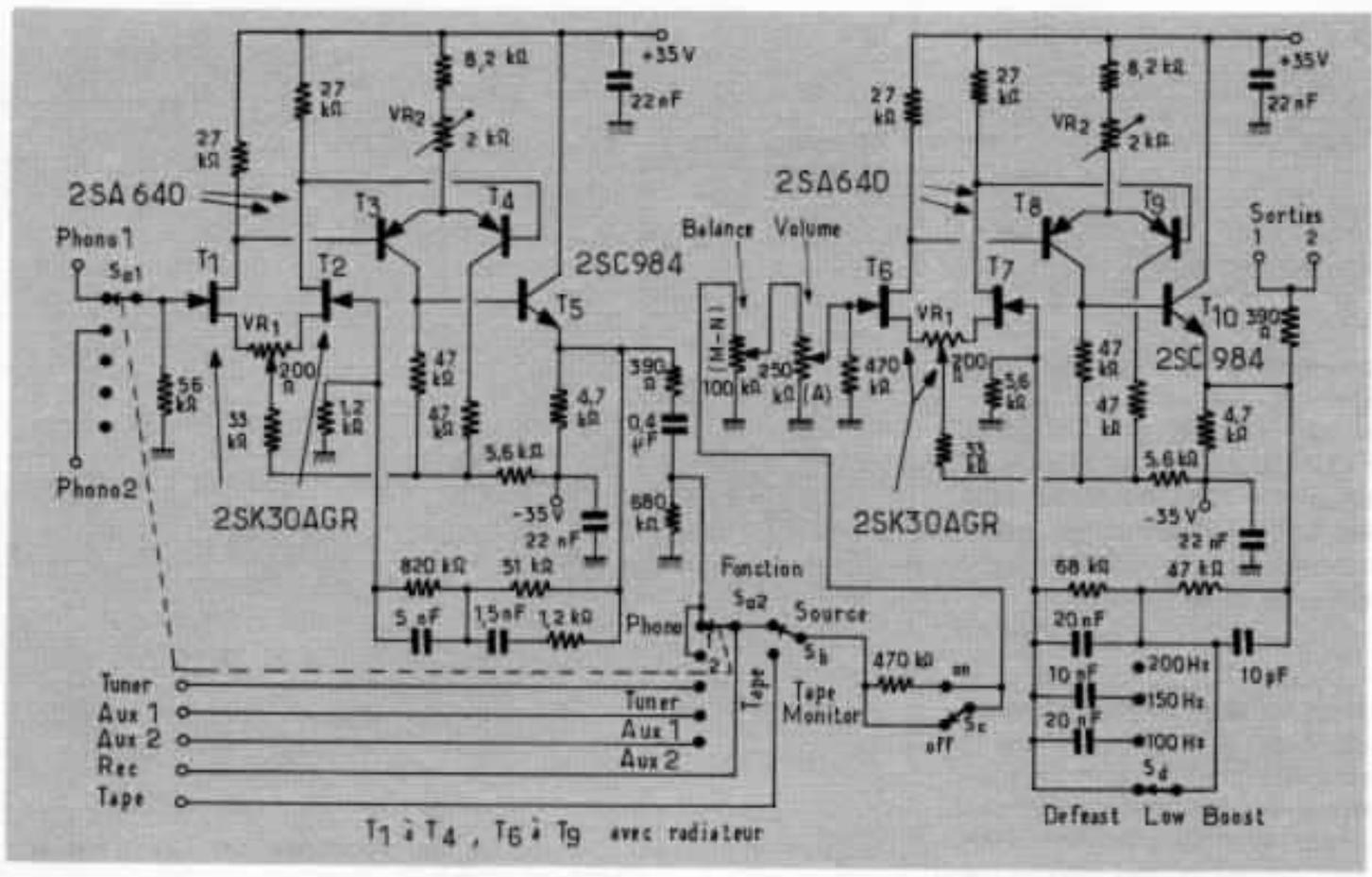
Le choix des transistors et du circuit est délicat mais le résultat en vaut la peine. Le gain de l'étage final (étage linéaire) est de 18 dB après application de la contre réaction. Pour cet étage linéaire, la bande passante part du continu, 0 Hz, vu qu'il s'agit d'un montage à liaisons directes, à 100 kHz, pour une atténuation de seulement 0,1 dB. A 500 kHz, l'atténuation est de - 3,5 dB.

Le taux de distorsion pour cet étage est difficilement mesurable, car passe au-dessous du bruit du FET d'entrée. Le choix de ce transistor est très difficile sur ce point et les paires monolithiques FET se sont toujours montrées inférieures en qualité par rapport aux transistors hybrides appariés dans un même boîtier. Mr Kanéda a choisi le transistor FET NEC



Quelques circuits, qui bien que techniquement supérieurs peuvent se traduire subjectivement par des échecs.





Circuit KANEDA original. C'est, d'après l'avis unanime de nombreux audiophiles japonais, une réussite totale. (Un seul canal représenté).

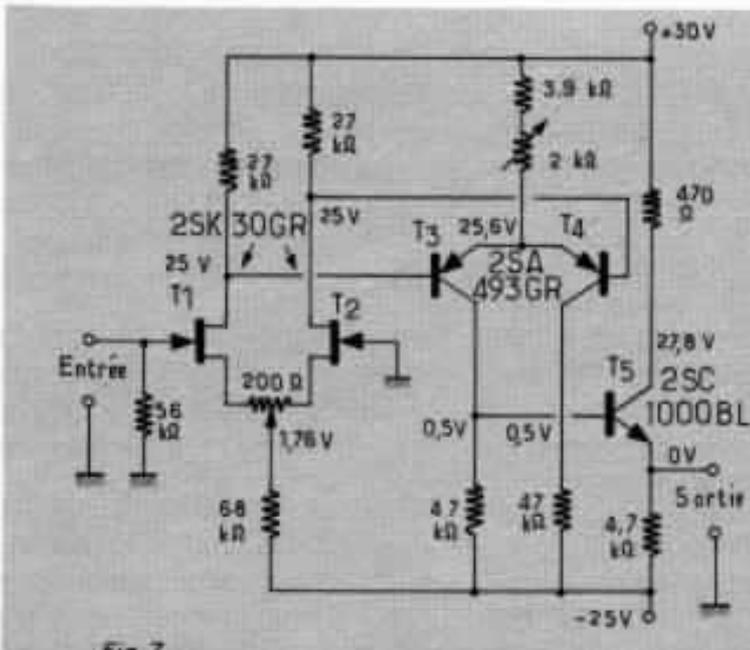
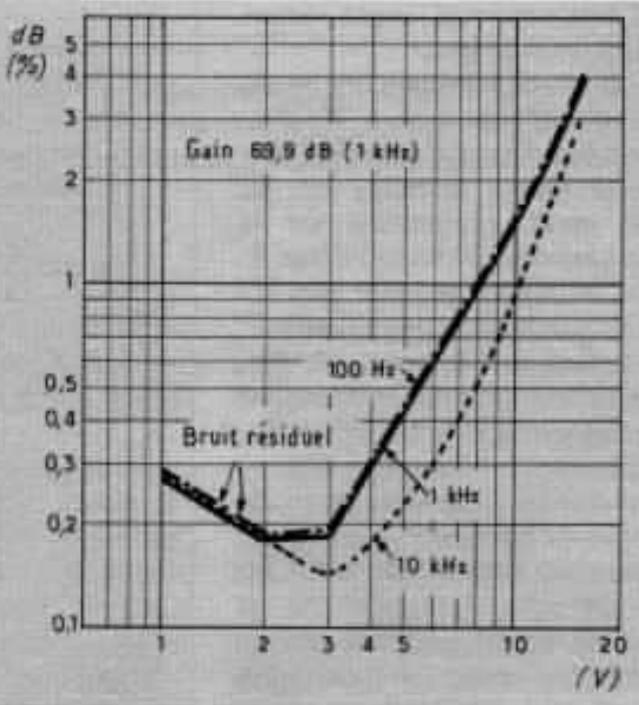
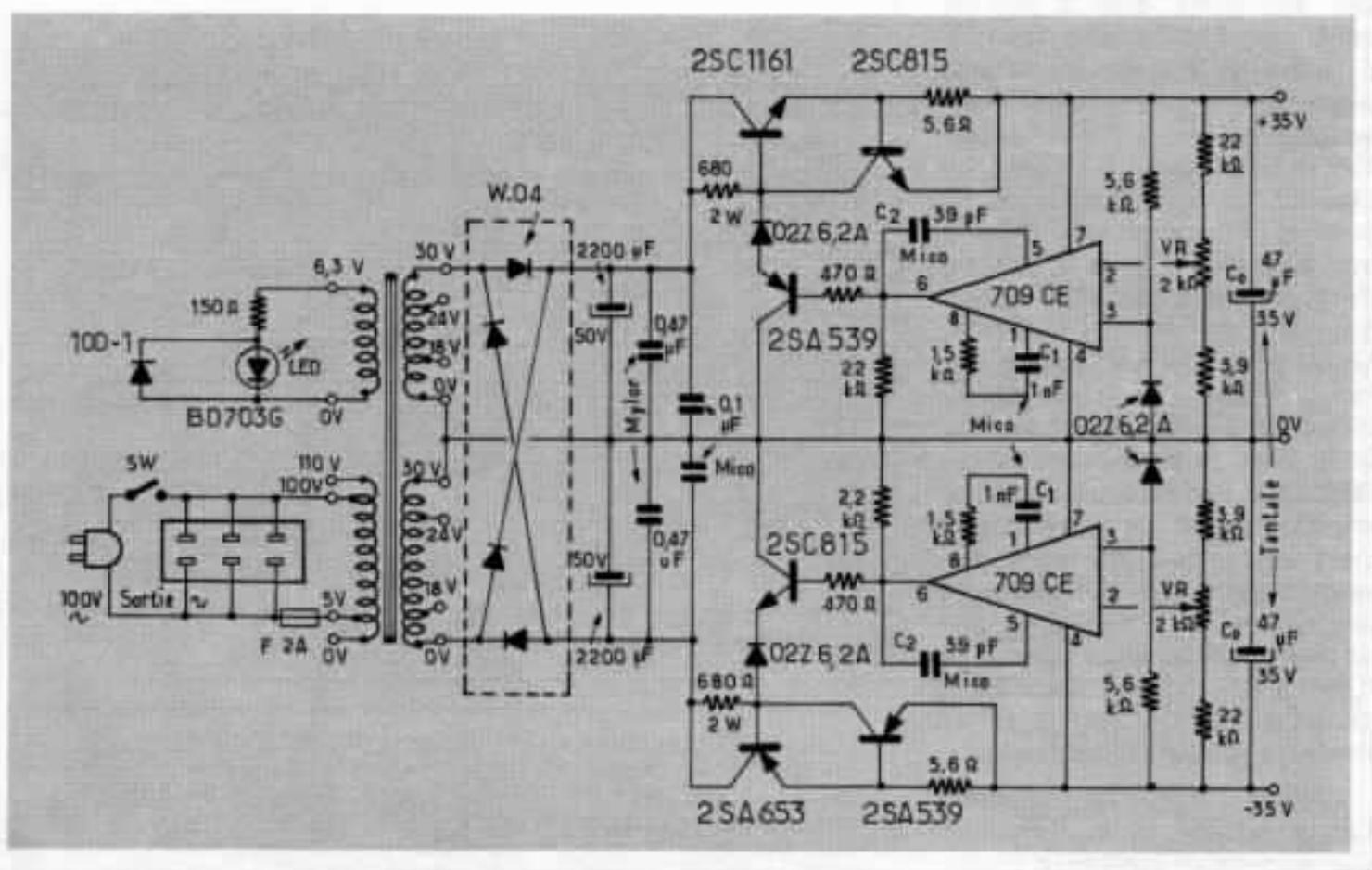


Fig. 7



Un essai, parmi de nombreux, d'amplification en courant continu, avec deux paires différentielles dont une FET et une sortie en émetteur follower. Comme on le voit, la distorsion à 10 kHz est inférieure à celle à 100 Hz et 1000 Hz. Ce critère joue fortement sur la musicalité.



Alimentation régulée à réponse transitoire ultra rapide. Réalisation très récente de Mr Kanéda, c'est celle qui est recommandée pour le circuit original préamplificateur.

limites de dissipation permises, en incluant le travail dans la région positive de la porte. Généralement, dès que la polarisation passe dans la région positive la dispersion des courbes devient importante et la caractéristique I_d/U_g (gate) se «dresse» rapidement pour atteindre le travail d'une diode, ce qui n'est pas le cas des tubes triodes en général. Sur ce point le AD 3954A et le 2 SK30A (GR) restent linéaires même dans cette région positive de la «gate».

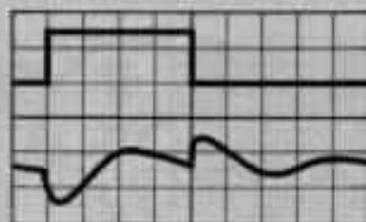
Pour parler enfin de régulation, Mr Kanéda a essayé de nombreux circuits régulateurs, à insérer entre l'alimentation et les sources des FET : Circuit dit «current mirror», FET monté en diode régulatrice de courant, circuits intégrés, etc. Tous ceux-ci semblent travailler passablement à faible ni-

veau et apportent auditivement une sorte de *compression* facilement détectable par l'audition. S'il est donc déconseillé d'essayer de faire mieux (voir fig. 5) (les centaines de variantes se sont traduites par des échecs, sauf de très rares exceptions) il est préférable de ne pas retoucher le circuit, et surtout d'utiliser le même genre d'alimentation que Mr Kanéda a conçu pour travailler avec la meilleure réponse transitoire possible. Sa réalisation est délicate si le câblage n'est pas conforme aux indications.

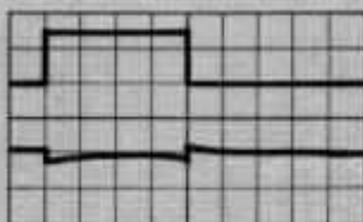
En effet, sa «bande passante» est très large puisque atteignant 3 MHz, nécessaire pour répondre aux fluctuations les plus faibles et les plus brèves, et il est tenu compte dans le circuit imprimé des capacités parasites pour linéariser la courbe d'impédance entre

100 kHz et 3 MHz. Noter que le condensateur de sortie de l'alimentation est du type tantale solide sur lequel doit être monté en parallèle un autre condensateur, au mylar de préférence. Ceux-ci ont une grande influence sur la courbe d'impédance et sur le son même, et, bien qu'étudiés, en 1972 et 1973 par Mr Kanéda, sont des idées maintenant appliquées par les constructeurs pour leurs plus récents circuits.

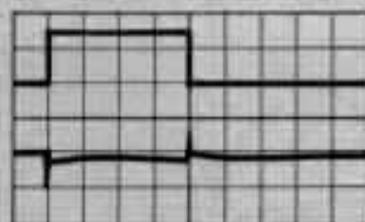
La figure 8 montre la régulation exceptionnelle de l'alimentation où l'on injecte un signal perturbateur carré, de fréquence élevée (100 kHz, 15 Volts, 90 mA), énormément plus que la fluctuation possible sous signal transitoire de musique. Les photos montrent que pour un réglage judicieux et délicat de la boucle de contre réaction (variations de 1 à



$C_1 = 5000 \text{ pF}$, $C_2 = 200 \text{ pF}$
 $C_0 = 0 \text{ pF}$
 (Circuit régulateur original)



$C_1 = 1000 \text{ pF}$, $C_2 = 40 \text{ pF}$
 $C_0 = 47 \text{ pF}$
 (Circuit régulateur amélioré)



$C_1 = 1000 \text{ pF}$, $C_2 = 40 \text{ pF}$
 $C_0 = 47 \text{ pF}$ Tantale

Fig. 8

Essais de régulation transitoire de l'alimentation. Pour ce faire, un signal carré de 100 kHz, 15 V, 90 mA est injecté dans l'alimentation. Le type et la longueur des câbles de liaison reliant le circuit préamplification sont critiques et à respecter, pour conserver cet avantage.

2 pF donnant différences visibles sur oscilloscope), sur le circuit intégré (709CE) il est possible d'atteindre une régulation transitoire tout à fait hors du commun. Noter cependant que le genre et la longueur des fils de câblage, la position de l'alimentation régulée doit être respectée.

Les figures 9, 10, 11, 12 montrent les autres caractéristiques du préamplificateur, courbe RIAA, courbe d'égalisation «Loudness», courbe tension de sortie/distorsion.

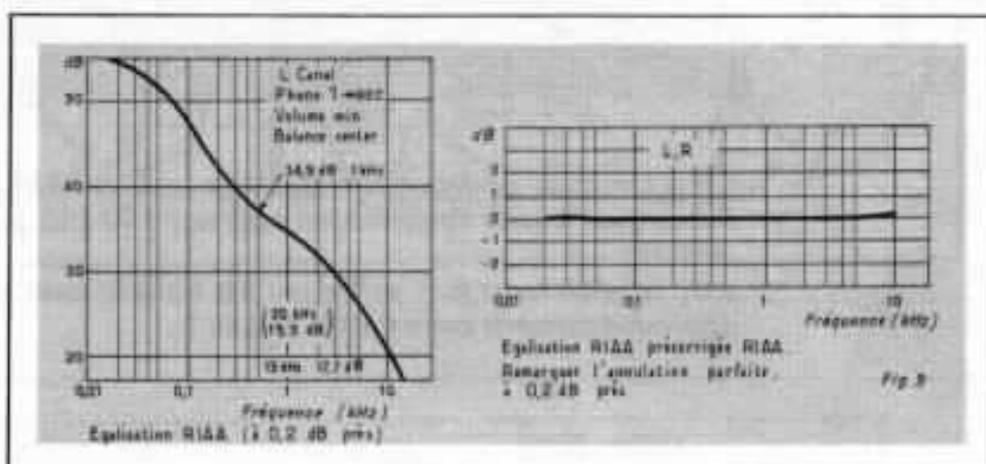
A propos du second étage (transistor 2SA 640, monté en différentiel, il existe des équivalents en un seul boîtier (2SA 798, AD 820, AD 821, AD 822, etc) toutefois, il est préférable de respecter le type conseillé, soit deux transistors séparés mais parfaitement appariés (traceur de courbes si possible) pour éviter les capacités parasites inter/transistor, telles que Cbb, Ccc), plus importantes sur les boîtiers uniques et sur les monolithiques.

4 - Transformateur d'alimentation

Utiliser un modèle parfaitement blindé, avec secondaire 2 x 35 V 0,5 A, parfaitement symétrique.

5 - Réglage de l'alimentation

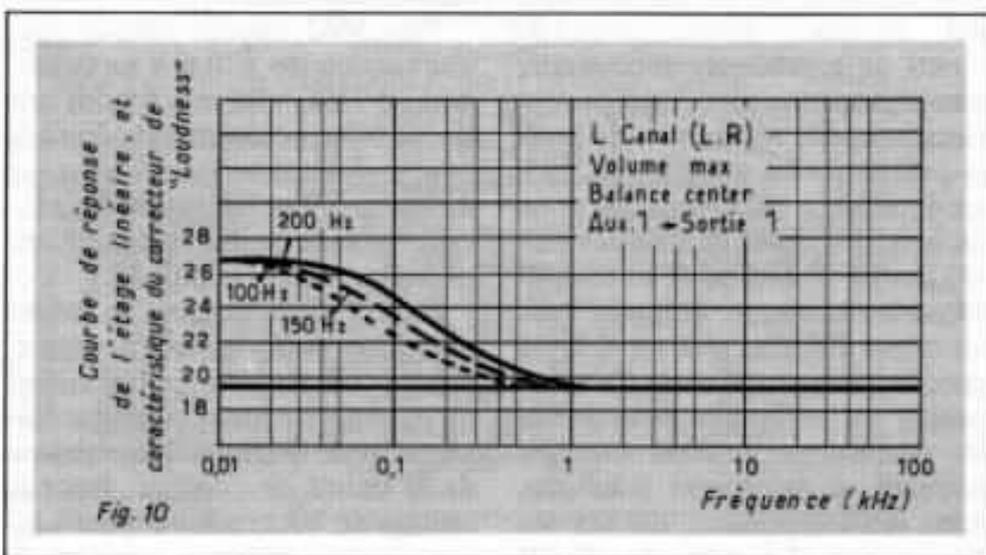
Si le câblage, la position des composants, la tolérance de ceux-



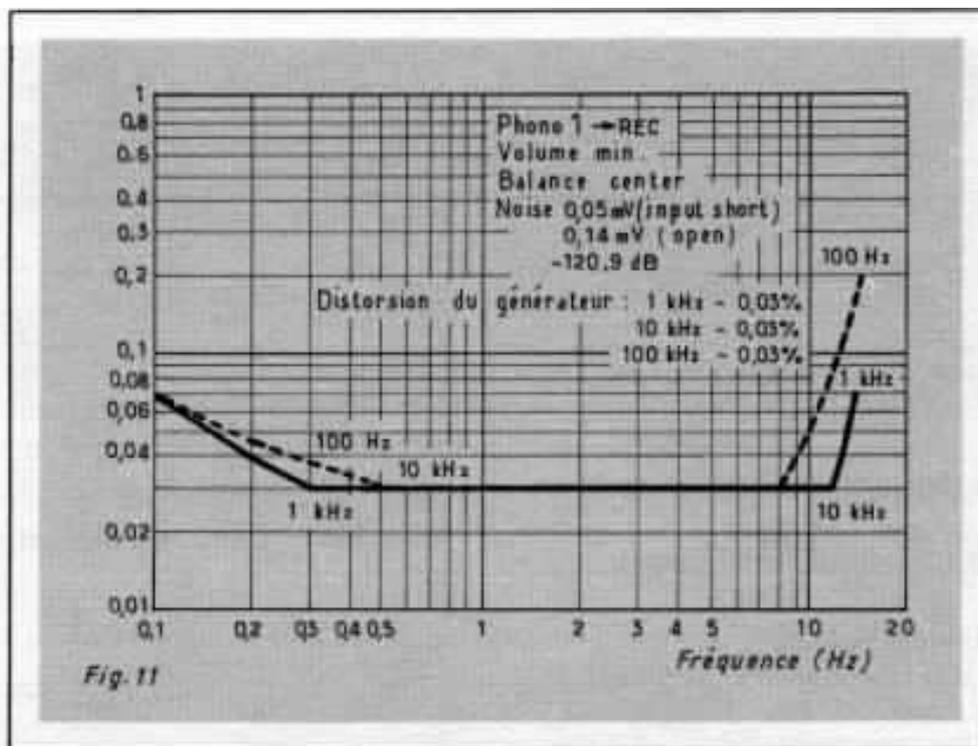
Correction RIAA

ci sont respectés seules les résistances réglables de 2 K Ohms sont à ajuster pour obtenir les tensions + et - 35 Volts bien appariées.

Les transistors 2SC 1161 et 2SA 653 doivent utiliser si possible des petits radiateurs, ainsi que les 2SA 539/2SC 815.



Remarquer la réponse linéaire jusqu'à 100 kHz (- 3,5 dB à 500 kHz). Le taux de distorsion est de 0,003%.



Caractéristique de distorsion de l'étage égaliseur RIAA.

Remarquer le taux de distorsion inférieur à 10 kHz par rapport à 100 et 1000 Hz.

Att.: le générateur B.F. utilisé par Mr Kanéda avait un taux résiduel de distorsion compris entre 0,03% et 0,04%.

6 - Réglage de l'étage correcteur RIAA

VR1 et VR2, ainsi que les résistances variables utilisées dans l'alimentation ne sont pas des résistances ajustables courantes, mais des modèles de marque Copal, fabricant connu d'instruments de précisions, obturateurs photographiques, compteurs électroniques, résistances de haute précision. Le modèle NX 13T ou équivalent est le seul qui pour un prix abordable (mais assez élevé) donne une stabilité en température aussi bonne. Son prix était au moins 100 fois plus élevé il y a encore quelques années. Ce composant est nécessaire pour éviter les dérives en courant continu pouvant se manifester (vieillessement des composants, dérives des transistors). Le gain de 36 dB rend nécessaire l'utilisation d'un condensateur en sortie (le seul du

circuit) et l'on doit mesurer, à l'aide d'un voltmètre en courant continu, la tension existant entre la masse et l'émetteur TR5, qui, par réglage de VR1, tourné très lentement devra être réglé pour une tension nulle.

Pour VR2, ajuster celui-ci pour une tension de + 0,6 V au collecteur de TR4. VR2 et VR1 ont une légère influence mutuelle, due à la contre réaction et il est nécessaire de répéter cette opération (très facile) trois ou quatre fois pour respecter ces deux conditions.

Pour l'étage linéaire, la même opération est à répéter, pour permettre un travail parfaitement différentiel des deux premiers étages et pour parfaire l'annulation de la dérive en continu. Pour le réglage de VR2, celui-ci peut également être effectué pendant la mesure de distorsion, facilitant l'opération.

7 - Condensateurs

Le type indiqué est à respecter scrupuleusement, en particulier ceux insérés dans la boucle de contre réaction. Ces derniers sont de type au mica aggloméré, d'origine Soshin.

8 - Chassis

Voir dimensions sur la figure. Il est bien sûr possible de modifier les dimensions, en respectant toutefois la distance *entre* les cartes imprimées.

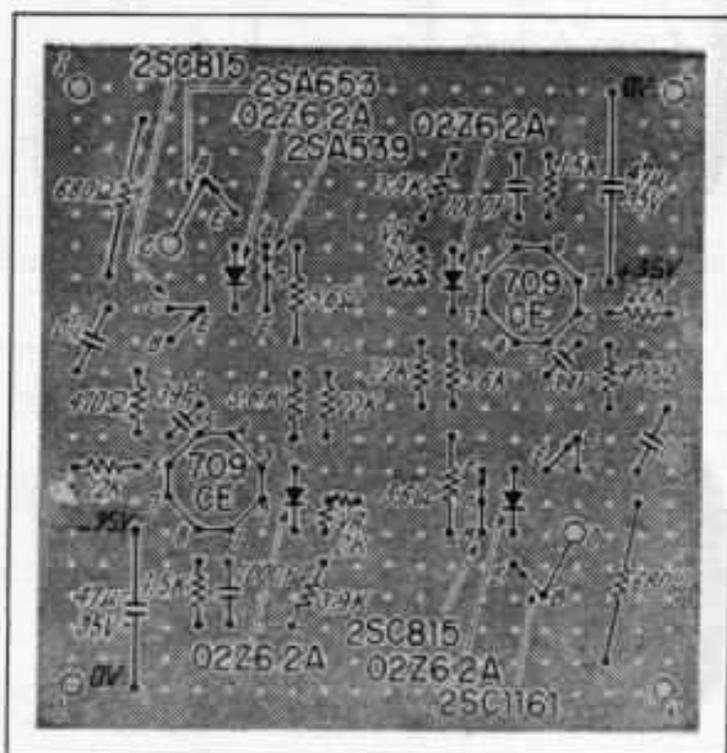
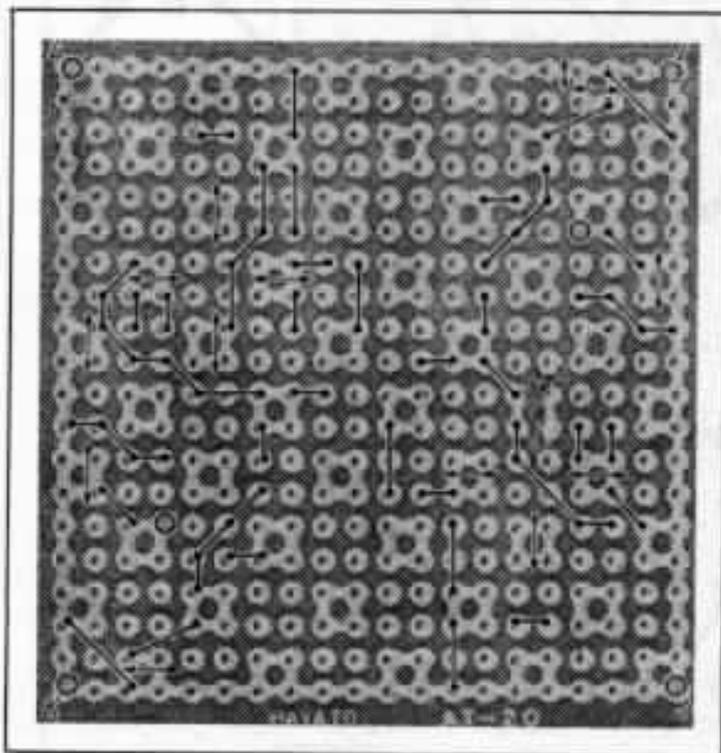
9 - Origine des composants :

Résistances : Philips, Riken, Nippan, Electroteknika.

Condensateurs : Nippon Chemicon, Zeus, Soshin, ITT/PMT.

Transistors : NEC, Toshiba, Sony, Solitron, Analog Devices.

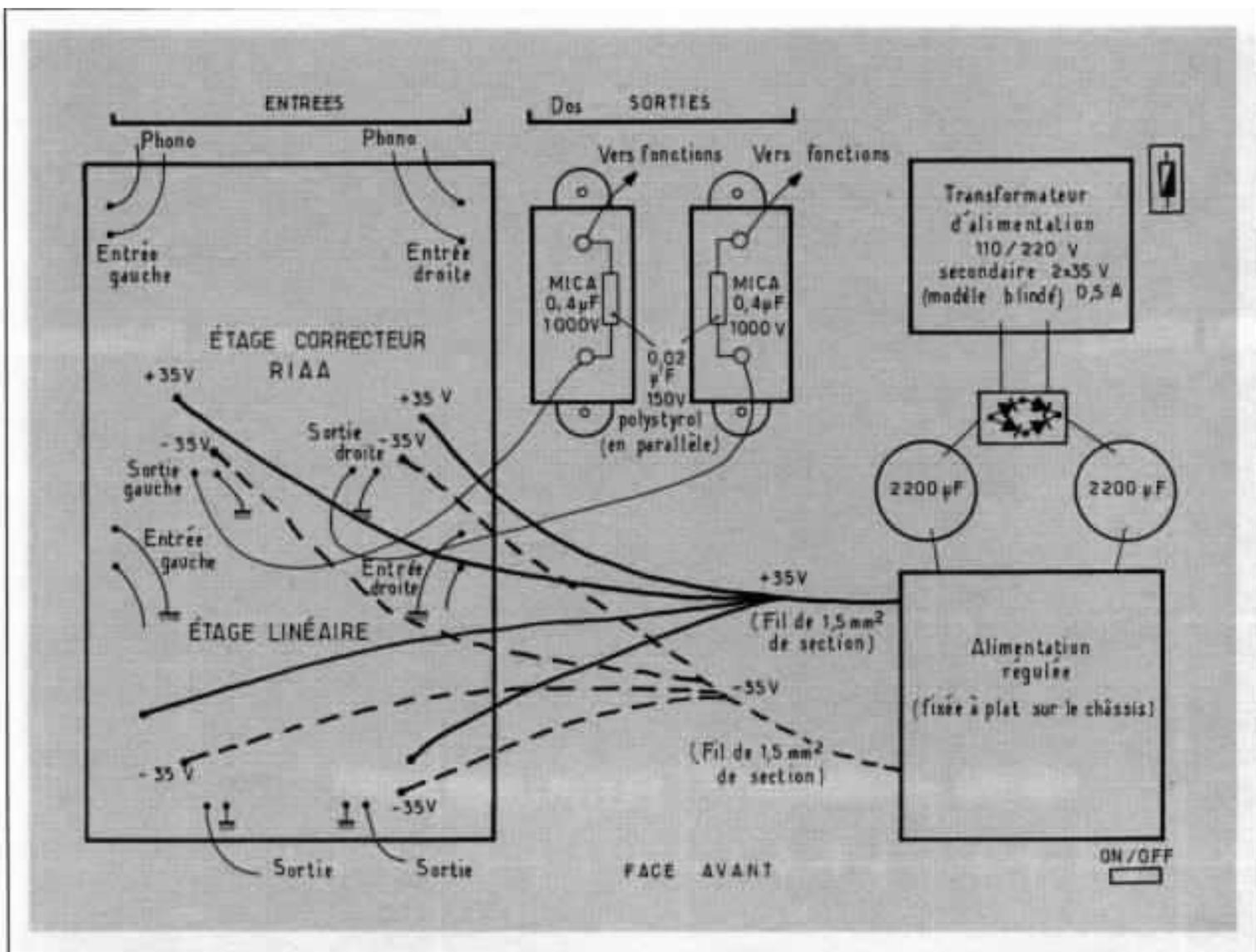
Câbles de liaison : Léonische Lify 1 mm². Pas de fils blindés mais connexions signal avec deux fils



Montage, proposé aux amateurs par Mr Kanéda de l'alimentation régulée (nouveau modèle), à partir d'une carte préimprimée et préperforée. La référence pour la carte préimprimée est Hayato AT-20, facile à se procurer au Japon.

Les repères I, J, K, L, aux coins de fixations facilitent le positionnement. Les transistors 2SA 653 et 2SC 1161 (série L ou K) sont surélevés de 15 mm et fixés d'un seul côté. Les transistors 2SA 539 et 2SC 815 utilisent des petits radiateurs. Tous les condensateurs sont au mica. Les deux résistances de 680 Ohms sont de 2 W. Les autres en fil métallique 1% ou 2%.

Il est possible de réaliser un circuit imprimé adapté au circuit mais la configuration du câblage et le positionnement des composants est très délicat, à cause de la réponse transitoire très rapide du circuit. Le dos doit utiliser du fil de diamètre 1,5 mm pour relier les divers composants. Les lignes avec flèches indiquent l'endroit où il faut couper le circuit préimprimé. Une erreur de câblage peut entraîner la destruction de un ou plusieurs composants. La carte imprimée montée doit donc être testée et réglée avant d'être reliée aux circuits.



Chassis et implantation.

torsadés.

Sélecteur d'entrée; Inverseur de monitoring : Utiliser des modèles de forte capacité (au moins 5 A par contact) pour réduire au minimum la résistance de contact.

Prix de revient : Celui-ci est peu élevé par rapport à ses performances. Il n'est pas commercialisé en tant que produit fini. Toutefois, il est possible de se procurer une grande partie des composants, en particulier les circuits imprimés montés et réglés pour faciliter la tâche, ou encore les composants seuls, les transistors

appairés. Un chassis de grand luxe (présentation rack ligne basse) percé et imprimé est également disponible.

Contactez pour ces diverses informations : Sunsey Enterprise Co; LTD, 4-1-16 Hachiman-Dori, Fukiai-Ku KOBE, 651 JAPAN.

Il est certain que, comme les très nombreux audiophiles japonais très exigeants, les lecteurs qui pourront expérimenter ce préamplificateur sauront en tirer rapidement toutes ses qualités et

il est sûr que dès les premières écoutes ils risquent fortement d'avoir «des frissons dans le dos».

Une des critiques de la revue Radio Experimenter's Magazine sur ce préamplificateur : Essayé dans notre auditorium il s'est montré supérieur aux appareils de haut de gamme connus et est réservé aux amoureux fous de la musique avec un grand M.

Mr Akihiko Kanéda, La revue Radio Experimenter's Magazine sont remerciés pour avoir permis la publication de cet article.

**Page non
disponible**

Analyse comparative des différentes méthodes de mesure de distorsion

Eero Leinonen

Matti Ojala

Dans notre numéro précédent, la première partie de cette série d'article était consacrée à la méthode de mesure de la distorsion par intermodulation dynamique.

