

L'AUDIOPHILE



10^e ANNÉE. N°41. 3^e TRIM. 1987. 43 F

**Page non
disponible**

**Page non
disponible**

**Page non
disponible**

**Page non
disponible**

**Page non
disponible**

Le système de M. Ikêda

Guy Marec

J'ai attendu plusieurs mois avant de me hasarder à présenter à nos lecteurs le système d'écoute mis au point par le docteur Yutaka Ikêda. Ce délais de réflexion était nécessaire pour atténuer les effets du choc ressenti à l'écoute de cet ensemble exceptionnel et éviter ainsi des conclusions trop hâtives qui pourraient aller à l'encontre de l'objectivité que j'ai toujours essayé de respecter dans mes articles. Mais peut-on parler d'objectivité dans un domaine aussi subjectif que l'audio à l'heure actuelle ? Je ne l'affirmerai pas. Tant que les paramètres caractérisant véritablement un système d'écoute n'auront pas été très clairement identifiés et ne seront pas pondérés par des mesures indiscutables, il ne saura être question de véritable objectivité. Nous en sommes malheureusement très loin. Je n'attribue aucune valeur absolue aux mesures utilisées actuellement pour caractériser les divers maillons d'une chaîne de reproduction ; elles ne peuvent servir que de vagues points de repère et encore à condition de tenir le plus grand compte des conditions expérimentales des mesures, des schémas lorsqu'il s'agit de circuits électroniques et de l'environnement dans lequel est utilisé le maillon, c'est-à-dire des autres éléments de la chaîne et de leur mise en œuvre... Mais ne nous égarons pas sur ce champ de bataille des polémiques psycho-patho-acoustico-économico-publicitaires, il y aurait trop à dire.

Je considère l'écoute du système Ikêda comme une étape décisive de mon expérience d'audiophile. J'ai constaté une fois de plus, mais d'une façon encore plus flagrante, que notre lente progression dans la difficile connaissance des techniques de reproduction de la musique pose beaucoup de problèmes, indique quelquefois des solutions, mais n'apporte que peu ou pas de véritables explications des phénomènes.

Je demande une fois de plus à nos lecteurs de bien situer l'aspect inévitablement un peu «critique» de ces présentations de système d'écoute à son juste niveau. J'ai eu la très désagréable surprise, au sujet du dernier système que j'ai présenté dans ces colonnes, de constater que certains lecteurs avaient considérablement extrapolé mes conclusions et me prêtaient des opinions et des jugements tout à fait erronés. Ces systèmes se situent à un très haut niveau de qualité, à ma connaissance inexistant en France et vraisemblablement en Europe et ont la particularité de mettre en évidence d'une façon particulièrement sensible les moindres différences de réglage ou de composants. Il me paraît dans ces conditions tout à fait déplacé d'essayer d'extraire de ces présentations des jugements de valeur sur tel ou tel maillon des chaînes présentées sous prétexte que j'ai évoqué la possibilité de certaines améliorations.

Le système Ikêda était, il y a une dizaine d'années, considéré comme le meilleur système de reproduction japonais. Je n'ai aucune information sur son « classement » actuel si tant est qu'il en existe un d'ailleurs. Le docteur Y. Ikêda habite une petite ville de Hokkaïdo, l'île la plus au nord du Japon, donc un peu à l'écart des grands courants de circulation. Peu de personnes ont eu la chance de pouvoir écouter cet ensemble. M. E. Koïzumi lui-même, fondateur de Onken qui a réalisé la plus grande partie des transducteurs ne l'a pas écouté depuis longtemps et n'a donc pas suivi les améliorations les plus récentes.

Depuis sa création, ce système a évidemment été un peu modifié. Je vais donner ici toutes les informations que j'ai pu recueillir sur sa conception actuelle et sur l'évolution de certains mail-

lons. Le peu de temps que j'ai passé en compagnie de M. Y. Ikêda ne m'a pas permis d'entrer dans les détails de connexion, câblage, réglage... Je m'en excuse auprès des lecteurs qui, je pense, comprendront qu'en présence d'un ensemble aussi exceptionnel j'ai pu un peu oublier la technique pour ne me préoccuper que de musique.

1. L'auditorium

se référer à la figure 1.

Il est difficile de qualifier de salle d'écoute ce salon immense et luxueusement aménagé qui paraît d'ailleurs beaucoup plus grand que ses dimensions ne le laissent supposer.

Il apparaît immédiatement que M. Y. Ikêda ne s'est imposé aucune contrainte d'ordre économique dans cette réalisation. Tout a été mis en œuvre pour arriver au plus haut niveau de

qualité. Un double système de pavillons a en particulier été intégré dans l'infra-structure du bâtiment pour la reproduction des registres graves.

Etudié par M. Y. Ikêda lui-même, cet auditorium a été réalisé au premier étage du bâtiment qui abrite ses locaux professionnels. Cet emplacement surprend évidemment un peu mais il est dû à des impératifs vraisemblablement autres que ceux de la reproduction sonore. L'infra-structure de la salle a dû être remarquablement étudiée et réalisée car aux plus forts niveaux de modulation, je n'ai noté aucune vibration parasite ni aucune « saturation ».

Les dimensions sont de 8 mètres en longueur et de 6,2 mètres en largeur. Particularité extrêmement importante, le parallélisme du plafond et du sol a été rompu : la hauteur sous



Vue d'ensemble du système de reproduction à cinq voies. Remarquer en plus du système principal l'impressionnante collection de divers appareils électroacoustiques.

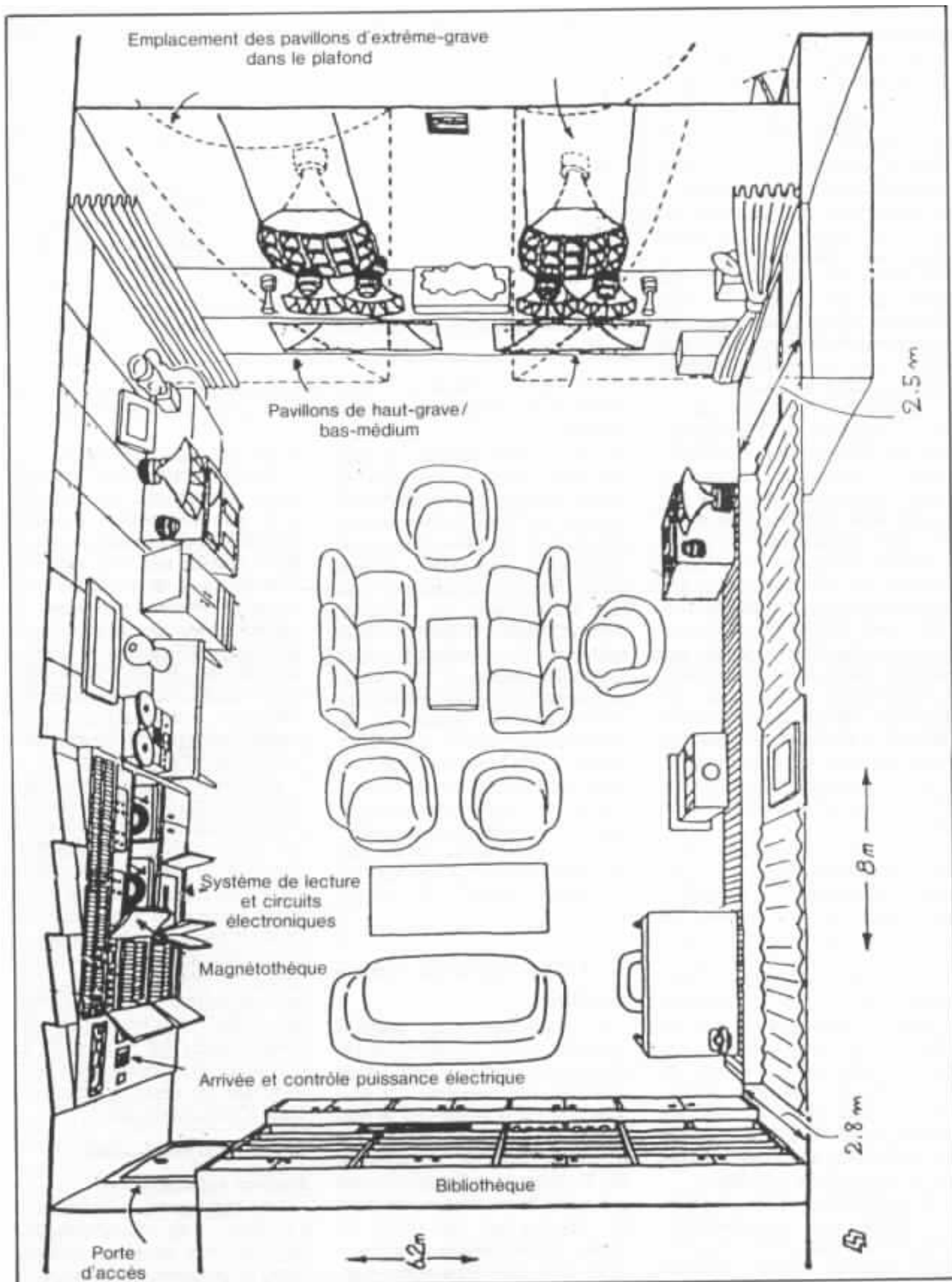


Fig. 1 : Disposition générale de l'auditorium de M. Y. Ikeda. Noter les dimensions inhabituellement importantes et la présence, outre le système de reproduction principal d'une collection d'autres transducteurs.

plafond est de 2,5 mètres à l'embouchure des pavillons d'extrême-grave et de 2,8 mètres à l'arrière de la pièce dans la zone d'écoute. Une rupture du parallélisme a aussi été prévue dans la mise en place de la triple fenêtre située sur le côté droit de l'auditorium. L'utilisation de faces opposées non parallèles dans un volume permet, en modifiant les réflexions d'ondes sonores, de limiter le taux d'ondes stationnaires ; cette technique est évidemment employée dans tous les studios, auditoriums et salles de concert.

Je n'ai pas d'information sur la constitution de l'infrastructure en maçonnerie ni sur l'isolement phonique et l'amortissement acoustique interne. Les parois sont revêtues d'un matelassage capitonné d'aspect luxueux d'aspect. La porte d'accès de l'auditorium a une épaisseur d'au moins 20 centimètres ; ceci prouve que le traitement et l'isolement acoustique doivent être très importants. L'atmosphère acoustique est agréable sans amortissement excessif, c'est encore un local où il est agréable de parler et où de très forts niveaux sonores ne provoquent absolument aucune gêne auditive.

Le mur arrière de l'auditorium est entièrement recouvert par une bibliothèque, à l'exception bien sûr de la porte d'accès. Le traitement acoustique de cette partie arrière est donc a priori relativement réduit ; c'est un peu surprenant quand on connaît l'importance généralement accordée au traitement de cette partie d'une salle d'écoute et quand on se rend par ailleurs compte des moyens mis en œuvre par M. Y. Ikêda. Il aurait été intéressant de pouvoir discuter en détail de ce problème.

Pour faciliter la mise en place et l'accès aux transducteurs, l'auditorium a été doté d'un petit local annexe. D'une largeur d'environ 1,5 mètres, il est situé

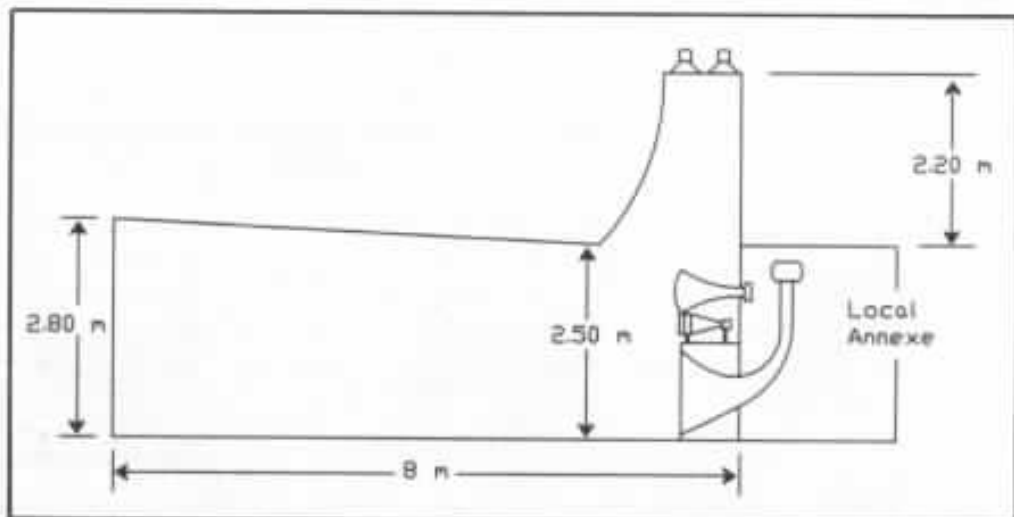


Fig. 2 : Profil de l'auditorium. Noter la rupture de parallélisme entre plafond et sol et la présence d'un petit local annexe qui facilite la mise en place des gros moteurs.

derrière le mur fermant la salle du côté des transducteurs et occupe toute la largeur de l'auditorium. La figure 2 schématise sa disposition. La porte d'accès est située sur le côté droit. Ce local est extrêmement pratique et cette idée est à retenir. La présence, outre le système de reproduction principal, de nombreux autres appareils donne à ce salon-auditorium une petite allure supplémentaire de musée de la reproduction sonore. Il y a là un nombre impressionnant de moteurs et de prototypes de chez Onken, un système stéréophonique « La Voix du Théâtre » et surtout un vieux lecteur de disques 78 tours/minute à amplification acoustique directe... J'y reviendrai.

2. Le système de reproduction

L'organigramme du système présenté figure 3 montre immédiatement qu'il s'agit d'un ensemble très important, le plus gros que j'ai d'ailleurs eu la possibilité et surtout la chance d'écouter jusqu'à maintenant. M. Y. Ikêda a réalisé un système à 5 voies mais, contrairement à M. Tanaka qui, lui, utilise un canal supplémentaire d'extrême-aigu, c'est une séparation supplémentaire dans le registre

grave qui a été mise en œuvre.

Autre particularité extrêmement intéressante, cet ensemble n'est pas uniquement constitué de maillons ésotériques ou considérés comme tels. Des appareils commerciaux de marques occidentales réputées ont aussi été utilisés. J'ai, par ailleurs, noté que les modifications et améliorations de détails, habituellement visibles sur ces grandes réalisations « d'amateurs », ne semblaient pas avoir ici été systématiquement appliquées.

Ces améliorations les plus connues sont en général le recâblage extérieur du bras de lecture qui me paraît capital, la modification plus ou moins poussée de la cellule de lecture qui peut avoir un effet subjectif important et la mise en place de découplages et d'amortissements acoustiques divers ; n'oublions pas aussi la mise en œuvre de circuits d'alimentations ultra-rapides ou surdimensionnés qui font partie de mes idées fixes, chacun sait ça... Pourtant les résultats sont là... mais n'anticipons pas.

2.1. Les transducteurs

Registre extrême-grave

Les fréquences inférieures à 150 hertz sont reproduites par des pavillons en béton intégrés dans le plafond de l'édifice et excités par deux haut-parleurs

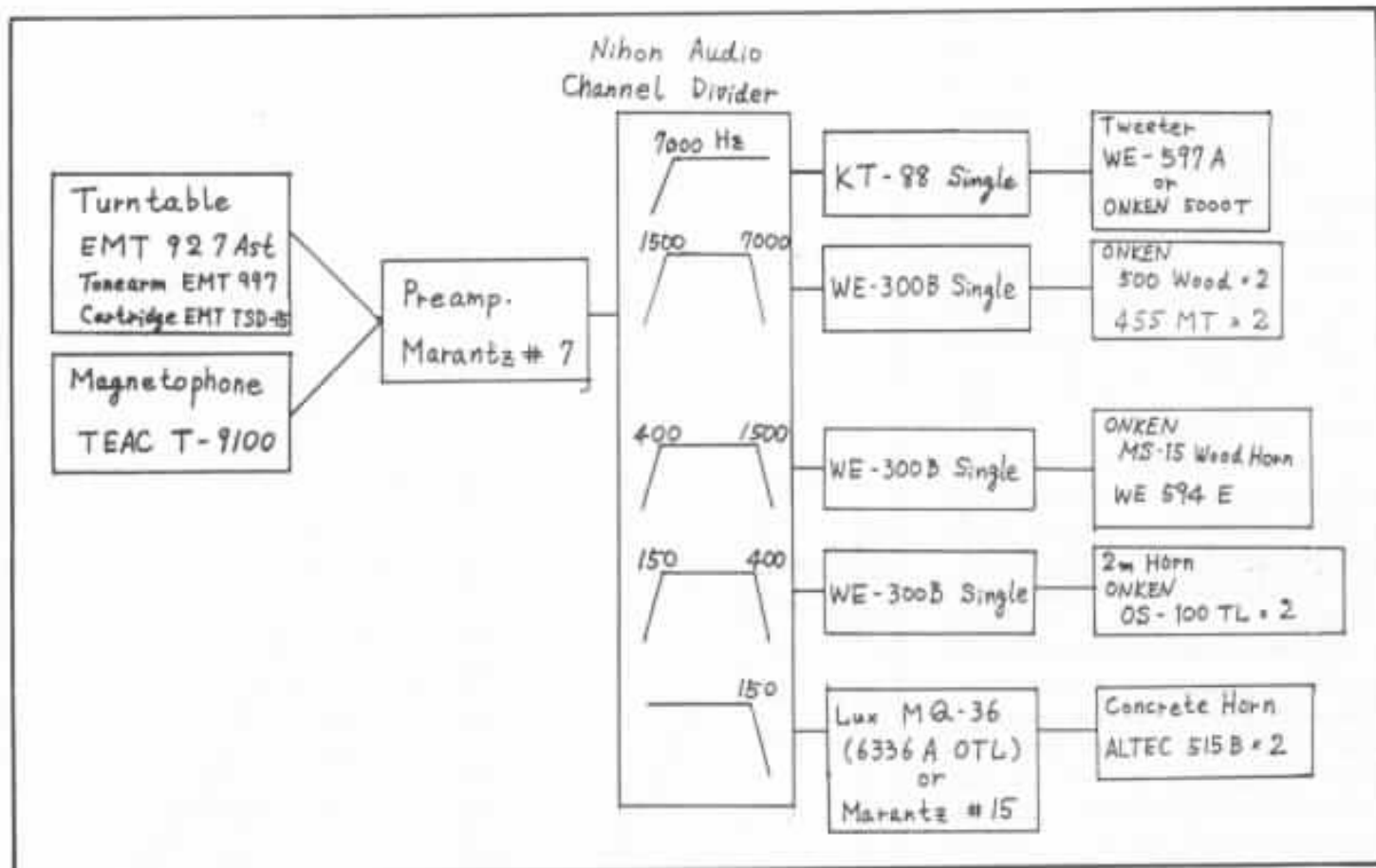


Fig. 3 : Organigramme simplifié du système de reproduction de M. Y. Ikêda. Noter la présence de plusieurs appareils commerciaux de haute-fidélité.

Altec 515-B.

L'étude de ces pavillons qui, à mon humble avis, constitue les pièces maîtresses de cet ensemble, a été confiée à M. E. Koizumi qui s'est très vraisemblablement fait aider par le professeur Takjo, un audiophile bien connu lui aussi.

Un schéma d'ensemble de ces pavillons d'extrême-grave dans leur version actuelle est donné figure 4, il m'a été remis par M. Ikêda qui considère leur expansion comme exponentielle avec une fréquence de coupure de 25 hertz.

La figure 5 est tirée de documents de construction remis par M. Koizumi. A l'origine, la hauteur totale des pavillons était de 1,90 mètres au lieu de 2,20 mètres et donc se limitait aux « lignes 190 » sur les coupes et aux pointillés sur le plan. L'extrapolation a été faite à partir de ces documents.

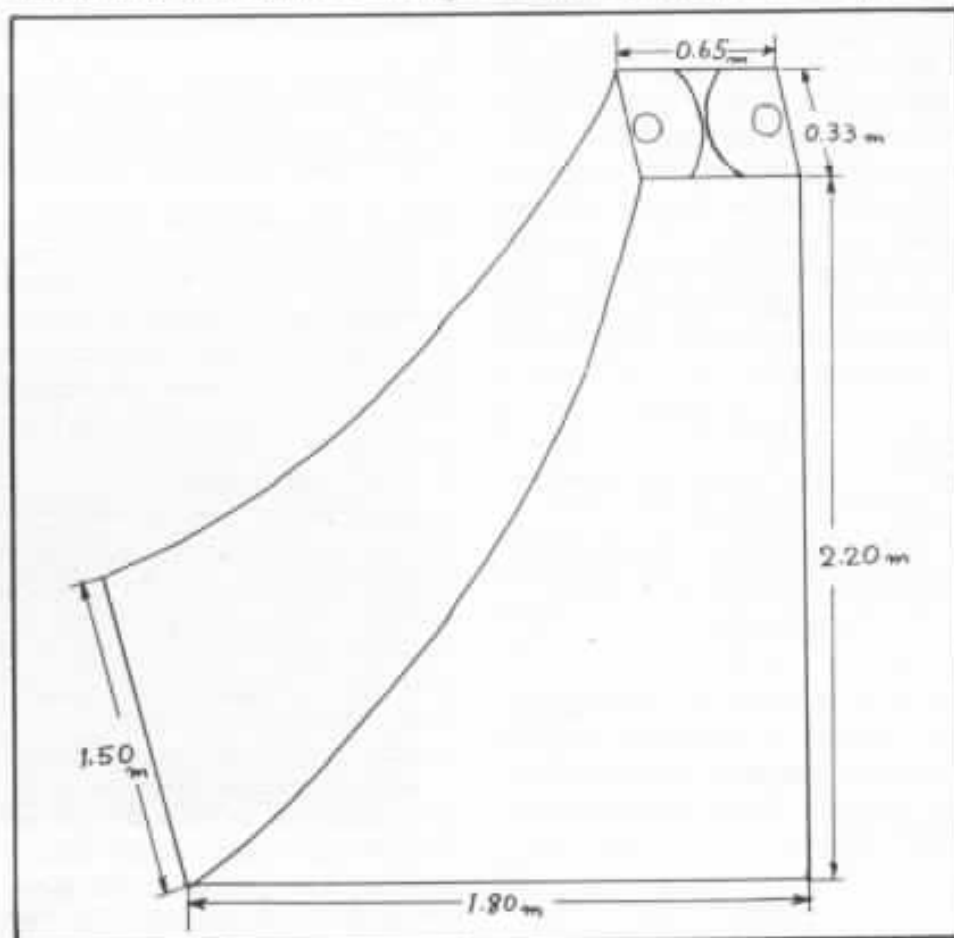


Fig. 4 : Les pavillons d'extrême-grave dans leur version actuelle d'après un document remis par M. Ikêda. La réalisation de surfaces courbes en plans brisés n'est pas figurée.

Deux des côtés sont constitués par des plans verticaux perpendiculaires, les deux autres par la succession de trois plans constituant une surface brisée.

Je me suis beaucoup interrogé sur les raisons qui ont poussé à utiliser des surfaces en plans brisés plutôt que des surfaces courbes. Ces plans brisés qui n'ont pas été représentés sur la figure 4 ont effectivement été réalisés. Ils sont visibles en réalité et sur les photos.

J'ai exclu a priori la facilité de réalisation et donc l'économie de moyens qui ne semble pas avoir été un des critères retenus par M. Y. Ikêda pour élaborer son système.

Il existe d'autres exemples de pavillons présentant des ruptures de continuité, se référer au pavillon Western 15 A qui est tout sauf régulier et qui donne des résultats considérés comme exceptionnels !

Il nous a paru dans ces conditions assez intéressant de pousser plus loin l'analyse et de vérifier cette expansion. La figure 6 donne la variation de la section des pavillons, telle qu'elle a pu être reconstituée dans leur version définitive, et une variation exponentielle la serrant d'aussi près que possible. Il est évident que la ligne brisée constitue une excellente approximation de la courbe exponentielle dont l'équation est :

$$S = S_0 e^{1,08x}$$

avec

$S_0 = 0,1 \text{ m}^2$; haut-parleurs placés à $x_0 = 0,865 \text{ m}$.

Nous utilisons l'approximation où l'exposant de e vaut :

$$\frac{4\pi f}{c}$$

où f est la fréquence de coupure du pavillon et c la vitesse de propagation du son. La fréquence de coupure de ces pavillons est donc de :

$$f = 1,08 \frac{c}{4\pi}$$

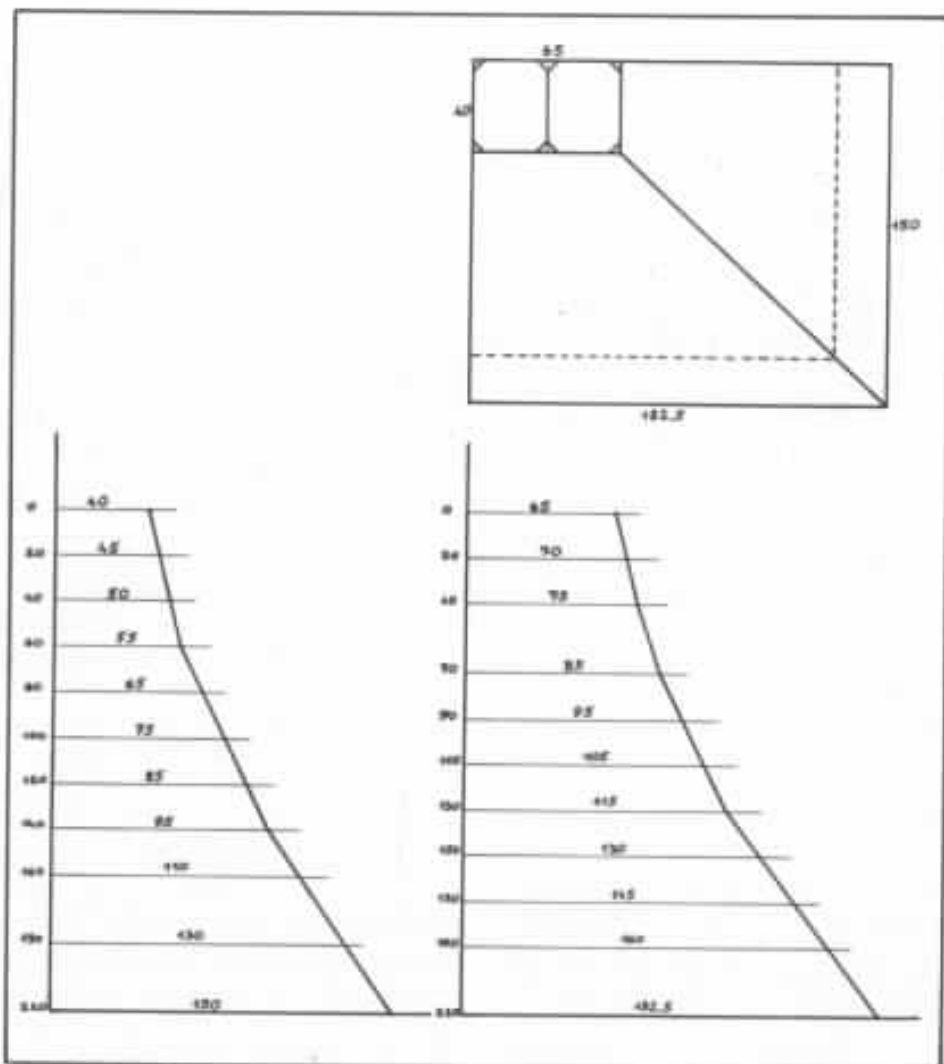


Fig. 5 : Profil des pavillons sur les deux plans perpendiculaire et vue en plan d'après les documents d'étude de M. Koizumi. A l'origine, les pavillons étaient limités à la cote 190 représentée en pointillé sur la vue en plan.

soit un peu moins de 30 hertz.

Ce chiffre est un peu supérieur à celui donné par M. Y. Ikêda, mais il est très vraisemblable que le couplage des pavillons à l'auditorium abaisse de façon très considérable la fréquence de coupure de l'ensemble.

Côté haut-parleurs, la section des pavillons est telle qu'une partie des membranes est masquée. Cet artifice permet habituellement d'augmenter le rendement dans les petits systèmes. Je n'en vois pas ici l'utilité, mais connaissant mal ces techniques, je préfère éviter tout commentaire.

J'ai remarqué aussi, et c'est très visible sur les photos, que les membranes des deux haut-parleurs sont partiellement masquées de façon dissymétrique, je n'en connais pas la raison.

Registre haut-grave/bas-médium

La reproduction du registre des fréquences comprises entre 150 et 400 hertz a aussi été confiée à des pavillons en béton, de section rectangulaire, qui débouchent pratiquement au ras du sol de la salle d'écoute, à la verticale des pavillons d'extrême-grave. Ces pavillons ont subi une importante modification depuis la première réalisation.

La figure 7 présente un schéma et donne les caractéristiques de ces pavillons tels qu'ils ont d'abord été réalisés. Ils étaient à l'époque excités chacun par un moteur OS-100 TL d'impédance 16Ω de chez Onken, une des premières versions de l'actuel moteur de deux pouces 255 E.

Les performances de cet

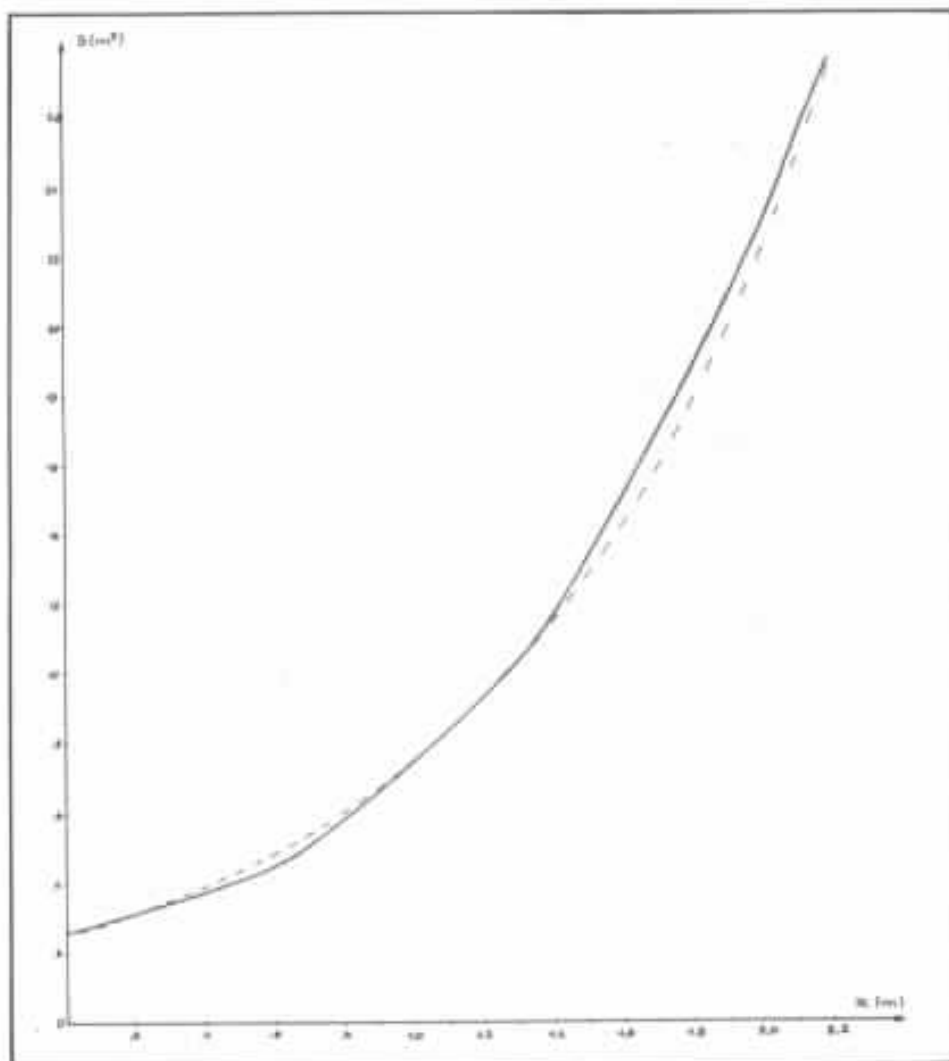
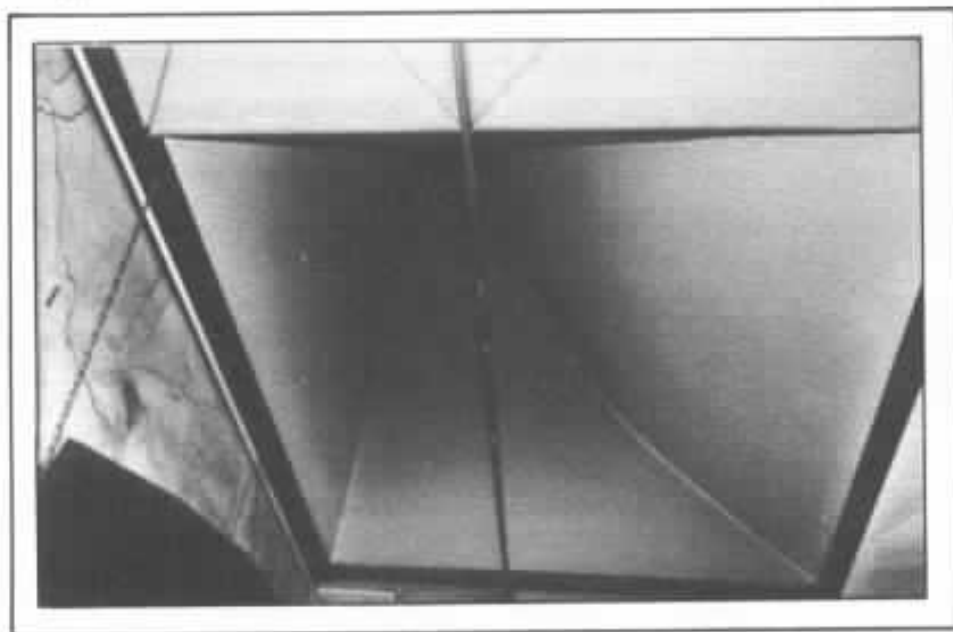


Fig. 6 : Variation de la section des pavillons en fonction de la distance au plan des haut-parleurs. En trait plein, la variation de section telle qu'elle est réalisée. En pointillé, une variation exponentielle théorique qui semble avoir été approchée.



Embouchure du pavillon d'extrême-grave voie droite. La tige métallique qui le traverse est une tringle support de rideaux.

ensemble étaient insuffisantes ; le pavillon a été raccourci pour pouvoir être excité par deux moteurs de deux pouces de même référence. Une pièce spéciale en fonte a été réalisée pour assurer l'adaptation. Un schéma de principe est donné figure 8. Je n'ai pas de photo de cette pièce dont j'ai pu voir un exemplaire alors que je ne m'y attendais pas, sur le toit de l'immeuble qui abrite Onken !

Cette pièce de fonte est enveloppée de tissu pour amortir ses résonances parasites. L'assemblage terminé, muni des deux moteurs, est très visible sur les photos. L'intérêt d'un petit local annexe pour abriter, ou cacher à la vue, ces monstres bicéphales est évident.

La fréquence de coupure de ces transducteurs est de 96 hertz, elle n'a pas été changée par la modification du système d'excitation. Je manquais de cotes précises pour relire le calcul de cette fréquence de coupure.

Registre médium

Le registre des fréquences de 400 à 1 500 hertz est couvert par le pavillon à 15 cellules, en bois sablé, MS-15 version originale de l'actuel 200 Wood bien connu. Par contre, ce n'est pas un moteur Onken qui a été choisi pour l'exciter mais un moteur Western Electric de référence WE 594 E. Je n'ai pas d'informations précises sur ce moteur ; je sais simplement qu'il est à excitation et qu'il doit être d'un diamètre supérieur à deux pouces parce que la pièce d'adaptation en fonte au MS-15 a été considérablement raccourcie. Je n'ai aucune information sur les performances de cet ensemble et sur les raisons de ce choix ; les résultats obtenus prouvent au moins qu'il est judicieux.

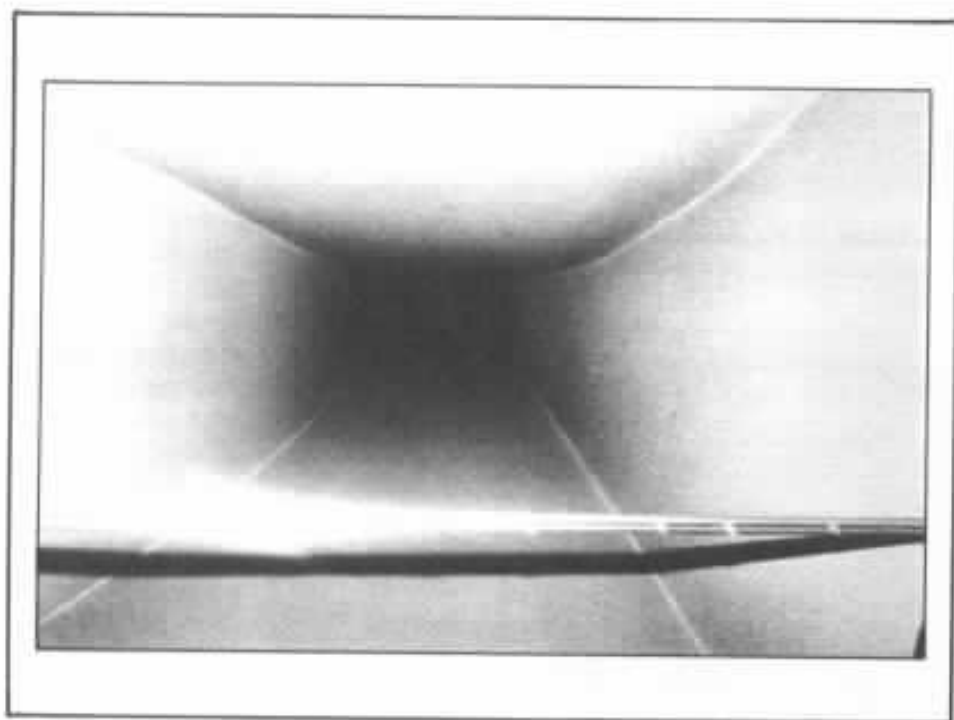
Noter qu'à l'origine c'était un moteur Onken, 100 TL équipé d'une diaphragme spécial très léger qui était utilisé.

Registre haut-médium

J'avoue avoir été très surpris



Embouchure du pavillon d'extrême-grave voie gauche. Noter le raccordement du plafond incliné et les panneaux de traitement acoustique très visibles aussi sur la photo en page de garde.



Les haut-parleurs Altec 515 B au fond du pavillon d'extrême-grave. Noter le positionnement des haut-parleurs curieusement dissymétrique.

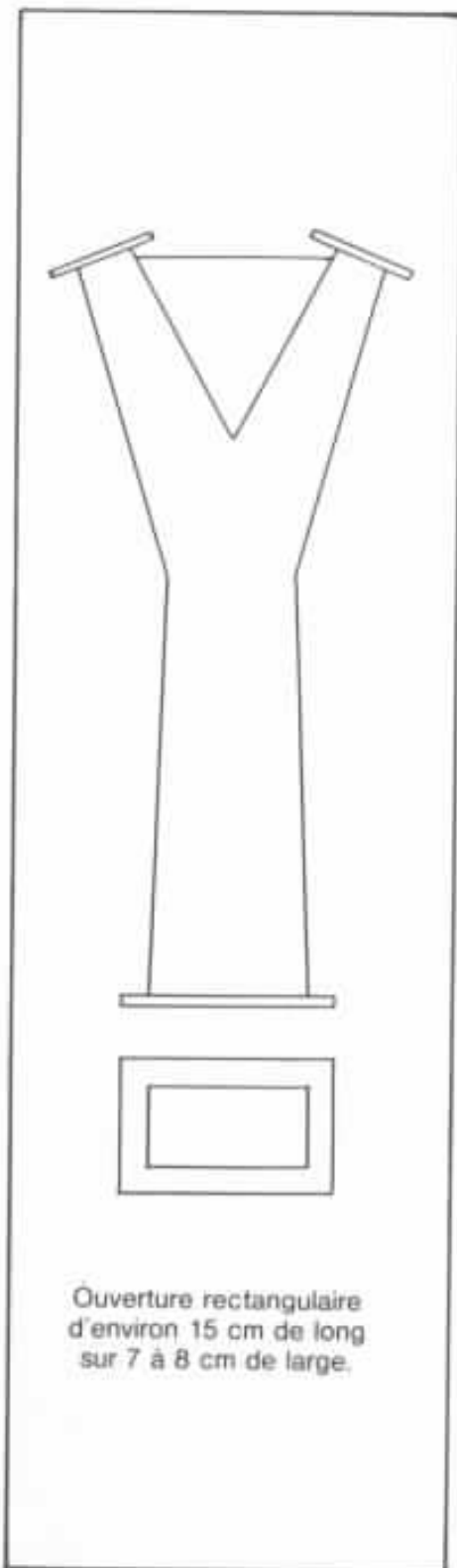


Fig. 8 : Principe de la pièce en fonte qui permet d'adapter deux moteurs OS-100 TL aux pavillons de haut-grave bas-médium.

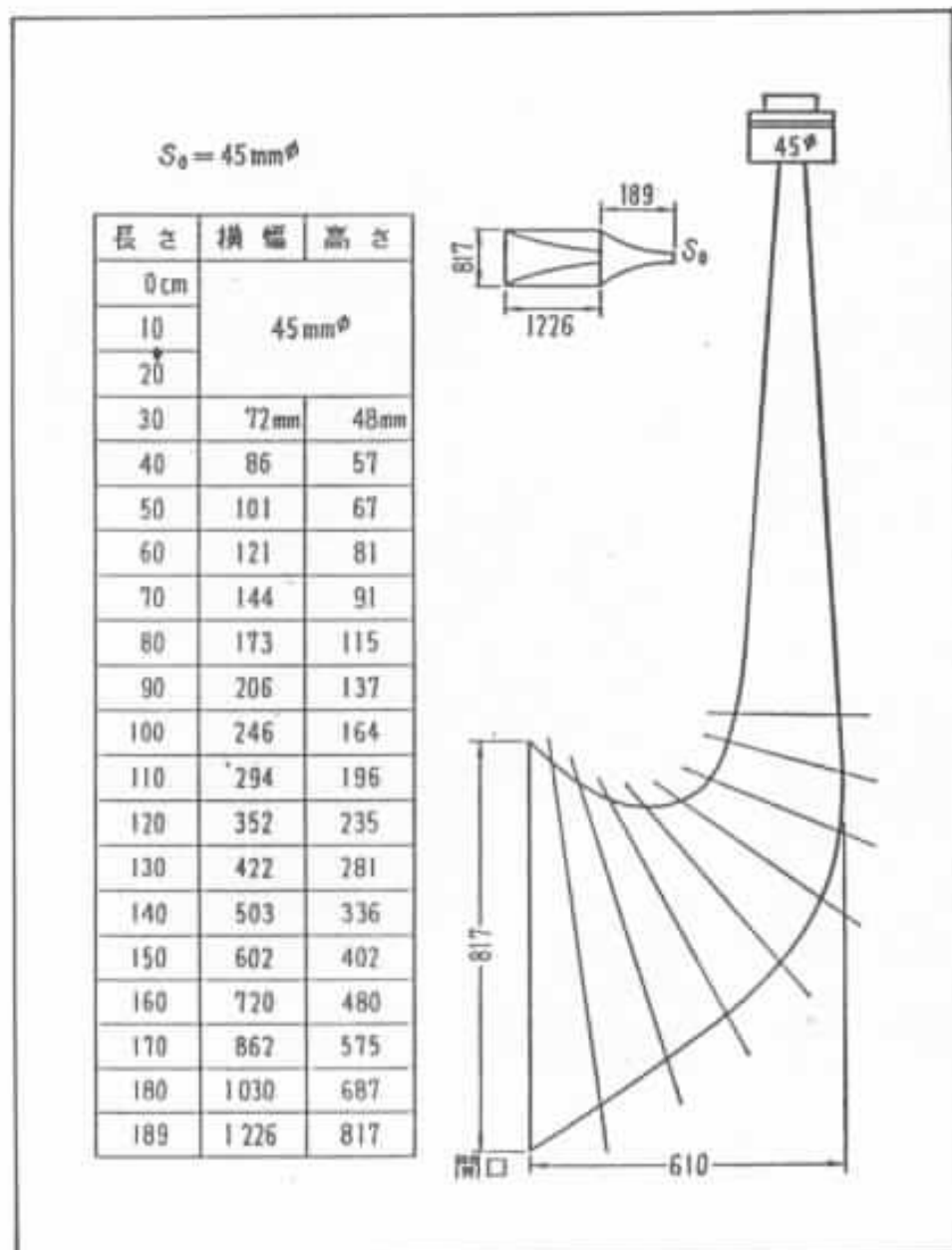


Fig. 7 : Schéma de principe des pavillons de haut-grave bas-médium dans leur version d'origine. Ils ont par la suite été raccourcis pour recevoir une pièce spéciale d'adaptation de deux moteurs.

par l'utilisation côte à côte de deux pavillons Onken 500 Wood par voie au lieu d'un comme il est habituel de le faire. Le registre de fréquence couvert s'étend de 1 500 à 7 000 hertz, il est donc plus limité dans le haut du spectre que dans les systèmes que j'ai déjà présenté. Les pavillons sont excités par des moteurs 455 MT version 16 ohms maintenant bien connus de nos lecteurs.

