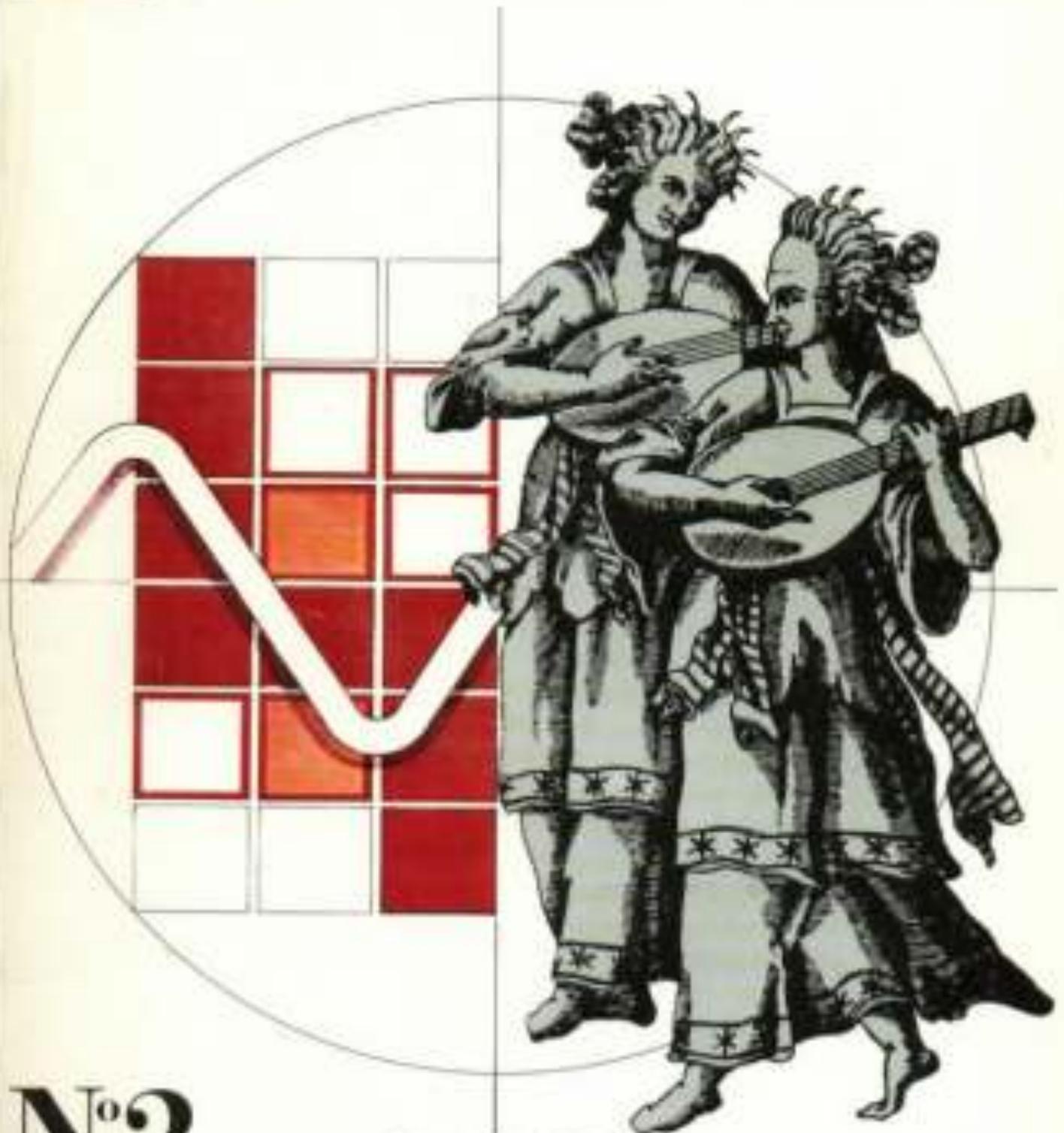


# L'AUDIOPHILE



N°2

Décembre 1977  
prix 17 F

**Page non  
disponible**

# Le préamplificateur S.R.P.P.

*Jean Hiraga*

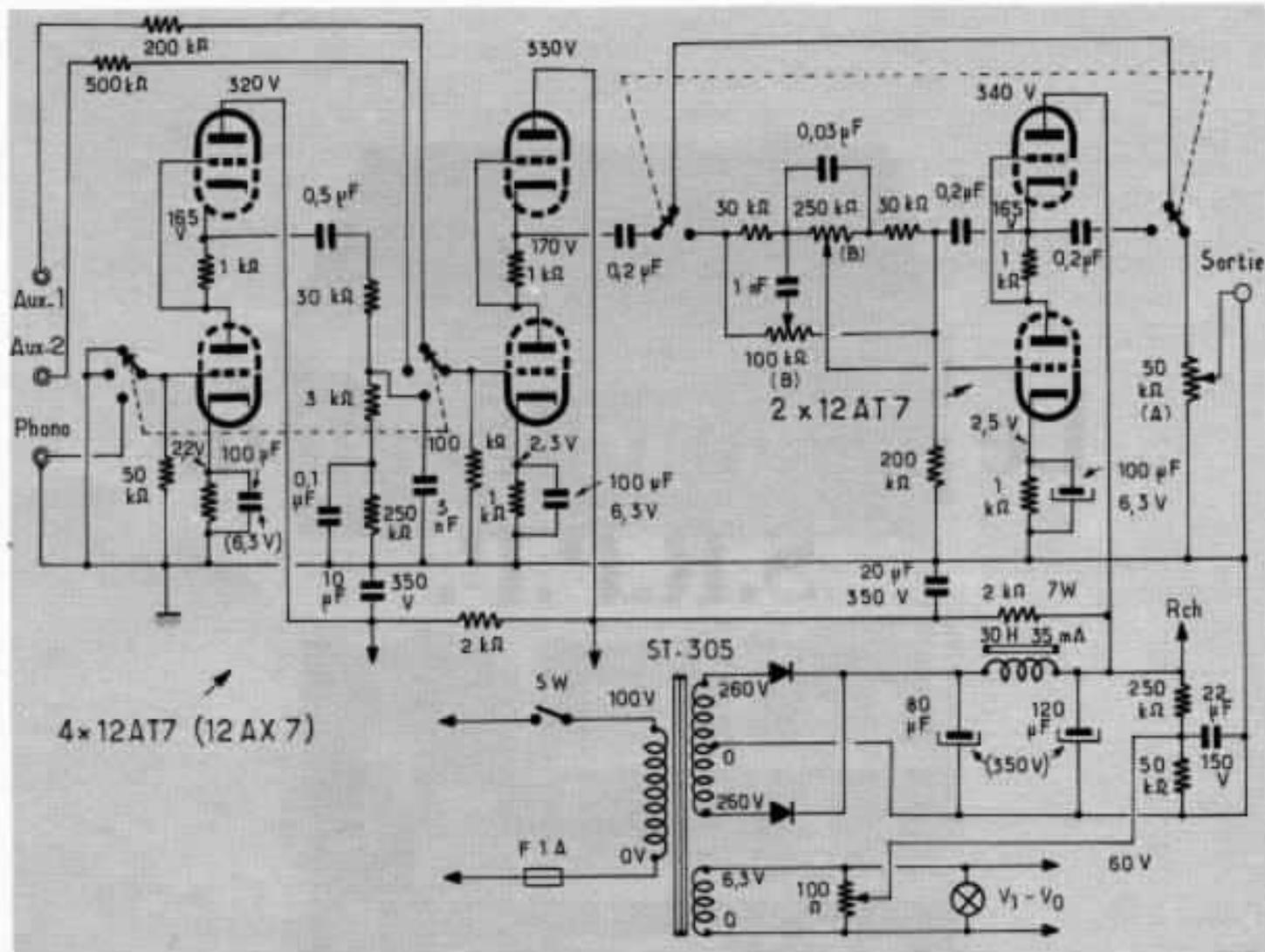
*Tout Audiophile chevronné sait pourquoi il ne peut se prononcer immédiatement après l'écoute, sur la qualité d'un maillon, préamplificateur par exemple. Il sait bien qu'il est toujours trop tôt pour dire, même en soi-même «c'est le meilleur», «je n'ai jamais entendu un appareil aussi bon». Car il sait et a appris au cours des années que son oreille ne possède pas que des points forts. Il sait, par exemple, qu'une démonstration, soignée à l'extrême, un programme de musique ajusté en fonction d'un effet psychoacoustique voulu, un éclairage judicieux, une présentation luxueuse ou imposante sont tous des facteurs aux influences directes sur le résultat et la conclusion finale. Plutôt que de pouvoir se prononcer d'après le résultat d'écoute seul, il comprend qu'il s'agit la plupart du temps d'une conclusion influencée par des phénomènes «optico-psycho-musicoacoustiques».*

Pour pouvoir cependant dire, affirmer, avoir la certitude absolue que tel appareil est «le meilleur du monde», il ne faut pas seulement en être sûr; il faut aussi le démontrer. Sur ce point le Japon semble être le pays le mieux placé. Les lecteurs pourraient se demander pourquoi, cependant une visite au Japon leur ferait comprendre que les produits de

haut de gamme très sophistiqués se rencontrent couramment, même dans ce qu'on appelle les «Music Tea Room», salons de thé réservés à l'écoute de matériels Hi-Fi ainsi qu'à un genre de musique particulier. Certains vont jusqu'à pousser les choses très loin, s'équipant avec des matériels que même un fabricant de disques ne se procurerait qu'après

une longue hésitation. Ainsi le Japon se trouve le mieux placé, car une comparaison, un essai ne pose aucun problème.

Sans prétendre avoir «tout comparé et tout essayé» il est cependant possible, en l'espace de quatre ans, de connaître les qualités et défauts, la personnalité exacte d'un appareil. Ainsi, après avoir écouté plus de vingt fois le



*L'un des premiers circuits SRPP appliqué aux préamplificateurs proposé par Mr K. Anzai, vers 1969.*

même préamplificateur, dans des conditions très variées, après avoir écouté et tenu compte du jugement des autres, il devient possible de faire une «moyenne» qui aura toutes les chances d'être la plus proche de la vérité.

Ainsi donc, la description du préamplificateur qui va suivre aurait pu être faite il y a quatre ans. Mais il fallait être sûr de ses qualités, il fallait aussi en sortir ses défauts, chercher toute amélioration possible. Entre temps, la parution de matériels «très haut de gamme» a fait encore retarder la description d'un tel préamplificateur. Mais ces quatre années n'ont pas été sans fruits : tout comme pour un appareil que l'on aime de moins en moins, les quali-

tés premièrement ressenties font place petit à petit à des défauts nouvellement détectés. Ceci est très important, et permet une amélioration considérable si l'on accepte d'y mettre le temps. Au début ce préamplificateur n'était attrayant et original que par son circuit, encore pratiquement inconnu en France. Petit à petit, les autres composants prenaient tour à tour une importance de plus en plus marquée : les tubes d'abord, puis ensuite les composants passifs, l'alimentation, la régulation transitoire de celle-ci, la qualité des condensateurs utilisés, l'utilisation de condensateurs «hybrides»; en fin de compte on s'apercevait que plus aucun composant ne pouvait être négligé, que ce

soit un support de fusible, un câble secteur ou un support de tubes. Ainsi «superfigolé» ce préamplificateur, malgré sa simplicité, devenait apprécié des plus difficiles : Audiophiles, amateurs de musique, techniciens avertis, fanatiques du tube et même... du transistor.

Malgré ses qualités, certaines quasi introuvables sur la plus grande majorité d'appareils de haut de gamme, ce n'est pas sans une certaine honte que ce préamplificateur va être décrit. En effet, au premier abord, il ne pourrait sembler être l'œuvre que d'un fou, «d'un Salvador Dali de la Hi-Fi», ou d'une calculatrice électronique dérégulée.

Il n'a pas le son du «tube», ni

celui du «transistor» et n'est pas simplement *agréable ou musical*.

Si de nombreux amateurs n'ont pu se procurer les composants pour tenter de vérifier les qualités des amplificateurs «Loftin-White» décrits dans le N° 1 de

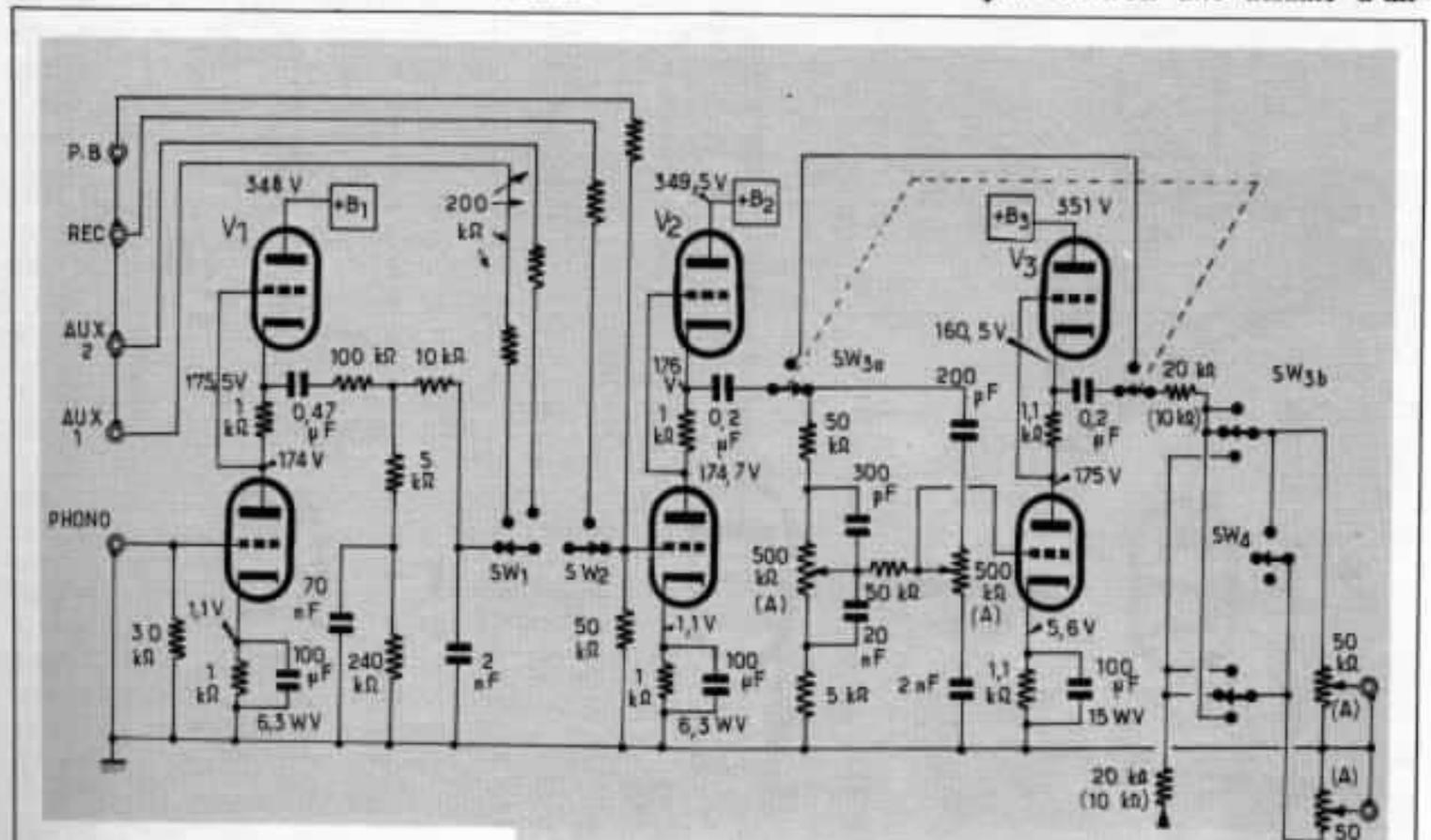
Mr B. Shibata (premier circuit non modifié)

Mr Sugiyama et Mr K. Takésué (théorie du circuit SRPP).

Qui sont remerciés ici pour avoir permis la publication de cet article.

### Le circuit S.R.P.P.

Bien que restant encore pratiquement inconnu en Europe et aux USA, à part quelques circuits ressemblants mais différents, ce circuit est en vogue au Japon depuis environ une dizaine d'an-



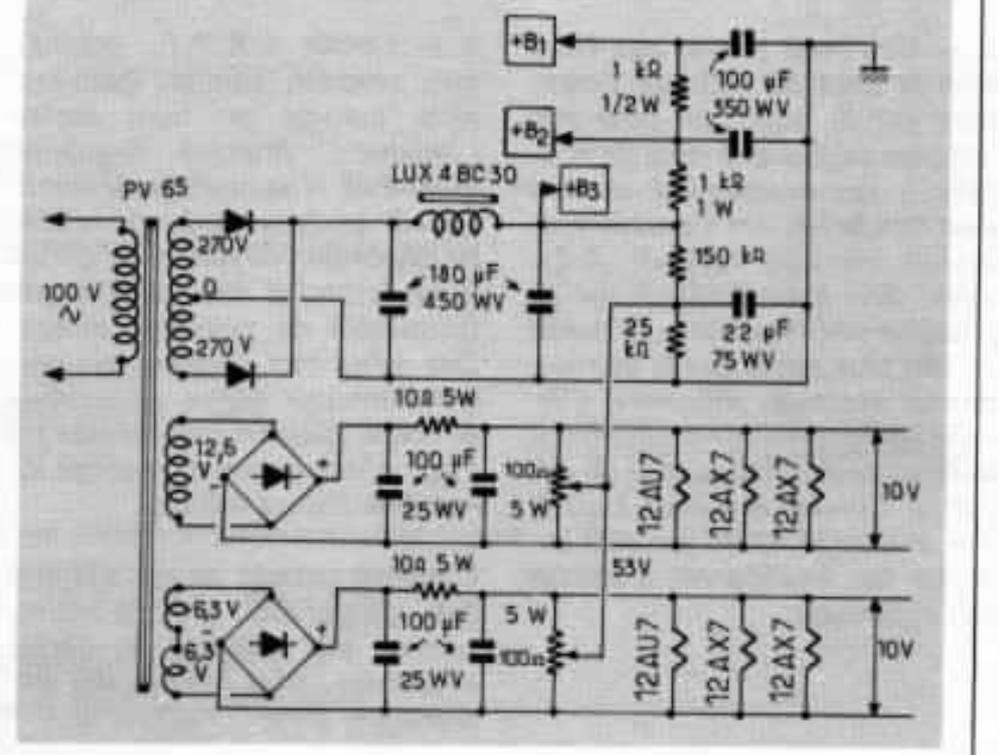
l'Audiophile, ils pourront cette fois monter sans trop de difficultés un tel préamplificateur grâce à sa simplicité.

La présentation complète dans ces pages est exclusive. Son but n'est pas de vouloir «détrôner telle marque», de vanter le «génie» de ceux qui ont participé à sa réalisation mais tout simplement de mettre à la disposition de l'Audiophile le plus difficile, un préamplificateur d'amateur, mais aux performances supérieures à pratiquement tous les appareils commercialisés actuellement dans le monde. A titre indicatif, les auteurs de cette réalisation sont :

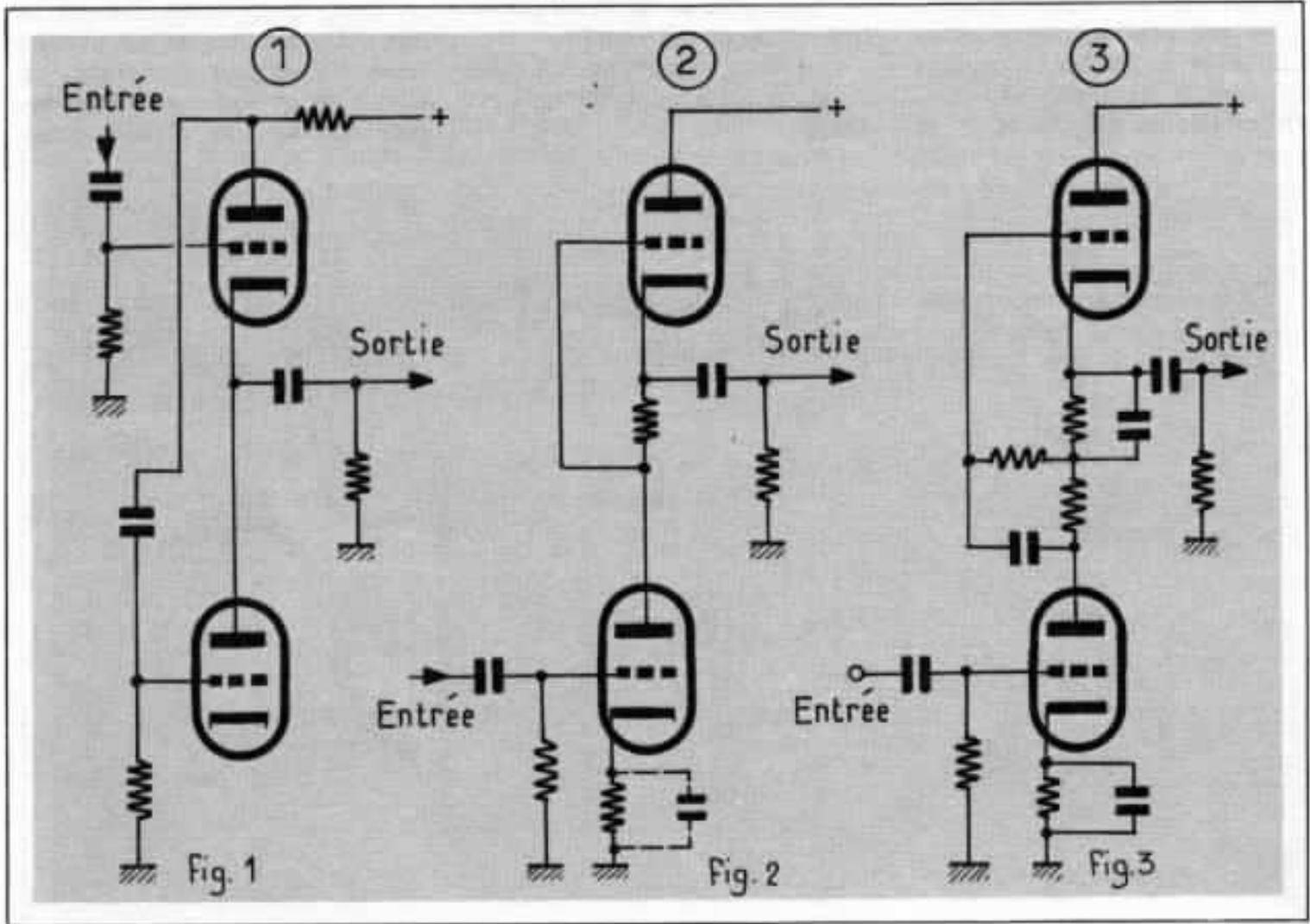
Mr K. Anzai (circuit SRPP original)

Mr K. Hata (alimentation, condensateurs)

Mr J. Hiraga (tubes, composants passifs)



Circuit proposé par Mr Shibata dans la revue *Radio Experiment Magazine*.



1 — Le circuit connu aux USA sous le nom de «Totem Pole». Bien que le travail en push-pull soit plus parfait que celui de la figure 2, son désavantage est son gain très faible. On l'appelle également «double cathode follower». Son gros avantage est de posséder une impédance de sortie 20 fois plus faible que le conventionnel «cathode follower». Certains préamplificateurs japonais utilisent ce circuit à la suite du circuit 2. Comme le circuit 2 ou 3, son avantage est de pouvoir accepter des impédances d'entrées très différentes.

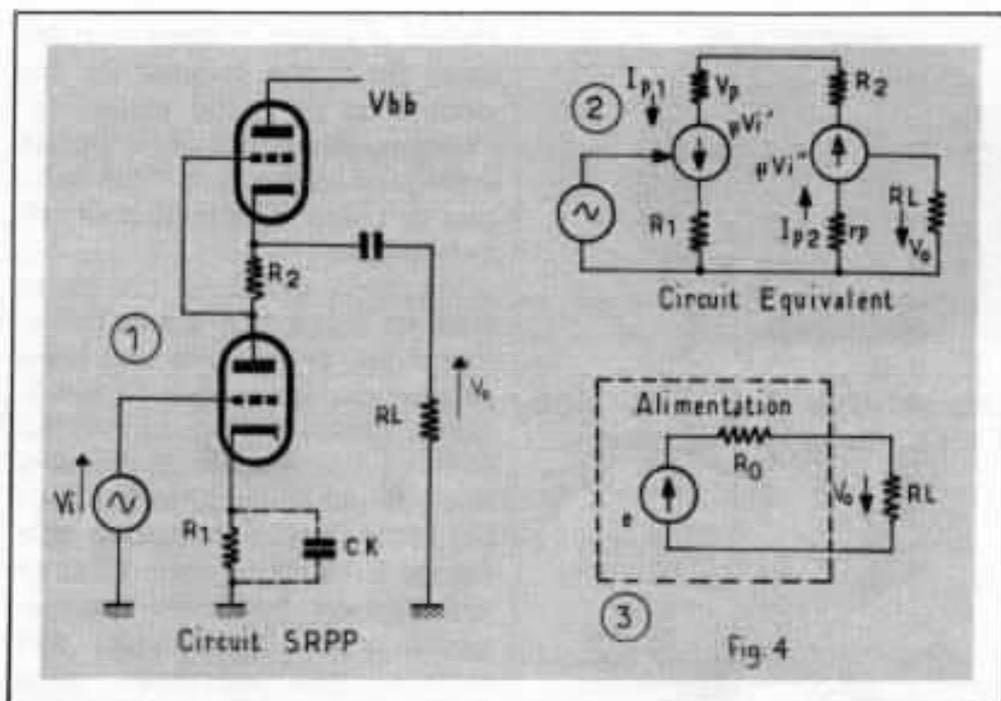
2 — Circuit S.R.P.P. original, non modifié. Circuit Push-pull série, comme son nom anglais l'indique : Shunted Regulated Push-Pull. Tout comme le circuit 1 ou 3, les deux triodes travaillent en opposition de phase. Ce circuit 2 est le seul à être aussi simple (possibilité de couplage direct). Des tubes mal appairés peuvent entraîner une dérive en continu en sortie qui peut être gênante s'il s'agit d'une liaison à couplage direct avec l'étage suivant.

3 — Circuit S.R.P.P. amélioré. Comme on le voit, si le tube supérieur n'est plus couplé en continu, il permet du moins théoriquement, un travail parfait du signal d'entrée alternatif, en opposition de phase avec le tube inférieur. Remarquer également le découplage des deux cathodes. Il ne donne pas, malheureusement, les résultats souhaités : un défaut en moins, plusieurs nouveaux défauts en plus.

Ces trois circuits ne doivent pas être confondus avec d'autres, comme par exemple le circuit «cascode», plus connus des lecteurs.

nées. On le retrouve déjà, dès 1966 dans la revue japonaise Radio Gijutsu (Radio Technique) où Mr K. Anzai, un enthousiaste des appareils à tubes et un critique connu au Japon le décrivait, utilisé sur un préamplificateur. Or si Mr Anzai était à l'époque le premier à le proposer en basse fréquence, il était certain qu'il n'était pas inconnu en techniques haute fréquences, du moins au Japon. On le retrouve encore vers 1950 sur certains circuits Vidéo, vu ses excellentes performances dans ce domaine.

Les figures 1, 2, 3 montrent le circuit S.R.P.P. et ses dérivés. Le circuit S.R.P.P. original est celui de la figure 2, qu'il ne faut pas confondre avec les circuits cascode ou dits «Totem Pôle» aux USA. Ce n'est pas non plus le circuit appelé double cathode follower. La figure 4 montre l'examen théorique du circuit. Sans passer à trop de détails, on voit qu'il s'agit de deux triodes montées en série et travaillant en «auto-push-pull». Ce montage a l'avantage d'être auto régulé, tout comme l'indique son nom «Shunted Regulated Push-Pull», auto push-pull monté en shunt régulé. Il faut noter que le travail n'est cependant pas celui d'un push-pull parfait, surtout si l'on considère les variations de courant continu entre les deux triodes, qui empêchent une liaison directe dans certains cas. Il est cependant possible, en ajustant la valeur de la haute tension, d'annuler pratiquement ce défaut et de rendre les caractéristiques plaque/courant du tube combiné (partie supérieure + partie inférieure) extrêmement linéaires, au point d'en faire une caractéristique absolument idéale : *une suite de droites parallèles*. La figure 5 montre l'extraordinaire linéarité qui peut être tirée du tube E 83CC (équivalent, série professionnelle, du tube ECC 83) ainsi monté en S.R.P.P. Toutefois cette parfaite linéarité n'est obtenue que pour une tension cathode/plaque déterminée,



### Circuit S.R.P.P. Analyse théorique du circuit

$$I_{p2} = I_{p1} - IL \quad (1)$$

$$V_i' = V_i - I_{p1} \cdot R_1 \quad (2)$$

$$V_i'' = I_{p1} \cdot R_2 \quad (3)$$

$$IL = \frac{V_o}{RL} \quad (4)$$

$$IL \cdot RL = \mu V_i'' + I_{p2} \cdot r_p \quad (5)$$

$$V_o = \mu V_i - (R_2 + r_p + R) I_{p1} \quad (6)$$

d'où

$$I_{p1} = \frac{RL + r_p}{(\mu R_2 + r_p) RL} V_o \quad (7)$$

et :

$$V_o = \mu V_i - [R_2 + r_p + (1 + \mu) R_1] I_{p1} \quad (8)$$

ce qui donne, en remplaçant  $I_{p1}$  par (7) :

$$V_o = \mu V_i - [R_2 + r_p + (1 + \mu) R_1] \frac{RL + r_p}{\mu R_2 + r_p} \frac{1}{RL} V_o \quad (9)$$

et après simplification :

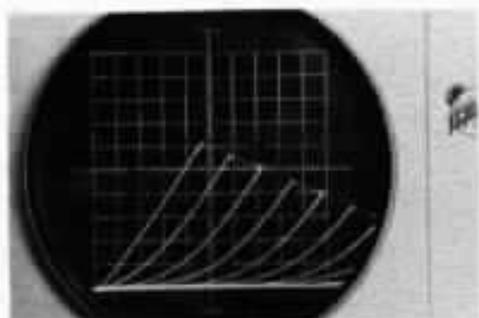
$$V_o = \frac{\mu (\mu R_2 + r_p)}{(1 + \mu) (R_1 + R_2) + 2 r_p} \cdot V_i \cdot \frac{RL}{RL + \frac{R_2 + r_p + (1 + \mu) R_1}{(1 + \mu) (R_1 + R_2) + 2 r_p}}$$

ce qui simplifie le circuit équivalent comme en (3) et pour la régulation e :

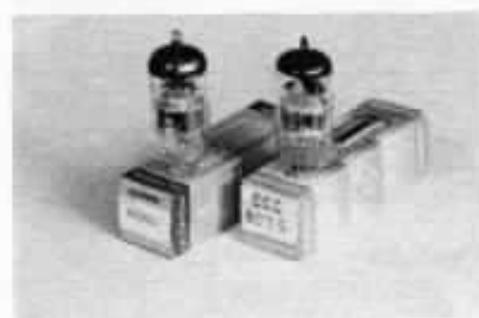
$$e = \frac{\mu (\mu R_2 + r_p)}{(1 + \mu) (R_1 + R_2) + 2 r_p} V_i$$

Impédance de sortie :

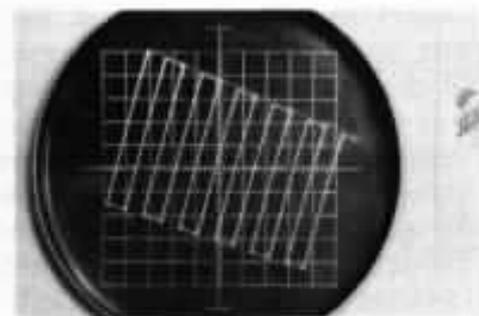
$$R_o = \frac{R_2 + r_p + (1 + \mu) R_1}{(1 + \mu) (R_1 + R_2) + 2 r_p} r_p$$



Caractéristique  $I_p/U_p$  du tube E 83CC, monté normalement.



Tubes d'entrée :  
E 83CC ULTRON ou ECC 803S  
Téléfunken.



Caractéristique combinée du tube E 83CC, monté cette fois en S.R.P.P. Remarquer la linéarité remarquable et les caractéristiques quasi-parallèles obtenues par ce montage. (obtenu sur traceur de courbe Tektronix 570, avec deux alimentations flottantes).

fig : 5

choisie d'ailleurs comme une des bases du circuit proposé ici. Ce circuit, fut un grand succès, (et l'est toujours) et fut copié par de nombreux amateurs et fabricants, tant en circuit à tubes que circuit à transistors.

Signalons aussi que contrairement au circuit américain «Totem Pôle» (fig. 1) ces tubes sont reliés *en continu*, permettant l'amplification depuis le courant continu (0 Hz) jusqu'aux limites permises non pas par le circuit même mais par le tube utilisé. Monté de telle façon, le classique tube ECC 83 «passe» sans difficulté des signaux carrés de 100 kHz, ceci pour un gain intéressant, alors que le circuit «Totem Pôle», lui, possède l'avantage d'une sortie à impédance encore plus basse mais pour un gain voisin de 1, ce qui est peu intéressant dans ce cas. Énonçons les principaux avantages du circuit S.R.P.P. :

- Travail en push-pull série, (pas d'appel de courant transitoire)
- Simplicité du montage
- Grande linéarité et faible distorsion
- Gain important
- Impédance de sortie très faible
- Peut accepter des variations importantes d'impédance d'entrée
- Circuit pouvant accepter de forts niveaux sans distorsion de surmodulations
- Rejection importante des variations de courant d'alimentation (environ 40 dB supérieur à un montage classique)

Ce circuit peut être perfectionné, et il existe environ 10 montages de ce genre, ayant pour but de rendre le circuit parfaitement push-pull. Dans tous les cas, le circuit est, soit moins stable ou fiable, ou apporte d'autres défauts. Il est donc préférable de le laisser tel quel, vu que convenablement ajusté (tension plaque) il est capable de performances exceptionnelles.