Dans cette seconde partie Messieurs Leinonen et Ojala analysent les diverses méthodes de mesure de distorsion; avec leur validité respective sur tel ou tel type de distorsion caractéristique.

Il existe plusieurs positions sur ce sujet qui est loin de faire l'unanimité.

En voici une qui nous paraît des plus intéressantes.

AUTRES METHODES DE MESURES

Pour étudier la précision des différentes méthodes de mesures de différents mécanismes de distorsions stéréotypées, plusieurs circuits furent construits et testés par toutes les méthodes standard proposées.

Les circuits reproduisent les non-linéarités habituelles des amplificateurs en audio fréquence. Les détails des méthodes de mesures étaient les suivants (1, 2, 4)*.

*) La bibliographie a été donnée dans le précédent numéro.

THD : A été mesurée à deux fréquences différentes, 1 kHz et 10 kHz appelées ici THD 1 et THD 10, utilisant un générateur de signal de 0,003% de distorsion harmonique. Les composantes harmoniques ont été mesurées grâce à un analyseur de spectre HP 3581 A et la distorsion calculée en divisant la somme des valeurs efficaces des composantes par l'amplitude de la fréquence fondamentale.

SMPTE-IM : A été mesurée en utilisant des signaux de fréquences respectives, 7 kHz et 200 Hz, dont le rapport des amplitudes

était de 4 à 2.

Les bandes latérales d'intermodulation ont été mesurées à l'aide d'un analyseur de spectre HP 3581 A, les valeurs efficaces additionnées et divisées par l'amplitude du signal de 7 kHz.

CCIF-IM : A été mesuré en utilisant deux signaux sinusoïdaux d'égales amplitudes et de fréquences 14 kHz et 15 kHz. Les composantes d'intermodulation ont été mesurées à l'aide d'un analyseur de spectre HP 3581 A et la somme des valeurs efficaces des composantes de distorsion a été divisée par la somme des va-

leurs efficaces des amplitudes des deux signaux fondamentaux.

MESURE DE BRUIT : Le signal d'entrée de l'amplificateur était un bruit blanc filtré. L'atténuation du filtre était de + 48 dB/octave en dessous de 11 kHz et de - 6 dB/octave au dessus de 20 kHz.

Le spectre du bruit à la sortie de l'amplificateur a été mesuré grâce à l'analyseur de spectre HP 3581 A et la distorsion calculée en effectuant le rapport de la valeur efficace du bruit d'intermodulation dans la bande de fréquence 0-9 kHz, à la valeur efficace du signal de bruit dans la bande de fréquences 11 à 20 kHz.

DIM : A été mesurée comme indiqué dans le précédent numéro; en utilisant les 2 filtres à fréquence de coupure 30 kHz et 100 kHz pour les signaux carrés.

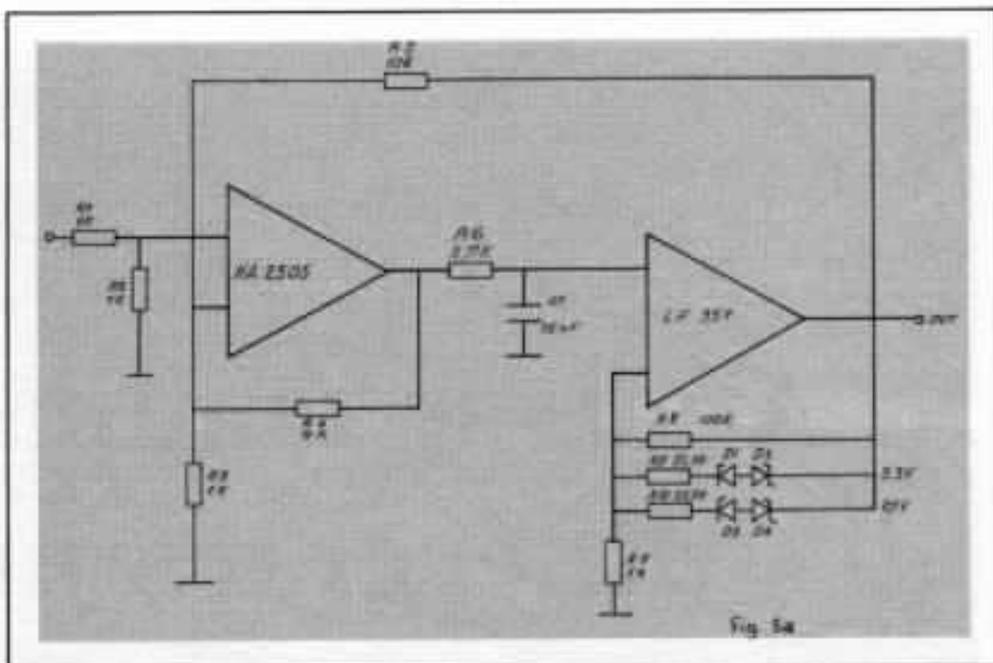
Les circuits à tester étaient constitués pour se rapprocher des caractéristiques de fonctionnement typiques, les niveaux des signaux et le comportement en fréquence des circuits d'audiofréquence à contre-réaction modérée.

La fréquence supérieure de coupure boucle ouverte était environ 2 kHz, la contre-réaction d'environ 35 dB, valeurs communes dans les amplificateurs de puissance contemporains. On a dû faire particulièrement attention pour s'assurer que la distorsion générée par le circuit de base lui-même était négligeable.

Pour faciliter les mesures correctes de distorsion, les non-linéarités artificielles en boucle ouverte ont été conçues pour être plus importantes que celles que l'on trouve habituellement dans les amplificateurs audiofréquences de puissance de haute fidélité.

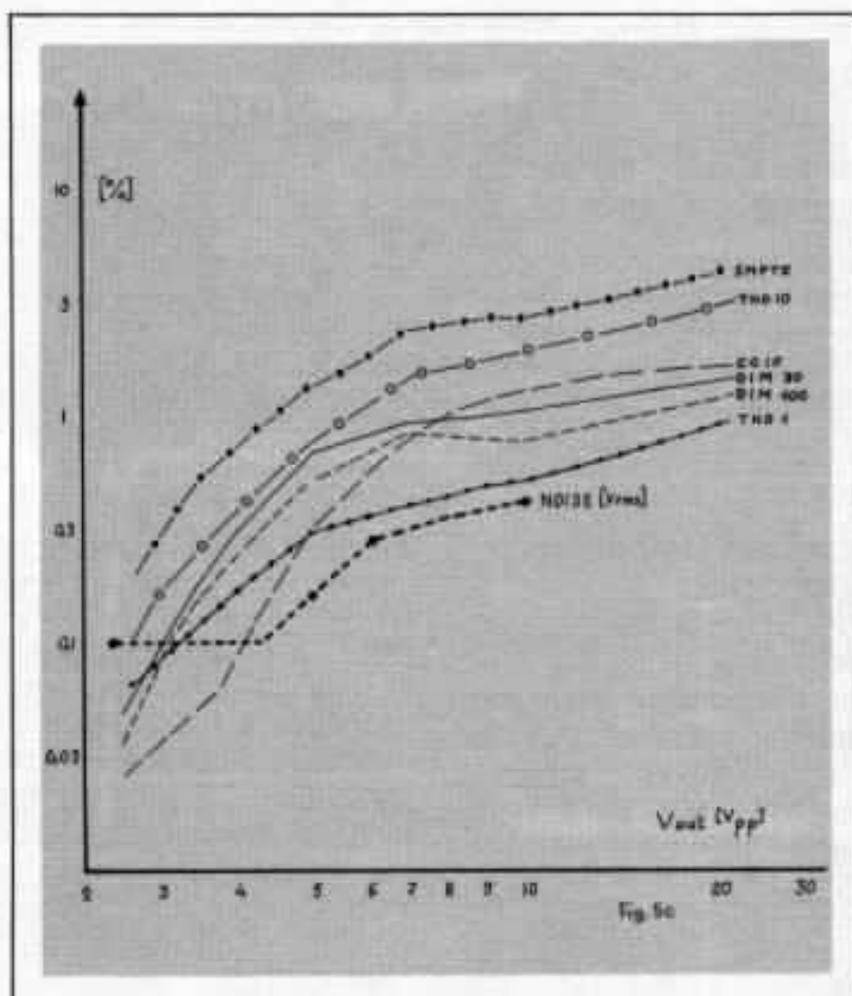
ETAGE DE SORTIE NON LINEAIRE SYMETRIQUE

Le circuit utilisé est présenté sur la fig. 5a. La non-linéarité à 2 éta-



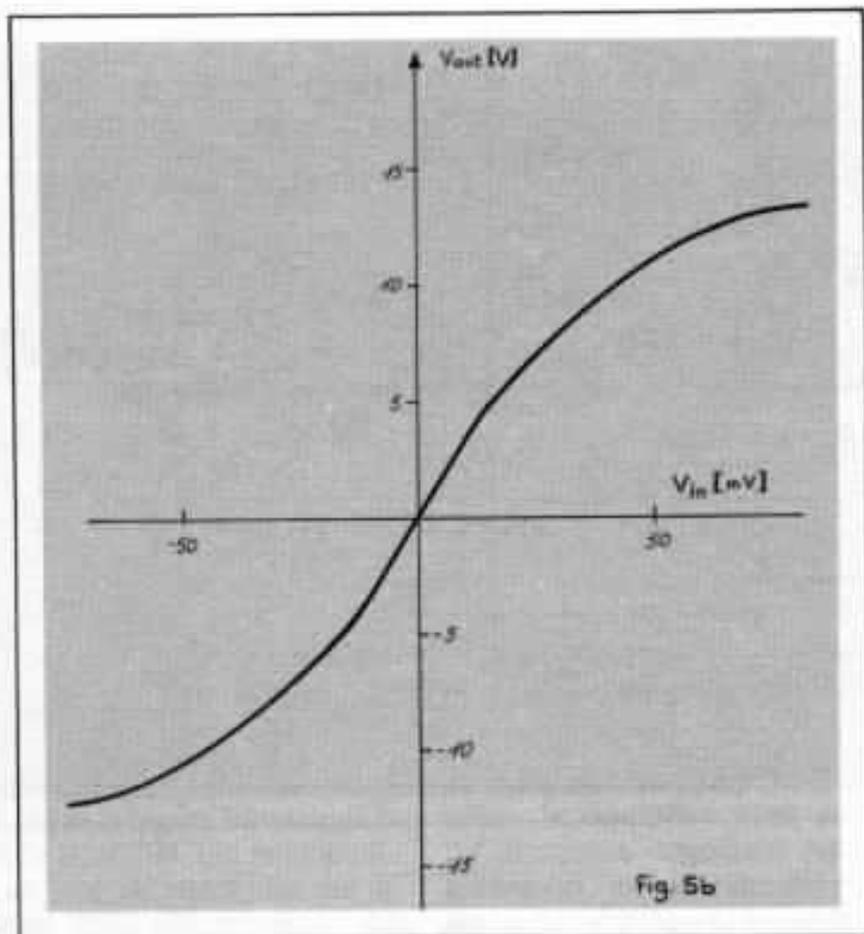
- Fig. 5a -

Circuit de simulation de l'étage de sortie symétrique non linéaire. La non linéarité est générée par $D_{1..4}$ dans le circuit de contre-réaction de A_2 .



- Fig. 5b -

Fonction de transfert en boucle ouverte du circuit de la fig. 5a. La fonction de transfert en boucle fermée ne présente aucun écart de la ligne droite.



- Fig. 5c -

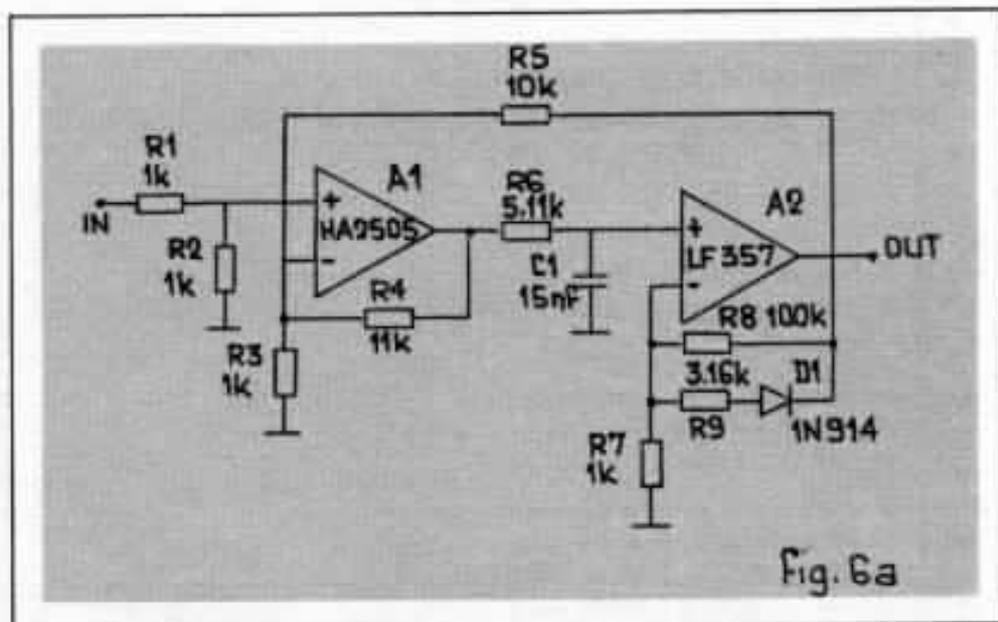
Pourcentage de distorsion obtenu par les différentes méthodes de mesure. On notera que la tension de sortie est en volts crête-crête, sauf pour la mesure du bruit qui se fait en volts efficaces. La mesure du bruit est limitée à 0,1%, valeur en dessous de laquelle le bruit thermique domine.

ges est provoquée par des paires de diodes Zener $D_{1,2}$ et $D_{3,4}$ dans le circuit de contre-réaction de A_2 . La fréquence supérieure de coupure du circuit en boucle ouverte (c'est-à-dire en enlevant R_5) était de 2,1 kHz et la fréquence supérieure de coupure de signaux de faible niveau en boucle fermée était de 130 kHz. Les gains de faible niveau en boucle ouverte et en boucle fermée étaient respectivement de 54,0 dB et 16,3 dB, correspondant à la réaction basse fréquence de faible niveau de 37,7 dB. La fig. 5b montre la contre-fonction de transfert en boucle ouverte. La fonction de transfert en boucle fermée est tellement linéaire qu'on ne peut distinguer aucun écart sur la ligne droite avant l'écrêtage.

Les résultats sont donnés Fig. 5c.

Toutes les méthodes de mesure donnent le même type de réponse à la non linéarité tant en qualité qu'en quantité. Les précisions offertes ne sont pas identiques, la méthode SMPTE-IM étant la plus précise et la méthode du bruit la moins sensible. La distorsion est plus importante pour la méthode THD 10 que pour la méthode THD 1 parce que la contre-réaction dont on dispose pour corriger la distorsion aux fréquences élevées est moins importante.

On remarquera que les niveaux du signal pour les méthodes THD, SMPTE-IM, CCIF-IM et DIM sont donnés en valeurs crête-crête, par opposition aux valeurs efficaces pour la méthode du bruit. La courbe de distorsion du bruit ne peut donc pas être comparée directement avec les résultats obtenus par les autres méthodes. La bande de mesure de la méthode du bruit est limitée à 8 V eff. maximum, à cause de l'écrêtage des pointes de bruit à la sortie de A_2 , et la sensibilité de cette méthode est limitée à 0,1% par le bruit de fond thermique.



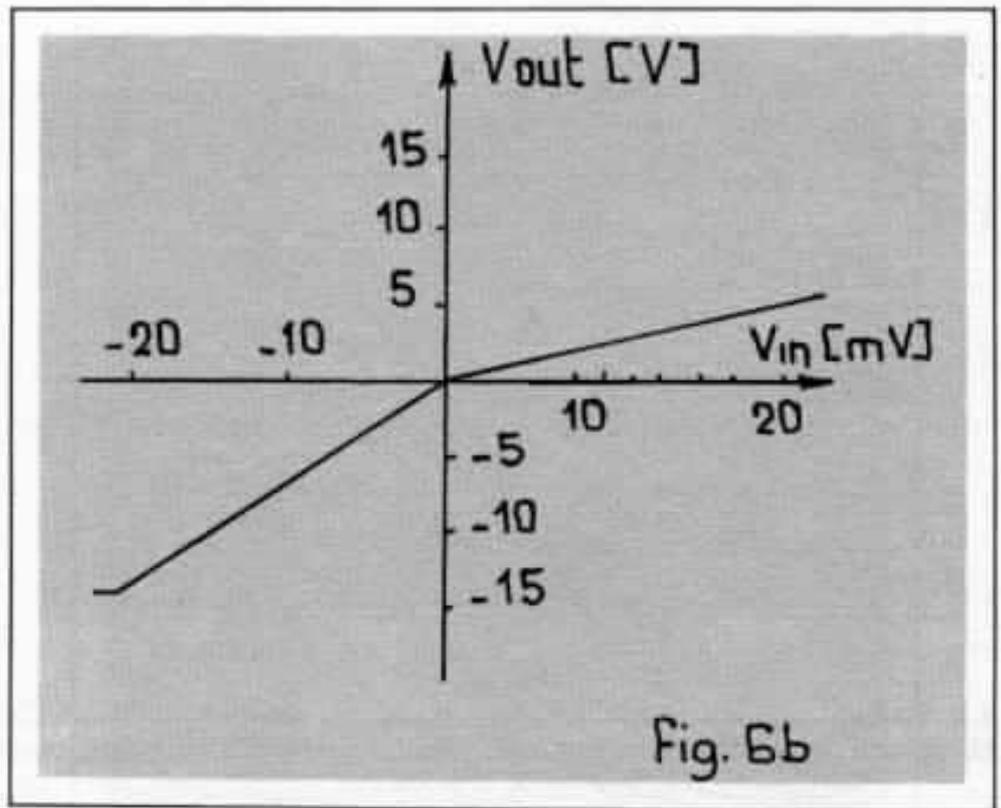
- Fig. 6a -

Circuit de simulation de l'étage de sortie asymétrique. La non-linéarité est provoquée par une diode $D1$ dans le circuit de contre-réaction de A_2 .

ETAGE DE SORTIE NON LINEAIRE ASYMETRIQUE

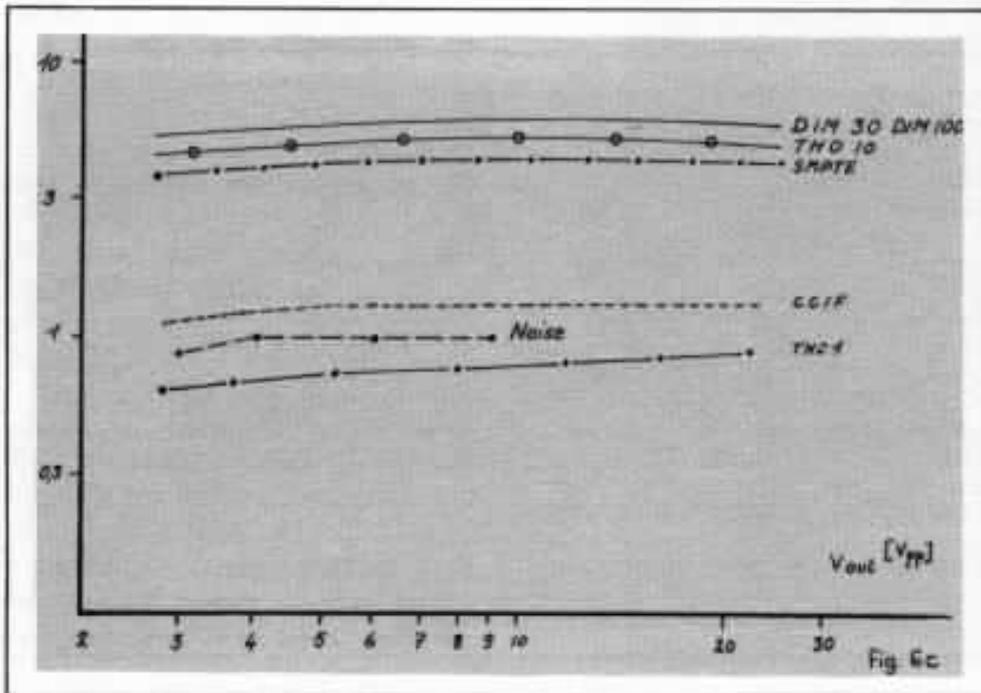
Le circuit utilisé est présenté sur la fig. 6a. L'asymétrie est provoquée par une diode D1 dans le circuit de réaction de A_2 . Les fréquences de coupures et les gains étaient les mêmes que pour le circuit de la figure 5a. La fonction de transfert en boucle ouverte est présentée sur la fig. 6b et la fonction de transfert en boucle fermée ne présente aucun décalage par rapport à la ligne droite.

Les résultats des mesures sont présentés sur la fig. 6c. Les courbes de distorsion sont horizontales car la non-linéarité relative reste la même, quel que soit le niveau du signal. La grande sensibilité des méthodes DIM et SMPTE-IM est due au fait qu'elles mesurent essentiellement des différences de gain différentiel, alors que les méthodes THD et CCIF-IM évaluent l'effet de la non-linéarité sur les 2 polarités du signal.



- Fig. 6b -

Fonction de transfert en boucle ouverte du circuit de la figure 6a. La fonction de transfert en boucle fermée ne présente pas de décalage par rapport à la droite.



- Fig. 6c -

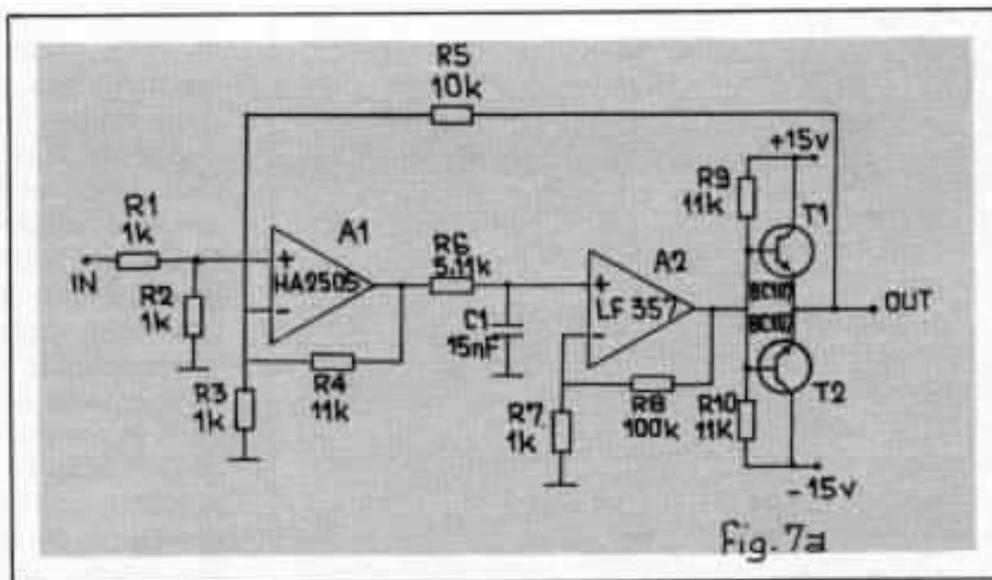
Résultats des mesures du circuit de la fig. 6a. La mesure de bruit est limitée à 8 V eff. maximum, à cause de l'écrêtage en A_2 .

LA DISTORSION DE COMMUTATION DANS L'ETAGE DE SORTIE

La fig. 7a montre le circuit utilisé.

Les fréquences de coupure et les gains sont les mêmes que dans le cas du circuit de la fig. 5a. La fonction de transfert en boucle ouverte est décrite en fig. 7b, on ne remarque aucune distorsion dans la fonction de transfert en boucle fermée. La distorsion se produit dans les jonctions base-émetteur non polarisées de T1 et T2. La fig. 7c donne les résultats des mesures.

On obtient avec la méthode SMPTE-IM une corrélation raisonnable, tant du point de vue de la qualité que de la quantité, la meilleure sensibilité étant obtenue



- Fig. 7a -

Circuit de simulation pour distorsion de commutation. La non-linéarité est due aux jonctions T1 et T2 non polarisées base-émetteur.

par les méthodes SMPTE-IM et CCIT-IM et la moins bonne par la méthode DIM 200. On peut expliquer ce peu de sensibilité de la méthode DIM 100 à cause du front de montée rapide du signal carré, le signal reste très peu de temps en région de commutation. Cependant, si on remplace le signal carré par un signal triangulai-

re ayant la même amplitude crête-crête, la sensibilité pour ce type de distorsion augmente considérablement, les résultats des mesures sont identiques à ceux que l'on obtient par la méthode SMPTE-IM. La meilleure sensibilité de la méthode THD 10 vient de la diminution de réaction aux fréquences élevées, due au pôle en

boucle ouverte.

On peut expliquer la bonne sensibilité des méthodes SMPTE et CCIF-IM par la distorsion de commutation, du fait du temps réellement long pendant lequel le signal de mesure utilisé dans ces méthodes reste dans la région de commutation. La faible sensibilité de la méthode du bruit vient du fait que le bruit d'intermodulation se produit surtout dans les hautes fréquences du spectre.

LIMITATION «DURE» DANS L'ETAGE PILOTE (TIM «DURE»)

Cette situation correspond à un cas extrême de distorsion d'intermodulation transitoire TIM (8). La fig. 8a décrit le circuit utilisé.

La distorsion se produit lorsque le signal d'erreur est écrêté à la sortie de A₁. La fréquence supérieure de coupure en boucle ouverte est 2,1 kHz, la fréquence supérieure de coupure en boucle fermée est de 330 kHz, les gains en boucle ouverte et en boucle fermée étaient respectivement 59,5 dB et 15,3 dB. La fonction de transfert basse-fréquence présentée sur la figure 8b est absolument linéaire, de même que la

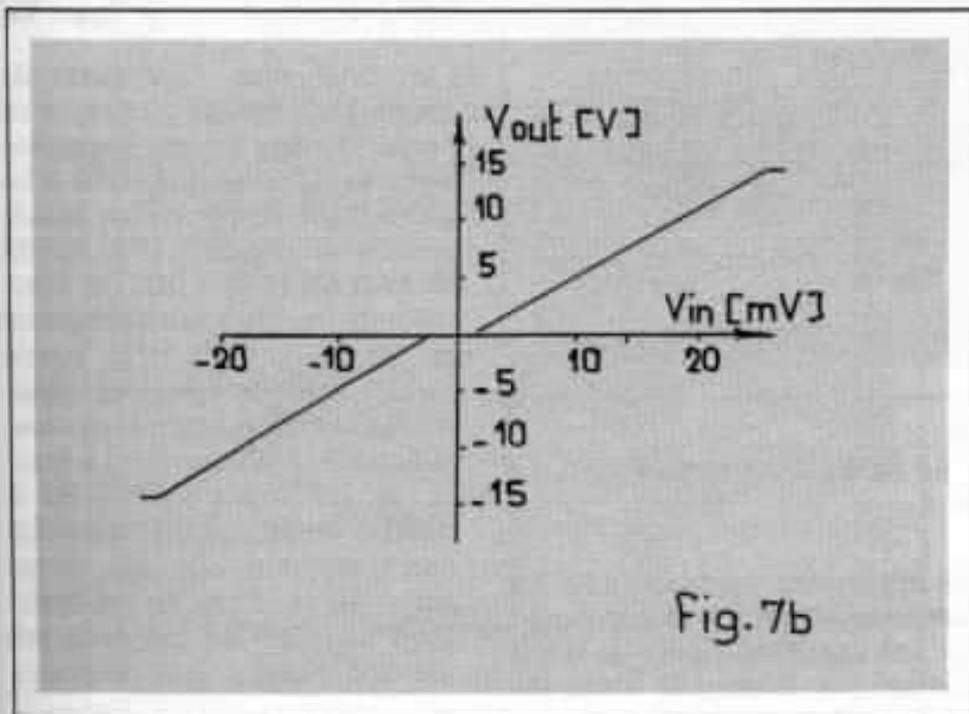
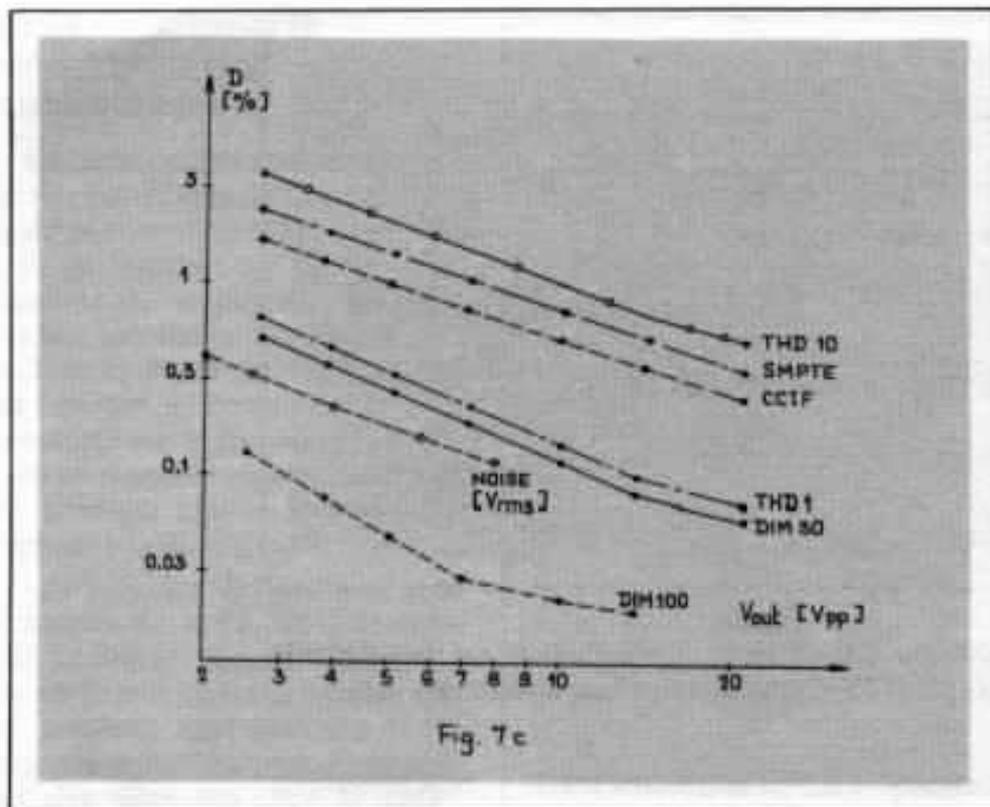


Fig. 7b

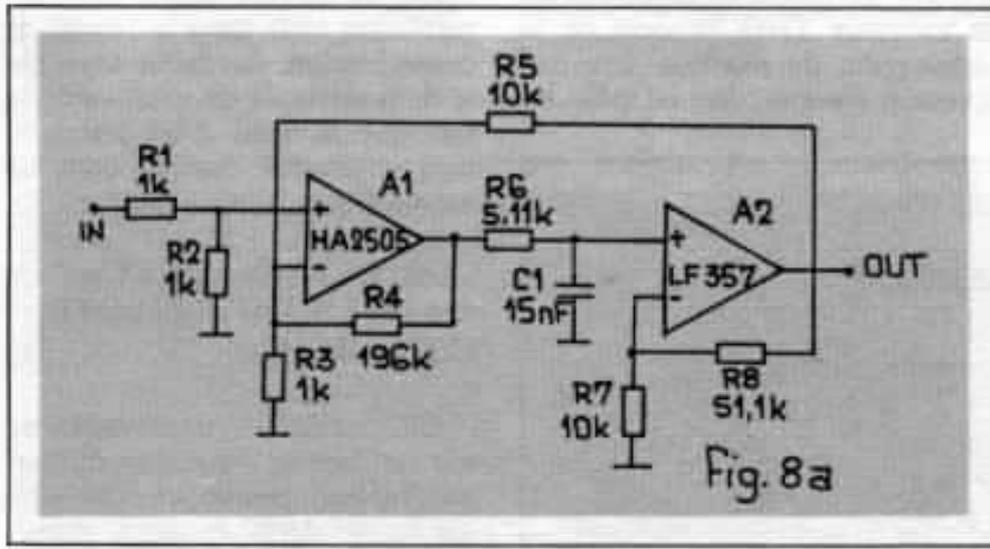
- Fig. 7b -

Fonction de transfert en boucle ouverte du circuit de la figure 7a. La fonction de transfert en boucle fermée ne présente aucun écart par rapport à la ligne droite.



- Fig. 7c -

Résultats des mesures du circuit de la figure 7a. La faible sensibilité de la méthode DIM 100 est due au fait que le signal traverse très rapidement la région de commutation.



- Fig. 8a -

Circuit de simulation de TIM «dure». Le signal d'erreur est écrêté. La tension d'erreur est captée à la sortie de A1.

fonction de transfert de faible signal en boucle fermée.

La figure 8c donne les résultats des mesures.

Les méthodes SMPTE-IM et THD 1 indiquent les valeurs non mesurables de la distorsion, ce qui est évident car en principe elles ne permettent de mesurer que

les distorsions statiques (2,5). La méthode de THD 10 ne donne qu'une vague indication de la distorsion aux niveaux de sortie élevés, tandis que les méthodes DIM 30, DIM 100 et la méthode du bruit indiquent des valeurs de distorsion importantes. En cas de forte distorsion dynamique, la

méthode du bruit a la réputation de bien correspondre au jugement psychoacoustique (4).

On est surpris par la faible sensibilité de la méthode CCIF-IM. Ceci est dû au fait que l'addition de deux sinusoïdes à fréquence élevée ne produit d'élévation brusque que pour une période très brève, dans une zone de faible amplitude et à la fréquence différentielle de 1 kHz, alors que dans la méthode DIM, la vitesse de balayage, bien que moins importante que la valeur maximum provisoire de la méthode CCIF-IM, est beaucoup plus longue et se produit à la fréquence 3,18 kHz.

L'inflexion caractéristique des courbes de distorsion DIM est due à la nature même de l'effet de distorsion. Si le signal d'erreur de la sortie A, n'est pas assez élevé pour être écrêté, la distorsion du circuit est nulle par définition.

NON LINEARITE DOUCE DANS L'ETAGE PILOTE

Cette situation correspond au cas général de TIM (8). Le circuit utilisé est décrit sur la figure 9a.

Les fréquences supérieures de coupure en boucle ouverte et en boucle fermée étaient respectivement de 2,1 kHz et 160 kHz et les gains basse-fréquence en boucle ouverte et boucle fermée étaient de 54,0 dB et 15,5 dB. Les fonctions de transfert basse-fréquence en boucle ouverte et en boucle fermée sont parfaitement linéaires. Les résultats des mesures sont indiqués sur la figure 9c. Là encore, les méthodes SMPTE-IM et THD 1 indiquent une distorsion non mesurable, alors que les mesures de bruit et les méthodes DIM et CCIF-IM indiquent une réaction violente à la distorsion.

Cependant, la sensibilité de la méthode CCIF-IM est inférieure d'environ 10 dB à celle de la méthode DIM pour les raisons indiquées au paragraphe précédent.