Pourquoi deux pavillons au lieu d'un ? Ce choix est très vrai-

semblablement dû à la puissance nécessaire pour exciter une salle d'écoute aussi grande et bien amortie. Je pense que cette raison est aussi à l'origine de la modification de l'excitation des pavillons de médium.

Registre aigu

Enfin, au dessus de 7 000 hertz, M. Y. Ikêda utilise soit des tweeters Onken 5000T bien connus eux aussi, soit des tweeters Western Electric à excitation WE-597 A. Sa préférence va aux

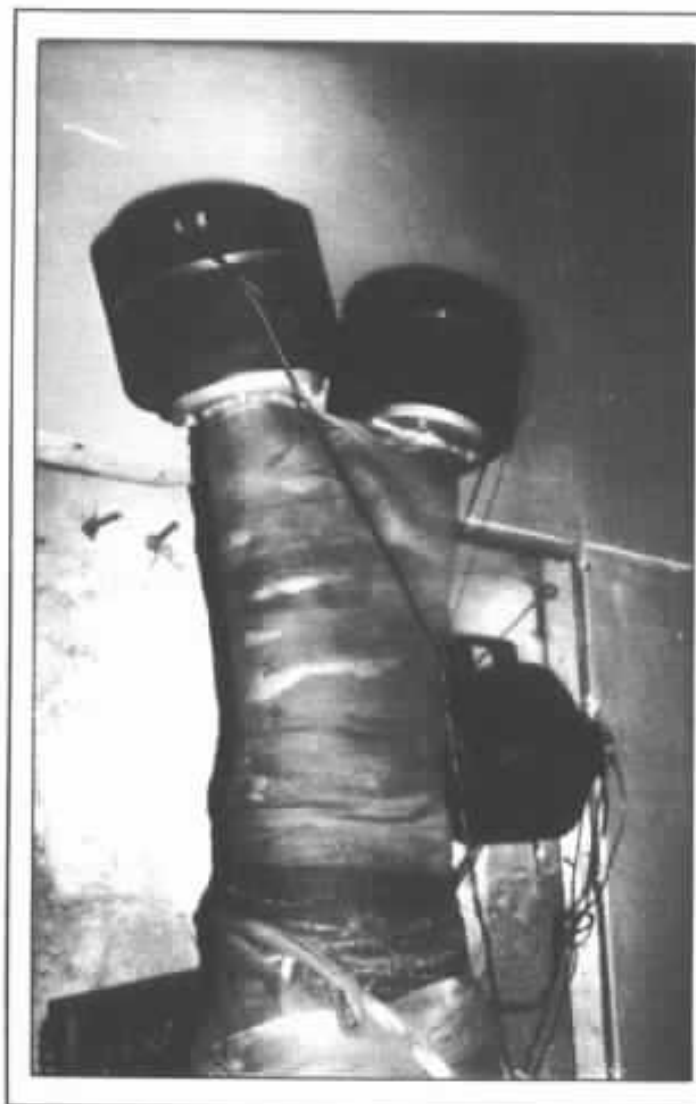
tweeters Western Electric, pièces assez rares et de haute qualité. Je pense que la raison est toujours la même, ce tweeter avec son pavillon beaucoup plus long se prête mieux à l'excitation d'un auditorium de cette importance que le tweeter Onken qui, comme tous les moteurs Onken, a été conçu pour être utilisé dans des locaux de dimensions normales comme le local d'essai de Onken. J'ai écouté le système de M. Y. Ikêda avec les tweeters WE-597 A.

2.2. Les amplificateurs de puissance

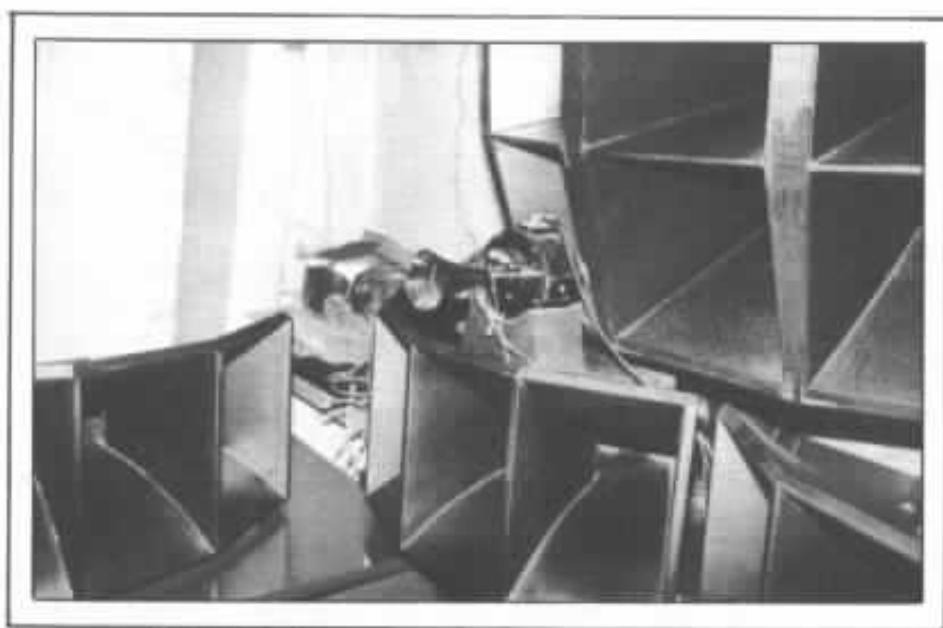
A l'origine, le système d'écoute de M. Y. Ikêda était connu pour utiliser un très grand nombre d'amplificateurs de puissance à tubes en montage OTL (Output Transformer Less), c'est-à-dire sans transformateur d'adaptation d'impédance en sortie. Une des raisons qui m'ont d'ailleurs poussé à aller écouter cet ensemble était justement de me faire une opinion sur les possibilités de ces amplificateurs dont la presse technique spécialisée a toujours beaucoup parlé mais que je n'ai jamais eu l'occasion d'écouter dans des conditions susceptibles de mettre en évidence les qualités et performances.

Ma surprise a été grande, il n'y avait plus un seul amplificateur OTL sur le système qui m'a été présenté.

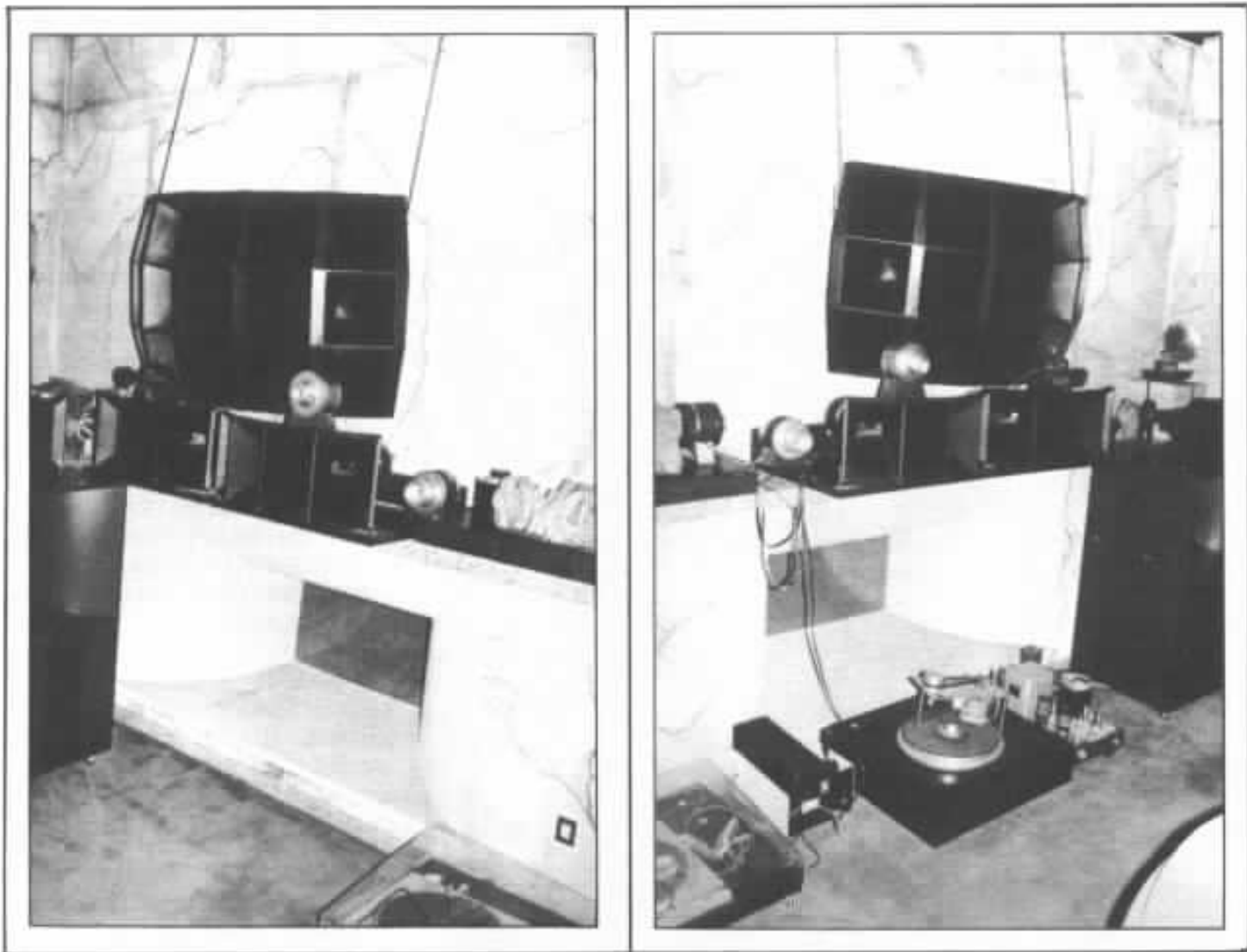
Pour la reproduction des registres médium, y compris le difficile registre haut-grave/bas-médium, ce sont des amplificateurs monotriodes 300 B que M. Y. Ikêda a finalement choisi. Dans ce registre de fréquence, c'est un choix sûr, au résultat garanti, quand on peut se les offrir évidemment ! Ces amplificateurs sont connus pour leur dynamique, leur finesse et surtout leur musicalité. J'ai eu plusieurs fois l'occasion de vérifier ces qualités.



Moteurs d'excitation des registres haut-grave/bas-médium et médium. Noter l'utilisation de deux moteurs couplés au même pavillon pour le secteur haut-grave/bas-médium. Les moteurs à excitation Western utilisés pour le pavillon à 15 cellules sont placés de part et d'autre. Noter l'amortissement de la pièce de couplage en fonte.



Le tweeter WE-597 A de la voie gauche. Le pavillon de médium à l'extrême-gauche de la photo ne fait pas partie du système de reproduction principal.



Les transducteurs médium et aigu des deux voies. Les tweeters utilisés sont posés sur les pavillons de haut-médium, à l'extérieur le Western à l'intérieur le Onken. Noter le nombre impressionnant de maillons inutilisés rassemblés dans cet auditorium.

Le registre aigu est doté d'un amplificateur mono-tube de puissance aussi, bâti autour d'une KT-88. Le choix de ce tube m'a surpris. Je n'ai malheureusement pas encore pu obtenir le schéma du circuit utilisé.

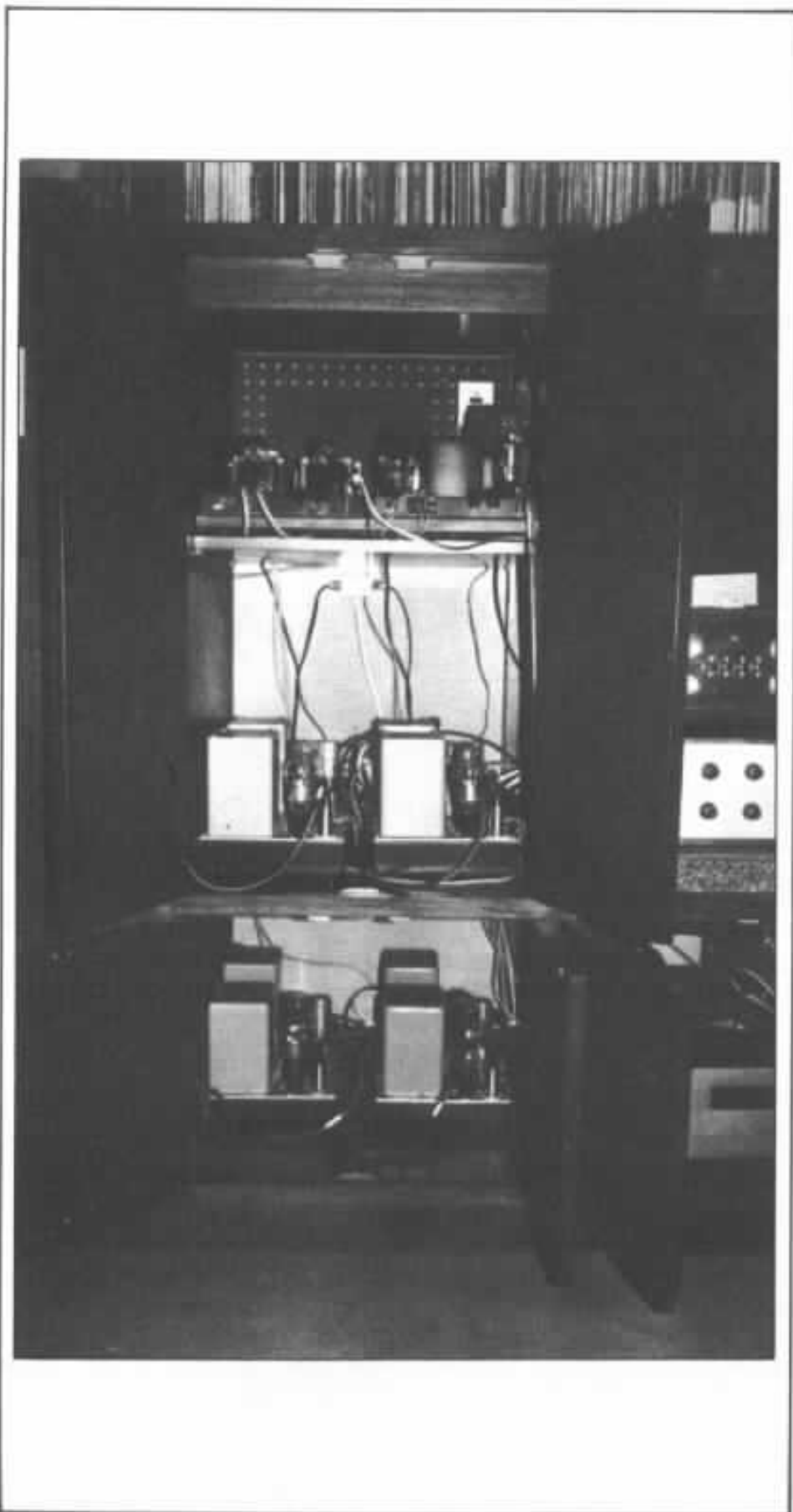
Enfin pour l'amplification du registre extrême-grave, M. Ikêda dispose de deux appareils : un amplificateur OTL LUX MQ-36 doté de tubes 6336 A en étage de puissance et un amplificateur Marantz modèle 15 ! C'est ce dernier qu'il préfère parce qu'il donne un meilleur amortissement et c'est donc celui que j'ai écouté.

J'avoue que je m'attendais à tout sauf à voir ressortir cet appareil qui m'avait fait rêver à la fin des années 60 quand j'étudiais des circuits d'asservissement, destinés aux haut-parleurs de grave, pour lesquels l'emploi d'amplificateurs transistorisés était obligatoire. Ce « modèle 15 » était à l'époque un monstre sacré inaccessible, le summum de la nouvelle vague d'amplificateurs transistorisés. Subjectivement, en utilisation large bande, il faut bien reconnaître qu'il était inférieur à ses aînés à tubes...

Cet amplificateur a été décrit dans le numéro 170-171 de juin-

juillet 1967 de la *Revue du Son*. Les caractéristiques rappelées ci-dessous sont extraites de cet article. Le schéma de principe du circuit est donné figure 9. Les caractéristiques principales sont les suivantes :

- puissance efficace maximum en régime sinusoïdal sur une charge de 8 ohms : 60 watts,
- bande passante à -1 dB : 10 hertz à 60 kilohertz,
- taux de contre-réaction 34 dB,
- facteur d'amortissement 150 sur 8 ohms,
- distorsion de l'ordre de 0,03 % à la puissance nominale, en régime harmonique sur 8 ohms.



Les amplificateurs de puissance des secteurs médium et aigu (300 B et KT-88) dans le meuble où sont rassemblés tous les maillons électroniques.

La distorsion décroît quand la puissance augmente !

Il est évident que distorsion en régime harmonique et facteur d'amortissement sont la conséquence du taux de contre-réaction effrayant qui est appliqué à cet amplificateur. D'un point de vue strictement technique, je ne reconnais que deux qualités à cet amplificateur stéréophonique, la première est que les deux amplificateurs, dotés chacun d'un circuit d'alimentation complet distinct, sont totalement indépendants (les seules parties communes sont la face avant et l'interrupteur secteur), la deuxième est la qualité de la réalisation et en particulier le blindage total des « petits étages » qui, à mon avis, a une importance capitale dans le résultat final. Noter cependant le circuit d'alimentation très modeste de chacun des amplificateurs : pas de régulation et charge capacitive très faible.

Cet appareil présente donc toutes les caractéristiques d'un circuit résolument anti-audiophile : faible alimentation, fort taux de contre-réaction et fonctionnement en classe AB. Pourtant dans les conditions où je l'ai écouté avec une bande passante limitée à 150 hertz, les résultats étaient impressionnants ! Je pense qu'il faut justement rechercher dans cette bande passante très limitée d'utilisation et dans le très faible débattement des membranes des haut-parleurs d'excitation l'origine de la qualité obtenue dans ces conditions.

Noter enfin qu'à l'origine le registre grave était excité par un amplificateur Amcron DC 300, le registre haut-grave/bas-médium par un amplificateur OTL LUX équipés de tubes 6336 B de même d'ailleurs que le registre médium et que les registres haut-médium et aigu étaient équipés d'amplificateurs 300 B.

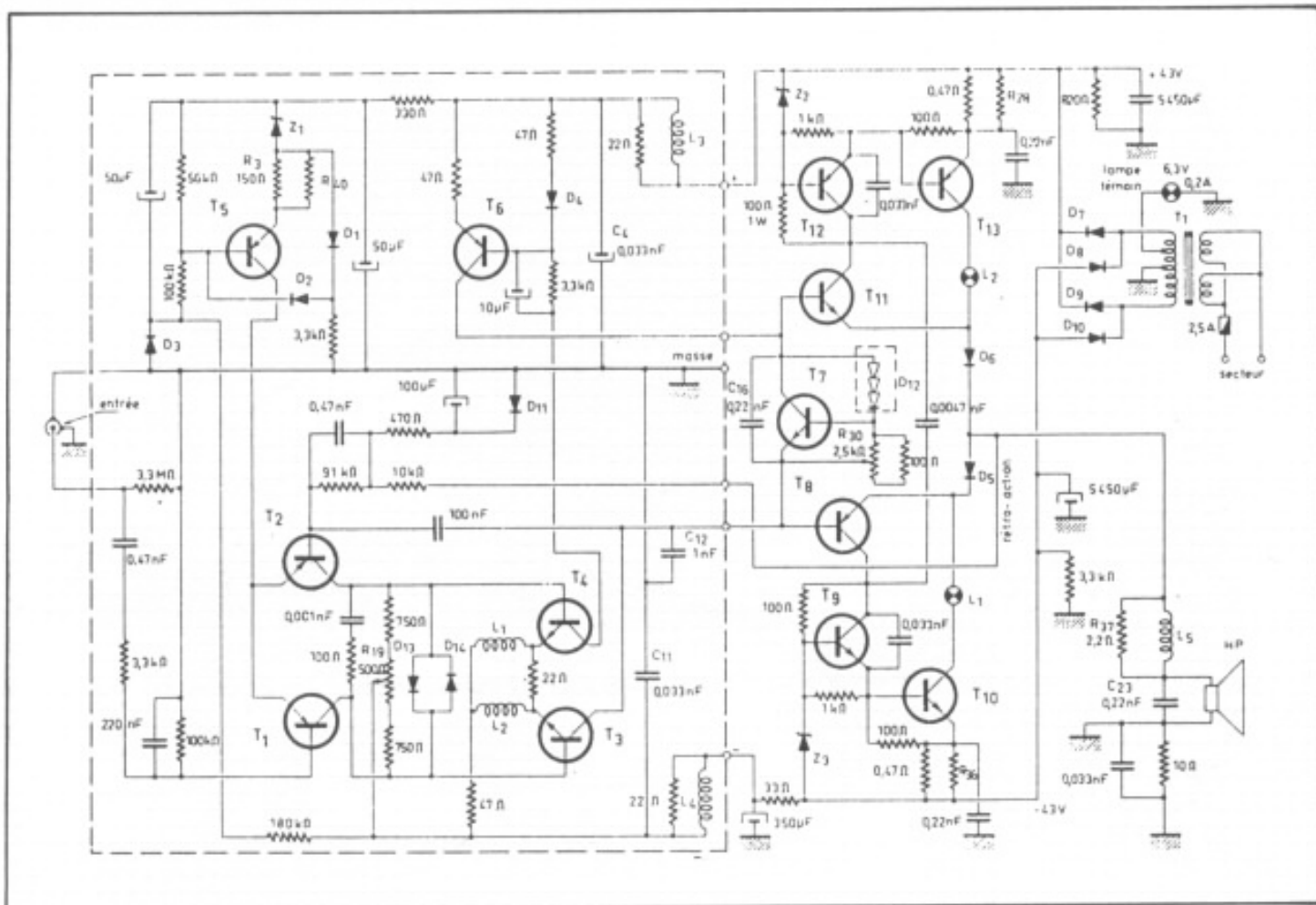
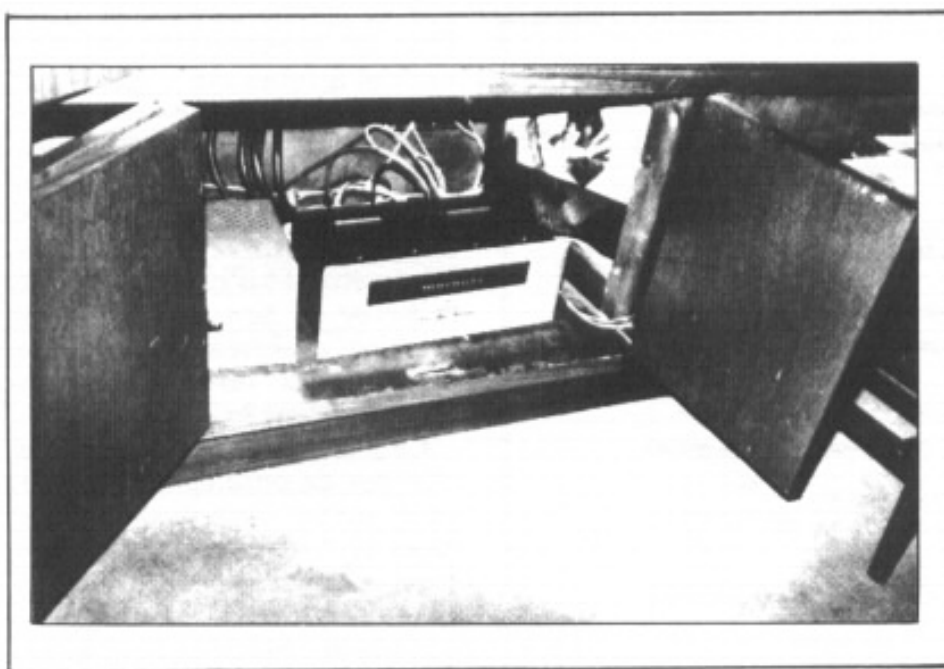


Fig. 9 : Schéma de principe de l'amplificateur de puissance stéréophonique Marantz modèle 15. Remarquer le circuit d'alimentation assez peu élaboré !



L'amplification stéréophonique Marantz modèle 15 excitant les haut-parleurs Altec 515 B du registre extrême-grave.

2.3. Le filtre séparateur de canaux

J'ai peu d'informations sur cette pièce pourtant très importante. C'est un filtre à tubes « custom design » très vraisemblablement réalisé par Nihon Audio. Les pentes d'atténuation sont de 18 dB/octave. Les tubes utilisés sont des ECC 801 S et ECC 802 S de chez Telefunken ; la qualité de ces tubes est bien connue de nos lecteurs.

C'est la première fois que je vois utiliser un filtre séparateur actif à tube sur un grand système d'écoute japonais.

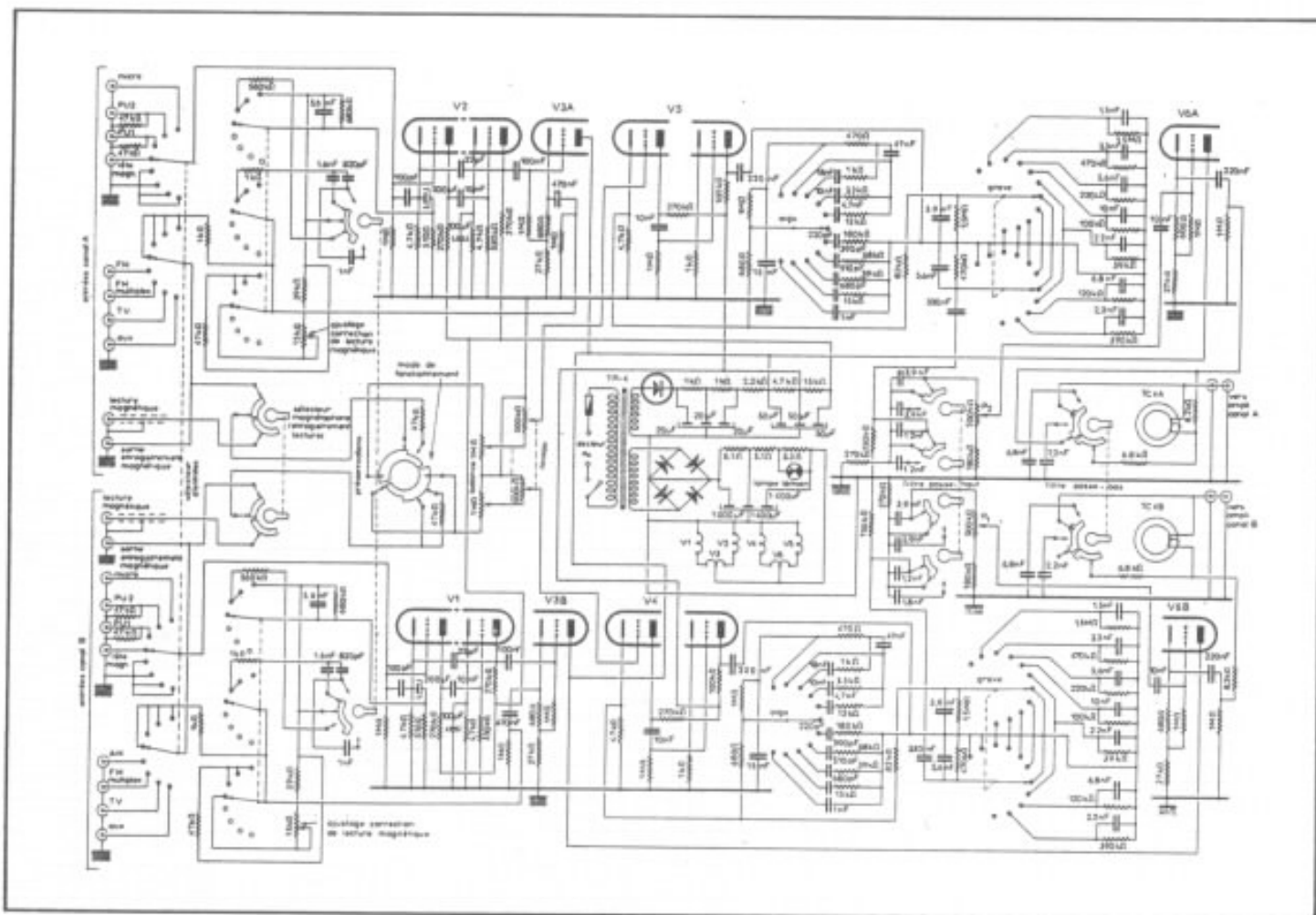


Fig. 10 : Schéma de principe du préamplificateur Marantz Stereo Console modèle 7.

Courbe de réponse : 20 — 20 000 Hz \pm 0,25 dB.

Taux de distorsion par intermodulation : 0,1 % pour un signal de sortie équivalent à 10 V_{eff} ; 0,01 % pour un signal de sortie équivalent à 2 V_{eff}.

Niveau de bruit : — 80 dB/10 mV sur entrée Phono (caractéristique RIAA) dans toute la bande 20-20 000 Hz. Le ronflement est inférieur au bruit d'agitation thermique.

Sensibilité : (pour 2 V_{eff} en sortie)

Aux entrées Phono et lecture magnétique directe : 1,25 mV

A l'entrée microphone : 1,6 mV

Aux entrées à niveau élevé : 150 mV

Tension de sortie, dans les mêmes conditions à la sortie enregistrement magnétique : 20 mV

Réglages de tonalité : — 16, + 22 dB à 20 Hz
— 18, + 15 dB à 20 000 Hz

Tubes utilisés : 6 \times 12AX7.

Dimensions : 36 cm \times 13,5 cm \times 21,5 cm. Panneau frontal : 38,5 cm \times 13,5 cm.

Tableau 1 : Principales caractéristiques du préamplificateur à tubes Marantz Stereo Console modèle 7.

2.4. Le préamplificateur

Très grande surprise là aussi, c'est un préamplificateur commercial à tubes qui a été choisi, le fameux « Stereo Console » modèle 7 de Marantz. Cet appareil a eu ses heures de gloire dans les années 60 et a fait l'objet d'une étude assez détaillée dans le numéro 114 d'octobre 1962 de la *Revue du Son*. Le schéma de principe du circuit est rappelé figure 10 et les performances résumées dans le tableau n° 1.

Ce schéma est du classicisme le plus pur de cette époque. Noter qu'il utilise exclusivement des tubes 12AX7 et que le redressement des hautes tensions est assuré par des diodes au silicium, technique exécrée à l'heure actuelle ! Le chauffage des filaments est par contre assuré par une tension continue très bien filtrée.



A gauche en bas, le filtre séparateur à cinq voies Nikon-Audio. A gauche en haut, le préamplificateur Marantz Stéréo Console modèle 7. A droite, la table de lecture EMT 927.

Technical Data of turntable mechanism

Turntable diameter
Turntable speeds
Wow and flutter at 33 1/3 rpm
measured with EMT 420A, weighted in
accordance with DIN 45 507
Rumble
referred to a peak velocity
 $v=10$ cm/s at 1 kc/s
unweighted
weighted in accordance with DIN 45 539
Main voltages
50 c/s (special version 60 c/s)
Maximum power consumption
Dimensions
Seated depth
Weight

EMT 927

44 cm
78, 45, 33 1/3 r. p. m.
max. \pm .05 %
Mono Stereo
45 db 42 db
60 db 56 db
117, 200, 220, 240 V
ca. 35 W
520 x 675 mm
215 mm
41 kg

Tableau II : Caractéristiques principales de la table de lecture EMT 927 utilisée par M. Y. Ikêda. Noter le diamètre très important du plateau. Informations extraites de documents très aimablement communiqués par la société Studer qui représente EMT.

Ce circuit comporte tout ce qui était considéré à l'époque comme des perfectionnements indispensables : plusieurs courbes de correction de gravure, correcteur de tonalité, filtre très basse fréquence anti-rumble et filtre haute fréquence anti-bruit. C'est aussi le premier circuit à tubes que je vois utiliser à ce niveau et surtout que j'entends au Japon. Comme pour le filtre séparateur de canaux, les résultats obtenus rendent ce choix difficilement criticable a priori.

2.5. Le système de lecture

Le choix du matériel de lecture est aussi assez inhabituel dans le cadre du groupuscule que j'ai l'habitude d'appeler l'Ecole Onken.

La table de lecture est le modèle professionnel EMT 927 bien connu pour sa robustesse et sa fiabilité. Ses caractéristiques principales sont rappelées dans le tableau II. Destinée à l'usage intensif des studios de radiodiffusion, cette table est dotée d'un plateau de 44 centimètres qui fait paraître petits les microsillons de 30 centimètres. Ce plateau est très vraisemblablement pour beaucoup dans la qualité globale de restitution. Je n'ai pas noté de modification ou adaptation particulière. Plusieurs autres modèles de tables de lecture sont disséminés ça et là dans l'auditorium, mais c'est l'EMT 927 qui est utilisée.

Le bras de lecture est aussi un modèle EMT de référence 997. C'est un bras long d'au moins 12 pouces qui offre la particularité d'être coudé de façon continue c'est-à-dire d'être pratiquement constitué d'un tube en arc de cercle. Il offre toutes les possibilités de réglage d'un bras professionnel. Je n'ai pas eu l'impression qu'il ait été modifié ou amélioré.

La tête de lecture est le modèle TSD 15 de EMT aussi. Cette cellule à bobine mobile, très connue dans le milieu audiophile français, a beaucoup fait parler d'elle

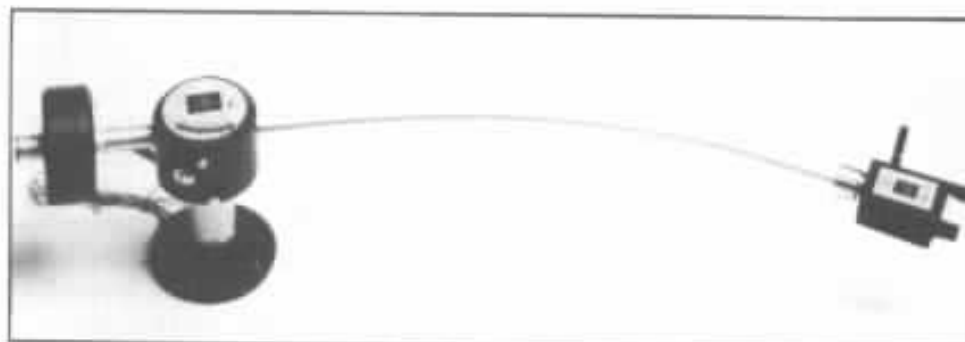


La table de lecture EMT 927. Noter le très grand diamètre du plateau et le montage sur une dalle en « granito ».

Technische Daten

Typ	TSD 15
Verwendung	Stereo Stereoillen
Abtastnadel	Super-Fineline-Diamant *
Verrundungs-Radius	5 µm
erforderliches Auflagegewicht	20-30 mN
Pegell bei 1 kHz (Spitzenich 1 cm/s)	0,21 mV ± 2 dB
Frequenzbereich	20 Hz ... 30 kHz
Frequenzgang 40 Hz ... 12,5 kHz	± 2 dB
Pegeldifferenz beider Kanäle zwischen 40 Hz und 12,5 Hz	max. 1 dB
Übersprechdämpfung bei 1 kHz	min. 25 dB
Frequenz-Intermod.-grad (FIM)	max. 0,5 %
Vertikaler Spurwinkel	18° (± 3°)
Gleichstrom-Widerstand	2 x 24 Ohm
Nachgiebigkeit (Compliance)	15 µm · mN ⁻¹
Eff. Masse an der Abtastspitze	ca. 1 mg

Tableau III : Principales caractéristiques de la cellule TSD 15. Informations extraites de documents très aimablement communiqués par la société Studer.



Détail du bras de lecture EMT 997 et de la cellule EMT TSD-15. Document transmis par la société Studer-France qui représente EMT.

il y a une dizaine d'années. Elle a été l'objet de beaucoup d'essais de modifications et d'améliorations analogues à celles que j'ai indiqué pour la cellule Denon 103. Les caractéristiques de cette cellule sont rappelées dans le tableau III. La cellule utilisée par M. Y. Ikêda ne semble pas avoir été retouchée.

Enfin, pour adapter la cellule au préamplificateur, c'est un transformateur Peerless qui est utilisé mais je n'ai pas ses références.

Noter enfin qu'au début M. Y. Ikêda utilisait aussi un bras SME long.

La table de lecture, ainsi d'ailleurs que le préamplificateur et le filtre, sont posés sur une très grosse dalle de maçonnerie analogue à ce que l'on appelle du « granito » en France. Cette dalle est incluse dans le meuble à étagères où sont disposés tous les éléments de la chaîne.

3. Impressions d'écoute

J'ai pu consacrer plusieurs heures à l'écoute de cet ensemble. M. Y. Ikêda m'a présenté de très larges extraits d'une dizaine de disques, nous avons même écouté une œuvre en entier. Les notes rassemblées ci-dessous ont été prises en cours d'écoute, suivant mon habitude, pour pallier aux effets trompeurs de la mémoire. Je dois dire en toute objectivité que j'ai supprimé les réflexions qui me sont venues au sujet du disque compact, le langage en est trop cru. D'une façon tout à fait édulcorée, elles peuvent se résumer ainsi : « Si ses créateurs avaient pu écouter un tel système, ils n'auraient jamais osé commercialiser C.D. et lecteurs sous la forme que nous connaissons. »

« *New Year in Vienna* »

Orchestre philharmonique de Vienne. Willi Boskowsky. London LDR 1000 1-2. Prise de son digitale. Enregistrement public



Détail de la table de lecture EMT 927. Document transmis par la société Studer-France qui représente EMT.

auquel M. Y. Ikêda tient beaucoup parce qu'il était présent dans la salle.

Une musique de Strauss interprétée par des Viennois pour des Viennois, c'est de la dynamite enregistrée !

- D'entrée, c'est le choc, l'orchestre est là, ambiance époustouflante, plénitude des sons.

- Les bruits de pieds, les applaudissements, tout passe avec une présence et une réalité ahurissante.

- Lorsque Willi Boskowsky s'adresse aux spectateurs, j'ai l'impression qu'il est là, je le localise parfaitement dans l'espace.

- Des bruits arrivent de très loin, c'est un autre monde ; ce système recrée les dimensions de la salle de concert et la vérité de l'espace.

- C'est globalement vrai et émouvant.

- La notion d'espace et de profondeur ne se pose plus, on est tout simplement dans la salle de spectacle.

- Pendant « la Marche de Radetzky », morceau haut en couleur s'il en est, les spectateurs scandent la musique en frappant des pieds et des mains : j'y suis, j'ai envie d'applaudir et de taper des pieds, M. Ikêda aussi d'ailleurs (je le soupçonne de le faire quand il est seul).

- Extraordinaire possibilité d'analyse et de restitution des registres grave et extrême-grave : impacts des pieds prodigieux de naturel et parfait positionnement des pizzicatti de contrebasse en arrière à droite.

- Ce premier contact bouleverse tout ce que je croyais connaître de la restitution de la musique enregistrée.

Saint-Saens - Concerto n° 2. Orchestre de Paris. Aldo Ciccolini, Serge Baudo. EMI C069-

11321.

- Un piano en vraie grandeur, je ne pensais pas que c'était possible.

- Le piano timbre « un peu haut », aucune importance, il est là.

- Je n'ai jamais ressenti à ce point la puissance d'un piano restitué, la comparaison n'est possible qu'avec le concert.

- Il faut entendre l'attaque des violoncelles et des contrebasses au 2^e mouvement, derrière le piano, pour se rendre compte de ce qu'est un véritable espace reproduit... J'en ai la chair de poule.

- Noté pendant le 3^e mouvement : naturel et présence du violon soprano et perlé extraordinaire du piano. Ce n'est pas de la restitution, c'est du concert.

- Vérité de l'impact du piano dans le haut du spectre : éclat brutal et cristallin, vérité des résonances de la caisse... dans une salle de reproduction, le choc émotionnel est difficile à soutenir.

- Très grand pouvoir d'analyse mis en évidence par la restitution d'extinction simultanée de plusieurs notes à des niveaux différents.

Mahler Symphonie n° 2. London Symphony Orchestra. Georg Solti. London SLC 1593-4.

- Les sons filés dans l'extrême-grave... ça existe !

- Par rapport aux autres systèmes que j'ai écoutés, je découvre le pouvoir d'analyse et de restitution des registres grave et extrême grave. Les pavillons sont indispensables, absolument indispensables...

- Ce système est capable d'une extrême douceur et d'une extrême violence sans modifier l'espace sonore, ce qui est rare et sans agresser l'auditeur, ce qui est encore plus rare.

- J'entends des « défauts » de timbres mais ils n'ont aucune incidence sur la qualité du message transmis.

- Je repère des « défauts » d'enregistrement, de lecture, des bruits de poussières : ils n'ont aucune réalité susceptible de gêner la restitution. C'est difficile à expliquer, c'est un peu comme au concert quand un spectateur lointain tousse...
- Noté le naturel du timbre un peu rauque des trombones, la perception du volume des caisses des timbales et leur positionnement enfin vrai dans l'espace !
- Mozart. Lieder.** Elly Ameling. Disque Philips 6747 483. Une référence sans aucun doute de qualité d'enregistrement et d'interprétation.
- Sensation extrêmement précise de dimensions de salle dans l'extinction d'échos de voix superposés à la voix elle-même... Quel naturel !
- Piano d'accompagnement merveilleux de naturel et d'équilibre : le système ne doit avoir aucune coloration propre.
- Au sens habituel de nos critiques, il y a des « défauts » mécaniques certainement, mais leur importance réelle est nulle. Aucune incidence sur la dimension émotionnelle, essence même de la musique.
- A ce niveau de qualité, la perception est vraisemblablement meilleure qu'au concert.
- Dans certaines crêtes de puissance, sur quelques fortes attaques de voix, « ça frisst » un peu : le fait même de le noter me paraît ridicule tellement c'est beau globalement.
- Comment peut-il y avoir autant de choses sur un morceau de plastique gravé ?
- Vivaldi. Concerto pour mandolines.** Erato STU 70-545.
- Toute la splendeur de la musique de chambre du XVIII^e... Quel plaisir, que c'est beau ! Quand je pense que ce disque que je connais me paraissait banal...
- Remarquable positionnement des plans sonores : mandolines, violons alti, violoncelles...
- Très nette perception de

« l'auréole sonore » de la mandoline solo et de « l'espace sonore » occupé dans la salle de concert : il en faut de la dynamique pour restituer cela !

- Extraordinaire restitution simultanée de pizzicatti de cordes en arrière-plan avec leurs auréoles d'échos et de la mandoline en premier plan toujours dans cette auréole merveilleuse de naturel...

- Beaucoup de nuances dans le « pincé des cordes. Il ne faut plus raisonner « timbre », « équilibre », « son » mais « interprétation », « émotion », « vérité ». Je retrouve la vraie dimension de l'espace musical.

- Dialogue des deux mandolines : une merveille de répartition spatiale, de délicatesse, de sensibilité, de sensualité même...

Mozart. Divertimento K 563

Trio à cordes français. Erato STU 71 261.

- Le système s'adapte réellement à toutes les situations. L'ambiance de la salle est ramenée à un trio : c'est précis, fouillé, vrai.

- Noté la délicatesse du violoncelle en arrière-plan...

The Glory of Cremona. Decca DGS 5004. Violon solo Ruggiero Ricci avec un accompagnement de piano. C'est un enregistrement de 15 violons sopranis différents dont plusieurs Stradivarius.

- Epoustouflant !

- Exceptionnel pouvoir d'analyse qui permet de si bien différencier les timbres des violons !

- Inutile d'essayer de décrire, il faut écouter. Je suis trop loin de mes références, dépassé par la qualité, la sensibilité, la vérité...

Sound Laboratory. CBS 45CX-8C.

- Des transitoires dans tout le spectre.

- Du recul, de l'espace, ça percute, ça file, c'est beau et c'est vrai !

- Première fois que je situe aussi

bien dans l'espace le point d'impact d'origine d'une percussion.

Bachianas Brasilieras n° 5. Villa Lobos. Voix de soprano accompagnée d'un violoncelle.

- Première fois que j'entends la superposition d'un son piqué presque dur avec une voix merveilleusement douce.

- Inutile d'essayer de décrire, il faut écouter. Cela dépasse mon monde habituel d'audiophile... un autre espace.

Zarathoustra bien connu pour terminer.

- Phénoménal, écrasant mais pas agressif... la vraie dimension de cette musique.

- Les grands pavillons sont décidément insurpassables !

4. Le jardin secret de M. Ikêda

Après l'éblouissement de ce feu d'artifice, M. Ikêda m'a invité à m'approcher de son vieux tourne-disques à amplification acoustique directe et lecture à aiguille. A l'époque du 78 tours, ce devait être ce qui se faisait de mieux.