★★

### Préamplificateur S.R.P.P.

Le circuit utilise le montage S.R.P.P. en entrée et en sortie. Un point *très important* du circuit est le filtre RIAA, correction entièrement passive, et insérée entre la sortie du premier étage S.R.P.P. et le second étage. Bien que ce circuit introduise une perte de gain de quelques 22,6 dB à 1 kHz, la correction 100% passive a été choisie pour sa musicalité supérieure ainsi qu'une qualité importante : le fait que, *avant* le correcteur R.I.A.A. la distorsion de l'étage d'entrée soit pratiquement linéaire avec la fréquence, le taux de distorsion, après ce correcteur va *diminuer* au fur et à mesure que la fréquence *augmente*, ce qui est, bien que tout naturel, impossible à réaliser sur les circuits correcteurs *actifs*. Le défaut du correcteur RIAA actif est d'augmenter le taux de contre réaction au fur et à mesure que la fréquence augmente, augmentant en même temps le taux de distorsion par intermodulation. On peut ainsi constater que 99% des préamplificateurs utilisant le correcteur RIAA actif, offrent un taux de distorsion, soit linéaire avec la fréquence, soit augmentant avec celle-ci mais jamais diminuant avec celle-ci (sauf de très rares exceptions). Le correcteur passif évite aussi les problèmes de contre réactions apportant la fameuse distorsion de «vitesse d'établissement du signal» (en anglais Slewing rate induced distortion).

Toujours est-il que tout le circuit est entièrement absent de contre réaction, de courant ou de tension et que les cathodes de la partie inférieure du circuit sont découplées par des condensateurs de haute qualité et de forte valeur. Non découplées, la faible amélioration de linéarité des caractéristiques est désavantagée par une perte de gain et une saturation plus rapide de l'entrée...

Le premier étage est donc composé du tube E 83CC, marque

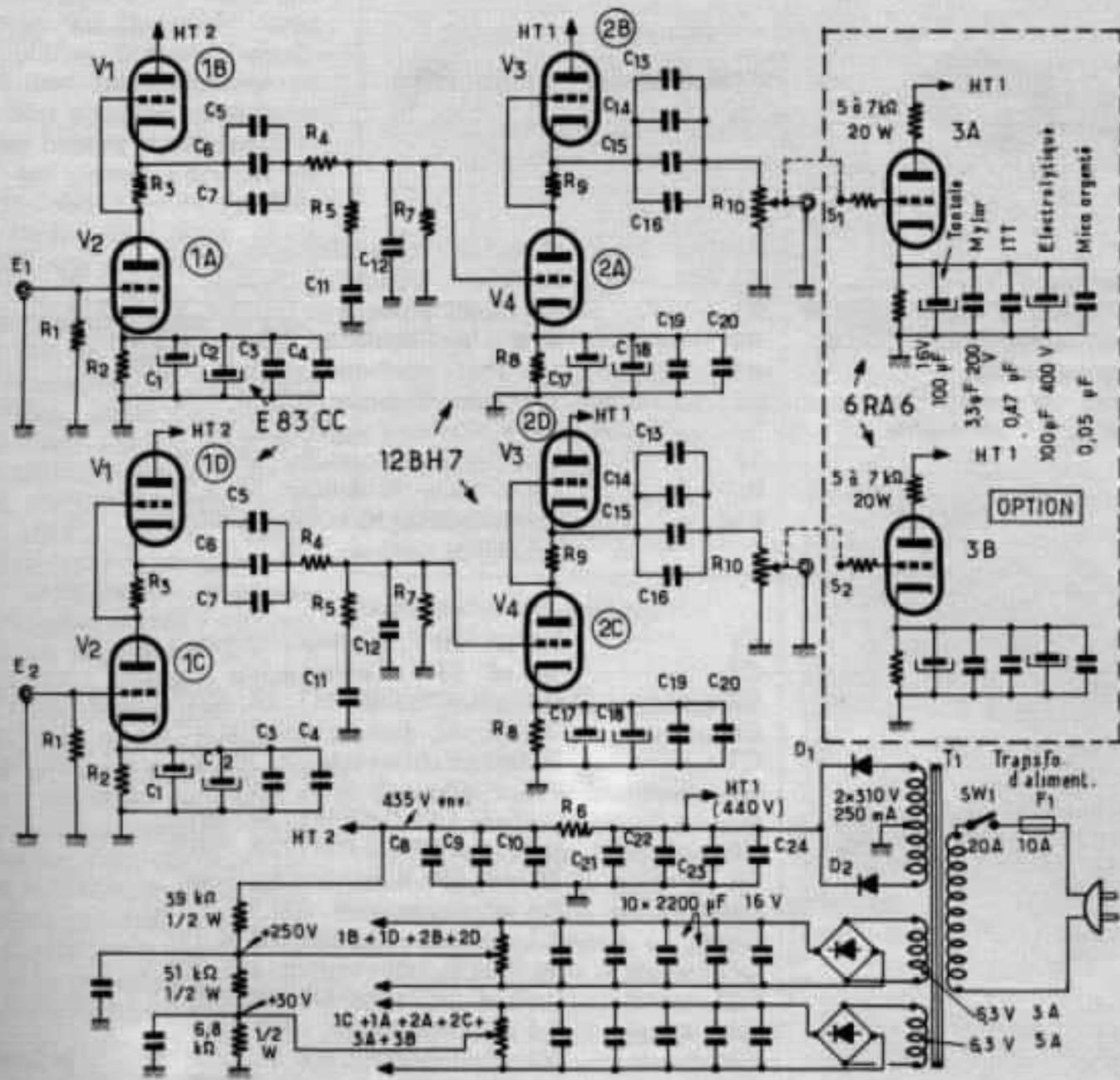


Schéma du préamplificateur SRPP.

ULTRON et le second du tube 12 BH7A Toshiba, choisi pour sa pente plus faible et ses nombreuses qualités subjectives, lorsque monté, tel quel, en sortie. Le tube 12 BH7A peut être remplacé par un tube aux caractéristiques proches, l'E 80CC Téléfunken ou Siemens, tube professionnel encore utilisé dans le matériel professionnel de gravure de disques.

Le gain de l'ensemble est de 41 dB suffisant dans la majorité des cas. En option une triode supplémentaire peut être ajoutée,

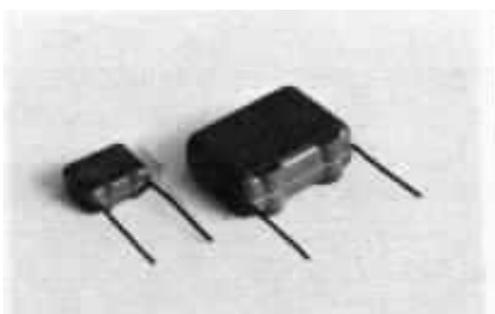
montée en «plate follower» et charge très basse soit 5 à 7 kOhms:

#### Ni filtres, ni commande de balance

Ce préamplificateur est réservé à la lecture phono seule. Dans la majorité des cas, les autres mailons, tuner, cassette, ont des tensions de sortie suffisantes pour attaquer directement l'amplificateur. Sur le circuit figure un sélecteur d'entrées pour lesquelles les entrées linéaires haut niveau ne

sont pas amplifiées. Tous filtres et commande de balance ont été supprimés pour conserver les qualités de haute musicalité et haute définition. La commande de balance est remplacée par deux potentiomètres de volume séparés. Moins pratique, elle apporte un supplément de qualité par câblage plus simple. On peut retrouver cette idée sur quelques très récents préamplificateurs de haute qualité.

Le tube supplémentaire (option) apportant un gain total voi-



**Condensateur ITT/PMT.**  
 Il est largement utilisé dans le préamplificateur SRPP et son importance est grande.  
 Se trouve en grande Bretagne. Son prix est très abordable.



**Condensateur électrochimique de très forte valeur (1000 µF, 450 V) utilisé sur le préamplificateur SRPP.**  
 Diamètre 75 mm,  
 Hauteur : 12 cm.



**Supports stéatite noval utilisés. A gauche un modèle avec blindage.**

**COMPOSANTS PASSIFS :**

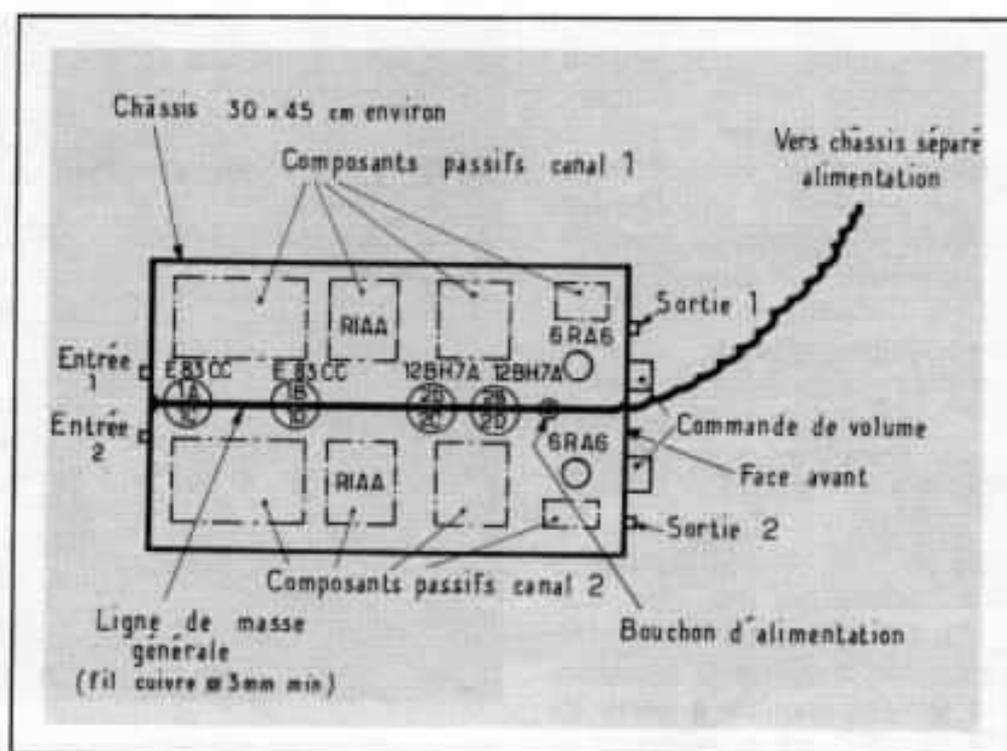
- R1 47 K, 1% Oxyde métallique 1/2 W.
- R2 500 Ohms, Couche de carbone, 1% 1/2 W.
- R3 500 Ohms, Couche de carbone, 1% 1/2 W.
- R4 30 K, 1%, Couche de carbone, 1/2 W.
- R5 3 K, 1%, Couche de carbone, 1/2 W.
- R6 500 Ohms, Bobinée vitrifiée, 5 W.
- R7 100 K, Carbone aggloméré, 5% 1/2 W.
- R8 1 K, Couche de carbone, 5% 1 W.
- R9 1 K, Couche de carbone, 5% 1 W.
- R10 Potentiomètre 50 kOhms, Linéaire, couche de carbone, 1 W.
  
- C1 220 µF 450 V, Electrochimique.
- C2 100 µF 35 V, Tantale solide.
- C3 0,47 µF, ITT GB PMT/2R, 400 V.
- C4 20,000 pF, Mica argenté, 500 V.
- C5 20,000 pF, Mica argenté, 500 V.
- C6 0,5 µF, Papier huilé, 600 V.
- C7 0,47 µF, ITT GB PMT/2R, 400 V.
- C8 0,47 µF, ITT GB PMT/2R, 600 V.
- C9 220 µF, 500 V. Electrochimique.
- C10 0,5 µF, Papier huilé, 600 V.
- C11 0,1 µF Mylar, Shizuki, 600 V, 1%.
- C12 30,000 pF, Mica argenté, 1%, 500 V.
- C13 0,47 µF, ITT GB PMT/2R, 400 V.
- C14 0,5 µF, Papier huilé, 1500 V.
- C15 0,1 µF, Polystyrol, 400 V.
- C16 20,000 pF, Mica argenté, 500 V.
- C17 220 µF 500 V, Electrochimique.
- C18 47 µF 50 V. Tantale solide.
- C19 0,47 µF 400 V, ITT GB PMT/2R.
- C20 0,1 µF Polystyrol, 200 V.
- C21 0,47 µF x 5, 600 V, ITT PMT/2R.
- C22 1 µF 1500 V. Papier huilé.
- C23 0,1 µF Polystyrol, 500 V.
- C24 6000 µF 500 V. Electrochimique.  
 (ou 1000 µF 500 V x 6).
  
- S1, S2, E1, E2 Prises Cinch, isolant stéatique, contacts argentés.
- D1, D2 Diodes silicium, fixation par vis, 1000 V. 15 A.
- T1 310 V + 310 V, 200 mA, 8 V x 2,3 A.  
 Primaire 110/220 V.
  
- SW1 Interrupteur 220 V, 25 A, double, monté en parallèle.
- F1 Fusible à l'argent, 5 A, diamètre 50 microns.

sinant 60 dB est le 6RA6, tube japonais sans équivalent, utilisé vers 1960 pour les étages de sortie O.T.L. (Circuit de sortie d'amplificateur sans transformateur de sortie). Son avantage est sa faible résistance interne et sa grande linéarité qui permet l'absence de contre réaction. Ce tube est chargé à basse impédance (5 à 7 kOhms) qui permet, bien que monté en « plaque follower » d'obtenir un supplément de gain, une tension de sortie très basse, donc avantageuse. De nombreux autres tubes, certains montés en pseudo triode ont été également essayés, mais avec des résultats inférieurs, comme par exemple les tubes 6AQ5, EL 84, E84L, E 80CC (montés en parallèle).

Sur l'entrée phono, ce préamplificateur peut accepter une surmodulation importante soit 1,3 Volt à 1000 Hz, malgré sa sensibilité de 5 mV. Même pour un signal de 1 Volt, le tube 12 BH 7A apporte un signal de sortie non saturé de 100 Volts, une performance rarement obtenue. Cette performance n'est pas pour démontrer la tension de sortie maximum obtainable, mais pour prouver la dynamique musicale de ce circuit et sa définition exceptionnelle à faible ou haut niveau.

#### Alimentation : une accumulation énorme d'énergie

La valeur de la capacité de filtrage conseillée pour ce circuit est quasi énorme : 6000  $\mu\text{F}$ . Cette valeur n'a pas été choisie pour « faire bien » ou pour supprimer tout bruit de fond. Mais plutôt pour réduire au minimum la *résistance interne* de l'alimentation, surtout aux fréquences élevées, ou même les bonnes alimentations dites régulées, arrivent à ne pas stopper des signaux parasites volontairement injectés. Le défaut le plus important d'une alimentation régulée série est de ne pouvoir répondre « quasi instantanément » à une fluctuation. Il suffit pour cela de calculer la constante de temps



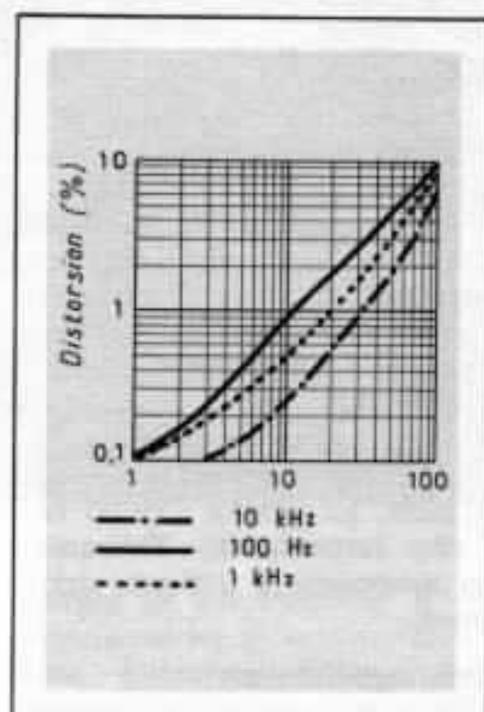
#### Implantation des éléments.

du condensateur de sortie de ce genre de circuit, qui peut atteindre... la seconde !

Bien sûr, si le condensateur seul, aux valeurs standard est encore moins efficace, le seul moyen reste d'augmenter la valeur de ce condensateur et de sélectionner celui-ci pour réduire à un strict minimum la courbe d'impédance de l'alimentation aux fréquences très élevées. Ceci est possible par l'utilisation de condensateurs « hybrides ».

Pour donner un exemple d'accumulation énorme d'énergie par un condensateur de 6000  $\mu\text{F}$ , il suffit de comparer le courant de décharge pendant une milliseconde (exemple) par rapport à un condensateur de valeur 50  $\mu\text{F}$  : 50  $\mu\text{F}$   $\rightarrow$  11 A ; 6000  $\mu\text{F}$   $\rightarrow$  1290 A ! Pour une microseconde, cette valeur serait encore à multiplier par 1000. Inversement, si l'alimentation régulée est efficace aux fréquences basses, son impédance augmentant aux fréquences élevées réduit fortement son efficacité. Son montage en série augmente d'autre part la résistance interne de l'alimentation. Puisque parfaitement stable et régu-

Courbe distorsion/tension de sortie du préamplificateur S.R.P.P.



Remarquer, que malgré un taux de distorsion important, la tension de sortie dépasse 100 Volts, et reste inférieure à 0,1% au-dessous de 1 Volt.

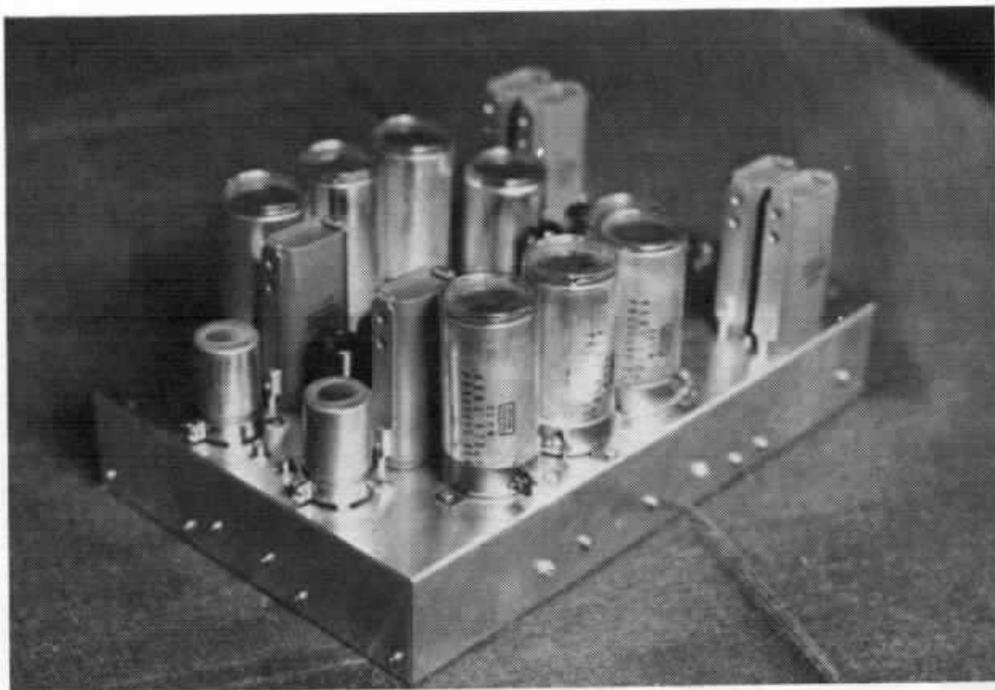
lées, relié aux circuits *eux-mêmes auto régulés* dans le cas présent, l'alimentation se trouve ainsi d'une stabilité absolue en statique et en dynamique. Contrairement aux suppositions le fait d'utiliser ici deux alimentations séparées, une par canal est sans amélioration. Si une amélioration était ressentie ou mesurée, ce ne serait que pour prouver que l'instabilité de l'alimentation est suffisante pour perturber les canaux *directement* (influence directe sur le canal même, ou auto influence) et par *effet diaphonique*. Séparer les alimentations est fort bien. Les rendre totalement stables est mieux. Noter que cette amélioration devient sensible à partir de 2000  $\mu\text{F}$ . S'il est possible de se procurer au Japon des condensateurs de très forte valeur (500 à 1000  $\mu\text{F}$ ) permettant un montage compact ou plutôt relativement compact, tenter d'atteindre ces valeurs à partir de condensateurs de valeur chacune 50  $\mu\text{F}$  prend une place importante. Cependant, dans la majorité des cas il est recommandé de séparer le chassis d'alimentation.

### Montage

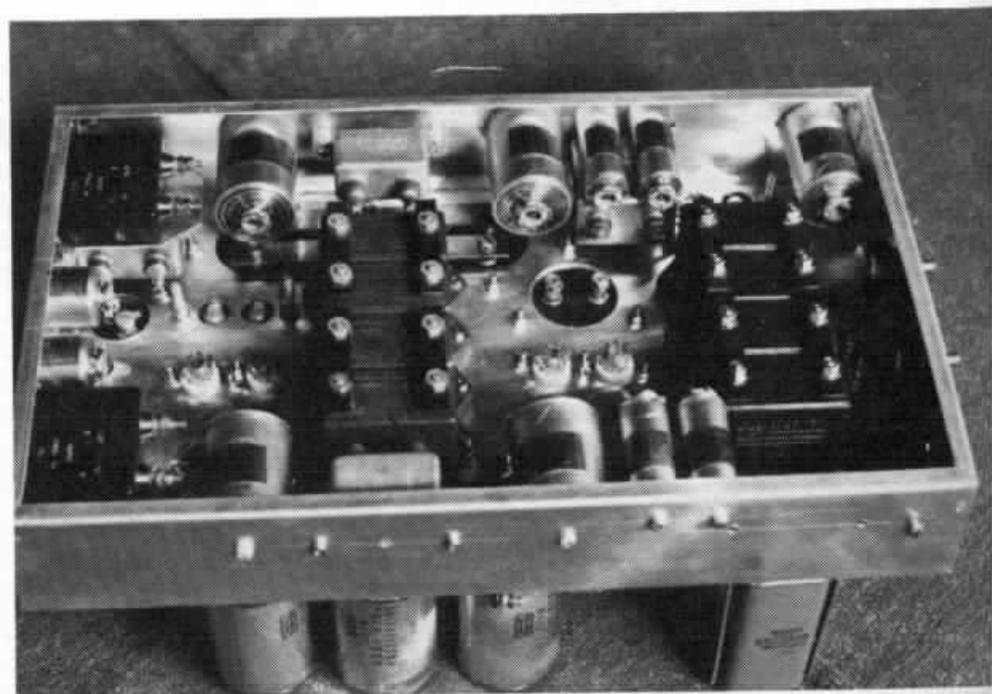
De préférence symétrique, liaisons courtes, surtout entre entrée et premier tube. Fil de câblage : *Léonische*. Soudure : *LMP Multicore* (voir article précédent sur amplificateur Loftin White). Support de tubes stéatite. On en trouve en Suisse de haute qualité avec broches dorées, de marque *Schuter*. Le condensateur C 11 joue très fortement sur le résultat subjectif. Le modèle *Shizuki* est le plus recommandé. Tolérance des composants à respecter strictement.

### Chauffage filaments

Un point important à considérer est que le circuit SRPP possède le défaut de provoquer, si les filaments sont montés en parallèle un accrochage par effet Larsen mécanique entre les deux triodes d'une même enveloppe. Il faut



*Préamplificateur SRPP en cours de fabrication. Remarquer la qualité et la place prise par les composants passifs, en particulier les condensateurs (Polystyrol, Mica, etc.) (Réalisé par Mr Tanaka, voir N° 1).*



donc pour éviter cet accrochage (genre de sifflement intermittent, à ne pas confondre avec un accrochage H.F.) :

— Séparer les filaments (circuits) des parties supérieures et inférieures du circuit SRPP.

— Monter séparément (tubes séparés) les parties inférieures et supérieures. Ceci ne pose aucun autre problème : entrée : G + D pour la partie inférieure SRPP

(un tube E 83CC) et pour la partie supérieure SRPP : canaux G + D (un tube E 83CC) comme le montre la figure.

Les filaments sont alimentés en continu et polarisés de façon à porter chaque filament à un potentiel de quelques + 30 Volts par rapport à la cathode, pour le circuit SRPP Il faut donc porter le filament inférieur à + 30 V et le filament supérieur à + 245 V

soit donc + 30 V par rapport à la cathode en question. (Voir circuit).

### Recommandations

La valeur très élevée des condensateurs de l'alimentation accumulant une énergie énorme et instantanément disponible est très dangereuse et les précautions nécessaires sont à prendre : mesure des tensions avec une *seule main*, gants de caoutchouc, mesure de la tension H.T. avant toute intervention. Bien qu'il soit préférable que les condensateurs soient en permanence chargés, on peut monter une résistance en parallèle sur la haute tension (50 à 100 K). *Ne jamais court-circuiter* volontairement la haute tension (très dangereux, vu le courant instantanément disponible, pouvant dépasser 1000 ampères). Il en est d'ailleurs de même pour les alimentations régulées.

### Utilisation recommandée

Est réservé uniquement aux Audiophiles très exigeants. Fortement conseillé avec cellule Denon DL 103, transformateur d'entrée Anzai. Avec le même transformateur, d'autres cellules donnent également de très bons résultats : Entré (Japon) Koetsu, Coral 777EX, EMT.

### Caractéristiques principales

Gain : 41 dB (60 env. avec circuit en option)

Entrée phono : 5 mV pour 0,5 V de sortie

Correcteur de gravure : courbe R.I.A.A. égalisée à  $\pm 0,3$  dB

Distorsion : Voir courbes

Surmodulation : 1,3 V/1000 Hz pour 130 V en sortie

Tension de sortie : 0,5 V (pour 5 mV en entrée), 130 V. max.

Bande passante : 5 à 60,000 Hz + 0 — 0,5 dB

Qualités subjectives :

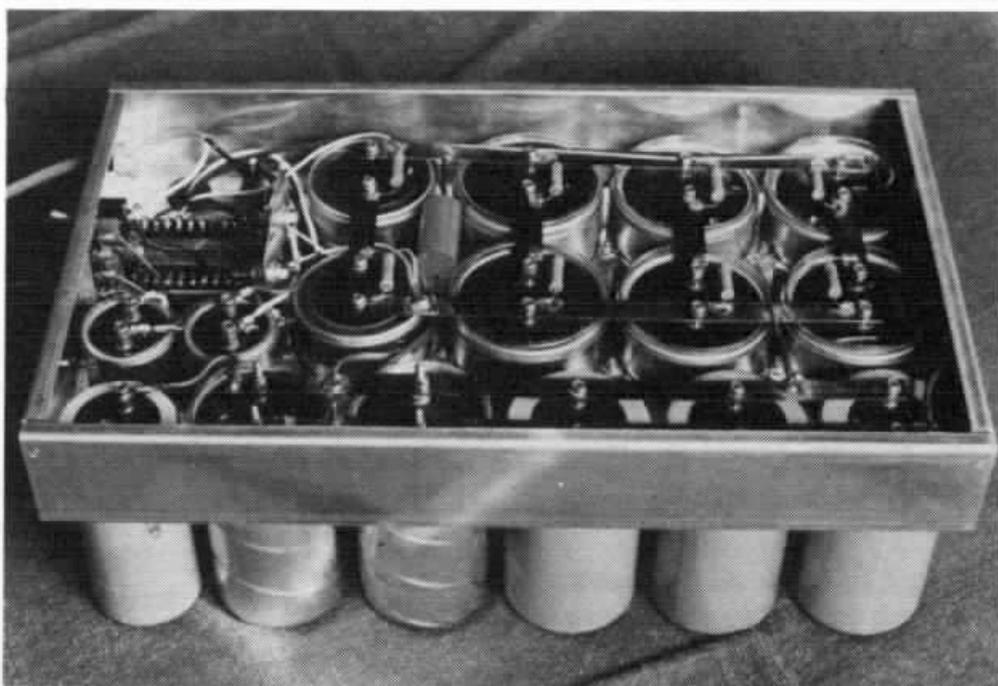
- Dynamique exceptionnelle
- Inégalable sur la voix
- Transparence exceptionnelle
- Définition remarquable



*Alimentation du préamplificateur SRPP. (Réalisé par Mr Tanaka). Cette alimentation comporte 6 condensateurs de chacun 2000  $\mu$ F 500 V soit un total de 12,000  $\mu$ F.*

*L'ensemble tient sur un châssis de 40 x 55 cm environ.*

*Le transformateur d'alimentation est un modèle Luxman, 250 mA.*



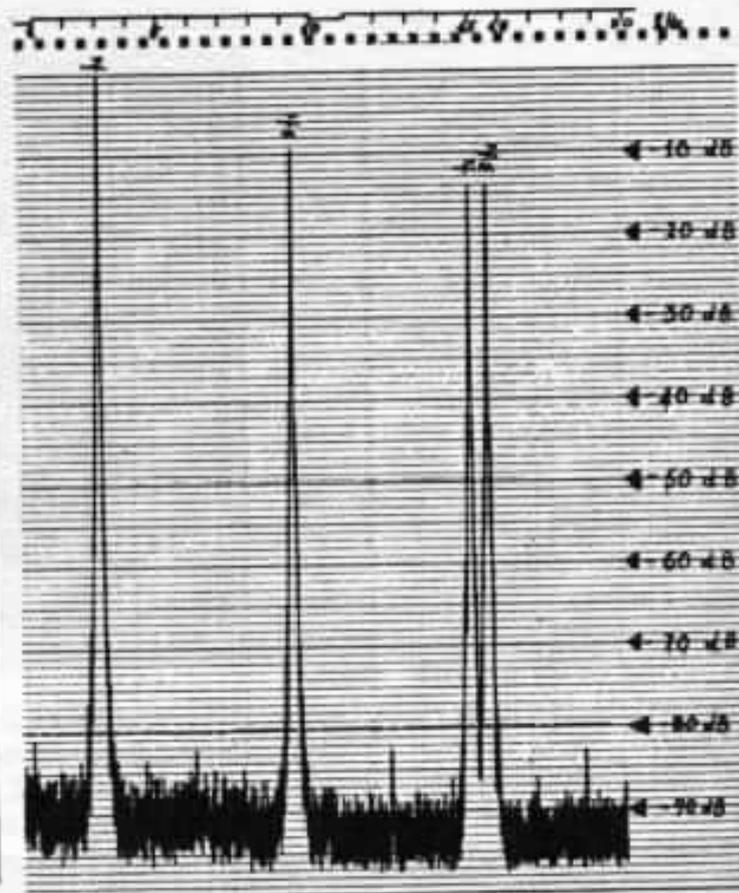
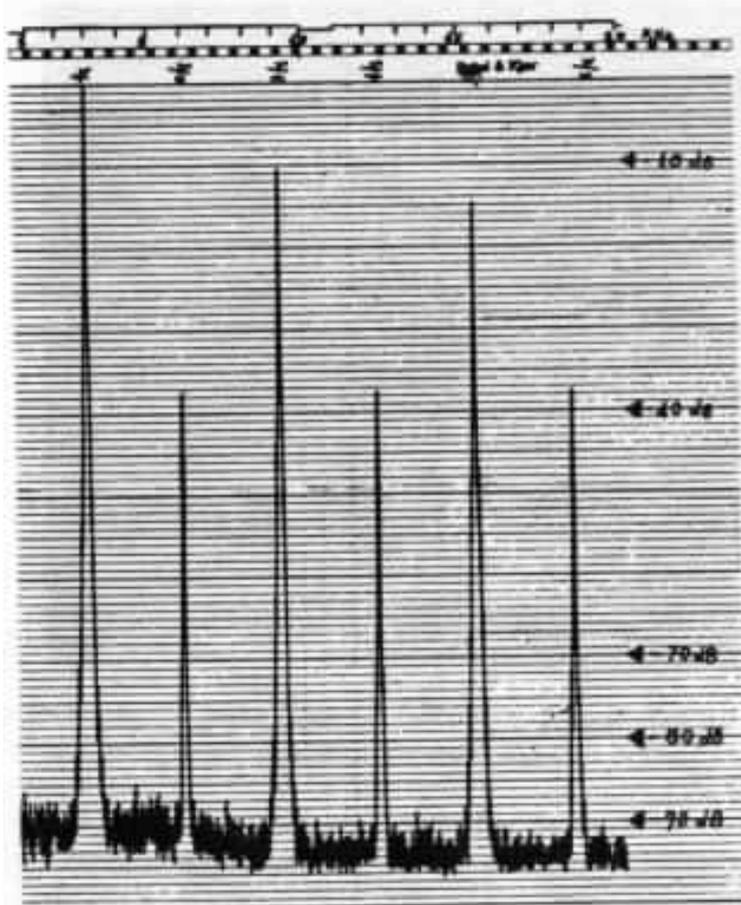
— Coloration pratiquement nulle

— Grave de très haute qualité, non coloré, pouvant passer de l'extrême flou à l'extrême dur.

### Conclusions

Vu son prix de revient, il est fortement recommandable aux

lecteurs de l'Audiophile. Il ne possède pas les défauts et colorations (même agréables) des préamplificateurs à tubes courants et possède un degré de définition étonnant. Il arrive à «tirer» de vieux disques de riches qualités de détails et musicales. Sur la voix il est capable de performances sans égal.