SENSIBILITE DES DIFFERENTES METHODES

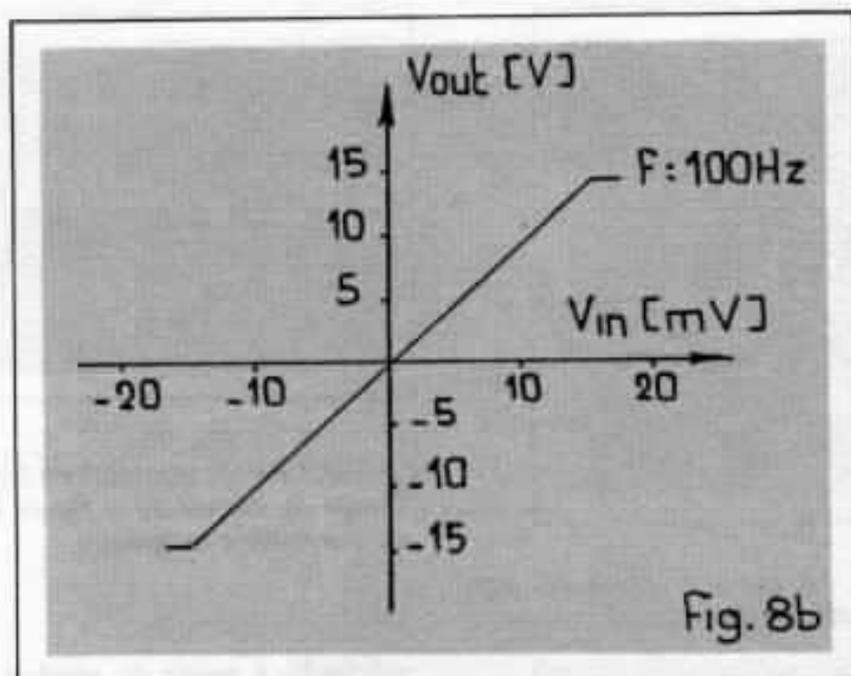
D'après les résultats ci-dessus, on peut dresser le tableau 2 sur la précision relative.

Comme on peut le voir, toutes les méthodes de mesure ont une ou plusieurs zones mortes et ne peuvent donc pas être utilisées seules pour obtenir une spécification complète des caractéristiques de distorsion d'un amplificateur. **L'utilisation parallèle des méthodes THD et SMPTE-IM telle qu'elle est faite actuellement est non seulement redondante mais inappropriée**, car ces deux méthodes présentent les mêmes zones mortes. On ne doit donc pas encourager leur utilisation simultanée. L'évaluation par la méthode THD est mauvaise ou nulle pour tous les phénomènes de distorsion et de toutes manières, son utilisation n'a que peu de valeur.

En principe, la méthode du bruit devrait offrir de bonnes possibilités pour les mesures de distorsion. Cependant, la sensibilité pour des distorsions statiques est faible et la mesure rendue difficile à cause du bruit thermique limitant la précision à basse fréquence et l'écrêtage de sortie à haute fréquence. Telle qu'elle est conçue actuellement, elle ne permet donc pas d'effectuer de mesures de distorsion valables. Des méthodes analogiques (3) et numériques (10) plus précises ont été proposées, mais nécessitent une mise en œuvre coûteuse et sophistiquée.

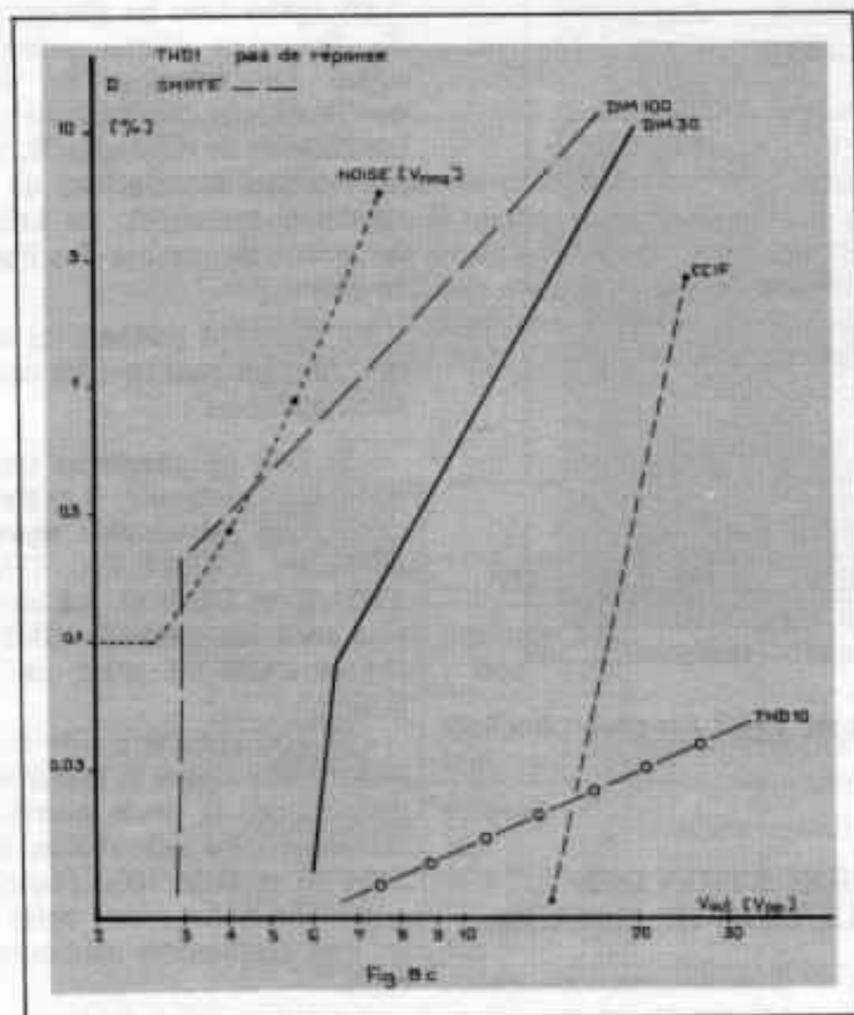
Si l'on ne devait utiliser qu'une seule de ces méthodes, ce serait la méthode DIM 30, en utilisant en option un signal en dent de scie en plus du signal carré (2) pour détecter les distorsions statiques, surtout la distorsion de commutation.

La meilleure combinaison de méthodes pour obtenir la spécification complète d'un amplificateur serait, soit DIM 100 + SMPTE-IM ou DIM 100 + CCIF-IM.



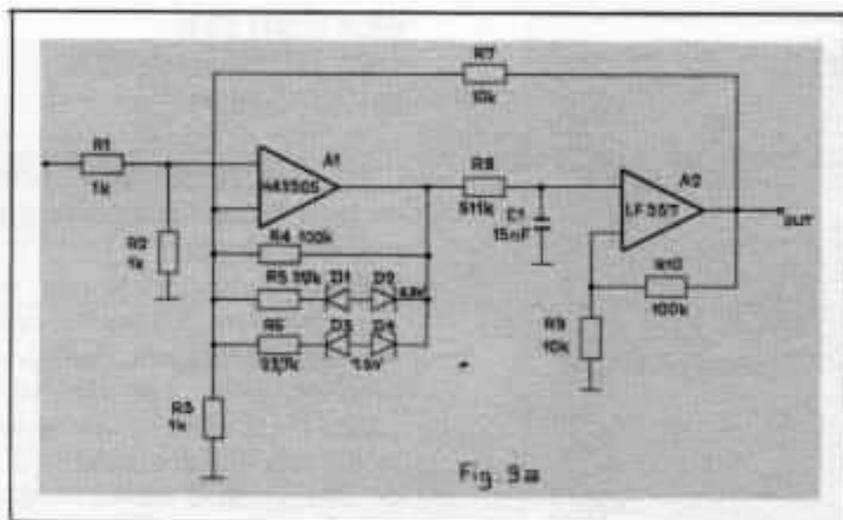
- Fig. 8b -

La fonction de transfert en boucle ouverte du circuit de la figure 8a est parfaitement linéaire.



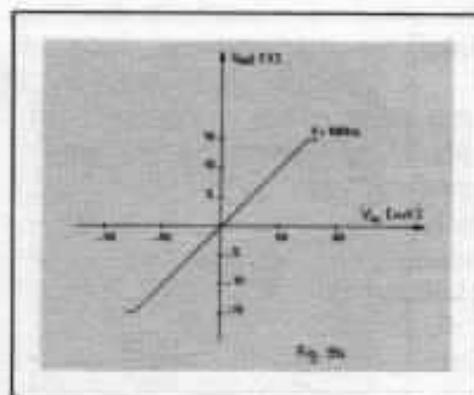
- Fig. 8c -

Résultats des mesures du circuit de la figure 8a. Les méthodes THD 1 et SMPTE-IM ne mettent aucune distorsion mesurable en évidence.



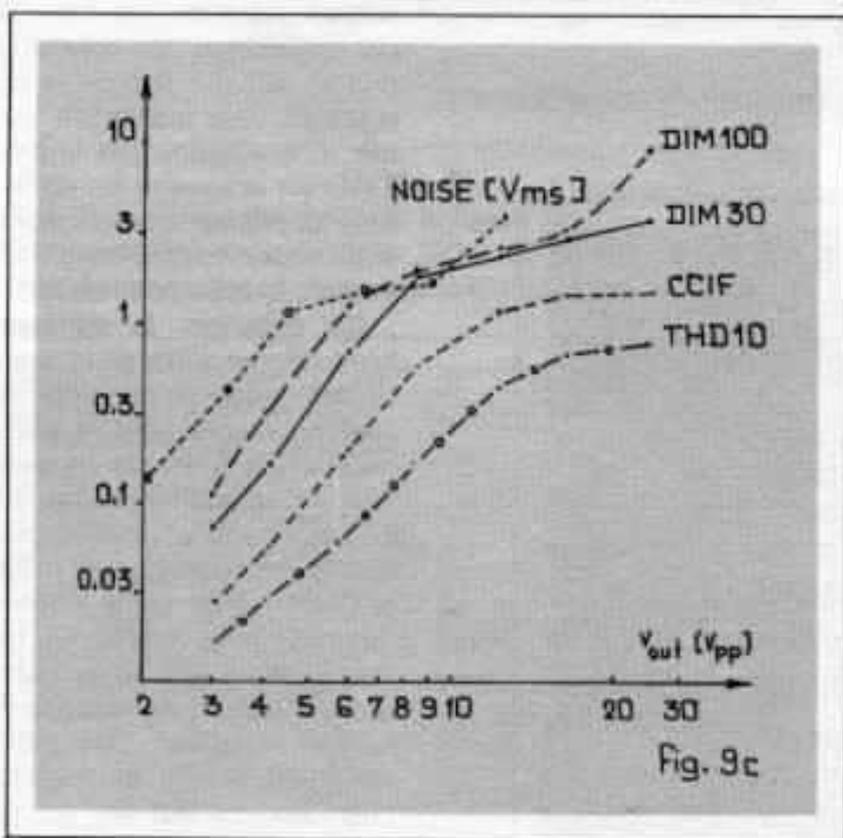
- Fig. 9a -

Circuit de simulation pour TIM. «douce». Le signal d'erreur est supprimé par D1 - D4 dans le circuit de contre-réaction de A₁.



- Fig. 9b -

La fonction de transfert en boucle fermée du circuit de la figure 9a est parfaitement linéaire.



- Fig. 9c -

Résultats des mesures du circuit de la figure 9a. THD 1 et SMPTE n'indiquent pas de distorsion mesurable.

Cette dernière combinaison est préférable du fait de sa simplicité de mise en œuvre. De plus, la méthode THD pourrait servir pour spécifier les performances des amplificateurs aux basses fréquences inférieures à 1 kHz, lorsque seules des distorsions statiques sont probables.

CORRELATION DES RESULTATS DE MESURE

On a généralement cru qu'il existait une corrélation entre les résultats de mesures obtenus par les différentes méthodes, c'est-à-dire que l'on pouvait déduire le niveau de distorsion de l'une des

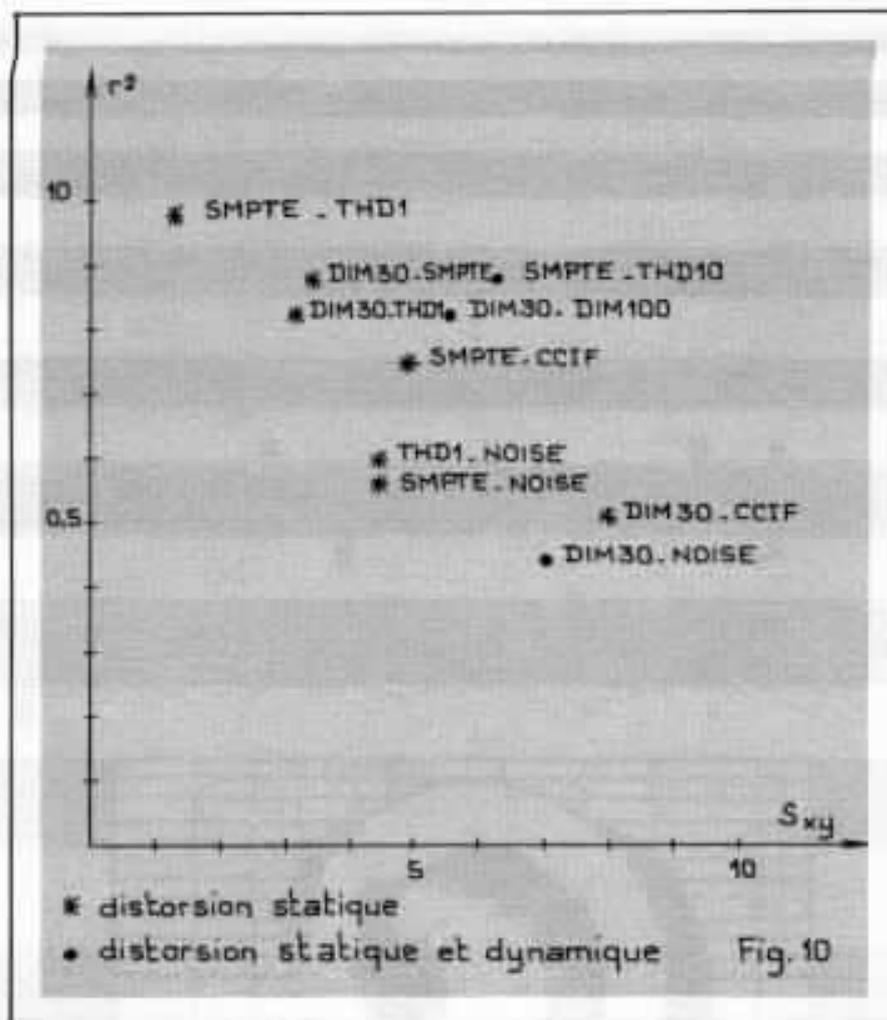
méthodes à partir du résultat obtenu par une autre de ces méthodes. Pour étudier ce problème, on considérera un amplificateur théorique présentant en proportions égales tous les phénomènes de distorsion décrits précédemment. On calculera les divers coefficients de corrélation r^2 et les coefficients de différence S_{σ} pour obtenir des associations de méthodes convenables, en utilisant les points de mesure des Figures 5c - 9c.

La figure 10 présente les résultats dont on peut tirer les conclusions suivantes :

- Si l'on ne considère que les distorsions statiques, il existe une corrélation raisonnable entre les méthodes SMPTE-IM, THD 1, THD 10 et DIM 30. La corrélation entre les méthodes SMPTE-IM et CCIF-IM n'est pas très bonne.

- Si l'on considère à la fois la distorsion statique et la distorsion dynamique, la seule corrélation raisonnable est celle existant entre DIM 30 et DIM 100. Toutes les autres méthodes n'ont entre elles qu'une corrélation médiocre ou nulle.

Il est donc bien évident qu'en règle générale, il n'existe aucune relation déterminée entre les résultats obtenus par les différentes méthodes.



- Fig. 10 -

Coefficients de corrélation des résultats obtenus en associant différentes méthodes de mesure. Les astérisques ne représentent que la distorsion statique, les points tous les phénomènes de distorsion. Il n'existe aucune corrélation dans le cas de combinaisons autres que celles présentées sur ce graphique. Le point représentant la corrélation entre les méthodes DIM 30 et CCIF comporte tous les cas de non linéarité, sauf TIM «dure».

- TABLEAU II -

Phénomène de distorsion	METHODE DE MESURE				
	THD b)	SMPTE	CCIF	DIM	BRUIT
Sortie symétrique	mauvais (1) bon (10)	excellent	bon	moyen a)	mauvais
Sortie non symétrique	mauvais (1) bon (10)	excellent	mauvais	excellent	mauvais
Commutation	mauvais (1) bon (10)	excellent	excellent	mauvais a)	mauvais
TIM «dure»	nul	nul	mauvais	excellent	excellent
TIM «douce»	nul (1) mauvais (10)	nul	mauvais	excellent	excellent

Précision des différentes méthodes de mesure de distorsion

a) peut devenir «excellent» en remplaçant le signal carré par un signal en dent de scie.

b) Les chiffres 1 et 10 indiquent la fréquence de mesure en kHz

**Page non
disponible**

La chronique subjective par Amadeus

Je vous avais promis, lors de ma dernière chronique de revenir plus en détail sur chacun des maillons constitutifs d'un ensemble de reproduction sonore de haute qualité.

Nous allons, si vous le voulez bien, commencer par le début et passer en revue ensemble les éléments constitutifs d'un bon système de lecture des disques.

Quoique pas entièrement satisfaisante, c'est en effet cette source qui est la plus couramment utilisée par les audiophiles. C'est également celle qui, nous le verrons, leur pose le plus de problèmes.

LA SOURCE

Je vous ai déjà dit, dans le numéro 2 de l'AUDIOPHILE tout le mal que je pensais des disques habituellement disponibles dans le commerce. Nous n'y reviendrons donc pas.

Il est cependant encourageant de noter que, si la production de masse a tendance à se laisser aller sur le plan de la qualité de prise de son et de fabrication, quelques petites firmes isolées ont résolument choisi de fournir aux audiophiles des disques de qualité.

Le retour du 45 tours 30 cm, la gravure directe (SHEFFIELD), les résines épaisses (GALE) ou la prise de son à deux micros sans autre trucage (APPROCHE, CRESCENT) ne sont en fait que la préfiguration de techniques qui, demain, pourraient nous apporter enfin le disque de qualité dont tous les audiophiles rêvent, alliant la beauté du son de ces quelques précurseurs avec l'interprétation des plus grands artistes.

Mais, me direz-vous, le disque digital à lecture laser n'est pas très

loin. Sans doute. Alors ? Les quelques belles réussites actuelles ne sont-elles que les derniers soubresauts d'un support moribond ? Probablement pas. Il faudra bien longtemps avant qu'un nouveau type de support, quel qu'il soit, puisse fournir un choix de trésors musicaux aussi étendu que le microsillon d'aujourd'hui. Et puis, le disque traditionnel, en attendant, pourrait bien nous montrer qu'il recèle une quantité d'informations beaucoup plus grande qu'on ne le pense habituellement, et en tout

cas supérieure à ce que les systèmes de lecture actuels sont capables d'en extraire.

Alors, gageons qu'il lui reste de beaux jours à vivre et préoccupons-nous de rechercher les systèmes de lecture les plus appropriés, c'est-à-dire en fait les moins mauvais.

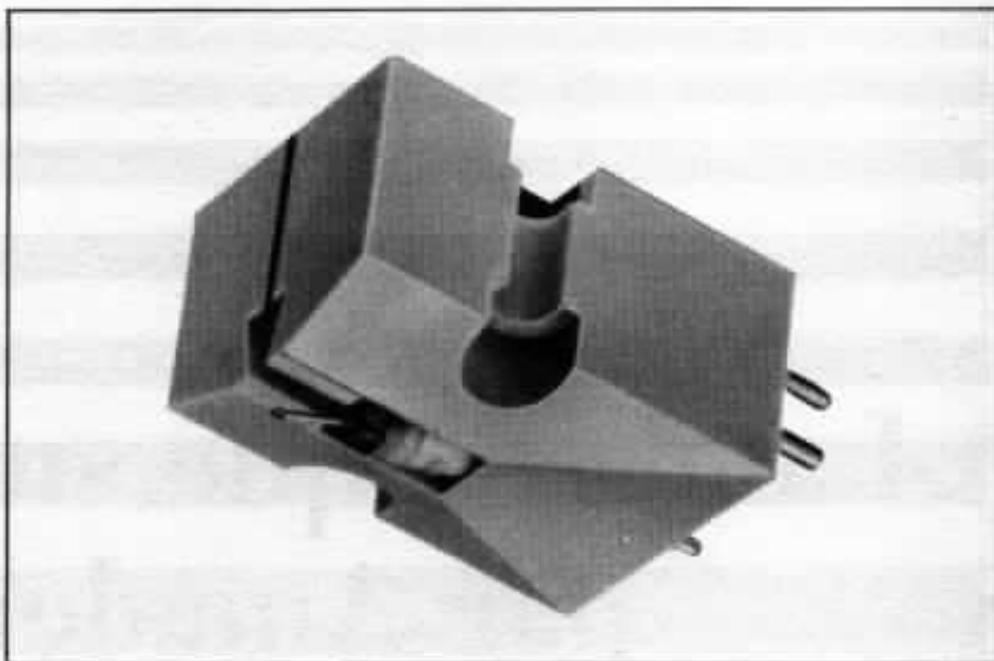
LA CELLULE

Le diamant :

Le bijou, ... ou le grain de sable dans la mécanique. Un bon diamant n'a pas particulièrement à être conique, elliptique, alliptique, pathémax, shibata, fine line, stéréohédrique, hyperbolique, parabolique, biradial ou bricolostéréobigremembophonique ! Non. L'important c'est surtout la qualité de son polissage. C'est elle qui le rendra exceptionnel, banal ou franchement mauvais. La preuve : l'EMT a un diamant bêtement conique. La GRADO SIGNATURE, un diamant elliptique, tout simplement.

Le meilleur diamant du monde est en fait aujourd'hui le PAROC, fabriqué par Monsieur WEINZ en Allemagne qui se charge de son montage sur toutes les bonnes cellules existantes. Microscopique, de taille très soignée et exceptionnellement bien poli, ce diamant a été adopté d'emblée par tous ceux qui l'ont entendu et même par certains constructeurs japonais (ULTIMO, DENON) qui utilisent le même type de taille sur leurs meilleurs modèles. Il est le favori des audiophiles du monde entier qui font faire «LA» modification en Allemagne.

Un point intéressant à noter : Il est bien connu que tous les diamants du type shibata, ou assimilé, ont une tendance à lire la poussière contenue dans les sillons plus que leurs homologues coniques ou elliptiques. Par contre, ils suivent mieux les modulations à très haute fréquence. Or, bizarrement, il semble que le PA-



Denon 103 S

ROC ait pris aux Shibata leur capacité de lecture et pas leurs autres défauts.

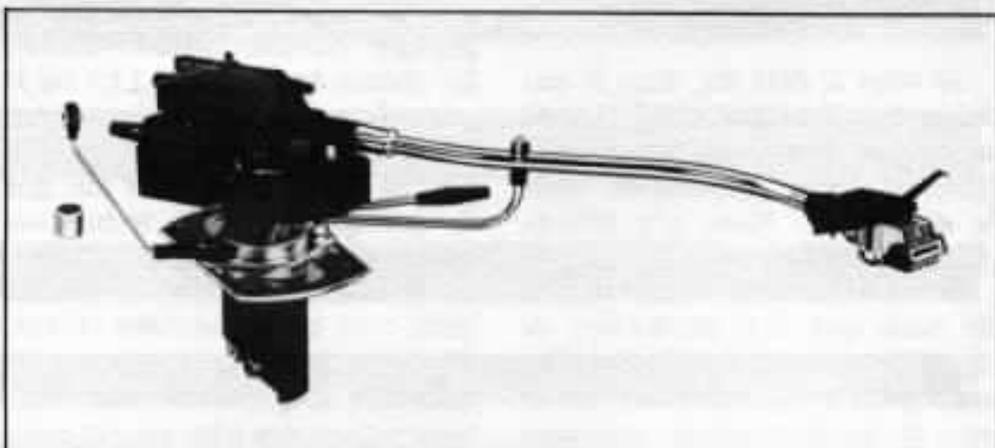
Par contre, toutes les pointes et, encore une fois, spécialement les Shibata, n'acceptent de fonctionner correctement que parfaitement propres. Il faut donc les nettoyer fréquemment avec le meilleur accessoire existant pour cet usage : le DISCWASHER SCI, celui-ci étant utilisé avec beaucoup de douceur et pas du tout de liquide.

Ainsi soigné, votre diamant devrait durer beaucoup plus de temps qu'il n'en faudra à votre cellule pour être complètement dépassée.

Le levier porte pointe

La partie de l'équipage mobile qui supporte le diamant est probablement la plus nuisible au bon fonctionnement d'une cellule. En effet, pour que son inertie ne soit pas gênante, la masse du levier devrait être nulle et, contradictoirement, sa rigidité devrait être parfaite pour que le son produit ne soit pas entâché de résonances.

Tout a été tenté, ou presque. Des leviers en métaux très rares ont vu le jour : béryllium ou même bore. La longueur en a été réduite au maximum, ce qui explique que les cellules récentes «talonnent» très facilement, mais l'idée la plus intéressante consiste,



SME série III

sans aucun doute, à le supprimer. DECCA n'en était déjà pas loin. La nouvelle génération des cellules japonaises qui va apparaître utilisera, semble-t-il, des bobinages imprimés connectés directement au-dessus du diamant pour que l'effet du levier soit atténué (JVC).

Bobine mobile et autres

Bobine mobile, aimant mobile, réluctance variable, ruban, condensateur, jauges de contrainte, quartz piézo, cellule photoélectrique,... etc. Nous n'avons que l'embarras du choix.

En fait, ce sont les trois premiers principes qui sont les plus utilisés pour les cellules du commerce. Aucun ne semble apporter d'avantage vraiment déterminant. L'aimant mobile et la réluctance variable, tous deux très au point, ont l'avantage de la constance de fabrication, de la simplicité de construction, du niveau de sortie élevé mais l'inconvénient mineur d'une impédance élevée nécessitant une bonne adaptation du préamplificateur à la cellule (en capacité et en résistance d'entrée notamment) et une très grande qualité des liaisons. Les modèles à électrets eux par contre ne sont pas sujets à ce phénomène.

Les bobines mobiles, par opposition, sont plus difficiles à construire donc peu constantes en fabrication, nécessitent un étage supplémentaire d'adaptation d'impédance mais sont génératrices d'un niveau de bruit inférieur et possèdent par nature une meilleure aptitude à reproduire la dynamique. Du fait du poids de l'aimant utilisé, elles sont généralement plus lourdes ce qui, par contre, peut être un inconvénient lors de la lecture des disques voilés.

Mais pour les audiophiles inconditionnels que nous sommes, peu importe le principe, seul le résultat compte.

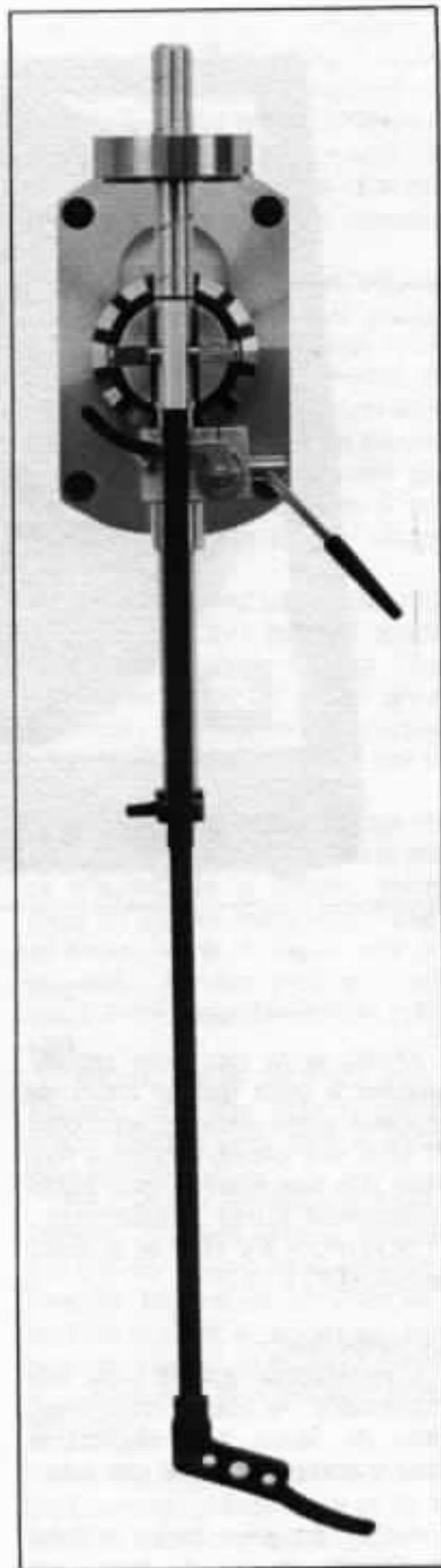
Quelle est donc, me direz-vous, la meilleure cellule actuelle ? Eh

bien la réponse est difficile. Car chaque prétendante a sa personnalité propre avec ses qualités et ses défauts.

De nombreux bancs d'essai comparatifs ont été réalisés sur le plan des résultats subjectifs pour déterminer les qualités des meilleures cellules disponibles. Plusieurs ont été publiés ces derniers mois par des revues spécialisées. Je vous citerai, pour ceux qui voudraient s'y reporter, celui des revues Hifi for Pleasure (réalisé dans des conditions discutables puisqu'avec un modèle de bras unique, et sans l'EMT ni la GRADO) qui voyait triompher la NAKAMICHI 1000, celui d'Hifi Choice (beaucoup plus sérieux, mais très incomplet en haut de gamme) qui couronnait la SONUS et celui d'Audio Bulletin (conditions correctes, plus récent, mais réservé au haut de gamme) dont les conclusions définitives ne paraîtront qu'au mois de Février.

Par ailleurs, chacune des revues «underground» américaines semble avoir sa préférée, Audio Critic la DENON 103 S, The absolute Sound la GRADO SIGNATURE, etc. Pour les audiophiles anglais, la cellule idéale semble être la SUPEX 900E Super, pour les norvégiens l'EMT, pour les allemands l'EMT également,... Un vrai casse-tête !

Pour ma part, je partage mes faveurs entre l'EMT (déshabillée de sa coquille et montée avec le fameux diamant PAROC si possible) sans doute la plus «belle», la GRADO SIGNATURE 1B la plus «fine» et la DENON (103, 103 S et surtout la toute nouvelle 103 D) comme bon compromis. Enfin, l'ULTIMO 20C fera se pâmer l'amateur de beaux timbres, enterrant toutes ses concurrentes sur ce point tandis que la SONUS réjouira le fanatique des perspectives profondes. Faites votre choix. D'autres cellules mériteraient également que je les nomme, mais alors il faudrait les nommer toutes.



Infinity Black widow



Linn Sondek

Enfin, je ne peux que recommander à ceux que le choix de modèles aussi onéreux rebuterait de jeter une oreille vers deux modèles très bon marché mais particulièrement prisés actuellement : l'ORTOFON FF 15 E et la grande GRADO FTE.

La température

Constatation récente mais très importante : la température intervient de façon non négligeable dans le son produit par une cellule.

A 15° les plus belles cellules produisent un son un peu froid (!), triste, dur et sans vie.

A 25° et plus, les résonances dans l'aigu deviennent très gênantes, le grave est amoïlli et la perspective plus floue.

L'explication est simple : les systèmes d'amortissement de l'équipage mobile sont constitués

de polymères dont les caractéristiques d'élasticité varient avec la température (et avec le temps, d'ailleurs)

Voilà encore un nouveau domaine d'investigation pour les audiophiles passionnés. Tous les rêves sont possibles, de la platine climatisée au chambrage préalable des cellules de tempérament trop nordique et les inventeurs vont pouvoir donner libre cours à leur imagination.

Mais une conclusion immédiate s'impose, comme toutes les cellules sont construites pour fonctionner à 20° et que la variation de leurs caractéristiques en fonction de la température n'est pas identique puisqu'elle dépend de leur construction propre, tout banc d'essai qui ne serait pas réalisé à 20° n'aurait aucune signification. Une nouvelle raison pour faire des économies d'énergie

dans les appartements !

En tout cas, ne vous étonnez plus si vous êtes convié par un ami audiophile à des séances d'écoute en anorak ou en maillot de bains selon le tempérament de sa dernière trouvaille !

Et, pour les prochaines canicules, prévoyez un réfrigérateur assez grand pour y installer votre platine (et pourquoi pas votre ampli en classe A, puisque c'est la mode !).

Enfin si l'on n'apprécie pas autour de vous «la» nouveauté que vous avez ramenée des Etats-Unis ou du Japon vous pourrez toujours prétexter qu'avec le changement de climat elle a pris froid ou qu'elle fait de la température !

Les autres précautions que vous devrez prendre pour la bonne utilisation de cette partie si délicate de votre système concernant son montage : serrage des cosses

de liaison, fixation très serrée dans la coquille avec si possible, et en attendant que les fabricants nous fournissent des systèmes de découplage corrects à base de peau de chamois ou de cuir, un matériau absorbant entre cellule et coquille du genre de celui fourni avec le nouveau bras SME 3 (à défaut, utilisez de la plasticine).

Et surtout n'oubliez jamais qu'une cellule ne donnera le meilleur d'elle-même que dans des conditions de couplage correctes avec un excellent bras de lecture.

LE BRAS DE LECTURE

Le bras idéal n'existe pas. Il le faudrait tangentiel, bien construit, léger, non résonnant. Or les bras tangentiels existants sont soit mal construits, soit trop courts ce qui donne à la lecture des disques voilés des résultats insupportables, alors qu'il existe des bras rotatifs de grande qualité. Illustration parfaite d'une loi désormais célèbre dans le domaine de la reproduction sonore : Un mauvais principe de départ assorti d'une construction soignée donne de meilleurs résultats qu'un bon principe mal réalisé.

Oublions donc momentanément le bras tangentiel et voyons les problèmes qui se posent à un bras rotatif traditionnel.

La géométrie

A priori, la chose est simple. Il s'agit de minimiser les différences de position entre le diamant à la lecture et le burin à la gravure, sur le plan latéral comme sur le plan vertical.

Hélas, les fabricants de bras de lecture semblent avoir complètement négligé ce principe simple au profit de gadgets complexes et coûteux, plus souvent nuisibles qu'utiles.

Je n'ai pas l'intention de vous reproduire ici toute la théorie, je vous renvoie pour cela aux mul-

tiples articles écrits sur le sujet dont l'excellente série publiée par Audio Critic. Je préfère vous parler de son application pratique, parfaitement à la portée de l'audiophile.

Commençons par l'alignement dans le plan horizontal. La théorie nous dit que pour minimiser l'erreur de piste latérale, deux conditions doivent être remplies : Premièrement, que la différence entre les distances diamant-pivot et pivot-axe du disque (overhang) soit dans une proportion bien précise avec la distance diamant-pivot. L'overhang, pour des bras de longueur effective (diamant-pivot) comprise entre 21 et 27 cm est alors donné approximativement par la formule suivante :

$$\text{Overhang (cm)} = 1,5 + 0,8(27-L)$$
 où L est la longueur pivot-diamant exprimée en centimètres.

Deuxièmement que, ceci étant effectué, la cellule se trouve être tangente au sillon pour deux positions de la plage de lecture soit à environ 66 mm et 121 mm de l'axe, et ceci quelque soit la position à ce moment de la coquille puisqu'en fait pratiquement tous les bras du commerce ont une géométrie inexacte.