J'ai cru à un gag lorsqu'il s'est mis à remonter le moteur à manivelle. Il m'a enfin dévoilé sa collection de disques 78 tours, certainement ceux auxquels il tient le plus, et nous nous sommes mis à écouter, écouter encore... Edith Piaf, Juliette Gréco, Tino Rossi, Rina Ketty, Lucienne Boyer, Lucienne Delyle, sa préférée... il n'en manquait aucun de nos chanteurs français de cette grande époque du 78 tours. J'ai reçu le deuxième choc de la soirée. D'abord j'ai découvert M. Ikêda et compris que son merveilleux système multi-pavillons n'était qu'un moyen, uniquement un moyen de mieux approcher la musique et qu'il n'avait pas plus de valeur à ses yeux que ce vieux lecteur qui lui permettait de se replonger 30 ou 40 ans en arrière.

J'ai découvert aussi l'incroya-



ble pouvoir d'expression qu'avaient déjà ces vieux enregistrements. Je crois que c'est Gilles Millot qui m'a dit un jour : « il faut écouter ces vieux lecteurs, il se passe des choses... » Effectivement il se passe des choses : ces vieux engins avaient le pouvoir de transmettre sinon la totalité de la forme de la musique, du moins le fond émotif qu'elle véhiculait. Pourquoi ? Je ne sais pas, mais j'ai quelquefois eu l'impression d'entendre non pas une voix enregistrée mais une vraie voix à travers un système acoustique qui la dégrade sans détruire l'essentiel.

Conclusion

La première impression que donne ce système est qu'il est capable, quel que soit le niveau sonore, de créer l'illusion du concert c'est-à-dire de restituer au niveau de l'auditeur toutes les composantes de la pression

acoustique transmises par la salle de concert. Contrairement à ce que l'on entend dire souvent, ceci ne signifie pas « mettre l'orchestre dans la salle d'écoute » ; la nuance est importante parce qu'en aucun point de la salle d'écoute, la pression acoustique ne doit nécessairement être la même qu'à proximité de l'orchestre lors de la prise de son, à moins bien entendu que la salle d'écoute n'ait les mêmes dimensions et caractéristiques acoustiques que la salle de concert.

Par rapport aux autres systèmes de très haute qualité que j'ai pu écouter, la différence subjective est donc extrêmement importante et l'espace sonore recréé radicalement différent. Ceci surprend pour deux raisons. La première est que les « figonages de détail » du système de M. Ikêda ne semblent pas avoir été poussés aussi loin que sur les autres et que cela s'entend sans

pour autant porter préjudice au message musical. La deuxième raison est que ce qui différencie le plus ce système des trois autres est la technique de restitution des registres grave et extrême-grave et que leur influence sur la qualité globale et surtout la vérité du message ne me paraît pas avoir été suffisamment soulignée. Il est vrai que ces grands systèmes sont rares et que peu de personnes ont eu la chance de pouvoir les entendre. Je ne pense pas, a priori, que l'utilisation de circuits à tubes au niveau du préamplificateur et du filtre ait une importance très considérable, pas plus d'ailleurs que les dimensions de l'auditorium ; l'influence est certaine mais n'explique pas tout.

J'ai constaté que les systèmes de MM. Tanaka et Mochida sont aussi capables, mais à des niveaux de restitution beaucoup plus faibles, de recréer cette illusion du réel, sur des instruments

solo par exemple ou de petites formations de musique de chambre. A faible niveau, c'est-à-dire dans les limites de puissance où les transducteurs de grave restent linéaires et ne distordent donc pas trop. C'est précisément cette limite de linéarité que l'utilisation de pavillons acoustiques d'adaptation permet de reculer dans des proportions extrêmement importante et quel que soit le registre.

L'écoute de ce premier grand système à pavillons m'a amené à me poser quelques questions sur les méthodes d'élaboration et de mise au point des systèmes de haute qualité. J'ai un peu l'impression que M. Y. Ikēda a approché ce résultat de façon globale, synthétique, en se préoccupant plus de la qualité du message et de l'émotion transmise que des possibilités d'analyse de son système. Par opposition, il me semble qu'en France beaucoup d'audiophiles font fausse route lorsqu'ils

jugent la qualité à la possibilité de restituer certains détails ou bruits tout à fait accessoires ou à la qualité de tel ou tel registre alors que le message globalement transmi n'a aucune réalité et surtout ne provoque aucune émotion chez l'auditeur. Je suis persuadé que la recherche perfectionniste de ces « détails » doit être la touche finale d'une mise au point et qu'il ne faut réellement s'en préoccuper que lorsque le système est par ailleurs capable de « faire de la musique » et non uniquement des sons comme on est malheureusement trop souvent obligé de le constater.

Mes conceptions sur la notion habituelle d'espace sonore recréé ont été aussi quelque peu perturbées. Jusqu'à maintenant je définissais l'espace sonore par rapport aux enceintes et sur un ensemble bien au point, elles ne devaient plus être repérables, la largeur et la profondeur de la scène restituée étant évidemment

fonction de la qualité de l'enregistrement et du message musical.

Le naturel de restitution de ce grand système m'a totalement fait oublier mes critères habituels de jugement. La position de la scène sonore ne se pose absolument pas, on oublie totalement les transducteurs. La musique jaillit, s'étale sans contrainte et permet de localiser précisément la position d'une voix ou le point d'impact d'une percussion. J'ai été très surpris par cette aisance et cette ampleur. Je crois avoir compris en présence de ce merveilleux système qu'un haut-parleur de grave n'est malheureusement pas du tout fait pour être enfermé dans une boîte si « sophistiquée » soit-elle !

Je me suis pris à rêver aussi à ce que pourrait devenir cet ensemble en « améliorant » les points de détails auxquels j'ai fait allusion : vérité totale ou peut-être tout simplement déception ?

L'amplificateur Lectron JH 50

Jean Hiraga

L'amplificateur Lectron JH 50 a fait l'objet d'une brève description dans la rubrique « On en parle » du précédent numéro de L'Audiophile. Dans cet article, la philosophie du circuit va être abordée, ainsi que le montage, les circuits imprimés, le câblage et les mesures.

La conception du JH 50 repose principalement sur les bases suivantes : simplicité du circuit, faible taux de distorsion en boucle ouverte, faible taux de contre-réaction global, haute stabilité des points de fonctionnement, circuits d'alimentation ultra-stables, transformateur de sortie et composants de très haute qualité, transformateur d'alimentation fortement surdimensionné. De puissance 2x50 watts, l'amplificateur Lectron JH 50 n'utilise que des tubes dont l'approvisionnement ne pose pas de problèmes, ceci même pour les quinze années à venir.

La réalisation pratique de cet amplificateur en vue de l'obtention des résultats de mesure et des performances subjectives recherchées se heurte aux problèmes de dispersion des composants actifs et passifs et aux réglages individuels nécessitant un banc de mesures complet. C'est pour quoi nous ne pourrions proposer cette version en kit ou en pièces détachées.

Quelques bonnes références

Lorsqu'on aborde la réalisation d'un amplificateur à tubes, il est fortement souhaitable d'avoir une bonne connaissance des meilleurs montages réalisés jusqu'ici. Sans être jamais parfaits tout en essayant de l'être, les montages amplificateurs sont

variés et contiennent chacun un ensemble de défauts, de qualités et de particularités qu'il convient d'analyser et de mettre en mémoire avant de tracer les premières esquisses du circuit. On peut ainsi passer à côté d'erreurs classiques liées par exemple à une « mode » pour un montage donné. On peut encore éviter de trouver « une idée géniale », un

circuit sans doute peu connu mais dont l'origine remonte peut-être aux années 40. Le but recherché étant surtout la mise au point d'un amplificateur méritant vraiment l'appellation « haute-fidélité », une longue expérience dans ce domaine est toujours profitable. Les « bonnes références » ne sont en fait pas très nombreuses si l'on se

restreint aux montages qui, conçus en 1940, 1950 ou 1960 donnent aujourd'hui (presque) entière satisfaction.

Le montage dit « Williamson », par exemple, qui fut publié en avril et mai 1947 dans la revue anglaise *Wireless World* aurait pu être remis parfaitement au goût du jour : remplacement des transformateurs de sortie par des versions de meilleure qualité, remplacement des condensateurs de filtrage, de valeur $8 \mu\text{F}$ par des modèles de plus forte valeur, à faible résistance série et des composants passifs par des versions « audio » de haute qualité. C'est le genre de modification qui aurait procuré des améliorations audibles et mesurables, ne concernant toutefois que les composants passifs. Le montage Williamson utilisait à l'époque des tubes KT 66 montés en pseudo-triode. Le montage Olson proposé la même année utilisait lui aussi des pentodes 6F6 montées en pseudo-triode. Du point de vue résultats de mesure, le Williamson offrait des performances poussées grâce à sa contre-réaction globale à taux élevé. Quant au montage Olson, il avait pour principal

avantage d'être dépourvu de contre-réaction locale ou globale, le circuit ayant malgré tout été étudié en vue de l'obtention d'un faible taux de distorsion, avec réduction du taux d'harmoniques impairs. Il aurait été tout à fait possible de fusionner, de réunir les originalités de ces deux circuits, d'en faire une synthèse du style « Williolson » pour accéder immédiatement aux qualités offerts par ces deux montages tout en évitant leurs défauts : faible taux de contre-réaction, spectre de distorsion harmonique régulier, sans prédominance impaire, stabilité de fonctionnement, puissance de sortie élevée, large bande passante, excellentes performances musicales, caractéristique de distorsion/puissance « douce ».

Le véritable montage Williamson que l'on trouvera sur la figure 1 est constitué de quatre étages, les trois premiers utilisant des tubes triodes. Très largement inspiré du montage américain Mitchell, l'originalité de ce circuit se situe au niveau des deux premiers étages, la contre-réaction négative étant globale et appliquée entre le secondaire du transformateur de sortie et la

cathode du premier étage. Le déphaseur de type cathodyne à charges réparties a pour particularité de rehausser de plusieurs dizaines de volts par rapport à la masse le potentiel de la cathode. La valeur de la polarisation grille étant de quelques volts (-1 à -5 V en moyenne), c'est justement cet inconvénient (qui oblige à insérer dans le circuit d'attaque de grille un condensateur d'entrée) qui est mis à profit dans ce circuit grâce au couplage direct avec le premier étage. On obtient respectivement sur la plaque et sur la grille du déphaseur des tensions continues de 215 V et 105 V. La grille est portée à 102,3 V, le couplage direct avec la plaque du premier tube procurant une tension plaque parfaitement compatible avec les performances recherchées. On retrouvera cette idée du couplage direct entre le premier étage et le second étage déphaseur sur la plus grande partie des montages à tubes conçus ultérieurement, avec bien entendu plusieurs variantes telles que :

- tube d'entrée pentode ;
- tube d'entrée pentode monté en pseudo-triode ;
- déphaseur de type

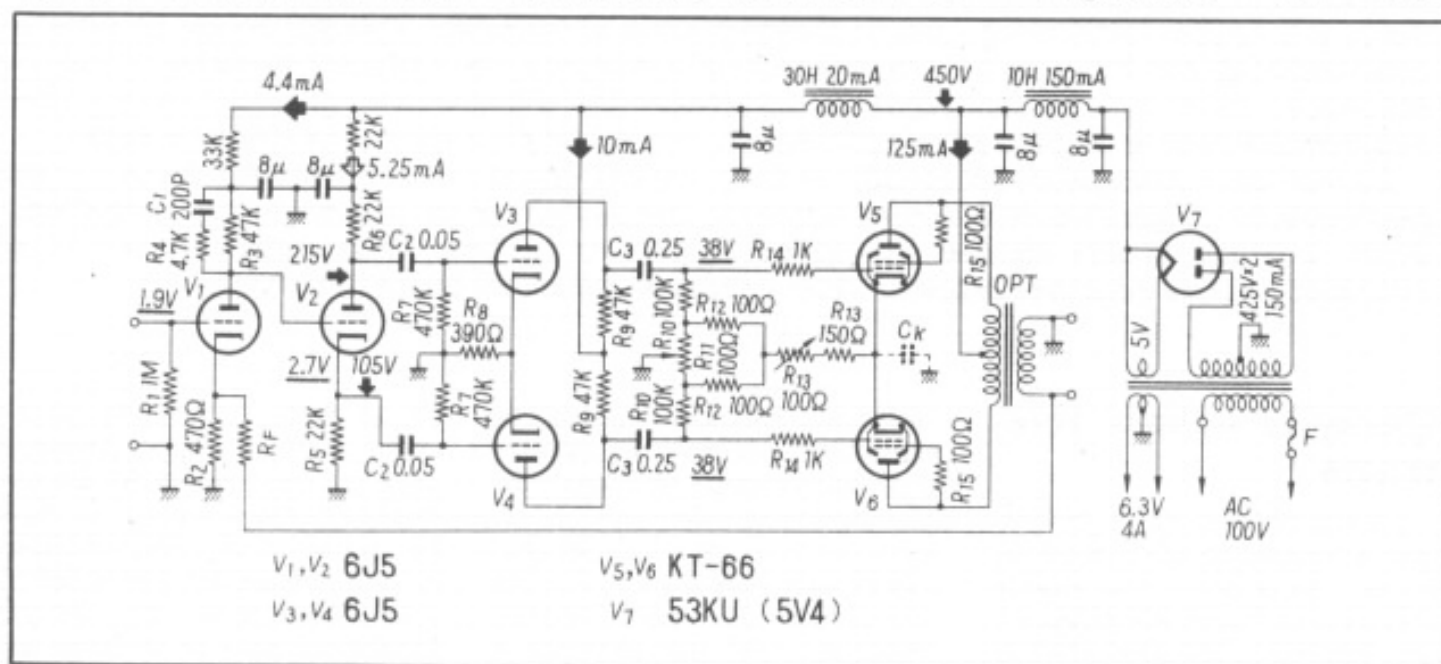


Fig. 1 : Montage dit Williamson, proposé en 1947 et inspiré du montage américain Mitchell paru entre 1945 et 1946. Les triodes KT66 sont montées en pseudo-triodes. Remarquer le couplage direct entre les deux premiers étages.

cathodyne ;

- déphaseur de type Schmitt ;
- couplage semi-direct RC parallèle.

On peut considérer à juste titre le montage dit Williamson comme l'un des premiers montages « haute-fidélité », un circuit que l'on n'hésite pas à utiliser encore à ce jour. On y remarque, en vue de l'obtention des performances finalement obtenues, des précautions destinées à améliorer la stabilité ou à corriger la phase. La charge de plaque du premier étage est shuntée par un réseau RC série ($4,7 \text{ k}\Omega + 200 \text{ pF}$) qui a pour but de limiter la réponse dans l'aigu et de corriger la phase au dessus de 20 kHz . Les tétrodes de puissance sont montées en pseudo-triodes, avec des résistances série dans le circuit de grille, ce qui limite les risques d'oscillation parasite. Les défauts que l'on peut reprocher à ce circuits sont mineurs. En utilisant en entrée un tube pentode au lieu d'un tube triode, on réduit très sensiblement l'effet Miller, on élargit la bande passante, ce qui est intéressant... à condition que le transformateur de sortie soit à la hauteur de ces performances.

Quant à l'étage de puissance push-pull, le montage en pseudo-triode ne représente que peu d'intérêt. Avec une tension plaque de 440 V et un courant de repos total de 135 mA , le montage en pseudo-triode ne permet d'obtenir qu'une puissance de 15 watts , le taux de distorsion harmonique étant par contre de $3,5 \%$ seulement. En restant toujours en classe AB et en conservant des tensions et courants plaque proches, le montage en pentode classique permet de doubler la puissance de sortie, le taux de distorsion passant par contre de $3,5 \%$ à 6% . Si le montage en pentode apparaît comme désavantageux du point de vue distorsion, la situation se renverse si l'on effectue une mesure de distorsion à plus faible puissance,

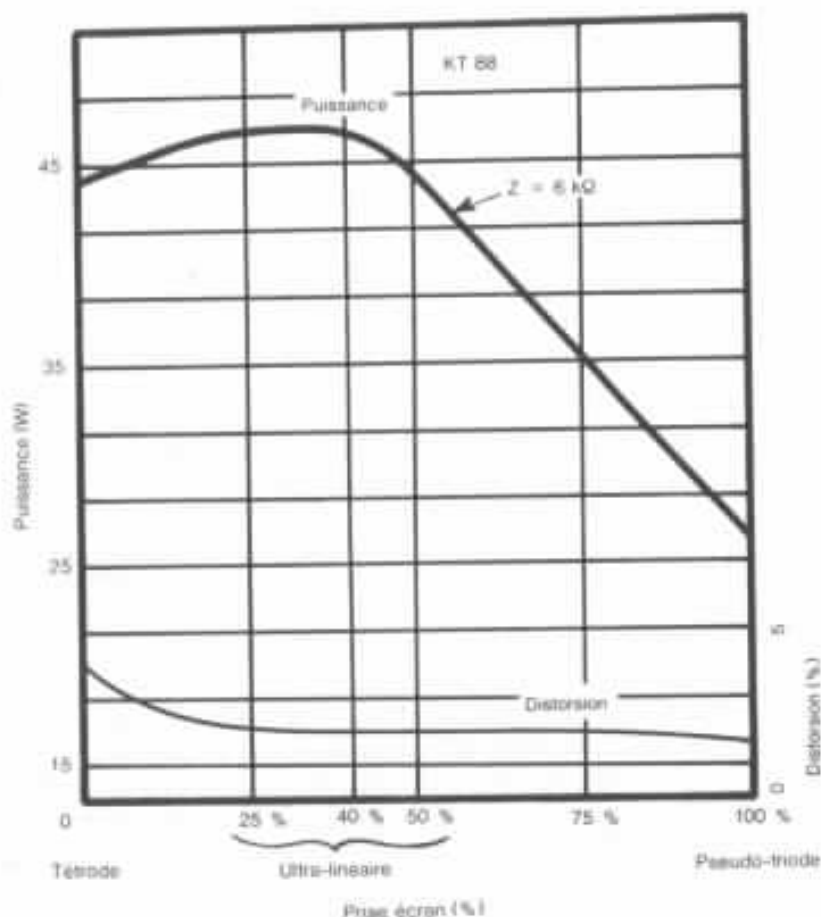


Fig. 2 : Caractéristiques de distorsion en fonction de la puissance pour un tube tétrode connecté en tétrode, en ultra-linéaire ou en pseudo-triode.

sous 1 ou 5 watts. Le montage tétrode étant nettement plus intéressant sur le plan du rendement. L'examen de la figure 2 est très édifiant à ce sujet. Cette figure représente les caractéristiques de distorsion, de puissance en fonction de l'impédance de charge (plaque à plaque), ceci pour un mode de fonctionnement compris entre le pentode et le pseudo-triode, en passant par le mode « ultra-linéaire » (sur lequel nous reviendrons plus loin). L'examen de ces courbes montre un très net désavantage du branchement en pseudo-triode sur le plan du rapport puissance/distorsion. Le montage push-pull de deux tubes pentodes montés en pseudo-triodes, le tout travaillant en classe A représente le cas le plus défavorable sur le plan du rendement et sur ce même rapport puissance/distorsion, comme le montre la figure 3.

On note, en revenant sur la figure 2, qu'il n'est pas indiqué de valeur de modulation grille nécessaire pour atteindre la puissance indiquée. Pour la même valeur de modulation grille et en prenant pour base 100 W de puissance en montage pentode, on n'obtient que $12,5 \text{ W}$ en montage pseudo-triode et 25 watts en montage ultra-linéaire. Il faut cependant tenir compte d'une modification profonde des caractéristiques U_p/I_p qui sont liées à la tension et au mode de charge de l'écran G_2 . En mode ultra-linéaire, la tension écran, au repos, est portée à une valeur proche de la tension plaque. En plus de la transformation de l'allure des courbes I_p/U_p due au mode de branchement ultra-linéaire, il se produit par rapport à un fonctionnement en pentode classique (avec tension d'écran 50 à 100 V inférieure à celle de la tension pla

Classe	U_p (V)	I_p (mA)	U_{gr} (V)	I_{gr} (mA)	Z_p (kΩ)	P. sortie (W)	Distorsion (%)	Pentode	Ultra-linéaire	Pseudo-triode
A	400	140			5	17	3			
AB	430	125	425	10	6,6	37	1,3		•	•
AB	375	150	324	23	3,4	35	5	•		
B	500	60	363	8	4	70	5	•		

Fig. 3 : Tubes EL 34 en push-pull. Puissance et distorsion obtenues en branchement pentode, ultra-linéaire et pseudo-triode, en classe A, AB et B.

que) un effet d'élargissement de l'ensemble des courbes. De ce fait, on pourra faire travailler la grille sur une extension plus grande (soit 15 % environ) que celle pouvant être normalement admise sur un montage pentode. Sur un montage ultra-linéaire et moyennant une augmentation du niveau de modulation grille, on obtiendra finalement une puissance de sortie proche de 100 W en se référant à l'exemple dont il vient d'être question.

A propos de l'étage ultra-linéaire

L'étage ultra-linéaire a obtenu un succès retentissant dès sa publication en 1951 par ses inventeurs David Hafner et Herbert J. Keroes. C'est grâce à cette invention que les firmes américaines Acro-Sound et Dynaco purent se tailler une bonne part du marché des amplificateurs à tubes et des transformateurs de sortie.

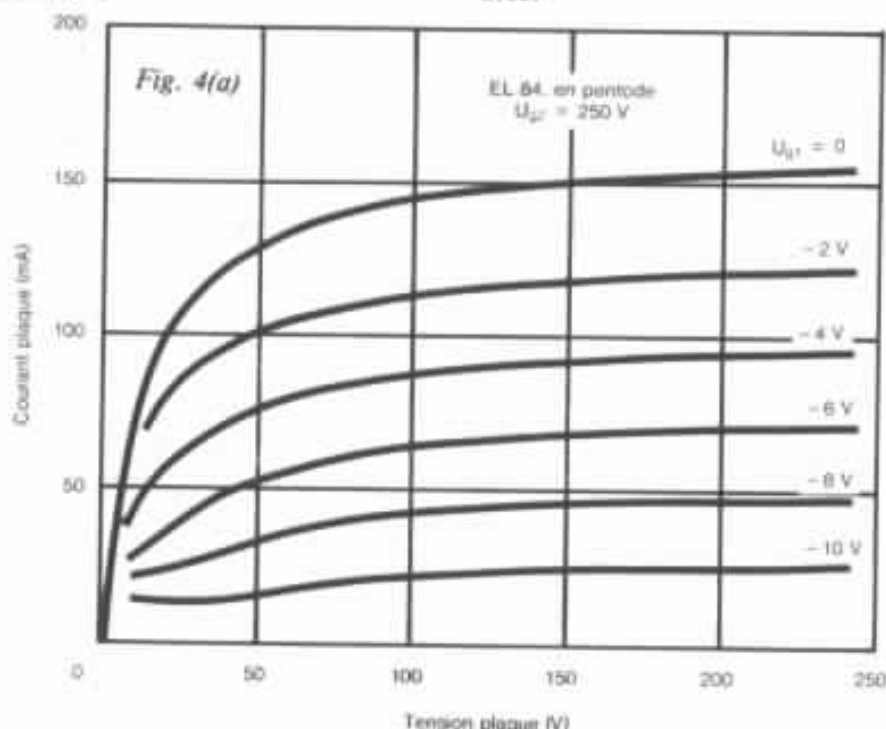
Les avantages présentés par le montage ultra-linéaire sont tels et si bien prouvés que l'on n'a jamais cherché à démontrer les inconvénients, voire même les défauts qu'il pouvait présenter. Bien calculé, associé à un transformateur de sortie d'excellente qualité, un étage de puissance push-pull ultra-linéaire peut produire un taux de distorsion de 1 % ou même de 0,2 % par rap-

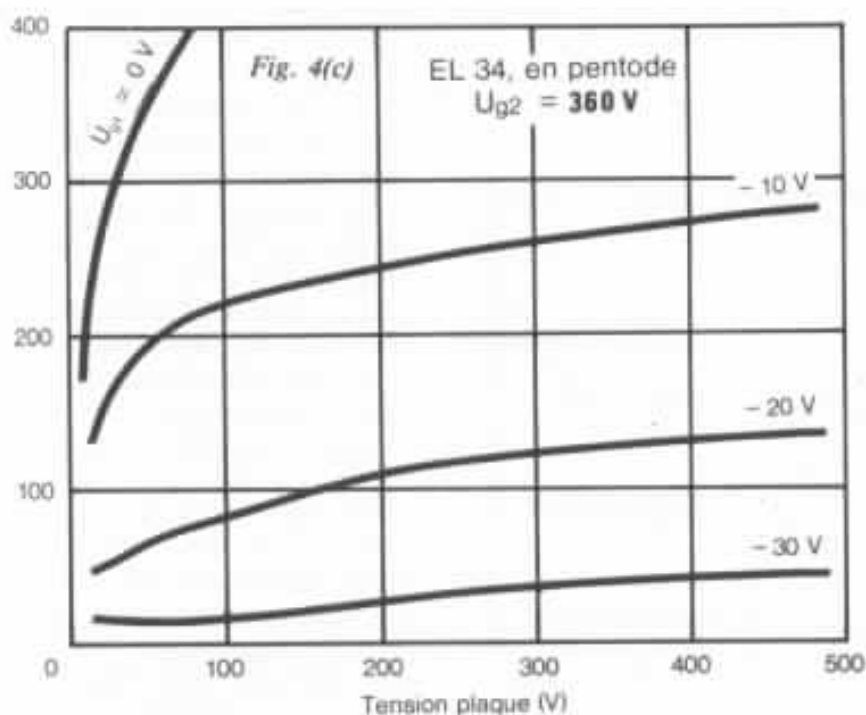
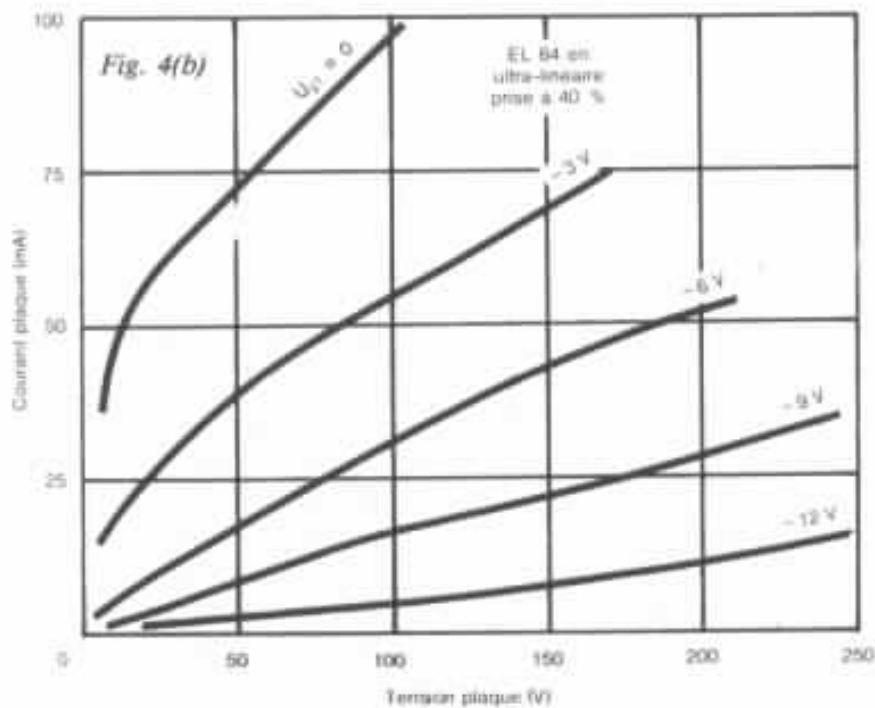
port aux 6 ou 10 % produits par un montage push-pull utilisant les mêmes tubes pentodes. En revenant à la figure 2, on remarque que le meilleur rapport puissance/distorsion est obtenu pour une prise d'écran ultra-linéaire située entre 25 et 45 %, une valeur comprise entre 40 et 43 % étant la plus souvent appliquée. Toujours sur la figure 2 et pour une prise d'écran comprise entre 0 % (fonctionnement en pentode) et 25 %, il faut tenir compte du fait que la légère baisse de puissance a trois causes principales :

— élargissement des caractéristiques I_p/U_p en mode ultra-linéaire ;

— tension d'écran sensiblement inférieure à la tension plaque ;
— résistance série d'écran limitant le courant maximal d'écran (la chute de tension d'écran en résultant procurant un phénomène d'affaissement général des courbes I_p/U_p).

C'est en considérant l'aspect des caractéristiques I_p/U_p en mode ultra-linéaire que, suite à certains inconvénients constatés, le choix s'est porté sur le mode de branchement en pentode pure de l'étage de puissance de l'amplificateur Lectron JH 50. La figure 4 montre l'aspect des courbes de tubes EL 84, EL 34 et KT 88 en mode de branchement ultra-linéaire ou pentode (tétrode pour le tube KT 88). Si l'on s'en tient à des modulations de grille de faible amplitude égales par exemple au 1/10^e de l'excursion totale permise, on travaille effectivement dans une zone extrêmement linéaire. En push-pull et en pure classe A on pourrait donc prétendre à une excursion de la grille dans une zone « ultra-linéaire », ceci dans la limite des 1/10^e de l'excursion totale. Ce qui reviendrait à n'utiliser dans ces conditions que 5 watts pour 50 watts disponibles.





En push-pull et en classe AB, cas le plus classique appliqué sur les amplificateurs à tubes, le point de repos sur la droite de charge vient se placer non pas près du milieu de celle-ci mais beaucoup plus bas. Dans cette zone, les caractéristiques prennent une allure de tube triode mais avec les remarques suivantes :

— caractéristiques I_p/U_p à tendance concave et non droite, ce qui tend à faire augmenter la dis-

torsion par harmonique 3 ;

— courbe I_p/U_p proche d'un tube triode, mais créée artificiellement par effet de contre-réaction écran-plaque du tube pentode ;

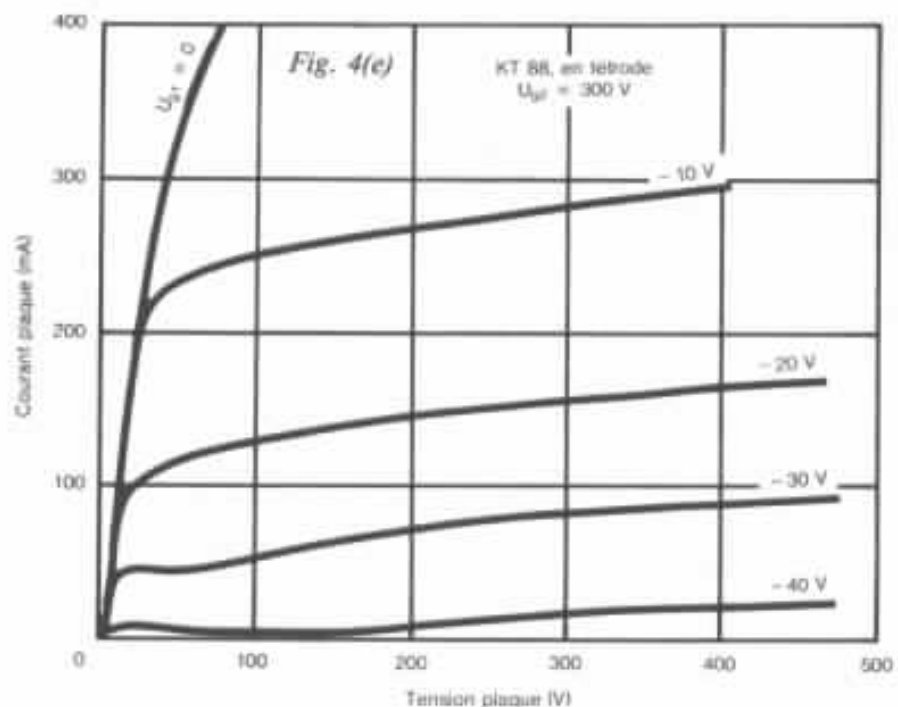
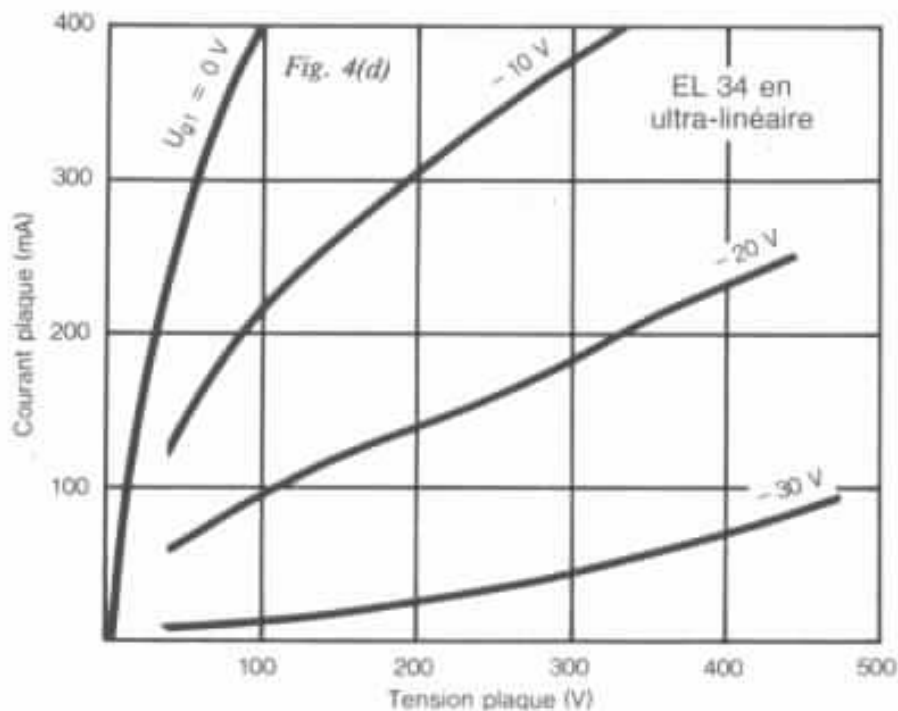
— affaissement rapide des caractéristiques vers l'horizontale pour des valeurs de polarisation grille plus élevées (non linéarités de la pente et du coefficient d'amplification).

Pour des signaux d'attaque de faible amplitude, on obtient

donc une forme de distorsion à prédominance paire, celle-ci étant toutefois fortement atténuée par le montage push-pull. Dans cette zone et si l'on passe en classe AB₂ ou en classe B, la distorsion de croisement intervient, faisant augmenter la distorsion par harmonique 3. En mode push-pull ultra-linéaire classe AB et pour des excursions de grille plus élevées, le taux de distorsion général croît, mais d'une façon non linéaire du fait du passage dans la zone ultra-linéaire, puis de la pénétration dans une zone plus tassée, là où la polarisation grille est nulle ou presque. Ce qui devrait théoriquement produire une caractéristique de distorsion en fonction de la puissance :

- montant en pente douce à faible puissance ;
- sensiblement constante à mi-puissance ;
- augmentant plus rapidement avant la saturation.

Mais ces effets vont être modifiés par l'insertion d'un artifice destiné à améliorer la stabilité de fonctionnement. Il s'agit d'une résistance placée généralement en série entre l'écran et la prise écran. De valeur comprise entre quelques dizaines et quelques centaines d'ohms, cette résistance a pour but de limiter le courant à forte puissance ainsi que les fréquences ultra-sonores, là où les rotations de phase du transformateur de sortie peuvent créer des instabilités ou des oscillations. N'oublions pas que les caractéristiques I_p/U_p d'un tube, celles qui servent à établir un graphique précis, sont effectuées à partir d'alimentations stabilisées pour les grilles, les écrans et pour la plaque. Selon le mode d'utilisation en push-pull de pentodes du genre EL 34, le courant écran peut varier entre 3 et 25 mA (par tube). Pour le tube EL 34, la valeur théorique de dissipation maximale d'écran est de 8 W. En classe B ou AB, il est fréquent de constater que la



dissipation écran atteint des crêtes de l'ordre de 10 W, soit 2 W de plus que la limite permise. La valeur de dissipation moyenne reste cependant inférieure à 8 W et se situe généralement entre 2 et 4 W. Lors d'un fonctionnement à pleine puissance, il n'est pas rare de constater néanmoins un rougissement plus ou moins prononcé des écrans, les mesures prouvant que l'on se situe pourtant nettement en deçà de la dissipation maximale permise. Sur

les tubes tels que l'EL 34, la KT 88, la 6L6 GC ou la KT 88, les notices techniques des constructeurs recommandent très fortement l'insertion d'une résistance série d'écran. Pour la KT 88, le fabricant GEC recommande par exemple une valeur de 270 Ω ainsi que la mise en place d'un réseau RC série anti-oscillation (470 Ω +1 000 pF) entre l'écran et la plaque. Normalement, vue l'amplitude de variation du courant d'écran, la

chute de tension aux bornes de la résistance ne devrait être comprise qu'entre 1 et 5 volts environ. En réalité, les mesures du courant transitoire indiquent des valeurs de crête nettement plus élevées. La tension d'écran étant proportionnelle à la tension plaque, il en résulte un affaissement transitoire des caractéristiques I_p/U_p sur des excitations positives de grille, comme l'explique la figure 5. Sur un signal audio complexe, le point de repos sur la droite de charge s'en trouve ainsi déstabilisé. Cette instabilité s'ajoute aux effets de pompage des variations de courant plaque sur le circuit de haute tension. Après une chute soudaine de tension, les condensateurs de filtrage mettant un certain laps de temps à se recharger, on va alors se trouver face à un phénomène d'instabilité avec phénomènes d'interactions entre l'écran, la plaque et la haute tension. Un signal d'excitation composé de deux sons fusionnant en parfaite harmonie, ou bien au rythme d'un battement de très basse fréquence va ainsi être partiellement détérioré par ces instabilités.

Sans alimentation stabilisée, il est quasi-impossible de tracer avec précision la caractéristique I_p/U_p d'un tube. On imagine alors facilement les dégâts que peuvent subir un signal audio de rapport signal/bruit de l'ordre de 80 dB, en particulier lorsqu'on s'aperçoit que la tension d'alimentation subit, sur la majorité des amplificateurs, des variations pouvant aller jusqu'à 80 V ! Si beaucoup d'amplificateurs à tubes sont capables de reproduire à merveille le son « chaud » de certaines ambiances de concert, cette qualité apparente (et vérifiable sur des sources sonores bien déterminées) devient un défaut lorsqu'il s'agit de reproduire séparément ou simultanément toute une panoplie d'effets sonores d'expression ample, chaude,

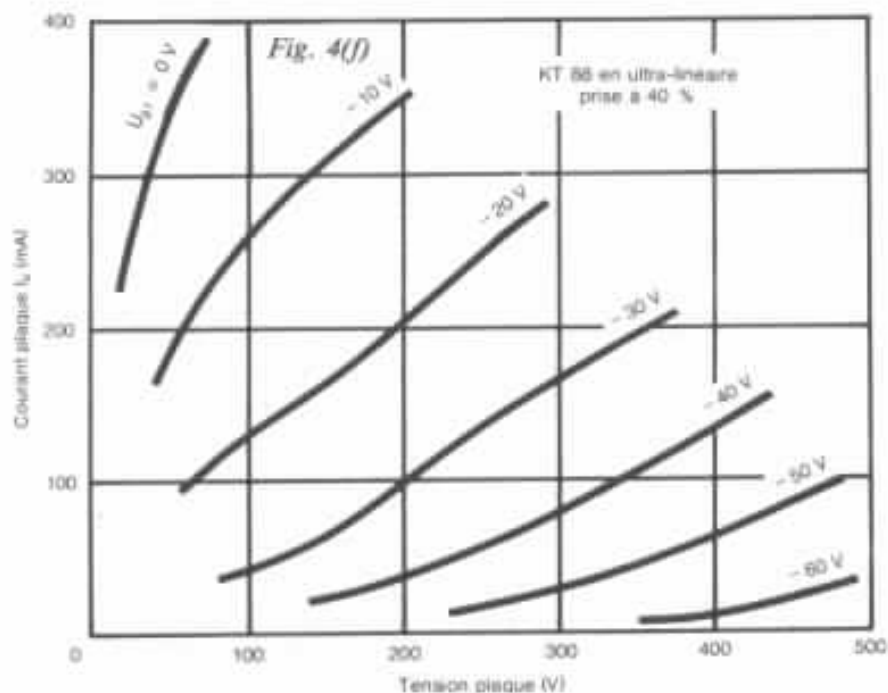


Fig. 4 (a, b, c, d, e, f) : Caractéristiques I_p/U_p des tubes EL84, EL34 et KT88 en branchement pentode (tétrode pour la KT88) ou ultra-linéaire.

mate ou extrêmement mate (instrument enregistré en plein air, en « close-up » ou en chambre sourde). Une longue recherche dans ce domaine permet de déceler aujourd'hui l'origine principale de ce défaut :

- formes d'instabilités décrites ci-dessus ;
- effet de pompage sur l'alimentation générale ;
- instabilité des points de fonctionnement des autres étages de l'amplificateur ;
- faible facteur d'amortissement ;
- transformateur de sortie d'impédance primaire trop élevée ou trop résistive ;
- insuffisance de la largeur de la bande passante à pleine puissance ;
- transformateur de sortie de qualité insuffisante.

Il convient ici de tirer un grand coup de chapeau à des firmes telles qu'Audio Research, celles-ci ayant compris qu'il ne s'agissait pas de « petits points de détail d'importance secondaire ».

Mais, comme on le sait, la suppression d'un ou plusieurs défauts fait naître de nouveaux défauts et aussi des inconvé-

nients tels qu'une complication plus ou moins sérieuse du circuit.

Etage de puissance du JH 50

Sur le JH 50, les étages de puissance ont été confiés aux tubes EL 34. Ils ont été choisis parmi d'autres pour plusieurs raisons :

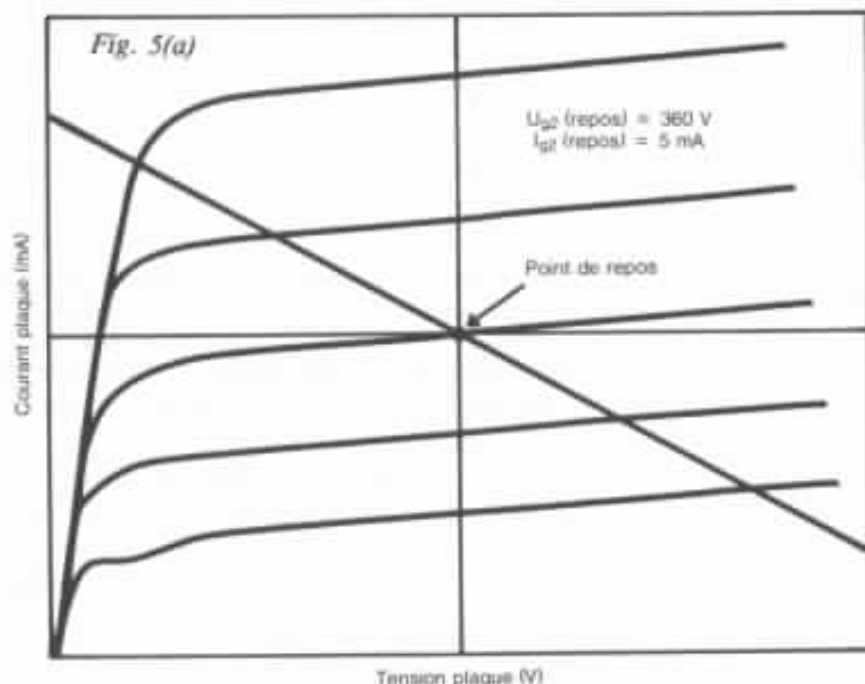
- bonnes chances de disponibilité dans les années à venir ;

- bonnes performances subjectives ;
- faible effet Dynatron ;
- tension plaque maximum très élevée (800 V) ;
- dissipation plaque acceptable (27,5 W) ;
- dissipation maximale d'écran élevée (8 W) ;
- très nombreux exemples d'application permettant de bien cerner ses possibilités ;
- tension maximale d'écran élevée (500 V au cut-off).

Comme cité plus haut, l'étage de sortie push-pull est connecté en pentode. Les écrans sont reliés directement à la haute tension à travers une résistance d'arrêt H.F. dont la valeur n'est que de 5,6 Ω (au lieu de 100 à 250 Ω en moyenne).