## BIBLIOGRAPHIE

- 1 - IEC Publication 268-3
- 2 - LEINONEN, E. OTALA, M. CURL, J., A method for measuring transient intermodulation distortion (TIM) 55th AES Convention. New York, 1976. Journal of the AES, vol 25 (1977) n° 4, pp. 170-177.
- 3 - BELCHER, R.A. Test noise signals for use in the measurement of non-linear distortion. London 1974. B.B.C. Research Department Report n° 640 pp. 195-196.
- 4 - HUGES, F.M., Seventeen amplifiers. Hifi for pleasure, March 1976 - pp. 56-63.
- 5 - OTALA, M., Non-linear distortion in audio amplifiers. Wireless World, 83 (1977) n° 1, pp. 41-43.
- 6 - OTALA, M., Transient distortion in transistorized audio power amplifiers. IEE Transactions, Vol. AU-18 (1970) n° 3, pp. 234-239.
- 7 - OTALA, M., Circuit design modifications for minimizing transient intermodulation distortion in audio amplifiers. Journal of the AES, vol 20 (1972) n° 5, pp. 396-299.
- 8 - OTALA, M., LEINONEN, E. The theory of transient intermodulation distortion. Monitor-Proc. IEREE vol. 37 (1967) n° 5 pp. 53-59. Republished in IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing. February 1977.
- 9 - OTALA, M., ENSOMAA, R., Transient intermodulation distortion in commercial audio amplifiers. Journal of the AES, vol 22 (1974) n° 4, pp. 244-146.
- 10 - OTALA, M., and LEINONEN, E., Possible methods for the measurement of transient intermodulation 53rd AES Convention, Zürich 1976. Available as report n° 16 Electrical and Nuclear Technology series, Technical Research Centre of Finland, 1976, 16p.
- 11 - SOLOMON, J.E., The monolithic op amp : a tutorial study. IEE Journal of Solid State circuits, vol. SC-9 (1974) n° 6, pp. 314-332.
- 12 - LEVITT, H. et al. Perception of slope overload distortion in delta modulated speech signals. Trans. IEEE, Vol 20 (1970) n° 5 - pp. 240-247.
- 13 - PETRI-LARMI, M., Investigations on the psychoacoustics of transient intermodulation distortion. To be published.
- 14 - Deutsche Industrielle Norm. DIN 45500 B1.6 1.73.

# Mesure de la distorsion par intermodulation dynamique

*Matti Ojala  
Eero Leinonen*

## 1<sup>re</sup> PARTIE

*Ces dernières années nous avons assisté à l'apparition de nouveaux matériels affichant des résultats remarquables aux mesures conventionnelles. Cependant pour beaucoup d'entre eux, il n'y a pas de corrélation directe entre ces résultats et l'écoute. Celle-ci est souvent dure, agressive; elle manque de naturel et d'aération. Beaucoup d'amateurs ont préféré conserver ou revenir à des produits moins satisfaisants en laboratoire mais beaucoup plus réalistes pour l'oreille, tels d'anciens amplificateurs à tubes. Comment expliquer cela ? L'étude de Messieurs Ojala et Leinonen constitue certainement une approche de la réponse car elle établit une meilleure concordance entre mesure et écoute.*

## INTRODUCTION

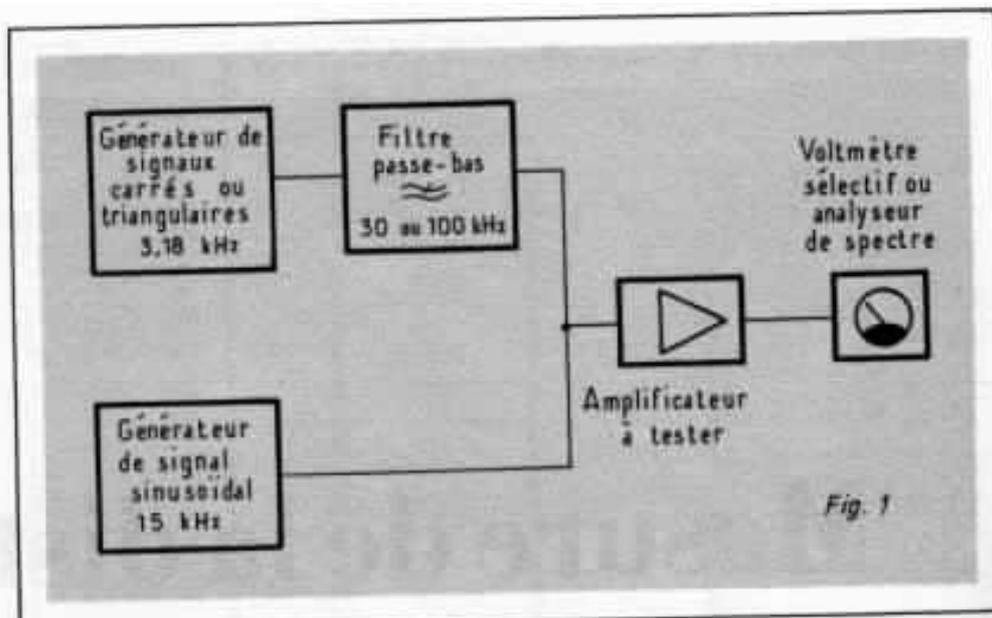
La distorsion dans les équipements d'audio fréquence est actuellement mesurée et définie par deux méthodes principales : les méthodes de mesure de la distorsion harmonique (THD) et de la distorsion standard d'intermodulation (SMPTE-IM) (1).

Il est de notoriété publique que les faibles valeurs de distorsion comme celles obtenues par ces méthodes sont des conditions nécessaires, mais non suffisantes pour garantir une qualité acceptable de son. Quelques mesures expérimentales ont été récemment publiées (2), montrant que dans certaines conditions et avec certains signaux de commande des amplificateurs du commerce, peuvent présenter d'importantes distorsions qui ne sont pas mises en évidence par ces méthodes. En conséquence, de nouvelles méthodes plus générales ont été proposées pour l'audiofréquence. Elles comprennent :

- la méthode CCIF-IM (1) destinée à l'origine aux mesures sur les fréquences porteuses téléphoniques,

- la méthode de transfert de bruit (3, 4) et la méthode de mesure de l'intermodulation dynamique (DIM) (2).

On a pu également penser que si ces nouvelles méthodes permettraient d'établir une correspondance qualitative, elles permettraient aussi d'établir une correspondance quantitative entre l'une et l'autre en cas d'importante distorsion dynamique d'intermodulation. Le terme d'intermodulation dynamique est ici utilisée pour désigner ces distorsions qui sont également liées au temps d'établissement du signal et non pas à sa seule amplitude, comme c'est le cas en distorsions statiques, comme par exemple en distorsion harmonique (5). Une forme de distorsion dynamique est l'intermodulation transitoire (TIM) qui a été décrite en détail dans d'autres publications (6,7,8)



- Fig. 1 - Montage de mesures

Jusqu'à présent, la distorsion d'intermodulation transitoire a été mesurée en augmentant le niveau d'écrêtage du signal de commande interne d'un amplificateur (9), mais cela a seulement permis d'établir une limite qualitative au delà de laquelle on peut parler de distorsion d'intermodulation transitoire. Il était souhaitable de mesurer cette forme de distorsion dynamique, sans qu'il soit nécessaire d'intervenir sur le circuit même de l'amplificateur.

La méthode DIM proposée ici permettra l'évaluation des distorsions statique et dynamique d'intermodulation et peut être mise en œuvre sans aucune connaissance du comportement hors bande du système à tester.

Le but de cet article est également d'établir une correspondance entre les résultats obtenus par toutes les méthodes citées, ainsi que d'expliquer le pourquoi des sensibilités différentes et des lacunes de ces méthodes.

## METHODE DE MESURES DE L'INTERMODULATION DYNAMIQUE

Le schéma de montage est reproduit sur la figure 1.

Le signal de test est constitué d'une part d'un signal carré que l'on applique à travers un filtre

passe-bas et d'un signal sinusoïdal tel que le rapport des amplitudes crête-crête, soit de 4 à 1.

Le signal sinusoïdal doit avoir une fréquence aussi élevée que possible à l'intérieur de la bande des audio fréquences et nous avons choisi 15 kHz, qui constitue la fréquence la plus élevée en radio-diffusion. En outre, ce signal permet aussi bien les mesures de tuners, de faisceaux hertziens etc... que celles des équipements audio fréquence de classe inférieure.

Pour les systèmes de radio-diffusion en modulation d'amplitude et pour certains enregistreurs à bandes, on peut choisir une fréquence plus faible, par exemple 6 kHz. Le choix de la fréquence du signal carré doit être fait de telle manière que les harmoniques ne recouvrent ni le signal sinusoïdal, ni les produits d'intermodulation.

Par ailleurs il a été établi (10) que la meilleure séparation est obtenue lorsque les fréquences des signaux carré et sinusoïdal sont telles que :

$$f_2/f_1 = (\gamma + 1) [\gamma(\gamma + 1)^{1/2}]^{1/2} \quad (1)$$

$$f_2/f_1 = [\gamma(\gamma + 1)^{1/2}]^{1/2} \quad (2)$$

ou :  $f_1$  : fréquence du signal carré  
 $f_2$  : fréquence du signal sinusoïdal  
 $\gamma$  : un entier positif.

On peut choisir n'importe quelle valeur de fréquence du signal carré à l'intérieur des limites fixées par les équations (1) et (2). Une fréquence élevée du signal carré augmente la précision de la méthode; mais une fréquence basse constitue un signal d'attaque pour l'amplificateur plus proche de la réalité.

Une très basse fréquence permettrait aussi de mesurer une distorsion éventuelle due au changement rapide de température des composants que l'on rencontre souvent dans les amplificateurs de puissance et dans les amplificateurs opérationnels (11). Cela nécessiterait un équipement de test très sélectif en raison de la multiplicité des produits d'intermodulation dans la bande d'audio fréquences.

Un compromis a consisté à choisir 3,18 kHz comme fréquence du signal carré (correspondant à  $\gamma = 4$ ). Lorsque l'on utilise un signal sinusoïdal de 6 kHz, la meilleure fréquence du signal carré est de 1,27 kHz. Le signal carré est appliqué à un filtre passe-bas unipolaire pour allonger le temps de montée. La fréquence de coupure privilégiée est de 30 kHz ( $-3$  dB) (1,6 dB d'atténuation à 20 kHz) qui est presque équivalente aux bandes passantes que l'on rencontre dans de nombreux émetteurs de signaux d'audio-fréquence et dans les amplificateurs de puissance. Toutefois, dans de nombreux cas, les émetteurs modernes produisent des ultrasons jusqu'à des fréquences relativement élevées. Par exemple, les pick-up quadriphoniques ont des bandes de fréquence étendues jusqu'à 50 kHz et des signaux de niveaux appréciables, imputables à la distorsion d'enregistrement, sont produits à des fréquences élevées. Un filtre passe-bas de 100 kHz de fréquence de coupure est donc préconisé dans le cas de test d'équipement de classe supérieure.

On peut utiliser un voltmètre sélectif ou un analyseur de spectre

pour mesurer les produits d'intermodulation. Le spectre de distorsion est donné dans le tableau n° 1 et sa représentation graphique par les figures 2 et 3.

La figure 2 montre le spectre de fréquences d'entrée et la fig. 3 le résultat des mesures effectuées sur l'amplificateur opérationnel bien connu le  $\mu A$  741 qui montre un exemple d'intermodulation dynamique très importante où sont également engendrés des produits de second ordre tels que  $2f_2 \pm nf_1$ ,  $3f_2 \pm nf_1$ , etc... On peut observer la manifestation de ces phénomènes sur la figure 3.

La séparation en fréquence de ces produits d'intermodulation est d'environ 0,9 kHz. Les recherches effectuées en psycho-

acoustique (12, 13) semblent indiquer que si rien ne vient la masquer, l'intermodulation transitoire est audible en dessous de 0,2% montrant que l'analyseur de spectre doit, pour permettre les mesures, avoir au moins une gamme dynamique de 70 dB et une atténuation sélective de  $-60$  dB à 500 Hz. Cela peut être obtenu à l'aide de la plupart des voltmètres sélectifs ou à l'aide d'un analyseur de spectre à enregistrement graphique automatique.

La plupart des analyseurs de spectre du type oscilloscope ont cependant une gamme dynamique trop restreinte et une précision insuffisante pour effectuer ces mesures.

Signal d'entrée	Composante de distorsion	Fréquence kHz
$f_1$	$f_2 - 5f_1$	0,90
	$f_2 - 4f_1$	2,28
	$f_2 - 3f_1$	3,18
$2f_1$	$f_2 - 6f_1$	4,08
	$f_2 - 3f_1$	5,46
$3f_1$	$f_2 - 7f_1$	6,36
	$f_2 - 2f_1$	7,26
	$f_2 - 2f_1$	8,64
$4f_1$	$f_2 - 8f_1$	9,54
	$f_2 - f_1$	10,44
$f_2$	$f_2 - 9f_1$	11,82
	$f_2 - 9f_1$	12,72
$5f_1$	$f_2 - 10f_1$	13,62
	$f_2 + f_1$	15,00
$6f_1$	$f_2 - 10f_1$	15,90
	$f_2 + f_1$	16,80
$6f_1$	$f_2 - 11f_1$	18,18
	$f_2 - 11f_1$	19,08
	$f_2 - 11f_1$	19,98

- TABLEAU 1 -

Signal et composantes de distorsion que l'on trouve dans la bande des audio fréquences.

La distorsion totale d'intermodulation est donnée par :

$$d_{\text{dist}} (\%) = 100 \sum_{n=1} (V_{n,n}^{2n})^{1/n} / V_s \quad (3)$$

ou :  $V_{n,n}$  est l'amplitude de chaque composante d'intermodulation  $f_s - nf_1$ ,  
 $n$  étant un entier positif  
 $V_s$  est l'amplitude du signal sinusoïdal.

Chaque élément  $V_{n,n}$  a deux actions :

- la composante d'intermodulation dynamique attribuable à la durée du front de montée du signal carré amenant l'amplificateur à une non linéarité dépendant de l'amplitude.

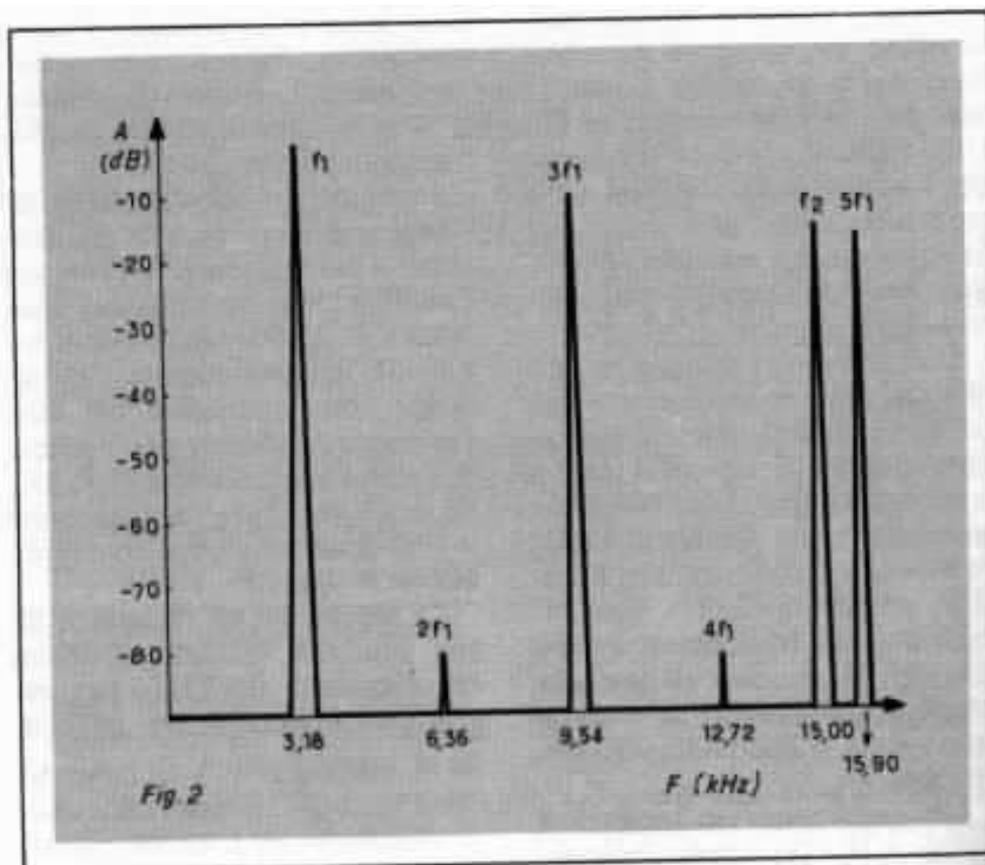
- la composante d'intermodulation statique attribuable à la non linéarité dépendant de l'amplitude.

Les deux composantes sont en principe orthogonales et s'ajoutent sous forme de vecteurs, les résultats dépendant de la différence de phase exacte des composantes. Pour séparer la composante d'intermodulation statique, on peut remplacer le signal carré par un signal en dent de scie, dont l'amplitude crête-crête soit égale. Cela diminue énormément le temps de montée, ne laissant subsister que les composantes d'intermodulation dues aux non linéarités statiques.

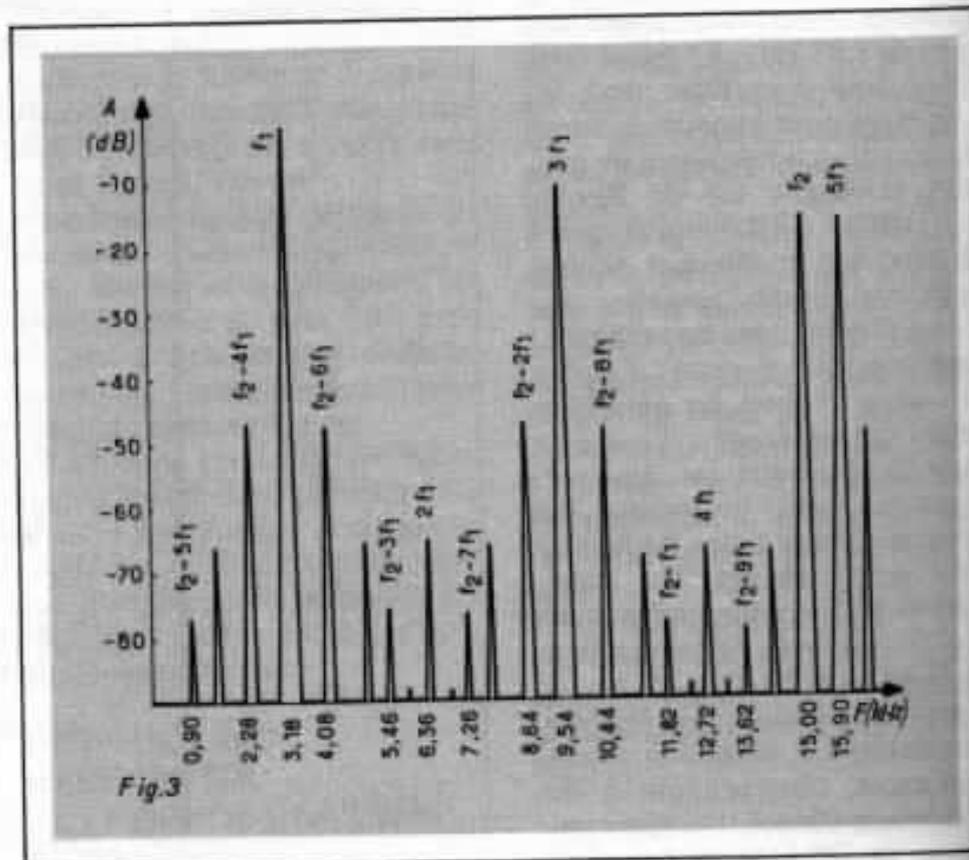
La figure 4 montre le spectre d'intermodulation statique résultant pour un  $\mu A 741$ , dans des conditions à peu près identiques à celles de la fig. 3. Ainsi, cette partie du test est à peu près semblable à la méthode de test d'intermodulation SMPTE.

## METHODE DE MESURE DE DIM

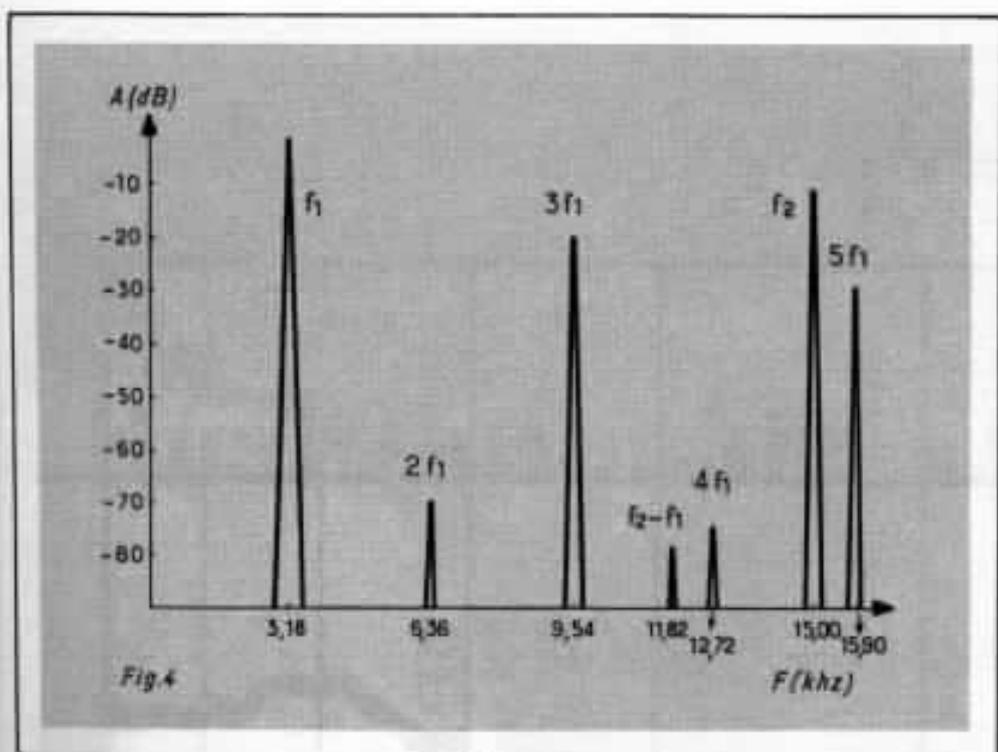
1 - Connecter un générateur de tension sinusoïdale et un générateur de signaux carrés à l'entrée



- Fig. 2 -  
 Le spectre de fréquence du signal d'entrée.



- Fig. 3 -  
 Le spectre de fréquence du signal de sortie d'un amplificateur opérationnel  $\mu A 741$  dans les conditions suivantes : circuit non inverseur, gain 20 dB, résistance de charge 5 k $\Omega$ , tension de sortie crête-crête 5 V, tension d'alimentation  $\pm 15$  V.



- Fig. 4 -

Intermodulation statique d'un amplificateur opérationnel  $\mu A$  741 obtenu en remplaçant le signal carré par un signal en dent de scie de fréquence égale et de même amplitude crête-crête. Par ailleurs, mêmes conditions que pour la figure 3.

de l'amplificateur à tester par des résistances en séries afin qu'ils ne débitent pas l'un dans l'autre. La sortie du générateur du signal carré doit être connectée à un filtre passe-bas unipolaire de fréquence de coupure 30 kHz ( $-3$  dB) ou 100 kHz ( $-3$  dB) suivant les exigences du circuit à tester. Lorsque l'on teste des circuits dont la réponse varie en fonction de la fréquence, par exemple un préamplificateur de phono équipé du correcteur RIAA, un système à effet contraire adéquat doit être utilisé à l'entrée de l'amplificateur pour générer en sortie un signal de test de niveau nominal.

2 - La fréquence du générateur sinusoïdal est réglée à 15 kHz et celle du générateur de signaux carrés à 3,18 kHz. Les amplitudes sont réglées de telle façon que l'amplificateur travaille dans les conditions de fonctionnement souhaitées et que le rapport des tensions crêtes-crêtes soient de 4 à 1. Ceci est équivalent au rapport de :

- 5,66 à 1 entre les tensions effi-

caces de 11,3 à 1 entre la tension crête-crête du signal carré et la tension efficace du signal sinusoïdal.

La tension crête-crête résultante (c'est-à-dire 1,25 fois la tension crête-crête du signal carré) mesurée à la sortie est prise comme référence de tension de sortie. En précisant les conditions de mesure, la puissance de sortie correspondante est mesurée en remplaçant le signal de test par un signal sinusoïdal de fréquence 3,18 kHz et de même tension crête-crête.

3 - On mesure l'amplitude des produits d'intermodulation à la sortie de l'équipement à tester et la distorsion totale est calculée en effectuant la somme des valeurs efficaces de tous les produits d'intermodulation compris dans la bande d'audio-fréquences fixée.

Le pourcentage de distorsion est obtenu en divisant la somme des tensions efficaces des produits d'intermodulation par l'amplitude de la composante du signal de test de 15 kHz et en multipliant ce quotient par 100. Il s'agit là de la distorsion d'intermodulation totale composée des distorsions sta-

tique et dynamique.

4 - Pour mesurer seulement la distorsion d'intermodulation statique, le signal carré est remplacé par un signal triangulaire, de même fréquence et de même amplitude crête-crête. La distorsion est calculée comme indiqué ci-dessus.

## INTERPRETATION DES RESULTATS

Les produits de distorsion d'intermodulation dynamique sont souvent générés par l'intermodulation transitoire, c'est-à-dire le front de montée rapide du signal carré attaquant l'amplificateur, voisin de la vitesse limite de balayage.

Le type des phénomènes de limitation peut être déduit du spectre d'intermodulation en comparant l'amplitude relative de chaque produits comme suit :

- Si les amplitudes des produits d'intermodulation pairs ( $f_2 - 2f_1$ ,  $f_2 - 4f_1$ ,...) sont les plus importantes, comme par exemple fig. 3, le mécanisme de limitation est symétrique en ce qui concerne les fronts rapides positifs ou négatifs. Dans le cas d'une symétrie parfaite, les produits de rang impair ( $f_2 - f_1$ ,  $f_2 - 3f_1$ ) disparaissent. Plus les amplitudes des produits impairs sont importants, plus les mécanismes de limitation sont asymétriques. Si les produits pairs et impairs d'intermodulation ont des amplitudes égales, la limitation vient d'un seul côté.

- Si les amplitudes des produits  $f_2 - 2f_1$  et  $f_2 - 8f_1$  sont à peu près les mêmes, la limitation est abrupte.

Si c'est le produit  $f_2 - 8f_1$ , l'agression de la vitesse de balayage est progressive.

On trouve couramment des limites brutales et symétriques dans des amplificateurs opérationnels bien conçus et une limitation progressive et asymétrique dans des amplificateurs de puissance ou dans les amplificateurs opérationnels anciens.

**Page non  
disponible**

# Réalisation de l'enceinte grave Onken

*Jean Hiraga*

*Très nombreux sont les Audiophiles à la recherche de « vrais » sons graves. Pour tenter d'y accéder, tous les moyens ont été mis en œuvre : enceintes de taille importante, haut-parleurs multiples, amplification grave séparée, filtres actifs, correcteurs « graphiques » systèmes « MFB » (Motional Feedback) c'est à dire à asservissement. D'autres ont préféré modifier et améliorer les caractéristiques de la salle d'écoute, ce qui est bien sûr très important : disposition des enceintes, absorbants, réflecteurs sélectifs en fréquence, résonateurs, pour absorber plusieurs pointes et résonances. Mais « Vrais » sons graves ne signifie pas seulement qualité objective et résultats de mesures, généralement excellents pour de nombreuses enceintes bien calculées.*

Le présent article va décrire une enceinte acoustique de marque ONKEN, réservée au Japon à une clientèle très exigeante. Étudiée vers 1965, elle fut cependant commercialisée, en quantité très réduite, en 1973. De dimensions importantes (quelques 360 litres) elle obtint un *succès considérable* et fut utilisée (et l'est toujours) comme système de référence par une revue japonaise connue. Dans la revue «Radio Experimenter's Magazine» d'Octobre 1973, Mr Koï-

zumi la décrivait dans tous ses détails. Depuis, de très nombreux amateurs la construisent ainsi que plusieurs fabricants d'enceintes acoustiques. Malgré la simplicité de cette enceinte sa réalisation demande de bonnes connaissances de menuisier! On doit compter environ un nombre de 4500 à 5000 enceintes réalisées par les amateurs japonais, copies conformes de l'enceinte Onken. Vu la publicité nulle de la firme Onken, il fallait vraiment que les résultats

soient exemplaires pour que tant d'amateurs entreprennent sa réalisation. Car n'oublions pas qu'au Japon, le choix d'enceintes japonaises comme importées est *extrêmement vaste* et permet des comparaisons *sévères*.

Si les haut-parleurs de médium et tweeters Onken sont fabriqués au «compte-goutte» les Audiophiles de France pourront goûter les qualités remarquables de cette enceinte, grâce à sa réalisation aisée et son prix de revient abor-

dable.

Il est cependant entendu que le haut-parleur de graves conseillé ici n'est pas le Onken, mais un modèle qui apporte, lorsque monté dans *cette enceinte* (un point important) des résultats très proches. Ce modèle, le ALTEC, le modèle 416-8A était en effet le seul haut-parleur donnant des résultats aussi proches, parmi de nombreux modèles essayés.

Avant de passer à d'autres détails, recommandons aux Audiophiles intéressés et désireux de construire cette enceinte, de respecter en tous points les *détails* de la réalisation et les *dimensions* de l'enceinte. Même «recalculés», des modèles «agrandis» ou «miniaturisés» se sont traduits au Japon par des échecs.

#### Recommandations préliminaires

Cette enceinte est recommandée aux Audiophiles exigeants insatisfaits par la qualité des sons graves de leur chaîne. Bien que de nombreux facteurs vont jouer sur la qualité finale du grave, les points importants à respecter sont : Pièce d'écoute de dimensions acceptables, soit plus de 4 x 6 m.

Plancher très rigide et bien amorti (double tapis). Ces deux conditions respectées, d'autres points joueront sur la qualité du grave : amplificateur, phonoclecteur, bras de lecture, porte cellule, couvre plateau, pour citer les plus sensibles.

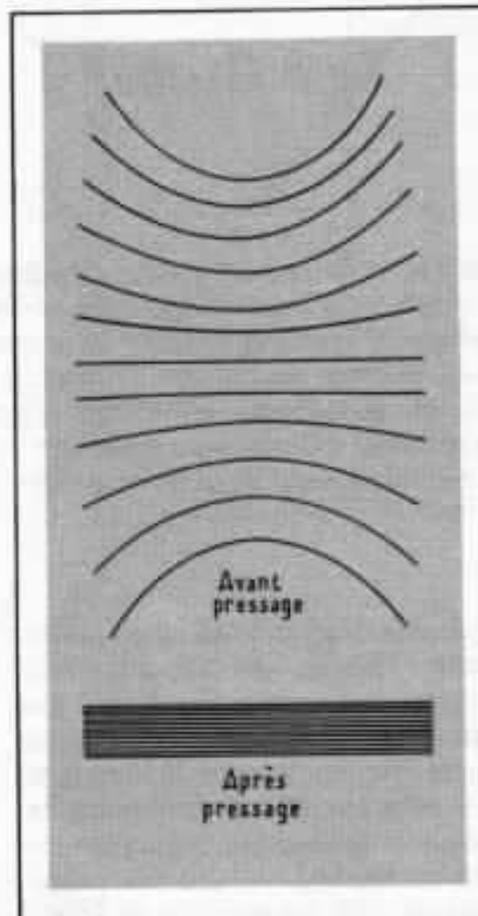
#### Enceinte ONKEN : du bois pressé sous dix tonnes :

L'enceinte originale ONKEN est très souvent supérieure aux imitations, même parfaitement réalisées. Cette différence sensible à l'écoute semble provenir du bois. Ce bois, contreplaqué de 25 mm d'épaisseur est fabriqué spécialement pour Onken près de Nagoya là où se trouvent la majorité des fabricants de meubles et de pianos. Ce bois, appelé soit contreplaqué «shinaban» soit contreplaqué canadien a la particularité d'être non seulement très

lourd, mais d'être composé de fines lamelles fortement pliées à chaud, par procédé ultrasonique et ensuite pressées par une presse de 10 tonnes. Il faut remarquer ici, qu'avant pressage chaque lamelle est fortement convexe ou concave et qu'après pressage (à chaud) il reste dans l'épaisseur une contrainte qui donne à ce contreplaqué une grande rigidité.

En frappant de l'index sur un tel contreplaqué on peut remarquer un son pur et clair. En général c'est plutôt soit un son sourd ou «fêlé» provoqué soit par une presse trop légère, soit par un collage non homogène, soit par un manque de colle. La qualité du bois utilisé est importante pour le secteur 400-600 Hz, bande difficile à reproduire et située près du raccordement avec le haut-parleur de médium.

Aux lecteurs donc de trouver un bois très lourd et dur dans cet-



*Contreplaqué utilisé pour les enceintes ONKEN. Fortement pliées et courbées puis pressées avec colle à chaud par une presse de 10 tonnes.*

te épaisseur. Ajoutons que le fait d'utiliser un bois de plus basse qualité mais *d'épaisseur double* n'arrange presque rien. Du bois de qualité proche à celui utilisé sur les enceintes Onken peut se trouver soit en Suisse, soit chez les fabricants de petits bateaux (bois de qualité «marine»).

#### Feutre

Le feutre utilisé dans l'enceinte ONKEN est fait de laine pure 100%, épaisseur 15 mm, feutre moyennement pressé. En aucun cas il ne faut utiliser de la laine de verre ou encore une quantité différente de feutre, choisie après de longs essais et mesures objectives comme subjectives.