La première condition peut être remplie en modifiant la position du pivot sur le socle de la platine, ou bien de la cellule dans sa coquille. La seconde, en faisant pivoter légèrement la cellule dans son logement et en se servant, pour vérifier la position soit de ses oreilles (difficile) soit d'un carton d'alignement du type fourni avec la plupart des bras mais redessiné en fonction des distances indiquées ci-dessus (voir schéma).

Comme chaque correction réagit sur les précédentes, l'opération est quelque peu fastidieuse. Mais le résultat mérite grandement qu'on s'y applique. Il est en effet facile de comprendre que tout mauvais alignement du dia-

mant avec le sillon, spécialement avec les pointes Shibata à faible surface de contact, provoque un déphasage entre les deux flancs et une distorsion de temps non négligeable, détectable à l'oreille sous forme d'un certain manque de netteté.

Passons maintenant au réglage vertical. Là, pas de règle mathématique à appliquer, pas de système de mesure à la portée de l'amateur, le seul instrument utilisable est l'oreille. Surtout ne croyez pas l'indication fournie par les fabricants comme quoi le parallélisme du bras avec le disque est suffisant.

- Tout d'abord parce que tous les disques n'ont pas été gravés avec le même angle vertical, l'angle variant entre 15° et 20° généralement, sauf avec les disques très anciens. Il n'y a donc pas de position absolue.

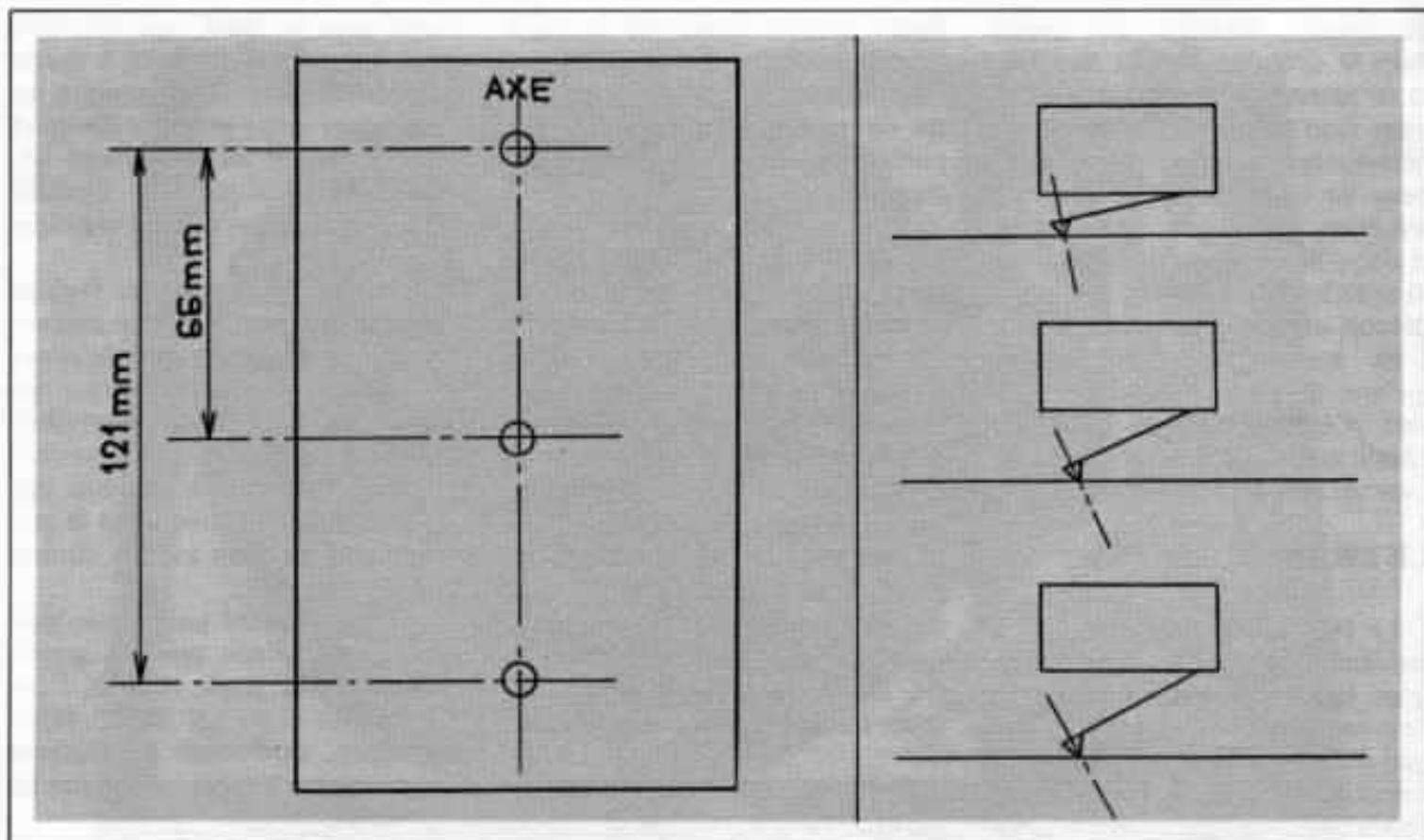
- Deuxième raison : si vous faites varier substantiellement la force d'appui de la cellule, même dans les limites indiquées, l'angle de lecture varie de façon non négligeable, surtout avec les systèmes à forte compliance (voir schéma).

- Enfin, parce qu'il est extrêmement rare que bras et cellule soient parfaitement dans le même plan horizontal.

Pour toutes ces raisons, le seul réglage vraiment réaliste consiste à retrouver l'angle de la gravure à l'oreille. Et c'est en fait assez facile, l'idéal étant d'utiliser un bras avec un réglage de hauteur simple à manipuler (DYNAVECTOR, MICRO).

Il suffit alors de positionner le bras nettement trop haut et de la faire descendre petit à petit en écoutant le résultat. Sur une position et une seule, à deux ou trois millimètres près, le son devient naturel, souple, sans contrainte, signe que la distorsion a diminué brutalement. Plus bas, le son redevient confus.

En fait, pour des positions trop hautes du bras, l'aigu est proémi-



ment, agressif, tandis que pour des positions trop basses le son est voilé et concentré dans le médium.

Les plus expérimentés parviendront à effectuer ce réglage très rapidement. La partie la plus délicate reste le repérage des hauteurs, pour ne pas avoir à tout reprendre à chaque fausse manœuvre dans le réglage vertical. La bonne solution consiste à construire une petite règlette étalon posée à côté du bras et servant à mesurer les hauteurs (par exemple du bout du contrepois). Les fabricants seraient d'ailleurs bien inspirés d'inscrire systématiquement une graduation sur le piètement de leur bras.

La rigidité

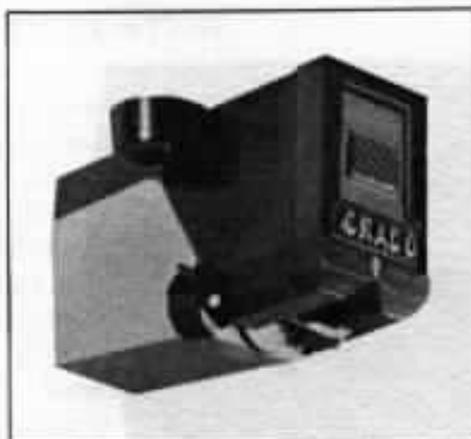
Trois sources de résonances parasites existent dans un bras de structure classique : la coquille porte cellule, le tube pivot-coquille et le contrepois.

Sur le premier point, plusieurs solutions ont vu le jour ces dernières années pour rendre la coquille moins «sonore». Avec des métaux très rigides et très inertes (ADC en magnésium, DYNAVECTOR en métal plein) ou d'autres matériaux légers (SME 3, ADC, etc...) le problème était moindre. Les plus astucieux ont même quasiment supprimé cet accessoire ennuyeux ou l'ont réduit à sa plus simple expression (HADCOCK, FORMULA 4) supprimant du même coup la fixation universelle.

Pour le tube de liaison, la première question qui se pose concerne sa forme. En S ou droit. En fait le S n'apporte strictement rien sur le plan théorique et ne se justifie que par la nécessité de fixer à son extrémité une coquille universelle. Sinon, le plus court chemin d'un point à un autre restant la ligne droite, la conclusion s'impose. D'autant que l'équili-

bre latéral du bras est alors simple à réaliser.

Pour que le tube ne soit pas source de résonance, plusieurs techniques existent : emplissage par quelques points de matière inerte, tube en métal très léger et très rigide (SME 3 en titane) structure non cylindrique, tube épais et lourd, fibre de carbone, section variable (ADC), bras poutrelle en bois, (GRACE) et même le fin du fin, diapason d'absorption de la vibration (DYNAVECTOR). Pour détecter si votre bras résonne, une seule technique simple : En réglant le volume d'écoute à la position correspondant à votre niveau maximum habituel, tapotez légèrement le bras avec votre ongle vers le milieu du tube. Si dans vos haut-parleurs (ou mieux dans votre casque) aucune transmission de la vibration n'est audible, réjouissez-vous, c'est que l'ensemble cellule-coquille-tube est bien



Grado Signature

amorti.

Sinon, vous pouvez diminuer le niveau des résonances du tube de liaison de la façon suivante : formez avec vos doigts un petit ruban de pâte à modeler ou de plasticine de deux ou trois millimètres carrés de section et de trois centimètres de long. Enroulez-le autour du tube vers son milieu (ventre des ondes stationnaires) en l'aplatissant bien sur le bras, et refaites l'expérience précédente. Si l'amélioration est nette c'est que votre bras était sujet à ce type de problème. Sinon, c'est que la résonance vient d'ailleurs : coquille (voir ci-dessus) ou contrepoids. En tout cas, si vous utilisez une cellule à faible compliance (bobine mobile ou GRADO) dans un bras léger, vous ne pouvez que gagner à cette petite modification.

Quant au contrepoids, les deux précautions essentielles le concernant ne peuvent intervenir, sauf outillage spécialisé, que lors du choix de votre bras. Peu de corrections sont en effet possibles. Première précaution : le contrepoids doit être le plus lourd possible, le plus près possible du pivot (HADCOCK, SME 3). Deuxième précaution : Il doit, autant que possible être découplé du pivot par un système de fixation souple. Ces deux précautions suffisent généralement à ce que le contrepoids ne soit pas une source de souci pour l'audiophile.

Le pivot

Le bras doit pivoter totalement librement sur son support, dans le plan vertical comme dans le plan horizontal, c'est une évidence.

Le système le plus classique consiste à utiliser des mini-roulements à bille pour que les forces de frottement soient les plus faibles possible.

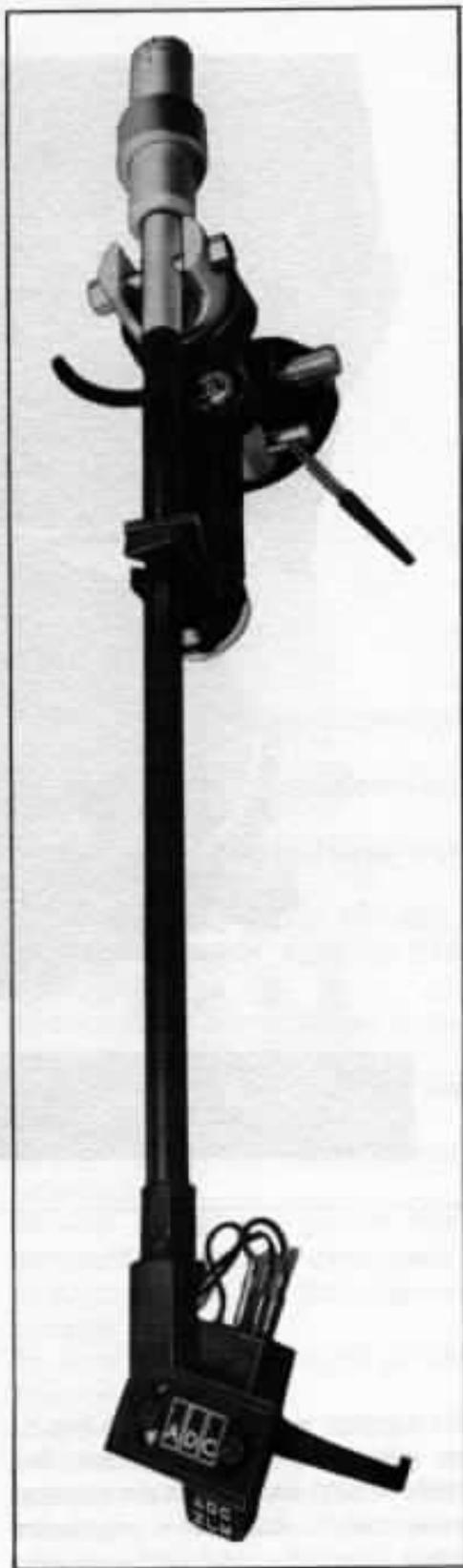
Pour obtenir une friction encore plus faible, les constructeurs de bras ont ensuite imaginé d'utiliser une jonction en un point unique, le système unipivot, sans aucun doute le meilleur sur le plan de la friction mais qui possède l'inconvénient majeur d'autoriser tout aussi librement les mouvements latéraux, parfaitement incompatibles avec une lecture correcte du disque. Autre principe également utilisé : les couteaux, qui devraient théoriquement regrouper les avantages de l'unipivot tout en interdisant les mouvements latéraux.

En fait, ici comme ailleurs, aucun principe ne triomphe réellement des autres. Seule la réalisation compte.

Il y a de par le monde, des fanatiques de l'unipivot, des fanatiques des couteaux. Mais en fait, c'est rarement au niveau du pivot que les bras pèchent le plus lourdement et je ne pense pas qu'il faille écouter les fanatiques quelqu'ils soient.

Résumons-nous. Le bras idéal n'existant pas, nous avons le choix entre quelques bras du commerce plus ou moins bien construits. Il faut donc choisir celui qui, associé à votre cellule préférée, donnera le meilleur résultat.

Je vous citerai le DYNAVECTOR (à l'aise avec la plupart des cellules mais monstrueusement lourd, encombrant et cher), le HADCOCK (laid, mal construit, mais exceptionnellement bon avec les cellules de poids moyen ou légères, idéal pour la SONUS), le BLACK WIDOW (pour cellu-



ADC LMF 2



Kenwood KD 550

les légères, mais il mérite la bague de plasticine !) qui sont les plus intéressants sur le plan du résultat subjectif. Il faudrait y adjoindre pour être plus exhaustif le GRACE (707 et surtout 704 et 714) le FORMULA 4 (très bien avec les cellules légères ou de poids moyen) l'AUDIOCRAFT (bon pour les poids moyens) et quelques autres japonais du type STAX, SAEC, FIDELITY RESEARCH, DENON, MICRO, ainsi que quelques belles réalisations occidentales (ADC, SME 3,...). Voilà.

Le plus extraordinaire c'est qu'aucun de ces bras, tous relativement bien étudiés, ne possède une géométrie correcte (sauf peut-être le HADCOCK) ! Certains sont même affectés d'erreurs prodigieuses (plus de 30% pour un des meilleurs bras existants) heureusement faciles à corriger.

Reste à parler de deux détails : l'amortissement et le câble de liaison.

L'amortissement est en fait très rarement nécessaire, les cellules à faible compliance étant généralement lourdes et montées sur des

bras lourds. Il peut s'avérer cependant utile pour ces cellules lorsqu'elles sont montées sur des bras excellents mais légers et pourvus de systèmes de pivot par contact comme les unipivots ou les couteaux. Aussi trouve-t-on un dispositif d'amortissement sur les SME (couteaux et bras léger) sur le HADCOCK, l'AUDIOCRAFT et le FORMULA 4 (unipivot).

Quant au câble de liaison, je vous en ai déjà parlé et n'y reviendrai donc pas. Tout le monde aujourd'hui sait son importance.

LA PLATINE

Le «Son» d'une platine est une découverte récente. Nous la devons sans doute à LINN SONDEK. La querelle entraînement direct - entraînement par courroie est une querelle récente. Nous la devons sans aucun doute à LINN SONDEK !

Voyons tout de suite ce second point si vous le voulez bien. Non. Aucun système d'entraînement ne possède toutes les qualités. Simplement, faire un bon système à courroie est plus simple, coûte moins cher et l'ensemble terminé est plus léger donc bien adapté aux chassis suspendus à faible masse. Et puis les premières platines à entraînement direct étaient mauvaises, très mauvaises même, c'est vrai. Mais il existe aujourd'hui deux ou trois moteurs japonais de très haute qualité (JVC TT101, DENON 6000, TECHNICS 1010) qui, montés sur un socle lourd et inerte (plexi, marbre ou matériau de composition) donnent des résultats aussi satisfaisants.

Quant au fait qu'une platine sonne bien ou mal, il ne dépend pas du type d'entraînement utilisé mais de la capacité de l'ensemble axe-plateau et bras à absorber toutes les vibrations, celles en provenance de la cellule et celles en provenance de l'extérieur. Et là, LINN SONDEK a réussi mieux que tout autre. Par une simple mise en équilibre quasi idéale, les vibrations induites s'annulent d'elles-mêmes. L'autre procédé, tout à fait à la portée de l'audiophile celui-là, consiste à monter l'ensemble moteur plus bras sur un socle très lourd (20 à 25 kilos si possible) et à fixer tous les éléments de façon très rigide, les vibrations étant alors absorbées par la masse. L'ensemble rigide, pour ne pas subir les vibrations à basse ou moyenne fréquences étant lui même découplé de son support extérieur par un système de ressorts à basse fré-



Denon DP 6700

quence de résonance (système de LINN SONDEK mais à la portée de l'audiophile grâce aux pieds isolateurs existants dans le commerce : MICROSORBER par exemple).

Certains fabricants, japonais notamment, ont d'ailleurs fort bien mis en pratique le principe du chassis intermédiaire très lourd avec moteur à entraînement direct. Le résultat est remarquable et je ne peux que recommander aux audiophiles qui trouveraient la LINN SONDEK trop chère (ou laide) et que le montage d'un système «maison» à socle lourd rebuterait, d'écouter et d'apprécier à sa juste valeur la platine KENWOOD KD 500, sans doute la meilleure affaire en matière de platine à l'heure actuelle.

Enfin, accessoire très performant, non seulement pour atténuer les résonances propres du plateau mais aussi pour absorber celles provoquées sur le disque par la lecture, un couvre plateau de très haute qualité s'impose. Je ne peux que vous recommander le SPECTRA, sans aucun doute le meilleur disponible aujourd'hui.

Voilà. Terminons ce tour d'horizon un peu rapide et résumons-nous :

Si vos disques sont bons.

Si vous les entretenez correctement.

Si vous utilisez une excellente cellule.

Si vous l'utilisez à la bonne température.

Si vous nettoyez bien le diamant.

Si vous le montez dans un bras approprié.

Si vous réglez correctement la position horizontale de lecture.

Si vous réglez correctement la position verticale de lecture.

Si vous utilisez un couvre plateau antirésonnant.

Si vous utilisez une platine bien équilibrée ou très lourde et rigide.

Si votre bras est fixé très soigneusement.

Si votre câble de liaison est de très haute qualité.

et que vous n'êtes pas satisfait de votre écoute des disques alors reportez-vous à mes prochaines chroniques, c'est que quelque chose est imparfait dans le reste de votre installation.

**Page non
disponible**

Conception et réalisation d'un amplificateur de grande puissance

Jean Engelking

3 - Etude expérimentale

RESULTATS EXPERIMENTAUX

Le schéma complet de l'amplificateur est donné sur la fig. 22. On peut y remarquer un certain nombre d'adjonctions par rapport aux montages théoriques élémentaires qui ont été présentés dans la première partie : c'est là le résultat d'une expérimentation

longue et quelquefois décourageante, mais dont les principaux enseignements méritent d'être signalés.

• Les générateurs de courant.

Le générateur de courant du premier étage différentiel est simplement une « diode » régulatrice de courant. Ce type de semi-conducteur est d'un emploi très

commode mais il faut tenir compte de la dérive importante du courant avec la température de jonction. (Celle-ci est assez élevée car la dissipation atteint près de 200 mW).

Le deuxième générateur de courant, par contre, est constitué de composants discrets, car son débit (25 mA) tombe hors de la gamme de la technologie des ré-

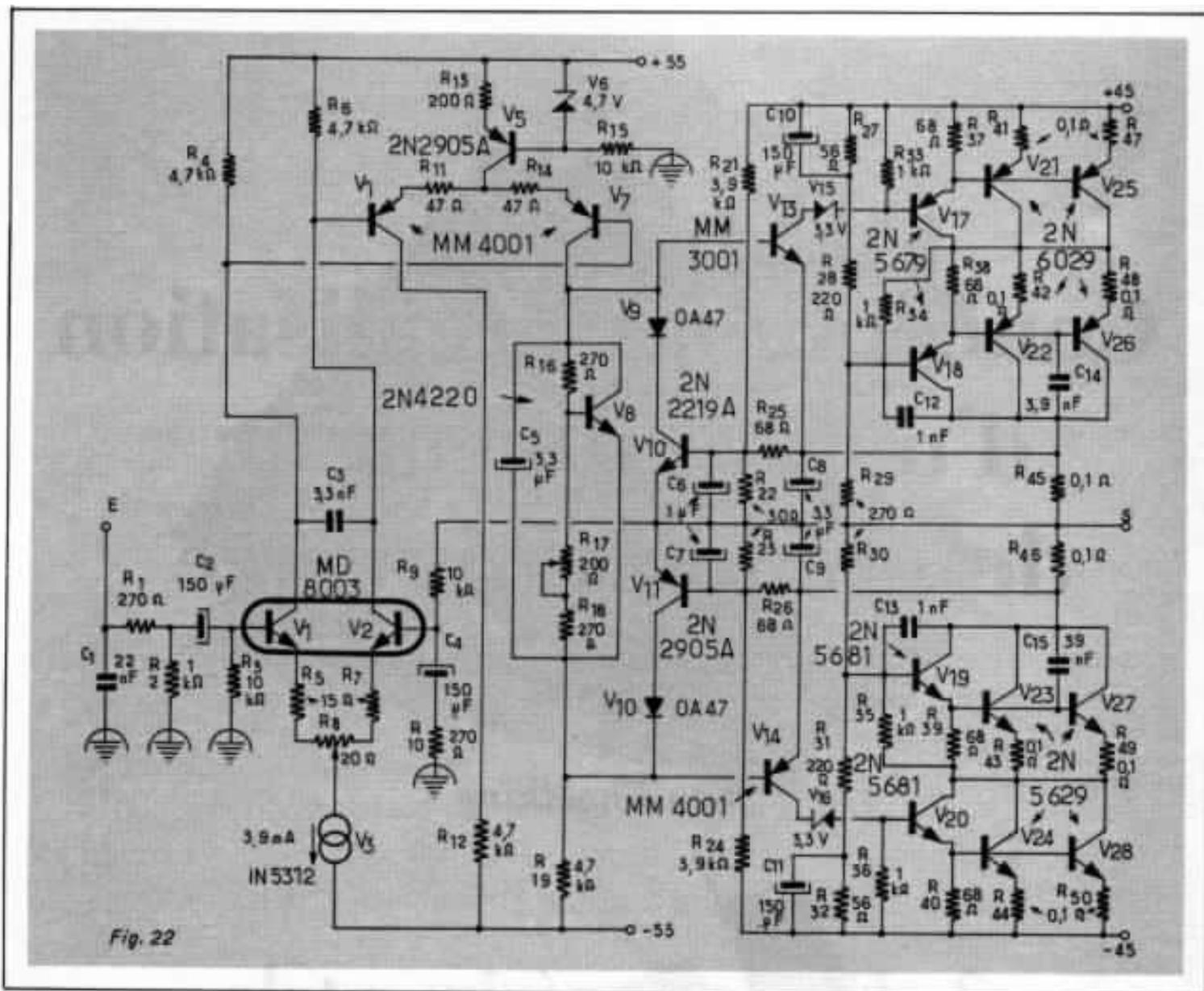


Fig. 22

Fig. 22 - Schéma complet de l'amplificateur
Résistances : 1/4 W, $\pm 2\%$, en général

gulateurs intégrés.

• **Correction en fréquence de l'étage de sortie**

L'étage de sortie est lui-même un système bouclé : bien que les transistors utilisés n'aient pas des fréquences de transition spécialement élevées, il s'est avéré indispensable d'appliquer une légère correction pour éliminer des oscillations se superposant au signal de sortie quand son amplitude est faible. Un condensateur (C_8 , C_9) placé en parallèle sur chaque résistance de compensation en température apporte l'avance de pha-

Il faut aussi garantir que l'impédance de l'étage esclave est faible à toute fréquence : c'est là le rôle de C_{12} , C_{13} , C_{14} , C_{15} . Notons au passage que la valeur de ces condensateurs est liée à l'implantation de l'amplificateur; en effet, les transistors principaux et les transistors esclaves sont montés sur le même radiateur, ce qui introduit une capacité parasite de collecteur à collecteur très importante.

Enfin, en étudiant le comportement de l'étage de puissance à fort niveau, nous avons constaté que, lorsque le transistor «driver» était porté en saturation, une oscillation apparaissait sur la crête

du signal, qui semblait alors se «déchirer». Le seul remède ne portant pas atteinte à la stabilité H.F. de l'ensemble consiste à éviter de saturer ce transistor. Pour cela, nous avons choisi d'insérer une diode zener dans le collecteur du «pré-driver». Comme on le verra ultérieurement (fig. 29) cette disposition n'augmente pas sensiblement la tension de déchet globale de l'étage, qui ne saurait être inférieure à 7 volts à cause du montage «esclave.»

• **Correction en fréquence globale.**

Comme nous l'avons dit dans la première partie, nous avons op-

té pour une correction par retard de phase classique, puisque seule cette technique permet d'obtenir le taux de contre-réaction élevé indispensable lorsque l'étage de sortie travaille en vraie classe B.

Nous avons fait varier le gain en boucle ouverte du montage en jouant sur les résistances d'émetteurs des deux étages différentiels. Pour chaque valeur de gain, nous avons déterminé expérimentalement la valeur du condensateur C_3 à placer entre les collecteurs de l'étage d'entrée pour obtenir la stabilité globale (le critère de stabilité étant un dépassement de 25% sur signal carré à 100 kHz, avec charge de $2,7 \Omega$: voir fig. 23).

Nous avons ainsi obtenu une valeur de C_3 qui donne, en boucle ouverte, une bande passante de l'ordre de 10 kHz : ceci garantit que la distorsion reste constante dans toute la zone subjectivement critique. La fig. 24 résume les résultats de ces essais; on y remarque, en particulier :

- l'étendue et l'irrégularité de la courbe a), signes révélateurs d'une stabilité marginale en l'absence de toute correction. Une mesure faite, non à la sortie mais sur le collecteur de V_7 , donne pratiquement la même courbe, ce qui indique clairement que la bande passante des étages de puissance est grande devant celle des étages de tension.

- la bonne conformité avec les prévisions de la fig. 8.

• Le filtre d'entrée.

Il n'est naturellement pas question de tolérer un dépassement de 25% sur des signaux impulsifs. Mais en réalité ce dépassement n'apparaît que pour des signaux d'entrée très raides, (le temps de montée du générateur utilisé est inférieur à 100 ns) sans rapport avec un message musical. Il suffit donc d'éliminer le mal à la source en introduisant un filtre ultra-sonore; cette solution a l'avantage de ne pas générer de distorsion de croisement aux fré-

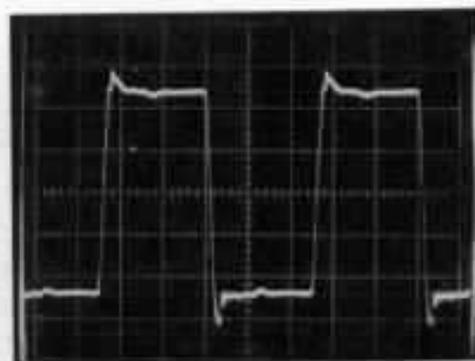
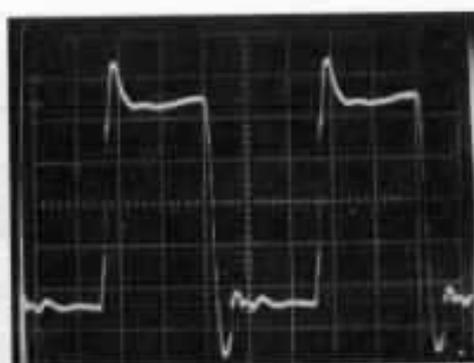


Fig. 23 - Réponse impulsionnelle de l'amplificateur sans filtre d'entrée (C_3 débranché)

Conditions de mesure : charge : a) $2,7 \Omega$ b) $3,3 \Omega$

1V/carreau, 2 μ s/carr. Le temps de montée propre est de 400 ns

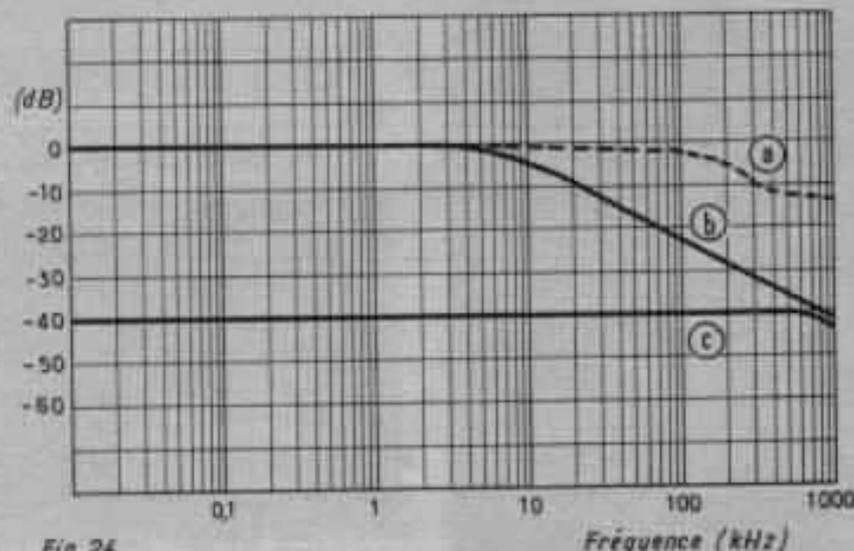


Fig. 24

Fréquence (kHz)

Fig. 24 - Réponse en fréquence de l'amplificateur.

Conditions de mesure : charge $3,3 \Omega$; amplitude 40 V c.à.c.

a) en boucle ouverte, sans correction ni filtre d'entrée (C_1 et C_3 débranchés, R_3 à la masse)

b) en boucle ouverte, avec correction mais sans filtre d'entrée (C_1 débranché, R_3 à la masse)

c) en boucle fermée, avec correction mais sans filtre d'entrée (C_1 débranché). Le taux de contre réaction est de 40 dB.

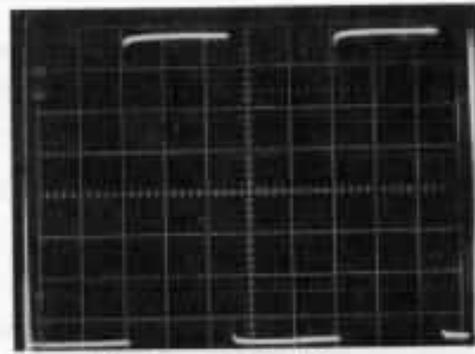
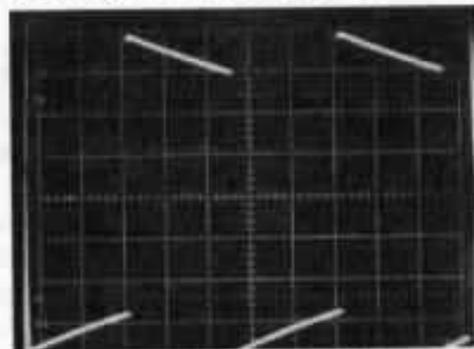


Fig. 25 - Réponse impulsionnelle de l'amplificateur complet

Conditions de mesure : charge fictive de la fig. 2

amplitude 10 V/carreau fréquence 40 Hz,

Fig. 26 - Comme fig. 25 mais 1 kHz

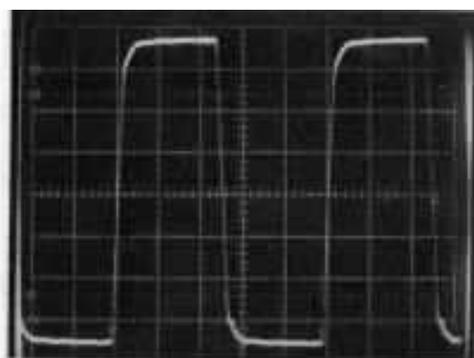


Fig. 27 - Comme fig. 25 mais à 20 kHz Temps de montée : 2,7 μ s

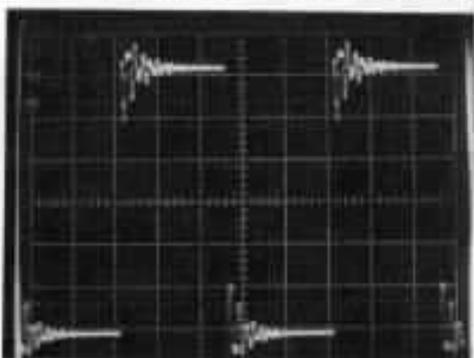


Fig. 28 - Réponse impulsionnelle sur charge capacitive.
Conditions de mesure : charge 2,7 μ F, fréquence 4 kHz, amplitude : 5 V/carreau

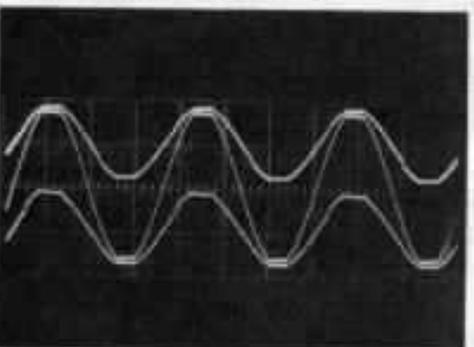


Fig. 30 - Formes d'onde à l'écrêtage
signal de sortie collecteur de V_{21} | 25 V/carreau;
collecteur de V_{24} | 0,5 ms/carreau.

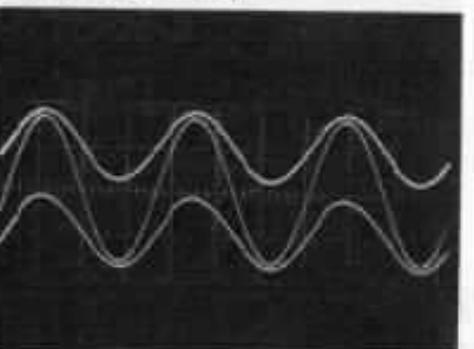


Fig. 31 - Comme fig. 30 mais avant l'écrêtage.