En se passant du mode de branchement ultra-linéaire, il n'est plus question d'atteindre en boucle ouverte (étage de puissance pris indépendamment du reste), des chiffres de distorsion aussi faibles. En revanche, on accède aux avantages suivants en branchement pentode :

- possibilité de stabiliser la tension d'écran ;
- augmentation linéaire de la distorsion en fonction de la puissance ;
- forme de saturation



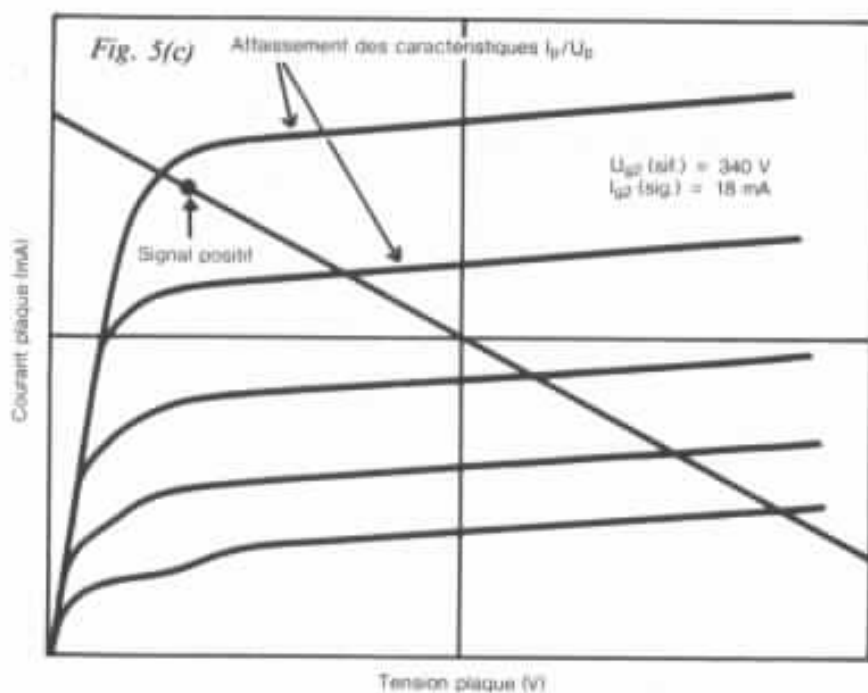
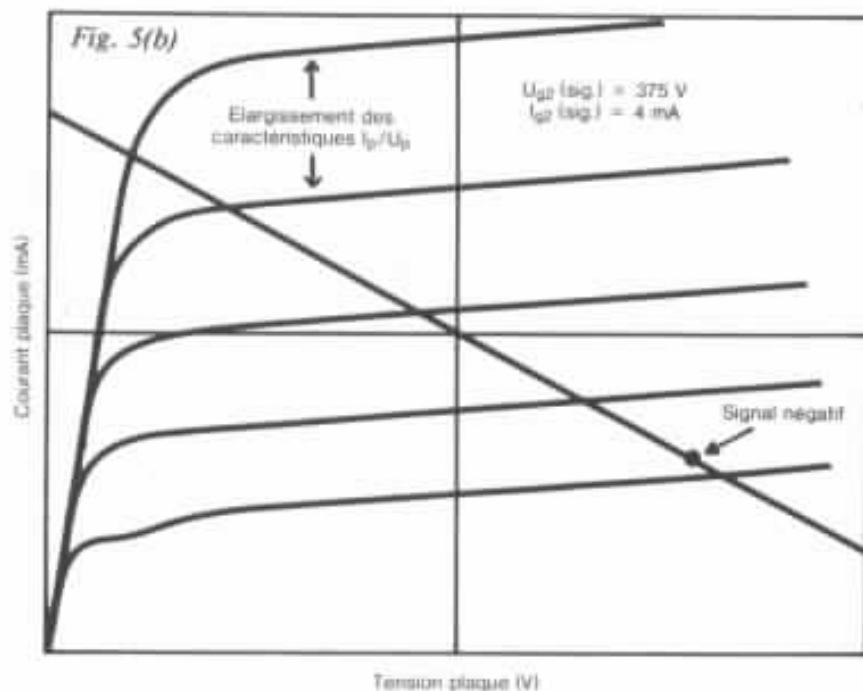


Fig. 5 (a, b, c) : Dans une utilisation normale, la résistance série de stabilisation et de limitation de courant écran entraîne, pendant la modulation des variations momentanées de la tension d'écran, tension qui va agir sur l'ensemble des caractéristiques I_p/U_p . Il en résulte une instabilité des caractéristiques dynamiques ainsi que du point de repos sur les courbes.

« douce » ;

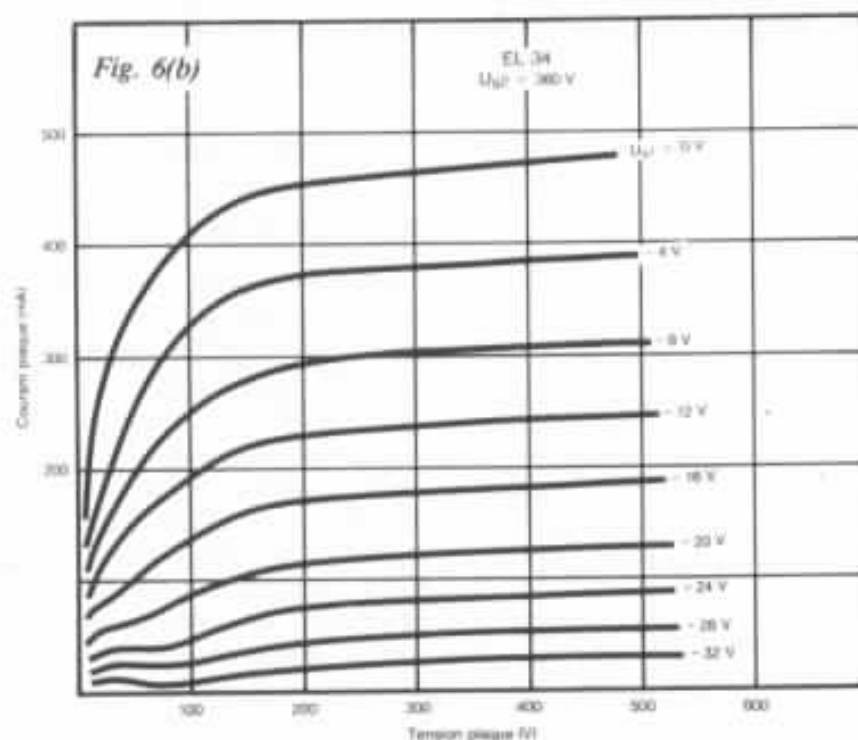
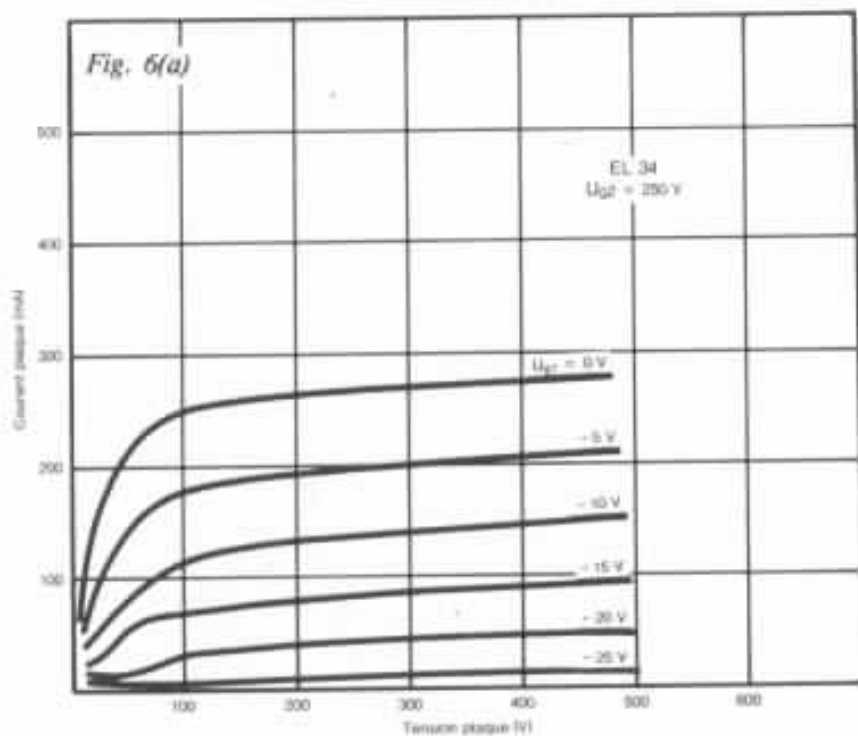
- suppression du très fort taux de contre-réaction écran-plaque ;
- meilleure sensibilité d'entrée ;
- caractéristique I_p/U_p offrant sensiblement la même allure le

long de la droite de charge.

Un avantage du mode ultra-linéaire sur le mode pentode reste cependant l'élargissement des caractéristiques I_p/U_p . Grâce à cet élargissement, il est possible d'augmenter l'excursion maxi-

male du signal appliqué à la grille et d'obtenir une puissance de sortie similaire à celle obtenue en montage pentode. Jusqu'ici, on réservait les montages push-pull en branchement tétrode ou pentode aux applications en sonorisation, en raison de l'obtention d'un taux de distorsion supérieur à celui obtenu en branchement ultra-linéaire. En mode ultra-linéaire, avec 430 V de tension plaque, 425 V de tension écran et un courant de repos total de 135 mA, on obtient 37 watts avec seulement 1,3 % de distorsion. En mode pentode et toujours en classe AB, on obtient, avec des tensions et courants respectifs de 375 V, 324 V et 170 mA, 35 watts mais avec, cette fois 5 % de distorsion harmonique totale.

En conservant un travail en classe A jusqu'à une quinzaine de watts et en classe AB jusqu'à la saturation, il est cependant possible de trouver un excellent compromis. Il consiste à augmenter la tension d'écran jusqu'à la plus haute valeur possible, tout en respectant la dissipation maximale permise. Pour le JH 50, la tension plaque a ainsi été portée à 435 V et la tension écran à 410 V. Alors qu'une polarisation de l'écran aux alentours de 350 V procure un tassement des courbes I_p/U_p , la polarisation d'écran sous 410 V produit un élargissement notable des caractéristiques et un tassement nettement moins marqué de celles-ci pour des valeurs élevées de polarisation grille. la figure 6 montre l'aspect des courbes du tube EL 34 pour des tensions d'écran respectives de 250 V, 360 V et 410 V, cette dernière ayant été choisie pour l'amplificateur JH 50. La puissance de sortie dépasse dans ces conditions 55 watts et le taux de distorsion à 35 W se situe aux alentours de 1,2 % seulement en boucle ouverte.



Choix de l'impédance de charge

Dans la majorité des cas, le choix de l'impédance de charge optimale est basée essentiellement sur la puissance utile. Sur un bon amplificateur, il faut en réalité tenir compte non seulement de la puissance utile, non

seulement du rapport distorsion/puissance le plus favorable, mais aussi du contenu harmonique de la distorsion et principalement des harmoniques 2 et 3. Sur la figure 7, on trouvera la caractéristique de puissance utile/distorsion harmonique totale de la triode 300 B. D'après cette courbe, tout porterait à croire

que 5 k Ω est la valeur offrant le meilleur rapport puissance/distorsion. En fait, la décomposition de la distorsion harmonique totale en harmonique 2 et 3 montre qu'il est préférable de choisir une valeur Z optimale beaucoup plus basse, soit 2,3 k Ω , comme le montre la figure 8. Sur cette figure, on remarque une nette prédominance de l'harmonique 3 pour 5 k Ω , tandis que sous 2,3 k Ω , on obtient une prédominance d'harmoniques pairs (donc moins désagréables à l'écoute). Sur un tube pentode, les caractéristiques sont différentes et prennent l'allure de la figure 9. Pour les tubes EL 34, la valeur généralement admise de 6,6 k Ω correspond au point où la puissance utile est maximale. On obtient cependant une prédominance d'harmoniques impairs (effet de son aigu, criard, dur ou métallique), ceci d'autant plus que le montage push-pull ne pourra réduire principalement que les harmoniques pairs. Sur le JH 50, l'élargissement des caractéristiques I_p/U_p dû à une tension d'écran plus élevée, permet de choisir pour Z optimum une valeur beaucoup plus basse, c'est-à-dire de 3,5 k Ω , comme le montre la figure 10. Dans ces conditions, on obtient une prédominance d'harmoniques pairs et aussi une puissance utile proche de la valeur maximale. L'obtention d'un plus faible taux d'harmoniques impairs est due au fait que la caractéristique dynamique I_p/U_p résultante est moins courbée, ce qui se produit par contre sur une charge de valeur plus élevée (le point de repos en classe AB entrant alors dans une région plus proche du cut-off, donc plus incurvée). En choisissant une impédance primaire plaque à plaque de 3,5 k Ω , on réduit d'autre part très sensiblement la valeur de la résistance de l'enroulement primaire en continu. En prenant un cas courant, la haute tension est reliée

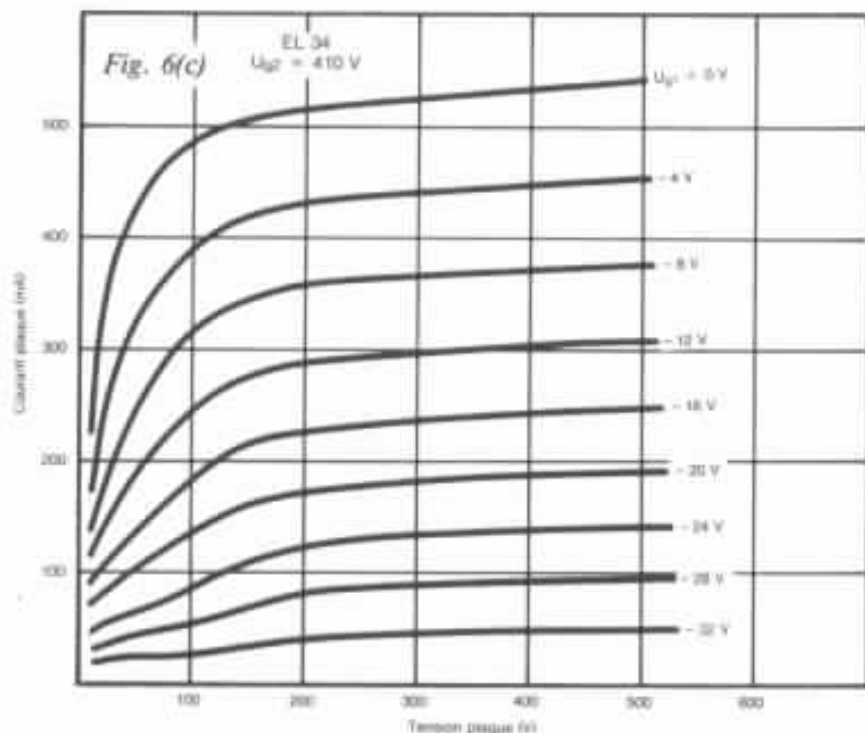


Fig. 6 (a, b, c) : Caractéristiques I_p/U_p du tube EL34 pour des tensions d'écran respectives de 250 V, 360 V et 410 V. Noter l'effet d'élargissement des courbes ainsi que la meilleure linéarité obtenus avec $U_{g2} = 410$ V.

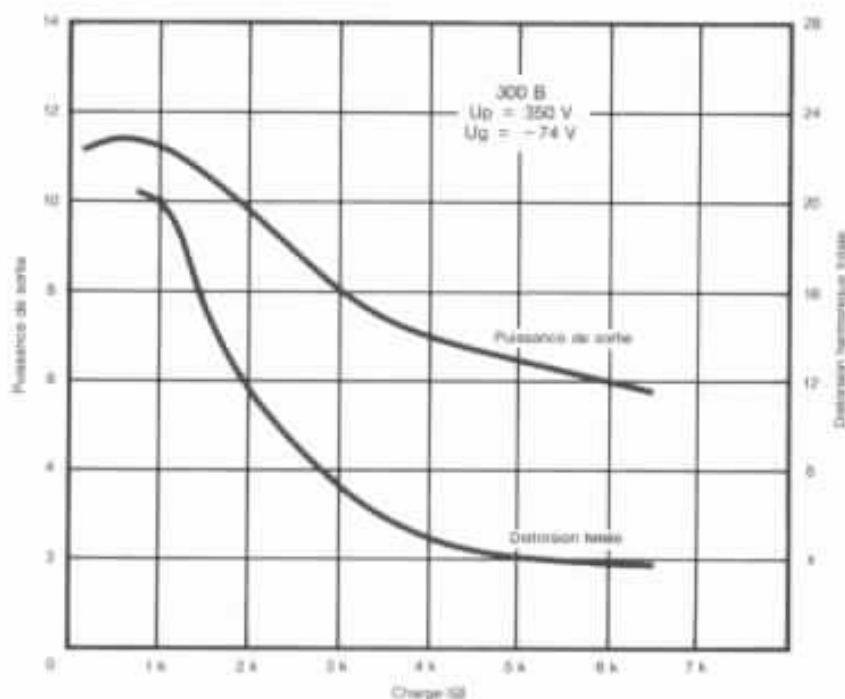


Fig. 7 : Variations de la puissance et de la distorsion par harmoniques totale, en fonction de la charge du tube triode 300 B. D'après les courbes, la charge optimale se situe aux alentours de 3,8 kΩ, le rapport puissance/distorsion étant le plus favorable.

aux plaques à travers l'enroulement primaire mais aussi à travers la résistance formée par cet enroulement. De ce fait et même si l'alimentation est de type à très basse impédance, la résistance interne de celle-ci vue des plaques des tubes de puissance se trouve augmentée de 100 ou 150 Ω, voire même de 200 Ω. Ce point important et trop souvent délaissé est l'une des causes du son mou, mal amorti de nombreux amplificateurs à tubes. Malgré la faible valeur de l'impédance primaire, l'inductance primaire doit être malgré tout aussi élevée que possible, y compris à très basse fréquence et en tenant compte du passage d'un courant continu élevé superposé à la modulation.

Le transformateur de sortie

Considéré à juste titre comme la pièce maîtresse d'un amplificateur haute fidélité à tubes, les considérations ci-dessus ont rendu nécessaire la fabrication sur cahier des charges d'une version spécialement adaptée au JH 50. Après différents essais sur des transformateurs d'origine française, anglaise et japonaise, le choix final s'est porté sur une marque anglaise prestigieuse : Partridge Transformers. Cette version spéciale a apporté autant de satisfaction que celle concernant la version de la même marque spécialement adaptée aux tubes triodes du genre 300 B. Les caractéristiques principales de ce transformateur sont les suivantes :

- bande passante de 5 Hz à 80 kHz à demi-puissance ;
- inductance primaire 440 H (sous 330 mA) ;
- courant primaire moyen admissible : 350 mA ;
- pertes d'insertion : 0,3 dB ;
- inductance constante (figure 11).

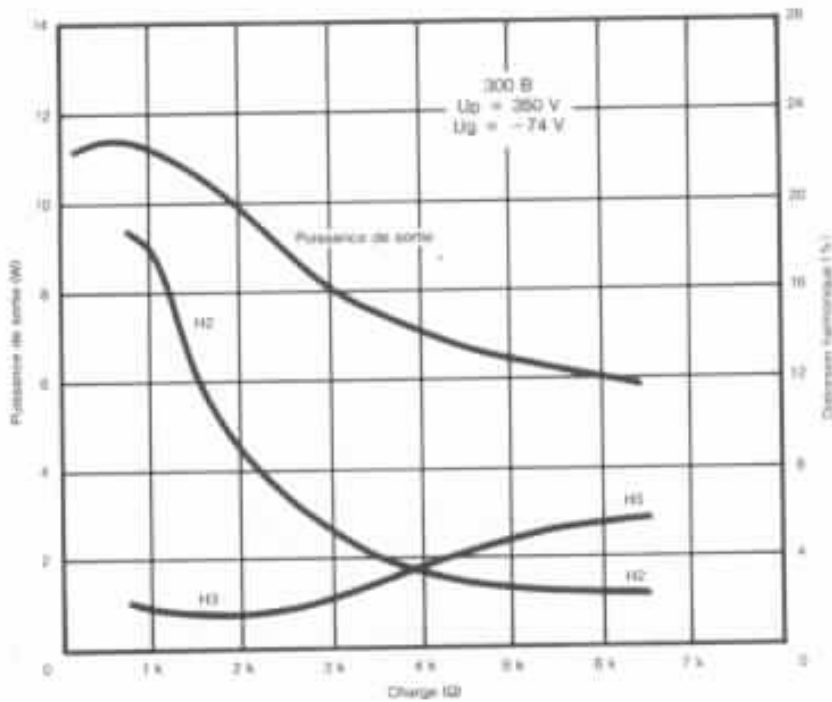


Fig. 8 : Courbes identiques à celles de la figure 7, mais avec représentation de la distorsion par harmoniques 2 et 3. Contrairement à ce que laissait supposer la figure 7, une charge de 2,3 k Ω est préférable à une charge de 3,8 k Ω : puissance de sortie supérieure et surtout prédominance d'harmoniques pairs, peu gênants à l'écoute.

Les résultats de mesure se sont en réalité avérés supérieurs aux chiffres indiqués ci-dessus (bande passante, inductance et pertes d'insertion). La résistance de chaque demi-enroulement primaire est proche de 50 Ω , ce qui est très intéressant. Ces transformateurs utilisent des tôles au silicium à grains orientés de structure EI soigneusement découpées et empilées. Les enroulements primaires et secondaires sont fractionnés, le tout étant imprégné sous vide. Un capot de blindage protège ce transformateur. Les secondaires assurent une adaptation en 4 ou 8 Ω .

L'étage déphaseur-driver

Contrairement à la grande majorité des amplificateurs à tubes, le JH 50 n'utilise pas, en entrée comme sur l'étage

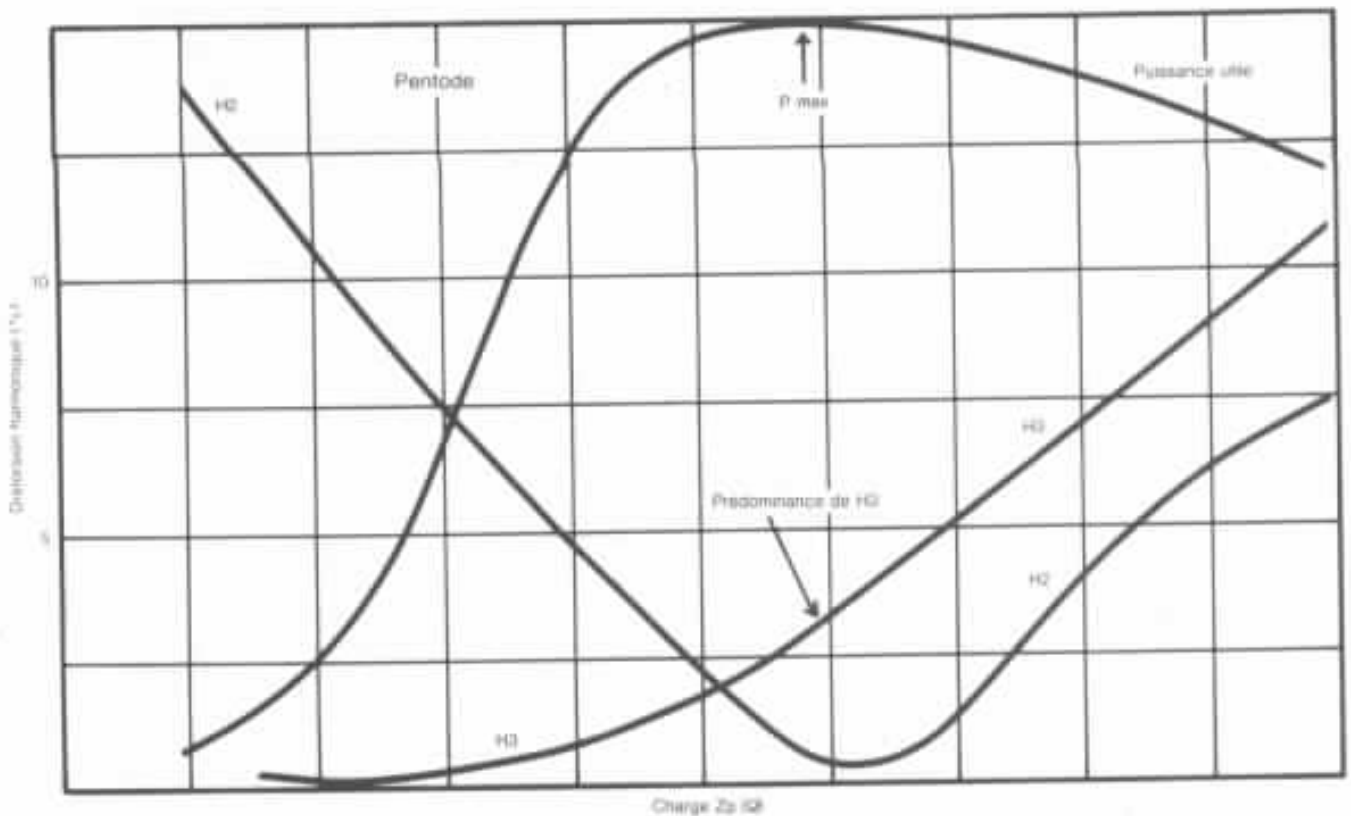


Fig. 9 : Caractéristiques de puissance, de distorsion par harmoniques 2 et 3, en fonction de la charge de plaque d'un tube pentode. Contrairement aux habitudes, il est préférable de choisir une valeur de charge plus faible que celle où la puissance est optimale, si l'on souhaite obtenir une prédominance d'harmoniques pairs.

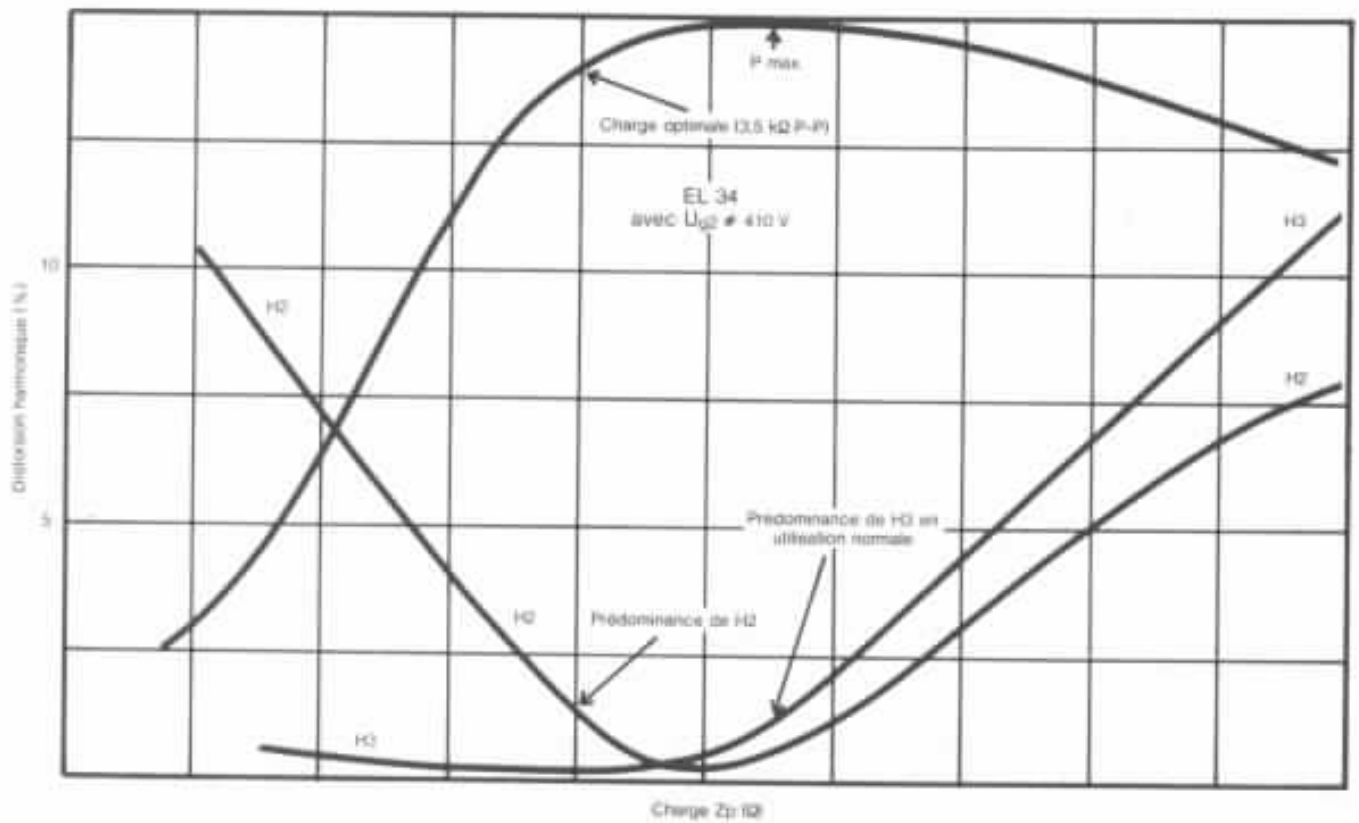


Fig. 10 : Sur le JH 50, les tubes EL34 montés en pentodes ont des caractéristiques I_p/U_p « élargies » grâce à une tension d'écran portée à 410 V (au lieu de 350 V en moyenne). On peut ainsi, avec une charge plaque de 3,5 k Ω obtenir une puissance élevée (plus de 50 W) en classe AB et obtenir une prédominance d'harmoniques pairs, lesquels seront atténués par le montage push-pull.

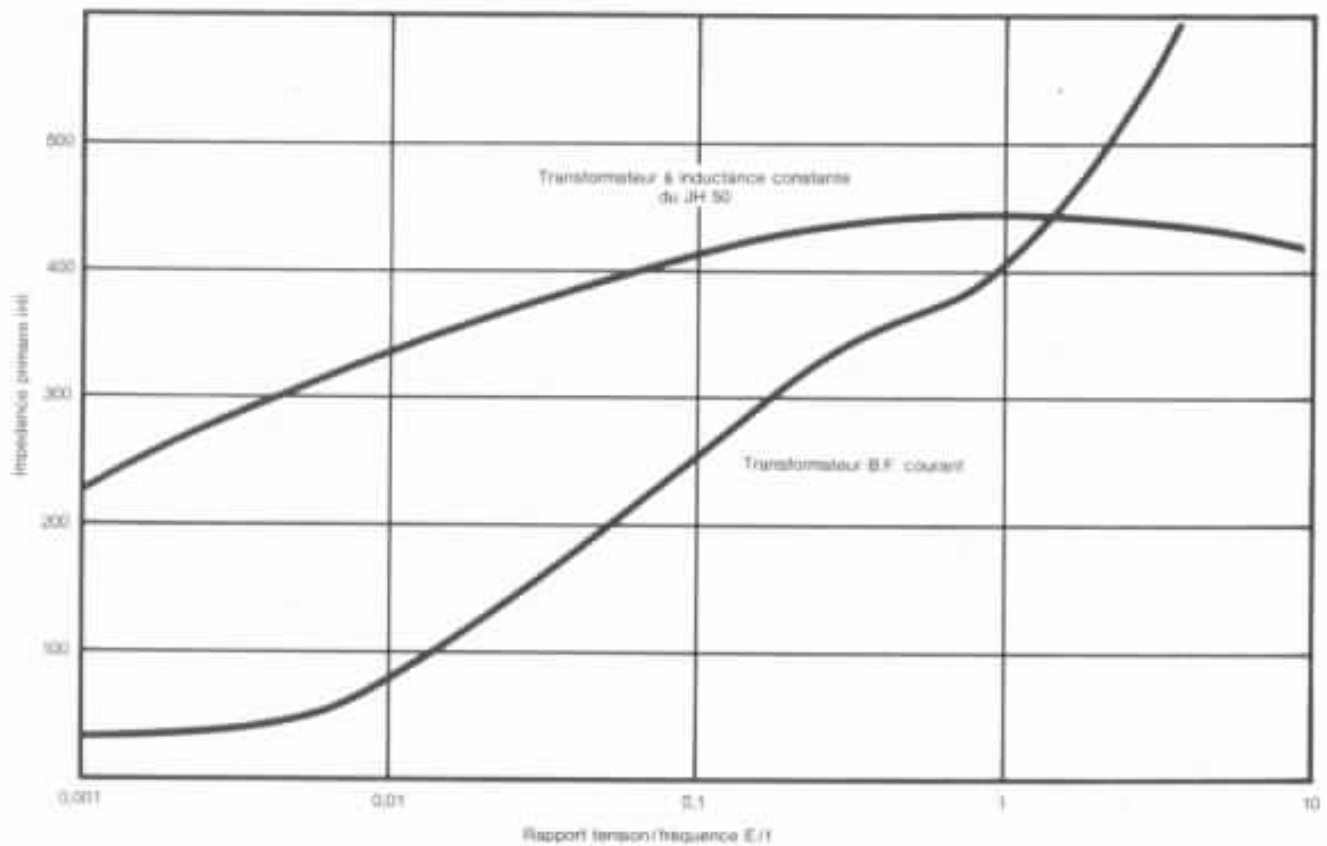


Fig. 11 : Caractéristique d'inductance primaire du transformateur de sortie du JH 50 en fonction du rapport tension/fréquence. Noter l'avantage du modèle à inductance constante en comparaison avec un modèle courant.

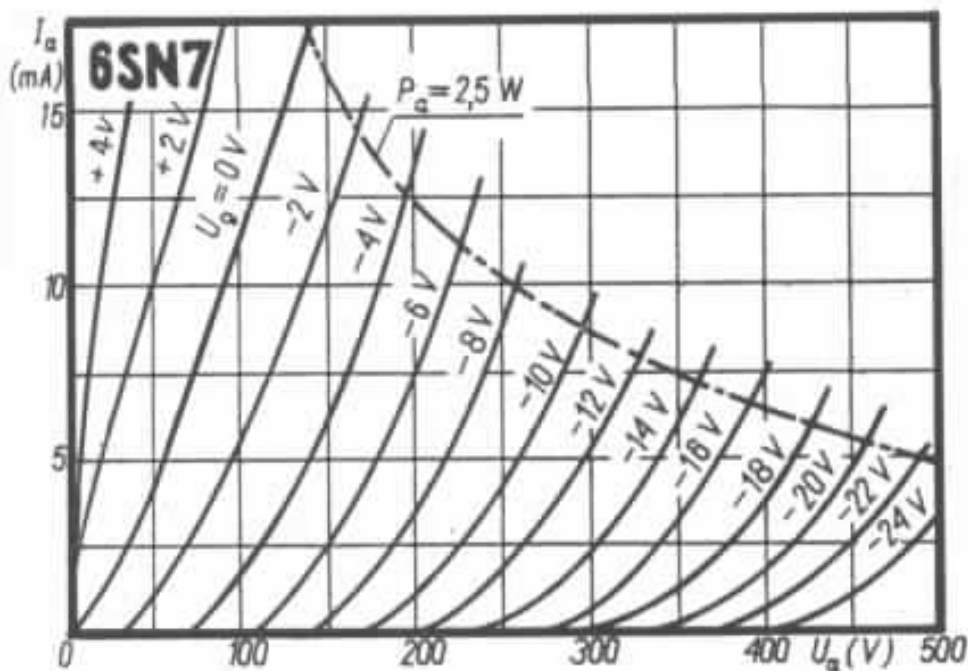


Fig. 12 : Caractéristiques I_p/U_p de la double triode à brochage octal 6SN7.

déphaseur-driver, de tube de type noval. Pour cet étage, des tubes tels que les E 80CC, 5687, 6 CG7 ou 12BH7 auraient parfaitement pu faire l'affaire. Ici, le choix s'est porté sur un tube ancien, de type octal, de référence 6SN7. Ce tube fut autrefois largement utilisé sur des montages de qualité tels qu'Olson, Ultra-linéaire, Acro-Sound, Williamson et beaucoup d'autres. On trouvera les caractéristiques de ce tube sur la figure 12. De constitution beaucoup plus robuste (en particulier au niveau des plaques) que des tubes noval, ils sont avantagés par un effet microphonique moindre (pour les modèles choisis). Les broches de ce tube, plus écartées que sur un tube noval, permettent une implantation plus facile avec la possibilité d'insérer des composants passifs de plus grande taille. Des pistes plus larges et plus espacées les unes par rapport aux autres diminuent la résistance série de celles-ci ainsi que les capacités parasites. L'étage driver/déphaseur attaque les tubes de puissance avec des résistances de charge de faible valeur. Sur un étage driver-déphaseur de type Schmitt, chaque charge a une

valeur moyenne comprise entre 47 k Ω et 150 k Ω . Elles ont ici une valeur comprise entre 15 et 20 k Ω . Si un déphaseur de Schmitt fonctionne du premier coup, s'il a l'avantage de procurer du gain et d'être simple, il n'est pas sans défauts. Dans le cas d'un montage courant, comme sur la figure 13 on se

trouve face à deux problèmes. Il faut essayer de placer le point de fonctionnement, la polarisation grille dans une zone linéaire des caractéristiques I_p/U_p . La résistance R_k étant commune pour les deux triodes, il est nécessaire, pour améliorer la symétrie en amplitude des deux tensions déphasés, d'augmenter le plus possible la valeur de cette résistance. Si les grilles sont référencées à la masse, R_k prend une valeur beaucoup trop faible et les signaux de sortie déphasés vont présenter une sérieuse dissymétrie. Quelques remèdes existent, comme par exemple une référence de polarisation grille placée sur une portion de R_k ou bien encore une polarisation séparée des circuits de grille : on porte celle-ci à un potentiel positif, 150 V par exemple, ce qui permet d'augmenter R_k et d'obtenir, par exemple, 155 V et une polarisation de -5 V sur les grilles par rapport aux cathodes. Avec des résistances de charge de valeur comprise entre 50 et 100 k Ω , de simples calculs montrent que l'on atteint facilement

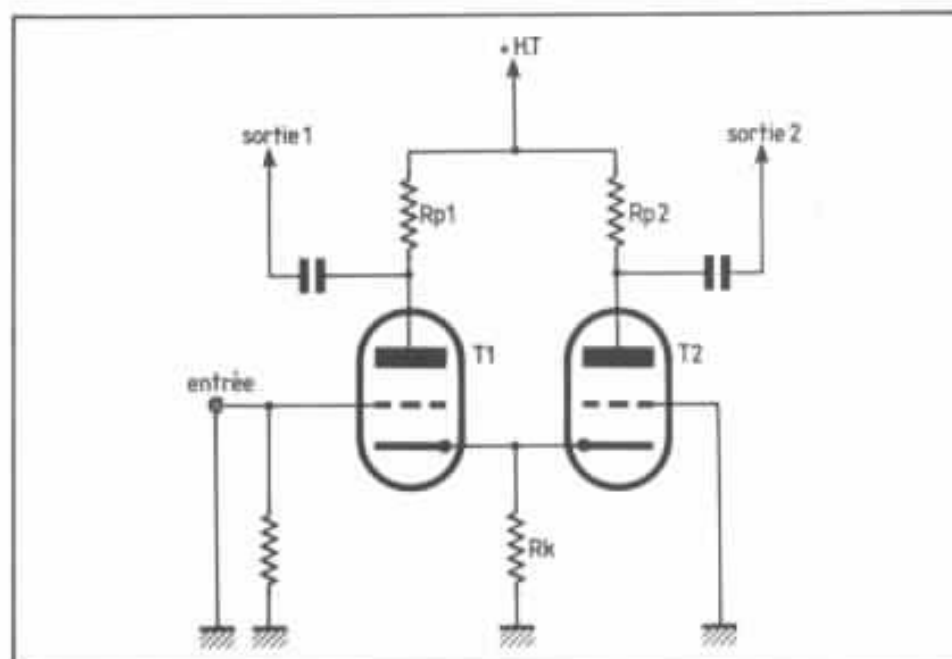


Fig. 13 : Principe de déphaseur de Schmitt. R_k ne doit pas avoir une valeur trop faible par rapport à R_p . Dans le cas d'un couplage direct de T1 avec le tube précédent, on se trouve contraint de relier la grille de T2 à la masse par l'intermédiaire d'un condensateur, la polarisation étant réalisée par une résistance de fuite reliant T1 et T2.

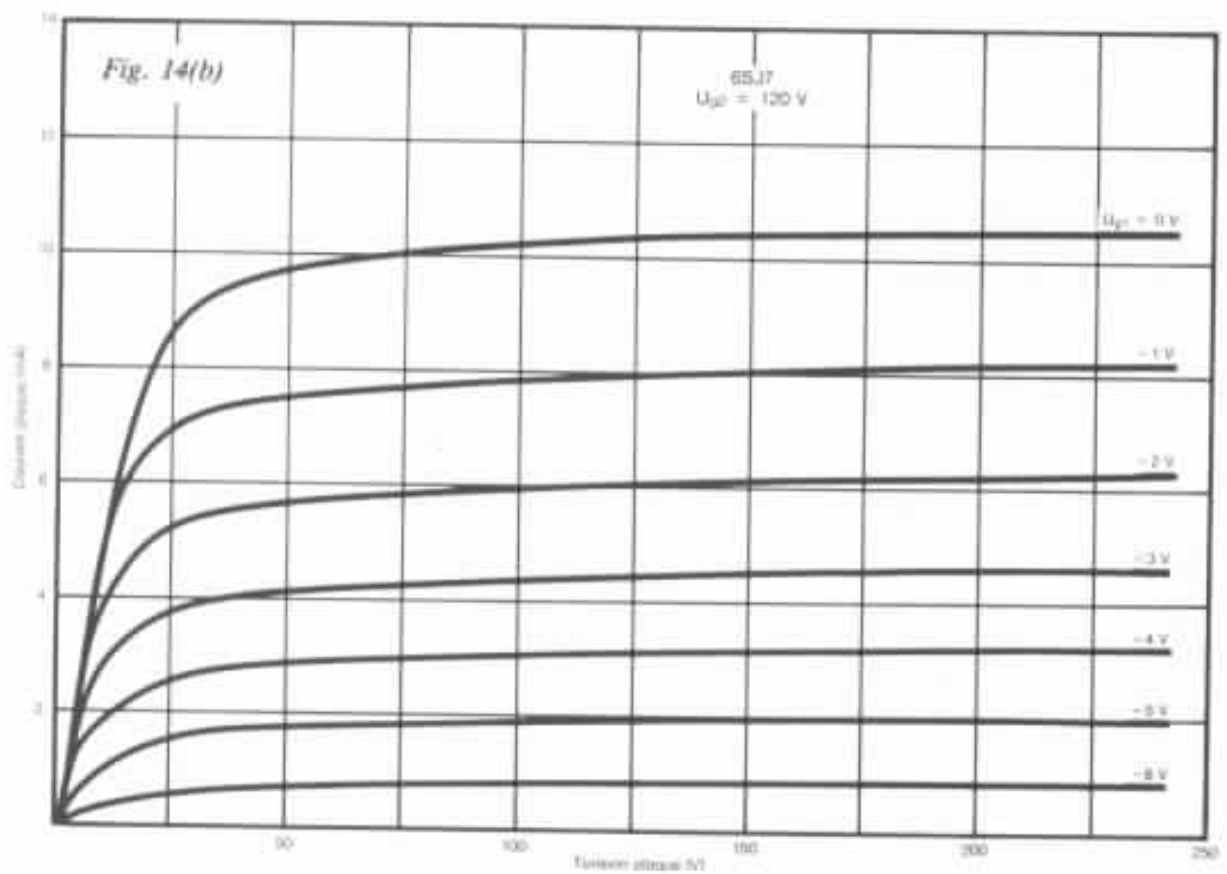
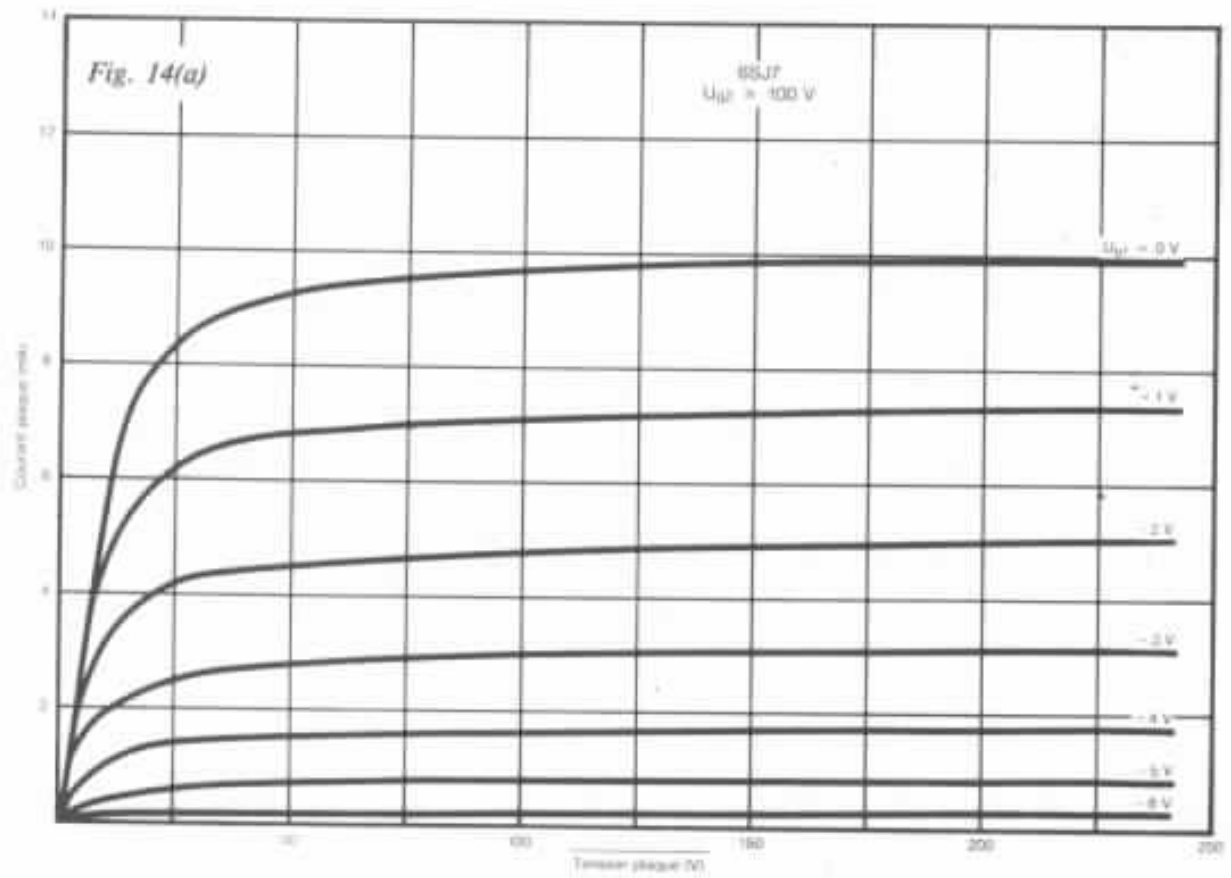


Fig. 14 (a, b) : Caractéristiques I_p/U_p de la pentode amplificatrice de tension 6SJ7, pour des tensions d'écran de 100 V et 120 V. Remarquer la meilleure linéarité obtenue pour $U_{g2} = 120 \text{ V}$.

des valeurs de haute tension comprises entre 700 V et 900 V. Si une autre solution consiste à modifier le point de fonctionnement statique, il n'est pas tenu compte des influences de ce compromis sur le spectre de distorsions harmoniques. Dans le cas d'un déphaseur de Schmitt qui est en réalité un amplificateur différentiel entièrement symétrique, on ne peut pas prendre pour base une droite de charge placée simplement sur le réseau de courbes. Pour chaque triode du déphaseur, la variation de courant I_{p1} ou I_{p2} en fonction de la tension plaque-cathode, il faudrait tracer la droite de charge dans le réseau correspondant avec pour chaque courbe la tension relative. La résistance R_k étant commune, les paramètres I_{p1} , I_{p2} , U_{p1} , U_{p2} , V_{gk1} et V_{gk2} vont tous avoir une influence les uns sur les autres. Ajoutons que si, à ce stade, un ordinateur serait utile, il n'est pas tenu compte de l'allure des caractéristiques I_p/U_p et de l'effet de la courbure et du tassement de celles-ci sur le spectre de distorsion harmonique. Dans la plupart des cas, le meilleur compromis consiste à prendre un rapport R_p/R_k égal à 3 ou 4, ce qui donne des valeurs respectives de 50 k Ω /15 k Ω ou bien de 100 k Ω /30 k Ω . Un bon exemple reste celui du circuit Marantz 8. Sans avoir la prétention d'être innovateur ou révolutionnaire, il utilise une excellente double triode noval, la 6CG7 avec une valeur de R_p de 18 k Ω et une résistance R_k commune de 13 k Ω , ce qui donne un rapport R_p/R_k de seulement 1,38.