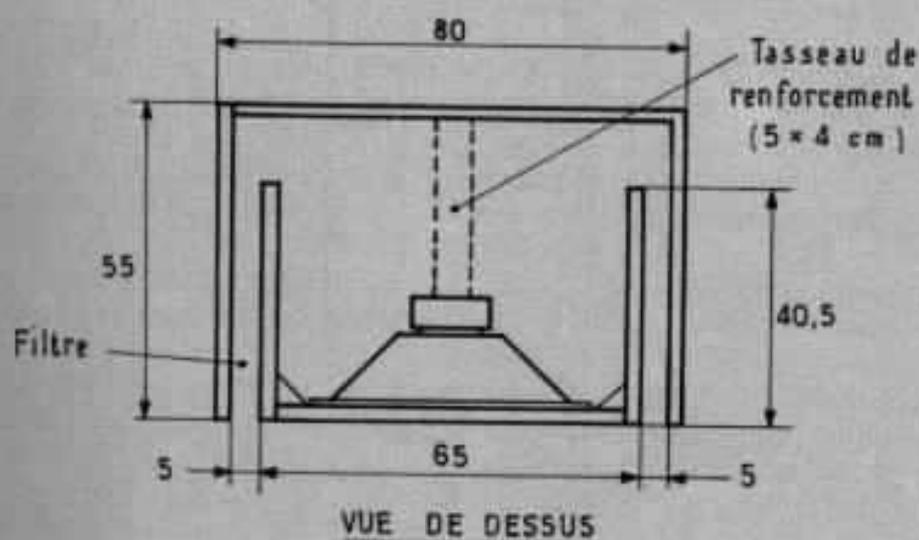
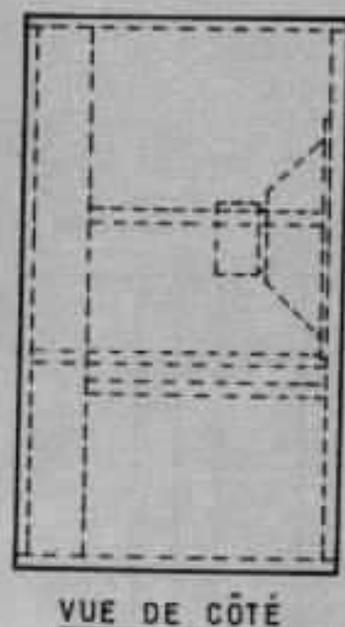
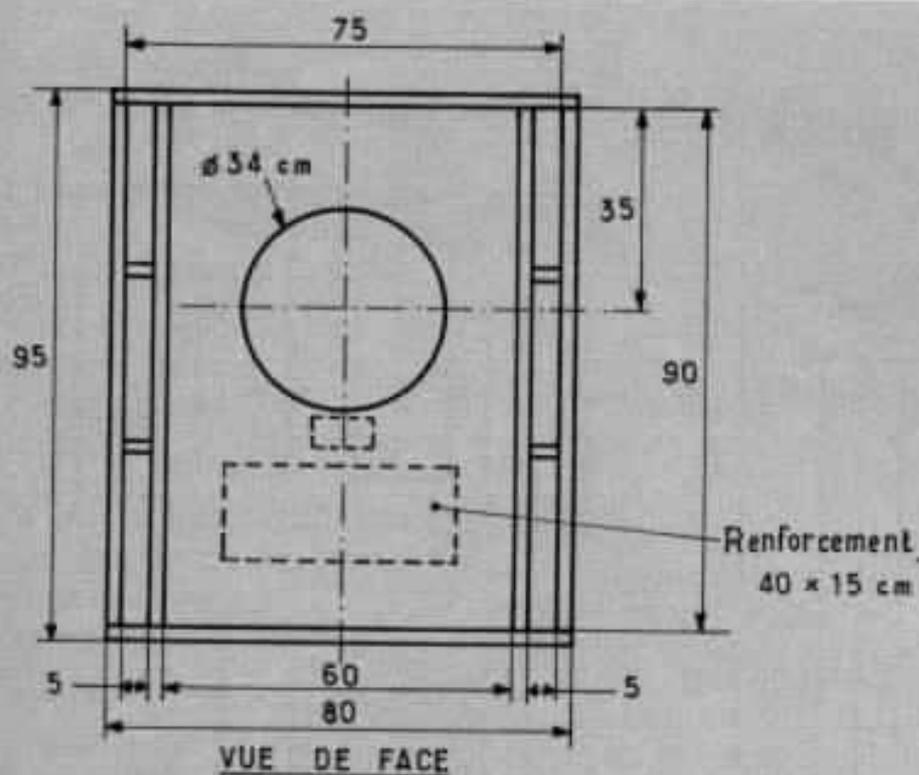
#### Fabrication

Le bois sélectionné et trouvé, il est toujours recommandé de le faire découper et coller par un menuisier bien équipé. Le collage final des six parois doit être fait par des presses précises et lourdes.

Tous les tasseaux et renforcements anti-vibrations sont vissés et collés, un autre point à respecter. Noter que la face avant est amovible et fixée par 16 vis (tête +) de longueur 42 mm environ. Dans la majorité des cas, le serrage de ces vis ne peut se faire à la main (utilisation de clés en T, villebrequins).

Les parties à monter en premier lieu sont les deux parois latérales avec filtres. Les parties latérales montées, celles-ci se montent et se collent en une seule fois avec les dessus, dessous et dos. Avant ce montage remarquer que des tasseaux sont vissés et collés ce qui permet le vissage et collage du dos. La colle utilisée est la colle à chaud, utilisée par les menuisiers. La colle à base de caoutchouc synthétique n'est pas recommandée ici.

Remarquer la présence de nombreux renforcements sur la plupart des parois, qui sont tous vissés et collés. Les six parois sont également vissées et collées, en prenant la précaution de masquer



les marques laissées par les vis sur les parois extérieures. On peut utiliser pour cela soit de la colle spéciale (très épaisse), soit un mélange de plâtre et de colle, qui sera égalisé après séchage complet.

La finition des enceintes Onken est faite par une peinture spéciale appliquée en deux fois. La première rendant après séchage la surface «craquée», épaisseur environ 1 mm; la seconde une peinture appliquée au pistolet, de couleur gris très sombre, semimatte. La face avant ne comporte pas de protection du haut-parleur

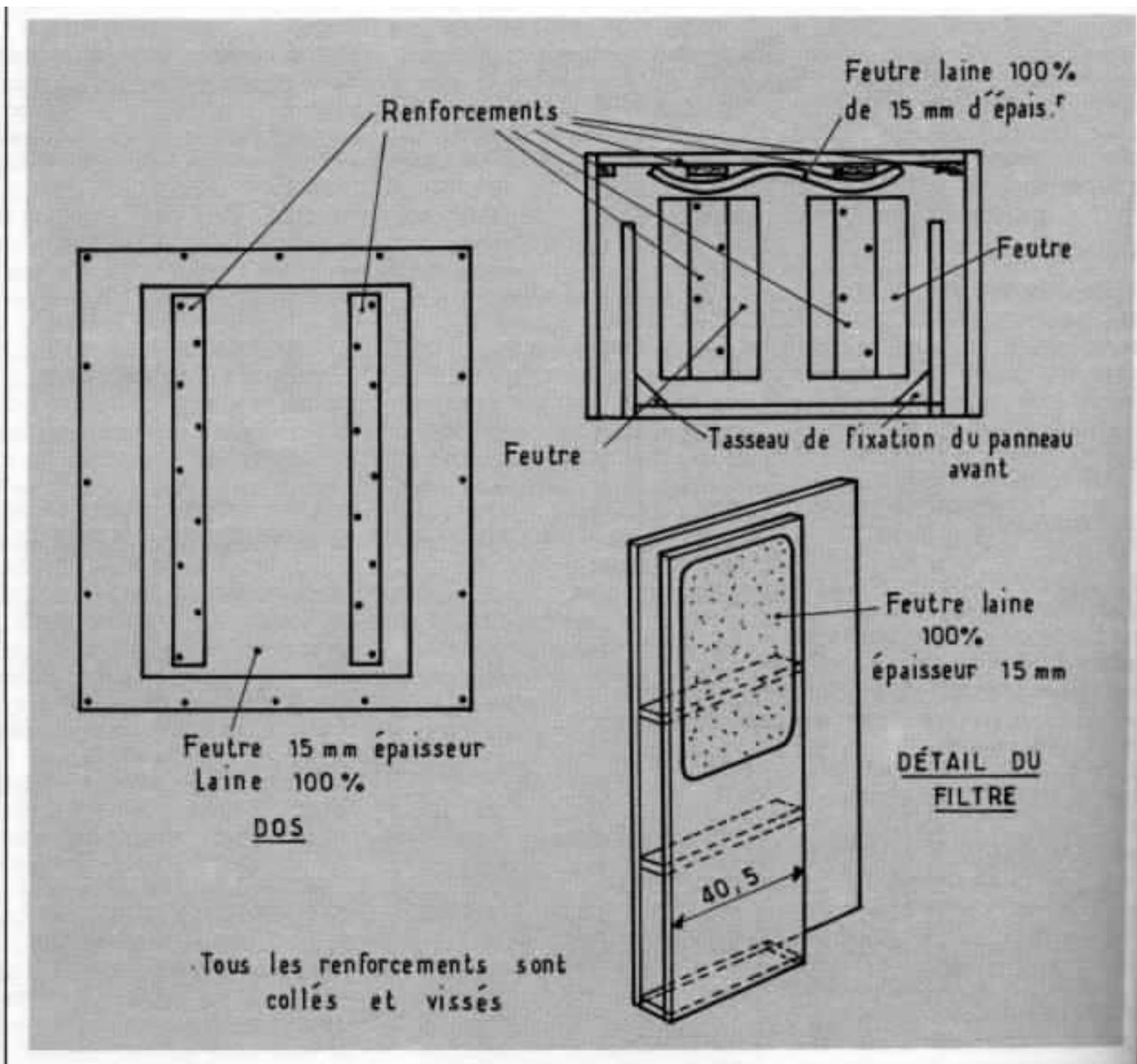
par grille ou tissus et il est préférable de la laisser telle quelle.

Un autre point encore important est de monter le haut-parleur par l'arrière du baffle et non fixé devant. Malgré les nombreux désavantages théoriques, le montage par l'arrière est celui donnant les meilleurs résultats subjectifs. Noter que la perforation du baffle, de diamètre 34 cm a été calculée pour la meilleure réponse en phase et qu'ainsi une partie gênante de la suspension extérieure du haut-parleur se trouve cachée.

#### Fixation du haut-parleur

Le saladier du haut-parleur 416-8A, bien qu'imposant doit être fixé avec précautions. Ce haut-parleur est de rendement élevé et son entrefer très étroit. La moindre déformation suffit à faire décentrer l'ensemble châssis/membrane.

Il faut donc visser très lentement et *petit à petit* chaque vis. On peut également visser avec baffle séparé du sol par deux tasseaux tout en injectant un signal sinusoïdal de fréquence très basse, 5 à 10 Hz, à la limite du talon-



• *Disposition des renforcements.*

nement. Si le générateur peut le permettre, descendre plus bas en fréquence (1 à 2 Hz) de sorte qu'à ces fréquences, inaudibles, le moindre décentrage sera ressenti. Ce réglage doit se faire dans un silence total.

La face arrière comporte une fenêtre étanche, dimensions 6 x 10 cm sur laquelle sera fixée du côté intérieur, une plaquette de bakélite, épaisseur 1 cm, comportant les bornes de fixation du haut-parleur. Choisir des bornes

de qualité et de dimensions généreuses. Celles utilisées sur l'enceinte Onken ont un diamètre extérieur de 15 mm, longueur 3 cm.

Relier les bornes et le haut-parleur avec du fil de qualité, genre «LUCAS», celui donnant ici les meilleurs résultats.

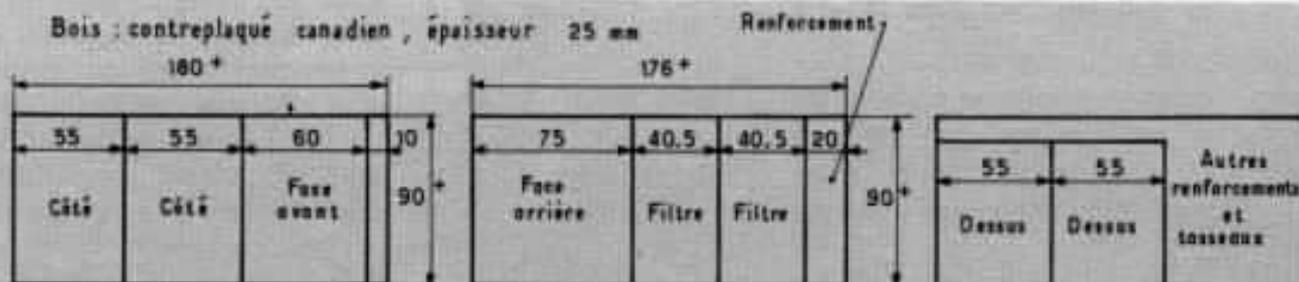
**Pré-vieillessement du haut-parleur**

Si celui-ci pose des problèmes d'environnement il est indispensable pour obtenir dès le début un

bon fonctionnement. Le vieillissement concerne surtout la suspension externe et le «spider» de centrage qui ne doivent en aucun cas être «ramollis» à la main. Procéder comme suit :

Injecter sous 0,6 watt les signaux suivants :

- 25 Hz pendant 5 heures
  - 110 Hz pendant 2 heures
  - 1000 Hz pendant 2 heures
  - 3000 Hz pendant 1 heure
- dans l'ordre énoncé ci-dessus, l'ensemble devant être répété 4



• *Détail de la découpe des panneaux*

fois. Ce pré-vieillessement est important et évite les nombreux réglages et reréglages durant les mois qui suivent.

#### Disposition des enceintes

Séparées du mur arrière d'au moins 1 mètre. Séparées des murs latéraux d'au moins 1 mètre. Posées directement sur le sol ou sur un socle de pierre. Les Audiophiles très exigeants pourront faire fabriquer des dalles en granit poli sur 5 faces (bords + dessus) de dimensions 65 x 90 x 8 cm. Dans ce cas, insérer entre la dalle et l'enceinte du feutre dur, épaisseur 5 mm.

La distance minimum entre les parois internes des enceintes est de 1,80 m.

#### Fréquence de raccordement

Celle qui est la plus recommandée est 600 Hz, coupure à 12 dB par octave. Un filtre actif est avantageux si de qualité, mais il est possible d'utiliser un filtre passif composé d'une self de valeur 3 mH, faite de fil de gros diamètre (3 à 3,5 mm de diamètre comme sur les filtres Onken) et d'un condensateur au papier imprégné, de qualité, non polarisé, valeur 24  $\mu\text{F}$  (ou encore 2 condensateurs de 12  $\mu\text{F}$  montés en parallèle). Ne pas utiliser de selfs bobinés sur tôles ou sur mandrin ferrite. Utiliser du gros fil, diamètre 3 mm, pour relier les éléments du filtre.

#### Avantages de l'enceinte ONKEN

Il est toujours possible, par traitement de la membrane par exemple, de rendre un haut-parleur monté en enceinte très linéaire en fréquence. Malheureusement cela est toujours au détriment du rendement et de la définition.

Le rendement moyen de l'enceinte Onken est de 96 dB par watt soit quelques 10 dB de plus que les enceintes conventionnelles. Dans la majorité des cas un amplificateur de puissance comprise entre 5 et 50 watts est largement suffisant. Cette enceinte peut accepter, malgré son rendement exceptionnel des puissances de 60 watts se traduisant acoustiquement par un niveau intense, difficilement supportable, mais pourtant encore non distordu. En comparaison une enceinte de faible rendement exigerait pour obtenir le même niveau plus de 3000 watts, ce qui est techniquement impossible et qui entraînerait la destruction de la bobine mobile. Cela se traduit plus couramment par une saturation et limitations des pointes musicales.

Cette enceinte, montée avec le Haut-parleur 416-8A Altec donne des résultats très proches de l'enceinte originale Onken. Pour un niveau de 100 dB à 1 m, la distorsion reste inférieure à 0,8% à 35 Hz, 0,2% entre 60 et 600 Hz. Cette performance est répétitions difficile à obtenir pour un rende-

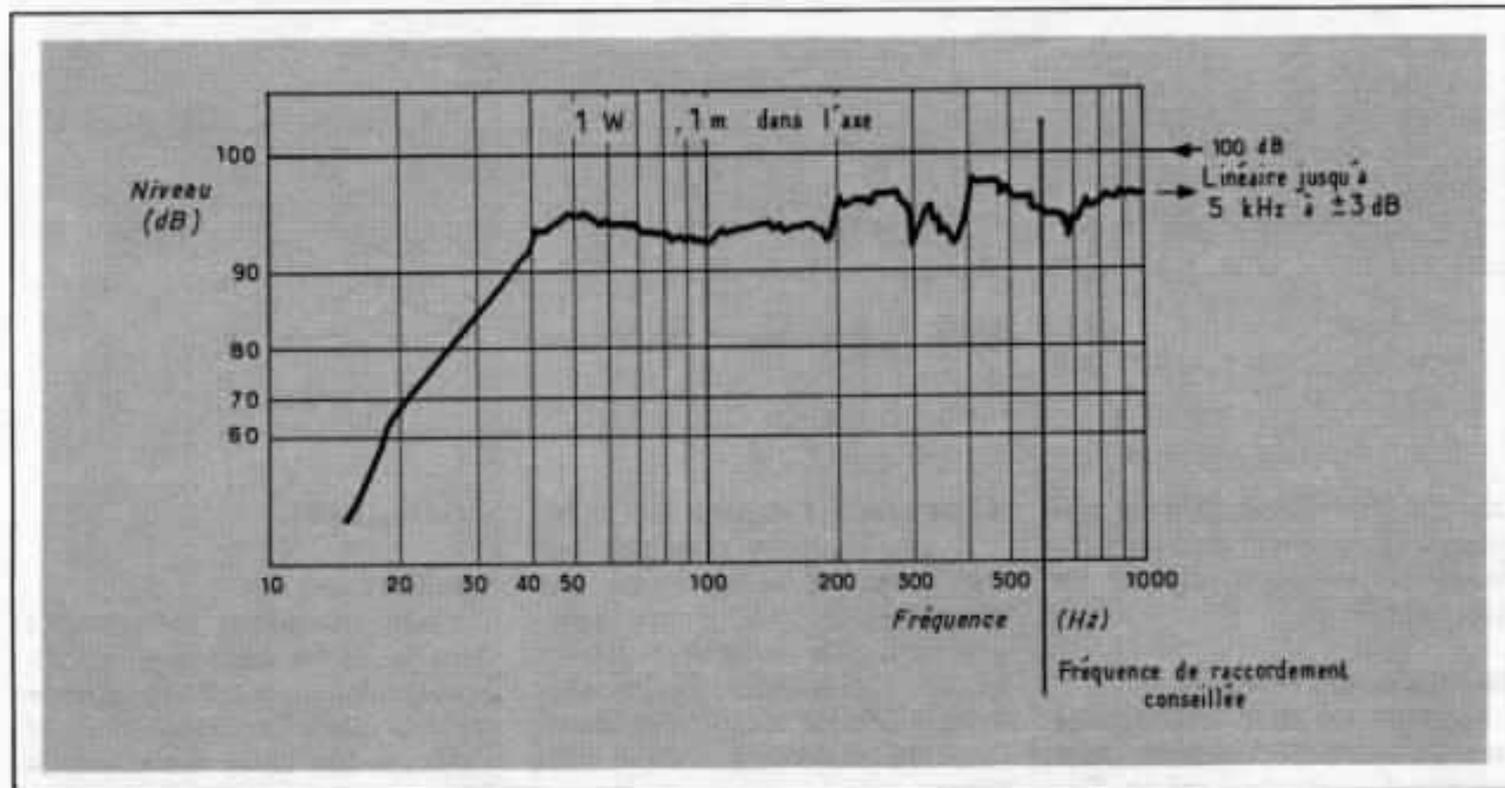
ment aussi élevé.

#### Qualités musicales

Cette enceinte a été détaillée dans la Revue du Son (N° 275). Si la qualité du grave dépend aussi de la qualité du médium et de l'aigu, le son grave des enceintes Onken est caractérisé par une grande légèreté, une fermeté et une dynamique exceptionnelle. Les Audiophiles qui n'aiment pas les haut-parleurs graves de grand diamètre doivent avant tout considérer que le plus important dans un haut-parleur n'est pas la masse de la membrane (très légère dans le cas du 416-8A, mais plutôt le rapport énergie transmise/masse de la membrane, qui dans ce cas très élevé, joue un rôle principal dans le rendement.

L'aimant utilisé sur le 416-8A est un aimant central, et non en couronne, qui permet de réduire au minimum les fuites magnétiques (une pièce en métal ferreux ne se «colle» pas sur le circuit magnétique, malgré l'intensité magnétique totale importante et le flux dans l'entrefer très généreux : 15000 Gauss (1,5 Tesla). Dans la majorité des cas, non seulement la membrane est plus lourde, l'aimant moins puissant et l'entrefer plus large, mais l'aimant en couronne introduit une fuite magnétique inévitable, facile à démontrer; cette fuite peut atteindre 30% ce qui aggrave encore le rapport énergie/masse.

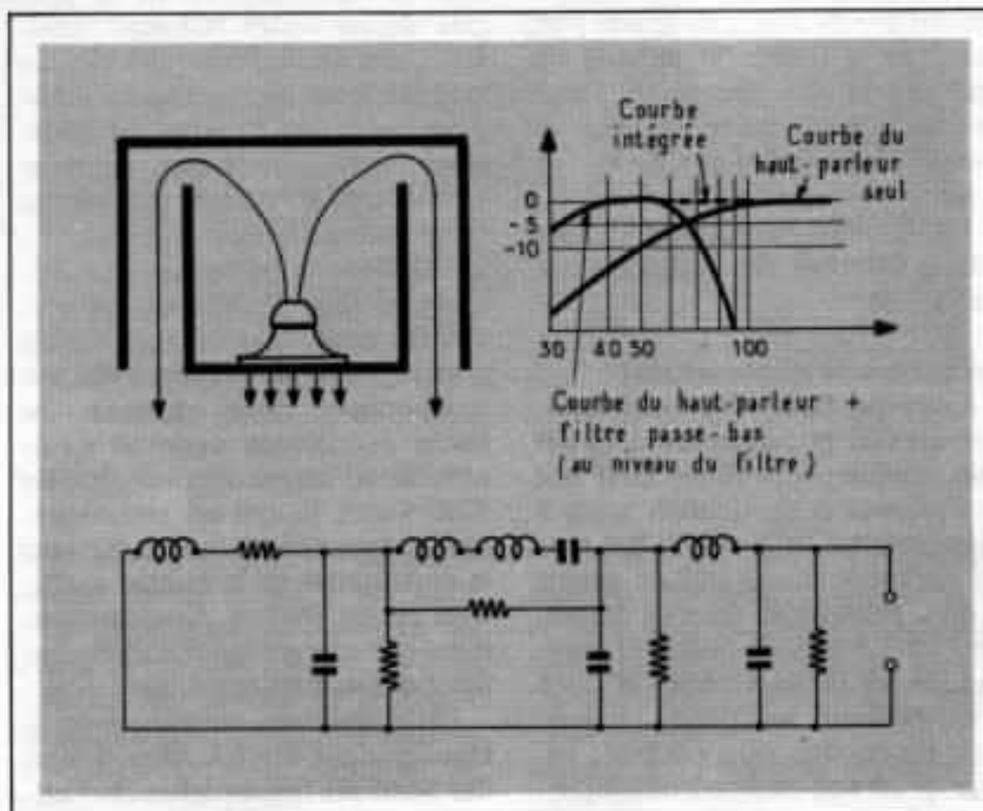
**COURBE DE REPONSE DE L'ENCEINTE ONKEN, montée avec haut-parleur Altec 416-8A.**



*Remarquer le rendement exceptionnel (96 dB par watt en moyenne) et la bonne linéarité (35-1000 Hz  $\pm$  3,5 dB).*

Même sans provoquer trop de coloration, de tels haut-parleurs montrent qu'une masse importante mue par une énergie faible rend le contrôle parfait de la membrane impossible. En touchant la pointe lectrice du phonolecteur à niveau moyen on peut entendre le haut-parleur grave «battre» et «traîner». Si l'accélération est facile, l'inverse l'est moins, car il est impossible de vouloir arrêter *instantanément* une membrane de 100 à 130 gr avec une force aussi faible. Cela revient au rapport existant entre la *puissance d'un moteur* et la *masse d'une voiture*. Sur ce point le haut-parleur 416-8A, qui n'a rien de récent, allie les avantages d'un moteur ultra-puissant à un cône léger et rigide.

Dans l'enceinte Onken, il fait merveille : Attaques très franches, parfaite clarté à faible ou haut niveau. Ainsi cette enceinte peut reproduire simultanément



*Circuit Equivalent de l'enceinte Onken. Ce système avait été proposé avant 1950 par la firme Jensen. Très proche de la «ligne acoustique» on voit cependant, que malgré son aspect extérieur, cette enceinte n'est pas du type «Bass Reflex». Ce circuit équivalent est en effet un filtre passe bas amorti et non un circuit résonnant.*

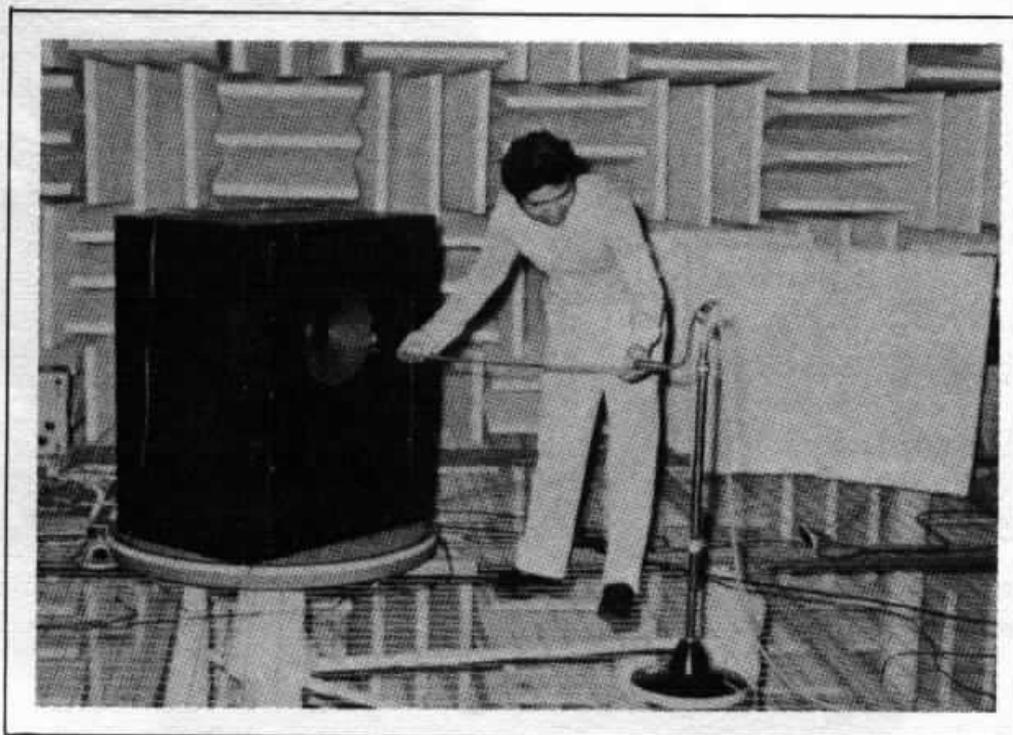
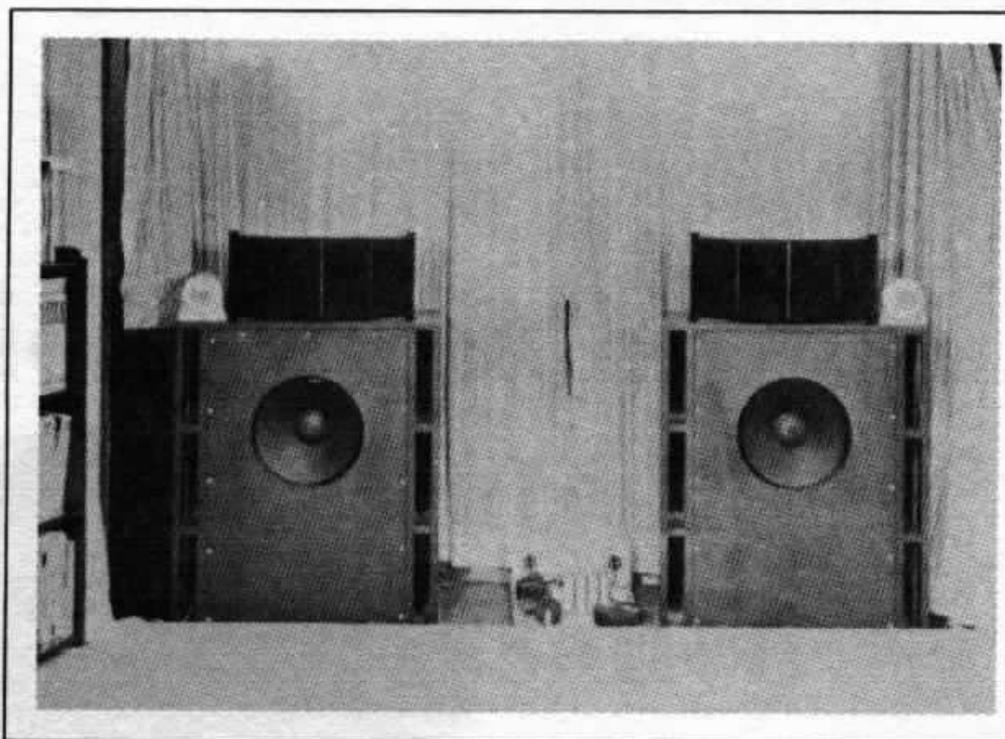
plusieurs sons graves très différents : un fond de grave très doux et flou (salle, réverbération, effet de distance) sur lequel peuvent se détacher *en même temps* d'autres sons graves : contrebasse aux cordes «arrachées», violoncelle avec toutes les richesses des résonances de la caisse, le grave sec et percutant de percussions, le souffle saccadé et intense du pot d'échappement d'un tracteur...

En général, même sans noter de défauts de coloration sur une grande majorité d'enceintes, on doit remarquer qu'il existe tout de même une «similitude» plus ou moins marquée entre *plusieurs sons graves reproduits*, signes d'une autre forme de coloration que l'on pourrait appeler «coloration d'expression musicale».

Convenablement réglée cette enceinte, est, comme il avait été décrit dans l'article sur les enceintes Onken, capable de rester *totallement* absente sur certains programmes ne contenant pas de grave, ce qui peut sembler évident mais qui n'est guère respecté. Pour le réglage, il est donc recommandé de commencer par des sources sonores ne contenant pratiquement pas de grave et d'ajuster le niveau du grave à la *limite du perceptible*. Sans retoucher aux niveaux, on passe ensuite des sons passant de plus en plus de grave : violoncelle, contrebasse, grosse caisse, orgue. Ce réglage est délicat et doit être refait plusieurs fois, à *niveau moyen*, en laissant tous les contrôles de tonalité en position *linéaire*.

Disons que le système proposé ici, pour le grave, n'est pas «un bon haut-parleur», mais qu'il est certainement un appareil *fidèle*, capable de reproduire une grande variété de sons graves, avec une *liberté* d'expression étonnante.

Récemment, le haut-parleur 416-8A a été remplacé par le 416-8B, différant par son châssis et son aimant. Il est recommandé toutefois de se procurer *l'ancienne version*, les différences jouant surtout sur l'extrême grave (ban-



de 30-50 Hz). Ainsi proposé son prix de revient est intéressant vu ses performances, prix de revient réduit seulement à :

- Deux haut-parleurs Altec 416-8A
- Six planches de 180 x 90 cm x 25 mm
- Feutre de laine pure

— Deux filtres passebas 600 Hz 12 dB et de bonnes oreilles pour le réglage final !

Espérons que cette enceinte connaîtra en France un succès mérité. (Importateur Altec en France : High Fidelity Services).

**Page non  
disponible**

# Conception et réalisation d'un amplificateur de grande puissance

Jean Engelking

## 2 - Etude théorique

*Dans notre premier numéro nous avons commencé cette étude en définissant le cahier des charges ainsi que la conception générale du circuit.*

*Cette deuxième partie est consacrée à l'étude théorique du schéma en procédant pas à pas à l'analyse de chacun des étages constitutifs de cet amplificateur. Il est intéressant de noter la rigueur apportée par l'auteur à l'exposé, en spécifiant à chaque fois la raison de telle ou telle solution avec les avantages et les inconvénients que celle-ci présente.*

*L'amateur soucieux d'approfondir ses connaissances dans le domaine de l'amplification trouvera dans cette étude les éléments principaux lui permettant de mieux comprendre la constitution générale d'un amplificateur.*

G.C.

### L'ETAGE D'ENTREE ET LE RESEAU DE CONTRE-REACTION

Ainsi que nous l'avons déjà laissé entendre notre projet ne comportera pas d'étage adaptateur d'impédances.

C'est l'étage d'entrée qui assure la stabilité du niveau continu de

sortie et qui reçoit une fraction du signal alternatif en contre-réaction : il est donc «naturel» d'utiliser pour cette fonction un amplificateur différentiel. C'est d'ailleurs la solution universellement adoptée, avec, naturellement, un certain nombre de variantes. Nous avons regroupé sur la figure 5 celles que l'on rencontre le plus souvent.

- 5a est la configuration de base, de loin la plus usitée que nous avons adoptée. Le générateur de courant I peut être soit un transistor (base commune), soit un régulateur de courant (se présentant sous la forme d'une diode) soit simplement une résistance de valeur élevée par rapport à r (ou par rapport à la résistance interne d'émetteur du transistor si

$r = 0$ ). Le choix de cet élément dépend du niveau de réjection de l'ondulation résiduelle souhaité et de la qualité du filtrage des deux alimentations  $+V$  et  $-V$  (qui n'est pas forcément la même).

Le gain en alternatif de l'amplificateur est égal à  $\frac{R_3}{R_1}$ ; il est égal à l'unité en continu.

- 5b est une configuration [14] dont l'inconvénient est d'avoir un gain qui dépend de l'impédance de source.

- 5c [4] et 5d [5], [20] ne sont ni plus ni moins que les versions push-pull de 5a. Cette solution, entièrement symétrique, a un double but : éliminer la distorsion par harmoniques d'ordre pair, ce qui est le propre de tout push-pull, d'une part; procurer deux sorties en phase et décalées symétriquement par rapport à la masse pour l'attaque d'un étage de puissance monté en amplificateur de tension d'autre part.

Il nous semble intéressant de revenir en détail sur le schéma 5a puisque c'est le montage de base, celui que nous avons retenu. Comme chacun sait, les meilleures performances d'un étage différentiel sont obtenues lorsqu'il est entièrement symétrique, c'est à dire impédances ramenées par la source incluse :  $R_1 = R_2$ ,  $R_3 = R_4$ ,  $C_1 = C_2$ .