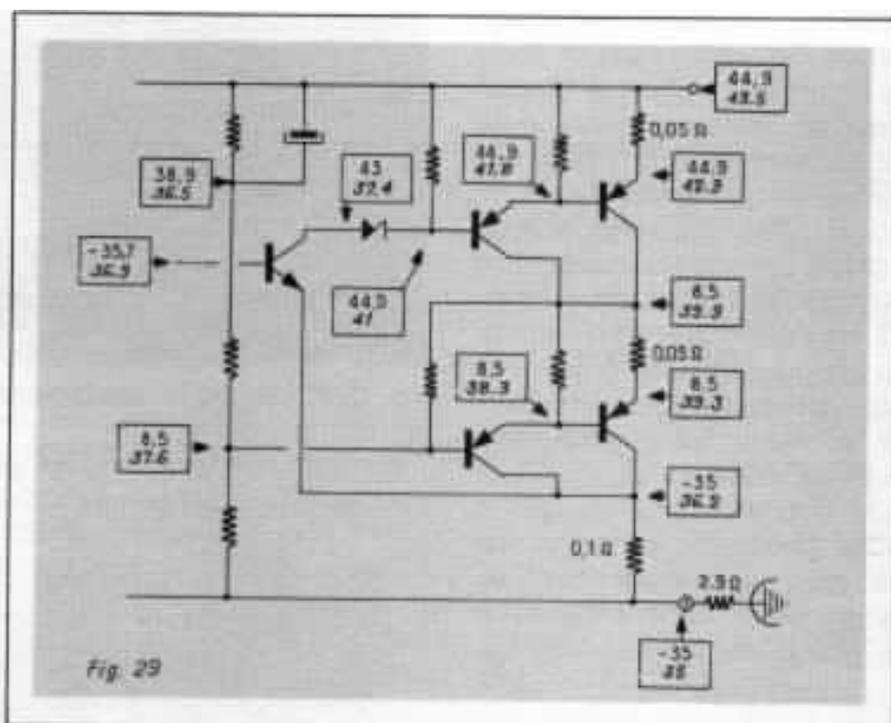


Fig. 29 - Tensions relevées sur un demi-étage de puissance :

- à la saturation : caractères penchés
- au blocage : caractères droits

Noter comment se répartit la tension de déchet :

- Chute de tension dans les résistances :	2,4 V
- V_{BE} de V_{21}/V_{25}	1,1 V
- V_{CE} de V_{17}	1,9 V
- V_{BE} de V_{22}/V_{24}	1,0 V
- V_{CE} de V_{18}	2,1 V
	8,5 V

quences élevées, alors que l'augmentation du condensateur de correction globale C_3 aurait eu, au contraire, un effet catastrophique en ce domaine. De plus, comme nous l'avons vu antérieurement, les performances sur le plan de la distorsion d'intermodulation seront sensiblement améliorées.

Les résultats à différentes fréquences, et tant sur charge réelle que sur charge capacitive, sont présentés fig. 25, 26, 27 et 28.

• Fonctionnement de l'étage esclave

Nous avons fait figurer sur la fig. 29 les tensions relevées sur un demi-étage de sortie lorsque l'amplificateur est porté à l'écrêtage : en caractères droits les valeurs lorsque le demi-étage est bloqué, en caractère penchés les valeurs quand il est saturé.

Les oscillogrammes des figures 30 et 31 montrent simultanément et à même échelle la tension de sortie et les tensions sur les collec-

teurs de V_{25} et V_{28} à l'écrêtage (mêmes conditions de mesure que pour la fig. 29) et juste avant l'écrêtage respectivement.

De l'ensemble de ces résultats on pourra remarquer :

- que la tension émetteur-collecteur est régulièrement partagée entre transistors principaux et transistors esclaves, R_{34} et R_{35} garantissant l'équilibrage ou blocage.

- que, grâce aux condensateurs C_{10} et C_{11} , les transistors esclaves sont correctement saturés (3,1 V pour $V_{18}-V_{22}-V_{26}$ contre 3 V pour $V_{17}-V_{21}-V_{25}$).

- que la nature légèrement inductive de la charge ne perturbe en rien le fonctionnement du montage : mais les étages esclaves n'étant pas soumis directement à la rétro-action globale, leur passage de l'état conducteur à l'état bloqué s'accompagne d'un saut de tension, décalé par rapport au zéro de la tension de sortie.

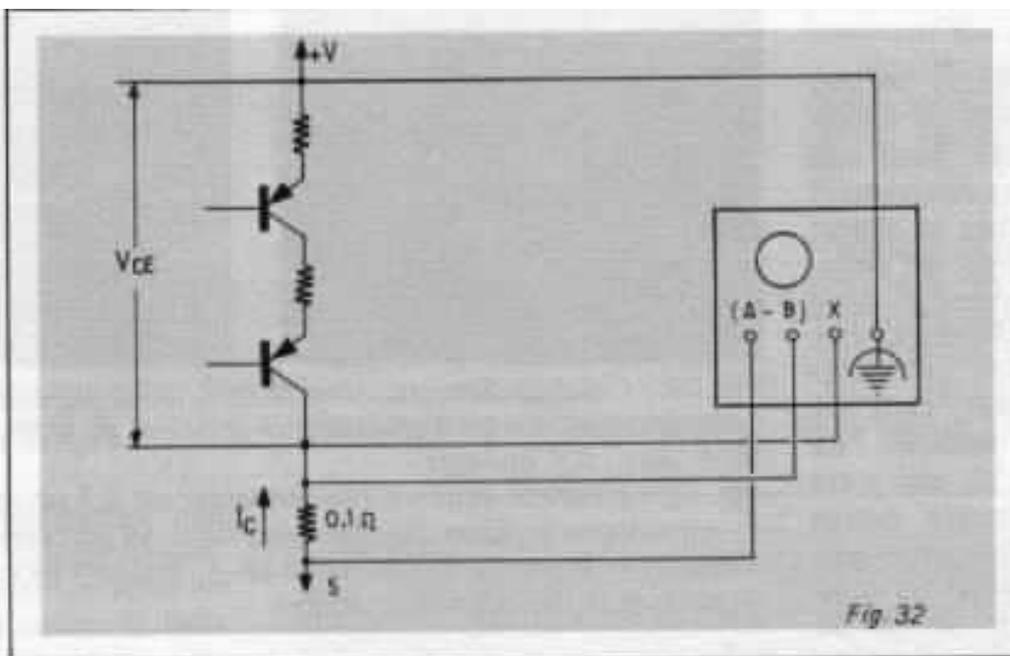


Fig. 32 - Montage permettant de visualiser les courbes de charge d'un étage de puissance
Ne pas relier la masse de l'oscilloscope à la terre.

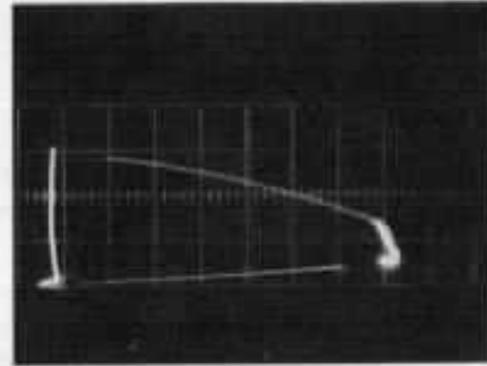
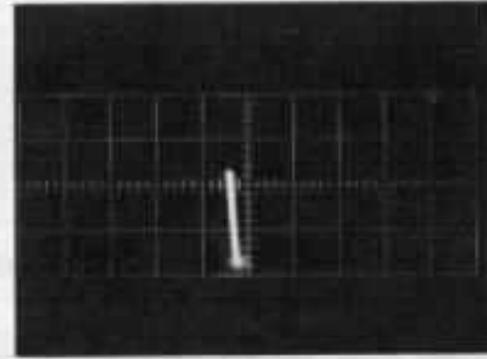
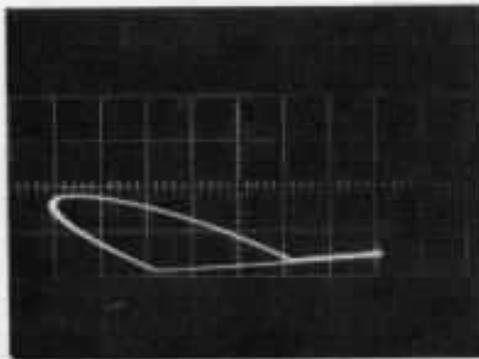
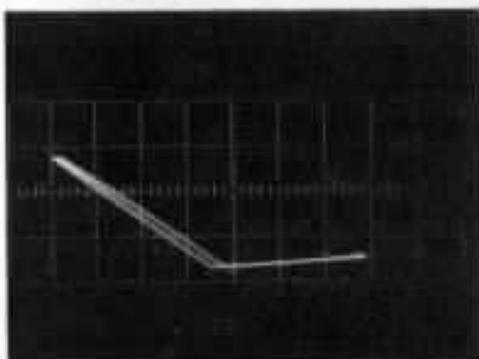


Fig. 33 - Courbes de charge du demi-étage de puissance « supérieur »
a) résistance de $2,7 \Omega$, 25 V eff. , 800 Hz (le léger déphasage observé est dû à l'inductance résiduelle de la résistance, de technologie bobinée).
b) charge fictive de la fig. 2 déphasage 30° , 27 V eff.
c) court circuit en limitation de courant (la pente résiduelle est due aux résistances d'interconnexions).
d) inductance « pure » ($1,2 \text{ mH}$, $0,5 \Omega$, 200 Hz), 12 V eff. (maximum possible avant écrêtage).
e) inductance « pure », amplificateur à la surcharge maximum
Echelle commune à tous les clichés :
5 A/carreau en Y
10 V/carreau en X
avec 0V et 0A dans le coin en bas à gauche.

• Fonctionnement de la protection.

Il faut naturellement vérifier l'efficacité des circuits de limitation, et le plus simple pour cela est de faire apparaître directement sur l'écran les courbes de charge $V_{ce} = f(I_c)$ de chacun des demi-étages de sortie, puisque nous avons vérifié précédemment que courants et tensions se partageaient équitablement dans les quatre transistors associés. Le montage de la fig. 32, qui a été utilisé pour cette mesure, donne en fait des valeurs légèrement pessimistes, puisqu'il inclut les résistances d'équilibrage de $0,1 \Omega$, mais permet d'avoir une vue d'ensemble des résultats, qui sont présentés fig. 33 pour diverses charges et diverses tensions d'attaque, l'épaisseur apparente de la trace qu'on constate sur ces clichés est due à l'ondulation résiduelle de l'alimentation qui est de l'ordre de $1,5 \text{ V}$ crête à crête à pleine charge.

La fig. 34 donne l'allure du courant dans le court-circuit et la figure 35 la forme du courant circulant dans un condensateur de $2,7 \mu\text{F}$ faisant office de charge, (ceci pour mettre en évidence l'effet de la temporisation introduite par C_6 et C_7).

En rapprochant ces résultats de la figure 16, on constate bien que le fonctionnement reste toujours à l'intérieur de l'aire de sécurité. Mais il faut aussi vérifier que les circuits de protection n'introduisent pas de distorsion exagérée à fort niveau; ceci peut être mis en évidence en comparant les courbes de distorsion en boucle ouverte avec et sans protection (fig. 36). Pour effectuer cette mesure, il faut modifier le circuit comme indiqué sur la fig. 37, de façon à ne couper que la contre-réaction alternative.

• Stabilité thermique

Un amplificateur à transistors peut révéler une instabilité ther-

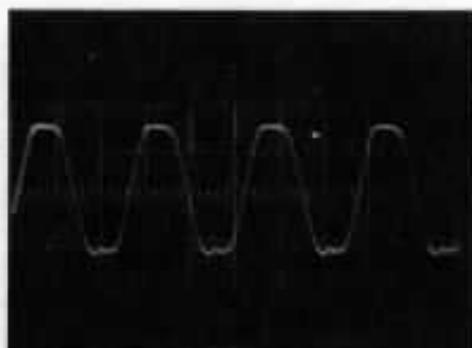


Fig. 34 - Courant dans un court-circuit, pour une tension d'attaque de l'amplificateur mettant en évidence le début de la limitation; échelles : 10 A/carr. , $0,5 \text{ ms/carr.}$



Fig. 35 - Courant dans un condensateur de $2,7 \mu\text{F}$ (mêmes conditions de mesure que la figure 28); 10 A/carr. ; $50 \mu\text{s/carr.}$

Remarquer la pointe de courant à 28 A , mettant en évidence la temporisation de la limitation de courant.

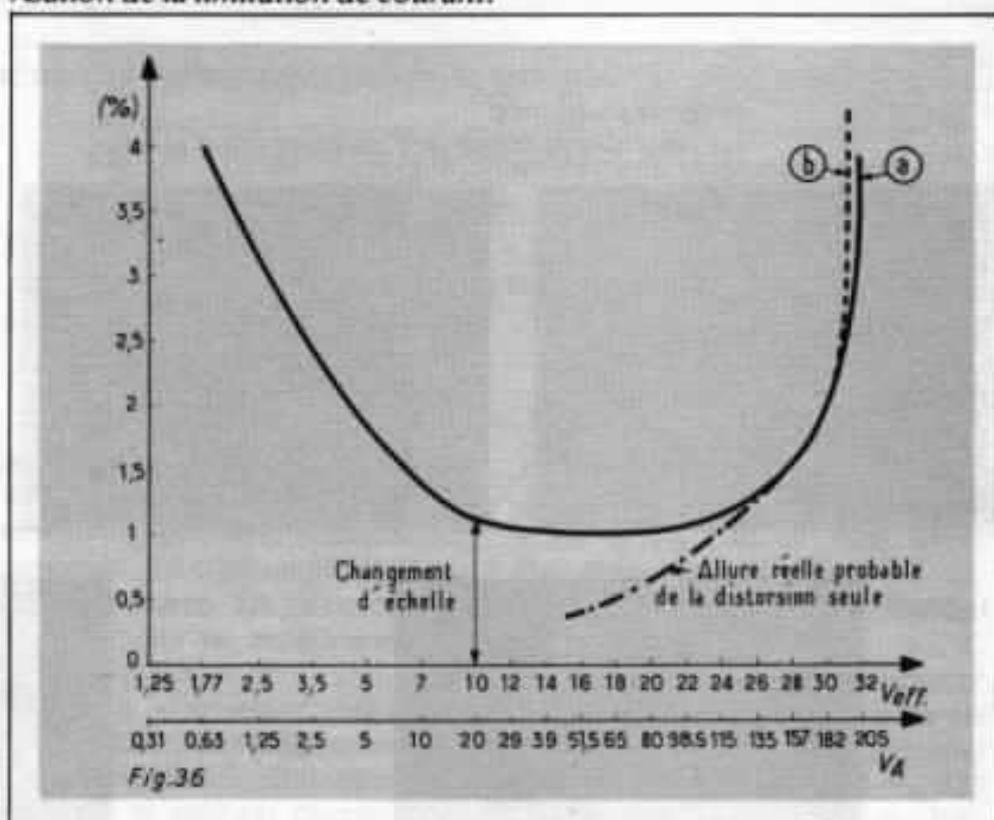


Fig. 36 - Distorsion harmonique totale en boucle ouverte.

Fréquence : 800 Hz ; charge fictive de la fig. 2

a) sans les circuits de protection (R_{23} et R_{23} court-circuités)

b) avec les circuits de protection

Cette mesure étant faite en boucle ouverte, le niveau de bruit en sortie atteignait près de 300 mV crête à crête, ce qui représente environ 1% de «distorsion équivalente» pour un signal de 10 V eff. , et explique la remontée apparente de la courbe vers les faibles tensions de sortie.

mique pour certaines combinaisons des trois paramètres suivants :

- tension d'alimentation primaire (secteur)
- puissance fournie
- température de l'air ambiant et qualité des échanges ther-

miques avec ce dernier.

La résistance de compensation en température ayant été fixée à la valeur maximum qu'il était possible de choisir ($0,1 \Omega$) sans que la tension de déchet ne devienne prohibitive, il nous reste deux réglages sur lesquels nous pouvons

agir pour assurer la stabilité : la position du transistor capteur de température (V8) et l'ajustage de sa polarisation (1).

Le détail de ces opérations est décrit dans le paragraphe suivant, ainsi que les résultats obtenus.

PROCEDURE DE MISE AU POINT : LA PREMIERE MISE SOUS TENSION.

Bien que l'amplificateur que nous avons décrit soit un montage à liaisons directes de bout en bout, nous avons vu qu'il était possible de raccorder chaque étage progressivement, du premier différentiel jusqu'aux transistors finaux, sous réserve d'être « en boucle ouverte » (R_9 à la masse), puisque chaque étage se comporte à peu près comme un générateur de tension vis à vis du suivant.

• Réglage de la tension de décalage de sortie.

- Câbler l'ensemble de l'amplificateur, à l'exception de V_{21} à V_{28} , avec R_9 à la masse (fig. 38)

- Ne pas connecter de charge
- Monter la tension secteur à 215 V (avec un alternostat si possible, afin d'éviter qu'une erreur de câblage n'ait des conséquences trop désastreuses)

- Régler la tension de sortie à 0 V à l'aide de R_{28} , après avoir laissé l'équilibre thermique s'établir.

* (1) Une remarque pratique au passage : il faut veiller à ce qu'une coupure du potentiomètre R_{17} (ou le passage du curseur sur la zone non-conductrice en fin de course, s'il n'y a pas de butée) n'entraîne pas la destruction des transistors de puissance. En plaçant R_{17} du côté de l'émetteur de V_6 ce risque est éliminé : en cas de coupure on aura seulement une brusque augmentation de la distorsion de croisement.

• Réglage de la polarisation de l'étage de sortie

- Terminer le câblage de l'amplificateur et revenir en boucle fermée; raccorder la charge de $3,3 \Omega$

- Amener le curseur de R_{17} au « pied » de R_{17} (ce qui donne la tension minimum aux bornes de V_6)

- Régler la tension secteur à 230 V; laisser stabiliser

- Déplacer le curseur de R_{17}

pour obtenir 400 ± 30 mV aux bornes de R_{37} et R_{40}

- Vérifier que, sous 215 V, on a encore au moins 150 mV aux bornes de ces résistances (voir fig. 39).

• Réglage de la résistance thermique des dissipateurs.

(Ceci n'est applicable que si l'on a choisi de travailler en ventilation forcée : on a alors intérêt à réduire la vitesse du ventilateur autant

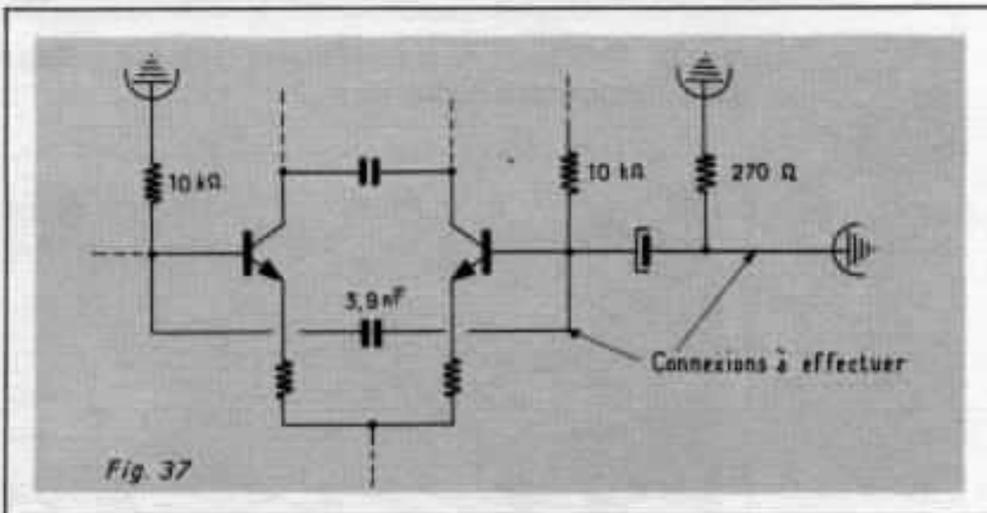


Fig. 37 - Montage d'essai pour couper la boucle de contre-réaction alternative.

La présence du condensateur de $3,9$ nF entre les bases du premier étage différentiel est rendue nécessaire par la nature inductive de C_* qui n'élimine plus entièrement les signaux arrivant de la sortie par R_{28} dès 100 kHz.

Il faut aussi noter que la fréquence de coupure basse est considérablement remontée (quelques centaines de Hertz) à cause de la valeur finie ($150 \mu\text{F}$) de C_* .

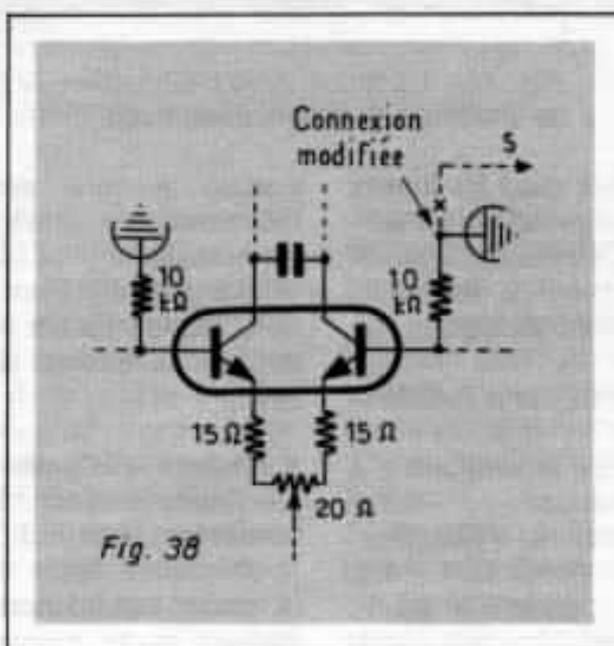


Fig. 38 - Montage d'essai pour obtenir la boucle ouverte (continu et alternatif)

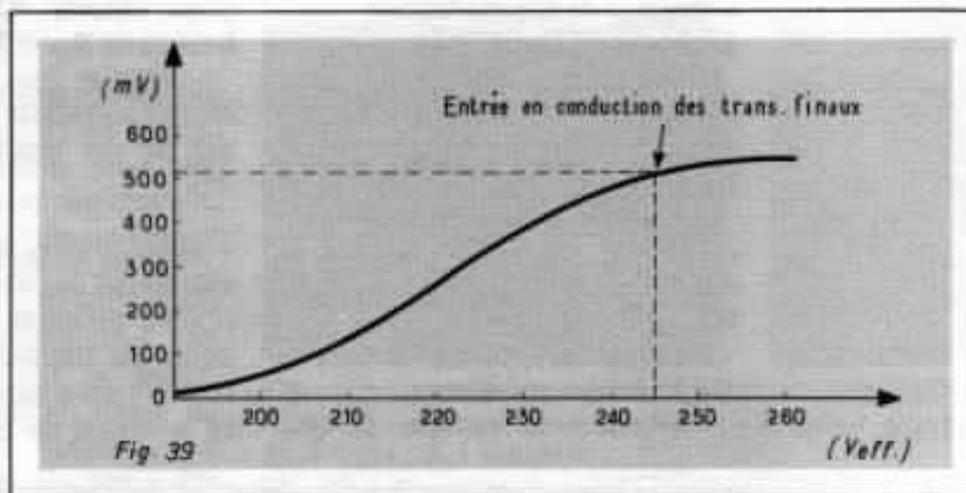


Fig. 39 - Influence de la tension secteur sur la polarisation de l'étage de sortie (tension aux bornes de R_{40})

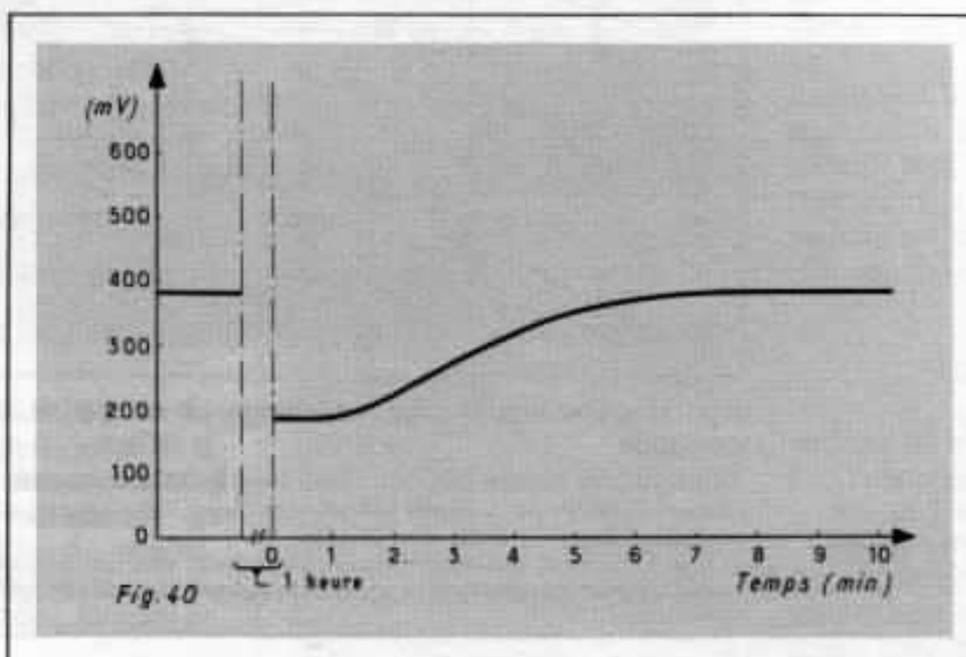


Fig. 40 - Variation de la polarisation de l'étage de sortie après un passage prolongé à puissance maximale

que faire se peut dans les limites imposées par la puissance de sortie moyenne permanente. Dans le cas de la convection naturelle, passer directement au réglage suivant) :

- Plaquer V_8 contre le radiateur de V_{21} à V_{28}

- Faire tourner le ventilateur à sa plus grande vitesse

- Faire débiter à l'amplificateur, sur charge de $3,3 \Omega$, $4 V$ eff. à $800 Hz$, avec secteur à $245 V$. Laisser stabiliser.

- Réduire progressivement la vitesse de rotation du ventilateur (à l'aide d'un rhéostat ou d'un alter-

nostat) jusqu'à déclencher le thermostat de protection monté sur le radiateur.

- Mettre au propre le raccordement du ventilateur pour la vitesse (donc la tension) ainsi déterminée.

- **Réglage de la position de V_8 .**

- Régler le secteur à $230 V$, raccorder la charge de $3,3 \Omega$.

- Mesurer, après stabilisation, la tension aux bornes de R_{37} et/ou R_{40}

- Echauffer l'amplificateur au maximum de ses possibilités. ($4 V$ eff. à $800 Hz$ sur $3,3 \Omega$ pendant

au moins 30 minutes)

- Couper la modulation et noter immédiatement la tension aux bornes de R_{37} et/ou R_{40} . Cette valeur, qui sera plus faible que la valeur initiale, ne devra pas être inférieure à $0,15 V$. Si elle l'était, il conviendrait d'écarter légèrement, par des rondelles isolantes, V_8 du radiateur qui le supporte.

La figure 40 donne le résultat des mesures faites sur notre prototype pour un espacement de $2 mm$ entre la semelle de V_8 et le radiateur. (Rappelons que le fonctionnement correct de l'étage de sortie est assuré dès que les

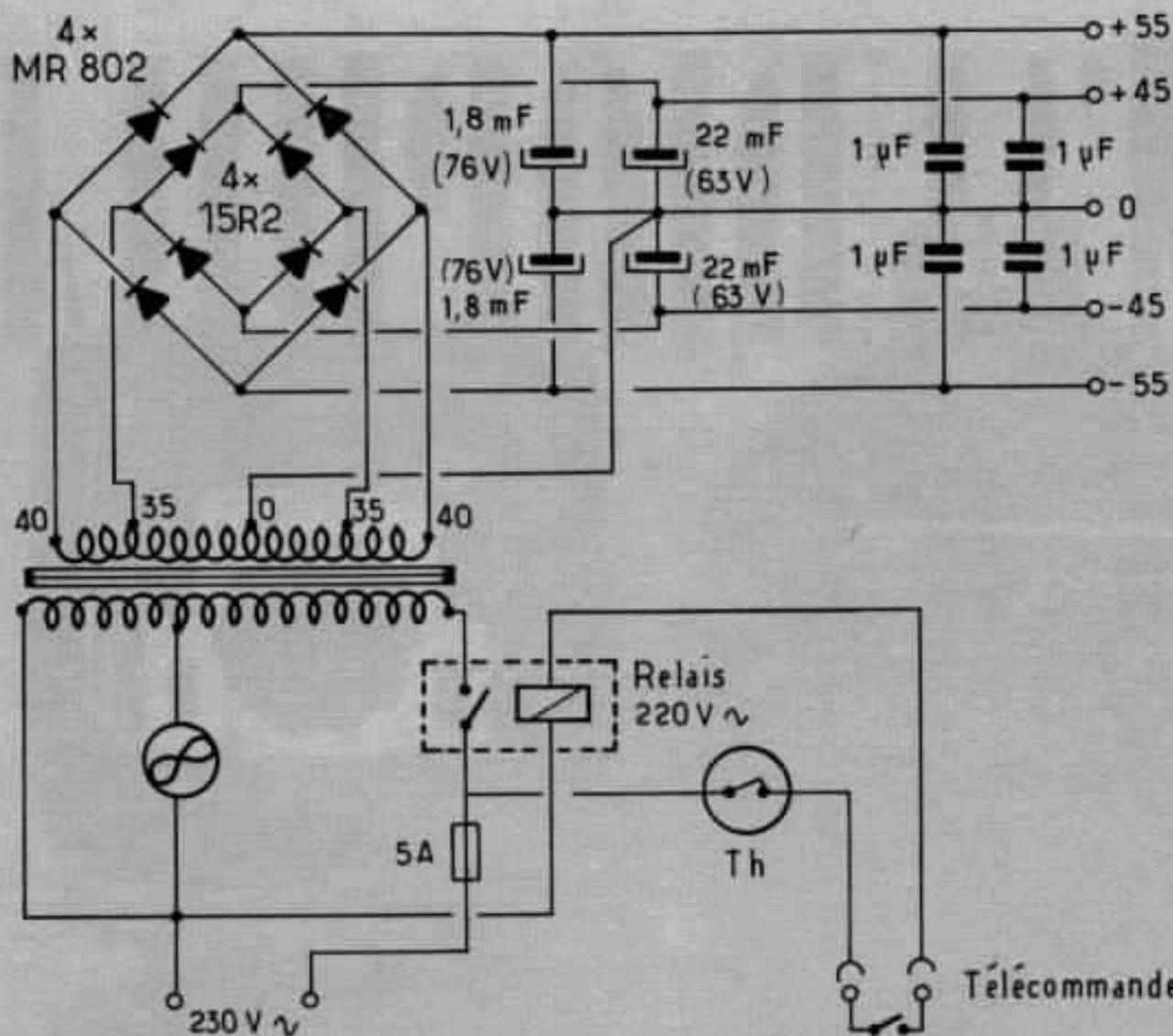


Fig. 41

Fig. 41 - Schéma général de l'alimentation et des circuits auxiliaires.

transistors «drivers» sont conducteurs, soit une tension de polarisation de 0,15 à 0,5 V).

L'ALIMENTATION

L'alimentation, prévue pour deux canaux, est réduite à sa plus simple expression (fig. 41). Le transformateur devrait être suffisamment dimensionné pour que la variation de tension entre vide et charge n'excede pas 10% de la tension à vide avec un canal excité.

La valeur des condensateurs

des + et - 55 V est déterminée en fonction du bruit toléré en sortie (résiduelle de filtrage) tandis que celle des condensateurs des + et - 45 V est imposée par la spécification de la réserve d'énergie (transmission de courtes crêtes de modulation). Il faut prendre soin de choisir des condensateurs acceptant le courant de pointe requis lorsque l'amplificateur est à pleine puissance (14 A).

Les redresseurs et le fusible sont calibrés pour supporter le courant de charge de crête à la mise sous tension, qui n'est prati-

quement limité que par la résistance de l'enroulement du transformateur.

Des condensateurs de faible valeur sont placés au niveau de l'utilisation pour compenser l'effet inductif des gros électrolytiques.

Dans le circuit primaire on remarque :

- le relais, qui permet d'effectuer la mise en route à distance
- les thermostats (un seul représenté), qui contrôlent la température des radiateurs
- le ventilateur, «sous-alimenté».

**Page non
disponible**

Les audiophiles et la mesure

Gérard Chrétien

Dans notre premier numéro nous avons abordé le délicat problème de l'acoustique du local d'écoute «domestique». Problème si souvent négligé, peut-être à cause du nombre de paramètres mis en jeu et du peu de moyens d'investigation à la portée des Audiophiles.

Il semble qu'un premier pas a été fait par une firme américaine qui présente un analyseur en temps réel de poche à un prix très abordable puisqu'il est de l'ordre de cinq milliers de francs. En plus de son prix avantageux cet analyseur se présente avec des dimensions étonnantes, une véritable miniaturisation comme l'indique la photo ci-contre.

Nous avons utilisé ce mini-laboratoire aux performances professionnelles dont voici tout d'abord la description et le fonctionnement.

1 - DESCRIPTION ET FONCTIONNEMENT

La photo nous montre trois boîtiers : l'analyseur en temps réel IE 10 A, le générateur de bruit rose IE 20 A et l'oscillateur et analyseur de distorsion IE 15 A. Mais avant de rentrer plus en détail dans les mesures, rappelons ce qu'est un analyseur en temps réel.

a) L'analyseur en temps réel : En quelques mots c'est une boîte noire à l'entrée de laquelle on applique un signal quelconque et qui

donne en sortie la décomposition de ce signal en fonction de certaines fréquences et de leur niveau respectif.

En effet le théorème de Fourier indique que tout signal, quelle que soit sa forme, sa complexité, peut se décomposer en une somme de signaux sinusoïdaux de fréquence bien déterminée par rapport au signal à analyser.

Il s'agit, en fait, d'un fondamental et d'une somme d'harmoniques dont les fréquences sont un multiple pair ou impair de celle du fondamental, comme l'indique la figure 1.

Pratiquement, comment réaliser une telle analyse : le signal d'entrée arrive sur une batterie de filtres passe bande en parallèles.

Chacun de ces filtres est calibré sur une fréquence donnée et une largeur de bande déterminée par le nombre de ces filtres. Les filtres d'un système par octave seront bien évidemment moins sélectifs (bande moins étroite) que ceux d'un système par 1/3 d'octave.