Dans le cas du JH 50 le meilleur compromis trouvé a été le suivant : il a été choisi tout d'abord une tension d'alimentation élevée, soit 400 V ainsi qu'un courant de repos aussi élevé que possible, auquel on a largement accès grâce à l'emploi du tube 6SN7. Le rapport optimal R_p/R_k obtenu peut alors se situer aux alentours de 1,15 seu-

lement. Le choix de R_p et de R_k a, d'autre part, été effectué afin de créer une prédominance d'harmonique pair ainsi qu'un taux de distorsion harmonique total aussi faible que possible. Les résistances R_p , ajustées individuellement sur des tubes pré-sélectionnés et sur chaque amplificateur se situent aux alentours de 15 k Ω . D'autres avantages vont en découler :

- tension R_k élevée (120 V environ), ce qui permettra un couplage direct avec le tube précédent, lequel pourra travailler dans de très bonnes conditions ;
- faible impédance de sortie et plus faible influence des capacités parasites en parallèle sur R_p ;
- plus grande étendue de la bande passante.

La capacité d'entrée de l'EL 34 est de 15,4 pF. On doit y ajouter les capacités parasites de câblage ainsi que la capacité par effet Miller de la 6SN7 (0,5 pF) vue à travers l'amplification produite par celle-ci, ce qui donne un total proche de 55 pF.

Il reste absolument indispensable de connaître les valeurs exactes des capacités parasites totales en parallèle sur R_{p1} et R_{p2} . Sans cette précaution, on obtient une dissymétrie de l'amplitude des signaux déphasés à partir de 8 à 10 kHz. C'est ce déséquilibre qui contribue à faire augmenter sensiblement le taux de distorsion dans l'aigu. Ce qui est grave, en particulier si le circuit produit de la distorsion par harmoniques impairs. Les capacités parasites C_{a1} et C_{a2} du tube 6SN7 n'étant pas tout à fait égales (un écart de 0,2 pF vu de la sortie correspond à une valeur beaucoup plus grande), il faut donc en tenir compte, de même que des très légères différences d'étendue de réponse dans l'aigu du déphaseur, dues à des valeurs de R_{p1} et R_{p2} légèrement différentes. Sur le JH 50, des compensations à ce niveau sont effectuées soit par étude du câblage et du circuit imprimé soit par ajout sur

une des charges R_p d'un réseau RC ou d'un condensateur de très faible valeur (quelques pF). Ainsi étudié, le déphaseur-driver du JH 50 pourra fournir plus de 80 V plaque à plaque avec un taux de distorsion particulièrement faible et avec une bande passante supérieure à 100 kHz.

Le premier étage

C'est à partir de résultats d'écoute obtenus sur de nombreux amplificateurs à tube de fabrication artisanale ou commercialisés que l'on pourra s'apercevoir qu'il y a un net avantage à utiliser un tube pentode en entrée. Cette remarque se retrouve également sur un amplificateur mono-triode. En général, une triode placée en entrée tend à rendre le son un peu trop rond, trop doux ou terne. De bons exemples sont ceux du Quad (deux tubes EF 86 en entrée), des Dynaco Mark III et Stéréo 70 (tubes 6AN8 et 7199 en entrée), du Leak TL 12 (EF 36 en entrée), du Radford STA 25 (EF 86 en entrée), du Luxman MQ 36 (EF 86), du Futterman H-3 (6EJ7), du Technics 40 A ou de l'Altec A-333A (6SJ7 en entrée). Le tube 6SJ7 est un tube pentode amplificateur de tension aux qualités subjectives excellentes. Dans les montages mono-triodes, il remplace la fameuse 310 A beaucoup plus onéreuse (mais aussi supérieure à l'écoute et ses caractéristiques sont proches). Sur ce tube, l'écran est le plus souvent polarisé à 90 ou à 100 V. Le coefficient d'amplification de ce tube est élevé (entre 1 100 et 2 500) et les courbes I_p/U_p pour $U_{g2} = 100$ V sont assez tassées vers le bas, à partir de ± 3 V de polarisation grille. C'est également le cas de la 310 A, mais dans le cas d'un montage mono-triode à deux étages, il se produit une compensation des caractéristiques (que l'on peut étudier et optimiser) qui tend à faire diminuer le taux de distorsion en sor-

tie. Pour le JH 50, la tension écran a été portée à une valeur proche de sa limite permise, c'est-à-dire 125 V. Sous utilisation normale, une tension d'écran de 100 V conduit à un courant d'écran de 0,9 mA environ et à une dissipation d'écran inférieure à 0,1 W. La dissipation maximum permise par l'écran étant de 0,3 W, il est possible de faire travailler le tube avec un courant d'écran plus élevé tout en ne dépassant pas une valeur de dissipation de 0,2 W. La dissipation plaque maximale de la 6SJ7 étant de 2,5 W (elle est identique à celle de la 310 A) on peut, grâce à une tension plaque légèrement inférieure à la tension d'écran obtenir un élargissement des caractéristiques de plaque et des courbes nettement moins tassées, ce que montre la figure 14. La résistance de charge de faible valeur (un peu moins de 50 k Ω) associée à ce mode d'utilisation procure les avantages suivants :

- signal de sortie élevé (près de 60 V) ;
- très faible taux de distorsion (moins de 0,3 %) ;
- spectre harmonique à prédominance paire (R_p étant de faible valeur) ;
- couplage direct avec l'étage suivant ;
- impédance de sortie relativement basse (la valeur habituelle de R_p étant comprise généralement entre 90 et 250 k Ω) ;
- gain largement suffisant (supérieur à 80).

Il faut noter que l'entrée de l'amplificateur est reliée directement à la grille de la 6SJ7, laquelle est reliée en couplage direct au déphaseur-driver 6SN7. Il ne se produit donc aucune chute de niveau dans l'extrême-grave. La grille d'une des triodes du déphaseur 6SN7 est, d'autre part, reliée à la masse par l'intermédiaire d'un condensateur dont la valeur est environ 20 fois plus grande que sur un déphaseur

Schmitt classique, soit 2,2 μ F. Au niveau des grilles des tubes EL 34, on est donc en mesure d'amplifier sans aucune atténuation des fréquences aussi basses que 1 Hz. Les condensateurs de couplage placés avant les tubes EL 34 étant également de forte valeur, soit 0,47 μ F, la fréquence de coupure basse à ce niveau est de seulement 3,3 Hz. Il est évident que si ce circuit était relié à un transformateur de sortie haute fidélité courant l'ensemble entrerait en oscillation en raison des rotations de phase au-dessous de 20 Hz. Pour améliorer la stabilité de l'amplificateur (sur n'importe quel type de charge) ainsi que pour parfaire la réponse sur signaux carrés, il est nécessaire d'introduire plusieurs petits réseaux de correction travaillant entre 40 et 250 kHz. Si le transformateur possède deux enroulements parfaitement symétriques, les capacités parasites ne sont pas réparties de façon vraiment égale. Quelques picofarads en plus ou en moins suffisent alors pour provoquer soit des résonances, soit des instabilités entre 30 et 200 kHz. Ces corrections doivent s'effectuer sans qu'il se produise de dégradation de la qualité subjective ni de chute trop prononcée de la réponse dans l'aigu, ni de ralentissement trop marqué du temps de montée dans l'extrême-aigu. Ces corrections sont placées en plusieurs endroits du circuit :

- sur la charge R_p du premier étage (réseau RC série) ;
- entre la plaque et l'écran d'un des tubes de puissance (réseau RC série) ;
- sur une des charges R_p du déphaseur-driver ;
- sur le réseau de contre-réaction globale.

La mise au point de l'ensemble du circuit reste malgré tout très délicate en raison de l'étendue de la courbe de réponse et du temps de montée très rapide (2,4 μ s avant la mise en place des corrections et 4 μ s après optimisation).

L'alimentation régulée rapide 400 V

Sur un amplificateur à tubes courant, les fortes variations du courant dans les étages de puissances entraînent des variations de la tension d'alimentation pouvant aller jusqu'à 80 V. Au repos, la haute tension de 400 V peut passer à 320 V ou 330 V à pleine puissance. La conséquence est non seulement une perte de puissance et de dynamique mais aussi un effet d'intermodulation sur les points de fonctionnement de tous les étages. Un test simple sur un amplificateur à tubes classique consiste à capter ces instabilités alternatives superposées à la tension continue d'alimentation. On utilise à cet effet un condensateur d'isolement dont la sortie pourra être connectée à l'entrée d'un préamplificateur. En modulant l'amplificateur testé, on pourra mesurer ou même entendre à travers le système capteur (condensateur d'isolement + préamplificateur + amplificateur + haut-parleur). La résistance interne d'une alimentation courante augmentant aux basses fréquences ainsi qu'en dessus de 10 kHz, on obtiendra sur un signal musical un son sourd superposé à des chuintements et à des bribes de sons aigus. C'est cette forme de signal qui va destabiliser les points de fonctionnement de chaque étage, ces défauts étant amplifiés par l'amplificateur à travers ses étages. Aux fréquences graves, l'effet de « pompage » des étages de puissance produit d'autre part des phénomènes de battement sur des fréquences proches et multiples de la fréquence secteur. Les condensateurs de filtrage, qui font office de réservoir pour lisser le résidu de redressement en forme de dents de scie, vont se vider rapidement sous l'effet de pompage, formant ainsi un résidu de fréquence proche de 100 Hz

(qui se mélange à des parasites de commutation). Un effet de pompage de forte amplitude de fréquence 105 ou 210 Hz va alors créer des phénomènes de battement de fréquence respective 5 Hz et 110 Hz. Il faut ajouter à ce problème le temps de recharge à 100 % des condensateurs de filtrage qui peut s'étendre sur plusieurs secondes. Tous ces phénomènes réunis sont à l'origine d'une perte d'informations non négligeables ainsi qu'à une dégradation de signaux tels que :

- ambiance, fond sonore ;
- réverbération ;
- effet de profondeur ;
- accord entre instruments ;
- notes soutenues ;
- sons augmentant ou diminuant graduellement ;
- signaux transitoires.

Pour pallier ces défauts, le JH 50 utilise pour le premier et le second étage une alimentation régulée ultra-rapide dont la tension de sortie régulée est de 400 V. Des impératifs de protection commerciale ne permettent malheureusement pas de publier le circuit complet de cette alimentation. Ses avantages sont les suivants :

- très haute stabilité (± 3 mV pour 400 V) ;
- très faible bruit de fond (1 mV environ) ;
- réponse ultra-rapide ;
- capacités de sortie (100 μ F) permettant d'assimiler, sur le plan subjectif, cette alimentation à un montage passif ;
- capacité en courant transitoire élevée ;
- absence totale de pics en sortie régulée lors de l'excitation de cette alimentation par des signaux carrés ;
- impédance interne extrêmement faible (voir figure 15) ;
- capacité en courant 40 mA ;
- haute stabilité.

Cette alimentation régulée se présente comme sur la figure 16. Son degré de stabilité extrêmement poussé rend inutile l'utilisation de deux alimentations

régulées de ce genre pour le JH 50. Si, sur le plan subjectif, les améliorations obtenues grâce à cette alimentation régulée sont énormes en raison d'une stabilisation totale des points de fonctionnement des deux premiers étages, les résultats de mesure en distorsion s'en trouvent également améliorés sur des mesures à faible puissance de cet amplificateur.

Le transformateur d'alimentation

Il se présente comme sur la figure 17, fortement surdimen-

sionné, il peut supporter en permanence plus de deux fois sa consommation moyenne. Sur le JH 50, la haute tension appliquée aux tubes de puissance ne varie que de 15 V environ, ceci étant dû non pas à une légère surcharge de l'enroulement secondaire, mais en raison de l'insertion de résistances placées en série avec les diodes de redressement ainsi qu'à cause de la résistance en continu de la self de filtrage. L'alimentation principale est représentée schématiquement sur la figure 18. Les diodes de redressement, au silicium, sont suivies de résistances série

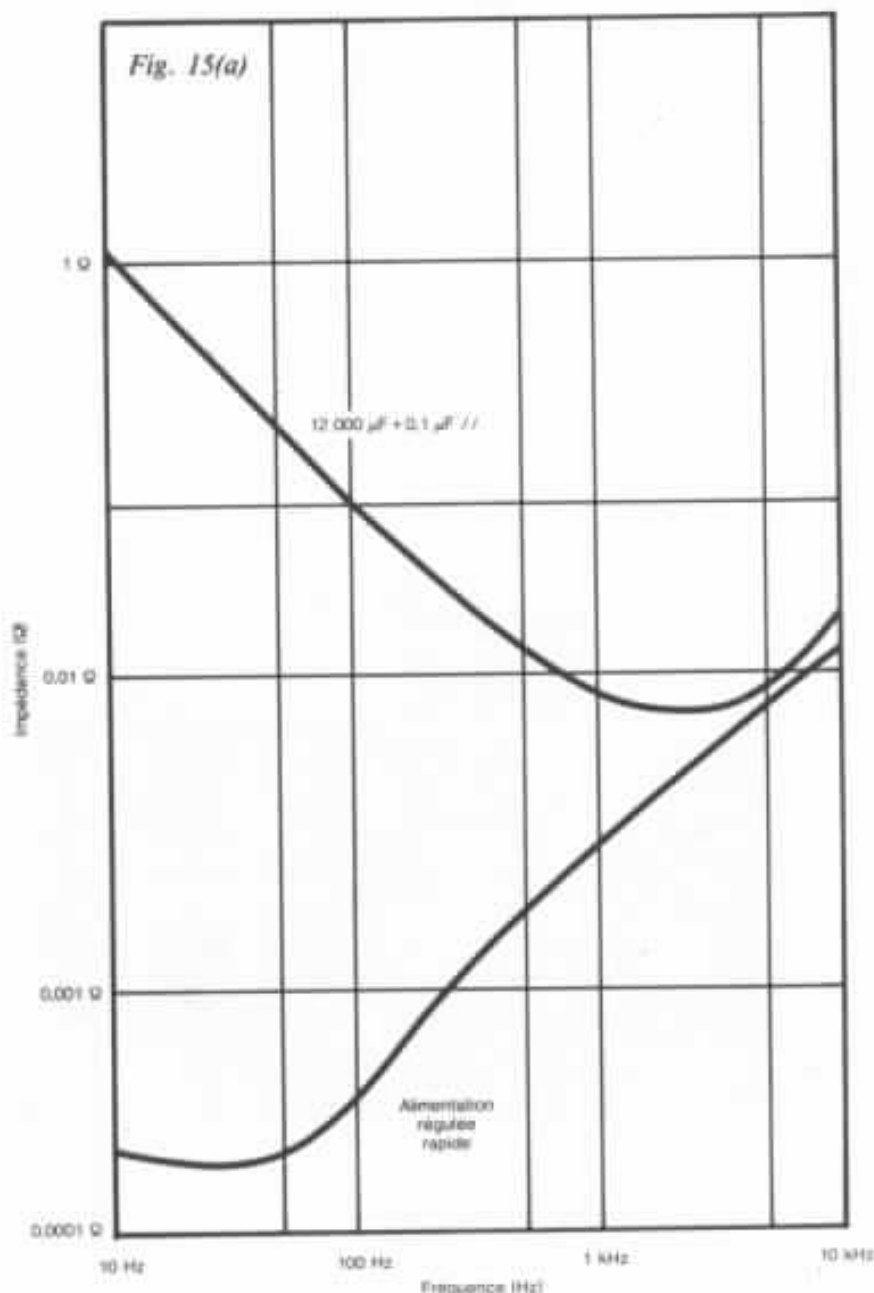


Fig. 15(b)

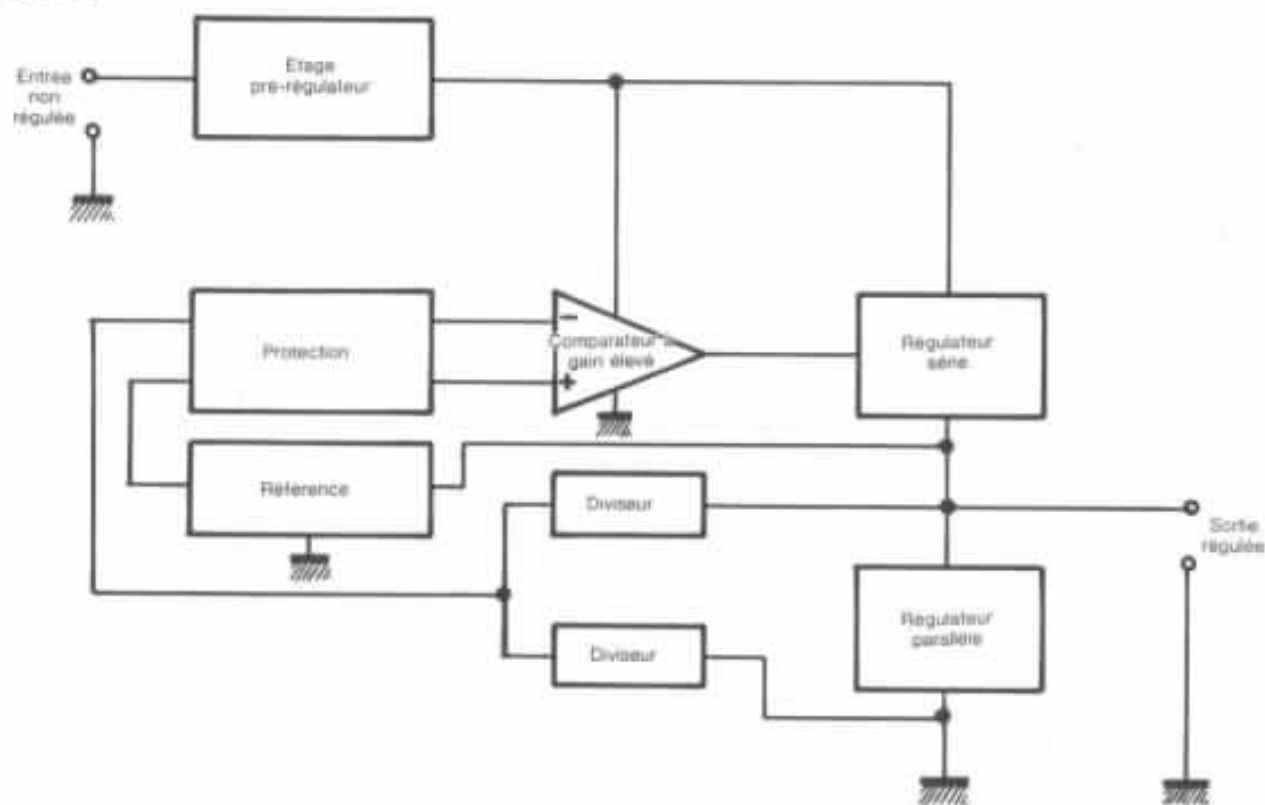
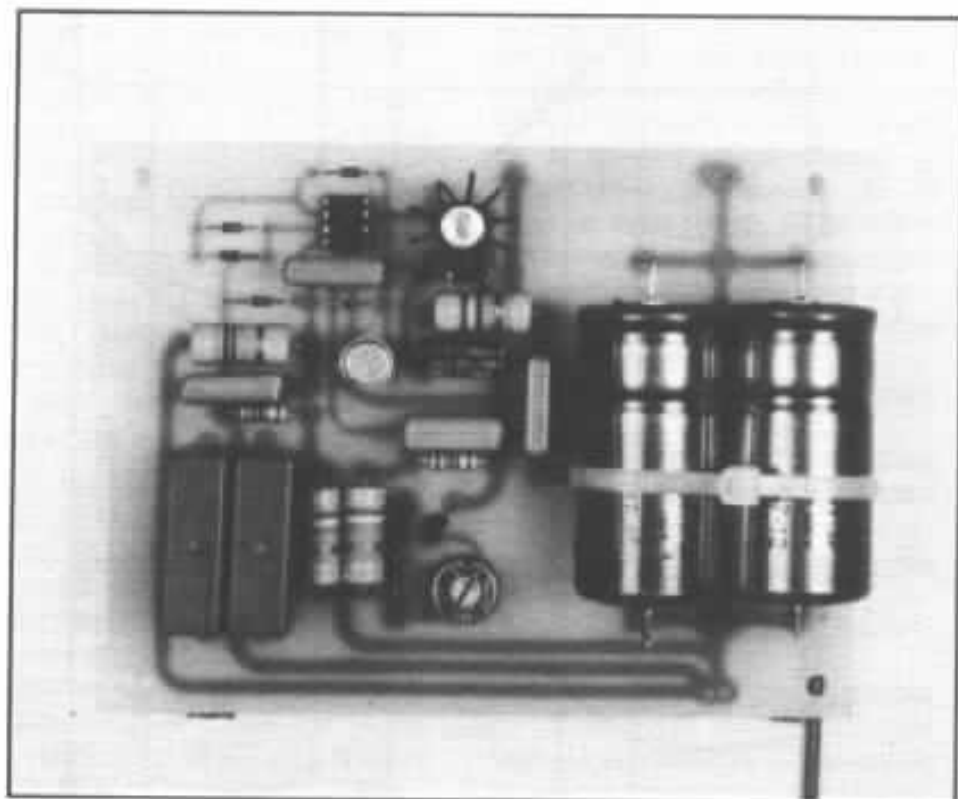


Fig. 15 (a, b) : Schéma synoptique de l'alimentation régulée rapide 400 V. Caractéristiques d'impédance, comparée à celles obtenues avec un condensateur de filtrage de valeur $12\ 000\ \mu\text{F}/500\ \text{V}$. Noter les valeurs d'impédance extrêmement basses obtenues avec ce régulateur.



Alimentation régulée rapide 400 V.

de faible valeur, ceci afin de réduire les pics de commutation. La figure 19 montre l'efficacité de ces résistances, le redressement en forme de dents de scie ne contenant plus de violents pics de commutation. La self de filtrage, très rare aujourd'hui sur les amplificateurs à tubes, est de valeur moyenne (5 H) et peut supporter un courant très élevé. Le circuit de haute tension est relié à un système de temporisation, de façon à n'alimenter les étages de puissance et d'entrée qu'après pré-chauffage des circuits filament. Les condensateurs de filtrage sont de forte valeur ($440\ \mu\text{F}$) et de type à faible résistance série. D'autres condensateurs non polarisés placés en parallèle sur ceux-ci réduisent la valeur de l'impédance interne de l'alimentation aux fréquences élevées.

Les circuits filament sont séparés pour les trois étages.



Fig. 17 : En premier plan, le transformateur d'alimentation, au centre l'alimentation régulée, à droite la self de filtrage et les condensateurs de filtrage à gauche.

Pour les deux premiers étages, une polarisation positive des filaments par rapport à la masse (+ 40 V environ) réduit les résidus de ronflement.

Pour la polarisation des tubes de puissance, un enroulement sur le secondaire du transformateur permet d'obtenir, après redressement et filtrage soigné, une tension de polarisation négative réglable par trois potentiomètres. Un de ceux-ci sert à ajuster la polarisation générale entre -45 V et -27 V. Les deux autres potentiomètres servent à parfaire l'équilibrage des tubes, ce qui est indispensable pour amplifier des fréquences aussi basses que 5 Hz.

La réalisation

Le JH 50 se présente comme sur la figure 20. Monté sur un châssis de forme sensiblement carrée, il couvre une surface un peu plus grande que celle du

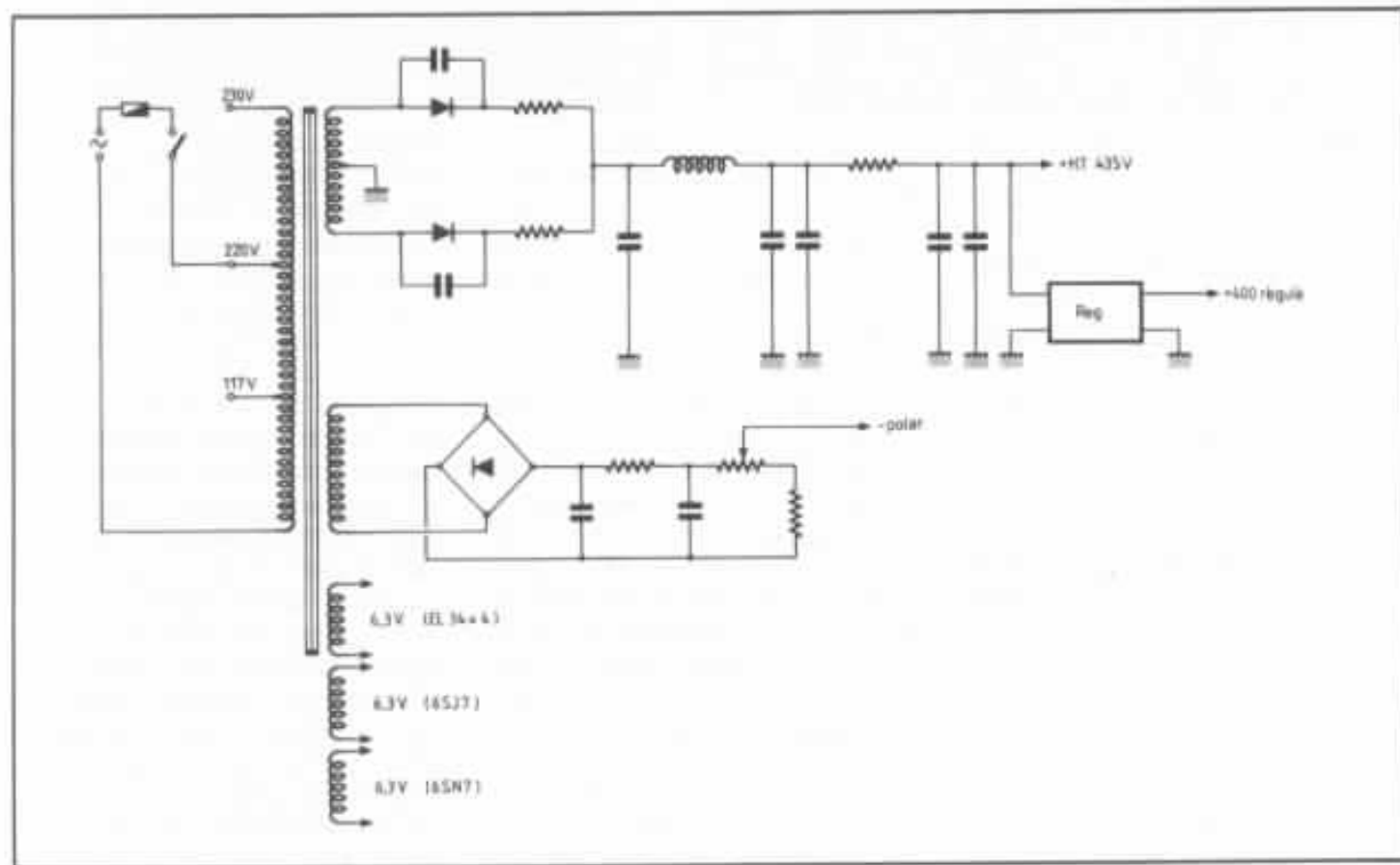
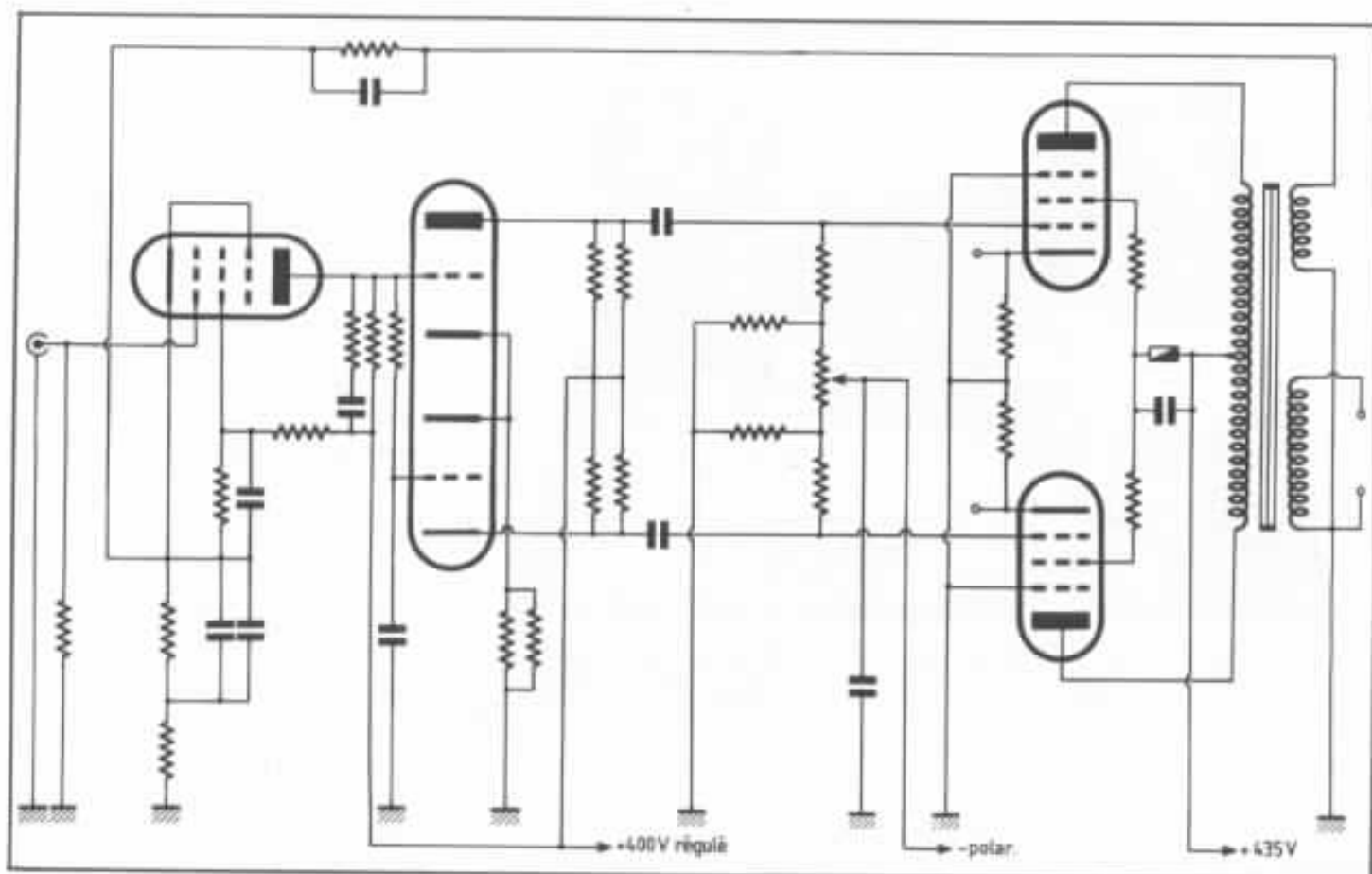


Fig. 18 : Représentation schématique de l'alimentation du JH 50.



Amplificateur JH 50. Aspect général du circuit (sur l'un des premiers prototypes). C'est, en apparence, un circuit classique : pentode d'entrée, couplage direct avec le déphaseur de Schmitt, push-pull de EL34 montées en pentode.

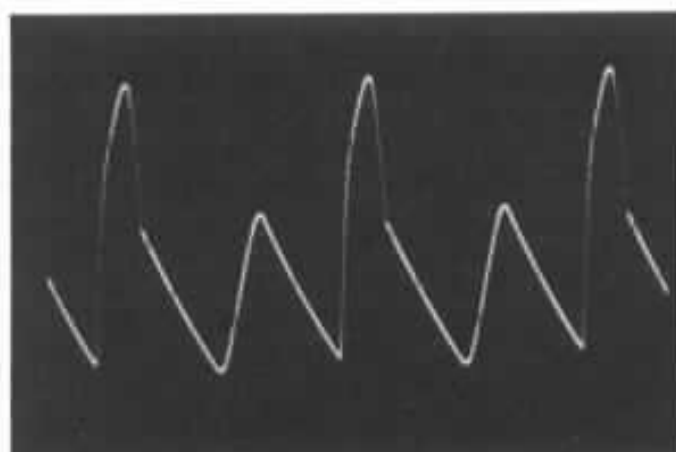
Classe A. Les circuits d'entrée, déphaseur-driver et de polarisation sont montés sur un circuit imprimé. Les circuits d'alimentation sont montés sur un autre circuit imprimé placé au-dessous de celle-ci. Suite à des considérations d'échauffement et de fiabilité, les tubes de puissance, disposés en ligne, ne sont pas montés sur des supports solidaires du circuit imprimé. Cette solution, bien qu'économique et pratique, finit par détériorer progressivement le circuit imprimé (même dans le cas où celui-ci est réalisé en verre époxy). Les supports des tubes EL 34 sont en stéatite et à très fort isolement. Situés à proximité des sorties des étages drivers, les liaisons restent très courtes et le circuit imprimé principal est protégé contre tout échauffement excessif. Les prises d'entrée, dorées et de haute qualité, sont pourvues d'un système

de contact prioritaire de la masse, ce qui est pratique.

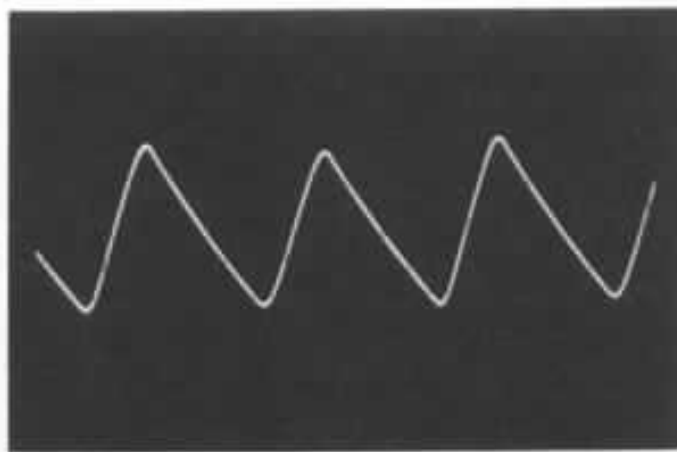
Les sorties haut-parleurs sont doubles, 8 et 4 Ω . Sur la face avant prend place un interrupteur à voyant lumineux incorporé. Au moment de la mise en marche, le voyant rouge indique que l'appareil est en mode de pré-chauffage des circuits filaments.

L'amplificateur entre automatiquement en fonctionnement 25 secondes plus tard, le voyant rouge prenant alors la couleur verte. Ce circuit de temporisation évite les surcharges des condensateurs et des tubes en protégeant les cathodes de ces derniers. Signalons que l'amplificateur JH 50 travaille en pure classe A jusqu'à 14 watts environ. Entre 14 et 20 watts, on passe très progressivement en classe A₂ puis en classe AB₁ pour les puissances supérieures. Grâce

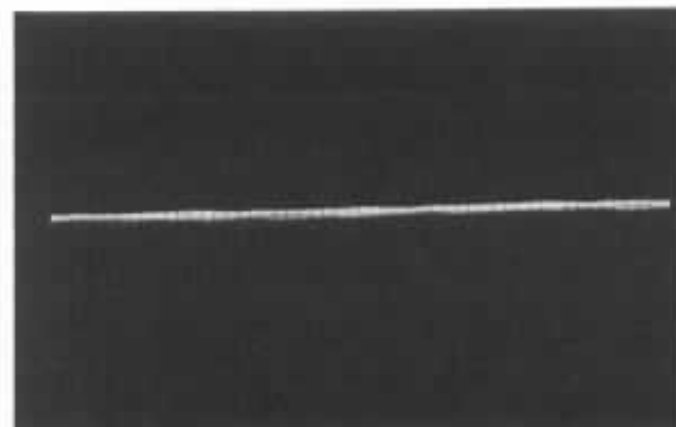
au courant de repos élevé des étages de puissance, l'oscilloscope relié au distorsiomètre ne fait apparaître aucune forme de distorsion de commutation sur toute la gamme de puissance utile. Signalons, à propos des mesures de distorsion, un point qui mérite d'être souligné : l'appareil de mesure affiche un taux de distorsion extrêmement stable, l'aiguille du distorsiomètre donnant même l'impression d'être comme bloquée. Ce n'est pas le cas de la majorité des amplificateurs à tubes et à transistors dont le taux de contre-réaction global est néanmoins plus élevé. Le taux de distorsion sur ces appareils est non seulement moins stable, mais il peut augmenter sensiblement de façon brutale lorsque le réseau secteur est perturbé par des parasites, lors de la mise en marche d'un appareil voisin ou d'une



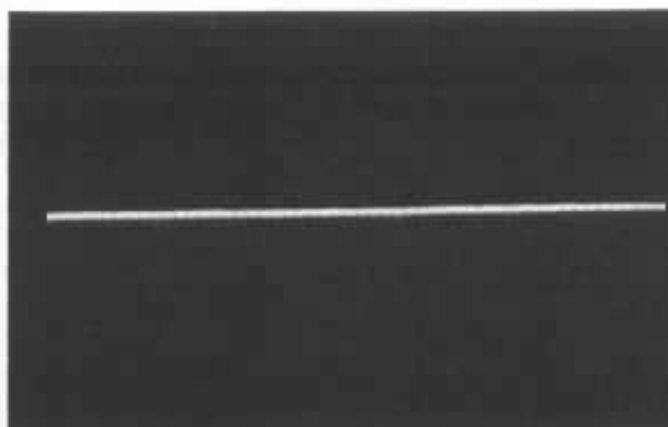
1. Forme du signal redressé après les diodes. C'est ce type de haute tension qui attaque directement les étages de puissance de la majorité des amplificateurs à tubes.



2. Forme du signal redressé après les résistances placées en série avec les diodes. Les pics de commutation ont disparu et les sommets des dents de scie sont plus arrondis.



3. Forme de la haute tension redressée après passage par la self de filtrage. Echelle 1 V/div.. Noter la grande efficacité du filtrage LC en Pi.



4. Forme de la haute tension régulée 400 V. Echelle 20 mV/div. Noter la régulation exceptionnelle et l'absence de bruit résiduel.

Fig. 19 : Forme du signal de haute tension après les diodes de redressement, après la première résistance série et après la self de filtrage. Remarquer l'effet de lissage très poussé de la haute tension ainsi obtenu. Grâce au transformateur d'alimentation surdimensionné, la haute tension restera stable en présence de modulation.

lampe d'éclairage. C'est donc l'un des points forts du JH 50 dont le taux de distorsion est ultra-stable et reste insensible aux perturbations du secteur. De tels résultats n'auraient pu être obtenus sans alimentation régulée, sans self de filtrage, sans le surdimensionnement du transformateur d'alimentation et des condensateurs de filtrage.

L'ensemble pèse 28 kg. Le transformateur d'alimentation, la self et les condensateurs de filtrage ainsi que l'alimentation régulée sont protégés par un capot blindé et nickelé. Les

transformateurs de sortie, placés du côté opposé et de part et d'autre des quatre premiers tubes, sont recouverts de capots de blindage. N'oublions pas d'ajouter que les huit tubes sont montés sur une contre-platine suspendue de façon à réduire au mieux l'effet microphonique.

A propos des résultats d'écoute

Ils correspondent pleinement aux résultats escomptés. Le taux de distorsion harmonique, qui augmente de façon régulière en

fonction de la puissance reste pratiquement le même à toutes les fréquences. En utilisation normale, pour une puissance moyenne de quelques watts, le taux de distorsion moyen se situe entre 0,008 et 0,01 %, ce qui constitue une performance remarquable. Comme on a pu le constater, la conception du JH 50 repose principalement sur la stabilité des points de fonctionnement, sur la linéarité des différentes caractéristiques de transfert ainsi que sur la régularité de la distribution du spectre harmonique. Des écoutes com-

Philosophie des amplificateurs du marché,
vue par l'auteur



Les exigences commerciales du marché.



Le marché haut de gamme.



La conception des ingénieurs face aux impératifs commerciaux.



L'usine.



La fabrication en série.



Ce que les clients auraient souhaité avoir.

paratives permettront de constater à quel point le JH 50 est sensible aux personnalités sonores des lecteurs CD, des tables de lecture et des préamplificateurs. A l'écoute, on sera frappé par la grande variété de restitution des ambiances et des fonds sonores, changeant notablement d'un enregistrement à un autre. Les différences de timbres entre microphones, les trucages, le mixage et les échos naturels ou artificiels seront perçus avec beaucoup de précision. Sur le piano, on remarquera la liberté d'expression de la main gauche, transcrite sans effet de halo, de masque ou de fausse chaleur. Le plus intéressant reste la véracité des timbres instrumentaux et l'aptitude à pouvoir reproduire simultanément des sons de nature très variée : fin d'une note (orgue par exemple) superposée à une voix, à une ambiance acoustique et à d'autres instruments de musique. On pourra s'apercevoir, sur des enregistrements en « close-up », éventuellement qu'un son que l'on croyait extrêmement mat peut parfois être superposé soit à un très léger écho naturel, soit à des petits bruits d'ambiance qui passent habituellement inaperçus. Si le JH 50 peut prétendre à de superbes performances dans le domaine de la restitution des nuances, il ne manquera pas d'étonner par ses capacités de restitution de la dynamique ainsi que par sa très grande réserve de puissance subjective. S'il doit très certainement être possible de faire mieux, il prouve que le vrai son des tubes n'est pas exactement celui que l'on croyait tout en offrant un rapport performances subjectives/prix très favorable. De puissance limitée à 50 watts par canal, des essais ont montré qu'il n'existe pas d'incompatibilité d'adaptation avec la majorité des enceintes, y compris les haut-parleurs électrostatiques.



Spectre de distortion à 1 kHz. Noter le dégradé régulier, sans prédominance d'harmoniques pairs ou impairs.

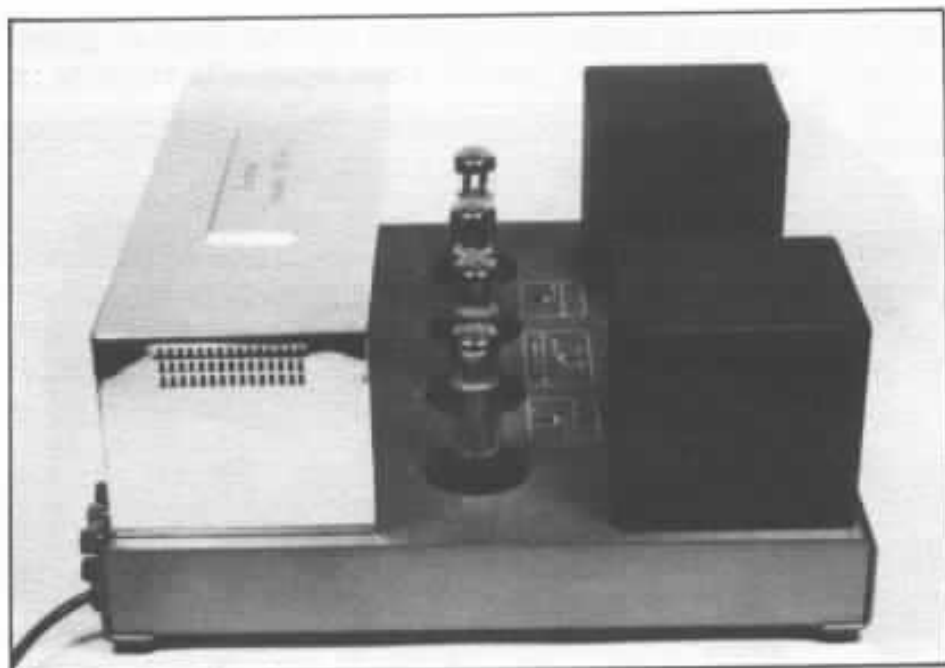


Fig. 20 : Aspect du JH 50 terminé. Il mesure 410×190×430 mm et son poids est de 28 kg.