Pour parfaire la symétrie du point de vue thermique, deux précautions s'imposent : utiliser deux transistors encapsulés dans le même boîtier et placer dans chaque collecteur deux résistances de charge de valeur égale, même si les deux sorties différentielles ne doivent pas être utilisées. Si ces précautions ne sont pas prises, l'équilibrage de l'étage ne pourra pas être bon à la fois à froid, à la mise sous tension, et à chaud, en régime établi. Le moyen le plus commode pour parfaire cet équilibrage est de placer un potentiomètre entre les émetteurs de  $T_1$  et  $T_2$ , à la place d'une fraction des résistances  $r$ . Il n'est pas en général nécessaire d'utiliser des tran-

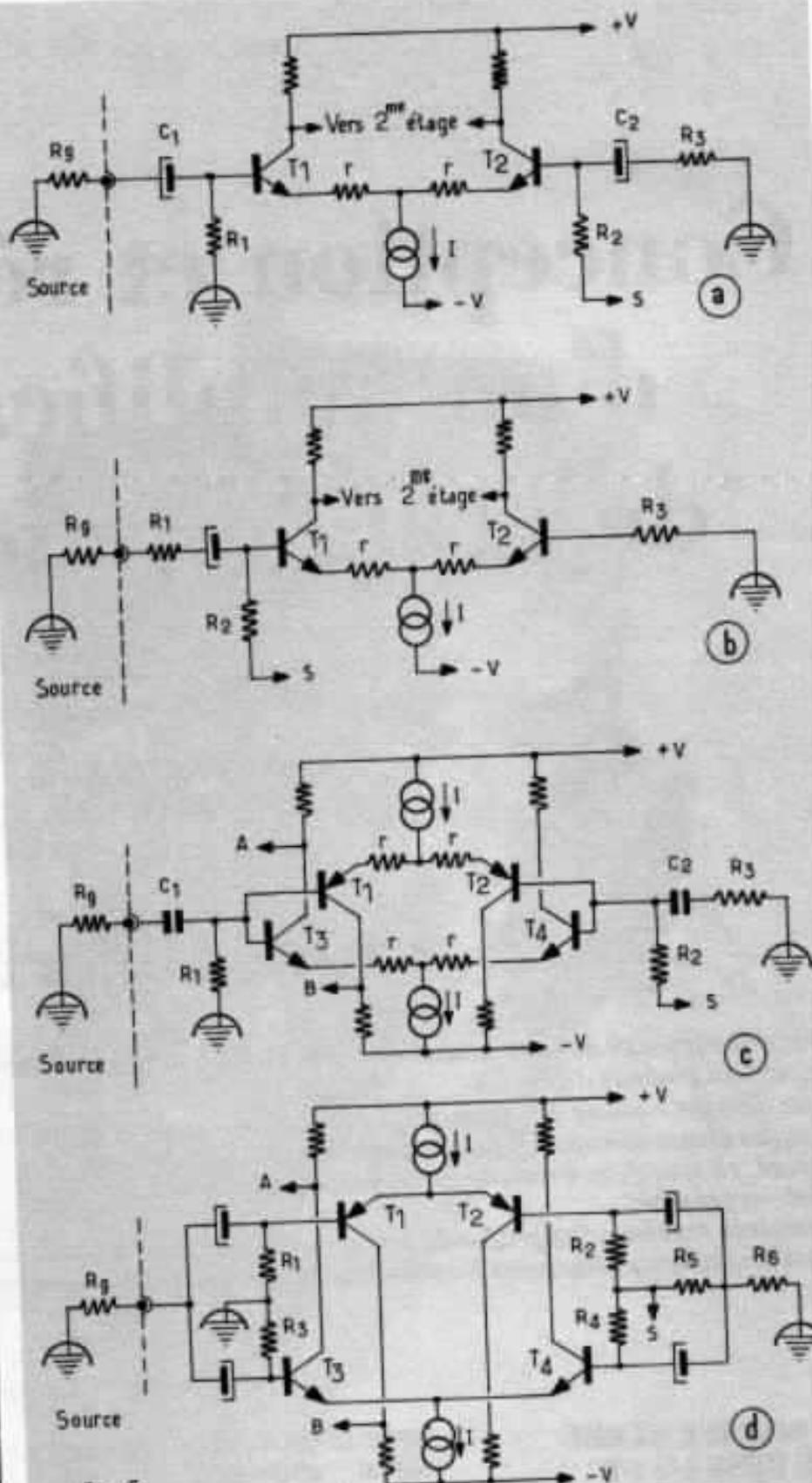


Fig. 5

Fig. 5 - Variantes de l'étage d'entrée.

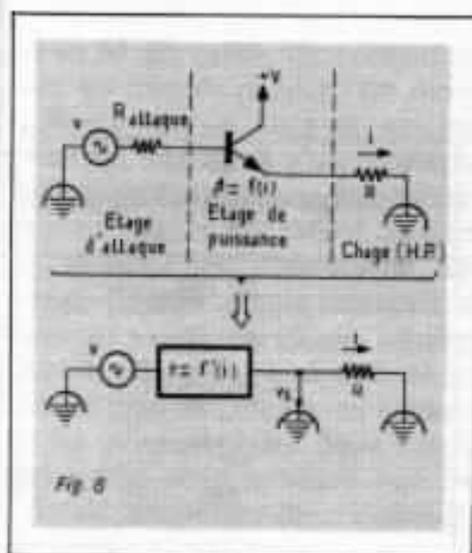


Fig. 6 - Générateur de tension équivalent à l'amplificateur en boucle ouverte.

istors appariés, le choix de résistances  $R_1$  et  $R_2$  de faible valeur (moins de 20 k $\Omega$ ) rendant négligeable la dérive due à des variations inégales du gain avec la température pour  $T_1$  et  $T_2$ .

## L'ETAGE D'ATTAQUE

Son rôle est donc de fournir toute l'amplitude du signal de sortie à l'étage de puissance, à partir des tensions issues de l'étage d'entrée. Puisque nous avons opté pour un étage final qui n'est qu'un adaptateur d'impédances, il importe de le faire fonctionner dans les meilleures conditions. Or son impédance de sortie est égale à l'impédance du générateur qui l'attaque (l'étage d'attaque précisément) divisée par le gain en courant de l'étage de puissance; mais ce gain n'est pas constant, et dépend lui-même du courant : dans la plage de 0 à 1 le gain varie entre  $\beta_{min}$  et  $\beta_{max}$ , l'impédance de sortie varie donc entre  $\frac{R_{attaque}}{\beta_{max}}$  et  $\frac{R_{attaque}}{\beta_{min}}$ .

C'est dire que la charge est alimentée par un générateur d'impédance variable, ce qui est une source de distorsion non linéaire (voir fig. 6). Pour que cette distorsion soit faible, il faut que l'impédance de sortie de l'étage

de puissance soit également très faible, ce qui peut être réalisé avec une basse impédance de sortie de l'étage d'attaque ou avec un gain en courant restant toujours élevé. Si l'on a pu, parfois, préconiser que l'étage d'attaque soit chargé par un générateur de courant [3], [19], c'était toujours pour améliorer la linéarité de cet étage considéré séparément, et au détriment de la distorsion introduite par l'étage de sortie : il faut trouver un compromis donnant le meilleur résultat global. La solution que nous avons retenue est d'attaquer l'étage de sortie sous la plus faible impédance possible tout en restant dans la limite d'une dissipation raisonnable pour un transistor en encapsulation TO5 (0,5 W). Pour obtenir une linéarité satisfaisante sur toute l'excursion requise, nous avons utilisé une tension d'alimentation plus élevée (+ et - 55 V pour un signal de 41 V crête) et, comme pour l'étage d'entrée, un montage différentiel : ceci permet de garantir une bonne stabilité en con-

tinu tout en ayant un gain élevé (voir fig. 7)

## REMARQUES SUR L'ENSEMBLE AMPLIFICATEUR DE TENSION (fig. 7)

Nous n'avons pas encore parlé du gain à donner à cette section : seul le gain en boucle fermée est imposé (29 dB). On a longtemps considéré que le taux de contre-réaction devait être le plus élevé possible, afin d'obtenir la distorsion par harmoniques la plus réduite. Mais il a été montré [21], [14], [22] que cette technique était source de distorsion d'intermodulation transitoire. Ce défaut est particulièrement décelable à l'écoute, bien que d'une approche difficile par les méthodes de mesure conventionnelles : il est dû à une surcharge des étages d'entrée après l'application d'un front raide.

En fait, le choix de la valeur du gain en boucle ouverte est étroite-

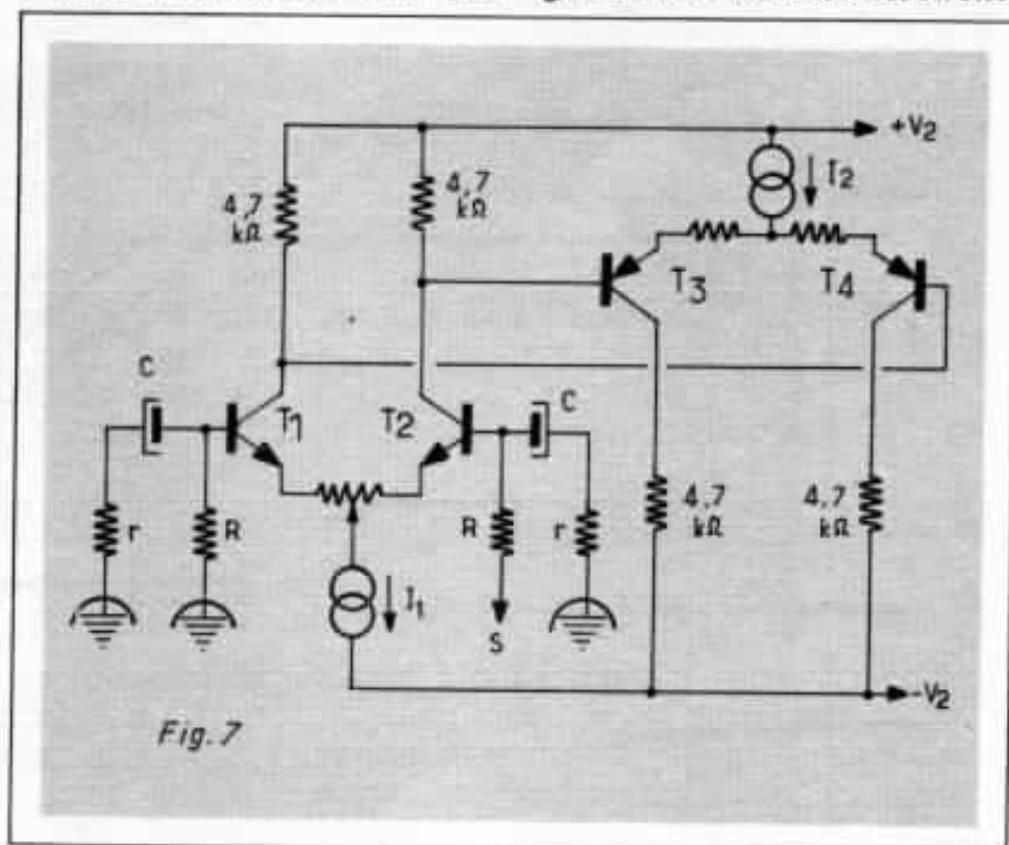


Fig. 7

Fig. 7 - Solution choisie pour l'ensemble amplificateur de tension.

Tableau I (fig. 8)

Points de comparaison	A Montage «à retard de phase» (Conventionnel)	B Montage «à avance de phase»
Gain en boucle fermée (B.F.)	30 dB	30 dB
Gain en boucle ouverte (B.O.)	80 dB	50 dB
Taux de contre réaction	50 dB	20 dB
Distorsion par harmoniques en B.F.	0,3%	0,3%
Distorsion par harmoniques en B.O.	30%	3%
Fréquence de coupure en B.O. avant compensation	32 kHz	400 kHz
Fréquence de coupure en B.O. après compensation	1,2 kHz	400 kHz
Sens de la rotation de phase introduite par la compensation	négative	positive
Position des condensateurs de compensation	sur les collecteurs	sur les émetteurs
Type d'étage de sortie	quasi complémentaire classe B	complémentaire classe AB
Dissipation au repos	nulle	1/2 de la puissance nominale

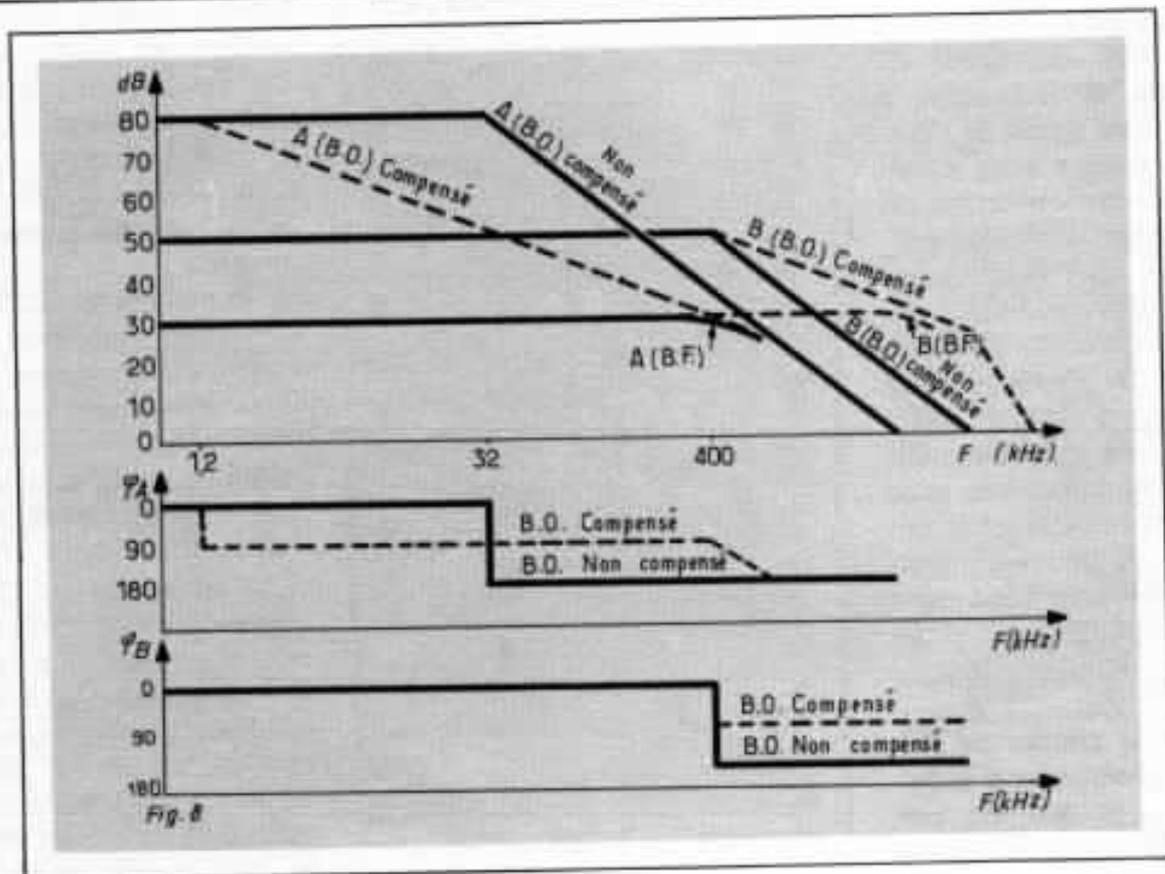


Fig. 8 - Réponses en fréquence comparées des différentes formules de stabilisation H.F.

ment lié au mode de compensation en fréquence que l'on devra utiliser : car un taux de contre-réaction très élevé s'accompagne obligatoirement d'une compensation énergétique par retard de phase; un faible taux, par contre, autorise l'usage d'une compensation par avance de phase, améliorant la réponse transitoire. Pour mettre plus facilement en évidence les propriétés des deux configurations, nous avons dressé un tableau comparant deux exemples typiques.

Comme on le voit sur la figure 8, la compensation par avance de phase n'affecte que les fréquences élevées. Son but est d'empêcher la rotation de phase d'atteindre  $180^\circ$  donc aussi d'éviter que la pente d'atténuation n'arrive aux 12 dB/octave fatidiques. Mais comme la pente d'atténuation de l'amplificateur non compensé dépasse rapidement cette dernière valeur, la compensation ne pourra être efficace que sur quelques octaves et c'est pourquoi le taux de contre-réaction n'est que de l'ordre de 20 dB.

On note aussi sur le tableau que le deuxième montage nécessite un courant de repos élevé dans les transistors finaux : ceci parce qu'une contre-réaction de seulement 20 dB ne saurait venir à bout de la distorsion de croisement introduite par un push-pull en classe B.

Dans notre projet, nous avons résolument adopté la classe B car nous avons estimé qu'une production importante et constante de calories était incompatible avec un usage domestique (l'appareil devant être dissimulé à l'intérieur d'un meuble). Nous avons cherché à obtenir, en boucle ouverte, le gain le plus élevé qui soit compatible avec une réponse uniforme dans la zone critique, c'est à dire au moins jusqu'à 10 kHz : ceci nous garantit que la distorsion n'augmente pas exagérément dans le haut du spectre. Il reste alors à vérifier que la distorsion

d'intermodulation transitoire et la distorsion de croisement répondent aux spécifications.

Nous allons voir maintenant comment la symétrie de ces deux différentiels en cascade permet de réduire le «cloc» dans le haut-parleur, à la mise sous tension. Admettons dans un premier temps, pour simplifier le raisonnement, que les tensions  $+V_2$  et  $-V_2$  s'établissent simultanément ( en quelques dizaines de millisecondes) et que la rétro-action soit déconnectée (borne marquée S de la résistance R, figure 7, mise à la masse). La figure 9, sur laquelle les exponentielles ont été assimilées à des droites, analyse les for-

mes d'onde apparaissant aux points principaux.

- dès que le secteur est appliqué ( $t_0$ ) les deux générateurs de courant saturent les quatre transistors, et les bases de  $T_1$  et  $T_2$  montent lentement (et simultanément) vers une valeur égale au produit de R par le courant de base normal de  $T_1$  et  $T_2$ ; la constante de temps est pratiquement  $r \cdot C$ .

- lorsque  $+V_2$  dépasse  $+9V$  ( $t_1$ ),  $T_1$  et  $T_2$  sortent du régime saturé.

- en  $t_2$ ,  $T_3$  et  $T_4$ , à leur tour, ne sont plus saturés

- en  $t_3$ , les tensions d'alimentation sont stabilisées, et le potentiel du collecteur de  $T_4$ , qui n'est

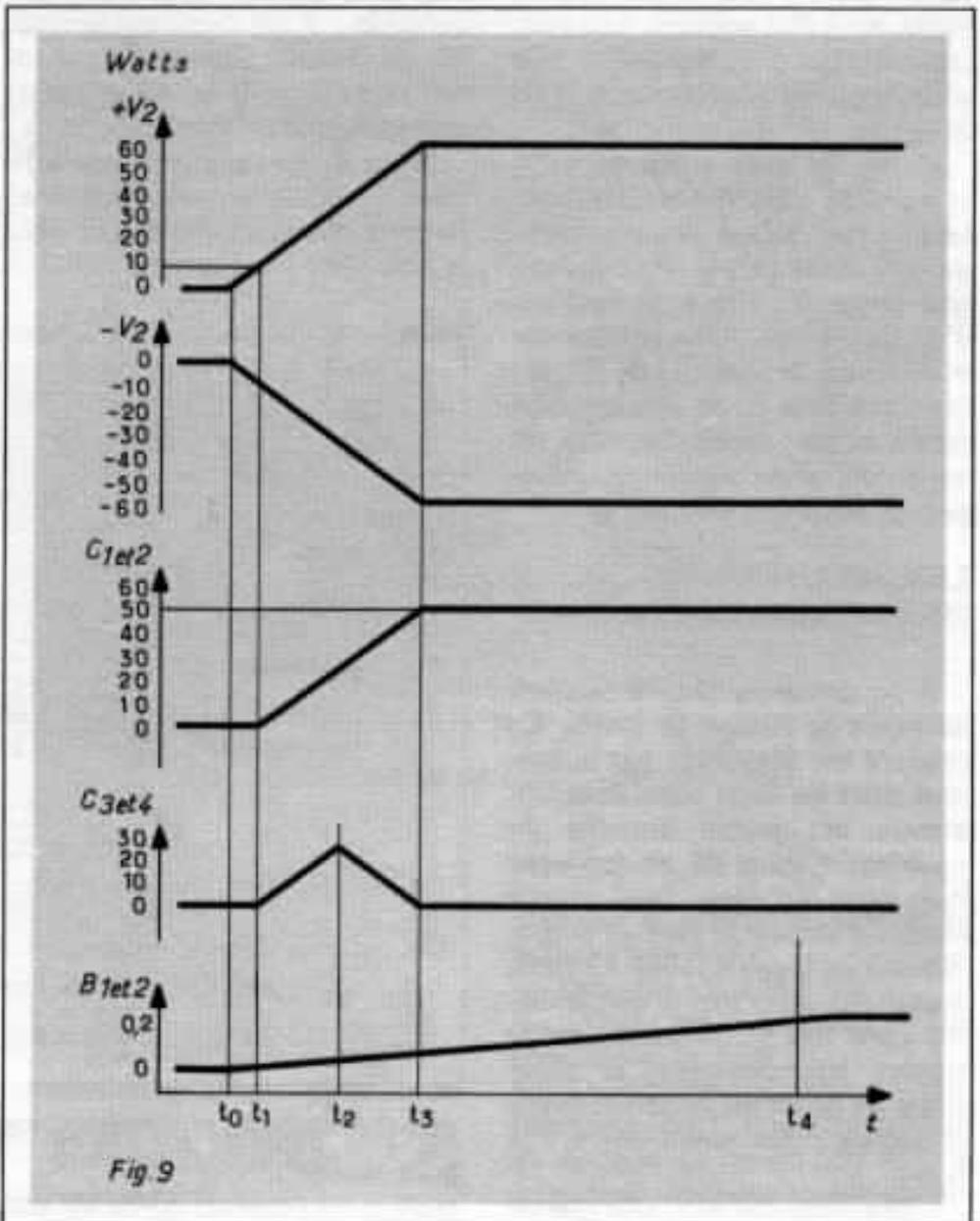


Fig. 9 - Etablissement des tensions à la mise en route.

autre que la tension de sortie de l'amplificateur, atteint sa valeur normale soit 0 V. Mais les bases de  $T_1$  et  $T_2$ , elles, sont encore loin de leur état d'équilibre : durant le temps de charge des condensateurs C tout se passe comme si une tension continue était injectée en mode commun au premier étage différentiel; celui-ci, étant alimenté en courant constant, n'en est pas affecté.

Dans la réalité, la résistance R de droite est raccordée à la sortie de l'amplificateur et l'amplitude de l'impulsion positive apparaissant aux bornes du haut-parleur est sensiblement réduite par rapport aux quelques 20 V qu'elle a sur la figure 9 : car si elle est trop brève pour être soumise à la contre-réaction continue, elle n'échappe pas à la rétro-action alternative.

Enfin, les deux tensions  $+V_2$  et  $-V_2$  ne s'établissent pas exactement en même temps, puisqu'elles sont issues d'un redresseur en pont : elles sont décalées d'au plus 10 ms. Mais la constante de temps des cellules de filtrage (due aux résistances des enroulements et aux condensateurs) est nettement plus forte, et ce décalage peut donc être négligé.

## LE CIRCUIT DE POLARISATION

Il est destiné à fixer le courant de repos de l'étage de sortie. Ce courant est déterminé par la tension entre les deux bases «équivalentes» de chaque branche du push-pull (figure 10), et ceci aussi bien pour un étage final «super émetteur suiveur» (10a) qu'amplificateur de tension (10b). Comme le courant collecteur d'un transistor varie très rapidement avec la tension base-émetteur, la différence de potentiel produite par le circuit de polarisation devra à la fois :

- être ajustable avec une grande résolution
- être indépendante du courant

traversant ce circuit de plus, elle devra compenser la variation de la tension  $V_{BE}$  des transistors de puissance avec leur température de jonction (qui est liée à la fois à l'ambiance et à la dissipation de l'amplificateur).

On a proposé [9] une méthode permettant de calculer la valeur à donner aux résistances de la figure 10 pour que l'amplificateur soit thermiquement stable sans que le circuit de polarisation ne comporte d'élément sensible à la température. Mais, avec les tensions d'alimentation utilisées dans les amplificateurs de grande puissance, cette méthode conduit à des résistances trop fortes, introduisant une tension de déchet inacceptable : il est donc indispensable de rendre le circuit de polarisation solidaire d'un ou plusieurs points chauds de l'étage de sortie.

Nous avons rassemblé sur la figure 11 les différentes solutions les plus classiques (l'élément dans le pointillé est le capteur) :

- le montage a est le plus simple mais ne permet pas de réglage, l'impédance dynamique en est médiocre.

- le montage b présente l'avantage d'une grande souplesse de réglage; son impédance dynamique est minimum pour  $R \cong h_{11}/2$

- le montage c ne permet qu'un léger ajustage mais son impédance est la plus faible.

D'un point de vue pratique, on peut noter qu'une bonne connexion thermique est plus facile à faire avec un transistor (boîtier TO66 par exemple) qu'avec une et surtout plusieurs diodes.

## L'ETAGE DE SORTIE

C'est là sans doute la partie la plus délicate de l'amplificateur. Le premier point à considérer est le gain en courant à obtenir.

Le courant que peut fournir l'étage d'attaque est :

$$\frac{V_2 - V_1}{4700} = 1,5 \text{ mA, quand } T_1 \text{ (fig. 7) est bloqué.}$$

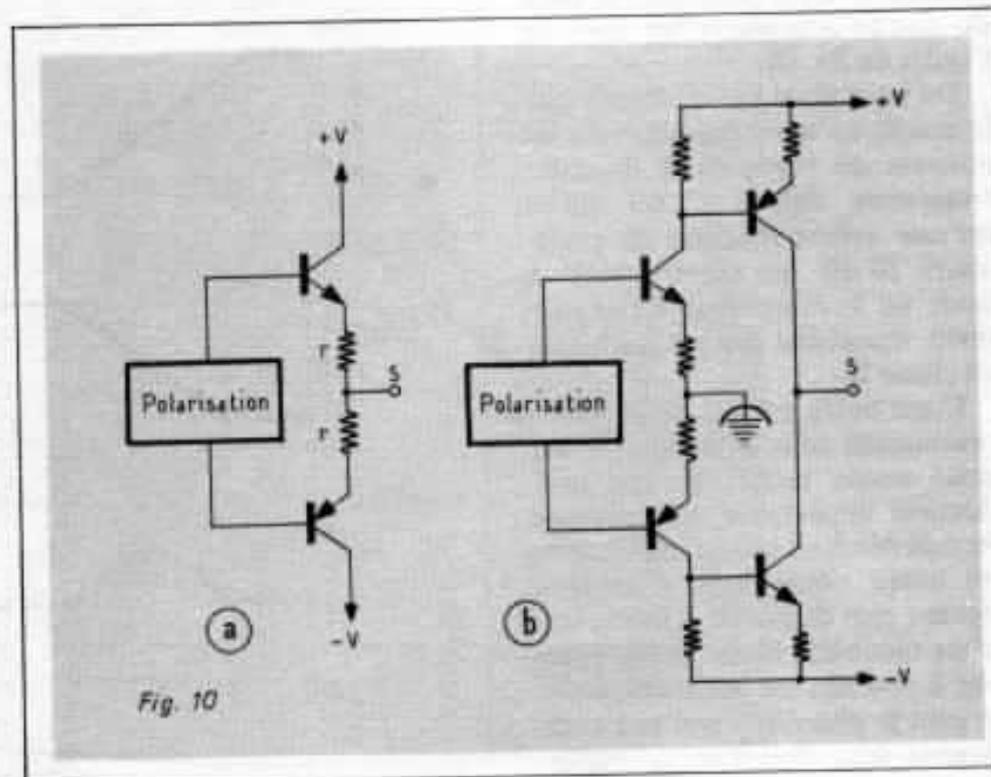


Fig. 10 - Position du circuit de polarisation :  
a) avec un étage de sortie de gain unité.

b) avec un étage de sortie amplificateur de tension (le détail de l'assemblage des transistors de sortie n'a pas été représenté).

Le courant de crête de sortie est :  $\frac{29\sqrt{2}}{2,9} = 14,1 \text{ A}$  d'où un gain minimum de  $10^4$ . Pour obtenir cette valeur l'étage de puissance se décomposera en trois niveaux, que nous appellerons : «prédriver», «driver» et «final». Toutes les possibilités envisageables pour réaliser un étage de sortie suiveur de tension et à trois niveaux sont présentées sur la figure 12. Nous avons rangé les critères de comparaison de ces quatre montages dans l'ordre suivant :

- distorsion de croisement lorsque les transistors finaux sont polarisés en classe B stricte.
- tension de déchet
- stabilité thermique
- stabilité haute fréquence

Pour que la distorsion de raccordement soit faible il faut que le chemin entre l'entrée E et la sortie S ne traverse que des jonctions passantes au repos. Par conséquent, plus il y aura de jonctions à traverser, plus il aura de transistors conducteurs au repos et plus la dissipation sera élevée; sous cet aspect c'est donc le schéma (d) qui est le meilleur et (a) le plus mauvais [23]. Pour faire apparaître nettement les avantages de (d) supposons que l'on y applique un signal d'attaque d'amplitude croissante et que le courant de repos dans  $T_p$  soit juste suffisant pour amener  $T_f$  au seuil de la conduction (0,5 V aux bornes de  $R_d$ ) : tant que l'amplitude du signal est de quelques centaines de millivolts c'est  $T_p$  qui alimente directement la charge;  $T_f$  ne prend la relève que pour les signaux plus importants.

L'essentiel de l'étude de l'étage de sortie réside dans le tracé de l'aire de sécurité de chacun des transistors qui le composent; et, pour cette étude, c'est le pire cas combinant le déphasage dans la charge, la tension secteur et la température de boîtier qu'on doit considérer [24], [25]. Il faut commencer par tracer la courbe de charge des transistors finaux (fig. 13), donc déterminer la tension

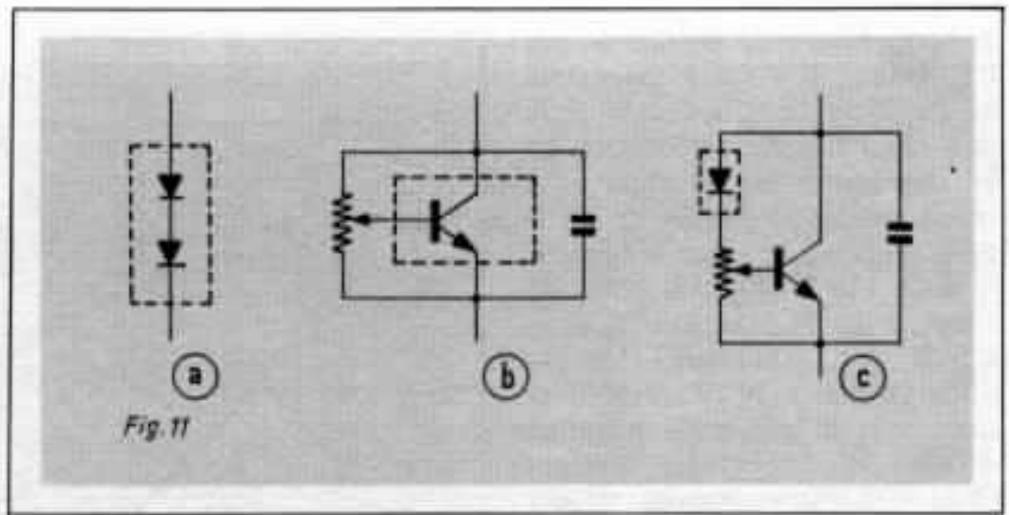


Fig. 11 - Variantes du circuit de polarisation.

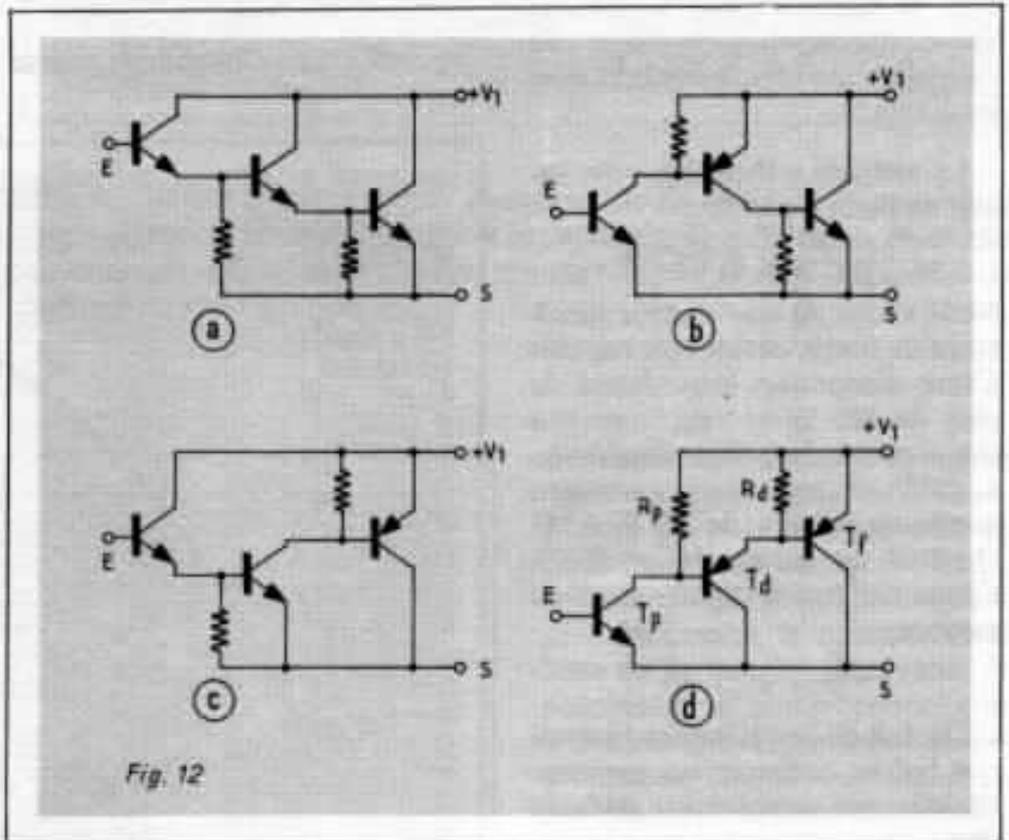


Fig. 12 - Variantes de triplets de gain unité.