Chacune des fréquences «choisira» donc le filtre qui lui correspond de plus près, car c'est lui qui présentera le moins de résistance à son passage. Un filtre a

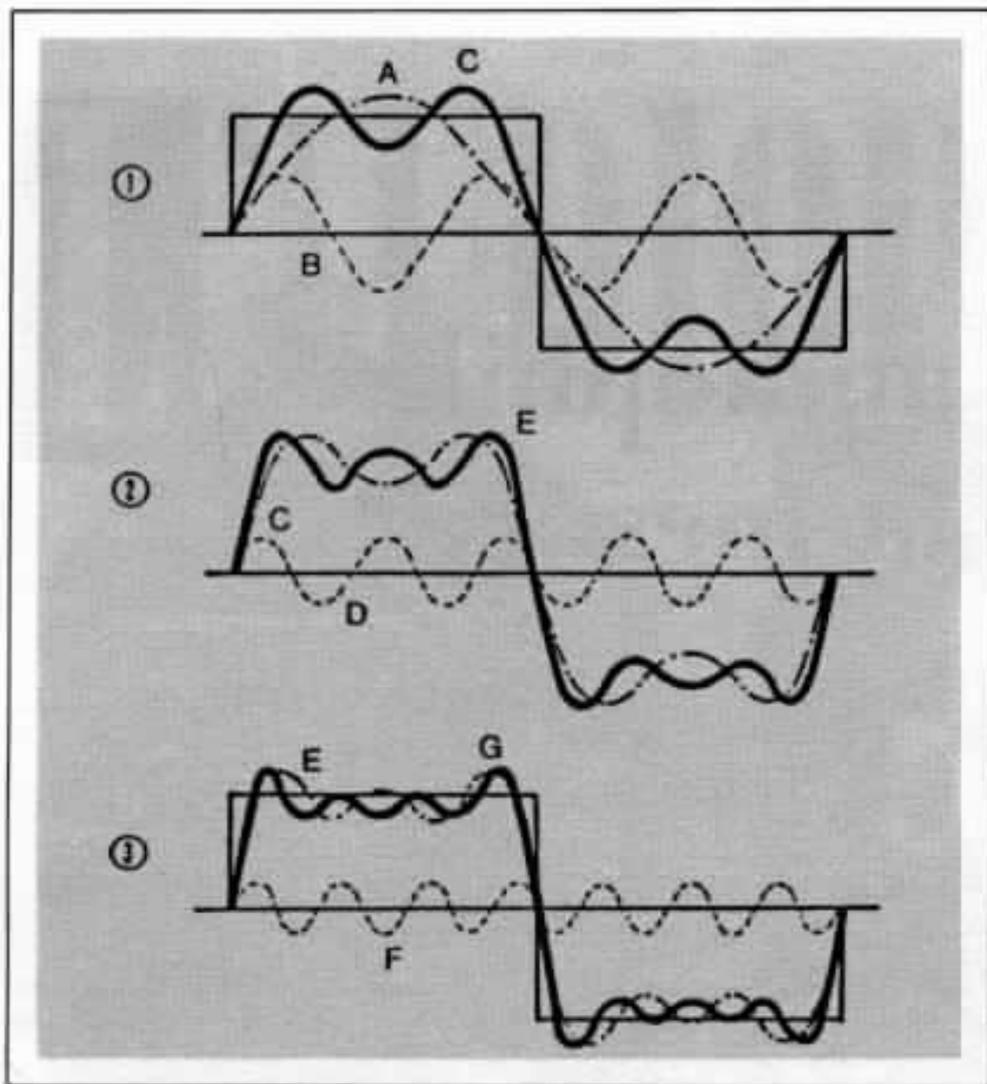


Fig. 1 : Décomposition harmonique d'une onde carrée :

- La courbe A représente le fondamental
- La courbe B, le 3ème harmonique
- La courbe C, le fondamental plus le troisième harmonique
- La courbe D, le cinquième harmonique
- La courbe E, le fondamental plus le troisième et le cinquième harmonique
- La courbe F, le septième harmonique
- La courbe G, la somme du fondamental, du troisième, du cinquième et du septième harmonique.

une résistance (ou plutôt une impédance puisqu'elle dépend de la fréquence) sur sa fréquence centrale, très faible et qui augmente d'autant plus que l'on s'écarte de cette fréquence figure 2.

On recueillera en sortie dans le cas de l'IE 10 A dix composantes du signal d'entrée, si toutefois celui-ci les comporte. Ainsi on aura analysé notre signal en temps réel, puisque tout cela se fait sur une durée extrêmement courte, qui n'est autre que le temps de transfert des électrons dans toute cette circuiterie.

Voilà pour le principe, en pratique l'utilisation d'amplificateurs opérationnels montés en filtre actif * par l'application de contre réaction adaptée permet de réaliser facilement un filtre ayant les caractéristiques voulues. La physique du solide débouchant sur la technologie des circuits intégrés a bien arrangé les choses sur le plan de l'encombrement, de la performance et aussi du prix. Dans le cas du IE 10 A un seul circuit intégré regroupe les dix filtres et la commande de l'affichage, celui-ci est relativement facile à effectuer. Pour cela il suffit de détecter le niveau en tension à la sortie de chacun des filtres et de commander un réseau de diodes (10 x 16) donnant en abscisse la fréquence, en ordonnée l'amplitude. Le cœur d'un analyseur tel que le IE 10 A est donc un circuit intégré, comme dans le cas d'une calculatrice de poche.

Sur le plan du fonctionnement tout est très simple, un atténuateur de 10 dB en 10 dB permet d'adapter l'échelle de mesure au niveau reçu soit par le micro, soit par une excitation externe. Dans le premier cas, ce sera une mesure

* L'intérêt des filtres actifs est d'éviter l'emploi de selfs, coûteuses et encombrantes. Celles-ci peuvent aisément être simulées à partir de circuits actifs et de capacités.

de pression acoustique, dont l'unité de mesure est le dB (SPL) (SOUND PRESSURE LEVEL), dans le second cas ce sera une mesure de niveau électrique dont l'unité de mesure est le dBm (référence à 1 mW = 0 dBm dans 600 ohms).

En outre il est possible de l'utiliser en sonomètre et mesures pondérées A ou C, lesquelles pondérations correspondent à la largeur de bande transmise comme l'indique la figure 3.

Examinons à présent «les périphériques» qui permettent de tirer partie de toutes les possibilités de l'analyseur.

b) Le générateur de bruit rose

Un bruit rose est un processus aléatoire dont la densité spectrale de puissance est constante sur un octave.

Pour préciser les choses le bruit rose * n'est autre qu'un bruit blanc filtré à -3 dB/Octave. Le bruit blanc présentant une énergie constante sur un spectre de fréquence déterminé, il ne dépend pas de la fréquence considérée (figure 4).

L'excitation d'une enceinte et donc d'un local par un signal sinusoïdal, n'a que peu de rapport

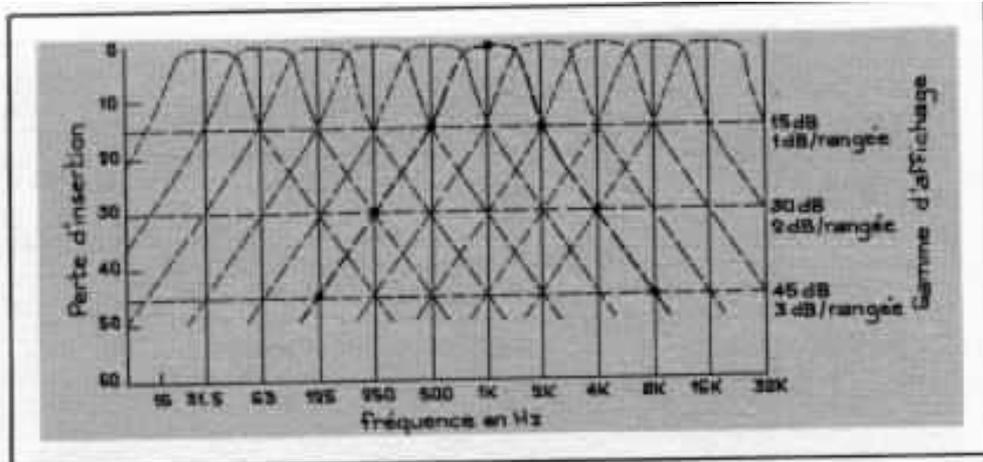


Fig. 2 : Caractéristique des filtres de l'analyseur IE-10A.

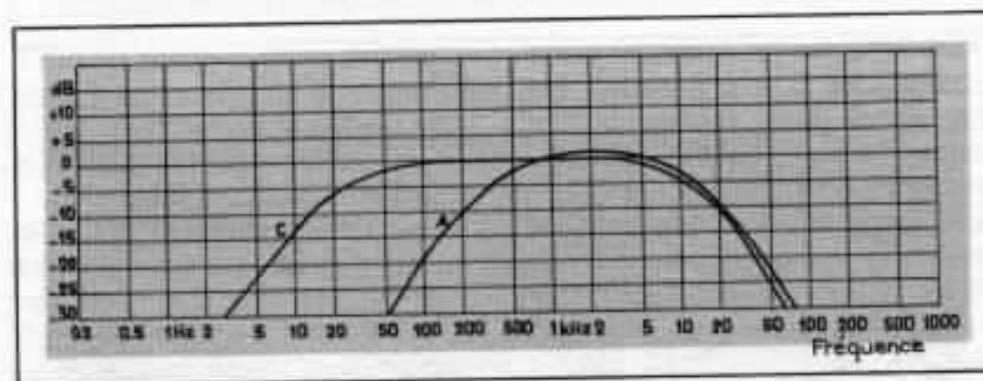


Fig. 3 : Répartition en fréquence des pondérations A et C.

* Celui-ci est généré, dans le cas du IE 20 A, à partir d'un circuit digital CMOS commandé par une horloge dont la fréquence est de 250 kHz, des impulsions ou bits, d'amplitude fixée sont donc émises suivant cette fréquence de répétition par groupe, ou mot d'un certain nombre de bits.

La longueur de ces mots peut atteindre plus de deux milliards de bits, on obtient un bruit binaire (car deux niveaux seulement) dont la période de répétition est de l'ordre de 2,4 heures. Après filtrage approprié de ce bruit on génère une distribution gaussienne aléatoire qui n'est autre qu'un bruit blanc, un filtrage à -3 dB/octave de celui-ci donne un bruit rose.

avec un message musical. Celui-ci est constitué d'une succession d'événements transitoires d'amplitude et de durées différentes.

En cela l'analyse d'un système électroacoustique par un bruit rose est tout de même plus réaliste. Sur le plan physique une telle stimulation se rapproche beaucoup plus d'un message musical pour les trois raisons suivantes :

- Plusieurs fréquences sont stimulées simultanément de manière aléatoire.
- La perception d'un bruit rose a plus de réalité qu'un signal sinusoïdal.
- Enfin la répartition amplitude fréquence correspond d'assez près à la distribution que l'on rencontre dans un signal musical.

Le bruit rose constitue donc un signal de test bien approprié à une mesure acoustique.

L'injection d'un tel bruit dans un amplificateur qui le transmet aux enceintes puis dans le local, permet donc de visualiser aisément l'atténuation et l'augmentation de telle ou telle fréquence, soit dans le système électroacoustique soit dans le local même, qui se comporte comme un oscillateur acoustique à trois dimensions présentant inévitablement des fréquences de résonance.

c) Disque de mesure

Il constitue une source très bien adaptée car il permet un test global de l'ensemble de l'installation, en incluant la cellule.

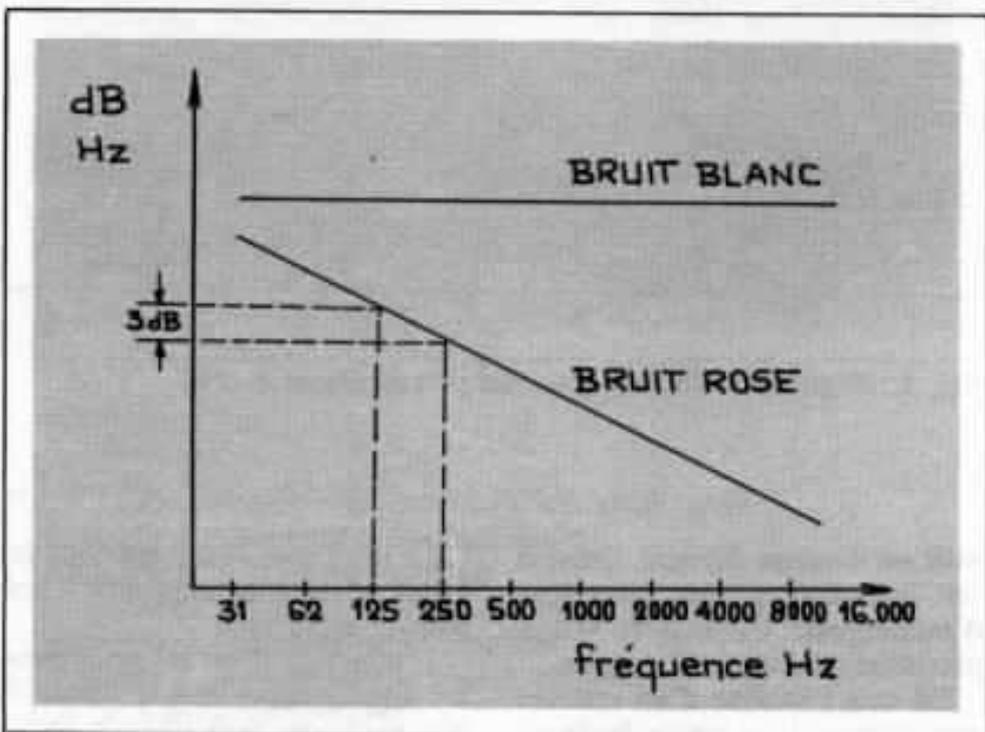
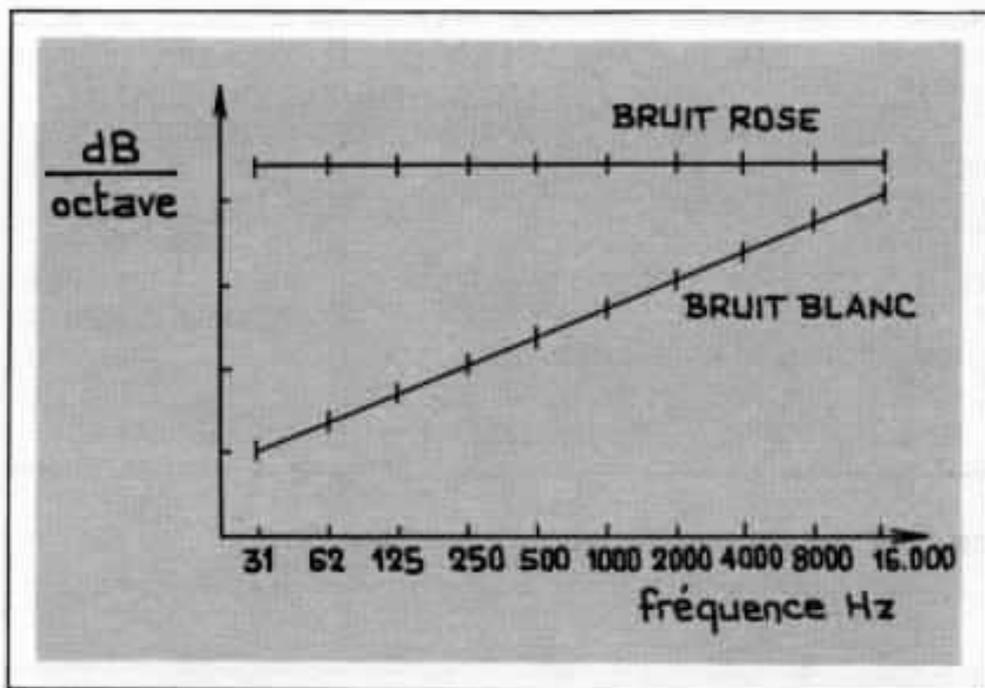


Fig. 4 : caractéristiques du bruit rose et du bruit blanc

Cela est un point important, car cet élément est loin d'être le plus linéaire.

Un disque tel que le CBS STR. 140 comporte tous les éléments pour réaliser une analyse d'un système acoustique, bruit rose, spot de fréquence, dans la bande 30-14000 Hz et des fréquences glissantes par 1/3 octave, dans la bande 30-15000 Hz, ainsi que des signaux de référence à 1 kHz.

d) L'analyseur de distorsion et l'oscillateur

Pour compléter le domaine d'application de l'analyseur de spectre qui peut fonctionner en mesureur de tension comme nous l'avons vu, un distorsiomètre le IE 15 A permet d'effectuer des mesures de distorsion harmonique (THD).

Pour cela un oscillateur génère une fréquence donnée de 1 kHz

qui est envoyée dans le système à analyser, la distorsion créée apparaîtra comme des signaux de fréquence multiple de la fréquence fondamentale.

Pour détecter ces signaux parasites, un filtre réjecteur à forte atténuation permet d'éliminer la fréquence d'excitation, 1 kHz dans notre cas.

Il ne reste plus que les signaux de distorsion dont il suffit de mesurer le niveau relatif Figure 5

$$D = \frac{\sqrt{E_2^2 + E_3^2 + E_4^2 + \dots + E_n^2}}{E_1}$$

où D : pourcentage de distorsion
 E_1 : tension du fondamental mesurée à la sortie de l'amplificateur à tester

E_2 à E_n : tensions des composantes de distorsion harmonique mesurées à la sortie de l'amplificateur à tester.

Cette mesure peut s'effectuer avec l'analyseur IE 10 A utilisé en excitation externe. Un cache placé sur l'affichage permet une mesure directe du pourcentage de distorsion par harmoniques.

Après ces considérations, quelque peu rébarbatives mais néanmoins nécessaires pour mieux comprendre le pourquoi et le comment de ce que l'on mesure, abordons l'utilisation.

2 - MESURE DE LA REPONSE EN FREQUENCE D'UNE INSTALLATION CHAÎNE PLUS LOCAL

Le signal de référence est un bruit rose que l'on peut obtenir par un générateur type IE 20 A, ou par un disque de mesure comme le CBS. STR 140.

Tout d'abord il convient de mesurer le niveau sonore dans la pièce à l'aide de l'analyseur utilisé en sonomètre afin de se placer à un niveau convenable.

En effet pour l'oreille, un bruit rose paraît beaucoup plus intense qu'un message musical. Ceci peut s'expliquer de par le fait que de nombreuses fréquences sont sti-

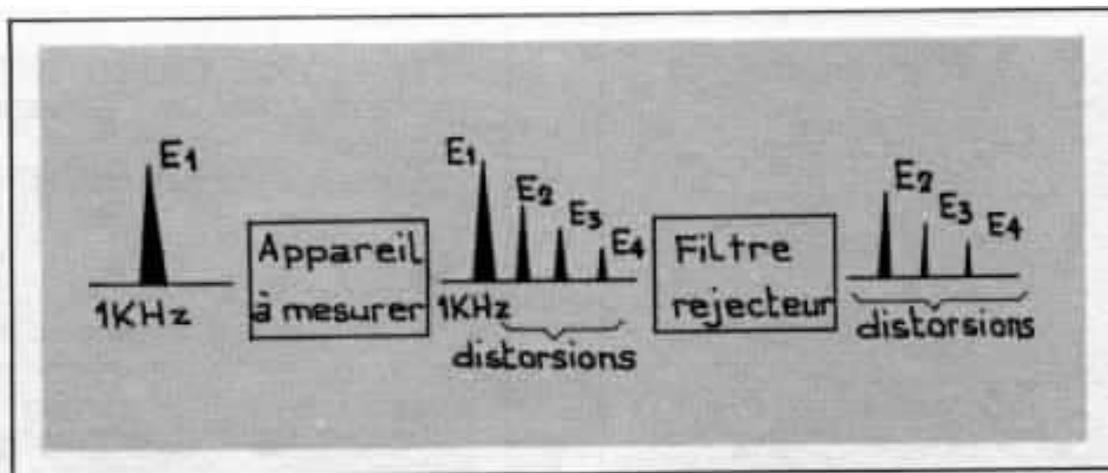


Fig. 5 : Schéma de principe d'un analyseur de distorsion harmonique.

mulées simultanément et que l'intérêt d'un bruit rose, qui se rapproche du bruit d'une cascade, n'est pas majeur !

Le réglage de niveau moyen, si on peut l'appeler ainsi, est nécessaire car les caractéristiques d'un haut-parleur varient inévitablement en fonction de la pression sonore qu'il doit délivrer. Cela est d'autant plus vrai pour certains tweeters que leur surface de rayonnement est faible, nous mettons ce point en évidence par la suite.

Lorsque cet étalonnage est fait on commute en analyseur, les perturbations de quelques dB qui peuvent «effrayer» sur la courbe de réponse d'une enceinte mesurée en chambre sourde, se transforment en dix, quinze voire vingt dB dans votre salon.

La figure 6 indique la réponse dans un local de dimensions moyennes préalablement aménagé sur le plan de la correction, passive, suivant les critères de base dont nous vous avons déjà parlé dans le premier numéro.

De nombreuses mesures nous ont confirmé cet aspect général où le grave (60-80 Hz) est prédominant dans des pièces d'écoute domestique.

Le grand intérêt de ce petit analyseur est sa maniabilité, il est aisé de faire une mesure sur le lieu

d'écoute précis et de se promener dans la pièce afin de «dégrossir» les zones d'excitation se situant dans le grave et le bas médium.

La modification de l'emplacement des enceintes, leur inclinaison tant horizontale que verticale peut être analysée de façon rationnelle en déterminant les lobes de directivité dans l'aigu. Cependant il est bien souvent impossible de se rapprocher de la ligne droite, les résonances principales inhérentes aux dimensions même de la pièce sont immuables.

Nous avons branché un égaliseur dont les fréquences des filtres par octave, comme l'indique la figure 7, correspondent pratiquement aux fréquences de l'analyseur.

En procédant sur un canal, puis sur l'autre il est assez aisé après des retouches successives, d'arriver à une courbe tenant dans 3 dB de 60 Hz à 16 kHz.

Il serait cependant illusoire de croire que l'on a atteint la perfection, des pics ou des creux d'amplitude marquée peuvent encore nous échapper compte tenu de la résolution un peu grossière de notre système par octave.

Par ailleurs on peut penser qu'une résonance très aiguë se traduisant par un pic étroit, perturbe l'écoute dans de bien moindres proportions qu'une

bosse couvrant un ou deux octaves, même si celle-ci est d'amplitude beaucoup moins élevée que celle du pic. Une explication peut en être donnée, en effet une toute petite portion de fréquence sera lors d'écoute musicale, beaucoup moins sollicitée qu'une bande de fréquence plus large.

Lors de l'écoute, qui en fait peut être considérée comme une intégration d'événements se produisant suivant un certain laps de temps, cette perturbation sera beaucoup moins ressentie. L'intégration d'un pic donnera une surface beaucoup plus faible que celle obtenue par l'intégration d'une bosse.

Certains auteurs prétendent même qu'une courbe de réponse présentant une multitude d'oscillations très étroites est généralement plus agréable qu'une courbe très régulière ne présentant que de faibles ondulations.

Ces mesures ont été effectuées avec le générateur de bruit rose.

L'utilisation du disque nous a permis de recouper ces résultats avec toutefois une légère atténuation dans l'extrême aigu provenant de la cellule.

L'analyse de la réponse du système avec des fréquences glissantes par tiers d'octave et en utilisant le IE 10 A en sonomètre nous a permis de visualiser des ir-

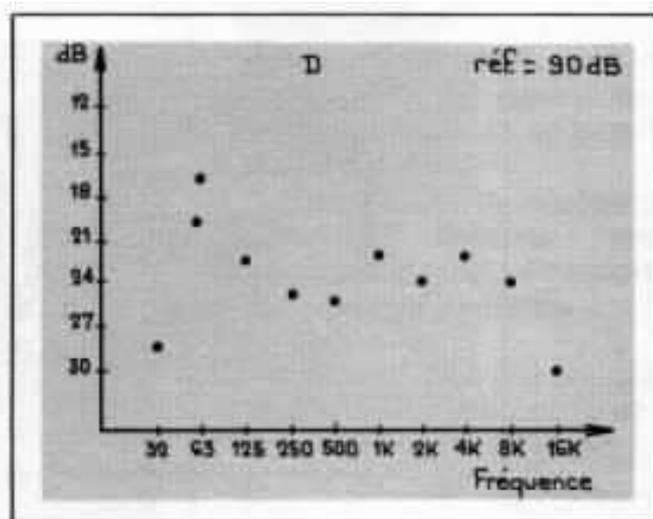
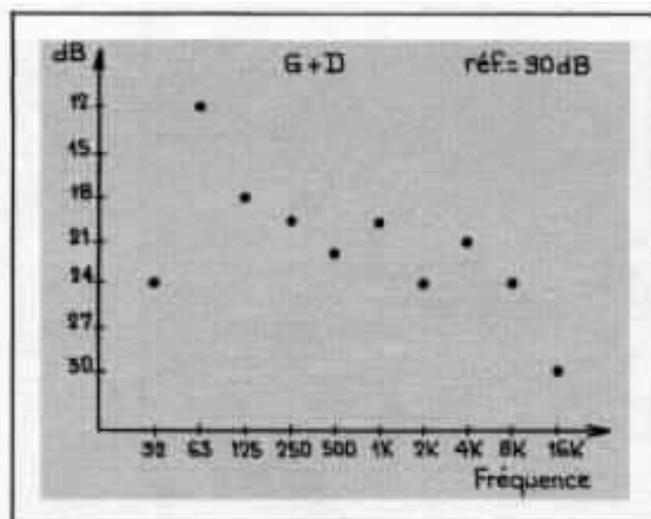
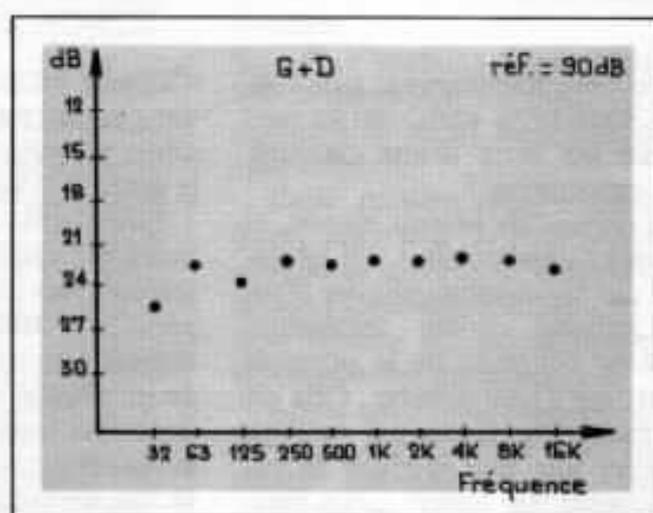
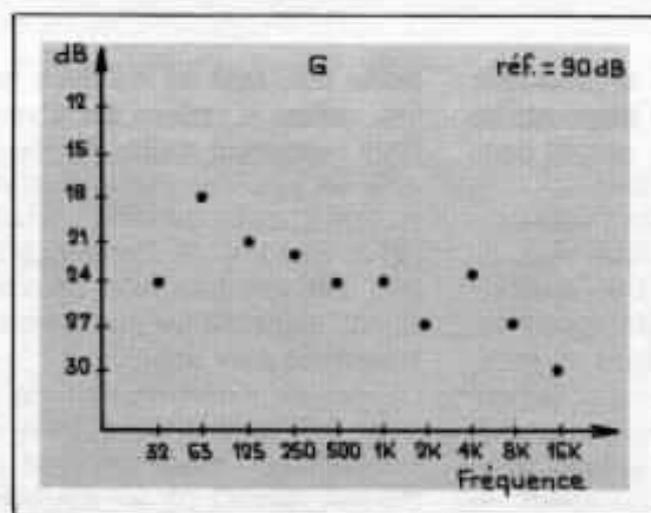


Fig. 6 : Correction par égaliseur :
a) Réponse des deux canaux avant correction.

b) Réponse du canal droit avant correction.



c) Réponse du canal gauche avant correction.

d) Résultat obtenu après correction.

régularités qui subsistaient principalement aux alentours de 80 Hz et que l'analyse par octave ne pouvait mettre en évidence.

Cependant compte tenu de notre correcteur nous n'avons pu niveler les dernières irrégularités.

Le résultat final est néanmoins très satisfaisant, il serait illusoire de prétendre à une réponse linéaire à 2 dB comme nous l'avons déjà dit, la résolution en fréquence aussi bien de l'analyseur que du correcteur mis en œuvre n'est pas suffisamment fine.

Une investigation plus poussée nécessiterait une analyse par tiers d'octave ou encore, ce qui serait mieux, un enregistrement sur papier en continu de façon à mettre en évidence de manière précise la fréquence des résonances, avec

leurs amplitudes et leurs largeurs de bande. Muni de ces données il est alors possible de mettre convenablement en œuvre un correcteur paramétrique.

Mais là n'est pas le but de notre article où nous voulons montrer qu'avec des moyens relativement simples et peu onéreux il est possible d'arriver à éliminer les principaux défauts, qui malgré ce que l'on pourrait penser, ne sont pas si aisés à mettre en évidence à l'écoute.

Afin d'arriver à un résultat de correction que l'on conservera il est bon de reprendre l'égalisation en commençant par diverses fréquences. Ainsi en procédant par plusieurs retouches on arrive à retrouver le même résultat à quelques dB près. Preuve que le pro-

blème a été convenablement cerné. Nous avons à titre indicatif mesuré la distorsion par harmonique avec et sans correction, les résultats ont été les suivants :

0,009% sans correction

0,056% avec correction

les mesures ont été effectuées avec le IE 15 A.

Les perturbations introduites sur ce plan sont donc minimes.

Les trois boîtes noires dont nous disposons nous permettraient d'effectuer bien d'autres mesures, (réglages de magnétophone, mesure de bruit, de pente, de puissance...). Cependant nous n'avons pas voulu rentrer dans les détails pensant que cela présentait moins d'intérêt au niveau de cet article. Il n'en reste pas moins

vrai que la sensibilité, la fidélité et la commodité de ce matériel sont assez étonnantes.

3 - REMARQUES QUANT AUX RESULTATS D'ECOUTE

Nous ne reviendrons pas en détail sur l'apport incontestable d'une linéarisation de la réponse globale : élimination de l'effet de masque causé par des résonances dans le grave et le bas médium; aération de l'image sonore qui paraît beaucoup plus large...

Nous allons plutôt essayer de voir pourquoi une écoute parfaitement linéaire n'est pas toujours celle qui paraît la plus «agréable» principalement dans le haut du spectre.

A ce sujet nous pouvons formuler quelques hypothèses :

- Il faut bien voir que l'enregistrement est très rarement fait dans la salle où l'on écoute la musique et là il intervient d'autres données telles que le temps de réverbération qui a également son influence sur la perception.

- Cette perception s'effectue par une détection d'énergie et non pas de pression comme cela est le cas pour une mesure de réponse acoustique. De plus l'oreille est un capteur de transitoire et non pas de niveau.

- Une linéarisation de la courbe de réponse faite au point d'écoute s'accompagne généralement d'une remontée assez marquée dans le haut du spectre, du fait qu'un tweeter conventionnel rayonne très peu d'énergie au delà d'une certaine distance. Une telle accentuation peut l'obliger à fonctionner dans une zone où ses caractéristiques ne sont pas optimales, pouvant s'accompagner de non-linéarités.

- Pour compenser le manque de dynamique dont souffre pratiquement tous les matériels, il est commun d'écouter à des niveaux sonores peu réalistes, afin de donner une impression subjective de

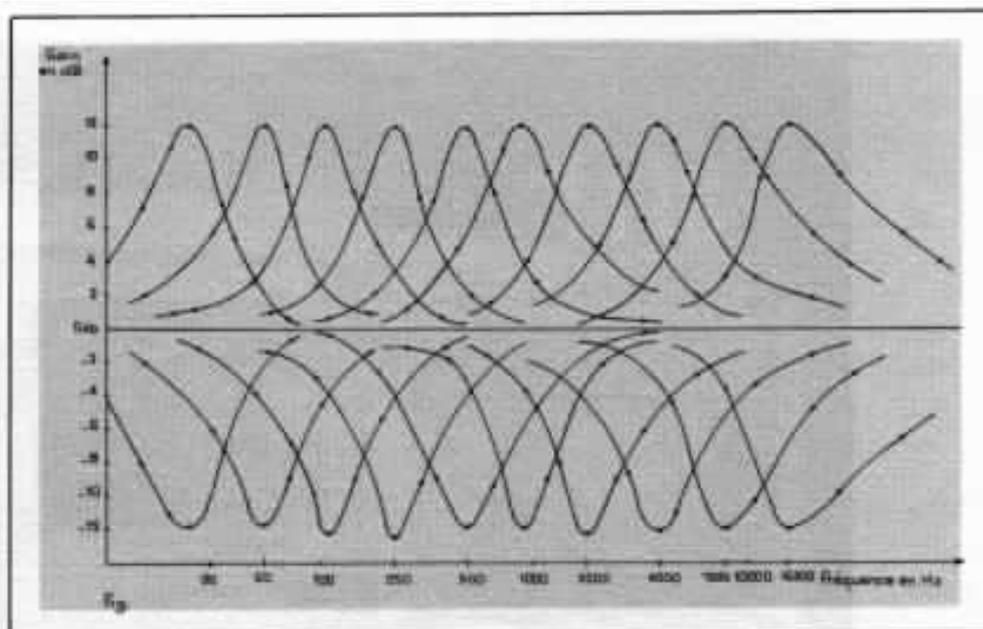


Fig. 7 : Réponse mesurée de l'égaliseur utilisé.

dynamique.

A ce sujet, un système amorti convenablement donne l'impression d'étouffer la musique, par contre, un système présentant un dépassement à une perturbation transitoire donnera une impression de dynamique.

- De par sa structure, un haut-parleur de grave possède une masse de membrane non négligeable, il aura une réponse impulsionnelle bien moins bonne qu'un tweeter ou un médium qui lui, a une faible inertie.

Il se pourrait que cette différence de comportement transitoire se traduise par une prédominance des fréquences élevées mieux restituées en dynamique car rappelons que l'oreille est beaucoup plus sensible aux transitoires qu'aux niveaux.

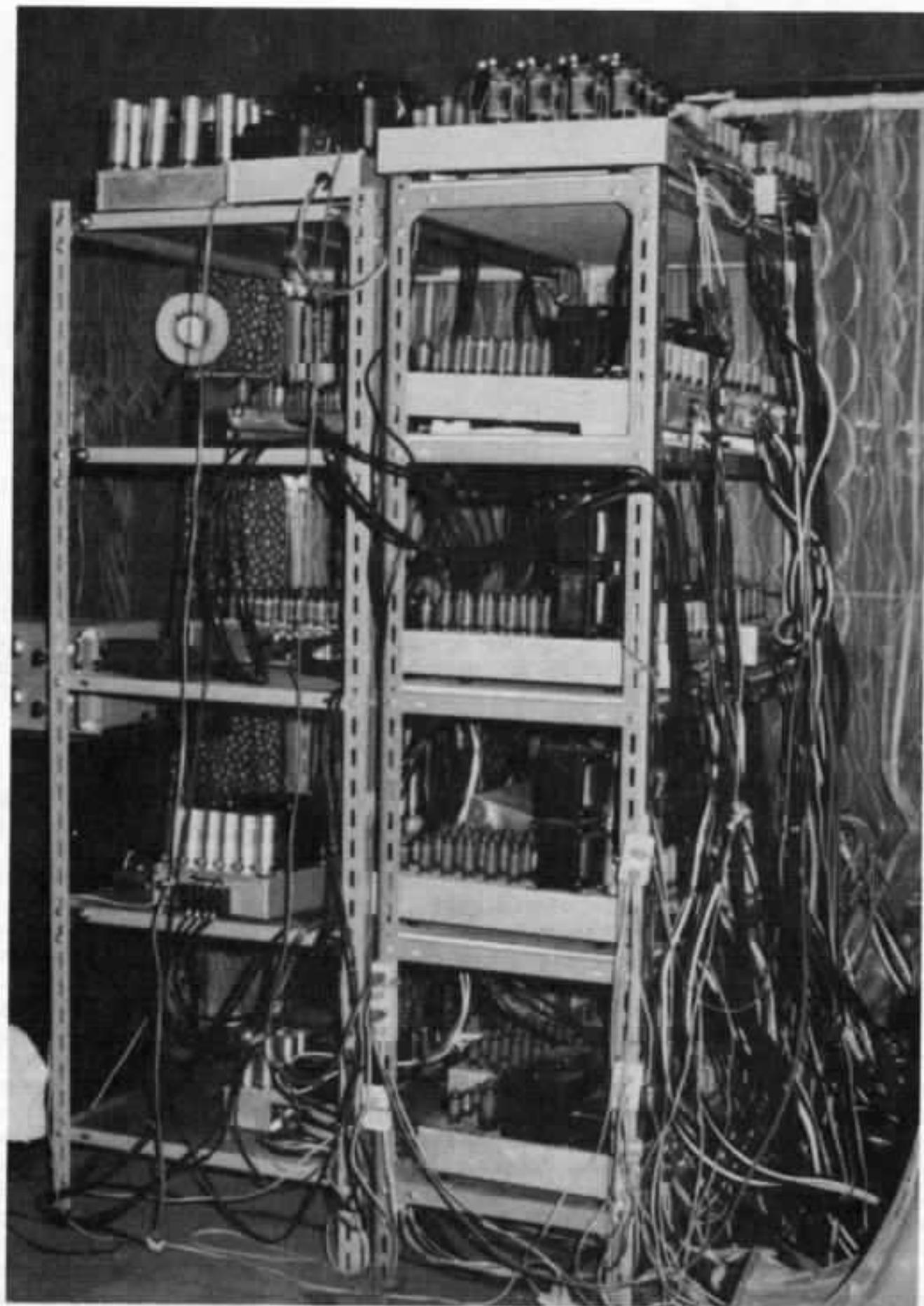
- Une pièce à un caractère propre, dû à ses résonances. L'oreille analyse inconsciemment ces caractéristiques en fonction du son de la voix par exemple et les mémorise. Une linéarisation de la réponse tend à éliminer ces perturbations et par là même le caractère typique de la pièce auquel l'oreille s'est adaptée. (Cet aspect de la reconnaissance perceptive est connu sous le nom d'effet de la fenêtre ouverte).