**Page non
disponible**

Vieilles recettes ou nouvelle cuisine pour nos alimentations

4. Premières réalisations

Héphaïstos

Non, nos études concernant les circuits d'alimentation pour montage audio n'étaient ni interrompues ni abandonnées, comme certains lecteurs en avaient exprimé la crainte mais elles continuaient, parallèlement à notre étude d'amplificateur, à leur propre rythme. D'aucuns pourraient regretter la lenteur de ce rythme, mais d'une part nos moyens restent limités (malgré l'aide formidable de l'équipe de L'Audiophile) devant l'ampleur des différents problèmes auxquels nous nous attaquons, et d'autre part la hâte et la précipitation sont mauvaises conseillères, quelque impatients que nous soyons de voir déboucher nos études.

Cette étude est, à notre sens, exemplaire car nous pensons que pour progresser dans le domaine faussement simple de la reproduction électroacoustique, il faut associer étroitement approche théorique rigoureuse des problèmes, expérimentation objective (et instrumentée) poussée et expérimentation subjective sévère. Et nous verrons dans la suite de cet exposé, comment ces différentes approches s'articulent, se complètent et s'enrichissent mutuellement.

Ce n'est pas un hasard si, dans notre étude d'un amplificateur à transistors que nous voulons le meilleur possible, c'est au point précis où nous en sommes que notre intérêt se focalise à nouveau sur l'alimentation et les problèmes qui lui sont propres.

En effet, cela correspond à un double besoin : tout d'abord pour les expérimentations tant objectives que subjectives qui doivent nous aider à choisir et à optimiser (voire à améliorer le cas échéant) le circuit d'entrée et les circuits intermédiaires de

l'amplificateur, nous avons besoin de circuits d'alimentation dont nous puissions espérer qu'ils sont sinon parfaits (la perfection n'est pas de ce monde), du moins assez bons pour ne pas biaiser les résultats de nos expérimentations. Pour les experimen-

tations objectives, dont le compte rendu a été donné dans le dernier numéro de L'Audioophile, nous avons utilisé une alimentation de laboratoire de notre conception, dont nous parlerons en détail plus loin. Pour les expérimentations subjectives qui sont sur le point de commencer, nous allons la réutiliser.

Ensuite se pose le problème de l'alimentation de l'amplificateur lui-même. En effet, c'est au niveau de l'amplificateur de puissance que ce problème se pose de la façon la plus aiguë car les puissances mises en jeu sont très élevées et dans la plupart des cas, les concepteurs d'amplificateurs préfèrent alimenter les étages de puissance à partir de circuits d'alimentation sommaires qui se réduisent à de grosses capacités réservoir qui ne peuvent que délivrer des tensions modulées à un rythme double de celui du secteur et qui reflètent les variations de la valeur de celui-ci. Même les réalisations « haut de gamme » qui sont proposées aux audiophiles échappent rarement à cette simplicité spartiate.

Conscients de cette faiblesse, une marque japonaise qui se veut « à la recherche de la perfection » a conçu deux circuits pour tenter d'y remédier ; l'un a été baptisé « Real Phase », l'autre « Alimentation Delta ». Le premier est ainsi nommé parce qu'il améliorerait la réponse en phase de l'amplificateur : ce constructeur explique que le glissement de phase entre le courant et la tension des enceintes est « plus particulièrement marquée au voisinage des fréquences de résonance des haut-parleurs qui coïncident le plus souvent avec la fréquence du secteur (50 Hz)... cette rotation de phase réagit sur l'alimentation où elle provoque à son tour une nouvelle rotation de phase... Lorsque la source musicale contient des fréquences proches de 100 Hz... les courants de charge sont appelés à fluctuer au

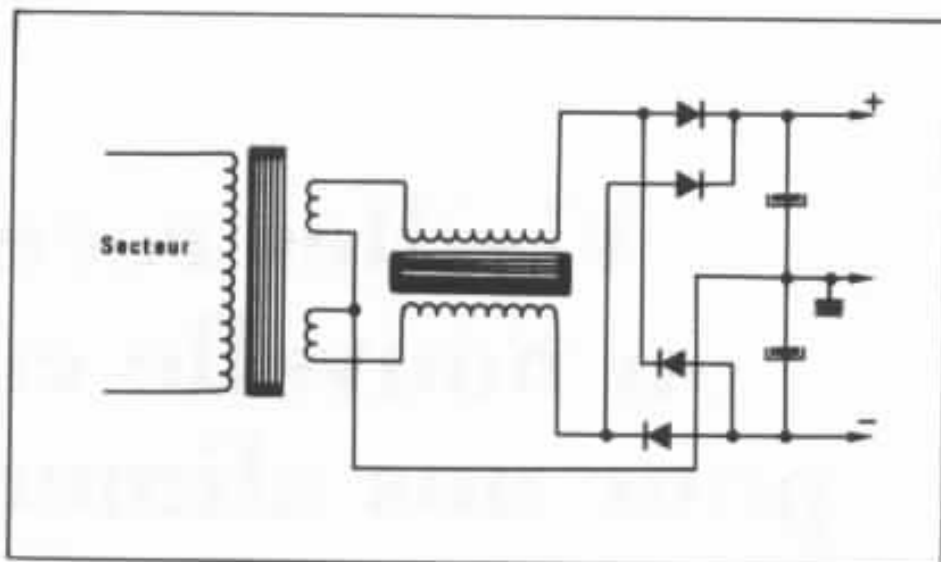


Fig. 1: Circuit « Real Phase ».

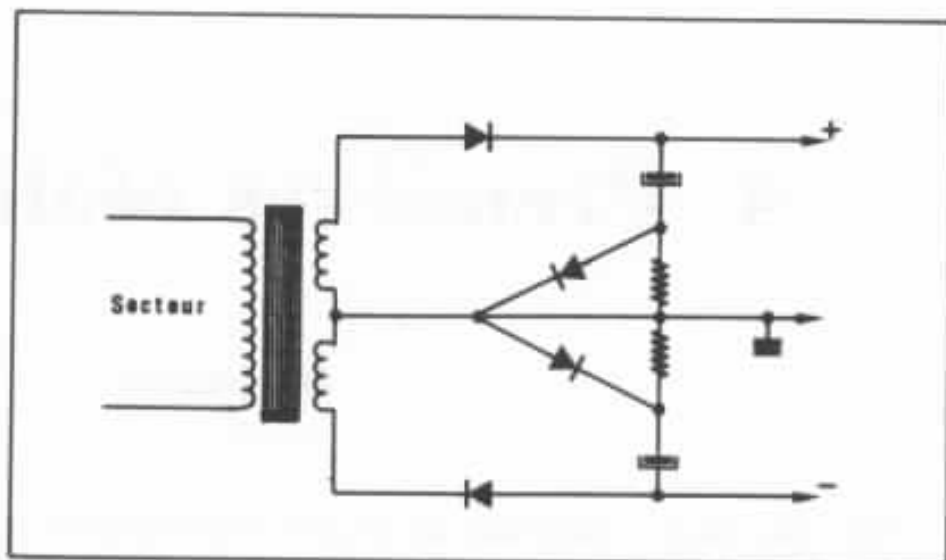


Fig. 2 : « Alimentation Delta ».

rythme de ces fréquences ». Cela induit des tensions parasites qui ne sont pas en phase avec les signaux. Le remède à tous ces problèmes est un transformateur « en phase » situé dans le circuit d'alimentation (voir fig. n° 1). J'ai la naïveté de croire que les ronflettes induites par l'alimentation ont des effets plus pernicious que la seule dégradation de la phase des signaux de fréquence voisine du secteur. Quant à la solution proposée, c'est une solution bien connue en électronique pour présenter une impédance plus importante pour les signaux en mode commun que pour les signaux différentiels.

L'« alimentation Delta » permet, elle (voir fig. n° 2), de limiter les pointes de courant lorsque le débit de l'alimentation est faible puisque les diodes en parallèle sur les résistances sont alors bloquées. Quand le débit est important (les signaux amplifiés sont alors importants et peuvent donc masquer des signaux parasites issus des circuits d'alimentation), ces diodes se mettent à conduire.

Je ne sais pas quel est l'impact de ces circuits sur la qualité subjective des amplificateurs où ils ont été utilisés mais je pense que pour avoir de bons circuits d'ali-

mentation pour les circuits de puissance, plutôt que de chercher des solutions dans des petites astuces pas trop chères, il faut avoir recours à des vrais circuits d'alimentation comme on en utilise beaucoup pour les circuits qui consomment peu d'énergie (préamplificateur ou circuits de tête des amplificateurs). Ces circuits d'alimentation peuvent être passifs ou être des circuits de régulation actifs ; pour les circuits qui consomment peu d'énergie, comme nous en reparlerons plus loin, les deux solutions sont concurrentes. Pour les circuits de sortie des amplificateurs qui sont voraces en énergie, les deux solutions sont plus difficiles à mettre en œuvre : les solutions non régulées demandent à cause des courants importants des valeurs de capacité qui conduiraient, pour les amplificateurs un peu puissants, à des monstres inconcevables pour les constructeurs et capables de faire reculer maints audiophiles aguerris. Les solutions régulées réclament des radiateurs eux aussi lourds et volumineux, mais plus accessibles que les solutions non régulées.

Dans notre exposé d'aujourd'hui, nous commencerons par rappeler, pour ceux qui n'ont pas lu nos premiers exposés (pour ceux qui les ont lu, ce rappel, 4 ans après, ne devrait pas être totalement inutile), nos premières réflexions et expérimentations dans ce domaine. Ce rappel sera sommaire et nous insisterons sur les points qui sont importants et que nous retrouverons par la suite. Ensuite, nous verrons une expérimentation supplémentaire à laquelle les résultats de nos premières expérimentations nous ont conduits.

Cette expérimentation s'est faite au moyen d'un préamplificateur DCI des Réalisations de L'Audiophile (circuit Kanéda). Nous verrons comment nous

avons bâti un schéma qui utilisait les résultats de nos premières expérimentations. Puis nous examinerons les résultats des mesures objectives faites sur cette alimentation et l'aboutissement des expérimentations subjectives. Ceux-ci nous ont en effet amené à une nouvelle réflexion théorique et nous conduits à faire évoluer notre cahier des charges initial. Nous verrons donc les évolutions qui en ont résulté dans la structure du schéma retenu.

Dans le prochain exposé, nous verrons les applications de ce nouveau schéma dans une alimentation type laboratoire faible puissance (celle utilisée pour les expérimentations sur les circuits d'entrée) : résultats des mesures objectives et des expérimentations subjectives faites à nouveau sur le préamplificateur de type Kanéda. Nous verrons aussi ce que donne ce concept appliqué à une alimentation toujours de type alimentation de laboratoire, mais cette fois-ci de forte puissance capable d'alimenter les amplificateurs à transistor proposés par L'Audiophile : toujours résultats des mesures objectives et analyse des expérimentations subjectives faites avec ces amplificateurs à transistors connus de nos lecteurs, par rapport aux solutions passives actuellement utilisées.

Notre premier exposé sur les alimentations (L'Audiophile n° 23) était consacré à une approche théorique de ce problème : une alimentation est une source de tension continue et peut être théoriquement définie par la valeur de sa tension à vide et par la valeur de sa résistance interne. Il y a donc deux sortes de problèmes pour une alimentation : ceux qui concernent la tension à vide (elle n'est pas constante) et ceux qui concernent la résistance interne (elle n'est pas nulle, elle est complexe et plus ou moins linéaire).

Les critères de qualité d'une alimentation sont donc la stabilité de la tension de sortie, l'amplitude des ronflettes et du bruit en sortie et la valeur de la résistance interne. A ces critères généralement reconnus, nous avons ajouté la constance en fonction de la fréquence et la linéarité de l'impédance de sortie. Pour illustrer notre propos, nous pouvons examiner les caractéristiques annoncées par un constructeur de matériel électroacoustique qui fabrique aussi des instruments de mesure pour ce domaine (Bang et Olufsen), pour une de ses alimentations de laboratoire, le modèle SN 17.

Output impedance :
< 0,002 Ω with DC, < 0,2 Ω
at 200 kHz.

Ripple and noise (20 Hz...
200 kHz) : < 100 μV_{rms} .

Transient response (Load
30 % - 100 % - 30 %, nominal
voltage ± 10 mV) : < 50 μs .

Nous commenterons ces chiffres un peu plus loin.

Après avoir défini des critères de qualité, nous nous étions posé le problème du choix entre alimentation non régulée et alimentation régulée ; cela nous avait amené à analyser ces deux types d'alimentation. Nous avons vu que très souvent les alimentations régulées sont des amplificateurs de tension rebouclés et nous avons vu combien les problèmes de stabilité de boucle affectaient les performances des alimentations régulées (si les problèmes de boucle de contre-réaction vous posent encore des problèmes, reportez-vous à nos exposés des n° 23 et 26 de L'Audiophile). Il y a naturellement au moins deux coupures dans une alimentation régulée : la coupure interne et la coupure de sortie (résultant de l'impédance de sortie en boucle ouverte et des capacités de sortie — dans l'alimentation et dans le circuit alimenté). L'une de ces deux

coupures doit prédominer et l'autre doit être assez loin (en fonction du gain rebouclé) pour ne pas nuire à la stabilité de la boucle. Il est plus facile d'avoir une coupure interne prédominante et c'est ce qu'on trouve sur quasiment toutes les alimentations régulées. Cela conduit à des impédances de sortie qui croissent avec la fréquence particulièrement dans la bande audio. Cela est vrai pour l'alimentation décrite plus haut (voir figure n° 3). Cela est vrai aussi, par exemple, pour une autre alimentation de laboratoire du commerce dont l'impédance de sortie est donnée par $5 \text{ m}\Omega + 2 \mu\text{H}$ (l'impédance correspondante a été également portée sur la figure n° 3). Or, il se trouve que pour la plupart des circuits audio (toujours à cause des problèmes de boucle de contre-réaction), la réjection des signaux présents sur les alimentations décroît avec la fréquence. L'augmentation de l'impédance de l'alimentation avec la fréquence est donc à éviter.

C'est pourquoi nous avons préconisé des alimentations dont l'impédance dans la bande audio était constante et nous avons montré que pour obtenir cette

impédance constante et faible, il fallait que ce soit la coupure de sortie qui prédomine.

Ensuite nous avons inventorié les schémas utilisés et les avons classés en quatre générations successives qui suivent l'évolution de la technologie : la première génération consiste en une référence de tension suivie d'un montage collecteur commun. La seconde génération utilise une référence de tension associée à un montage amplificateur en éléments discrets. La troisième génération utilise le même principe mais le gain est fourni par un circuit intégré qui commande un transistor de puissance. Enfin dans la quatrième génération, le transistor de puissance fait partie du circuit intégré. Les circuits de la troisième et quatrième génération permettent d'obtenir des alimentations simples, compactes et économiques mais imposent la prédominance de la coupure interne, c'est pourquoi il nous faut nous rabattre sur le principe de la seconde génération.

Dans le second exposé (L'Audiophile n° 24), nous vous avons présenté la réalisation et la mesure de 16 circuits d'alimentation. Ces circuits avaient été con-

çus pour pouvoir alimenter un circuit préamplificateur Sunsey Minimum (35 V, 3 mA). Notre banc de mesures objectives avait surtout été étudié pour mesurer l'atténuation des signaux entre l'entrée et la sortie et la valeur de l'impédance de sortie.

Les circuits comportaient deux circuits de type passif, un circuit de la première génération, deux circuits de la seconde génération, trois circuits de la troisième génération, deux circuits de la quatrième et six circuits (circuit de base et quelques variations pour juger l'importance de quelques paramètres) correspondant à nos idées. Sur ces 16 circuits, nous avons mesuré les caractéristiques en continu, l'atténuation entrée-sortie en fonction de la fréquence, l'impédance de sortie en fonction de la fréquence, la densité de bruit en fonction de la fréquence et la linéarité de l'impédance de sortie à 1 kHz.

La figure n° 4 montre le principe de schéma retenu pour le circuit de base : un différentiel à Darlington avec une sortie cascode par rapport à une tension déjà un peu stabilisée suivi d'un amplificateur de courant (Darlington monté en collecteur commun avec cascode) et d'un filtre

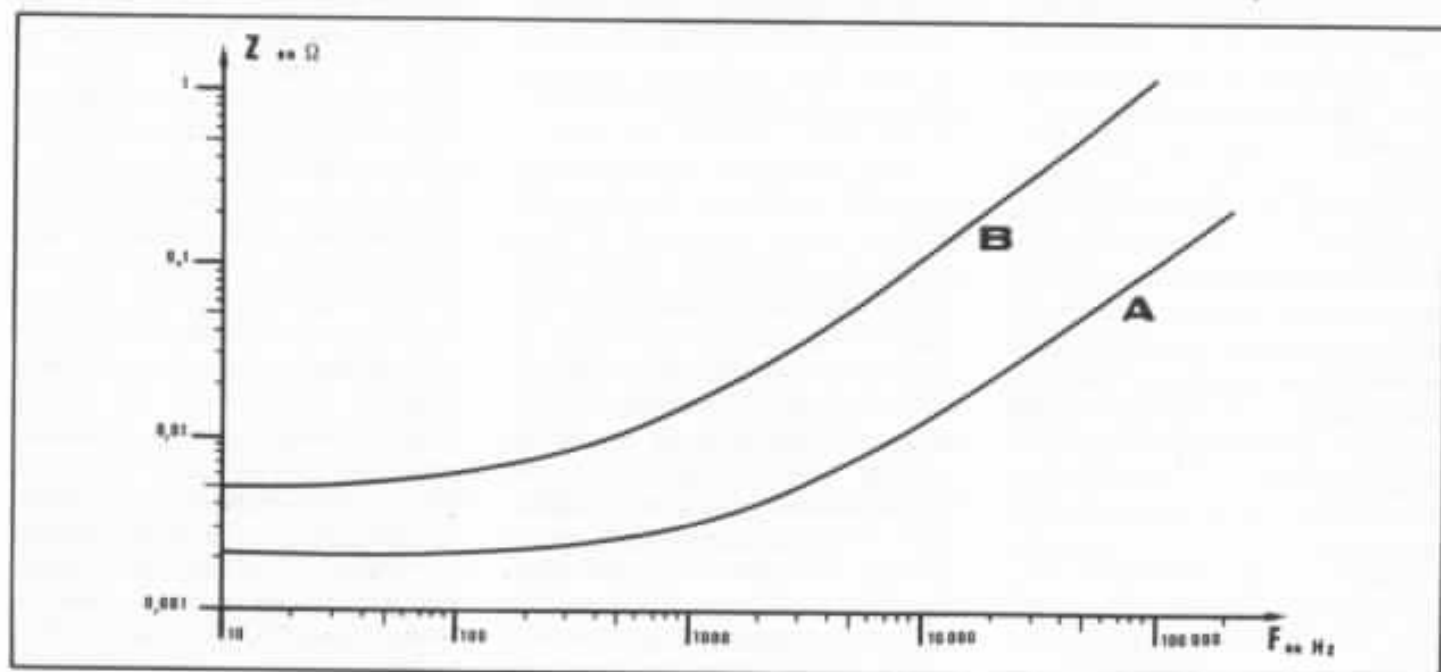


Fig. 3 : Impédances de sortie d'alimentations de laboratoire (A = Bang & Olufsen).

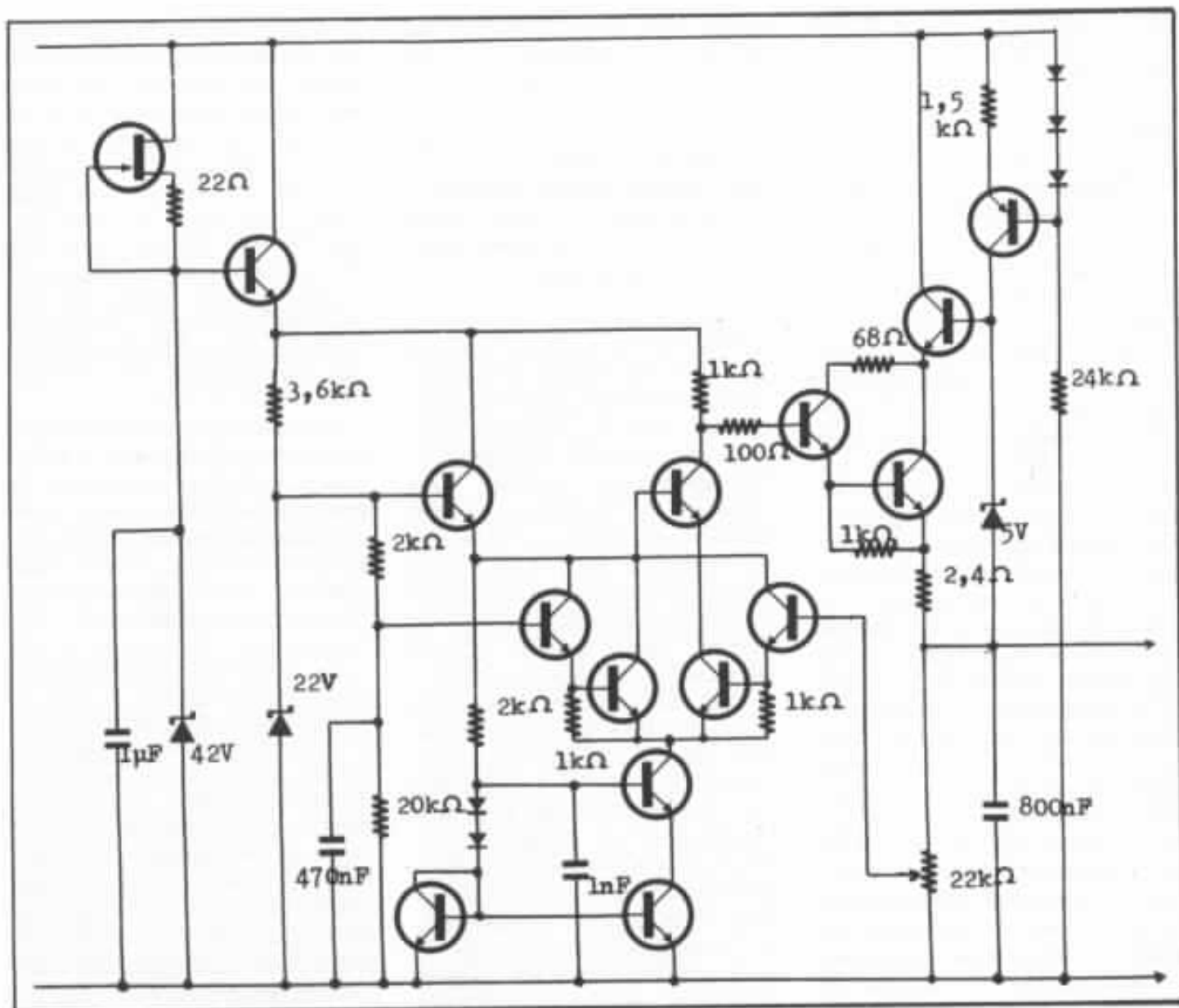


Fig. 4 : Premier schéma de base.

résistance-capacité pour réaliser la coupure en sortie. Comme la consommation du préampli Sunsey Minimum est très faible (3 mA), nous avons calculé les éléments du montage pour obtenir une impédance de sortie de l'ordre de 0,1 Ω , les mesures ont donné une valeur de 0,3 Ω et nous nous sommes contenté de cette valeur.

Enfin notre troisième exposé (L'Audiophile n° 30) a rendu compte des expérimentations subjectives en décrivant le test retenu et en donnant les résultats de l'expérimentation subjective (les impressions ressenties par les expérimentateurs et une analyse

de celles-ci qui tenait compte des circuits confrontés). Le banc de test était conçu pour des duels entre les différents circuits et était intégré au sein d'une chaîne de reproduction électroacoustique très sophistiquée : le préamplificateur Sunsey Minimum ainsi alimenté était situé entre le préamplificateur et le filtre actif. La procédure d'essai avait été définie pour minimiser les biais possibles (en particulier les expérimentateurs ne connaissaient pas la nature des circuits testés).

Les 16 circuits testés étaient les 16 circuits mesurés objectivement à une exception près : un des circuits déduit du circuit de

base par réduction du gain en boucle ouverte avait été remplacé par un autre circuit déduit du circuit de base par accroissement de ce gain, ce qui correspond à une amélioration objective.

Les résultats des expérimentations subjectives et les commentaires faits « à chaud » révèlent une logique interne à ces résultats (nous y reviendrons un peu plus loin) qui montrent bien que ces résultats ne peuvent pas être dus au hasard ou à une subjectivité décorrélée des circuits testés ; cette logique interne n'est pas d'autre part absolue, témoignant ainsi que les phénomènes

mis en jeu sont subtils et difficilement compatibles d'un classement linéaire.

Les circuits jugés les meilleurs étaient le circuit entièrement passif, un circuit Kanéda, le circuit de base amélioré et un outsider de la troisième génération.

Depuis cet exposé, nous avons fait une nouvelle analyse de ces résultats avec un peu plus de recul ; le but de ces expérimentations subjectives était double : tout d'abord constater si des différences liées aux circuits d'alimentation étaient réellement perceptibles à l'écoute dans des conditions expérimentales rigoureuses, ensuite si la réponse à cette première question était positive, faire une corrélation entre les résultats d'écoute et les résultats des mesures objectives faites sur les circuits d'alimentation. Si le premier objectif a été atteint de manière très satisfaisante, force nous est de constater l'échec pour le second point. Nous avons bien tenté d'associer certains points mesurés aux résultats subjectifs, mais en vain : nous n'avons pas pu élaborer de système simple pour lier les résultats des mesures objectives et les impressions d'écoute, on trouve toujours un contre-exemple dans les résultats des confrontations subjectives.

Nous avons cherché à contester les résultats des expérimentations subjectives. En effet, on peut formuler des critiques sur nos mesures subjectives et nous ne nous en sommes pas privé ; bien au contraire, par souci de rigueur, nous avons recherché tous les reproches possibles :

Les impressions subjectives sont très complexes et mettent en jeu de nombreux phénomènes physiologiques et psychologiques conscients ou inconscients, c'est pourquoi nous avons organisé nos essais subjectifs sous forme de duel avec la possibilité de commuter rapidement entre les deux circuits d'alimentation

confrontés et ainsi limiter les effets de la mémoire ; la confrontation immédiate sur un même message sonore permet de mieux cerner des différences subjectives liées uniquement au circuit d'alimentation commuté ; à cause du nombre élevé de circuits testés une autre méthode aurait été moins rigoureuse.

Les différences subjectives ainsi mises en évidence peuvent être liées à la nature du message sonore, c'est pourquoi les duels ont été faits sur plusieurs types d'enregistrements. Les différences subjectives peuvent aussi dépendre de l'expérimentateur et de sa forme physique et morale au moment des essais, c'est pourquoi nous avons eu recours à plusieurs expérimentateurs et que les duels se sont souvent déroulés en plusieurs manches.

Les différences subjectives sont aussi liées au préamplificateur Sunsey Minimum utilisé ainsi qu'au reste de la chaîne et il est possible d'imaginer que l'apparition ou l'augmentation d'un défaut au niveau du préamplificateur soit perçu subjectivement comme une amélioration du système global (masquage ou atténuation d'un autre défaut, jugé plus agressif quand il est seul, compensation d'un défaut complémentaire situé d'ailleurs dans la chaîne) ou qu'une particularité du préamplificateur utilisé (avec des phénomènes du même type) fasse qu'un défaut de l'alimentation conduise à une impression subjective plus satisfaisante.

Enfin, il est possible de penser que certaines dégradations de la qualité de la reproduction électroacoustique par rapport à l'original sonore flattent nos oreilles et conduisent à des impressions subjectives plus satisfaisantes.

Comme notre exposé vient de le montrer, on peut pousser très loin la contestation des résultats de nos expérimentations subjek-

tives mais il y a deux points qui me semblent incontestables (à moins de remettre en cause l'honnêteté de mon exposé ou des expérimentateurs), c'est que les circuits d'alimentation influent de manière non négligeable dans notre cas sur la perception des signaux audio qui traversent le préamplificateur et ensuite que les différences perçues ne sont pas simplement explicables par les mesures que nous avons faites.

A partir de ces limites extrêmes de la polémique, il y a plusieurs attitudes possibles : on peut renoncer à la mesure car le problème est moins simple que nous l'avions cru ; si nous comprenons mieux cette attitude, nous la refusons encore.

On peut aussi chercher à définir d'autres mesures ; soit en extrapolant la voie déjà empruntée : les mesures classiques faites sur les alimentations concernent le comportement en continu, nous leur préférons des mesures faites sur des signaux alternatifs. Il est possible d'aller encore plus loin et de penser à des mesures faites avec des formes de consommation correspondant aux consommations réelles : pour les circuits en classe A, la forme de la consommation est proche des signaux amplifiés avec un filtrage passe-bas qui résulte de l'action des condensateurs de découplage ; pour les étages en classe B la forme de la consommation correspond aux signaux amplifiés redressés et filtrés, pour les circuits qui mélangent classe A et classe B et pour les circuits en classe AB, la forme de la consommation est composée des deux précédentes. Quels signaux de consommation faut-il prendre et quelle mesure faut-il faire ? En théorie si le comportement de l'alimentation est parfaitement linéaire, les mesures faites avec des signaux sinusoïdaux définissent complètement le comportement de l'alimenta-

tion. (Nous y pensions quand nous avons proposé de mesurer et d'améliorer la linéarité de sortie des alimentations.) Cela reviendrait à traquer les non-linéarités pernicieuses des alimentations.

Une autre voie pour des mesures nouvelles pourrait être de faire des mesures sur le circuit alimenté et d'observer leurs évolutions en fonction de l'alimentation utilisée. Mais on se heurte à deux problèmes de taille : tout d'abord les mesures ainsi faites seraient particulières au circuit qui aurait servi au test et ne sauraient donc prétendre à un caractère général, ensuite les mesures faites sur les circuits utilisateurs de nos alimentations me semblent plus difficiles encore à définir, si on veut des mesures qui correspondent réellement à la perception de nos oreilles (nous avons déjà abordé cet important problème dans ces colonnes).

Toutes ces solutions ne nous souriant guère, nous avons retenu une autre stratégie : utiliser les résultats des expérimentations subjectives pour concevoir un meilleur circuit d'alimentation à tester subjectivement à son tour ; en effet la possession d'un bon circuit d'alimentation permettrait par observation conjointe de l'évolution des mesures et des impressions subjectives à la suite d'une modification de ce circuit, de mieux cerner le problème de la métrologie des alimentations audio.

Amélioration du circuit de base

Pour améliorer le circuit de base en utilisant les résultats des confrontations subjectives, nous avons fait l'hypothèse que le dispositif expérimental permettait de bien juger les différences entre circuits testés, c'est-à-dire que les supériorités subjectives mises en évidence correspondaient à des supériorités généra-

les. Nous avons vu plus haut que si cette conjoncture est très probable, à cause de particularités possibles du dispositif de test nous ne pouvions en être absolument sûr. Mais ce risque est admissible puisque les prochains essais subjectifs utiliseront un autre circuit alimenté et corrigeraient un éventuel biais résultant du premier circuit testé.

Un écueil plus redoutable, dans cette démarche, concerne son caractère empirique pour l'analyse des résultats. La liberté quasi-absolue qui nous est laissée pour interpréter les impressions auditives, laisse le champ libre à bien des errements. Seules l'intuition et l'expérience sont là pour nous guider. La mesure serait un guide moins fantasque et autrement sûr qui, malheureusement, ne connaît pas encore assez ce domaine. Pour l'interprétation des mesures subjectives, nous nous sommes limités à considérer le sens des préférences sans chercher à analyser les raisons avancées pour ce choix ; nous sommes conscient qu'il doit y avoir là des informations que nous perdons mais nous ne nous sentons pas capables de les identifier et de les interpréter correctement. Une source supplémentaire d'information aurait été la connaissance du circuit alimenté et de sa façon d'utiliser la tension fournie mais nous avons pas pu disposer du schéma interne du préamplificateur Sunsey Minimum : c'est un point auquel nous n'avons pas assez prêté attention lors de la définition de nos premiers essais subjectifs, nous y serons désormais attentifs et éviterons de faire des expérimentations subjectives avec des circuits aux schémas inconnus.

Nous n'avons pas pu extraire beaucoup d'informations des confrontations de circuits très différents. La bonne impression faite par l'alimentation Kanéda n° 2 ne peut pas s'expliquer seulement par la boucle de contre-

réaction au taux très élevé (environ 5 000, coupure vers 2 kHz) puisque les circuits intégrés d'alimentation (type LM 317) qui ont aussi des taux de contre-réaction élevés ont été jugés bien moins bons, ni par sa seule impédance de sortie faible (environ 0,04 Ω jusque vers 2 kHz) puisque les alimentations monolithiques avec des impédances plus faibles (mais croissant avec la fréquence) contrediraient un tel jugement.

La bonne prestation d'un circuit à base d'un circuit intégré (μA 723) et pourvu d'un étage de sortie original a attiré notre attention sur l'importance de la nature de celui-ci : généralement pour le dernier étage amplificateur de courant d'une alimentation, on utilise le montage collecteur commun simple ou multiple (Darlington). Ce montage (voir figure n° 5a) qui est une boucle locale de contre-réaction est connu pour un certain nombre de défauts : sa non-linéarité intrinsèque qui échappe à l'action de la contre-réaction locale, ses problèmes de stabilité (en particulier sur charge capacitive), sa tendance à la distorsion thermique provoquée par la variation de la puissance fournie par l'alimentation (distorsion, elle aussi, non réduite par la contre-réaction locale) et son atténuation limitée des ronflettes de la source primaire de tension. Dans notre schéma de base, nous avons pris en compte ces derniers points, la boucle de contre-réaction globale étant chargée de réduire les non-linéarités intrinsèques, mais nous en reparlerons plus loin. La solution retenue pour l'étage de sortie original s'apparentait à un étage de sortie à Darlington complémentaire (voir figure n° 5b) qui échappe à certains des défauts mentionnés plus haut : en effet la boucle de contre-réaction du premier transistor (T1) monté en collecteur commun prend en compte les

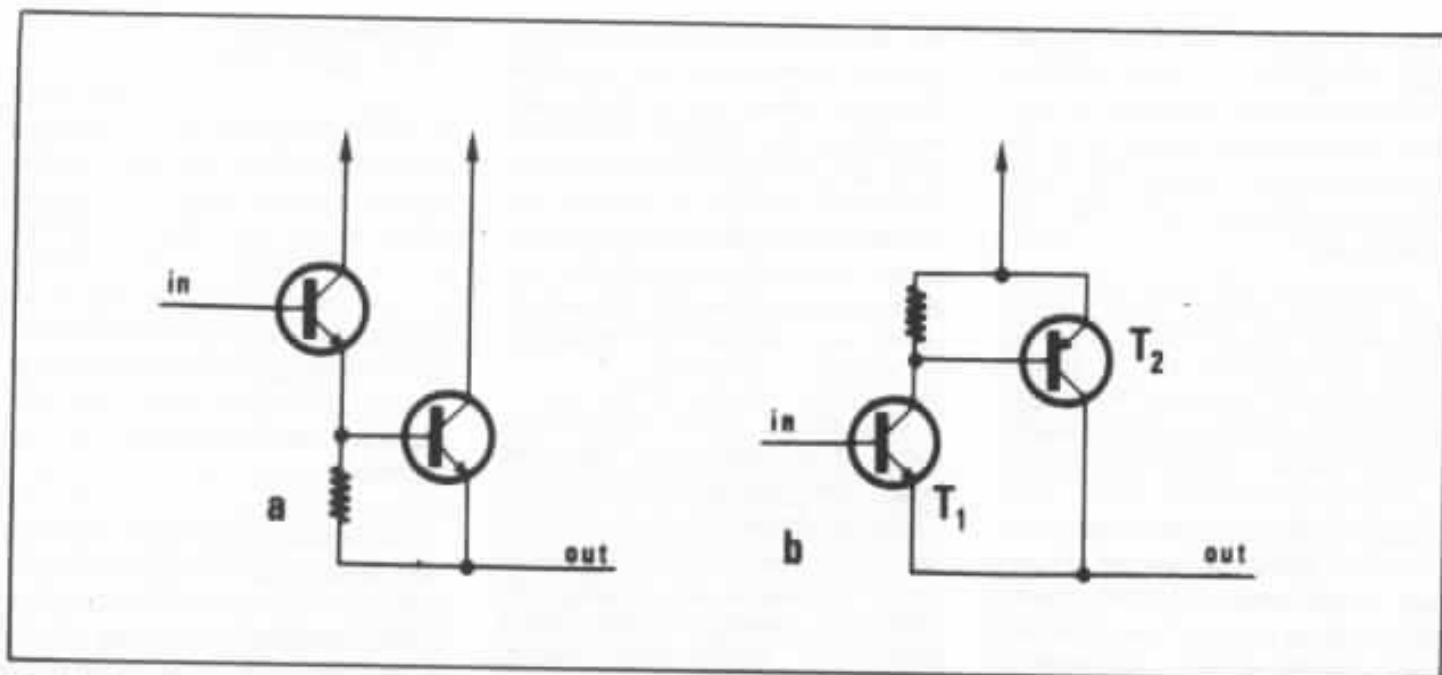


Fig. 5 : Les deux types de Darlington.

non-linéarités et dérives thermiques du second transistor (T2).

Les analyses faites lors des confrontations entre le circuit de base et les circuits dérivés sont par contre immédiatement interprétables et définissent clairement les tendances à suivre pour améliorer le schéma de base, même si elle ne déterminent pas exactement le poids respectif de ces évolutions dans le perfectionnement subjectif de l'alimentation.

L'adjonction d'un condensateur électrochimique de valeur un peu élevée (200 μ F) n'améliore pas l'alimentation, bien au contraire ; cela doit être dû aux non-linéarités internes probablement liées à la conduction ionique. Il faut des valeurs de capacités très très élevées et donc des courants très faibles dans chaque constituant de la batterie de condensateurs pour échapper à ces phénomènes.

La réduction du gain rebouclé dans le circuit d'alimentation correspond à une dégradation subjective. Cette réduction entraîne un accroissement de l'impédance de sortie et de ses non-linéarités ainsi qu'une moins bonne réjection des ronflettes de la source primaire.

L'augmentation de l'impédance de sortie par accroissement de la résistance série en sortie provoque un accroissement de l'impédance de sortie en boucle fermée, mais une réduction de sa non-linéarité puisque c'est la partie la plus linéaire de l'impédance de sortie en boucle ouverte qui a été accru. Cette évolution entraîne un accroissement des qualités subjectives, ce qui tendrait à dire que la valeur de l'impédance de sortie compte moins que sa nature, que sa « part électronique » est mal perçue.

L'augmentation de la non-linéarité statique de sortie par introduction de diodes dans le circuit de sortie, semble conduire à un message plus nuancé. Ce résultat est choquant et mériterait une expérimentation plus approfondie (nous avons vu plus haut les limites d'une expérimentation subjective ponctuelle). Il nous a conduit à nous interroger sur la nature des distorsions dans le cas des circuits d'alimentation et à penser qu'il fallait étendre aux circuits d'alimentation les concepts sur les différentes natures de distorsion des amplificateurs. Toutefois nous avons pris

la responsabilité de ne pas suivre ici la voie que nous suggérât ce résultat de l'expérimentation subjective et de chercher plutôt à réduire les distorsions statiques en sortie.

Enfin l'expérimentation subjective a montré que l'accroissement du gain de boucle dans l'alimentation conduisait à une subtile amélioration subjective.

• Nouveau schéma

Nous avons fait évoluer le schéma de base (figure n° 4) en cherchant à augmenter la linéarité du circuit et à réduire l'impédance de sortie. Nous avons également fait évoluer un certain nombre de fonctions annexes du schéma vers un peu plus de sophistication ; cette évolution n'est peut-être pas indispensable dans tous les cas, mais nous avons voulu nous placer dans le meilleur des cas, nous pourrions revenir sur ces points par la suite pour juger des effets de simplifications dans le cadre de la recherche d'économies qui n'aient pas d'incidences sur les performances, mais ce genre de soucis n'interviendra qu'après l'obtention d'une solution satisfaisante.

• Alimentation auxiliaire

Dans notre circuit nous avons besoin d'une tension pour alimenter notre différentiel d'entrée : les variations de cette tension seront directement amplifiées par l'amplificateur de courant de sortie, aussi faut-il apporter beaucoup de soin à la génération de cette tension. Certains montages (alimentation Kanéda par exemple) utilisent la tension de sortie, mais cette disposition implique une translation de tension en sortie, produit un rebouclage parasite difficile à contrôler susceptible de perturber le fonctionnement normal ou l'action d'une sécurité de courant. Dans notre premier schéma cette tension était générée par un circuit qui s'apparentait à une alimentation de la première génération, pour la nouvelle version (cf. fig. n° 6) nous lui avons préféré une alimentation de la quatrième génération : ce type de circuit présente une meilleure réjection des ronflettes d'entrée et nous avons vu dans nos mesures que son point faible était sa réaction aux variations de consommation ; ici, sa consommation étant fixe (nous verrons pourquoi sur le schéma définitif complet) ce genre de circuit nous fournit pour la sortie du premier étage une référence de tension relativement stable.

• Tension de référence

Une alimentation régulée est un amplificateur qui amplifie une tension de référence ; généralement on utilise pour la génération de cette tension des diodes improprement appelées : diodes Zener. Il existe des circuits intégrés qui remplissent la même fonction (ils utilisent en interne une jonction comme référence primaire) mais qui ont moins de bruit parasite sur la tension fournie et qui présentent une impédance de sortie bien plus faible ; nous avons retenu comme source

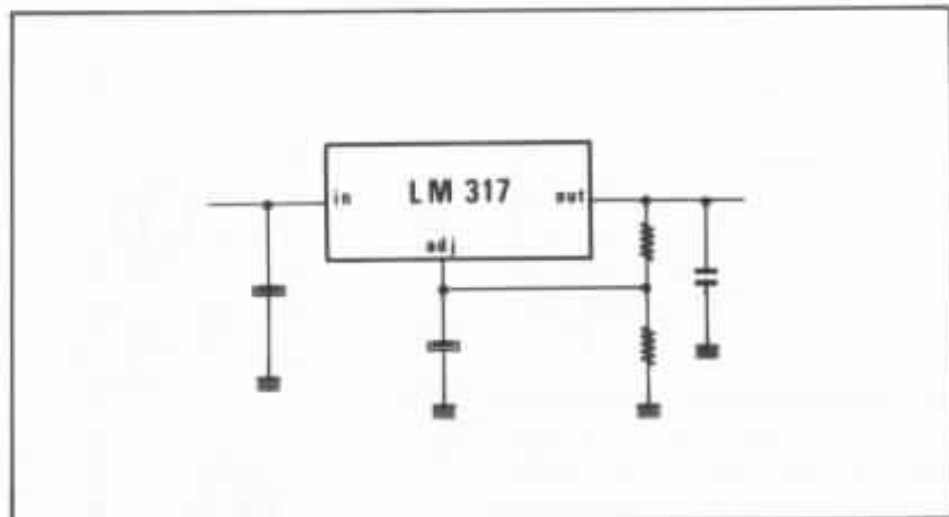


Fig. 6 : Alimentation auxiliaire.

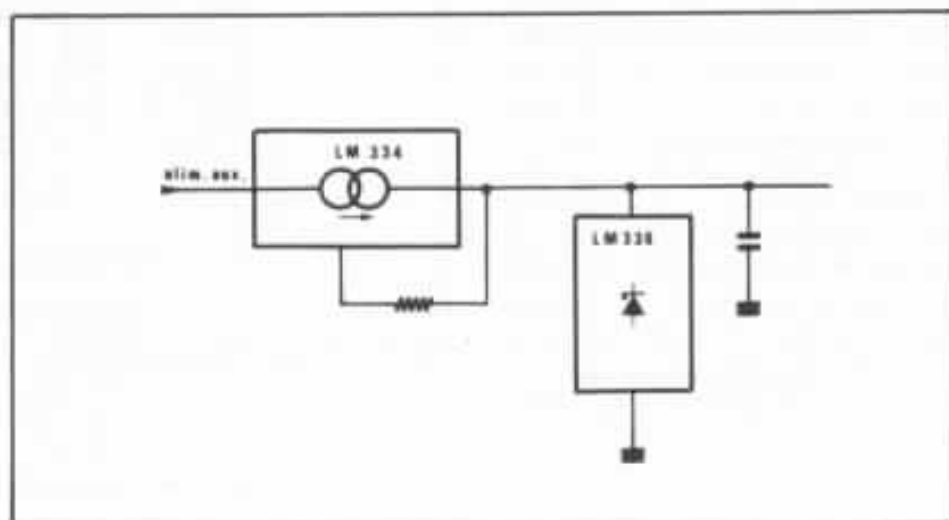


Fig. 7 : Génération de la tension de référence.

de tension de référence un tel circuit (cf. fig. n° 7) alimenté par un générateur de courant (pour accroître la réjection des signaux de l'alimentation auxiliaire) et découplé par un condensateur de forte valeur (réduction du bruit et augmentation de la réjection).