- d'alimentation maximum :
- tension de crête à fournir :  $29\sqrt{2} = 41 \text{ V}$
  - chute de tension dans les résistances d'équilibrage :  $0,2 \times \frac{41}{2,9} = 2,8 \text{ V}$
  - tension de déchet dans les semi-conducteurs : évaluée à 4,7 V
  - ondulation résiduelle de filtrage évaluée à 3 V
  - d'où tension d'alimentation avec secteur au maximum

$$(41 + 2,8 + 4,7 + 3) \frac{245}{230} = 55 \text{ V}$$

L'ellipse de charge est définie de la façon suivante :

- tangente à OA et à AB
- passant par D avec  $CD = DE$  (puisque  $\varphi = 30^\circ$ ).

Le premier enseignement de cette figure est que  $T_f$  doit être capable de dissiper au moins 500 W : ce sera donc nécessairement un assemblage de plusieurs transistors.

Voyons maintenant quelle sera

la température de boîtier de ces transistors. Il nous a paru très instructif de tracer la courbe de la puissance dissipée en fonction de la puissance fournie dans une charge résistive moyenne de  $3,5 \Omega$  pour un étage en classe B alimenté sous  $110 \text{ V}$  (fig. 14) [26], on constate que la puissance dissipée atteint son maximum ( $139 \text{ W}$ ) pour environ  $110 \text{ W}$  fournis et que, pour la puissance moyenne définie au cahier des charges

( $4,35 \text{ W}$ ) les transistors finaux dissiperont  $50 \text{ W}$ . En fait ce sont des conditions de sécurité qui vont dicter le choix de la température de radiateur :  $55^\circ\text{C}$  est une valeur classique, à la limite du dangereux en cas de contact avec les doigts.

La résistance thermique des radiateurs sera donc de :

$$\frac{55 - 30}{50} = 0,5^\circ\text{C/W}$$

Nous avons vu que chaque demi-étage de sortie devait être capable d'une dissipation instantanée de plus de  $500 \text{ W}$  et ceci avec une température de boîtier supérieure à  $55^\circ\text{C}$ ; il faut alors au moins quatre transistors (de  $200 \text{ W}$  à  $25^\circ$  chacun) en encapsulation TO3. Chacun d'eux dissipera alors en moyenne :

$$\frac{50}{8} = 6,25 \text{ W}$$

Du fait de la résistance thermique boîtier-radiateur on aura une élévation de température parasite de :

$$6,25 \text{ W} \times 1,1^\circ\text{C/W} = 7^\circ\text{C}$$

A  $55 + 7 = 62^\circ\text{C}$  chaque transistor pourra dissiper  $158 \text{ W}$  soit un total de  $630 \text{ W}$  par demi-étage.

Reste à préciser : le type et l'assemblage électrique de ces semi-conducteurs. Dans la grande majorité des réalisations du commerce [19], [27], [28], [29] les transistors sont tout simplement mis en parallèle. Cette solution, qui a l'avantage de la simplicité, est toutefois loin d'être la plus intéressante sous l'angle de l'aire de

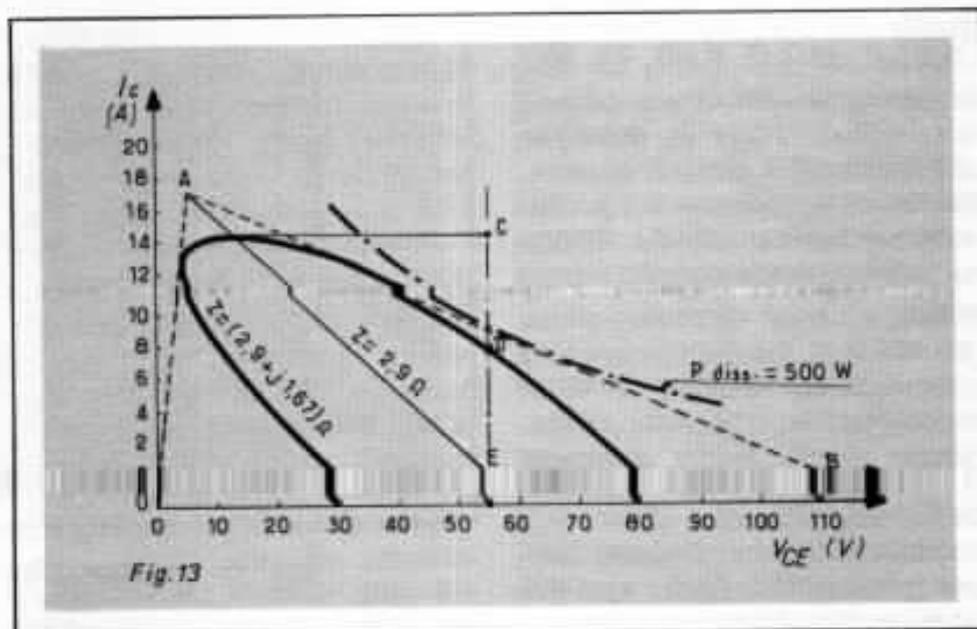


Fig. 13 - Courbes de charge extrêmes des transistors finaux.

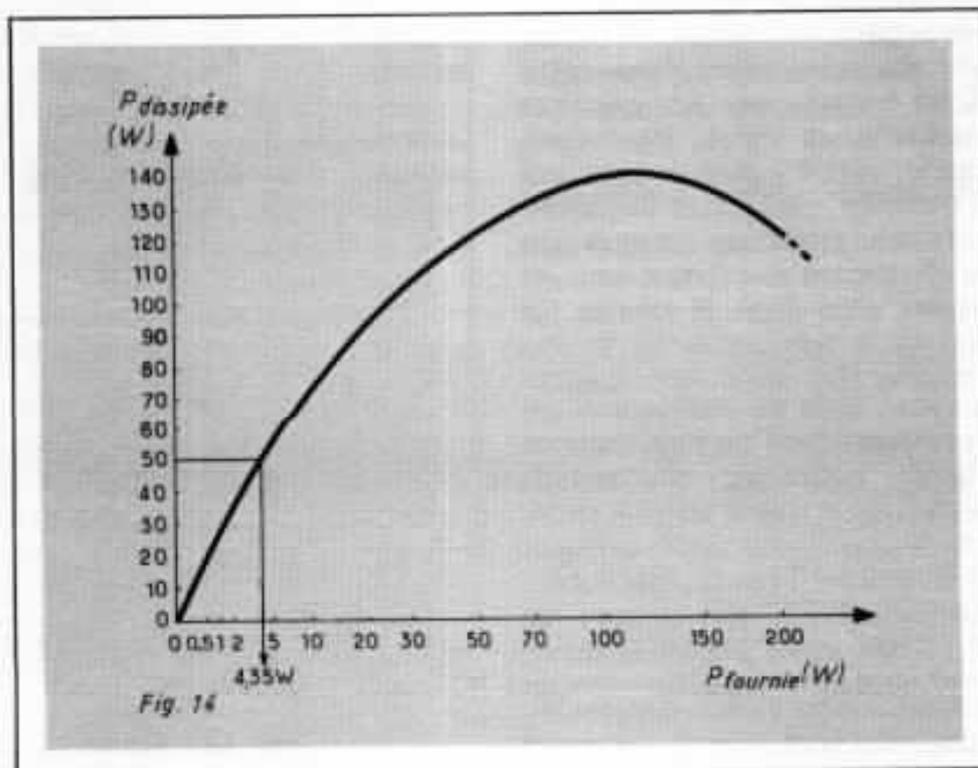


Fig. 14 - Puissance dissipée en fonction de la puissance fournie par un étage de sortie en classe B sous  $110 \text{ V}$  (charge résistive de  $3,5 \Omega$ ).

en évidence, nous avons tracé sur la figure 16 l'aire de sécurité équivalente de chacun des groupements de la figure 15. Les groupements b et c font appel à des transistors « esclaves » [4], [5], [20] ainsi nommés parce qu'ils ne

et ne sont là que pour décharger le ou les transistors « principaux » d'une partie de la tension collecteur-émetteur totale. Le grand mérite de ce montage est de faire travailler chaque transistor dans une zone où les effets du claquage

c'est à dire sous faible tension collecteur : dans cette région en effet la limite de l'aire de sécurité est confondue avec l'hyperbole de dissipation maximum. En contrepartie, la fig. 15 montre qu'il faut prévoir des ponts de polarisation pour les semiconducteurs esclaves; en fait on ne pourra pas utiliser un simple réseau de résistances car la valeur des courants à injecter dans les bases (près de 1 A) conduirait à une dissipation phénoménale dans les résistances du pont. Il sera donc nécessaire d'intercaler un transistor suiveur de tension devant chaque transistor esclave ou d'utiliser des boîtiers «Darlington» renfermant ces deux éléments [5].

C'est le montage 15c que nous avons retenu car il est le meilleur compromis entre le nombre de composants à utiliser, l'étendue de l'aire de sécurité et le gain en courant pour les plus forts débits. Equipé de tous ses «accessoires» il est présenté sur la figure 17. Une remarque s'impose au sujet

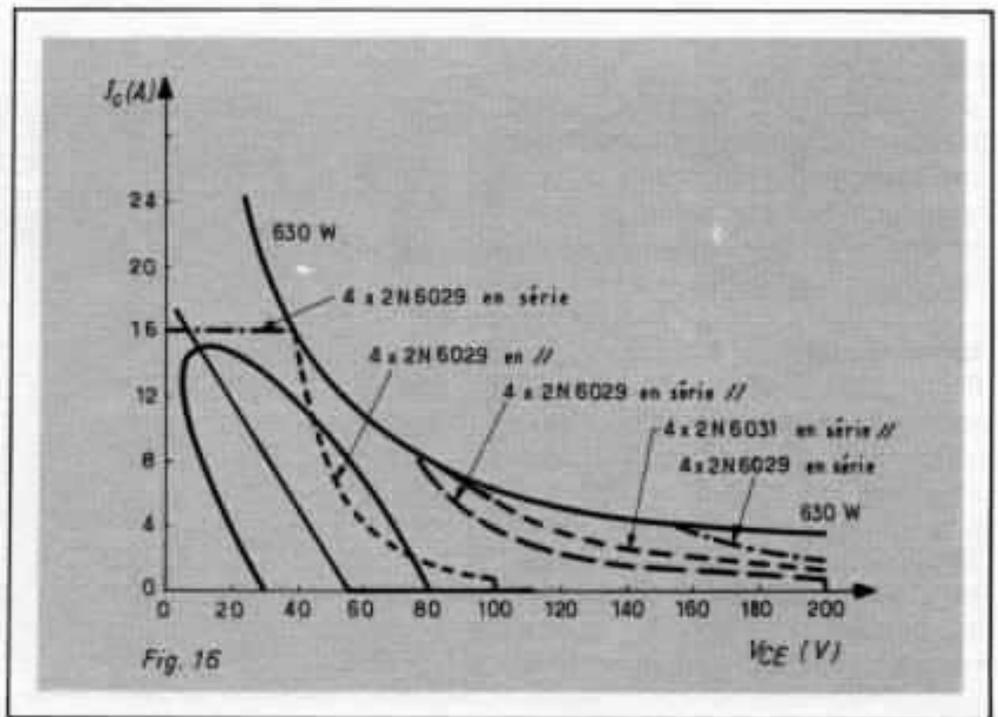


Fig. 16 - Aires de sécurité des groupements de la figure 15 pour deux types de transistors : le 2N 6029 et sa version triée le 2N 6031. Pour plus de clarté on a également tracé les courbes de charge déjà présentées sur la figure 13.

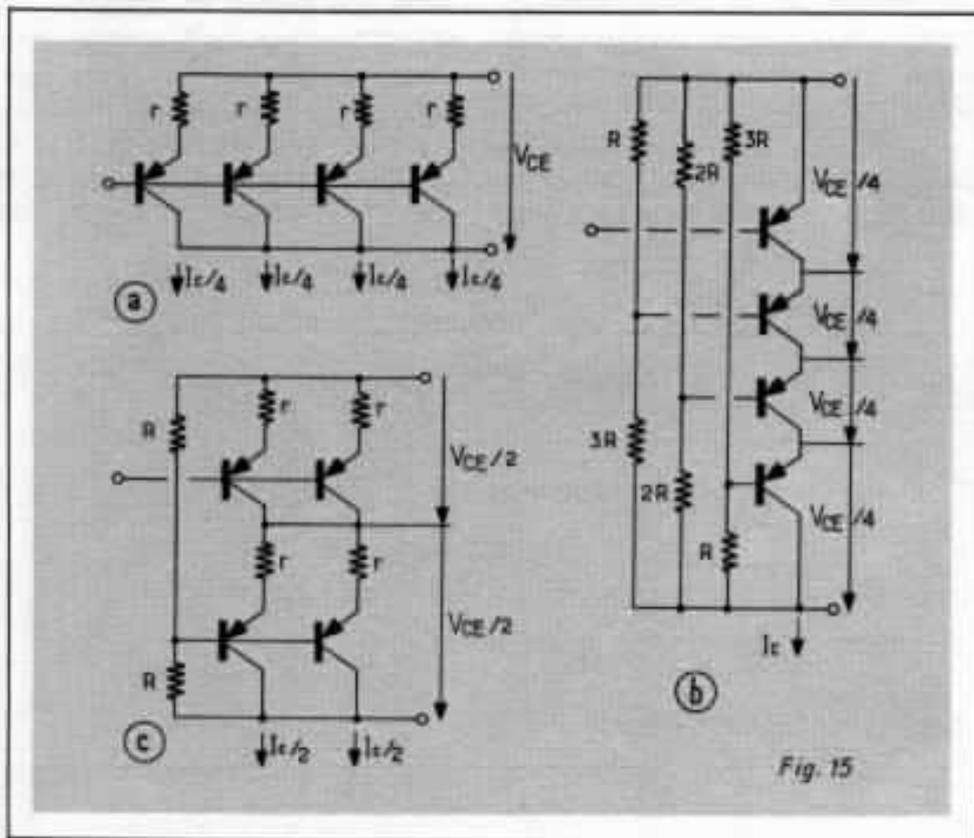


Fig. 15 - Variantes de groupements pour 4 transistors de sortie (une demi-branche de push-pull).

du condensateur de forte valeur qui shunte une partie du bras supérieur du pont : il constitue un générateur de tension quasi-constante qui permet d'extraire plus facilement le courant de la base de  $T_e$  lorsque l'ensemble du demi-étage de sortie approche de la saturation. En effet, lors des pointes de courant sur des charges résistives, le point A se trouve porté à un potentiel inférieur à celui de S et les résistances  $R'$  et  $R''$  écouleront toutes deux le courant de la base de  $T_e$  (qui serait seulement passé dans  $R''$  en l'absence de C). Cet artifice permet d'obtenir une tension de déchet globale satisfaisante pour une dissipation raisonnable.

En ce qui concerne le type de transistors à utiliser, les auteurs sont unanimes [4], [5], [20] pour affirmer que seuls les semiconducteurs construits selon la technologie dite à base épitaxiée («épi-base») peuvent convenir. En effet [30], [31], [32].

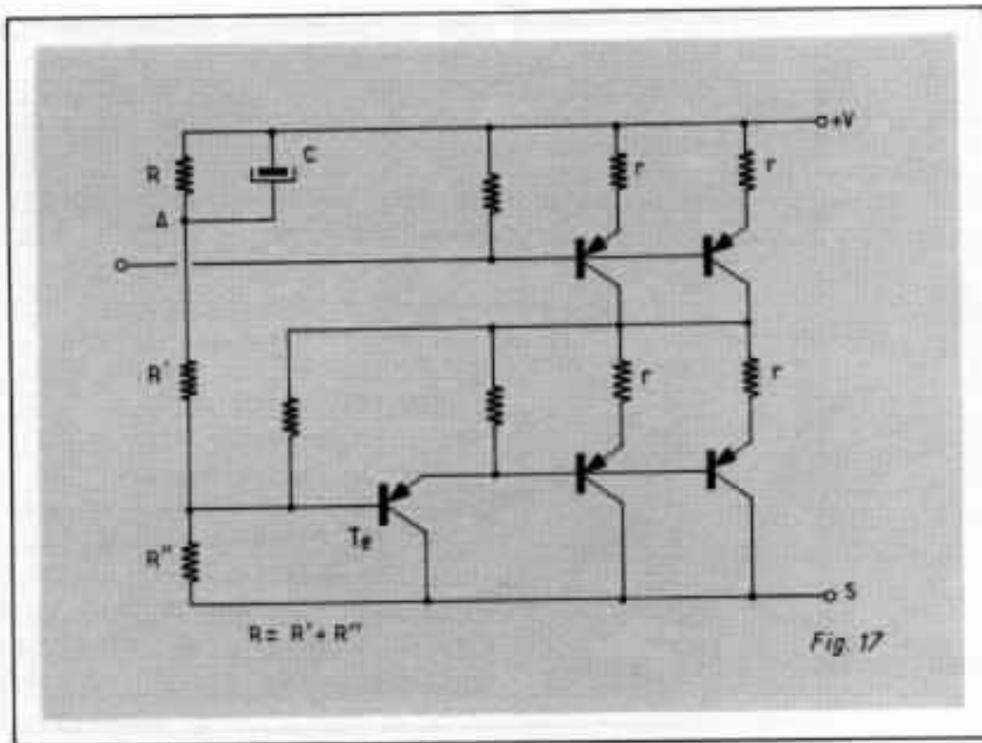


Fig. 17 - Schéma pratique d'un groupement série-parallèle à 4 transistors.

- Les transistors de structure «base homogène» (simple diffusion) ont une fréquence de transition généralement trop basse pour être utilisés dans un amplificateur de haute qualité; la linéarité de leur gain en courant est très mauvaise; leur courant de fuite augmente très rapidement avec la température. Enfin les complémentaires PNP sont difficiles à produire.

- Les transistors de structure «plane» ne peuvent supporter des tensions directes élevées, leur aire de sécurité est très réduite.

- Les transistors «Mesa» à triple diffusion ne sont pas réalisés en polarité PNP.

Compte tenu de considérations de disponibilité et de prix, notre choix s'est porté sur les types 2N6029 (PNP) et 2N5629 (NPN), et c'est avec ces modèles qu'ont été tracées les courbes de la figure 16. Notons au passage que l'utilisation des versions triées (2N 6031 et ZN 5631) n'aurait pas apporté d'avantage appréciable.

Nous pouvons à présent étudier le fonctionnement des transistors «drivers» pour lesquels il faut

également vérifier que toutes les exigences de sécurité sont satisfaites. Construisons pour cela leur courbe de charge, en partant du gain en courant garanti pour les semi-conducteurs de sortie (fig. 18). Cette courbe (fig. 19) est très déformée par rapport à la droite (charge résistive) et à l'ellipse (charge réactive) de la figure 16. Pour garder le même coefficient de sécurité que pour l'étage de sortie  $\frac{(630 \text{ W})}{(500 \text{ W})}$  il faut choisir un transistor dont la zone de fonctionnement aille jusqu'à l'hyperbole de 5,5 W. Or la dissipation moyenne dans ces transistors est de l'ordre de :

$$\frac{50 \text{ W}}{4 \times 100} = 125 \text{ mW}$$

due à la modulation auxquels il faut ajouter 200 mW dus au courant de repos, soit un total de 325 mW. On peut donc utiliser des transistors en encapsulation TO5 comme les 2N 5679 et 2N 5681 : la température de boîtier sera :

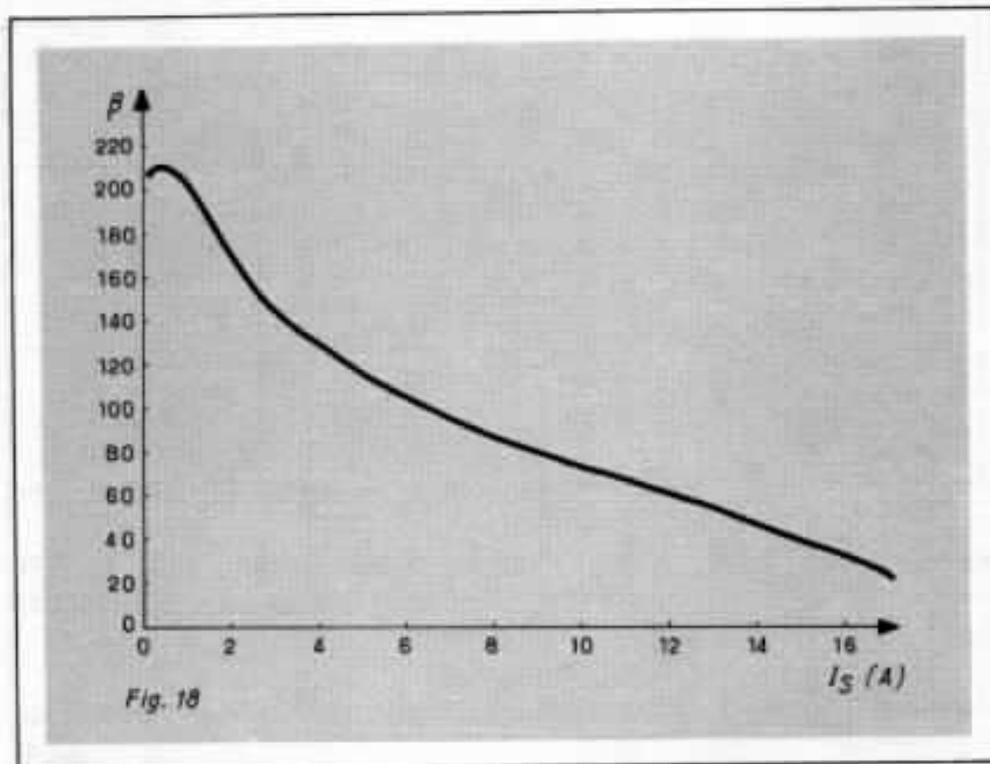


Fig. 18 - Gain en courant garanti pour une paire de transistors en parallèle.

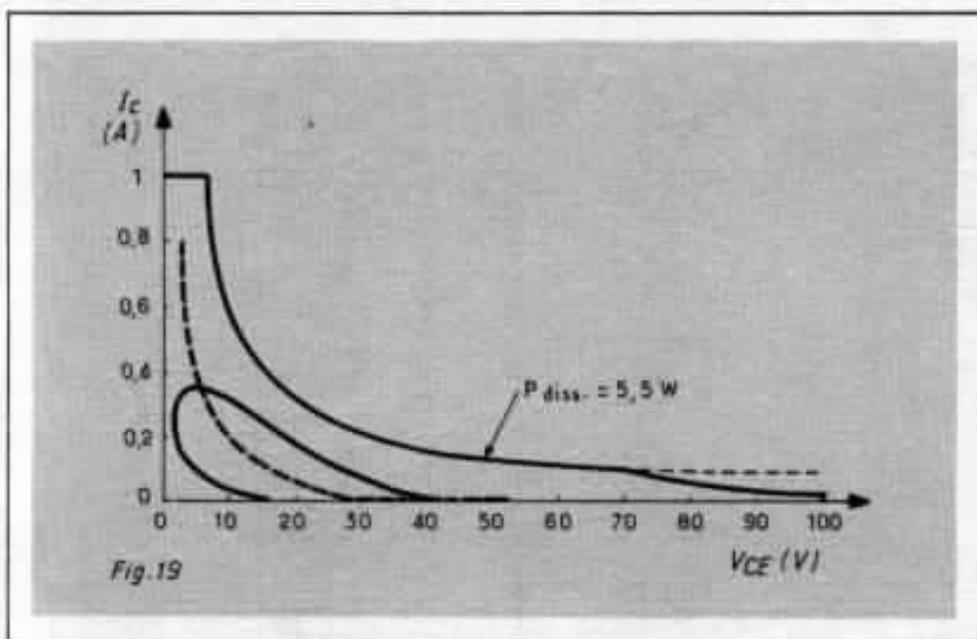


Fig. 19 - Courbes de charge extrême des transistors divers.

$30^{\circ}\text{C} + 0,325 \text{ W} \times 152,5^{\circ}\text{C}/\text{W} = 80^{\circ}\text{C}$   
 ce qui donne la possibilité de dissiper 6,9 W (donc plus que les 5,5 W nécessaires). Il sera toutefois prudent de munir ces semi-conducteurs d'un petit radiateur dont l'inertie thermique maintiendra la température de boîtier à une valeur effectivement constante pendant les passages fortement modulés.

### LES CIRCUITS DE PROTECTION

Les contraintes que nous avons fixées au cahier des charges en matière de protection reviennent à dire que les transistors de l'étage de sortie doivent toujours fonctionner à l'intérieur de leur aire de sécurité respective.

Comme la puissance continue que l'on peut tirer de l'amplifica-

teur est très inférieure à la puissance instantanée qu'il peut débiter, il est indispensable de monter un ou plusieurs thermostats sur les dissipateurs, coupant l'alimentation dès que la température de ces derniers dépasse le seuil fixé ( $55^{\circ}\text{C}$ ).

C'est par des moyens purement électroniques, par contre, qu'il faut contenir la puissance instantanée à l'intérieur des limites permises [33]. Toutes les solutions proposées pour cela consistent à dériver le courant d'attaque de l'étage de puissance directement vers le haut-parleur dès que les conditions de surcharge sont atteintes. On a regroupé sur la figure 20 les montages classiques et on a donné figure 21 les performances correspondantes. Ces performances ont été comparées sur deux critères : la délimitation de la zone de fonctionnement autorisée et la sensibilité,  $\alpha$ , que nous définissons comme suit :

$$\alpha = \frac{t - s}{d - s} \text{ avec}$$

$t$  = tension de seuil du détecteur  
 $d$  = tension aux bornes du détecteur quand il absorbe le courant maximum que peut débiter l'étage d'attaque,  $I_{dm}$   
 $s$  = tension aux bornes du détec-

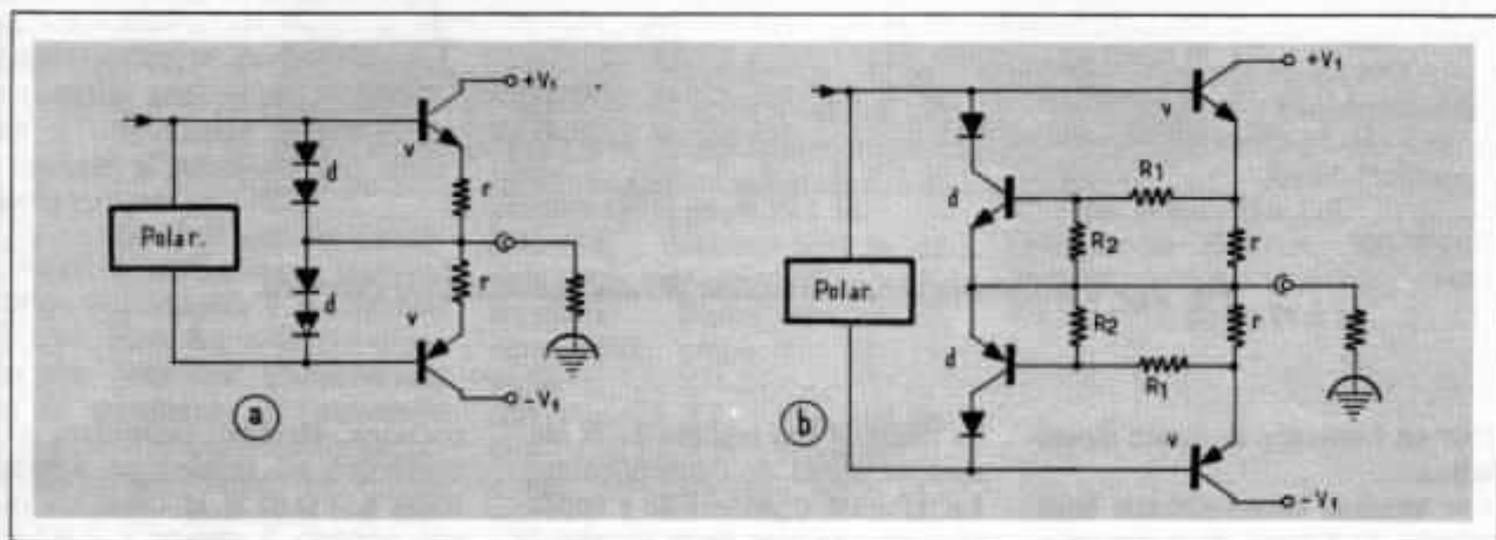


Fig. 20 - Variantes de circuits de protection.

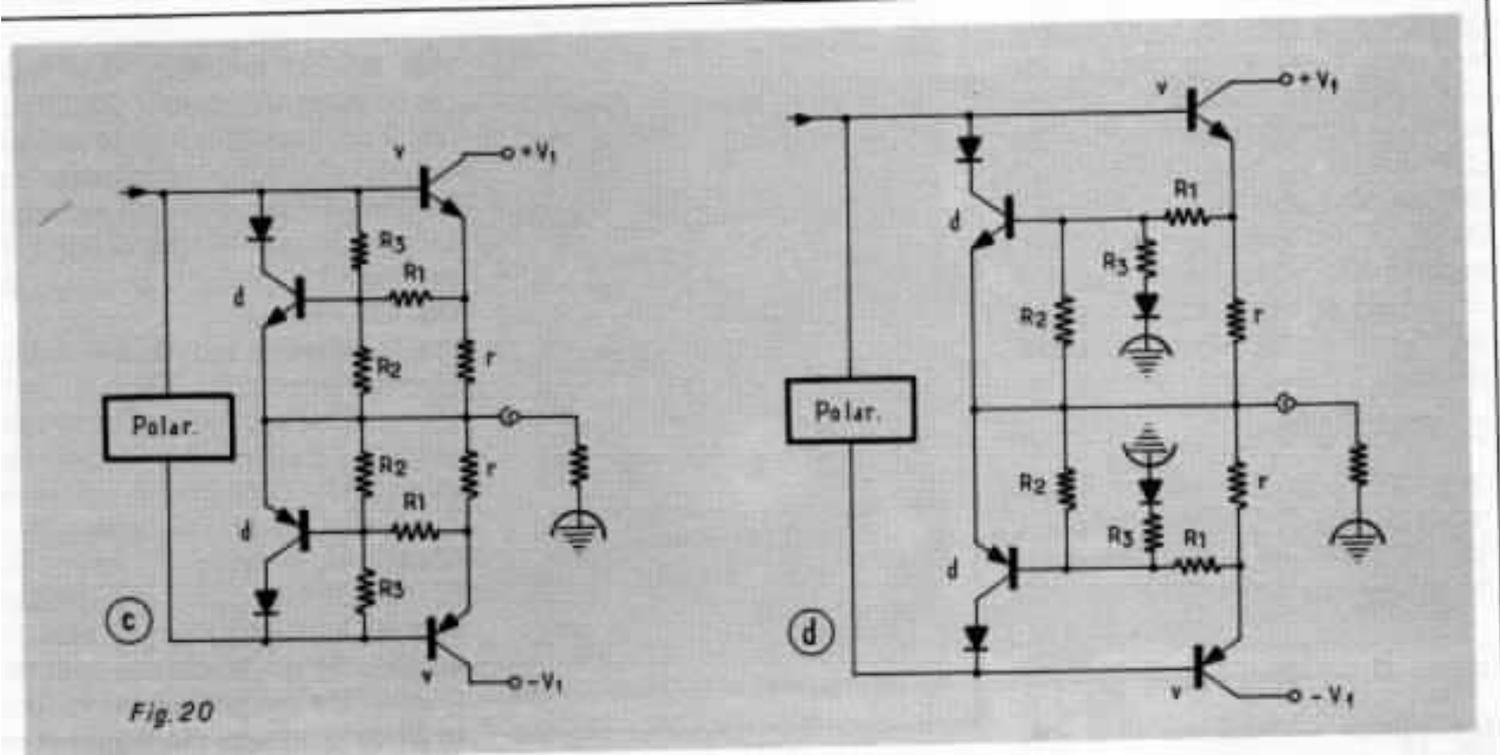


Fig. 20 bis - Variantes de circuits de protection.

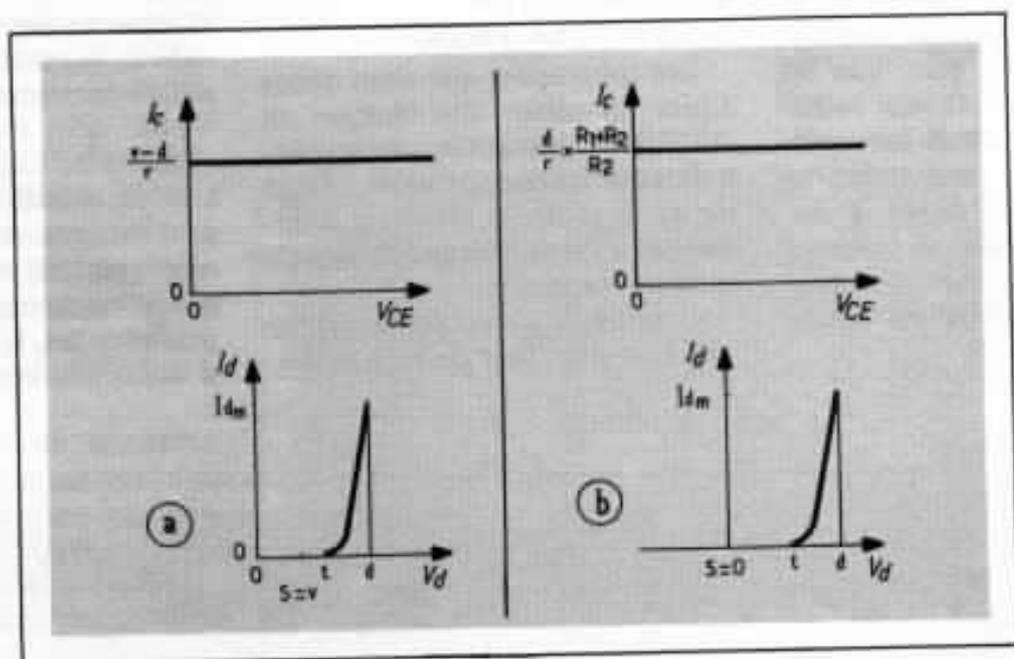


Fig. 21 - Caractéristiques de limitation des deux circuits de la figure 20.

teur en l'absence de toute modulation  
 $v$  = tension base-émetteur équivalente de l'étage de sortie composite.