- Bien souvent l'enregistrement se fait avec des micros présentant une bosse dans le haut du spectre donnant un côté analytique appréciable sur un système traditionnel non corrigé atténuant le haut du spectre à une distance correspondant à la position d'écoute. Cependant, sur une chaîne «très performante» le son deviendra «CRIARD» surtout si l'on écoute à un niveau élevé.

- La correction apporte inévitablement une modification de phase qui n'est pas sans influencer sur la réponse transitoire.

Tous ces facteurs quelque peu empiriques nous montrent la complexité du phénomène, et les mesures que l'on peut effectuer sont encore loin de définir une restitution sonore dans son intégrité. Il n'en reste pas moins vrai qu'une optimisation de la réponse en fréquence telle qu'on peut la faire avec un petit analyseur en temps réel comme celui que nous avons utilisé est toujours bénéfique, c'est un élément de fidélité, mais malheureusement pas le seul.

La finalité étant l'écoute, rien ne doit être négligé afin de réaliser une approche rationnelle de certains paramètres mesurables du local d'écoute.



Vue imposante du rack contenant les nombreux amplificateurs à tubes OTL (Output TransformerLess). Tous les câbles de sortie sont soudés directement et les câbles sélectionnés pour une perte minimum. Noter les nombreuses alimentations indépendantes. Le préamplificateur en comporte huit séparées, soit une par tube. L'alimentation générale se fait sur secteur 220 V (au lieu de 100 V).

Les recherches de Monsieur Iwata

Jean Hiraga

La GRANDE chaîne Hi-Fi, faite de nombreux composants sophistiqués, celà n'est plus rare au Japon : Cinq tables de lectures, soixante phonolecteurs, filtre électronique cinq voies, dix amplificateurs classe A, quatre bonnes paires d'enceintes de très grande classe, cinq ou six mille disques soigneusement choisis ne sont plus des choses que l'on rencontre rarement. Souvent, c'est par snobisme que de tels audiophiles se procurent le plus haut de la gamme, pour qui la plus grande joie n'est pas d'écouter en solitaire un disque préféré, mais surtout de faire écouter et épater les autres financièrement impuissants.

Bien sûr, quelques unes de ces chaînes sont d'un intérêt réel, même si composées de maillons très connus. D'autres chaînes sont déjà plus intéressantes, vu que l'audiophile en question a retouché plusieurs maillons : amplificateurs réalisés par lui-même, voire même phonolecteurs ou haut-parleurs.

Mais pour l'Audiophile, il fallait beaucoup mieux. En effet le cas de Mr Iwata, atteint du mal de la Hi-Fi au plus haut degré, est unique au Japon et peut-être au monde. Jamais un puriste n'a osé consacrer pratiquement plus de trente années (pratiquement à plein temps) à la recherche. Aussi, lorsque l'on visite l'auditorium de Mr Iwata, la surprise est bien grande : aucun maillon, depuis le phonolecteur au pavillon final n'a pas été sans être retouché, amélioré, étudié.

Le départ : un haut-parleur solo

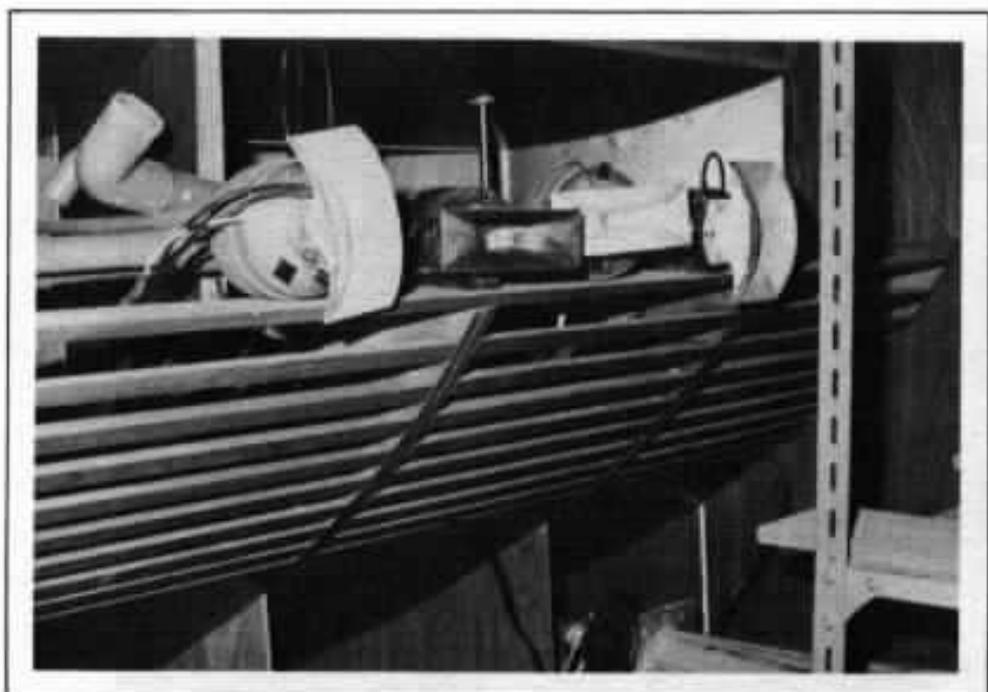
En ayant un esprit aussi puriste que Mr Iwata, âgé actuellement de soixante quinze ans, on arrive à le comprendre tout en l'admirant pour sa persévérance.

Celà est arrivé avec un haut-parleur solo, de 16 cm, l'un des premiers de haute qualité fabriqué au Japon il y a trente ans : suspension de peau de chamois,

spider remplacé par des fils de soie, enceinte en ciment armé de 15 cm d'épaisseur.

C'était très bien pour l'époque. Mais Mr Iwata est un éternel insatisfait : remplacement de ses amplificateurs (tubes 2A3) par des amplificateurs sans transformateurs de sortie. A l'époque, il n'existait pas de tubes à impédance interne aussi faible, et Mr Iwa-

ta rebobinait ses haut-parleurs pour une impédance de 800 Ohms. Peu après, l'ascension continue : adjonction d'un tweeter, d'un haut-parleur de grave, étude de l'acoustique du local. Remplacement du filtre passif par un autre de plus haute qualité. Remplacement de la table de lecture, du bras de lecture. Mais s'il y consacre plusieurs heures par



On voit l'extrémité de bouche du pavillon de grave sur lesquels sont disposés quatre tweeter, eux aussi à pavillon. On peut remarquer les fentes s'élargissant vers la fin du pavillon, pour améliorer l'adaptation du pavillon vis à vis de l'impédance de l'air.

jour, Mr Iwata n'est pas libre la matinée, ses études poussées dans la construction des tunnels et des ponts ne laissent pas les compagnies de chemin de fer indifférentes et il doit leur consacrer une bonne part de son précieux temps.

Mais ce travail lui sera plus que profitable, car l'étude des tunnels, surtout plus récemment ceux destinés au train super express «Hikari» (200 km/h, Osaka-Tokyo en trois heures 10 mn) le poussera petit à petit à l'idée d'améliorer et d'étudier les pavillons pour haut-parleurs à chambre de compression : Etudes des pressions et décompressions. L'analyse du principe des pots d'échappement et aussi des «silencieux» pour armes à feu lui donne l'idée de réaliser un tunnel «silencieux», c'est à dire ne provoquant pas de choc de pression soudaine, lorsque le train entre dans le tunnel, l'extrémité du tunnel est faite d'une multitude de fenêtres dont la surface va réduire petit à petit. Ainsi le changement de pression va se faire graduellement et non brusquement. De

nombreux essais en font une réussite parfaite et Mr Iwata connaît un grand succès.

Cela donna l'idée à Mr Iwata de réaliser un pavillon de grave dont l'extrémité, au lieu de se terminer brusquement, comportera des fentes de plus en plus espacées. Le but est le même : provoquer un changement de pression progressif s'adaptant mieux à l'impédance de l'air ambiant et détériorant moins l'onde acoustique. La photo, montre l'extrémité du pavillon grave (coupure 30 Hz) à décompression laminaire progressive.

Voie grave : 36 haut-parleurs par canal

L'idée d'utiliser tant de haut-parleurs dans cette voie grave est surtout une question de rendement acoustique que Mr Iwata voulait aussi élevé que possible. Chaque haut-parleur de grave est lui-même muni d'un diffuseur avant et arrière soigneusement ajusté à l'écoute et aussi à l'aide de signaux carrés et trains d'ondes.

Les pavillons

Ce système est celui que Mr Iwata a choisi : maximum de rendement, faible distorsion si bien étudié, grande définition si la chambre de compression est de bonne qualité. Pour le pavillon de médium grave, dont la surface de bouche est imposante : 1,5 m² environ, il utilise une chambre de compression RCA ancien modèle. Pour les pavillons de médium et aigu, ce sont principalement des Onken, pour qui Mr Iwata est l'un des premiers clients. Toutefois, ceux-ci sont modifiés : pavillon différent, partie arrière remplacée par un long tube replié, pour équilibrer les pressions avant-arrière.

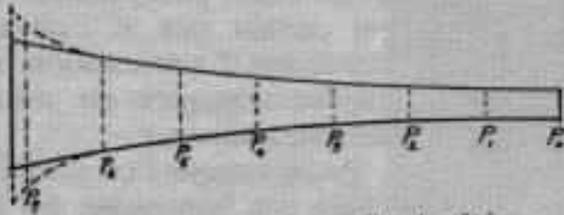
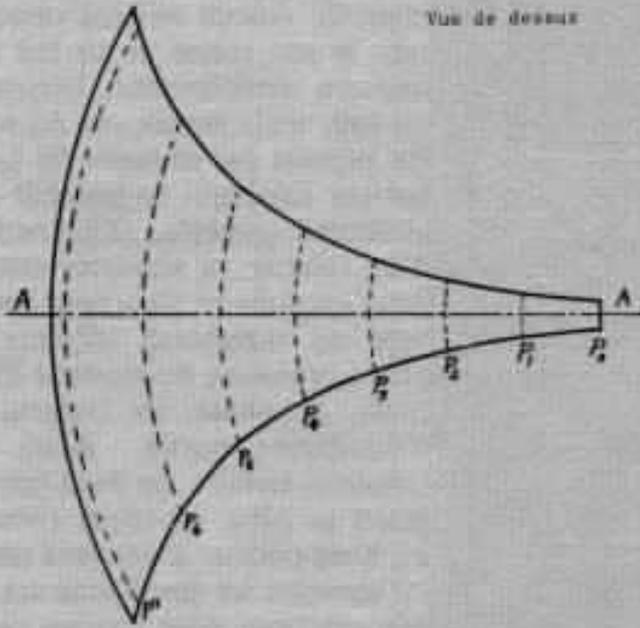
L'étude des pavillons est le «dada» principal de Mr Iwata actuellement. Rejetant les théories de Slépián, Olson, Hackley, Klipsch, Altec, ses dons de physicien et de mathématicien, ses expériences innombrables (il a fabriqué plus de 180 formes différentes de pavillon et plus de 400 pavillons, dont le plus lourd pèse quelques 800 kg) ont conduit à la réalisation de pavillons de hautes performances.

La figure montre l'avantage de son pavillon, le pavillon Iwata. En effet, la forme de celui-ci, qui n'est ni conique, ni parabolique, ni exponentielle, ni mixte, permet d'obtenir un idéal en matière de taux d'augmentation de l'aire des sections successives offrant une courbe de progression essentiellement linéaire. Sur le plan latéral, ce n'est donc pas une progression sous angle constant, de 60° ou 90° mais qui tient compte des rapports largeur/hauteur/surface. Sur la figure on voit l'amélioration apportée par la courbe 1 et 2 (pavillons Iwata) par rapport aux courbes 3, 4, exponentielles ou du genre Olson.

La plupart du temps, le non respect de la progression (renflements après la gorge, rétrécissements, systèmes multicellules) sont destinés à linéariser la courbe

Pavillon Iwata
(courbe n° 1)

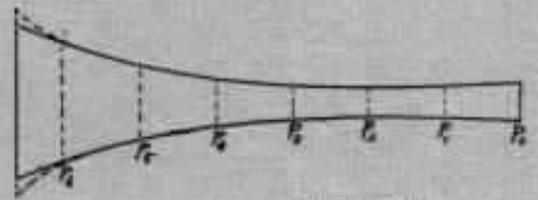
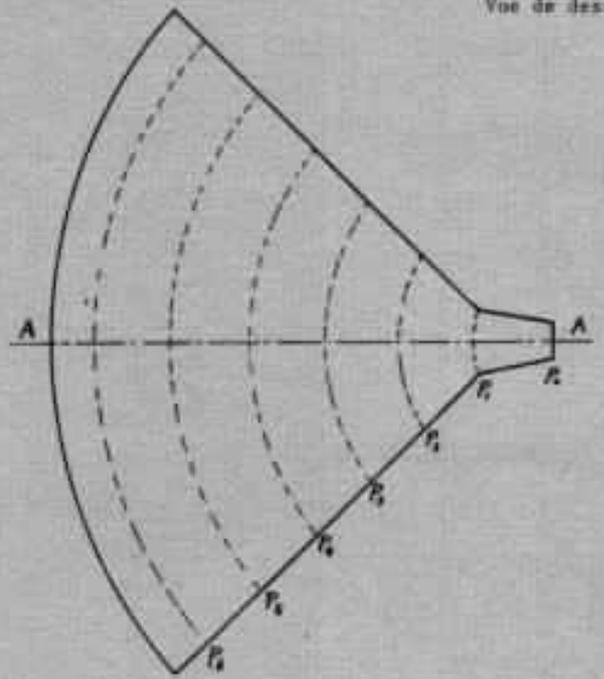
Vue de dessus



Vue de côté

Pavillon exponentiel, à 90°

Vue de dessus



Vue de côté

Pavillon Iwata

N° 1

P ₁	1,6
P ₂	2,2
P ₃	2,8
P ₄	3,4
P ₅	4,0
P ₆	4,6
P ₇	5,2

N° 2

P ₁	1,61
P ₂	2,22
P ₃	2,84
P ₄	3,48
P ₅	4,16
P ₆	4,92
P ₇	5,84

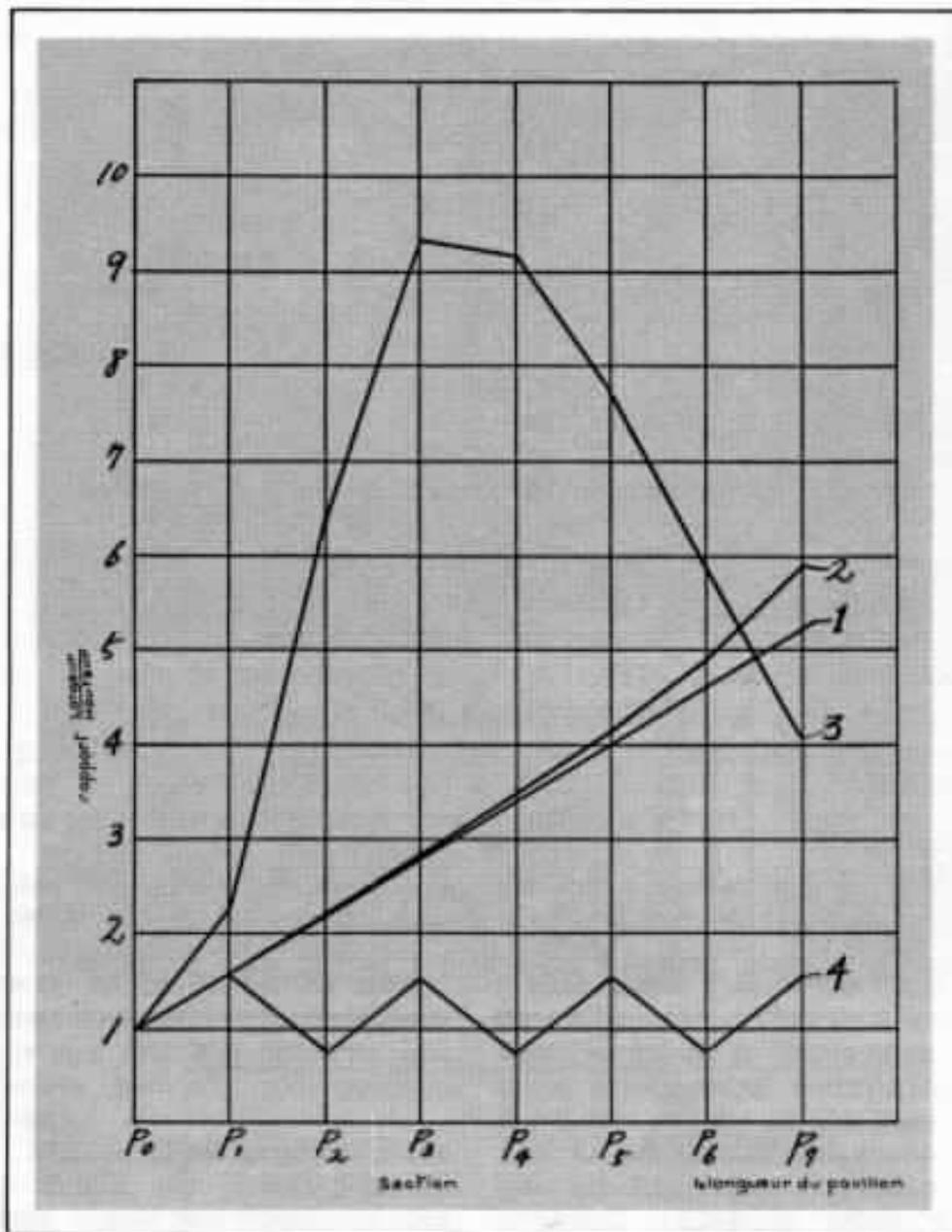
N° 3
(Exponentiel)

P ₁	2,03
P ₂	6,39
P ₃	9,39
P ₄	9,19
P ₅	7,69
P ₆	5,83
P ₇	4,07

N° 4
(Mixte)

P ₁	1,57
P ₂	0,79
P ₃	1,57
P ₄	0,79
P ₅	1,57
P ₆	0,79
P ₇	1,57

Progression de l'aire des sections pour différents pavillons.



- 1 - Pavillon Iwata ancien modèle
- 2 - Pavillon Iwata, nouveau modèle
- 3 - Pavillon exponentiel, ouverture 90°
- 4 - Système mixte dit «Olson» ou Altec.

Courbe de progression de différents pavillons montrant la supériorité du pavillon Iwata.

de réponse ou provoquer un effet acoustique désiré (sur la voix par exemple, dans le cas de systèmes de sonorisation). Cependant ceci s'accompagne obligatoirement d'une augmentation de la distorsion et une perte de définition. Sans aucun de ces accessoires, Mr Iwata arrive cependant à obtenir des performances sans équivalent de directivité, distorsion et linéa-

rité. Dernièrement, la revue *Musen Jikken* (Radio Experimenter's Magazine), dans un numéro spécial sur pavillons et haut-parleurs, donnait un résultat de mesure sur une dizaine de pavillons où celui de Mr Iwata était incontestablement le meilleur (moyenne de 12 dB de moins en distorsion). Pourtant, malgré un tel réconfortement, Mr Iwata rejette presque

toujours son travail passé, de peur d'établir un *nouveau* projet sur une base *fausse*, et dit :

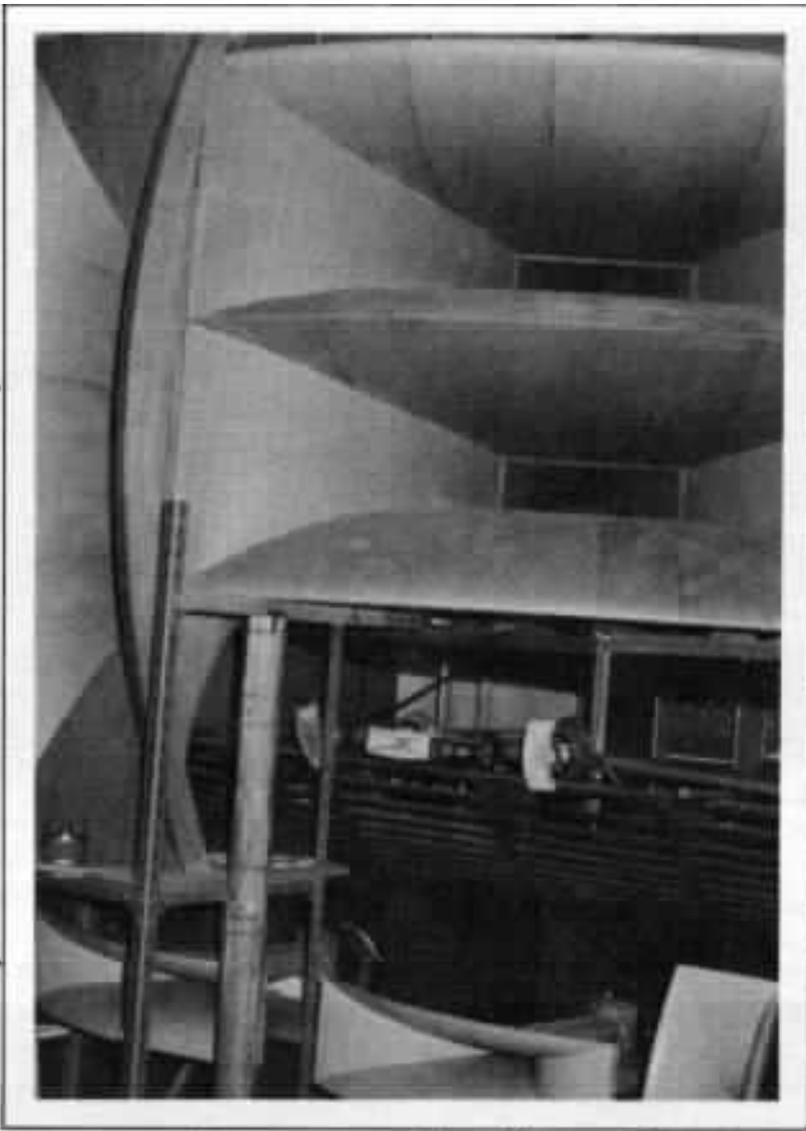
En Hi-Fi, chaque maillon est mauvais. Aucun ne peut «améliorer» le son même et ne fait que détruire partiellement, beaucoup ou peu, mais jamais pas du tout. En partant par exemple du haut-parleur solo, qui ne possède que quelques qualités, l'adjonction d'un tweeter va apporter une ou deux qualités en plus pour un revers de nombreux *défauts* en plus : problème de sonorité différente, de phase, de croisement, d'équilibre sonore. Ainsi, en ajoutant ensuite un haut-parleur grave en plus, un super tweeter, un haut-parleur d'extrême grave, en séparant les amplificateurs, les alimentations pour chaque canal, enfin celles pour chaque *tube* il est certain que si l'on obtient beaucoup d'amélioration, celle-ci est accompagnée de nombreux *défauts nouveaux*.

Aussi lorsque l'on soumet à Mr Iwata son impression sur un défaut ressenti, sa réponse n'est jamais immédiate. Après réflexion, il se met à broser un tableau de toutes les causes possibles et imaginables entraînant un tel défaut, qu'il cherche ensuite à vérifier une par une pour tenter de les éliminer.

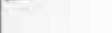
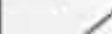
La chaîne de Mr Iwata : une description impossible

Les photos montrent l'impressionnant rack contenant une bonne vingtaine d'amplificateurs, tous à tubes, et de type OTL (sans transformateur de sortie) d'où sortent de nombreux câbles. On est surpris, lors de la mise en marche, d'entendre pendant plusieurs minutes le cliquetis de nombreux relais temporisés. Contrairement aux suppositions, le bruit de fond est quelques peu sensible, vu que Mr Iwata a supprimé *tous* les câbles blindés, même ceux reliant le préamplificateur (un modèle SRPP) au bras de lecture. C'est pour ces parties

grave
(30 ~ 80 Hz)



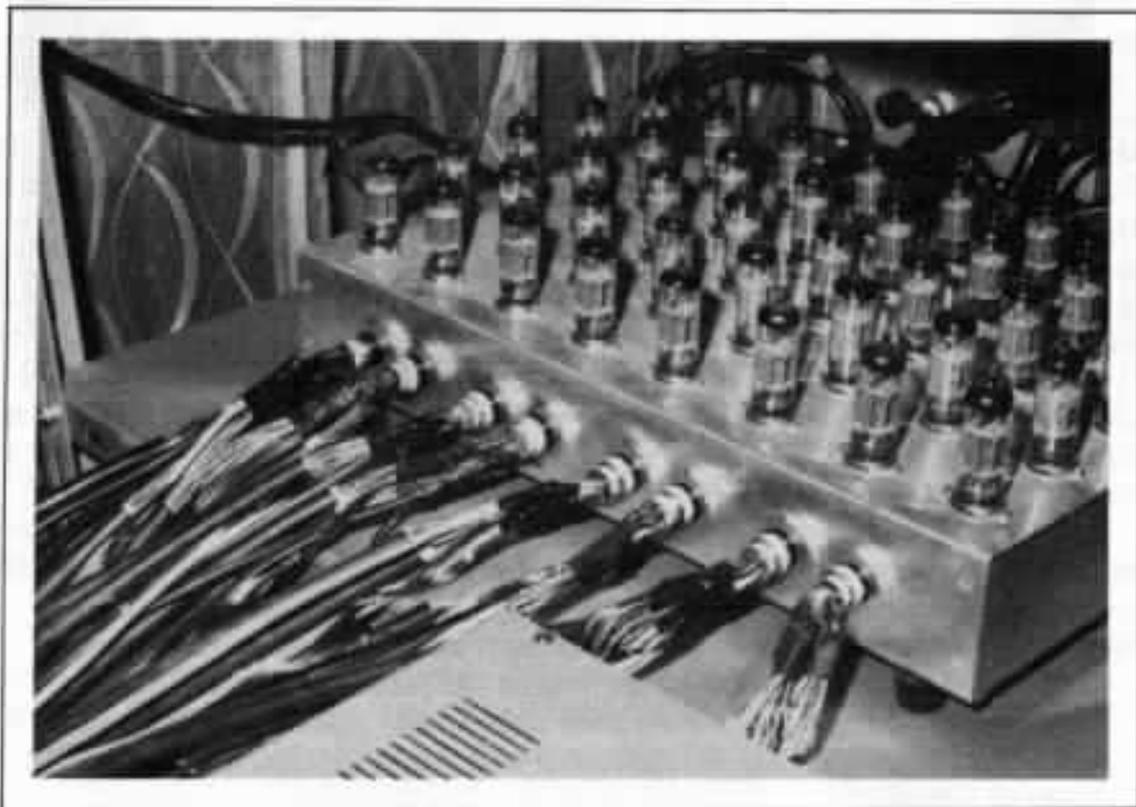
médium grave
(80 ~ 400 Hz)

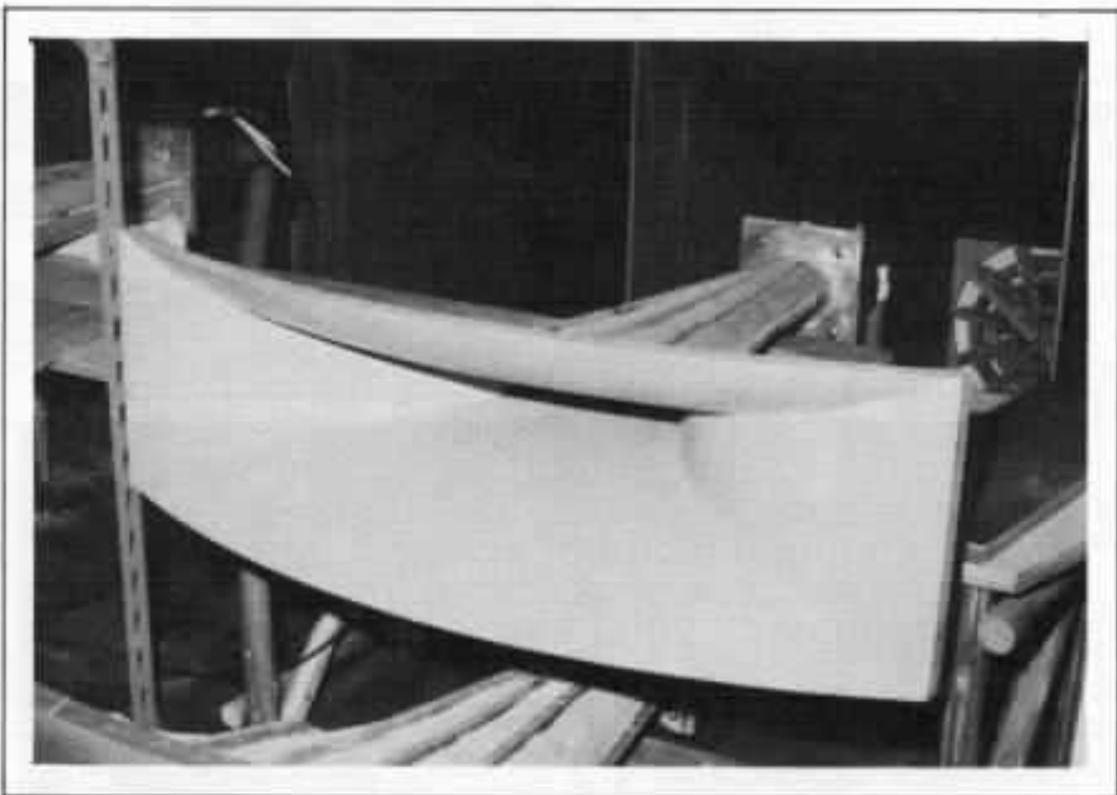
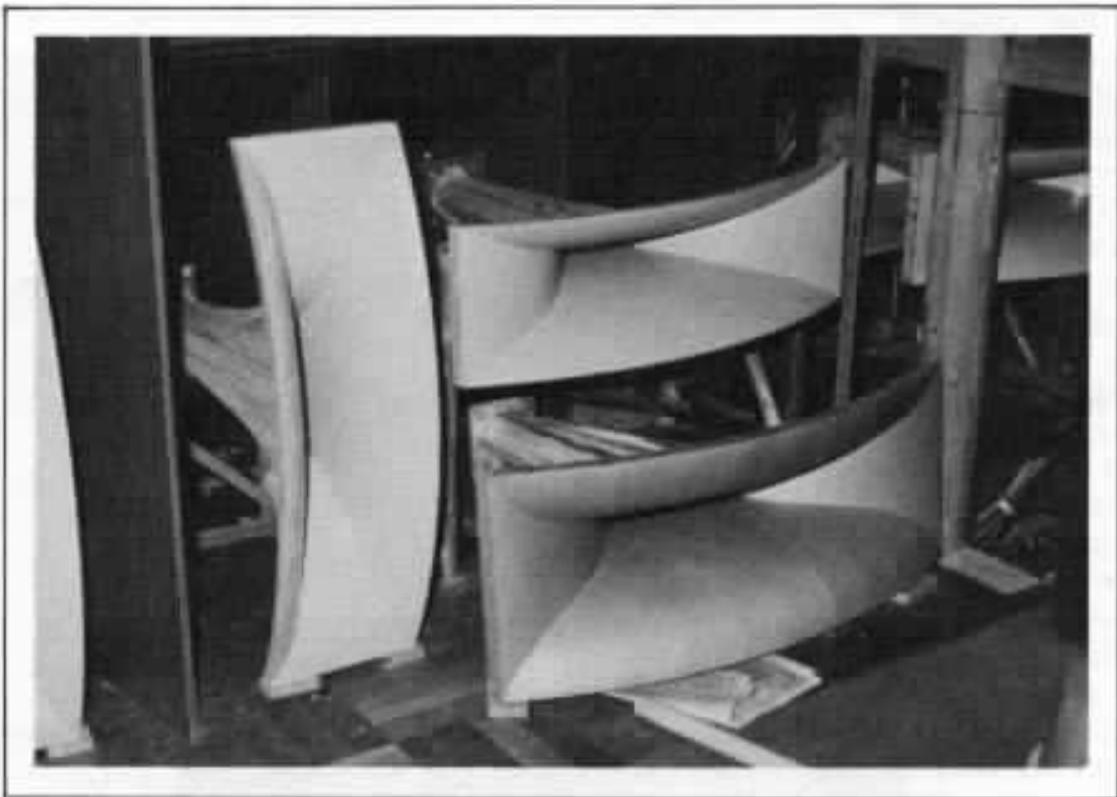


extrême grave
(20 ~ 30 Hz)



médium





Vue de quelques pavillons de médium (secteur 400 Hz 8000 Hz) les plus récents (terminés en fin décembre 1977), dont les résultats sont remarquables. L'extérieur de ceux-ci est amorti par un mélange de ciment et de fibres. Le moteur utilisé est un Onken OS 500MT New. La partie arrière est reliée à un long tube ajusté pour égaliser les pressions avant/arrière. La réalisation d'une paire demande environ 20 jours de travail.



Vue de la table de lecture, plusieurs fois modifiée, où l'on peut noter l'entraînement par courroie et par fil, d'un plateau ne pesant pas moins de 20 kg. Remarquer, au niveau de l'axe du bras les nombreux fils de Litz reliant la cellule au préamplificateur. La surface du plateau est recouverte de petits disques de plomb superposés entre lesquels sont insérés des fines couches de peau de chamois. Le support du bras est isolé. L'intérieur du socle est rempli de plomb.

déliçates l'utilisation de fils de Litz, multi-voies.