• Différentiel

Le circuit différentiel qui compare la tension de sortie à la tension de référence est un élément-clé de notre circuit, c'est lui qui fournit le gain en tension de la boucle de contre-réaction. Nous lui demandons un gain élevé, une grande linéarité et une bande passante importante. Dans notre

schéma de base nous avons utilisé un différentiel classique (avec montage Darlington classique pour accroître son impédance d'entrée), or comme nous l'avons vu dans notre étude en cours sur l'étage d'entrée de l'amplificateur, ce montage a ses limites. Pour la nouvelle version nous avons préféré utiliser un différentiel à Darlington complémentaire (cf. fig. n° 8) ; quand nous avons fait ce choix, l'étude de l'étage d'entrée n'était pas aussi avancée qu'aujourd'hui, mais ce schéma nous avait semblé être un bon compromis entre les performances voulues et sa simplicité de mise en œuvre. Depuis les expérimentations

effectués sur les circuits d'entrée possibles ont confirmé ce choix.

• **Source de courant**

Comme source de courant pour le différentiel, nous avons utilisé un circuit intégré conçu pour réaliser cette fonction et dont la valeur du courant est réglée par une résistance extérieure (cf. fig. n° 8).

• **Amplificateur de courant**

Pour l'amplificateur de courant de sortie, nous avons retenu la leçon de l'expérimentation subjective et proscrit le Darlington en collecteur commun. Le schéma retenu (cf. fig. n° 9) utilise donc une configuration de Darlington complémentaire dans lequel le transistor de tête est associé à un autre transistor dans un montage cascode (pour la bande passante et contre la distorsion thermique). La coupure de la boucle que représente cet étage amplificateur de courant est due à l'action de la capacité en parallèle sur la résistance de charge du montage cascode, elle est ainsi parfaitement maîtrisée.

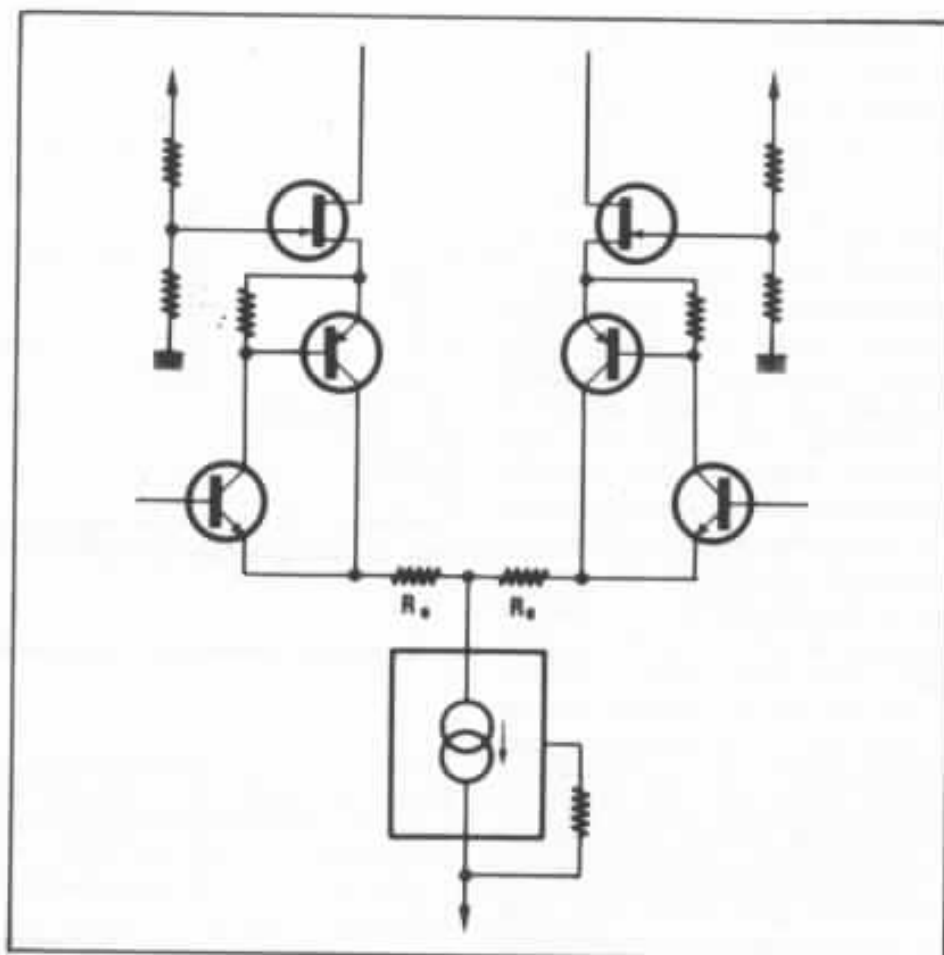


Fig. 8 : Nouvel étage d'entrée.

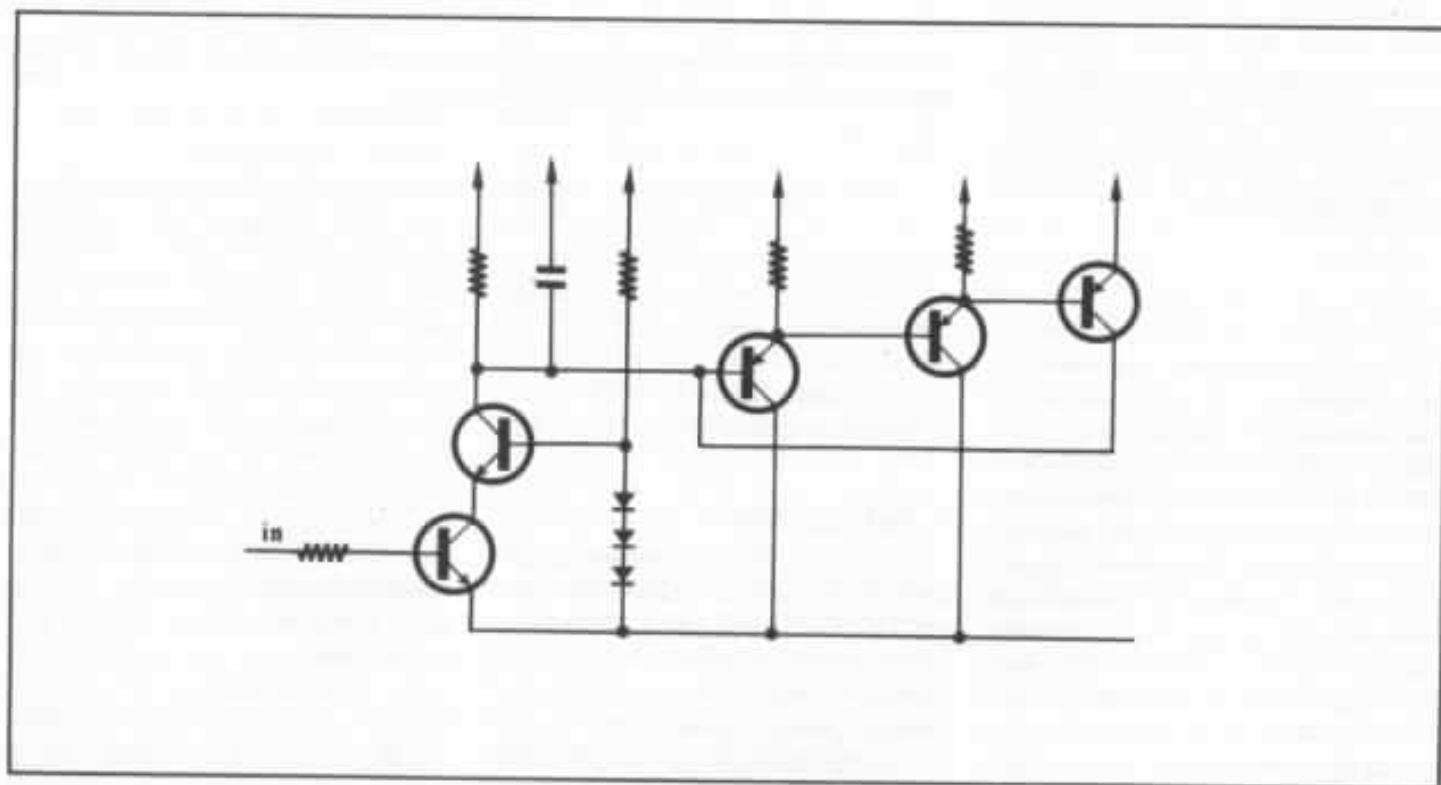


Fig. 9 : Nouvel étage de sortie.

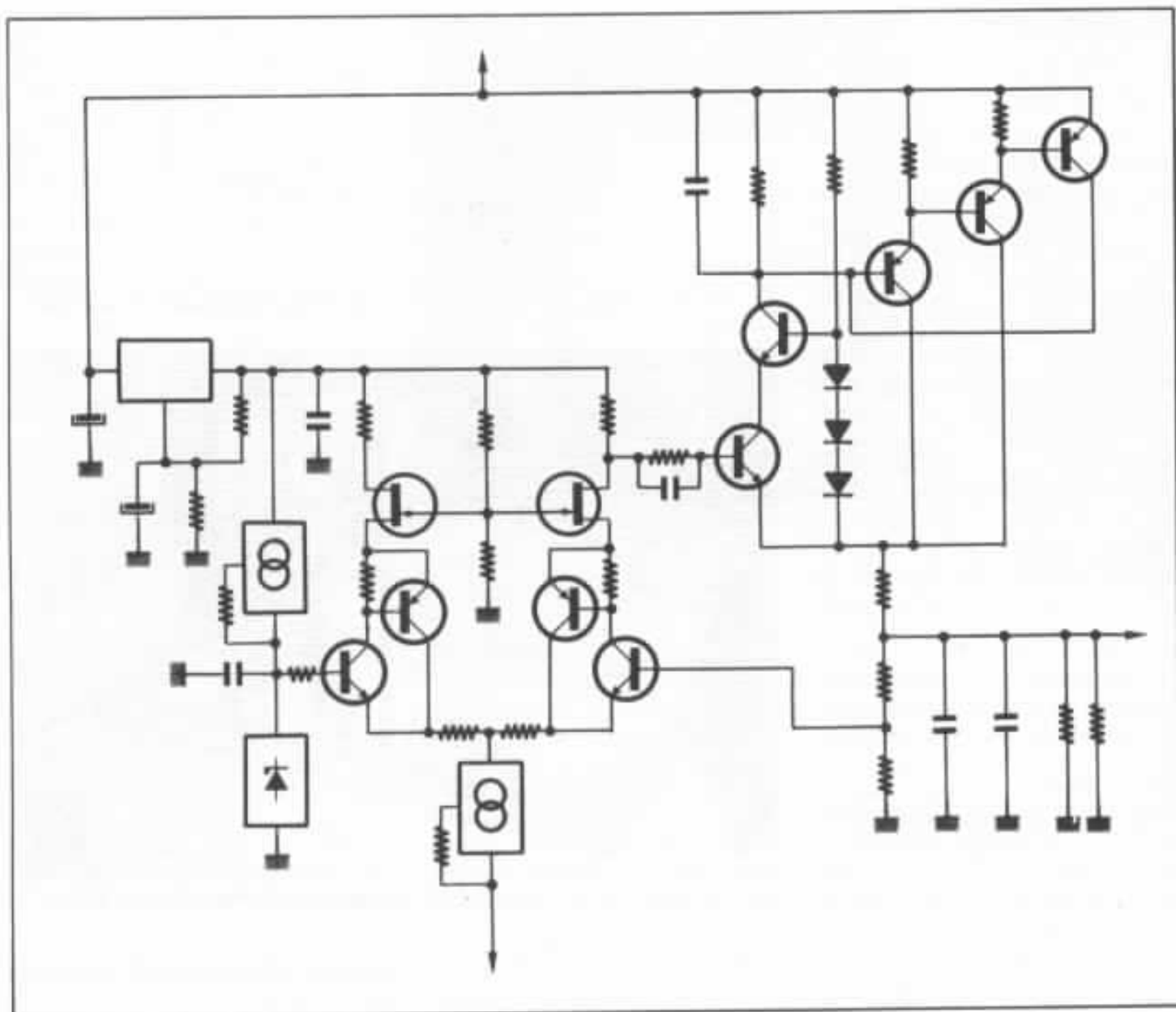


Fig. 10 : Second schéma de base.

Un transistor surveille la consommation du dernier étage pour limiter le courant que celui-ci doit fournir (une expérience malheureuse nous a montré depuis que cette limitation de courant est mal faite : en cas de court-circuit le courant de sortie est alors fourni par le cascode à travers ce transistor de protection, la puissance qu'il est ainsi amené à supporter le détruit, il se met en circuit ouvert et les deux transistors du Darlington de sortie sont détruits à leur tour).

• **Circuit de sortie**

Celui-ci se compose d'un circuit résistance-capacité qui

gène la coupure de la boucle que représente l'alimentation régulée, d'un pont diviseur qui fixe le gain de l'amplificateur rebouclé et donc la tension de sortie de l'alimentation et enfin d'une charge résistive qui permet au circuit d'alimentation de débiter un courant minimum, même quand l'alimentation n'est par chargée (en l'absence de débit de l'étage de sortie ou avec un débit trop faible, certains transistors se bloquent ou fonctionnent dans des zones où leurs caractéristiques peuvent être très différentes et l'amplificateur de courant peut devenir instable.

• **Schéma complet**

La figure n° 10 nous montre le nouveau schéma retenu pour nos nouvelles expérimentations subjectives, pour les alimentations positives. Pour les alimentations négatives, la transposition est immédiate : il suffit de prendre les transistors complémentaires et de retourner générateur de courant et référence de tension ; on peut aussi si on dispose d'une alimentation positive (cas d'alimentation double) utiliser la référence de l'alimentation positive et modifier le rebouclage de l'alimentation négative (cf. fig. n° 11).

Application à l'alimentation d'un préamplificateur DC 1

Nous avons donc appliqué ce nouveau schéma pour une alimentation du préamplification DC 1 des réalisations de L'Audiophile. Ce préamplificateur utilise le schéma de M. Kanéda ; il utilise deux alimentations +35 V et -35 V.

Pour la mécanique, nous avons pu récupérer un prototype de l'alimentation non régulée que l'équipe de L'Audiophile a bien voulu nous confier. Nous n'en avons conservé que le châssis ; sur celui-ci nous avons divisé l'espace intérieur en trois compartiments au moyen de deux écrans électrostatiques (voir la photographie de la figure n° 12).

Le premier compartiment contient l'interrupteur arrêt-marche, le transformateur (de type torique 220 V-30 V, 30 VA ; nous avons vu par la suite qu'une tension de sortie légèrement supérieure — 36 V par exemple — permettrait de mieux s'affranchir des baisses du secteur), le voyant et le circuit de redresse-

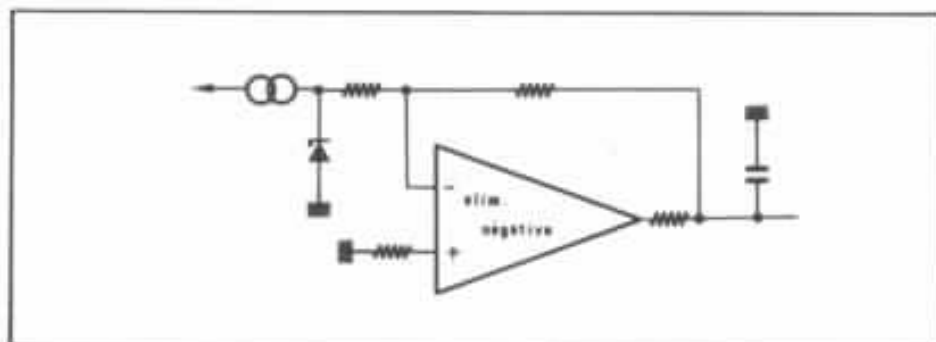


Fig. 11 : Utilisation par l'alimentation négative de la référence de l'alimentation positive.

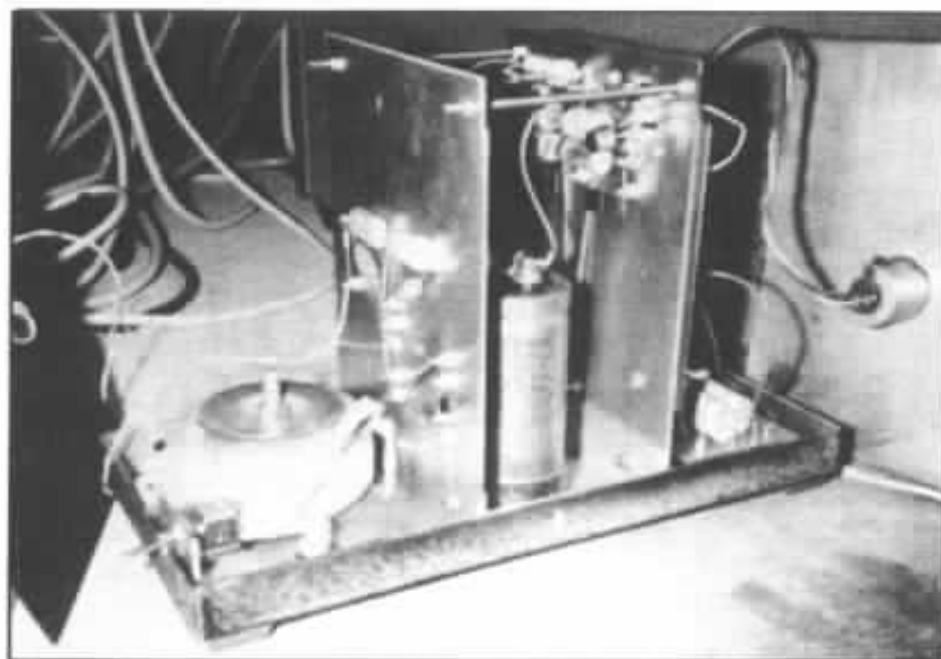


Fig. 12 : Intérieur de l'alimentation régulée pour préamplificateur DC 1.

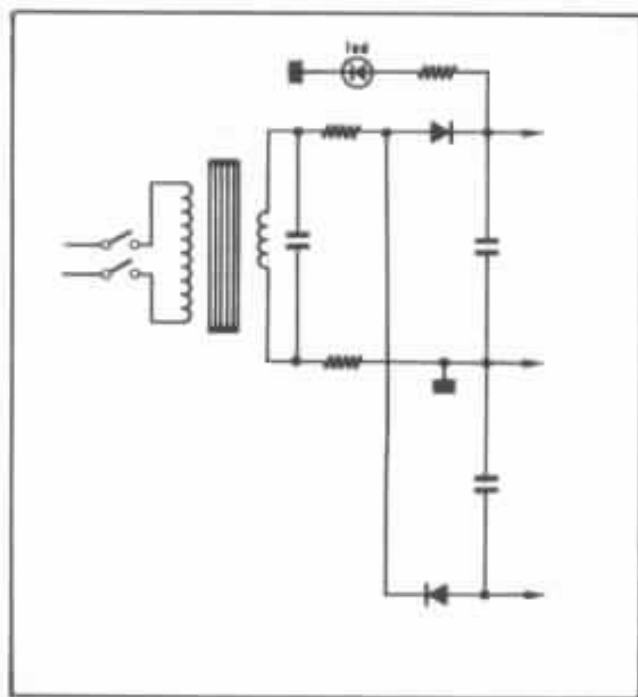


Fig. 13 : Schéma du premier compartiment.

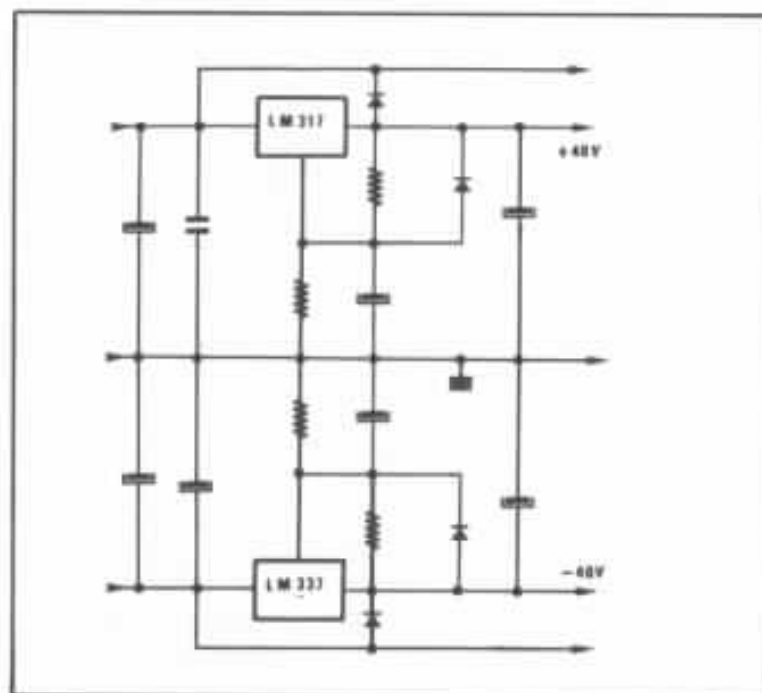


Fig. 14 : Schéma du second amplificateur.

ment (cf. fig. n° 13). Nous avons préféré un redressement simple alternance pour avoir des ronflettes d'alimentation à 50 Hz plutôt qu'à 100 Hz, en nous disant que l'oreille est moins sensible à 50 Hz qu'à 100 Hz, mais nous sommes bien conscient du caractère contestable de ce choix.

Le second compartiment (voir le schéma sur la figure n° 14) contient les deux grosses capacités réservoirs (de chacune $4\,700\ \mu\text{F}$) ainsi que les deux alimentations auxiliaires qui fournissent $+40\ \text{V}$ et $-40\ \text{V}$. Ces deux alimentations auxiliaires utilisent des circuits intégrés d'alimentation et sont câblées sur le second écran électrostatique.

Le troisième compartiment contient les circuits de régulation proprement dits montés sur deux circuits imprimés (voir la photographie de la figure n° 15) ; le principal contenant la majorité de l'électronique et le second les éléments encombrants (charge internes et capacités de sortie). Les régulations reprennent le nouveau schéma (cf. fig. n° 16).

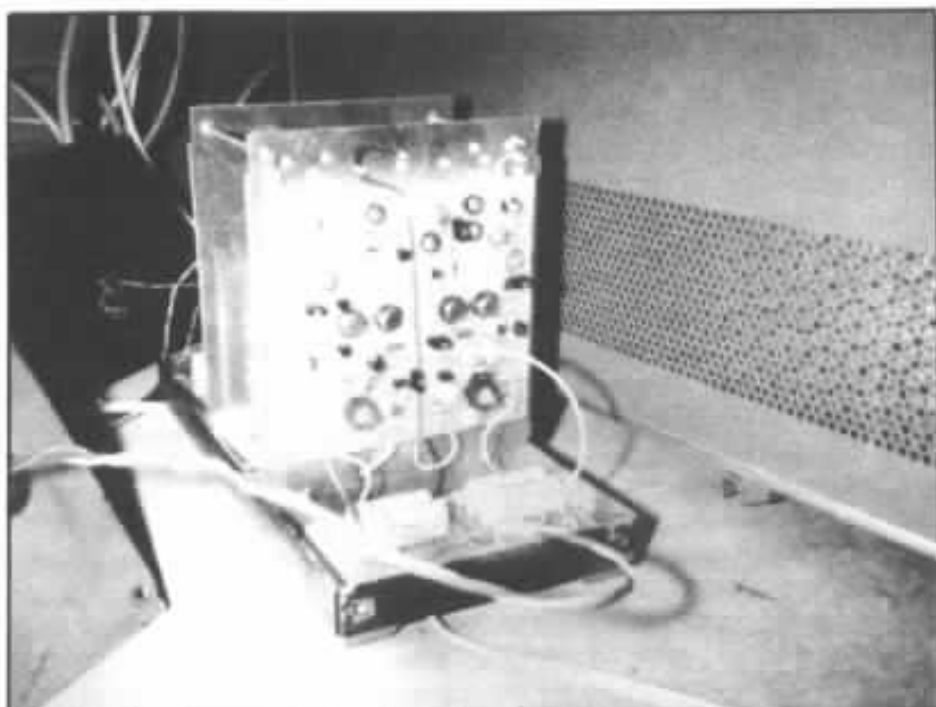


Fig. 15 : Les deux circuits imprimés des circuits de régulation.

• Etude théorique

La coupure de sortie est déterminée par la capacité de sortie ($9,4\ \mu\text{F}$ obtenu au moyen de deux capacités de $4,7\ \mu\text{F}$ au mylar en parallèle) et par l'impédance de sortie en boucle ouverte ; celle-ci est essentiellement due à la résistance de $1\ \Omega$.

Nous aurions pu choisir une valeur plus faible mais l'expérimentation subjective nous a montré que cela semblait aller dans le mauvais sens puisque réduire cette résistance c'est démasquer la part électronique de l'impédance de sortie en boucle ouverte. Cette part électronique est moins linéaire, alors que

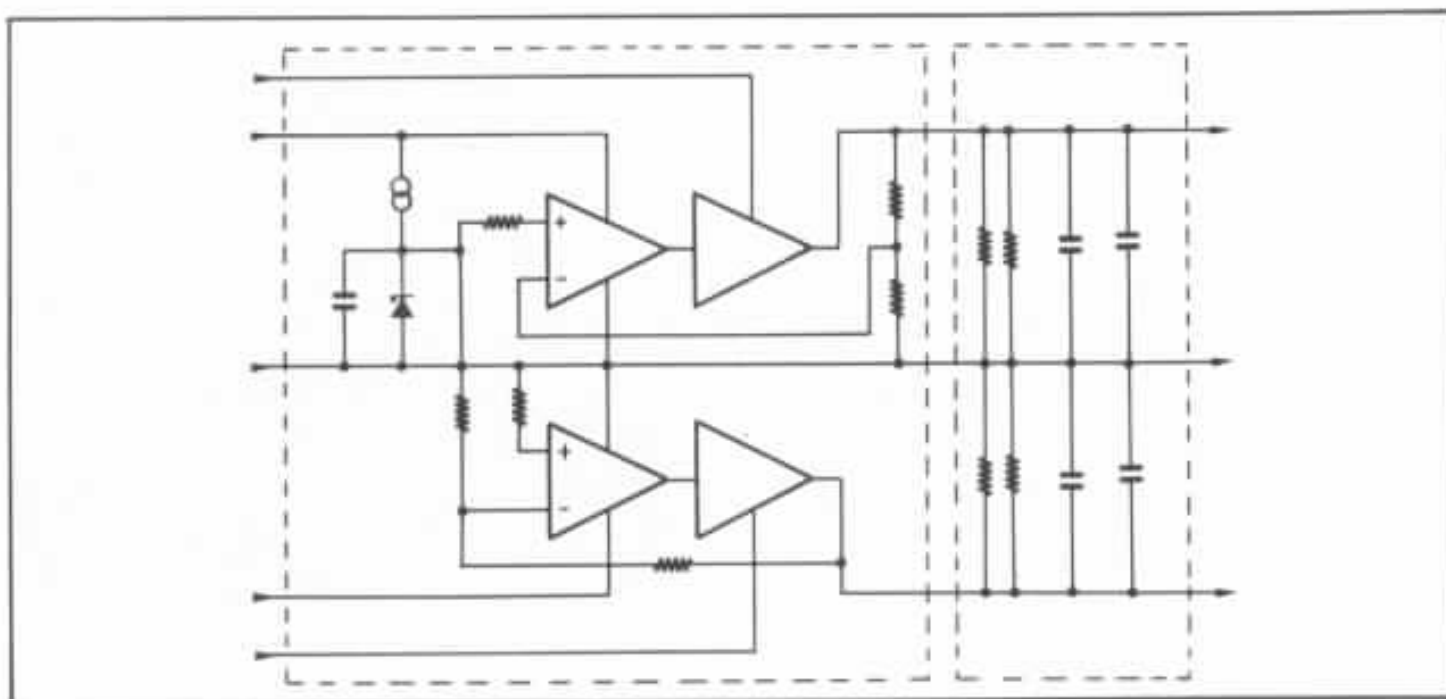


Fig. 16 : Schéma de principe des deux circuits imprimés du troisième compartiment.

la valeur de l'impédance de sortie en boucle ouverte semble moins critique.

La fréquence de coupure correspondante est de 17 kHz, soit à peine plus que la limite supérieure admise traditionnellement pour nos oreilles. Cela veut dire que dans la bande audio la boucle de régulation de l'alimentation aura un fonctionnement apériodique et fonctionnera donc dans les meilleures conditions possibles.

L'étage d'entrée est polarisé par un courant de 6 mA : cela fait donc 3 mA par branche. La valeur de ce courant, ainsi que la valeur de la tension auxiliaire et la valeur de la tension de sortie de cet étage (la tension de sortie de l'alimentation — 36 V — plus la tension de déchet nécessaire à l'amplificateur de courant — environ 1 V) déterminent la résistance de charge de ce premier étage : 1 100 Ω. C'est une valeur relativement faible qui va dans le bon sens pour la fréquence de coupure (elle doit être assez haute pour ne pas intervenir dans la boucle) et dans le mauvais sens pour obtenir un gain en tension élevé dans cet étage. Pour les résistances d'émetteur nous avons retenu la valeur de 3,6 Ω, c'est un compromis entre deux périls : une valeur plus forte réduirait le gain en tension de cet étage et donc le gain de la boucle ; avec une valeur plus faible, la linéarité plus grande espérée du différentiel à Darlington complémentaire commencerait à devenir illusoire.

Le gain théorique du circuit vaut :

$$G = \frac{1\,100}{2 \times 3,6} = 153$$

A cause de la faible valeur des résistances d'émetteur, le gain réel mesuré est plus faible : de l'ordre de 120. Le gain en boucle fermée est défini par les valeurs de la tension de sortie (36 V) et de la tension de référence (5 V) :

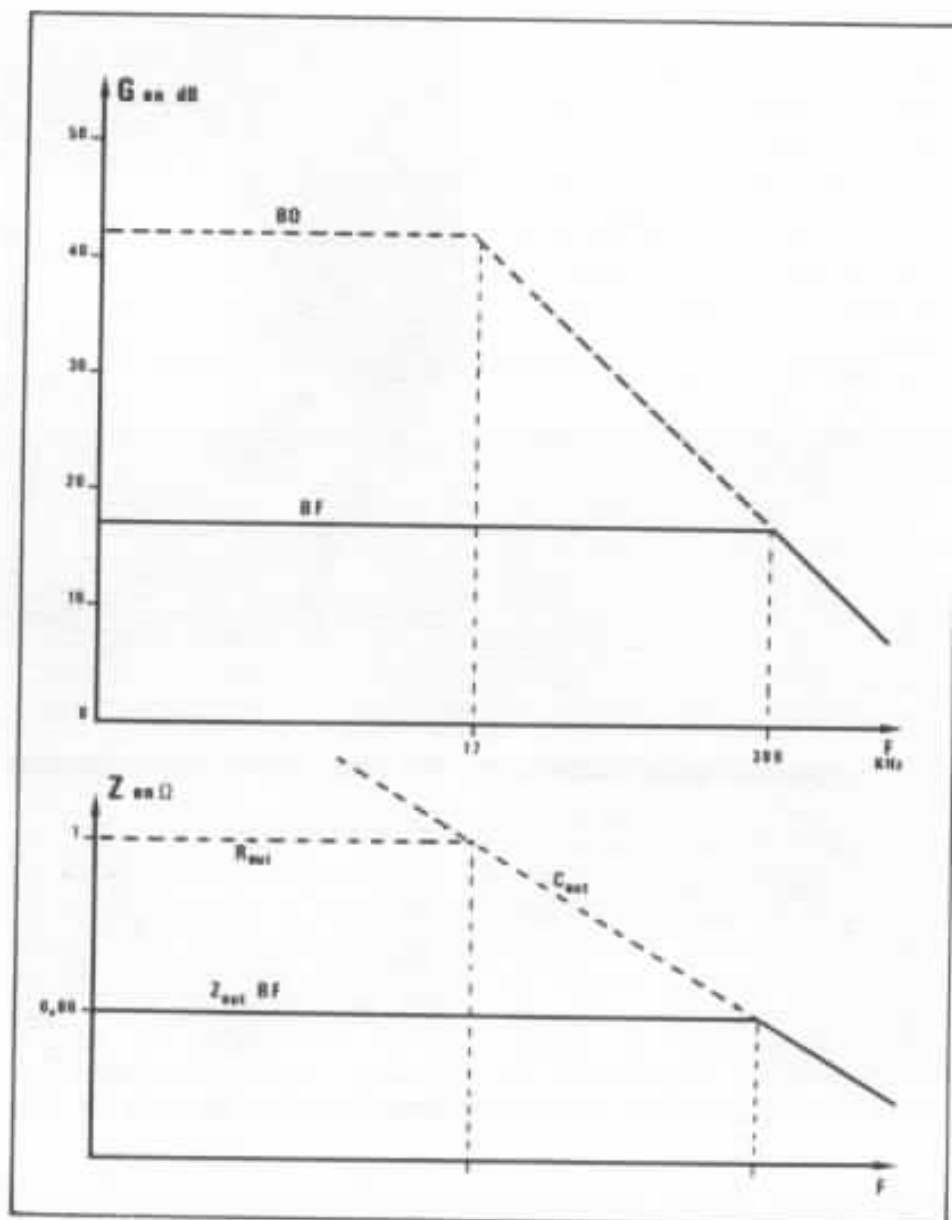


Fig. 17 : Gain et impédance de sortie de l'alimentation en boucle ouvert (BO) et boucle fermée (BF).

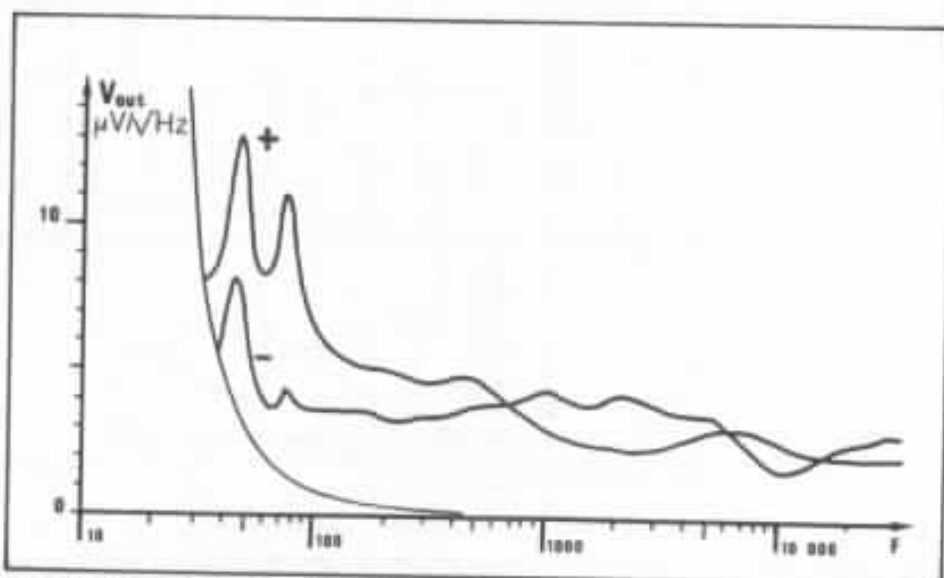


Fig. 18 : Densité de signal (bruit et ronflette) en sortie des deux alimentations. Le trait fin représente la limite de la mesure.

$$G_{BF} = \frac{36}{5} = 7,2.$$

Le gain de boucle vaut donc :

$$G_B = \frac{120}{7,2} = 16,6.$$

La figure n° 17 montre le diagramme de Bode de la boucle, ainsi que la valeur théorique de l'impédance de sortie de l'alimentation en fonction de la fréquence : elle est donnée par la valeur de l'impédance de sortie en boucle ouverte (telle qu'elle résulte de la résistance de sortie — 1 Ω — en parallèle avec la capacité de sortie — 9,4 μF) divisée par le gain de boucle (16,6 jusqu'à 17 kHz) et sa valeur théorique est donc de 0,06 Ω . On voit aussi sur cette figure que la boucle a du gain jusqu'à environ 300 kHz, cela veut dire que les autres coupures de gain du montage (coupure de l'étage d'entrée, coupure de l'amplificateur de courant) doivent intervenir au-delà de 500 kHz ; c'est une valeur assez raisonnable que nous avons pu dépasser sans peine.

• Mesures objectives

Malgré l'échec (que j'espère bien provisoire) de nos mesures,

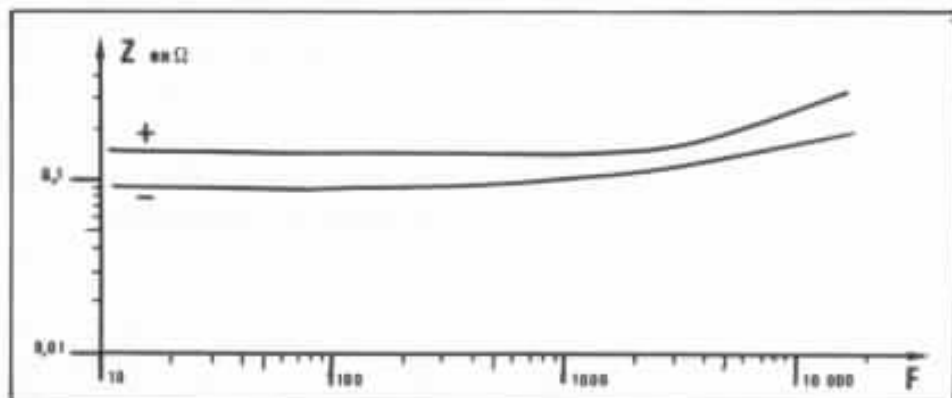


Fig. 19 : Impédance de sortie mesurée en sortie du boîtier d'alimentation.

nous avons mesuré les deux alimentations ainsi réalisées ; nous avons regroupé en une seule mesure la mesure de l'atténuation des ronflettes d'alimentation et la mesure du bruit en sortie : la figure n° 18 nous donne donc la densité en fonction de la fréquence des signaux en sortie de l'alimentation branchée sur une charge résistive.

La figure n° 19 nous donne les impédances de sortie en fonction de la fréquence, la théorie est assez bien respectée. La figure n° 20 nous montre une autre approche de la mesure de l'impédance de sortie avec les oscillogrammes de la réponse des alimentations à un échelon de courant. Enfin les mesures de non linéarités n'ont pas pu être faites

à cause de la faible valeur de l'impédance de sortie et de sa bonne linéarité.

• Expérimentations subjectives

Celles-ci se décomposent en deux phases : tout d'abord, dans un premier temps, des expérimentateurs ont comparé individuellement sur leur chaîne qu'ils connaissent bien, l'alimentation régulée à l'alimentation non régulée d'origine. Les résultats de leurs confrontations sont les suivants :

Premier point, on entend une différence entre les deux alimentations ; c'est une différence subtile mais qu'une confrontation immédiate permet de discerner.

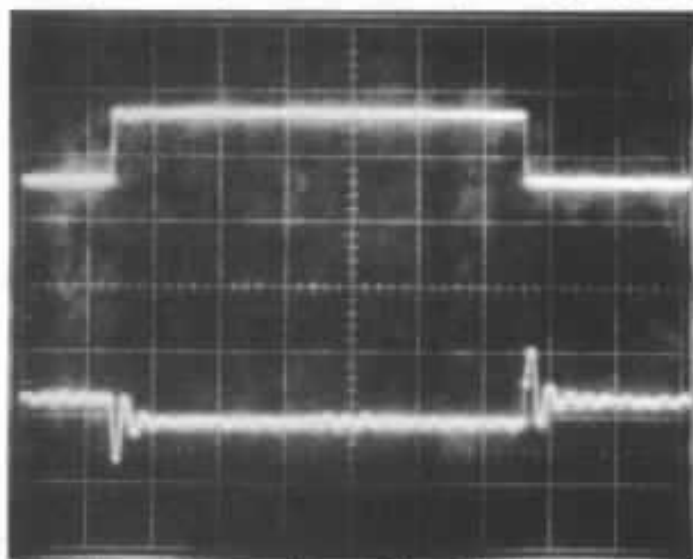


Fig. 20a : Alimentation positive. En haut, courant (10 mA/div.), en bas V_{out} (5 mV/div.), horizontalement 0,1 ms/div. On constate une tendance à l'instabilité.

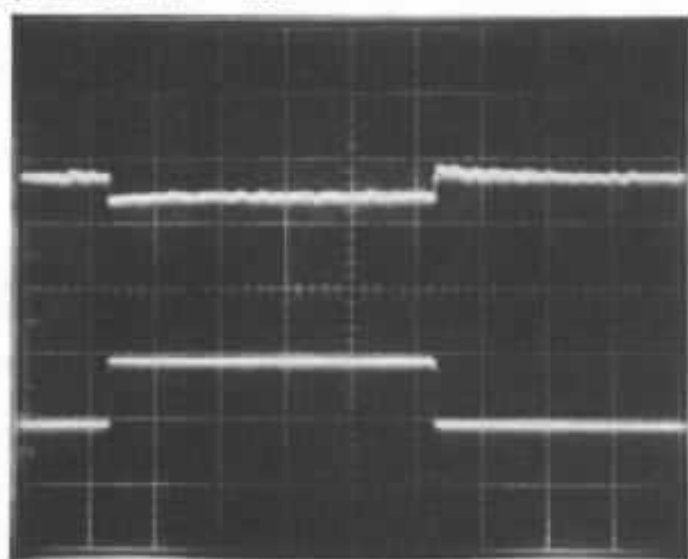


Fig. 20b : Alimentation négative. En bas, courant (10 mA/div.), en haut V_{out} (5 mV/div.), horizontalement 0,1 ms/div.

Fig. 20 : Réponses à un échelon de courant en sortie du boîtier d'alimentation.

Second point, l'alimentation régulée donne un grave plus ferme mais le haut-médium et l'aigu sont un peu moins bons.

Enfin l'alimentation régulée donne un son très doux et agréable qu'on a un peu tendance à retrouver sur différents messages musicaux.

Ce dernier point est difficile à interpréter, est-ce un défaut ou une qualité de l'alimentation qui est ainsi mis en évidence ? Pour mieux comprendre, nous avons fait organiser la seconde phase des expérimentations subjectives.

Celle-ci a consisté en une écoute collective sur une très bonne chaîne utilisée aux Editions Fréquences pour les tests subjectifs sur les matériels vendus dans le commerce. Cette écoute comparative entre l'alimentation régulée et l'alimentation non régulée d'origine a donné des résultats assez différents de ceux des premiers essais subjectifs et nous avons déjà réfléchi à la manière dont cela pouvait s'expliquer quand des tests objectifs ont révélé que l'alimentation testée était en panne pour la partie positive : l'étage de sortie était en court-circuit et cette alimentation délivrait directement la tension d'entrée. Ces derniers essais s'étaient donc déroulés avec une alimentation régulée pour la tension négative et une alimentation non régulée de qualité moyenne pour la tension positive, leurs résultats ne sont donc pas significatifs ; ils sont à refaire et à l'instant où j'écris ces lignes, cela n'a pas encore été possible. Heureusement, entre les premiers essais et ces derniers, des expérimentations objectives avaient eu lieu (à la suite d'un petit incident) et permettent de savoir avec certitude que l'alimentation était en état de marche pour la première phase des essais subjectifs.

Dans le prochain exposé, nous devrions pouvoir examiner des résultats enfin significatifs pour

cette deuxième phase ; mais nous n'avons pas attendu les résultats de celle-ci pour faire évoluer notre schéma d'alimentation.

• Conclusion des expérimentations subjectives

Qu'avons-nous tiré de ces expérimentations subjectives ? Tout d'abord une certaine satisfaction : notre alimentation régulée s'est comportée de façon fort honorable et elle est loin d'être ridicule en face de l'alimentation non régulée dans un challenge particulièrement difficile (il est facile et courant pour une alimentation non régulée de préamplificateur d'avoir recours à des capacités démesurées par rapport à la consommation ; pour l'alimentation de l'amplificateur le duel est moins déséquilibré).

Le comportement satisfaisant dans le grave nous rassure : nous nous étions demandé s'il fallait choisir une impédance constante en fonction de la fréquence ou, en augmentant la charge du différentiel (par des moyens électroniques bien connus et pas très linéaire, du type charge active) réduire encore l'impédance en bas de bande, mais obtenir une impédance croissant avec la fréquence. Nous conservons donc notre option d'une impédance

constante dans la bande audio (nous vérifierons peut-être ce point quand notre schéma sera stabilisé).