Les solutions a et b sont citées pour mémoire seulement, car elles

ne tiennent pas compte de la tension de sortie de l'amplificateur. La solution c permet de s'approcher de très près de la courbe de limitation idéale, surtout si on y adjoint quelques artifices [3] modelant la courbe dans la zone des

tensions élevées; cependant sa sensibilité est faible: on a toujours  $d \cong 0,65$  V et  $t \cong 0,5$  V ce qui conduit à choisir  $s \cong 0,3$  V d'où  $\alpha = 0,57$ . Il faudra veiller à ne jamais débloquent le transistor détecteur (0,55 V) dans les condi-

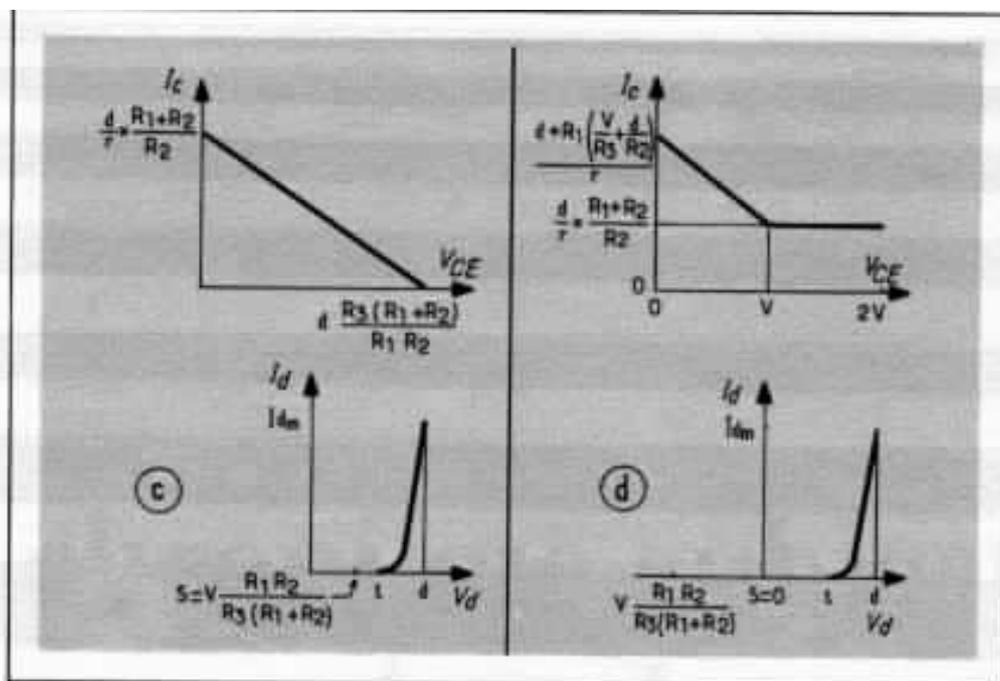


Fig. 21 bis - Caractéristiques de limitation des deux circuits de la figure 20 bis.

tions de fonctionnement normales extrêmes sous peine d'exciter à tort le circuit de protection; la condition la plus défavorable est obtenue généralement lorsque la pleine modulation est appliquée, et avec charge déconnectée : un circuit mal calculé transformera alors l'amplificateur en multivibrateur de puissance !

La solution d nécessite de disposer de transistors pouvant admettre un courant important sous une tension supérieure à  $2 V_i$ , ce qui n'est pas le cas des semi-conducteurs que nous avons choisis. Son principal avantage est son grand gain (0,77 avec les mêmes hypothèses que pour c), de plus elle est totalement à l'abri des problèmes d'instabilité que nous avons évoqués plus haut.

Il va de soi qu'un certain nombre de raffinements peuvent encore être ajoutés à ces circuits de protection. Le principal d'entre eux part de l'observation qu'un transistor de puissance peut admettre des puissances instantanées très élevées en régime impulsif, autrement dit, son aire de sécurité n'est pas « statique » mais dépend du temps. Ceci conduit à la notion de limitation

en « énergie » et non plus en puissance [34]. Toutefois, il faut bien voir que les constantes de temps thermiques internes des semi-conducteurs sont de quelques millisecondes ce qui est bien peu de chose du point de vue acoustique en général et musical en particulier : il ne faut donc pas surestimer les mérites de la protection en « énergie ».

## BIBLIOGRAPHIE

(suite)

- (24) Martin-Cocher J.M. : L'aire de sécurité des transistors de puissance. *Le Haut-Parleur* (E.P.), 21 octobre 1971, pages 29 à 36.  
 (25) R.E. : Stereo : how to design your own solid state audio amplifier. *Radio-Electronics*, April 1972, pages 57, 58, 59, 94, 96.  
 (26) Veranth J.L. : Thermal design of a high power amplifier. *Audio*, February 1974, pages 24 à 28.  
 (27) Description de l'amplificateur Phase Linear 700 parue dans : *Audio*, February 1973, pa-

ges 57 et 58. *Revue du Son*, n° 238, février 1973, page 102.

(28) Description de l'amplificateur SAE MK 23. *Revue du Son*, n° 244-245, août-septembre 1973, page 85.

(29) Description de l'amplificateur ESS M 500. *Revue du Son*, n° 249, janvier 1974, page 54.

(30) S.G.S.-Ates : Power transistor product guide, 1974.

(31) Raffin R.A. : Transistors et Darlingtons de puissance. *Le Haut-Parleur*, n° 1495, page 176.

(32) Texas instruments Inc : Power Semiconductor Technology. The power semiconductor data book, 1974, pages 10-4 à 10-7.

(33) Raffin R.A. : Protection des transistors de sortie et des haut-parleurs. *Le Haut-Parleur*, n° 1450, pages 155 à 158.

(34) Carver R. : A 700-Watt amplifier design. *Audio*, February 1972, pages 24 à 34.

**Page non  
disponible**

# La chronique subjective par Amadeus

*Pour cette seconde chronique subjective de l'AUDIOPHILE, je m'étais promis de vous décrire ce que je considérais personnellement aujourd'hui comme mon système de référence.*

*Chose promise, chose due.*

*Imaginons donc qu'aient disparu toutes les contraintes habituelles qui gênent l'audiophile : exiguité des locaux, limitation financière, temps disponible..., et, si vous le voulez bien, faisons un rêve...*

Mais avant de tenter avec vous cette expérience onirique, permettez-moi de vous dire quelques mots sur ce que j'entends par système idéal, ou système de référence. Un ensemble destiné à la reproduction musicale se caractérise, pour moi, de deux façons :

- 1 L'absence de défauts
- 2 La présence de qualités

Pas par l'un ou l'autre, mais par l'un et l'autre.

Expliquons-nous. Chacun d'entre nous, oreille exercée ou non, possède, face à un système

de reproduction sonore, ce que nous pourrions appeler son «seuil d'oubliabilité». C'est-à-dire que son oreille admet, sans le lui faire subir violemment, un certain niveau d'imperfection. L'oreille fine ne supportera pas un système moyen, tandis que l'oreille hermétique le trouvera correct.

En dessous du seuil d'oubliabilité, c'est le défaut du système que l'on entend. Au dessus, c'est la musique.

Lors d'une écoute prolongée d'un système, le seuil d'oubliabili-

té baisse, l'oreille s'habituant aux défauts d'un système, qui devient acceptable si son niveau d'imperfection n'est pas trop élevé. Mais un système oubliable même pour une fine oreille, peut être très loin de la perfection. Par exemple, certains vieux systèmes à tubes, très ronds et très doux étaient et restent parfaitement oubliables malgré leur bande passante limitée et leur distorsion élevée. Simplement, ils évitaient de transmettre une partie de l'information.

Pour faire évoluer un système oubliable vers un système idéal, c'est donc la quantité d'information transmise qu'il faudra faire augmenter, et ceci sans ajouter aucun défaut. Donc pas de remontée dans l'extrême aigu sans la finesse et la transparence, pas de renforcement du niveau des basses sans la sécheresse et la tenue à fort niveau.

Depuis quelques années, tous les fabricants ont tenté de faire passer plus d'informations, sans se soucier de l'oubliabilité. D'où la prolifération de systèmes au son dur, agressif, sans couleur, infiniment moins aptes à la reproduction du plaisir musical que certaines chaînes des années 50.

Et puis est venue la vague toute récente de la «musicalité», réapparition en fait de la nécessité de tout système de s'effacer devant la musique.

C'est cette double quête de l'oubliabilité et de la précision sonore qui mènera l'audiophile de 1977 vers son système idéal. C'est cette démarche que j'ai adoptée pour constituer mon système de référence dont nous allons passer en revue les différents maillons.

## LE SYSTEME DE REFERENCE

Les composants les plus faibles d'un système de reproduction musicale sont les deux extrémités de la chaîne, cela tout le monde le sait, tout le monde le dit, tout le monde l'écrit. Ce que l'on oublie généralement de spécifier, c'est que les deux extrémités ne sont pas constituées comme on pourrait le croire de la cellule et des enceintes. Ce serait oublier deux maillons essentiels qui, eux, se situent réellement aux deux bouts de la chaîne, je veux parler de la source sonore et du local d'écoute, les deux éléments généralement les plus faibles et sur lesquels, en plus, on agit le moins librement.

Difficile donc de les négliger dans notre système de référence. Nous allons en parler.

Commençons, si vous le voulez bien par la source sonore. Trois types, d'inégale qualité, s'offrent à l'audiophile.

- la modulation de fréquence
- les bandes magnétiques
- le disque.

## LA MODULATION DE FREQUENCE

Sa réception exige un bon tuner, c'est l'évidence. Peu de tuners sont vraiment bons, peu sont mauvais. Pour mon système de référence, je choisirais un tuner japonais, soit le YAMAHA CT 7000, soit l'ACCUPHASE T100. Ou peut-être même le PIONEER 9500, bien que cette marque ne soit guère appréciée des audiophiles (Pourtant l'ensemble C 21 et M 22 est bien de nature à les faire changer d'avis).

Il ne néglige pas pour autant le SEQUERRA, objet de légende, mais son seul vrai avantage réside dans son système de réglage par oscilloscope, réellement fabuleux.

Autre facteur de bonne réception, l'antenne. Ne croyez surtout pas qu'en zone urbaine, à proximité des émetteurs, le problème soit négligeable. Au contraire, l'antenne y est particulièrement importante pour éviter les signaux parasites, la meilleure combinaison étant alors antenne à grand gain et atténuateur.

Si vous habitez en zone frontalière, montez l'antenne sur un rotor, vous capterez les émissions des pays limitrophes ce qui ne pourra qu'améliorer un peu votre ordinaire, assez triste en France.

Mais pour moi, la modulation de fréquence est et restera une source de qualité moyenne valable uniquement comme témoignage musical lors de certaines retransmissions en direct. Il n'est donc pas nécessaire d'en parler plus longuement.

## LES BANDES MAGNETIQUES

Puisque nous parlons aujourd'hui de mon système de référence, j'exclurai tout système à cassettes. Si vous y tenez vraiment, utilisez un NAKAMICHI 1000 II, mais n'espérez rien de plus qu'une source médiocre. Et encore, seuls quelques enregistrements récents mériteront votre attention. Quant à l'opération qui consisterait à réenregistrer vos disques sur cassette elle serait parfaitement indigne d'un audiophile et dénoterait une tendance certaine au masochisme !

Par contre, en tant qu'une source idéale, la bande magnéto reste imbattable. A 38 cm/s ou même 76 cm/s, la dynamique obtenue sur une bande master, non trafiquée, est proprement fabuleuse. Surtout si l'enregistrement a été réalisé sans Dolby, sans mixage, avec une seule paire de micros de très haute qualité selon le procédé de la tête artificielle, sans APHEX, sans écho et, point important, dans une bonne salle. Voilà la source idéale.

Mais se procurer ce genre de bandes est très difficile, à moins, bien sûr de les réaliser soi-même. MARK LEVINSON en distribue, malheureusement en très faible quantité, ainsi que quelques preneurs de son privés.

### Quel magnétophone utiliser ?

Dans ce domaine, l'inflation des moyens est un grand danger. S'il est tout particulièrement tentant de s'équiper d'un des superbes monstres de studio du type STUDER A 80, il faut bien admettre que, à la reproduction notamment, des magnétophones plus abordables, mais avec une électronique très soignée, donneront tout autant satisfaction.

Dans cet esprit, le TANDBERG 10 X me paraît le mieux

adapté au système de référence que nous construisons. Sans DOLBY (une évidence pour tous les audiophiles) éventuellement avec un système DBX pour les enregistrements faits en direct avec ce procédé, moins néfaste que le DOLBY. C'est tout.

Un REVOX 700 peut faire également l'affaire, moins bien à mon avis, ainsi qu'un TEAC 7300, mais alors adieu le 38 cm/s.

## LE DISQUE

On peut désormais classer les disques en deux catégories :

— Les disques de série, les plus nombreux, généralement de qualité exécutable, quelquefois corrects (les nouveaux PHILIPS, les disques ARGO, ASTREE...).

— Une génération de disques récents, soit pris en gravure directe, soit enregistrés avec un maximum de soin (souvent en 45 tours) et capables de restituer une qualité sonore très supérieure aux premiers. Dans cette catégorie entrent quelques disques de la série SHEFFIELD, les productions DIRECT DISK, UMBRELLA, CRYSTAL CLEAR, THREE BLIND MICE, et bientôt AP-PROCHE.

C'est grâce à la qualité de ces quelques éditions dont le nombre va, n'en doutons pas, augmenter rapidement que le disque n'est pas pour l'audiophile, totalement à rejeter.

Mais pour bien profiter des disques de qualité, il faut savoir les conserver, les protéger, les nettoyer et bien sûr, les lire.

Les conserver. Je vous en ai parlé dans ma dernière chronique. Je n'y reviendrai donc pas.

Les protéger. Pourquoi ? Parce qu'un disque s'use. Le frottement mécanique du diamant est si fort qu'il finit par raboter le sillon et le priver de son information.

Un remède connu et de bonne qualité existe : le SOUND GUARD. Il faut l'appliquer en petite quantité et répéter l'opération tous les 50 passages environ. Il faut aussi tolérer quelques craquements lors des premières lectures. Mais le résultat est là : le disque s'use moins.

Les nettoyer. Nous en avons déjà parlé. A part un passage à la fabuleuse machine de KEITH MONKS, le système le plus efficace reste le LENCOCLEAN. Mais il a ses contraintes. Pour les fanatiques de la lecture à sec, la brosse et le balai DECCA s'imposent. Un accessoire à prévoir également : le pistolet ZEROSTAT qui devra être utilisé scrupuleusement pour tous les disques chargés d'électricité statique ou en cas d'utilisation d'un plateau en feutre. Le balai DECCA s'avère en effet très insuffisant dans ce cas.

Les lire, enfin. Ici, hélas, la panacée n'existe pas. Ou pas encore. Comme j'ai décidé de consacrer une prochaine chronique à ce délicat problème, je me contenterai de vous indiquer ici ce que je considère être les systèmes de lecture les moins mauvais d'aujourd'hui. Pour la platine proprement dite, le choix est difficile. Si la LINN SONDEK reste ma préférée, elle souffre de nombreuses insuffisances : montage délicat, optimum de lecture atteint avec certains bras seulement, capot de protection incroyablement malcommode (digne de la déesse CIVA, si vous voyez ce que je veux dire), vitesse unique, démarrage trop lent, etc.

Ce sont les nouveaux disques 45 tours qui tueront la LINN SONDEK. A moins que les Japonais qui travaillent activement à la copie en ce moment n'aboutissent rapidement à sortir une version à 2 vitesses. Peut-être enfin sauront-ils, eux, pourquoi elle sonne si bien !

Sans la LINN SONDEK, il ne

reste à l'audiophile exigeant qu'à se rabattre sur une bonne vieille platine à courroie, par exemple une SONY TT3 000, à la monter sur un socle ultra lourd (par exemple en marbre ou en plexi très épais), le tout suspendu par un système d'amortissement à trois points, à très basse fréquence de résonance.

L'audiophile choisira sans doute de posséder ces deux types de platines. Quant au choix du bras, tout dépendra de la cellule utilisée.

N'ayant pas encore découvert ma Reine des cellules, je me contenterai de courtiser trois favorites : la GRADO SIGNATURE, la DENON 103 S (ou bientôt 103 D) et l'EMT modifiée (j'y reviendrai). Pour les mieux maintenir, j'utiliserai mes deux bras... (!) préférés : le BLACK WIDOW d'INFINITY (ou à défaut le nouvel A.D.C.) pour la première et pour l'EMT et la DENON le bras DYNAVECTOR (qui ressemble plutôt à une prothèse qu'à un bras !).

Résumons-nous. Mon système idéal comportera les deux platines suivantes :

— Une LINN SONDEK équipée du bras BLACK WIDOW et d'une GRADO SIGNATURE modèle 1 B (ou modèle 2 bientôt).

— Une platine construction maison, basée sur un bon moteur standard (SONY ou JVC, ma seule concession à l'entraînement direct), montée avec un bras DYNAVECTOR et une cellule EMT modifiée, avec en secours une DENON 103 S (ou D).

Sur chaque platine, j'utiliserais un plateau SPECTRA, le meilleur actuellement (malgré la découpe qu'il faut réaliser pour l'utiliser sur la LINN SONDEK).

Enfin, je ne peux que recommander pour le nettoyage des diamants l'utilisation du système D2

de DISCWASHER à la seule condition de le manipuler A SEC et DELICATEMENT (surtout pour la GRADO).

Voilà pour les sources sonores. Non j'oubliais. Est apparu à la foire de Tokyo de cette année ce qui sera sans doute la source idéale de demain et le remplaçant idéal du disque microsillon : le disque digital à lecture laser. Plus de bruit de fond, dynamique fabuleuse, amplification digitale possible, inusabilité du support. Les Japonais ont sorti leurs premiers prototypes cette année, le temps de la commercialisation ne devrait pas être trop lointain.

En attendant, n'oubliez pas que seule la lecture à 38 cm/s de bandes master constitue une source suffisamment bonne pour justifier pleinement la qualité des composants du reste de la chaîne et pour permettre de détecter nettement leurs différences. Simplement parce que c'est la source qui

comporte le plus d'information. (Voir figure 1).

## LE PREAMPLIFICATEUR

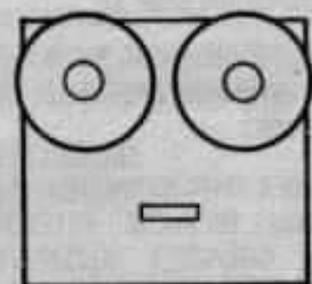
C'est par définition, l'accessoire gênant. Jamais parfait, il faut l'éviter chaque fois que possible (magnétophone et tuner branchés directement sur l'amplificateur si un réglage de niveau existe). Par contre, il est indispensable pour le tourne-disque. Nous verrons sans doute fleurir très bientôt des préamplis RIAA seuls avec bouton de volume en sortie. En attendant, il faut bien se contenter de l'existant. Et l'existant est bien embarrassant. En effet, pour moi, il n'existe pas un seul bon préamplificateur... mais deux !

Deux écoles s'affrontent en effet. L'école des puristes qui tient à faire du préampli un accessoire totalement inaudible (et qui n'y

parvient pas tout à fait). Son meilleur représentant actuel est le MARK KEVINSON ML1. L'autre école pense que, déformation pour déformation, il vaut mieux qu'elle soit agréable et le chef de file en est actuellement le PARAGON, disponible en France par l'intermédiaire de quelques spécialistes seulement, mais sans aucun doute le mieux «sonnant» des préamplis existants.

Je consacrerai une prochaine chronique au problème du choix de l'électronique ampli-préampli et je vous donnerai, à cette occasion, mes meilleurs choix pour chacun des maillons, dans différentes gammes de prix.

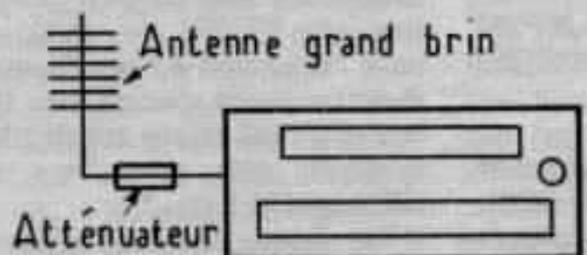
Contentons-nous aujourd'hui des chefs de file de chaque école, ma préférence personnelle allant au PARAGON.



Magnétophone  
TANDBERG IOX

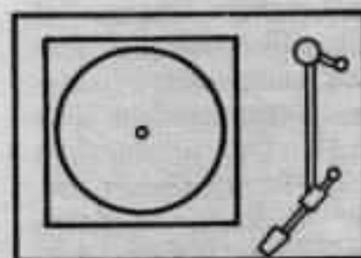


Eventuellement  
DBX



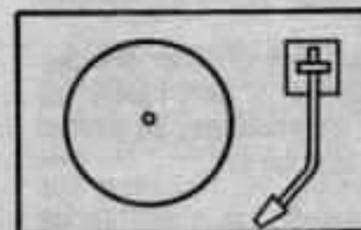
Tuner YAMAHA 7000

Plateau  
spectra



Platine SONY TT 3000  
Bras DYNAVECTOR DN 505  
Cellule EMT modifiée

Plateau  
spectra  
recoupé



Platine LINN SONDEK  
Bras BLACK WIDOW  
Cellule GRADO SIGNATURE 1B

Fig. 1

## LE PRE- PREAMPLIFICATEUR POUR CELLULE A BOBINE MOBILE

Rarement inclus de façon satisfaisante dans le préamplificateur (sauf, par Monsieur RAPPAPORT) cet accessoire voit également s'affronter deux écoles : l'école du pré-préampli et l'école du transformateur. Et la bataille fait rage !

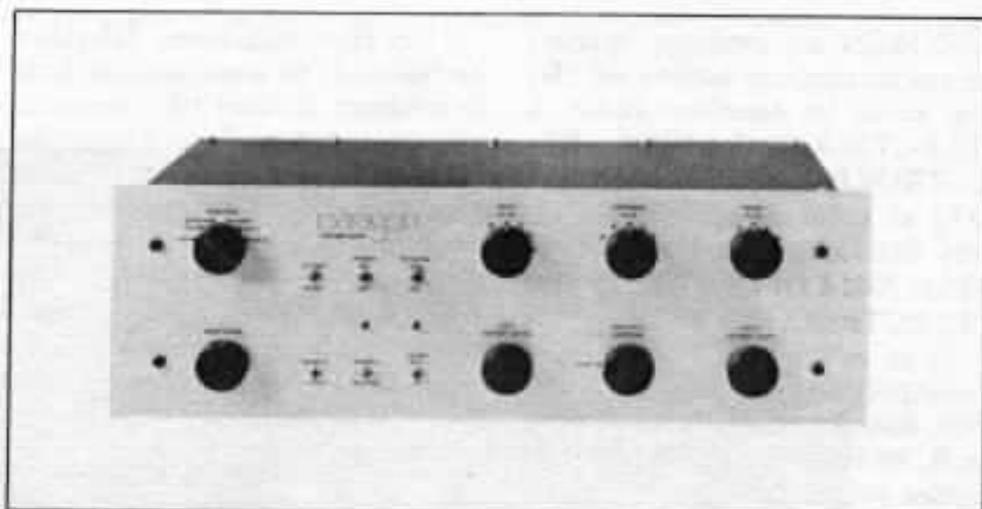
Si la querelle se prolonge c'est que le meilleur pré-préampli sera toujours préférable à un transformateur moyen et inversement. Or très peu des équipements actuels dépassent le niveau de l'honnête médiocrité.

Du côté transfo, on se targue d'un avantage évident : le niveau du bruit de fond, forcément meilleur que celui du pré-préampli. Sera-ce le mot de la fin ? le fait est que quelques transfos occupent aujourd'hui une place de choix : L'ANZAI pour les Japonais, le VERION pour les américains. Du côté des pré-préamplis, MARK LEVINSON offre en plus d'une qualité correcte, ce qu'aucun transfo ne peut offrir, une correction de la réponse en aigu de la cellule (pour les mauvaises cellules, mais alors ?...)

Je vous signale qu'un test mené récemment aux Etats-Unis en montant plusieurs de ces dispositifs en cascade afin de mieux en détecter les déformations audibles a donné le transformateur gagnant par 3 à 1 (3 transfos en cascade supérieurs à 1 pré-préampli).

Enfin, il faut savoir que certains préamplificateurs acceptent, grâce à leur haute sensibilité, le niveau de sortie de la DENON ou de l'EMT sans intermédiaire. C'est le cas du PARAGON. Dans ce cas, la connexion directe est, bien évidemment, la solution à retenir.

Dans le cas contraire (cellules à faible niveau : NAKAMICHI, SUPEX) j'opterais pour le transformateur.



*Paragon*

## LE FILTRE ACTIF

J'ai choisi pour mon système de référence un ensemble de haut-parleurs nécessitant la tri-amplification. Se pose donc la question des filtres actifs.

En fait, le meilleur filtre actif existant est justement tout sauf actif. C'est le filtre passif traditionnel à 6 dB par octave, composé simplement de condensateurs de très haute qualité (voir l'article de Jean HIRAGA dans l'Audiophile N° 1) et de résistances, il doit être utilisé aussi souvent que possible, puisque c'est le seul à n'apporter aucune perturbation en terme de phase. A 12 dB par octave, je choisis le filtre DB SYSTEMS, réalisé sur mesures. A 18 dB par octave, le MARK LEVINSON LNC 2. J'évitais par contre, tout filtre variable sauf, peut-être le DAHLQUIST.

## LES AMPLIFICATEURS DE PUISSANCE

Tout a été dit à ce sujet. Nous y reviendrons pourtant car bien peu a été fait. Il n'existe pas encore, là non plus de Panacée. Trois familles se distinguent dans les matériels actuellement disponibles :

— Les amplis de très basse puis-

sance, à tubes, soit de fabrication ancienne mais encore appréciés par leurs possesseurs (QUAD 2, RADFORD), soit de fabrication plus récente (3045 LUXMAN, ONLIFE, montages spéciaux d'amateurs voir l'Audiophile N° 1 bientôt en kit ?)

— Les amplificateurs à transistors en classe A, généralement de puissance moyenne, associant la douceur des précédents à une plus grande précision. Les plus prestigieux, connus de tous les audiophiles constituent l'élite actuelle des amplificateurs (ELECTROCOMPANIET, ELECTRORESEARCH, THRESHOLD, MARK LEVINSON, KANE-DA).

— Les amplis à transistors de grande puissance, rarement aussi satisfaisants mais nécessaires pour alimenter les systèmes de haut-parleurs à faible rendement. Les plus acceptables sont, pour moi, le DUNLAP CLARKE 1000, le BRYSTON 4B, l'AMPZILLA ou le MAC INTOSH 2205.

— Pour mon système de référence, je choisirais volontiers (comme Monsieur TANAKA) un amplificateur Classe A puissant (ELECTRORESEARCH, THRESHOLD) pour les basses. Pour le médium, soit un système à tubes (du type QUAD 2 ou

LUXMAN au montage spécial) en cas de coupure haute (500 Hz) soit sinon un excellent classe A (ELECTROCOMPANIET, ELECTRORESEARCH, KANEDA) et enfin pour les aigus un très bon ampli à tubes (LUXMAN 3045 LOFTIN WHITE) ou l'ELECTROCOMPANIET.

Si je m'orientais vers la monoamplification, je choisirais encore dans les fabrications de classe A, en évitant, bien sûr, les trop basses puissances. Mon idéal serait l'ELECTRORESEARCH ou le THRESHOLD.

Et surtout ne me dites pas que ces amplificateurs ne sont pas disponibles aux audiophiles français. Les circuits pour se les procurer existent toujours pour les inconditionnels que nous sommes.

## LES SYSTEMES DE HAUT-PARLEURS

Trois familles de haut-parleurs se partagent les faveurs des audiophiles exigeants :

— Les électrostatiques, fabuleux en basses et en transparence dans le médium, ils sont très rarement satisfaisants dans l'aigu à cause de la charge qu'ils représentent pour l'amplificateur. Les plus éminents sont le DAYTON WRIGHT, l'INFINITY, le QUAD et l'ACOUSTAT et, quoique légèrement différent dans son principe, le MAGNEPLANAR.

— Les Systèmes dynamiques à très haut rendement, souvent exécrables quand ils sont fabriqués moyennement bien, ils sont généralement composés d'un haut-parleur léger et de grandes dimensions pour le grave, d'un médium et d'un tweeter à chambre de compression. Le système le plus fabuleux, sans doute parce qu'inaccessible étant le ONKEN. Des KLIPSCH modifiés ont également vu le jour ces derniers mois, particulièrement au Japon. Le gros avantage de cette famille de transducteurs est de pouvoir être alimentés par de faibles puissances, donc par certains des amplis à tubes les plus renommés.

— Les systèmes dynamiques à faible rendement, d'une tonalité générale plus feutrée que les précédents, plus faciles à réaliser et qui parviennent parfois à un haut degré d'oubliabilité, mais rarement au même niveau de précision.

Enfin s'ajoutent à ces trois familles quelques cas d'espèces, exercices de style ou prototypes de technologie bizarre, spécialisés dans les extrémités du spectre (TWEETER KELLY, IONOVAC et quelques caissons de basses).

Mon système préféré est le HQD de MARK LEVINSON qui a eu l'intelligence de choisir dans chaque catégorie ce qu'elle avait de meilleur et de l'assembler de façon parfaite. Le résultat est surprenant de vérité. Avec quelques variantes possibles au niveau des caissons de basse, (JANIS, M et K, FRIED) ce système constitue pour moi le meilleur système existant à la portée de l'audiophile français (ce qui exclut le système ONKEN !). Rappelons qu'il

### *Threshold*





*Electrocompagniet*

est composé de caissons de basse HARTLEY de panneaux QUAD doubles pour le médium et de Tweeter KELLY (ou DECCA) modifiés (pavillon scié et amélioration de l'entrefer).

## LES CASQUES

Rien ne m'a jamais paru plus désagréable que d'être obligé de s'affubler de ce déguisement de cosmonaute pour écouter correctement de la musique. Et pourtant, rien ne m'a jamais paru plus beau que de la musique sortant d'un STAX SRX ou d'un KOSS ESP 10. Alors ? N'est-ce pas frustrant ?

## LES LIAISONS

Sujet à la mode s'il en est. Du câble en or pur aux barres de cuivre pour les Woofers, tout a été tenté, des solutions plus simples me suffiront pour mon système idéal.

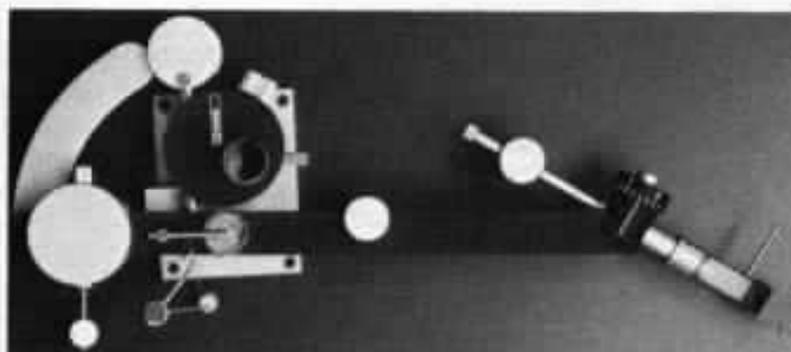
Pour la liaison platine-préampli, du câble LITZ ou, si vous avez des problèmes de bruit, du VERION. Entre le préampli et le filtre et entre le filtre et les amplis, si la liaison est courte, du Léonische 1 mm<sup>2</sup>, sinon également du LITZ ou du VERION.

Entre les amplis et les caissons de basses, le câble ILV fera l'affaire ou le LEONISCHE 2,5 mm<sup>2</sup>.

Pour les voies médium et aigues, le LEONISCHE 1 mm<sup>2</sup>, le tout étant connecté le mieux possible c'est-à-dire si possible par serrage.

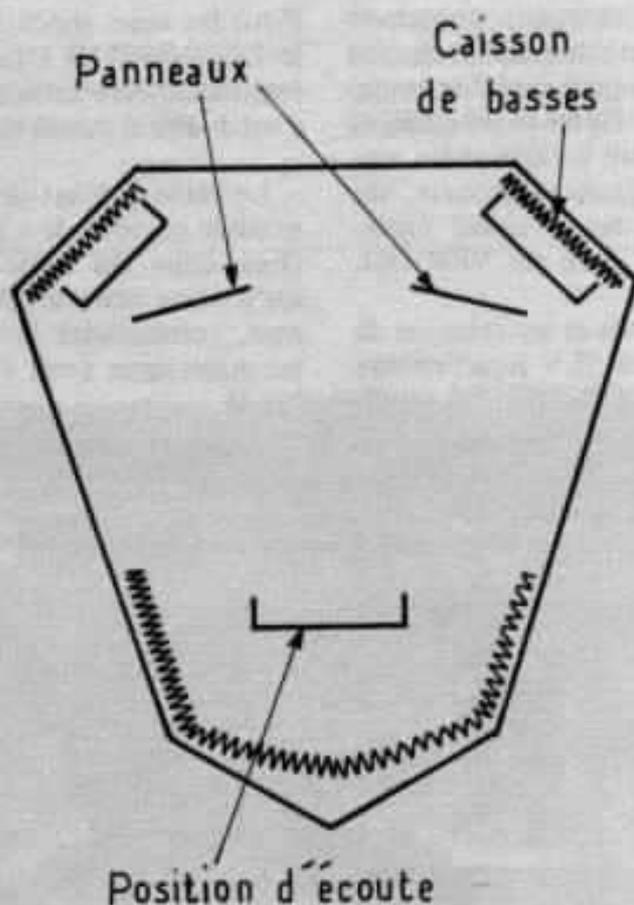
Le câble ILV est désormais disponible partout, le LEONISCHE chez deux ou trois spécialistes qu'il vous reste à découvrir. Sinon, commandez le directement en Allemagne (voir l'Audiophile N° 1).