Le bras de pick-up utilise un axe de bras Stax UA3 sur lequel ont été montés un contrepois très court et lourd (pour réduire le moment d'inertie) et un bras fait de balsa, recouvert de gomme de silicone, pour réduire au minimum les vibrations parasites. Le porte cellule est de type «suspendu», pour éviter à la cellule soumise à des accélérations intenses, de transmettre des vibrations parasites au bras de lecture.

Pour les mêmes raisons, le couvre plateau, composé d'une multitude de disques de plomb montés en sandwich avec des couches de peau de chamois, le bras de pick-up au support isolé mécaniquement de la table de lecture, sont destinés à éviter les vibrations parasites, à supprimer toute absorption inutile pour tirer le maximum d'informations du disque.

La table de lecture de poids 20 kg est entraînée par un fil (au lieu d'une courroie), et un moteur de grande puissance.

Qualité subjective

Le système tel que présenté ici n'est certes pas exempt de défauts, certains audibles sans efforts. En écoutant donc non pas ces défauts, mais les qualités, on peut constater que celles-ci sont nombreuses, en particulier un positionnement en profondeur de grande précision et l'impression de «ressentir» les dimensions et caractéristiques acoustiques d'un local où est effectué l'enregistrement. Jamais on n'entend de son sortant d'un pavillon; c'est plutôt la fusion dans l'espace de ces innombrables haut-parleurs reformant avec homogénéité un son bien déterminé. Sur orchestre, on entend avec étonnement les instruments admirablement bien disposés latéralement et en profondeur et parfois un chœur aligné au fond, derrière les cuivres et les percussions (disque : Carmina Burana, D.G.G.).

Cependant malgré les nombreux haut-parleurs de grave, le grave n'a rien d'imposant, il est même volontairement atténué : Je préfère avoir une perte en niveau plutôt qu'une perte de quali-

té, dit Mr Iwata : Il se prépare à refaire les pavillons de grave suivant sa nouvelle méthode.

Mais Mr Iwata est avant tout d'une grande amabilité et d'une largeur d'esprit peu commune : il a réponse à tout, et possède dans sa tête une encyclopédie complète de nombreuses expériences et conclusions. Il ne faut pas croire que des audiophiles le visitent tous les jours. Mr Iwata est toujours resté dans l'ombre et l'on ne doit compter qu'au nombre de 6 les personnes qui ont pu écouter sa chaîne durant les dix dernières années, jusqu'en fin 77. L'été dernier, deux Français ont pu visiter son auditorium, non pas sans surprise.

Mr Iwata n'a pas hésité, il y a huit ans, à vendre son magnifique pavillon avec jardin aux environs d'Osaka, pour s'acheter un petit appartement adjoint à son auditorium, spécialement construit selon son idée. Président d'une société de construction de tunnels et ponts, il n'a pas hésité en 1976 à donner sa démission pour pouvoir donner non pas 50% mais 100% de son temps à sa recherche : Querelles de famille, menace de divorce, etc... A présent tout s'est arrangé. Mr Iwata regrette cependant une chose : il est devenu connu. En un mois, trois chaînes de télévision l'ont visité; on parle de lui dans les journaux; les revues lui demandent de faire passer des articles. Mais Mr Iwata reste toujours aussi humble. Je voudrais, dit-il, d'ici les dernières années me restant à vivre, tenter d'atteindre l'idéal que je recherche... Vous avez encore de longues années à vivre, Mr Iwata! lui a dit un audiophile sévère. Mais Mr Iwata ne se fâche jamais. Ce que je veux, c'est écouter de la musique. Pour l'instant, je n'arrive à reproduire que de la musique... Je consacrerai le reste de ma vie à y ajouter le reste : q-u-e-

Longue vie à Mr Iwata, en espérant que son but sera atteint rapidement.

**Page non
disponible**

L'approche du subjectif

G. Altieri

LA VALEUR DES MESURES

Dans notre premier article (L'Audiophile n° 2) nous avons exposé notre point de vue au sujet de la haute fidélité en tant que phénomène psycho-physiologique. En effet, la perception du message musical concerne l'intervention d'un ensemble d'organes et fonctions extrêmement complexe qui détermine nos facultés auditives. Nous avons conclu que l'illusion acoustique qui doit provoquer un système de reproduction de la musique et de la parole est fonction de certains paramètres physiques qui caractérisent le signal, et de la forme de réception, conduction et traitement au niveau central de ces signaux dans le système sensoriel de l'auditeur.

Tout perfectionnement réel touchant la technologie de la reproduction sonore doit donc tenir compte des principes fondamentaux qui sont responsables de la perception sous forme de musique de certains stimuli physiques lorsqu'ils arrivent à nos oreilles. Nous avons déjà parlé de la structure générale du système auditif, de la transformation et adaptation des organes au cours de l'évolution des espèces, et des propriétés de base des transducteurs biologiques et de la perception sensorielle. Le but de cette deuxième partie de notre recherche est l'étude de la réception d'un stimulus sonore et la conduction de son image sensorielle à travers des voies spécialisées jusqu'au cerveau. A l'intérieur de l'organe le plus complexe et le moins connu du corps humain la spéculation est plus abondante que les connaissances expérimentales ; mais ici, aussi bien que dans les autres domaines de l'étude du processus, nous considérons les positions scientifiques classiques sur lesquelles il faut s'appuyer pour avoir accès, plus tard, aux derniers produits de la recherche fondamentale. Nos descriptions s'accompagnent de quelques réflexions orientées pas nos intérêts d'audiophiles, lesquels ne sont pas forcément les mêmes que ceux du chercheur physiologiste.

La symbiose, ou avec plus de respect pour une réalité moins heureuse, l'association des travaux physiques et biologiques aboutissent à une modélisation globale du récepteur du temps qu'est en réalité l'oreille. Cette modélisation constitue la traduction, dans le langage mathématique, d'un processus analysé à la lumière de la biocybernétique*. Cependant nous ne sommes pas encore en condition d'aborder ce problème d'ensemble, car nous n'avons pas étudié les phénomènes partiels qui constituent l'unité fonctionnelle de la perception acoustique. Commençons donc, par l'étude de la participation de chaque composante d'un circuit dont l'image du signal d'entrée est dépendante des conditions circonstanciées du mécanisme de réception et d'analyse. Tout en sachant que :

- cette image sera combinée avec des sensations du passé, qui ont été mémorisées;
- l'ensemble des sensations a été filtré ou transformé par l'action des propriétés de la totalité des éléments réunis;
- ce groupe de paramètres détermine une perception intégrée du phénomène original.

* Le terme «cybernétique» est déjà mentionné dans un dialogue de Platon, à propos de l'art de gouverner. Les travaux de Wiener, Rosenbluth, Rachevsky et Mc Culloch ont montré l'analogie existante entre les systèmes biologiques et le fonctionnement des machines. Celle-ci autorise l'interaction des connaissances et méthodes typiques des différents domaines scientifiques. La cybernétique devient, alors, la science des organismes indépendamment de la nature physique des organes qui les constituent. L'étude de la communication et des systèmes de contrôle est un exemple de terrain d'analogie structurale entre les organismes vivants et les systèmes artificiels qui permet la modélisation.

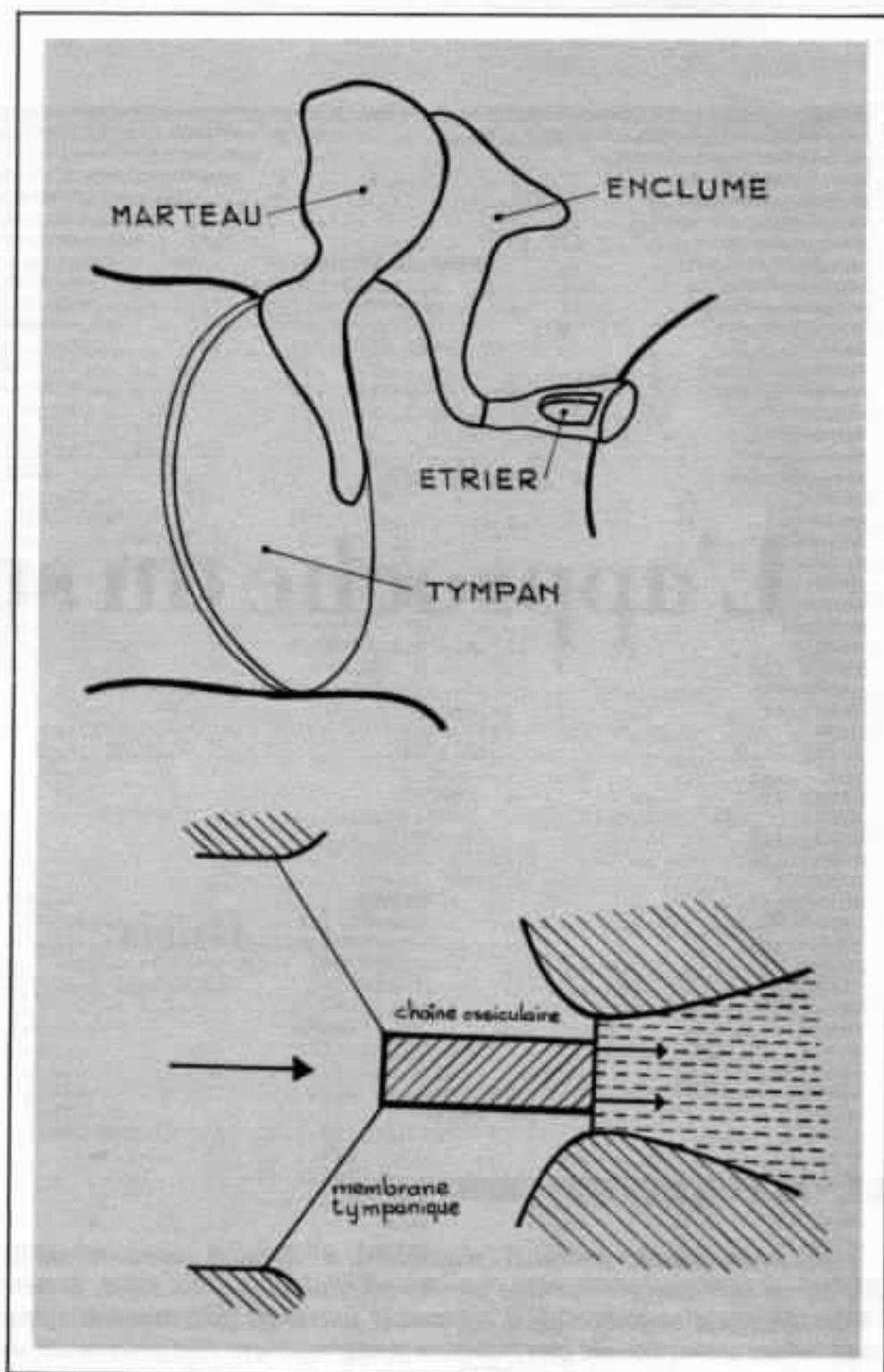


Fig. 1 - Chaîne tympano-ossiculaire et représentation schématique de la fonction de piston des osselets.

Éléments du fonctionnement de l'oreille

Une onde sonore qui se propage dans le milieu aérien est, en arrivant à l'oreille externe, conduite vers le tympan qui transmet les vibrations aux osselets. Ces derniers communiquent l'oscillation mécanique aux liquides de l'oreille interne.

La membrane tympanique est le premier élément d'un chef d'œuvre de la «technologie» naturelle, elle-même représente l'optimisation adaptative d'une fonction précise au sein d'un système hautement perfectionné. Sa structure et sa forme lui confèrent les propriétés physiques les plus favorables pour atteindre son but

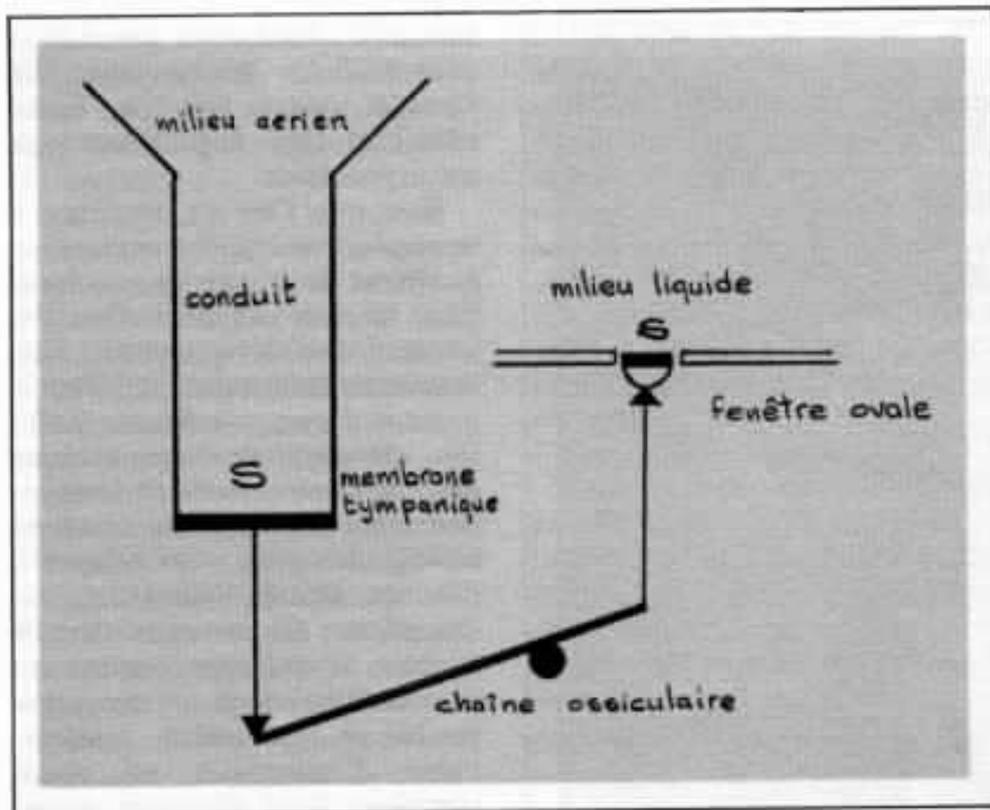


Fig. 2 - Adaptation d'impédance acoustique grâce à l'action combinée du levier représenté par la chaîne des osselets et du rapport de surface entre le tympan et la fenêtre ovale. L'augmentation de pression obtenue par cette méthode est le moyen trouvé par la nature pour permettre le passage des sons du milieu aerien au milieu liquide.

fonctionnel. C'est ainsi que ses fibres radiales et semi-lunaires lui permettent de conserver les qualités mécaniques en présence de petites déformations et sa forme conique joue en faveur de l'efficacité dans la transmission des forces. Signalons que les constructeurs des haut-parleurs respectent ce principe en donnant à la membrane des transducteurs électromécaniques une forme analogue

(conique) qui améliore sa rigidité.

Regardons maintenant la figure 1. La fonction des osselets est montrée schématiquement, et elle nous semble, à première vue, facile à comprendre. Or, d'un côté de l'oreille moyenne, le milieu de propagation est l'air, tandis que du côté opposé l'onde acoustique se déplace dans un milieu liquide.

Etant donné les différences d'impédance acoustique entre

l'air et les liquides de l'oreille interne, la perte d'énergie d'un signal qui traverse le système est énorme. A titre d'exemple, nous rappelons que seulement 1/1000 (un millième) de l'énergie d'une onde sonore, incidente sur la surface de séparation entre l'atmosphère et l'eau de mer, est capable de passer d'un milieu à l'autre. La nature a conçu trois méthodes d'adaptation d'impédance qui s'associent pour résoudre le problème au niveau de l'oreille :

L'action de levier de la membrane tympanique, une action analogue de l'ensemble des osselets et du rapport de surface de la membrane tympanique/surface de la fenêtre ovale. Le schéma de la solution biologique ou problème de l'adaptation d'impédance est évoqué dans la figure 2.

Nous arrivons rapidement à l'oreille interne, sans oublier la fonction de protection exercée par l'oreille moyenne dont nous avons brièvement parlé dans le premier article. Les vibrations sonores transmises et adaptées par le système que nous venons de décrire, pénètrent dans le labyrinthe grâce aux déplacements de la fenêtre ovale. L'onde se propage le long de la membrane basilaire vers l'hélicotréma et l'importance du trajet est fonction de la fréquence. Les déformations de la membrane basilaire sont à l'origine de la stimulation des cellules sensibles. Les figures 3, 4 et 5 représentent cette première image des paramètres physiques de si-

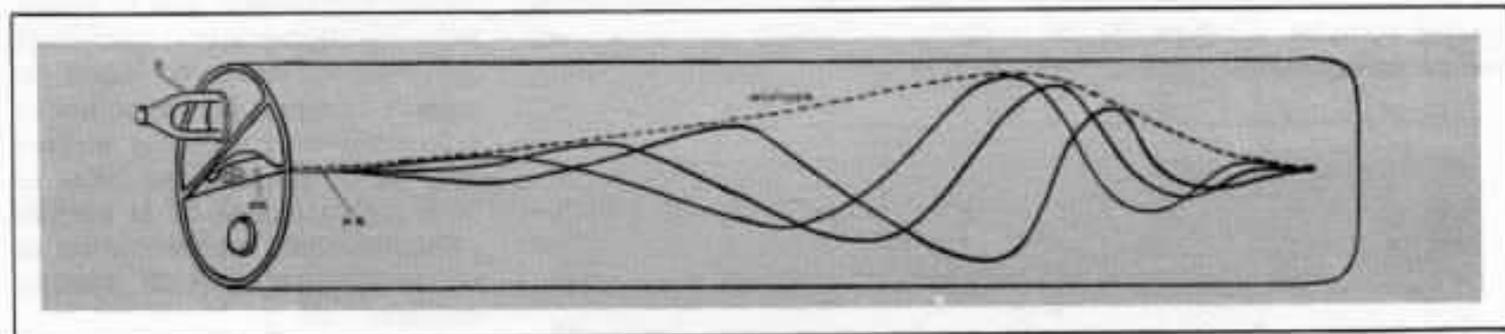


Fig. 3 : Propagation d'une onde dans la membrane basilaire. La cochlée est montrée déroulée.

OC - organe de Corti
 MB - membrane basilaire
 E - étrier

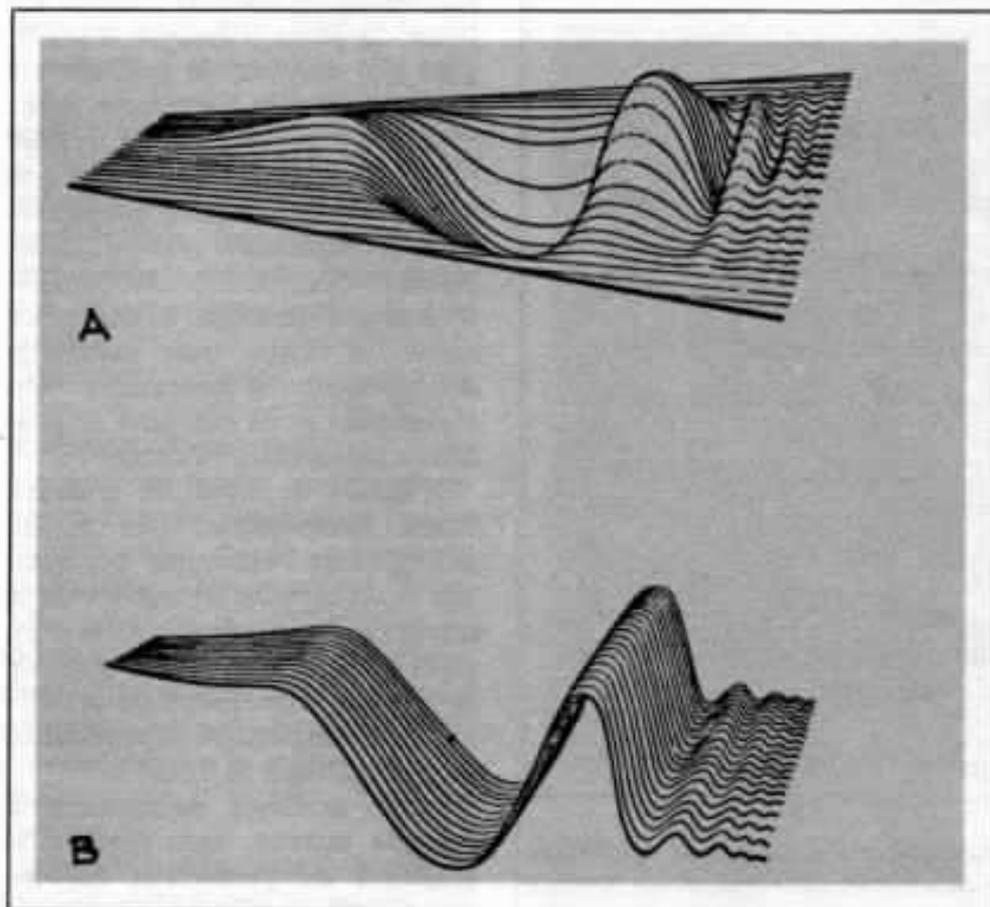


Fig. 4 - A - Déplacement de la membrane basilaire provoqué par la réception d'un son continu.

B - Déplacement longitudinal d'une membrane en caoutchouc. Noter la différence de comportement vibratoire (Weber).

gnaux traduits, plus tard, au niveau de l'organe de Corti en influx nerveux.

Nos problèmes spécifiques

L'étude analytique de la physiologie de l'oreille est un sujet de grande importance dont les résultats des expériences plus ou moins ponctuelles constituent les pierres de l'édifice encore inachevé qu'est la connaissance du système auditif complet. Ce type de travail est indispensable pour arriver

à l'élaboration de modèles sur des bases solides, mais nous reconnaissons que son intérêt se trouve limité au cercle de spécialistes dans la matière. Nous sommes plutôt orientés vers la considération de processus plus vastes, bien que proportionnellement plus difficiles d'approche étant donné les moyens classiques de la recherche fondamentale. Plus précisément, ils nous font comprendre la réponse de l'oreille aux sons complexes, les conditions de transmis-

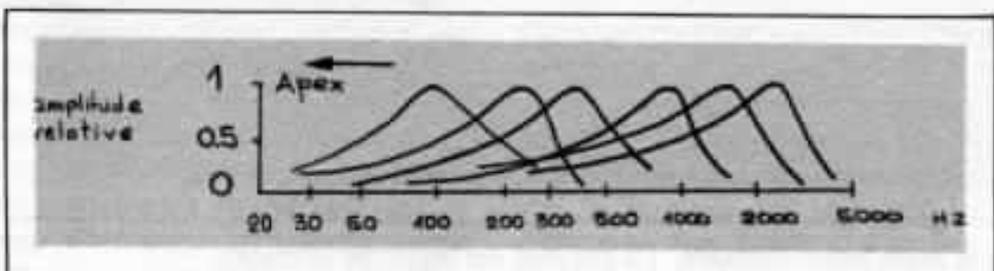


Fig. 5 - Résonances des vibrations de la membrane basilaire en différents endroits de la cochlée (d'après Bekesy).

sion de l'information aux centres supérieurs et la formation de l'image sonore intégrée. Commençons donc le traitement de notre problème.

Bien que l'on ait tendance à considérer la cochlée comme un analyseur de fréquence, ses fonctions ne sont pas celles d'un instrument d'analyse spectrale. Cette première constatation qui est le produit d'une grande accumulation de résultats expérimentaux nous démontre que la schématisation fonctionnelle des systèmes biologiques peut nous amener à des conclusions fausses ou incomplètes. Dans notre cas, la cochlée se présente comme un dispositif moins sélectif qu'un ensemble de résonateurs, mais capable d'interpréter un signal complexe sous plusieurs angles différents. D'autre part, nous savons que la précision analytique de l'oreille est de l'ordre d'un tiers d'octave, et on constate aussi que la méthode technologique de l'analyse en bandes de 1/3 d'octave constitue la meilleure approche des évaluations subjectives. Ceci vient confirmer notre idée directrice : la compréhension des mécanismes de l'audition marque le véritable chemin vers la conception des appareils ayant une adaptation optimale aux propriétés de l'écoute humaine.

La technique d'étude du potentiel microphonique a donné des résultats intéressants au sujet du comportement vibratoire de la cochlée et ses conséquences. Rappelons brièvement que le potentiel microphonique cochléaire reproduit le son avec lequel on stimule l'organe. Le phénomène a été découvert par Wever et Brey en 1929 et les mesures faites en différentes régions de la cochlée permettent une reconstitution de sa réaction vis à vis de stimulus donnés.

On voit ainsi qu'une large bande de fréquences trouve une réponse mesurable dans la région basale de la cochlée, tout en cons-

tatant une forte atténuation des fréquences basses. Ainsi donc et tel qu'on l'avait avancé, en direction de la région apicale, l'effet est contraire.

On démontre d'ailleurs, qu'une fréquence pure trouvera sa réponse dans une aire cochléaire assez grande, ce qui pose des problèmes de localisation spatiale du stimulus. Probablement, seul le maximum d'amplitude vibratoire correspond au résultat perceptif grâce à l'intervention de sélecteurs d'amplitude au niveau de l'influx nerveux. (voir figure 5). Mais les sons naturels ne sont pas des fréquences pures, et dans le cas de la superposition de deux fréquences voisines, l'effet se traduit par

l'apparition de battements. Aux niveaux acoustiques élevés, l'association entre deux fréquences est à l'origine d'un phénomène appelé *interférence*, dont le potentiel microphonique d'origine apparaît modulé en amplitude à la suite de l'application de la deuxième fréquence. Si l'intensité est accrue, des distorsions accompagnent l'interaction entre les composants.

Naturellement nous nous rapprochons des conditions de fonctionnement réel de l'oreille lorsqu'on tient compte des sons composés par plusieurs fréquences et des signaux impulsionnels. Hélas, dans le domaine d'étude des sons complexes les travaux sont frag-

mentaires et notamment pour les signaux correspondant au message musical, les données expérimentales ne sont pas du tout abondantes. Pour les stimuli brefs, impulsionnels, on constate que la réponse est fonction de la durée du signal. La cochlée manifeste une réaction de forte intensité dans sa partie distale en présence des stimuli courts. Plutôt que de connaître la révision des résultats de la recherche spécialisée, il est plus important pour nous de savoir apprécier le poids des sons transitoires dans le processus auditif, car on sait que les transitoires sont les seuls porteurs de l'information qui passe de l'émetteur au récepteur dans le mécanisme de la communication.

Si aux conclusions d'ordre physiologique on ajoute le jugement global de nos aptitudes acoustiques déduites de l'observation minutieuse du comportement acoustique humain; on peut déjà comprendre que le fonctionnement de l'oreille ne correspond pas à celui d'une chaîne d'appareils de mesure telle que nous la concevons dans le présent état du développement technologique. C'est-à-dire qu'un sonomètre, un analyseur de fréquences en temps réel ou un distorsiomètre sont incapables d'interpréter la réponse du système auditif, car il existe une incompatibilité fonctionnelle entre l'appareil biologique et l'instrument physique. Immédiatement nous nous posons d'innombrables questions à propos de la valeur des mesures physiques lorsque les appareils analysés sont destinés à la production d'un message sonore qui trouvera sur son chemin un récepteur vivant. Il nous faut donc bien distinguer les mesures et les performances physiques des instruments de leurs vraies propriétés d'adaptation à l'écoute humaine. Les renseignements apportés par les tests techniques servent à évaluer la conception d'un appareil et son respect à l'égard de certains principes physiques. Mais les principes qui dirigent le mécanisme biologique sont-ils les mêmes ? Tout ingénieur ou biologiste répondra négativement.

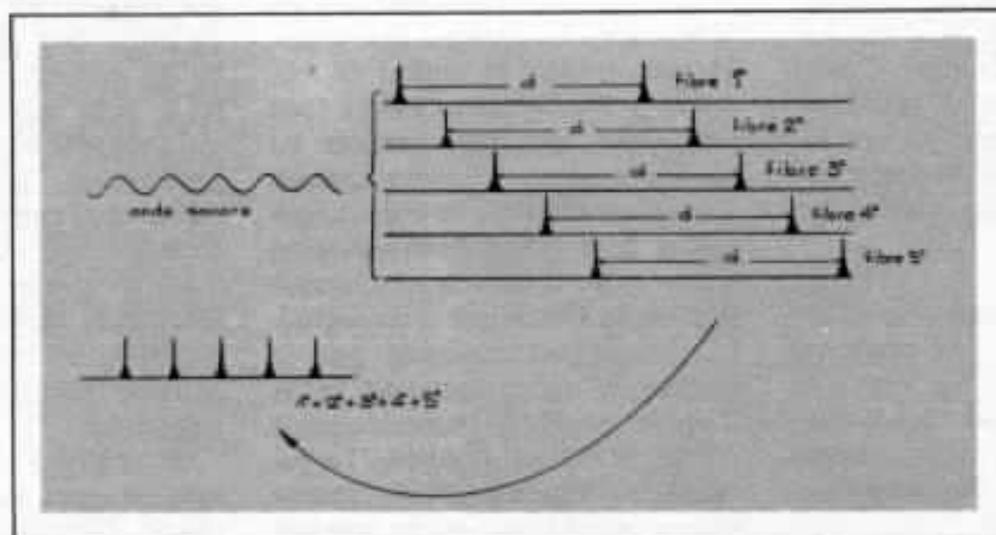


Fig. 6 - La cadence des influx nerveux représente des fréquences élevées à travers l'association de plusieurs fibres. Chacune de ces fibres isolée est incapable de traduire le phénomène.

Le lecteur peut penser que notre article contient des contradictions : on parle des phénomènes mesurables au niveau de l'oreille, on invoque des données précises, on parle de l'anatomo-physiologie du système auditif; et brusquement on généralise le problème et on rentre tout droit dans les considérations de caractère global qui touchent le terrain de la subjectivité et de l'évaluation d'un ensemble de facteurs impondérables. Précisément, notre intention a été de montrer qu'on peut mesurer, qu'on peut modéliser, qu'on sait chiffrer certains phénomènes, mais aussi que nous sommes loin de pouvoir interpréter une fonction biologique si complexe et que c'est trop dangereux de céder à la tentation d'appliquer directement des techniques schématiques pour accéder à la connaissance des phénomènes qui se trouvent au sommet de la hiérarchie fonctionnelle. Sans passer au plan philosophique ou épistémologique, notre œil inquisiteur peut se poser aussi sur les données qu'on tire d'un système biologique à l'aide (et à travers) des appareils qui enregistrent leur vision d'un ensemble qui répond à des principes de fonctionnement différents.

Mais, notre problème est encore mécanique, alors que les vraies difficultés d'analyse et d'interprétation apparaissent pour le chercheur lorsque l'excitation d'origine est transformée en impulsion nerveuse et transmise au cerveau par un réseau qui ne ressemble pas du tout à un conducteur électrique passif.

Le chemin du cerveau

Tout d'abord il faut reconnaître que «le circuit» nerveux n'est pas très bien exploré. Si on cherche une image des voies nerveuses qui relient l'oreille interne au cortex cérébral, l'idée d'une connexion ascendante, simple, bien que commode ne correspond pas à la réalité. Le chemin du cerveau est plutôt représenté par un grand

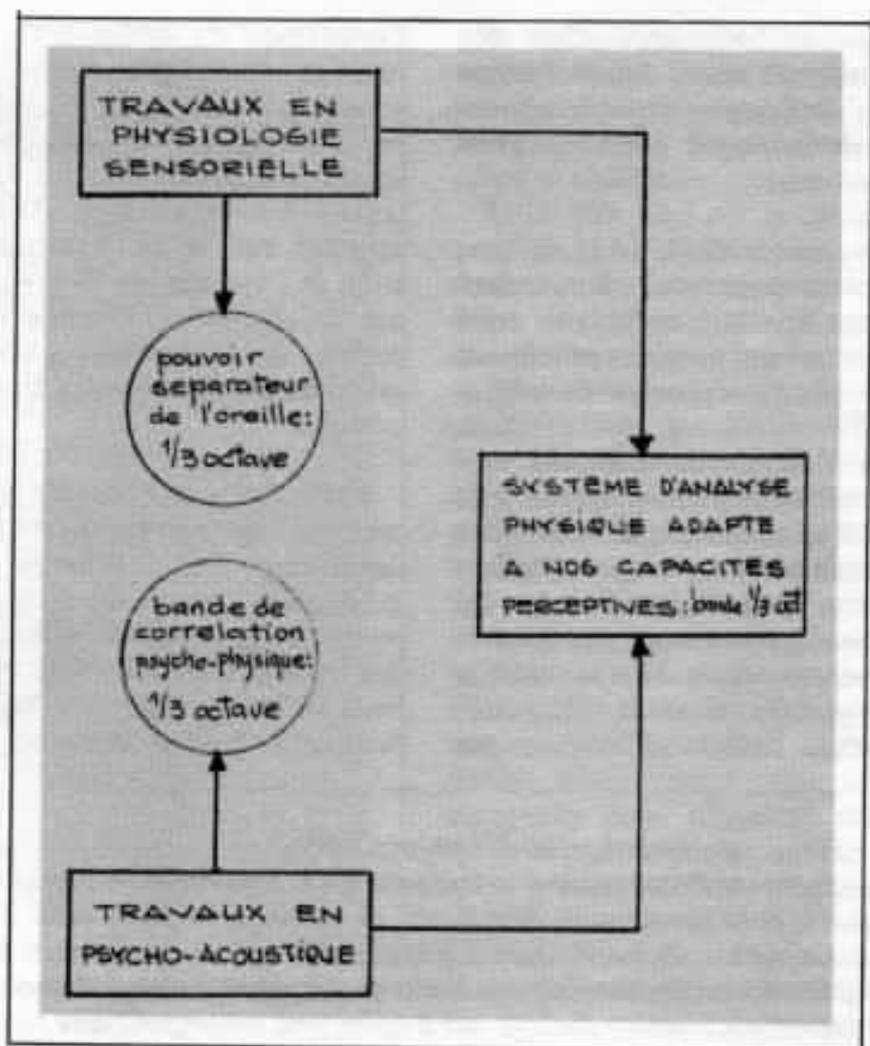


Fig. 7 - Exemple d'adaptation d'un type de mesure physique aux conditions d'écoute humaine.

nombre d'interconnexions entre les neurones, qui sont à l'origine de croisements d'information et de mécanismes de contrôle des conditions de réception des signaux et de pré-traitement de l'information. Le rythme des influx nerveux traduit la notion de fréquence. Des rythmes élevés sont reproduits par l'association de plusieurs fibres qui travaillent en alternance (fig. 6), ce mécanisme ajouté au principe de localisation anatomique donne la représentation de la fréquence d'un signal. L'intensité est marquée par le nombre d'influx nerveux et le nombre de fibres recrutées pour transmettre l'information. La localisation spatiale d'une source sonore mérite une étude spéciale que nous envisageons pour un prochain article.

L'influx nerveux arrive, enfin, au cerveau. Les fibres correspon-

dant à la perception auditive, sont regroupées dans la région du gyrus transverse de Heschl au niveau de la première circonvolution temporelle. Au sein du cortex, on peut différencier une zone de projection primaire et une zone de projection secondaire, celles-ci sont réceptrices des fibres qui montent des corps genouillés. Différentes méthodes d'étude montrent l'existence de zones associatives qui reçoivent des informations provenant de plusieurs récepteurs sensoriels. Au niveau supérieur on constate, aussi, une certaine répartition spatiale des fréquences.

Nous avons remarqué qu'à travers les voies auditives se déplace toute l'information nécessaire pour la formation d'une image sonore représentée par un rythme, une cadence et une localisation. Comment, alors cette