*Dynavector DV 505*





*Electro Research*

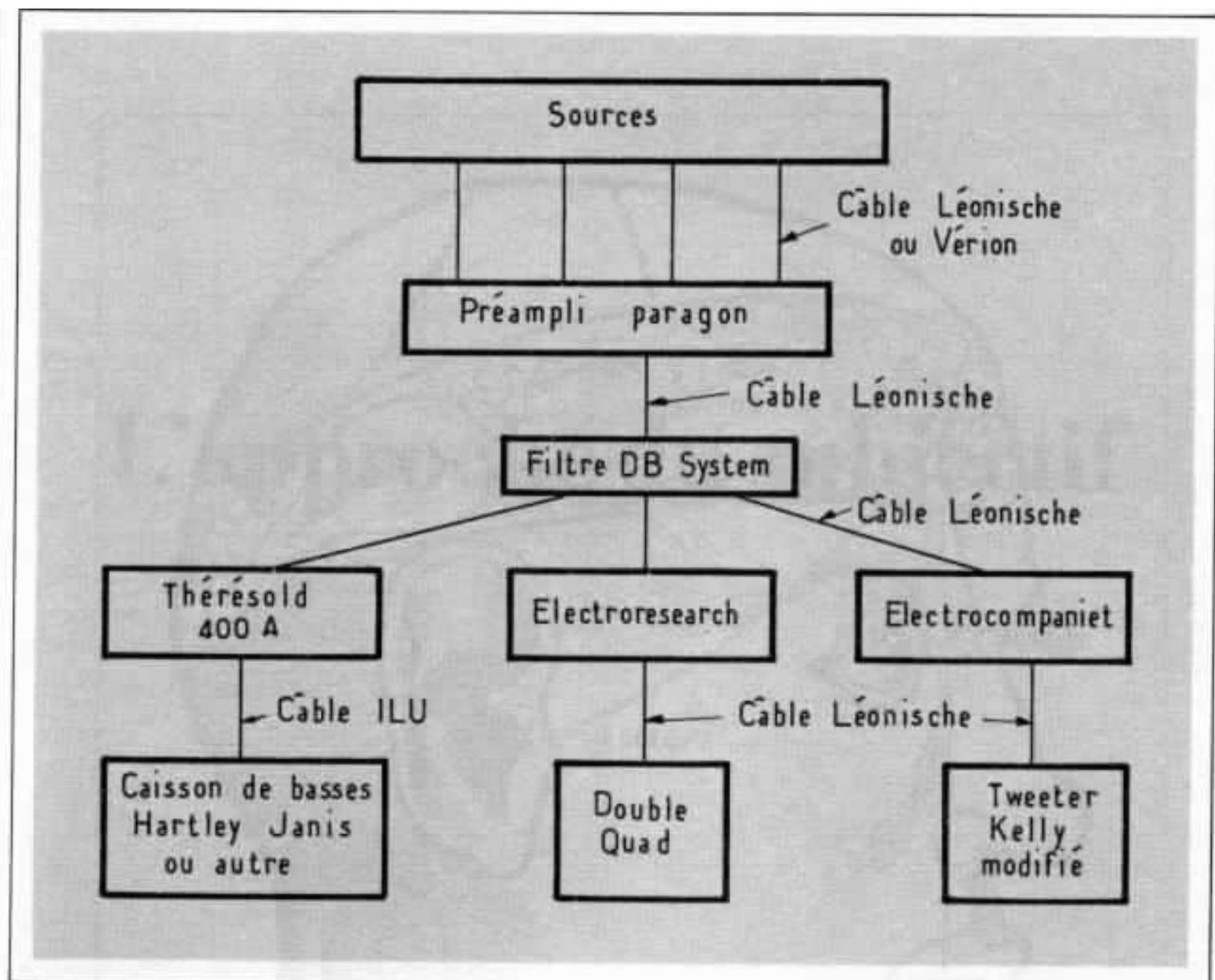


## LE LOCAL

Finissons par le maillon le plus délicat, le local d'écoute. Son impact sur le résultat final est considérable et il est particulièrement rare qu'il soit bien adapté à l'usage qu'en fait l'audiophile. Plus souvent salle de séjour que salle de musique, il est généralement bien traité pour l'œil et très rarement pour l'oreille.

Le local idéal est de dimensions moyennes (40 à 50 m<sup>2</sup>) et de forme irrégulière (ou rendue irrégulière par la suite), mais il possède un axe de symétrie qui devra être respecté.

Les surfaces doivent en être amorties modérément et dans une proportion maximale de 50%. Seul le mur placé derrière les enceintes restera entièrement nu et lisse. Le sol sera amorti et le plafond réfléchissant. Toute encoignure est à proscrire et les angles formés par les murs seront soigneusement amortis ainsi que les parois situées derrière l'auditeur.



J'ai dessiné dans la figure 2 ce qui pourrait être le plan d'un local d'écoute idéal. Je vois déjà les épouses d'audiophiles blêmir !

Encore quelques petits détails :

Tous les socles ou supports des enceintes doivent impérativement être réalisés en bois non résonnant et collés avec une colle qui ne sèche pas totalement. Enfin l'idéal consiste à découpler les en-

ceintes posées au sol de celui-ci en les montant sur des pieds amortisseurs (AUDIOTECHNICA, NETRONIC, MICROSORBER).

Si tout ceci vous paraît vraiment un trop gros sacrifice, songez que quelques américains en sont à monter directement leurs haut-parleurs de basses dans le plancher !

Nous voilà enfin arrivés au bout de la chaîne.

J'aurai l'occasion dans mes prochaines chroniques de revenir sur les points importants évoqués ici succinctement et de fournir des solutions de remplacement pour ceux que le choix proposé rebuterait. En attendant rêvez bien !

**Page non  
disponible**

# L'approche du subjectif

G. Altieri

*Les systèmes électroniques de reproduction musicale sont définis par un certain nombre de paramètres physiques qu'on peut chiffrer avec une précision plus ou moins bonne. C'est ainsi qu'on parle de distorsion, bande passante, rendement..., et beaucoup d'autres éléments qui traduisent, chacun d'entre eux, le comportement d'un maillon d'une chaîne haute fidélité vu sous l'angle d'une manifestation particulière de son fonctionnement.*

*Lors de l'écoute musicale, l'auditeur ne perçoit pas l'image des paramètres isolés ou juxtaposés, mais il ressent un ensemble de sensations, constituant la perception globale du message sonore. On reconnaît unanimement l'existence d'une barrière, encore infranchissable, entre les renseignements apportés par les mesures physiques et l'évaluation finale d'un appareil électroacoustique. C'est pourquoi nous vivons, aujourd'hui, une époque de la haute fidélité où parallèlement au progrès technologique qui permet l'obtention de performances physiques étonnantes, nous redécouvrons un intérêt croissant pour l'estimation subjective des résultats globaux.*

*Alors, le dictionnaire nous dit : «Subjectif - qui concerne le sujet en tant qu'être conscient»; or, il est évident que la nouvelle orientation que nous prétendons donner aux études du phénomène de la haute fidélité exige la connaissance approfondie de l'auditeur en tant que sujet participant au processus d'évaluation globale.*

*En définitive, on peut affirmer que la haute fidélité a le rôle de tromper nos sens, pour nous placer, acoustiquement, dans un environnement différent de celui que l'on occupe lors d'écoute musicale.*

*Nous pensons, donc, que l'étude des mécanismes et propriétés de la perception sonore constitue, dans le cadre de notre revue, un champ de travail aussi important que la technologie des appareils. Ceci fait partie de notre recherche «Omnidirectionnelle» en vue de l'interprétation des phénomènes qui font de la haute fidélité un sujet passionnant.*

## LA PERCEPTION DU MONDE EXTERIEUR

### Les sens

Le monde extérieur est défini par un certain nombre d'objets et de phénomènes qui sont déterminés par un ensemble de paramètres géométriques et physiques : dimension, forme, masse, mobilité, fréquence... Nous sommes,

alors, incapables de percevoir ce monde d'objets physiques qui contribuent à sa définition. Notre registre de l'environnement passe à travers «le filtre» de nos sens et il est évident que le rapport entre la description objective du monde et l'effet perceptuel n'est pas un problème simple. Nos sens et notre système nerveux ne produisent pas une représentation textuelle de l'objet qui impressionne les sens, mais plutôt une abstraction,

un certain résumé de leurs caractéristiques fondamentales.

Chez les animaux à vertèbres (dont l'homme fait partie) la re-création d'un stimulus a lieu grâce à l'intervention de cellules spécialisées, généralement groupées sous la forme d'un organe plus ou moins complexe. Leurs structures sont sensibles à différents types de stimulus et la réponse à l'excitation est acheminée vers certains centres dans le cerveau et la moëlle-

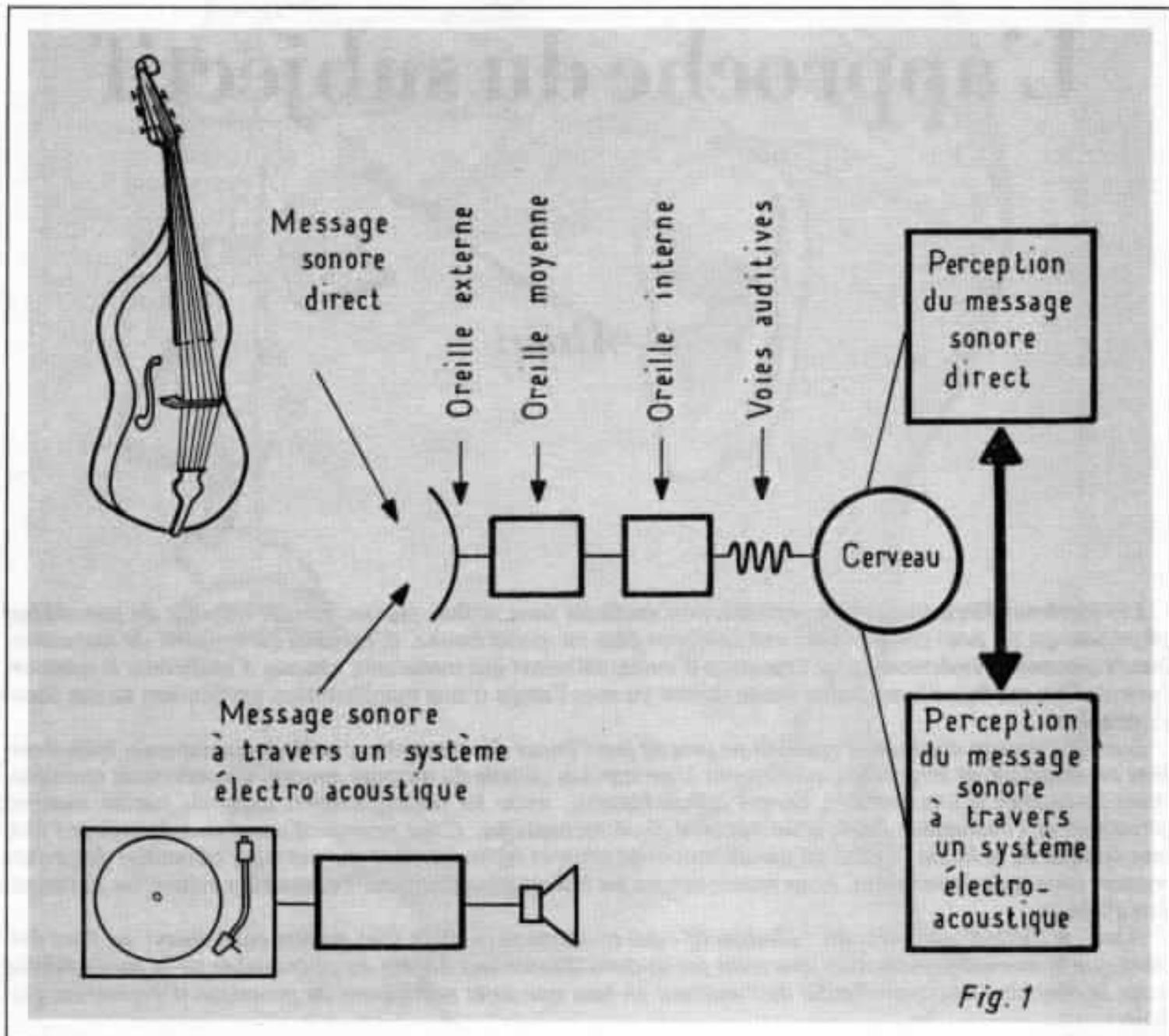


Fig. 1 - La perception du message sonore a lieu grâce à l'intervention d'un mécanisme biologique qui possède ses propres conditions de fonctionnement. La HIFI doit pouvoir «tromper» ce système pour arriver à une équivalence perceptive entre un son direct et son image enregistrée.

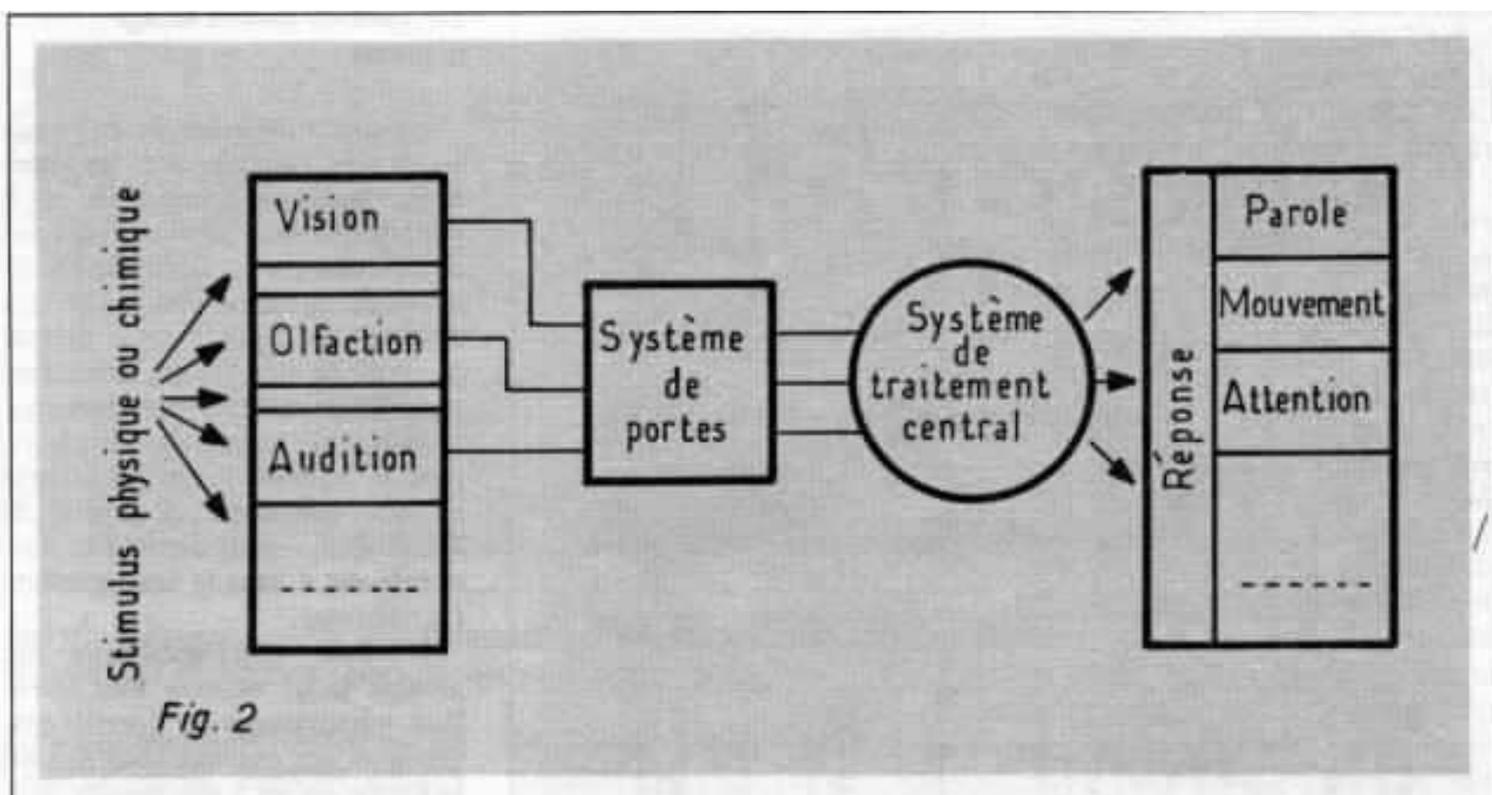


Fig. 2 - Modélisation de la fonction perceptive (très simplifiée).

le. Un réseau nerveux est responsable de la conduction du message recueilli par les transducteurs qui sont à l'origine du processus. Du point de vue physiologique, les capteurs biologiques peuvent être divisés en trois catégories : les structures sensibles de la peau et les sens spécialisés qui reçoivent l'information du monde extérieur, celles qui sont situées dans des muscles striés et les tendrons et, enfin, les récepteurs placés dans les organes internes.

L'information transmise par les différents centres de réception est traitée par le cerveau en parallèle, en même temps que l'attention peut être fixée sur une certaine particularité de la perception intégrée, ce qui est comparable à un système de portes centré sur telle ou telle information spécifique. Le schéma (Fig. 2) montre une modélisation très simplifiée de la jonction perceptive dont le mécanisme détaillé est encore loin d'être expliqué.

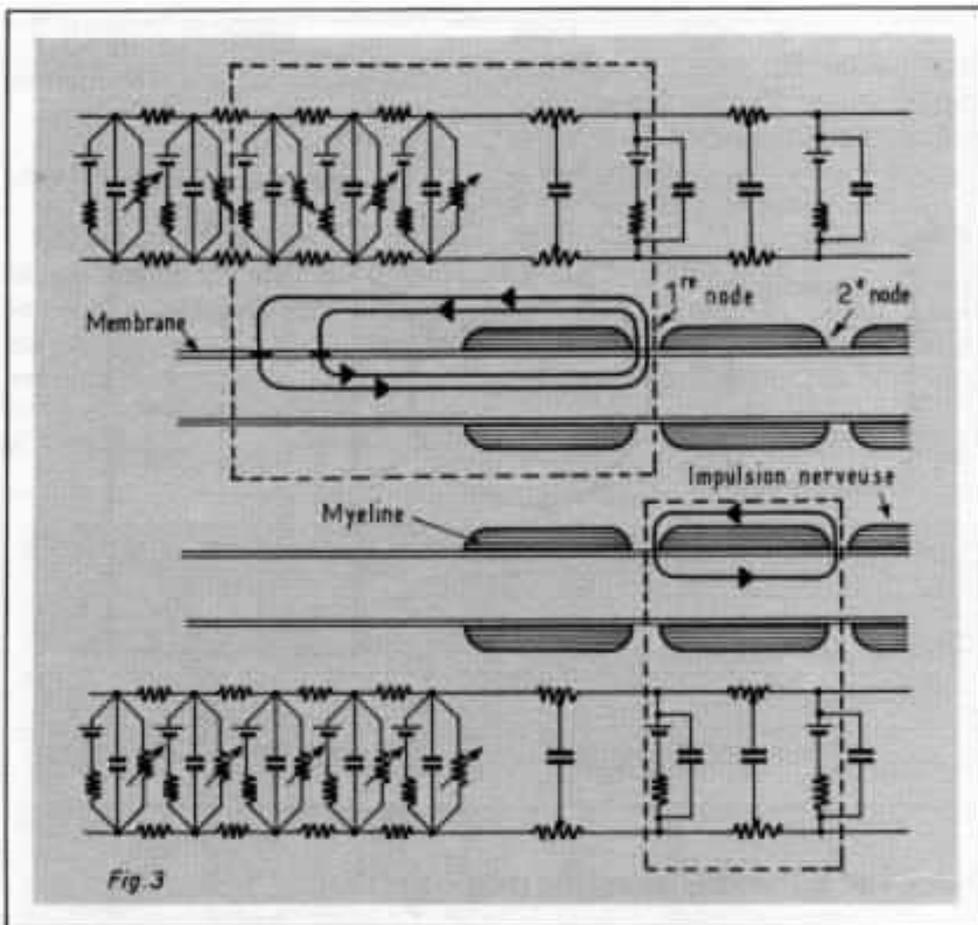
#### Transducteurs biologiques - Influx nerveux

Du point de vue physique, la fonction élémentaire d'un récepteur sensoriel est comparable à celle d'un transducteur, c'est-à-dire la transformation d'une manifestation d'énergie sous une forme d'énergie différente. Les divers types de récepteurs biologiques sont adaptés à la conversion d'une forme particulière d'énergie en énergie électrique constituant l'impulsion nerveuse. Dans notre cas, on remarque que l'évolution des êtres vivants tout au long des millénaires a abouti à l'optimisation des transducteurs, qui montre un aspect de la parfaite adaptation d'une espèce au milieu extérieur. Dans ce processus de convergence, les organes des sens jouent un rôle de première importance, étant à la base de la communication entre l'organisme et l'environnement.

Un organe sensoriel schématisé est représenté par une fibre nerveuse myélinisée dont l'extrémité peut être considérée comme un pôle récepteur dendritique. (Fig. 3)

Un stimulus qui arrive à cet organe spécialisé provoque une diminution de la différence de potentiel de la membrane cellulaire. La dépolarisation a pour conséquence la naissance de courants qui essaient de repolariser la fibre à travers une dépolarisation d'une région plus lointaine. Le phénomène est alors local, mais si la dépolarisation produite est assez importante, un certain seuil est dépassé et le potentiel d'action se propage vers des zones plus profondes. En fait, le stimulus a déclenché la propagation d'une énergie existant au préalable dans le système.

Une description élémentaire des conditions de conduction nerveuse, nous permet de résumer :



**Fig. 3 - Origine et conduction de l'impulsion nerveuse (mod. de Loewenstein).** Un stimulus donné est à l'origine d'une diminution de la résistance au courant ionique dans une région de la membrane. La courante, ainsi générée, atteint le premier mode de Ranvier et déclenche une impulsion nerveuse capable de continuer le processus de propagation tout au long de la fibre nerveuse.

Dans le circuit équivalent, le potentiel de membrane est représenté par des batteries, étant la résistance et la capacitance uniformément distribuées dans un certain nombre d'unités. La chute de la résistance est aussi indiquée (↘) et les aires pointillées marquent la correspondance entre le phénomène biologique et l'interprétation électrique.

— Les influx nerveux obéissent à la loi du tout ou rien, chaque impulsion élémentaire conserve la même amplitude et la même forme lorsqu'on fait varier l'intensité du stimulus (Fig. 4).

— Le nerf contient de nombreux axones séparés dont chacun forme un canal indépendant, ceci permet une sommation spatiale de l'information.

— La fréquence des impulsions varie avec l'intensité du stimulant; elle est croissante avec l'importance du stimulus (Fig. 4).

— Enfin, le phénomène entraîne une très faible dépense d'énergie tout en constituant un système très sûr pour l'acheminement de l'information.

## Le Système auditif-image générale

La structure générale de l'oreille est très variable chez les vertébrés, puisque l'anatomie et le fonctionnement sont adaptés aux conditions particulières de l'habitat et de la vie de chaque groupe zoologique. Malgré cette diversité, l'oreille interne est une structure fondamentale présente chez tous les animaux à vertèbres, depuis le poisson jusqu'à l'homme et ses fonctions d'organe de l'équilibre constituent une base commune à tout le sous-phylum (vertébrata).

L'étude phylogénétique du groupe nous montre une évolution schématique de l'oreille moyenne et des osselets auditifs sous la forme qu'on a représentée dans la figure 5. A titre d'exemple illustratif, nous avons inclus la figure 6 qui représente l'organe auditif d'un insecte (*Decticus*, orthoptère). La fonction auditive est donc très largement répandue dans le règne animal. On sait que ses performances et son importance sont dépendantes d'un système complexe de pressions naturelles qui donnent des résultats évolutifs singuliers. Le système auditif humain est ainsi le produit d'une transformation lente et constante, les lois qui régissent ses résultats sont inexorables et seul l'effort fait dans le sens de comprendre ses principes, donnera des résultats optimaux dans la reproduction des stimulus que notre perception interprète sous la forme de musique.

## L'oreille

Notre appareil auditif est divisé en deux parties à structure et fonction particulières. Le système récepteur du stimulus physique externe et transmetteur des sons vers l'épithélium sensoriel de l'oreille interne constitue la première partie des organes responsables du phénomène auditif. La

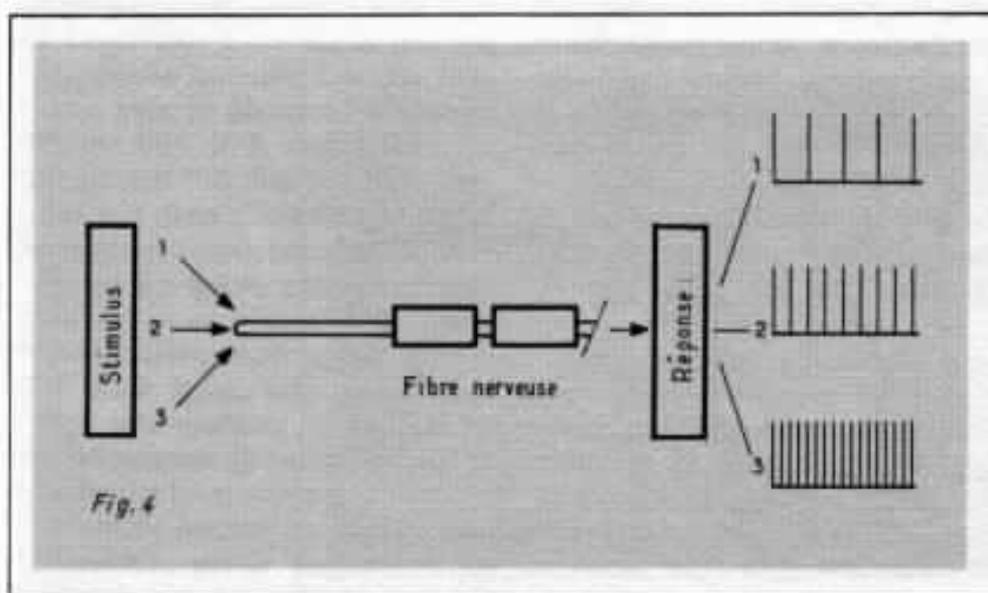


Fig. 4 - Rapport entre le signal recueilli au niveau de la fibre nerveuse et l'intensité du stimulus qui a déclenché le phénomène.

deuxième partie est formée par les voies nerveuses chargées d'acheminer et d'intégrer l'information à partir du ganglion de Corti jusqu'aux aires spécialisées du cortex cérébral. L'oreille, avec ses divisions fondamentales, aussi bien que les voies nerveuses, sont représentées dans les schémas suivants; lesquels, nous pensons, sont plus éloquentes qu'une description qui prendrait très vite l'aspect d'une leçon d'anatomie,

pas très attrayante pour la plupart des lecteurs.

L'oreille externe est formée par le pavillon et le conduit auditif. Sa fonction est de collecter le son en augmentant la pression sonore exercée sur le tympan. Certains auteurs affirment que le pavillon concentre l'énergie sonore, mais nous considérons que, du moins chez l'homme, la forme et la structure de cette première partie de l'oreille externe ne sont pas

conformes aux conditions physiques nécessaires pour la focalisation d'une onde incidente vers le conduit auditif. Ce dernier peut aussi intervenir dans les conditions de directivité de l'oreille.

L'oreille moyenne est composée par la chaîne des osselets et certaines structures annexes comprises entre le tympan et le labyrinthe constituant l'oreille interne : les trois osselets, marteau, enclume et étrier communiquent les vibrations à la fenêtre ovale qui se trouve à l'origine des signaux traités dans la cochlée. Ce groupe d'osselets est responsable d'une amplification mécanique entre les mouvements du tympan et de la fenêtre ovale, en même temps qu'il réalise l'adaptation d'impédance de l'air à celle du liquide labyrinthique, le couplage mécanique ainsi établi ne présente pas toujours les mêmes caractéristiques, puisque la raideur du tympan et les conditions d'articulation des os sont modifiés par l'action des muscles qui adaptent l'appareil récepteur à l'intensité des sons reçus.

On signale que les deux faces du tympan sont soumises à la même pression moyenne, car la face

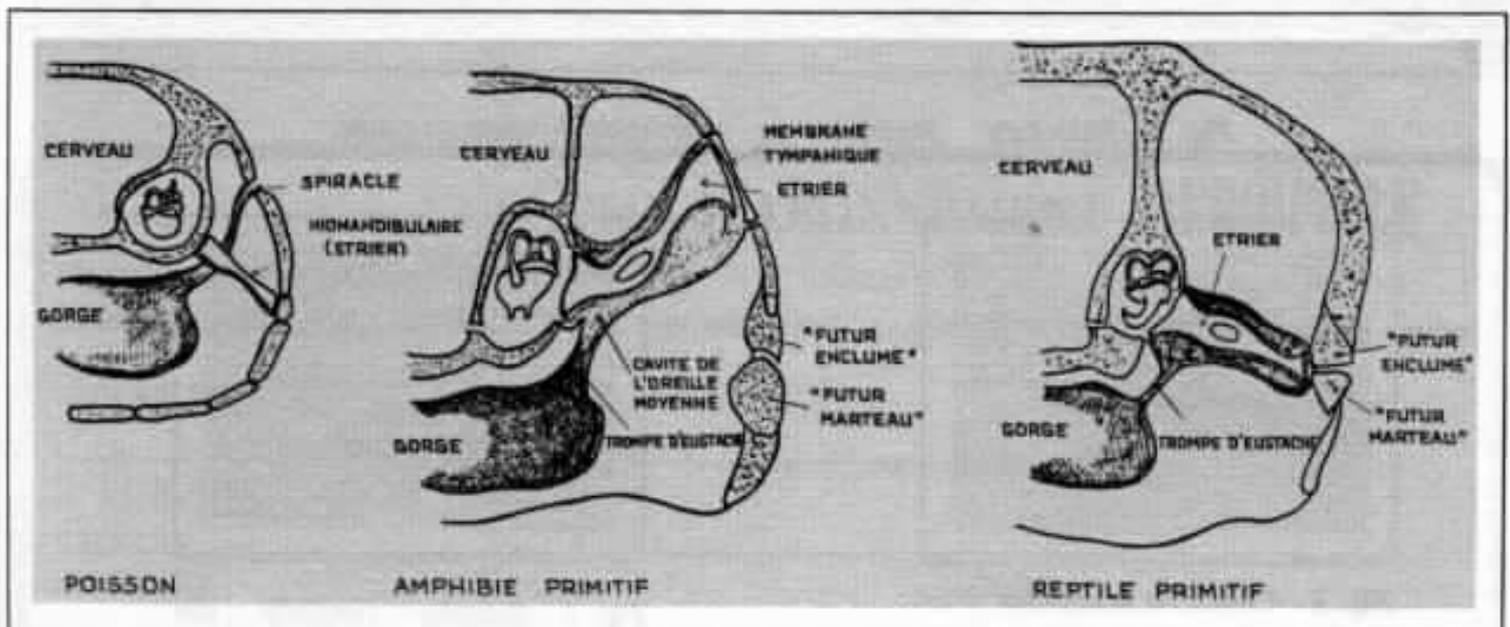


Fig. 5 - Schéma de l'évolution de l'oreille moyenne et les osselets (mod. de Romer) (comparer avec la figure 7). L'étrier, bien que sous une forme différente est déjà présent chez les vertèbres primitifs, l'enclume et le marteau se développent à partir des os crâniens.



intérieure est en contact avec l'air de l'extérieur à travers la trompe d'Eustache qui relie l'oreille moyenne avec le pharynx. Ce canal s'ouvre lors de la déglutition, ce qui permet l'égalisation des pressions aux deux côtés du tympan si la pression extérieure change. Les voyages en avion sont accompagnés de la distribution de bonbons, ce qui constitue une amabilité, mais aussi, plus prosaïquement, une manière de faciliter le rétablissement de l'équilibre de la membrane tympanique.

L'oreille interne est formée par la cochlée, partie auditive et le vestibule qui comporte les canaux semi-circulaires, le saccule et l'utricule. La deuxième partie est chargée de capter l'information relative à l'équilibre du corps.

La cochlée se présente comme un tube enroulé en forme d'hélice rempli de liquide, celui-ci est capable de véhiculer les vibrations jusqu'aux régions sensibles de la membrane basilaire. Trois membranes longitudinales déterminent trois canaux qui constituent le schéma général de la cochlée : la rampe vestibulaire, la rampe tympanique et le canal cochléaire, représentés dans les figures 7 et 8.

Les deux rampes (tympanique et vestibulaire) communiquent à travers l'hélicotréma, orifice placé à la pointe de la cochlée (fig. 7), ce qui permet la régression d'une onde prenant naissance au niveau de la fenêtre ovale et son absorption par la fenêtre ronde, placée dans la cavité de l'oreille moyenne.

Les cellules sensorielles du ganglion de Corti (fig. 8) sont excitées par les vibrations mécaniques de la membrane basilaire donnant naissance à l'influx nerveux qui est à l'origine d'un phénomène très méconnu, aboutissant à la perception intégrée corticale. (Fig. 9).

Les voies auditives comportent 3 neurones liés au niveau de deux relais : les noyaux cochléaires bulbo-protubérantiels et les corps genouillés internes. Le circuit n'est pas si simple car un certain nombre de fibres correspondant au 2ème neurone sont reçues par le tubercule quadrijumeau postérieur qui représente un centre supérieur de fonctionnement réflexe. Le chemin peut encore inclure une olive supérieure, d'où partent différentes voies qui donnent une complexité croissante à notre

schéma nerveux. Le 3ème neurone va des corps genouillés au cortex auditif. Et cette arrivée n'est que le commencement d'un mécanisme de formation de l'image sonore, que nous sommes encore incapables d'interpréter et même de décrire

La complexité du circuit et des systèmes d'interconnection est facile à concevoir, mais, pour aider l'imagination, nous rappelons qu'à une cellule du ganglion de Corti correspondent 2 cellules dans le noyau cochléaire, 14 dans le corps genouillé et 240 dans le cortex.

Cette idée générale de la constitution de l'appareil auditif sera le point de départ de nos prochaines études, celles-ci porteront sur la physiologie et les performances des organes qui font de l'oreille un récepteur acoustique hautement performant.