Par contre dans l'aigu, les expérimentations ne nous ont accordé que la mention « doit mieux faire ». Dans l'aigu, l'impédance de l'alimentation non régulée est plus faible que l'impédance de notre alimentation régulée ; sur la figure n° 21 nous pouvons voir l'impédance de sortie de l'alimentation non régulée en fonction de la fréquence. Sur le même graphique nous avons représenté les effets de la résistance du fil de cuivre multibrin utilisé pour relier le préamplificateur à son alimentation. Même si on sait que les choses ne sont pas aussi simples et les expérimentations de M. Isoda sont là pour le montrer, cette référence permet néanmoins de cerner un objectif raisonnable. Nous avons donc décidé de faire évoluer notre alimentation dans le sens d'une plus faible impédance de sortie et vers une plus grande linéarité de cette impédance (même si pour la mesure cette linéarité semble ne rien vouloir dire tant les signaux correspondants aux mesures traditionnelles de linéarité sont faibles ici). Cela va nous conduire vers des circuits plus délicats, car

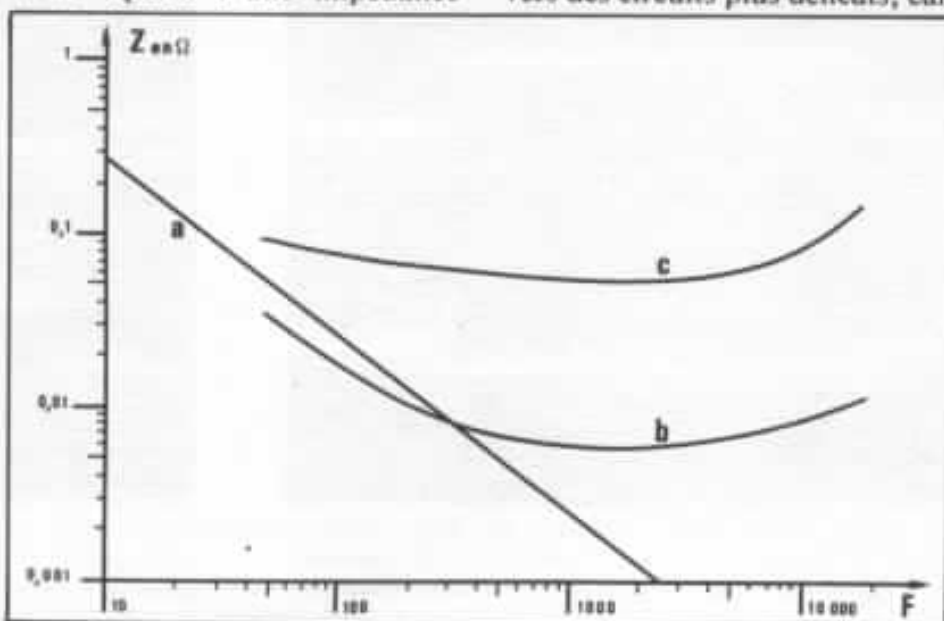


Fig. 21 : Impédance de sortie de l'alimentation non-régulée. Courbe a : impédance théorique ; courbe b : aux bornes des capacités ; courbe c : au bout du cordon de liaison.

les problèmes de stabilité de boucle qui n'avaient pas été critiques jusqu'ici vont devenir plus pointus et il va falloir surveiller les phases jusqu'au delà de plusieurs mégahertz.

Nouvelle évolution du schéma

• Alimentation auxiliaire

Nous n'avons pas ressenti la nécessité de la faire évoluer.

• Tension de référence

Nous ne la faisons pas évoluer pour le moment mais nous envisageons de faire des expérimentations avec une référence chimique (une simple pile par exemple) dans le but de faire baisser le bruit en sortie de l'alimentation (une alimentation non régulée ne génère pas de bruit en dehors des harmoniques des ronflettes du secteur).

• Différentiel

La solution retenue en seconde analyse avait un certain nombre de défauts :

- il faut faire un compromis entre gain et linéarité ou utiliser une tension d'alimentation auxiliaire très importante ;
- la dynamique de sortie est limitée et sa partie la plus linéaire est centrée autour de la valeur de la tension de sortie ; c'est pourquoi ce montage se prête très mal à une alimentation variable et à une sécurité de courant de sortie de l'alimentation ;
- le signal de sortie de cet étage reproduit (en l'absence de la boucle de contre-réaction) les signaux de l'alimentation auxiliaire (bruit et résidus de ronflette).

Tous ces problèmes ne concernent pas la nature du circuit différentiel retenu mais plutôt la manière dont il est utilisé ; nous l'avons donc conservé (et les expérimentations faites à son sujet dans le cadre de l'étude de l'étage d'entrée ont, depuis, con-

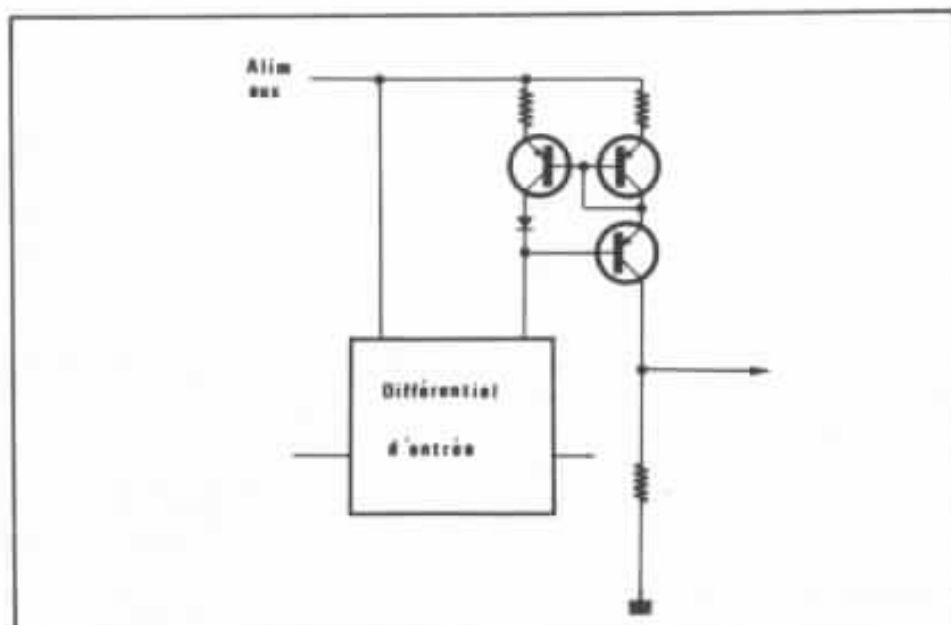


Fig. 22 : Utilisation d'un miroir de courant dans l'étage d'entrée.

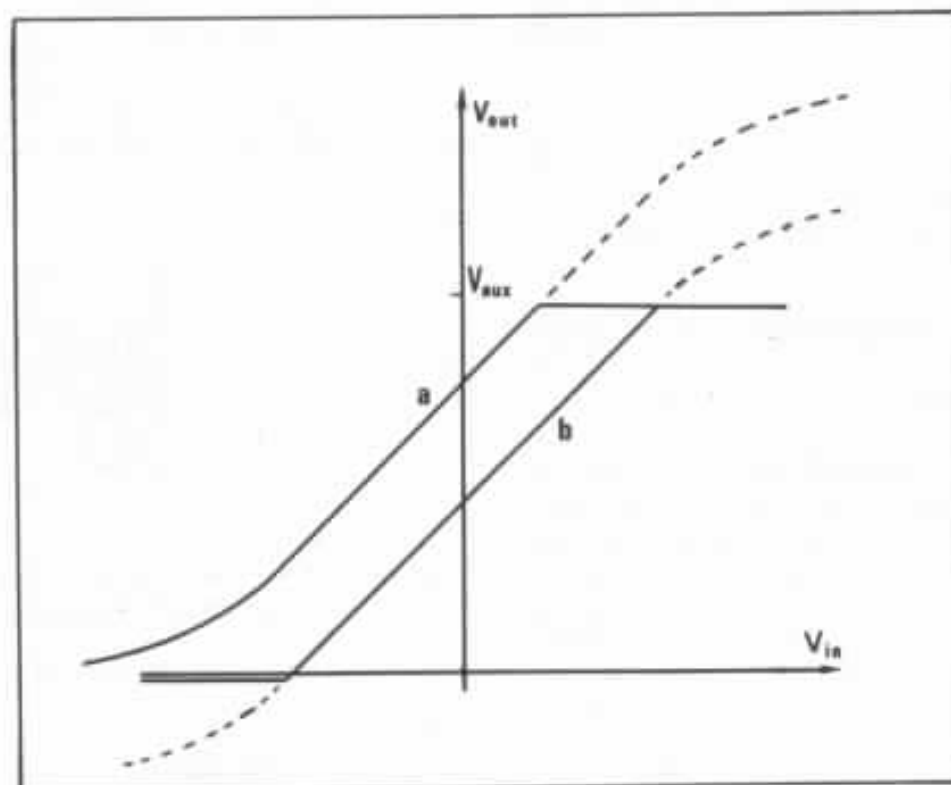


Fig. 23 : Fonction de transfert du premier étage avec miroir de courant. Courbe a : sans source de courant ; courbe b : avec source de courant.

firmé la pertinence de ce choix) mais le courant de sortie est maintenant retourné par un miroir de courant (du type Wilson). Le miroir de courant étant un circuit très linéaire et très rapide, le montage obtenu (cf. fig. n° 22) reste compatible avec nos ambitions de linéarité, de gain élevé et de bande passante importante. Ainsi utilisé il pro-

curé une dynamique de sortie plus importante et qui peut couvrir toutes les tensions entre 0 V et presque la valeur de l'alimentation auxiliaire si R_C est assez importante (cf. fig. n° 23) mais la partie linéaire ne commence pas à 0 V. Pour remédier à ce défaut, on utilise une source de courant (cf. fig. n° 24) et on obtient ainsi un circuit différen-

tiel très linéaire qui peut avoir une bande passante importante, qui couvre de façon très linéaire une dynamique importante (d'une tension légèrement négative à presque la tension de l'alimentation auxiliaire) (cf. fig. n° 23), se prêtant bien à des sécurités de courant de sortie et qui échappe aux signaux présents en sortie de l'alimentation auxiliaire. Il permet même d'accroître si nécessaire le gain sans sacrifier la bande passante, en modifiant le miroir de courant (cf. fig. n° 25).

• Sources de courant

Nous avons pris une autre solution pour polariser en courant le différentiel d'entrée (cf. fig. n° 26) car une source double permet de mieux séparer les réglages de gain et d'offset du différentiel ; cette modification n'est pas essentielle et nous la remettons en cause plus tard pour simplifier une alimentation qui nous donnerait satisfaction.

• Amplificateur de courant

Pour réduire l'impédance de sortie de notre alimentation, nous devons réduire la valeur de la résistance du circuit RC de sortie. Cette réduction va rendre plus sensible l'impédance de sortie de l'amplificateur de courant, aussi bien pour sa valeur absolue que pour sa linéarité. Nous

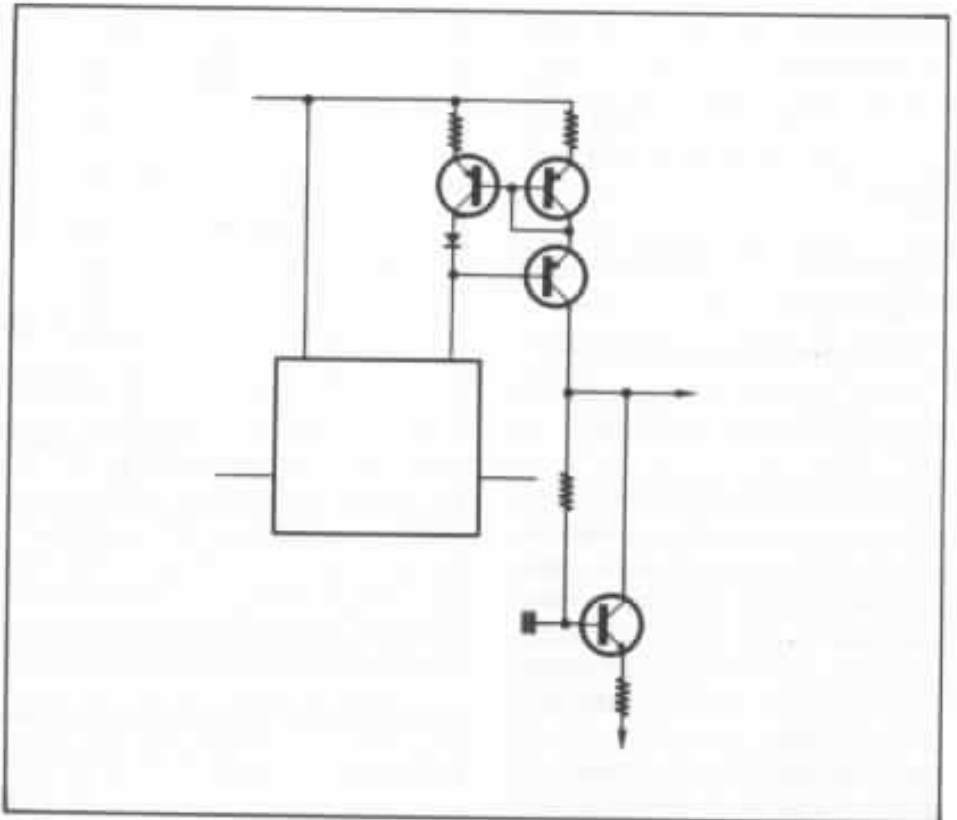


Fig. 24 : Linéarisation du premier étage avec une source de courant.

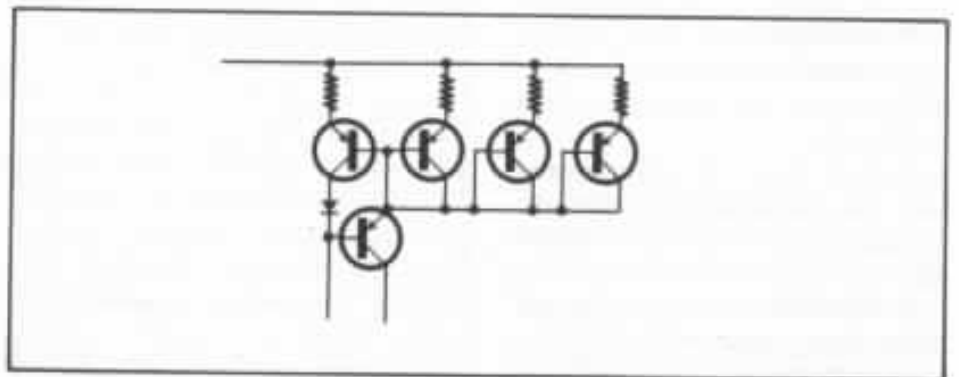


Fig. 25 : Miroir de courant avec gain.

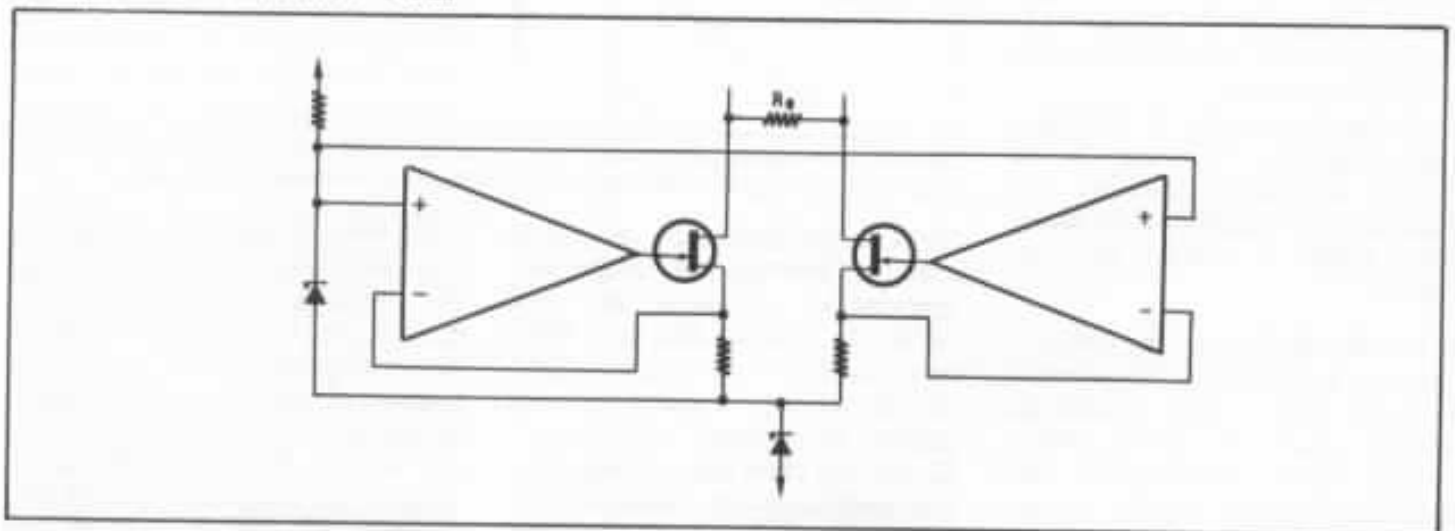


Fig. 26 : Sources de courant pour le différentiel.

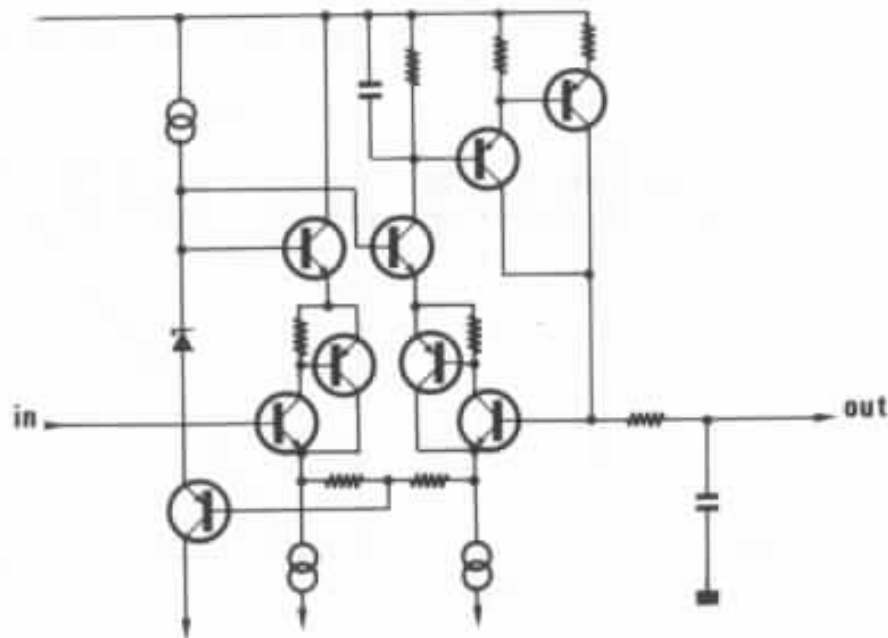


Fig. 27 : Nouvel amplificateur de courant de sortie.

devons donc utiliser un amplificateur de courant particulièrement linéaire et cela nous a amené à retenir une autre solution composée (cf. fig. n° 27) du même différentiel que celui du premier étage (nous savons apprécier toutes ses qualités : gain, linéarité et bande passante) associé à un circuit multiplicateur de courant. Ce dernier peut être bien linéaire à partir d'un certain courant si on choisit des transistors avec un gain en courant stable (cela peut être assez vrai dans une grande dynamique de courant). Pour obtenir le courant minimum qui assure le fonctionnement souhaité, quelle que soit la valeur de la tension de sortie, nous avons encore utilisé une source de courant (cf. fig. n° 28).

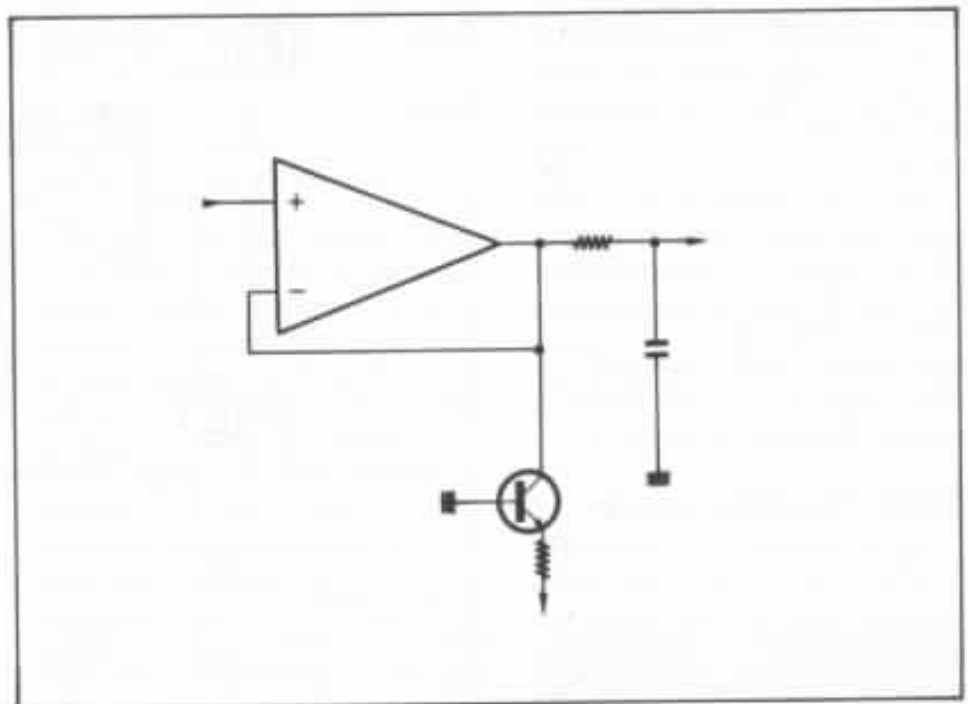


Fig. 28 : Polarisation de l'amplificateur de courant de sortie.

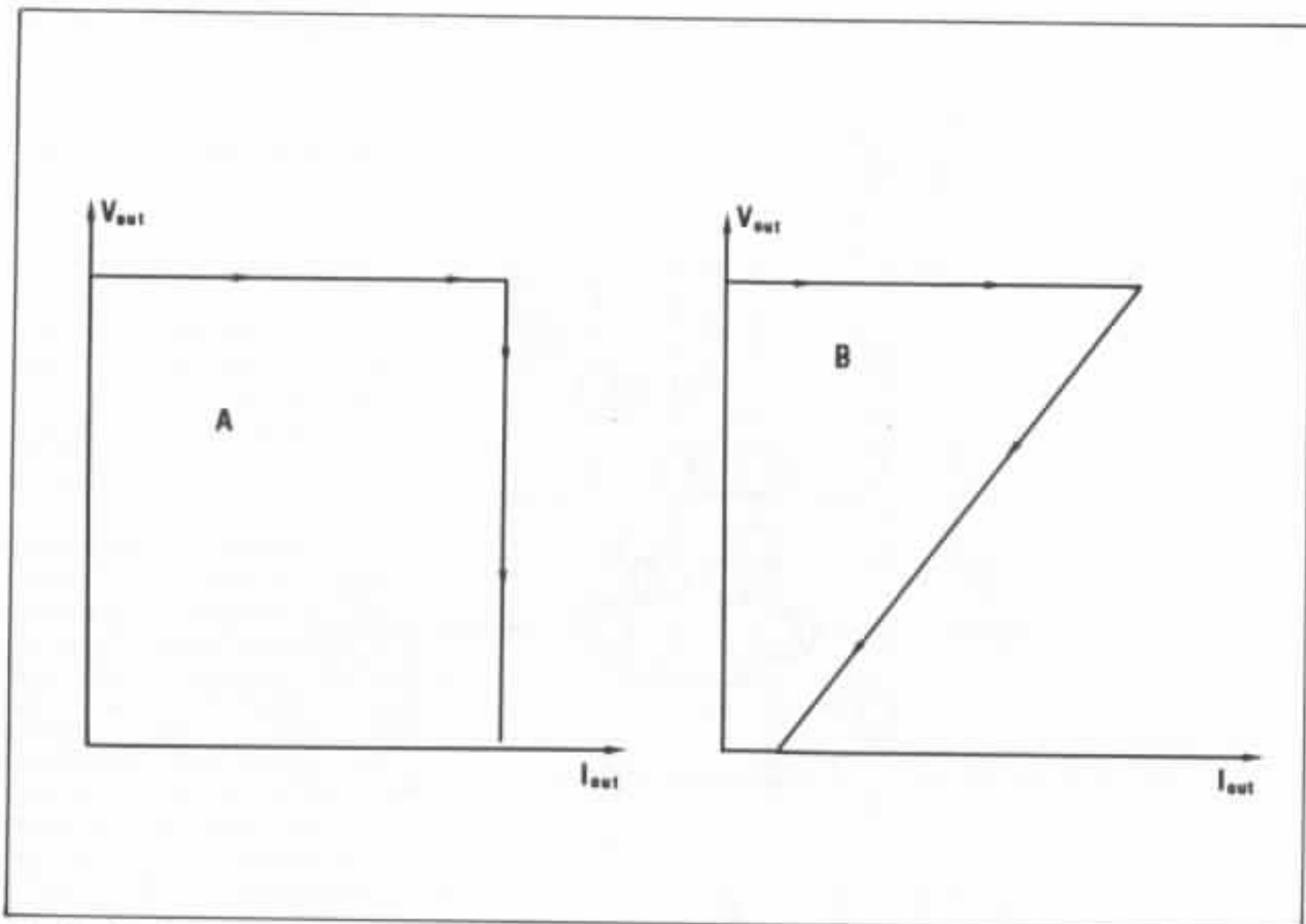


Fig. 29 : Les deux types de protection par limitation de courant. En A, le circuit alimenté est protégé mais l'alimentation peut être conduite à dissiper trop de puissance. En B, l'alimentation est protégée des dissipations excessives.

• Limitation de courant

Il y a deux sortes de limitations de courant : celles qui protègent l'alimentation et celles qui protègent le circuit alimenté (cf. fig. n° 29) ; notre circuit se prête bien aux deux principes grâce à la résistance du circuit RC de sortie, à un amplificateur de contrôle et à un miroir de courant qui permet d'agir entre le premier étage et l'amplificateur de courant (cf. fig. n° 30).

Suite de cette étude

La prochaine fois, nous verrons ce que donnent ces évolutions de notre schéma contre des alimentations non régulées pour préamplificateur et amplificateur.

A suivre donc...

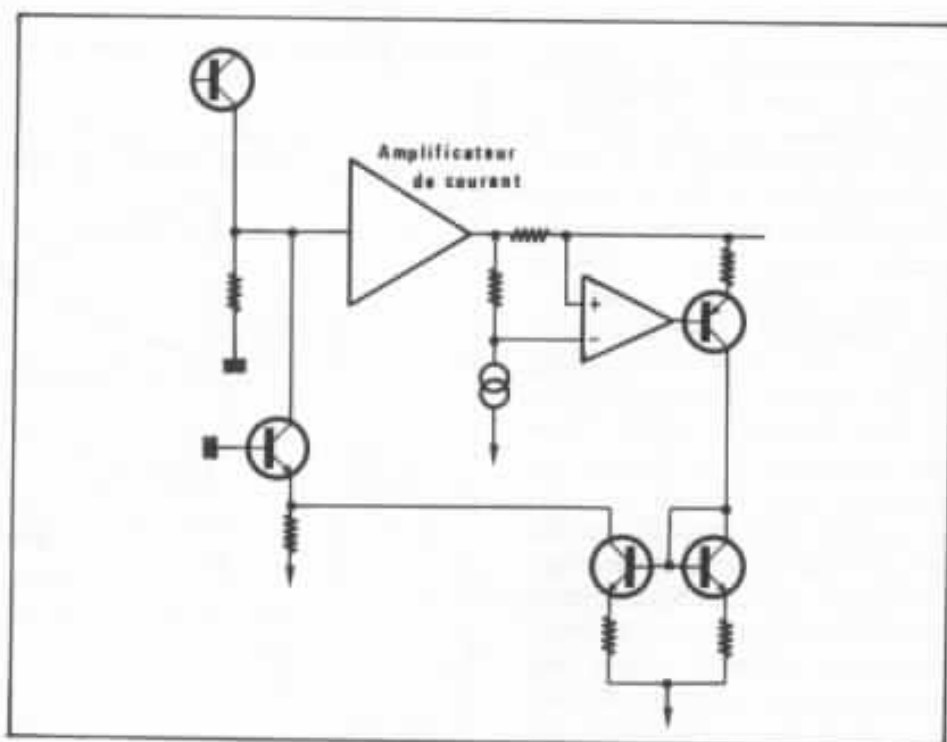


Fig. 30 : Réalisation d'une limitation de courant du type A.

On en parle...

Denon DCD 3300, la chasse aux vibrations parasites

Au début de l'ère numérique avec les premiers lecteurs C.D., on pensait en avoir définitivement terminé avec l'effroyable lutte contre les vibrations parasites responsables de dégradation dans la lecture de nos disques noirs analogiques. La lecture analogique, dès la fin des années 70, a considérablement progressé avec l'apparition sur le marché de platines lourdes mais aussi par de nombreux accessoires visant à éliminer ou atténuer les vibrations de structure inhérentes à la constitution du disque, à celles du plateau, du bras de lecture, du socle...

Avec le disque compact et le codage numérique, tout cela semblait bien terminé. Pourtant très vite, les réactions du public averti, par leurs critiques souvent justifiées portant sur le manque de naturel de restitu-

tion, la perte d'ambiance, certaines duretés... lorsqu'il comparait le C.D. au disque noir, incitèrent les fabricants soucieux d'obtenir de plus hautes qualités de restitution à travailler plus à fond la conception de leurs lecteurs. Le principe même du numérique appliqué à l'audio avec le standard retenu fut mis en cause. Le suréchantillonnage fit alors son apparition. Les convertisseurs, eux aussi, furent passés au crible sans parler des filtres passe-bas de sortie. Pour aller encore plus loin, les ingénieurs, sur les modèles les plus évolués, conçurent des circuits d'alimentation totalement séparés pour les parties numériques et pour les sections analogiques. Pour régler définitivement le problème des «retours de masse», la fibre optique fut retenue. Les implantations des étages numériques et des étages analogiques furent effectués sur des circuits complètement séparés afin de s'affranchir de toute induction sur le signal musical de

résidus de la fréquence d'échantillonnage.

Tous ces perfectionnements ont, certes, beaucoup apporté à la qualité de restitution, cependant ce sont toutes les ingéniosités, les innovations apportées au plan mécanique qui semblent les plus paradoxales. En effet, avec l'avènement du C.D. le mode de détection du signal changeait radicalement. On passait d'un capteur mécanico-électrique (cas de la cellule phonoelectrique détectant un signal mécanique par nature) à un capteur optique sans aucun contact qui, de surcroît, lisait des informations numériques codées sous forme d'impulsions et donc par nature beaucoup moins sensible à toutes formes de parasites. Cependant la taille des cuvettes microscopiques gravées sur le disque compact impose au système lecteur



une très grande précision. Des systèmes d'asservissement sophistiqués associés à des systèmes de correction d'erreur permirent de s'affranchir de ces difficultés et de faire fonctionner les lecteurs C.D. sans avoir recours à des mécaniques inertes et très sophistiquées qui, bien évidemment, n'auraient pas permis la démocratisation de ce produit que l'on connaît. Il faut toutefois bien comprendre que le principe même du système de correction d'erreur est de pallier, voire d'improviser, l'absence de signal détectée par le lecteur lorsqu'un défaut apparaît (vibration, rayure, défaut de fabrication...). Les amateurs avertis

plaques d'aluminium massives. Le fond du lecteur est constitué par une épaisse plaque réalisée en structure sandwich, une couche visco-élastique fait office d'amortissant entre deux couches d'acier. Le coffret est clos par un solide couvercle en aluminium fixé en quatre points. Quatre pieds amortisseurs en laiton usiné viennent parfaire l'isolation vis-à-vis de l'environnement. Toutes ses précautions ont pour but d'éviter l'excitation de résonances par effet «feedback» du son émis par les haut-parleurs sur des pièces constitutives du châssis, lesquelles auraient pu induire les vibrations qu'elles engendraient au système de lecture proprement dit. Celui-ci est monté sur une contre-platine



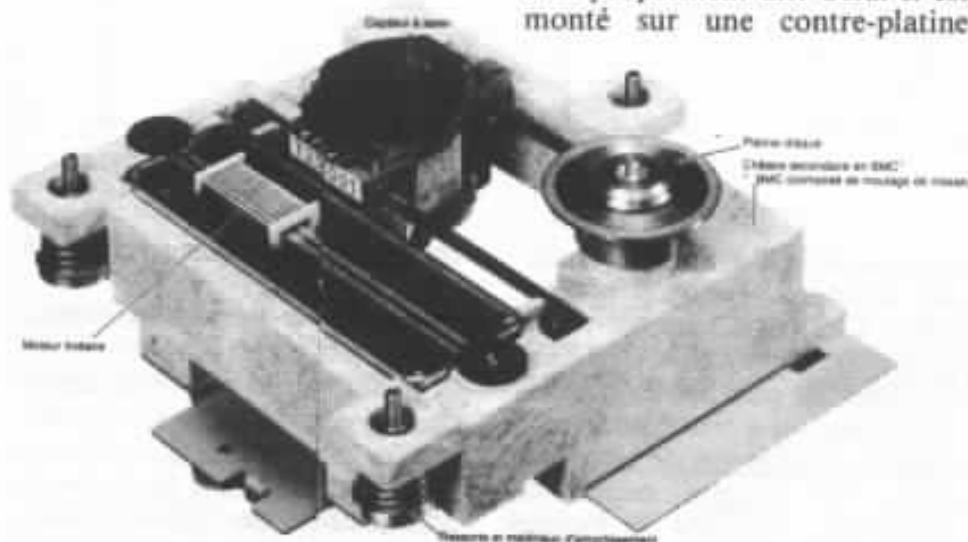
plateau assure un suivi de piste précis par le lecteur laser et limite le taux d'erreurs.

Ce luxe de précautions est pris quant à la réalisation mécanique du DCD 3300 pour permettre au capteur laser une lecture extrêmement précise et ainsi limiter autant que faire se peut l'intervention du système de correction d'erreurs en cas de «dérailage» du lecteur soumis à des vibrations indésirables. Notre système perceptif, par son extrême finesse, arrive à détecter l'intervention de la correction d'erreur.

Kits Tannoy

Pour répondre à la question de nombreux lecteurs relative à la réalisation de kits utilisant les réputés 38 cm Tannoy nous vous communiquons dans cette information diverses solutions de charges. Le constructeur anglais a édité un petit manuel technique intitulé «Professional Kits» fort bien réalisé pour charger les modèles K3808 et K3838.

Les deux 38 cm Tannoy de références K3808 et K3838 utilisent tous deux la même structure «Dual Concentric». La structure mécanique et l'aimant sont identiques pour les deux modèles. Ils se différencient par leurs fréquences de résonance à l'air libre (fs) : 36 Hz pour le K3808 et 22 Hz pour le K3838. Cette différence est naturellement liée à la masse de l'équipage mobile aussi retrouvons-nous un écart en rendement et sur les paramètres des haut-parleurs :



ainsi que les professionnels développant des produits de haute qualité, réalisèrent très vite que notre système perceptif ne «digèrait» pas très bien ces improvisations du système correcteur qui se traduisaient par une perte de naturel, de fluidité, etc. On vit alors apparaître de nouveaux lecteurs très évolués pour lesquels la constitution mécanique, sur le plan de l'inertie, avait été particulièrement soignée. Un très bon exemple en est le DCD-3300 Denon. Avec ses 12 kg, on comprend tout de suite que la mécanique et les problèmes vibratoires de ce lecteur n'ont pas été considérés à la légère. Le châssis principal cuivré est habillé de

réalisée dans un matériau moulé, très dense, possédant les propriétés des céramiques. Cette contre-platine est suspendue par des ressorts hélicoïdaux munis d'amortisseurs. L'ensemble de lecture ainsi réalisé et monté sur le châssis principal résonne à une fréquence inférieure à 18 Hz. Le porte-disque ainsi que le plateau du disque ont fait l'objet d'un soin tout aussi grand quant aux comportements vibratoires du matériau retenu.

Le moteur d'entraînement est couplé à un rotor de grand diamètre de sorte à augmenter son inertie et ainsi «lisser» sa rotation. Un système de centrage automatique du disque sur le

- pour le K3808, le rendement est de 94 dB, le Vas de 0,25 m³ et le Qts de 0,16,

- pour le K3838, le rendement est de 92 dB, le Vas de 0,48 m³ et le Qts de 0,18.

La membrane du K3838, plus lourde, utilise des renforts sur sa partie interne et la suspension périphérique est du type «rouleau». Celle du K3808 est du type «S» et la membrane n'est pas renforcée sur sa face arrière. Voilà donc les principaux éléments qui différencient ces deux modèles. Le saladier identique pour les deux références est réalisé en alliage d'aluminium moulé. Les circuits magnétiques utilisent des aimants baryum-ferrite anisotropique (8 500 gauss pour l'élément grave et 12 500 gauss pour la chambre de compression aiguë). Le choix du type d'enceinte peut être effectué en se reportant au tableau. Vous y trouverez un choix d'enceintes

dont le volume interne s'échelonne de 95 à 230 litres étudiées, bien naturellement, pour les K3808 et K3838. Certes, l'étendue de la réponse à la fréquence grave est liée au volume de l'enceinte, toutefois les impératifs d'encombrement, l'utilisation dans une pièce de dimensions réduites peuvent conduire à privilégier une enceinte de dimensions restreintes tout en bénéficiant des excellentes performances de ses haut-parleurs sur l'ensemble du spectre car seul le registre extrême-grave en sera affecté.

Les quatre modèles d'enceintes proposées sont de type bass-reflex. Les dimensions de l'évent, surface, longueur, diffèrent bien évidemment suivant le volume de l'enceinte d'une part et d'autre part suivant le modèle de haut-parleur utilisé qui, comme nous l'avons vu, ont des paramètres différents. La solu-

tion 4 correspond aux versions Tannoy Classic et Super Red Monitor.

La vue éclatée montre très clairement la méthode de réalisation de l'enceinte. On notera le nombre très important de tasseaux raidisseurs, leur rôle étant de parfaire la rigidité de l'ensemble. Les matériaux utilisés pour la réalisation suivant le budget qui lui sera consacré pourront aller de l'aggloméré de 19 mm pour la version «minimale» en passant par des agglomérés genre Médite ou enfin un contreplaqué de genre Nantex dont l'épaisseur sera de 25 mm. L'amortissement interne préconisé par Tannoy est de la laine de verre dont l'épaisseur des panneaux est indiquée dans le tableau. Pour notre part, nous recommandons vivement l'emploi de feutre de laine d'épaisseur 10 mm avec éventuellement un rideau vertical au centre de l'enceinte pour la ver-

Modèle d'enceinte	I	II	III	IV
Volume intérieur net en litres	95	175	200	230
Dimensions internes recommandées mm H x L x P	755 x 499 x 271	866 x 609 x 318	966 x 550 x 407	980 x 672 x 386
Matériau et épaisseur	19mm Agglo Médite	19mm ou 25mm Médite	25mm Médite, Nantex	25mm Médite, Nantex
Épaisseur des panneaux de laine de verre en amortissement interne ou feutre (cf. texte)	50mm	50mm	80mm	100mm
K3808 Fréquence accord enceinte	38 Hz	38 Hz	35 Hz	35 Hz
K3838 Fréquence accord enceinte	35 Hz	32,5 Hz	30 Hz	32 Hz
Surface évent en cm ²	77	240	240	320
Longueur d'évent en mm				
K3808	91	148	157	183
K3838	121	254	264	250
Réponse en fréquence				
K3808	60Hz-20kHz ± 4dB	55Hz-20kHz ± 4dB	52Hz-20kHz ± 4dB	50Hz-20kHz ± 4dB
K3838	50Hz-20kHz ± 4dB	45Hz-20kHz ± 4dB	44Hz-20kHz ± 4dB	40Hz-20kHz ± 4dB

Tableau proposant 4 solutions de charge pour les haut-parleurs Tannoy K3808 et K3838.

sion la plus évoluée.

Pour le filtrage, nous recommandons vivement l'utilisation du filtre d'origine Tannoy qui, outre les diverses latitudes de réglage offertes applique certaines corrections tout particulièrement adaptées à la structure spéciales des haut-parleurs concentriques Tannoy. Les mêmes remarques s'appliquent d'ailleurs pour le filtrage actif.

Nous profitons également de cette information pour communiquer les abaques fournies dans sa brochure par Tannoy, aidant à déterminer très simplement la longueur nécessaire de l'évent (pour cinq surfaces différentes d'évents : 38,5 cm², 77 cm², 160 cm², 240 cm² et 320 cm²) suivant le volume interne et la fréquence d'accord de l'enceinte. A titre d'exemple, pour une enceinte de 200 litres et une fréquence d'accord de 35 Hz, on obtient pour une surface d'évent de 240 cm² une longueur de

16 cm. C'est le type de charge du troisième modèle d'enceinte pour le K3808. Pour les lecteurs désireux d'affiner leurs réglages, nous indiquons le moyen d'y parvenir par le calcul, si l'on s'en tient à l'exemple choisi et en reprenant les données Tannoy du tableau :

Exemple de calcul de la fréquence d'accord.

$$L_v = L'v + L''v$$

L'v longueur physique de l'évent.

L''v correction extrémité.

$$L_v = L'v + 0,9 \sqrt{S_v}$$

$$L_v = 0,157 + 0,139 = 0,296 \text{ m}$$

Sv surface d'évent.

Vb volume de l'enceinte.

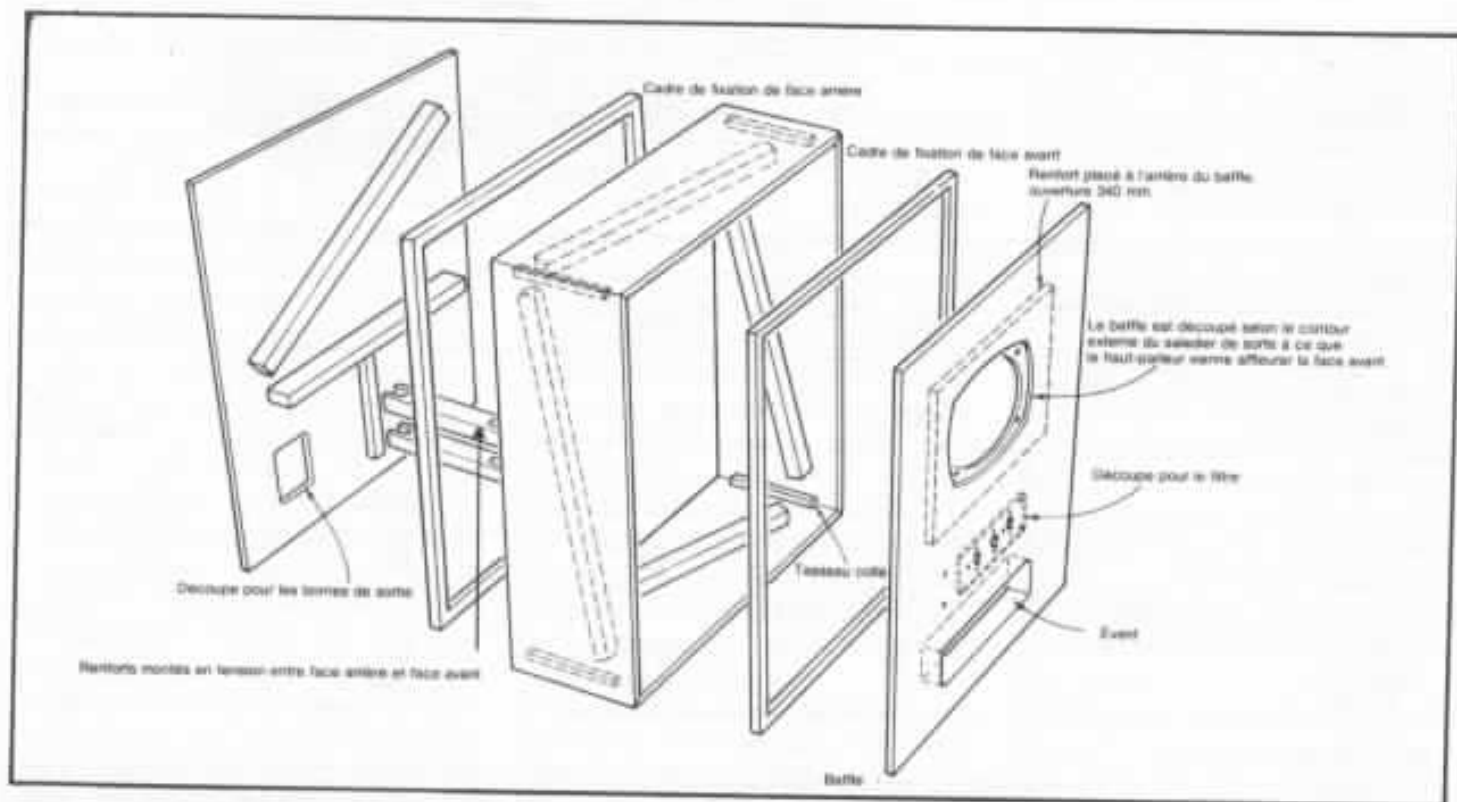
$$F_b = \frac{c}{\pi} \sqrt{\frac{S_v}{V_b \cdot L_v}}$$

$$F_b = \frac{344}{6,28} \sqrt{\frac{0,0240}{0,2 \cdot 0,296}}$$

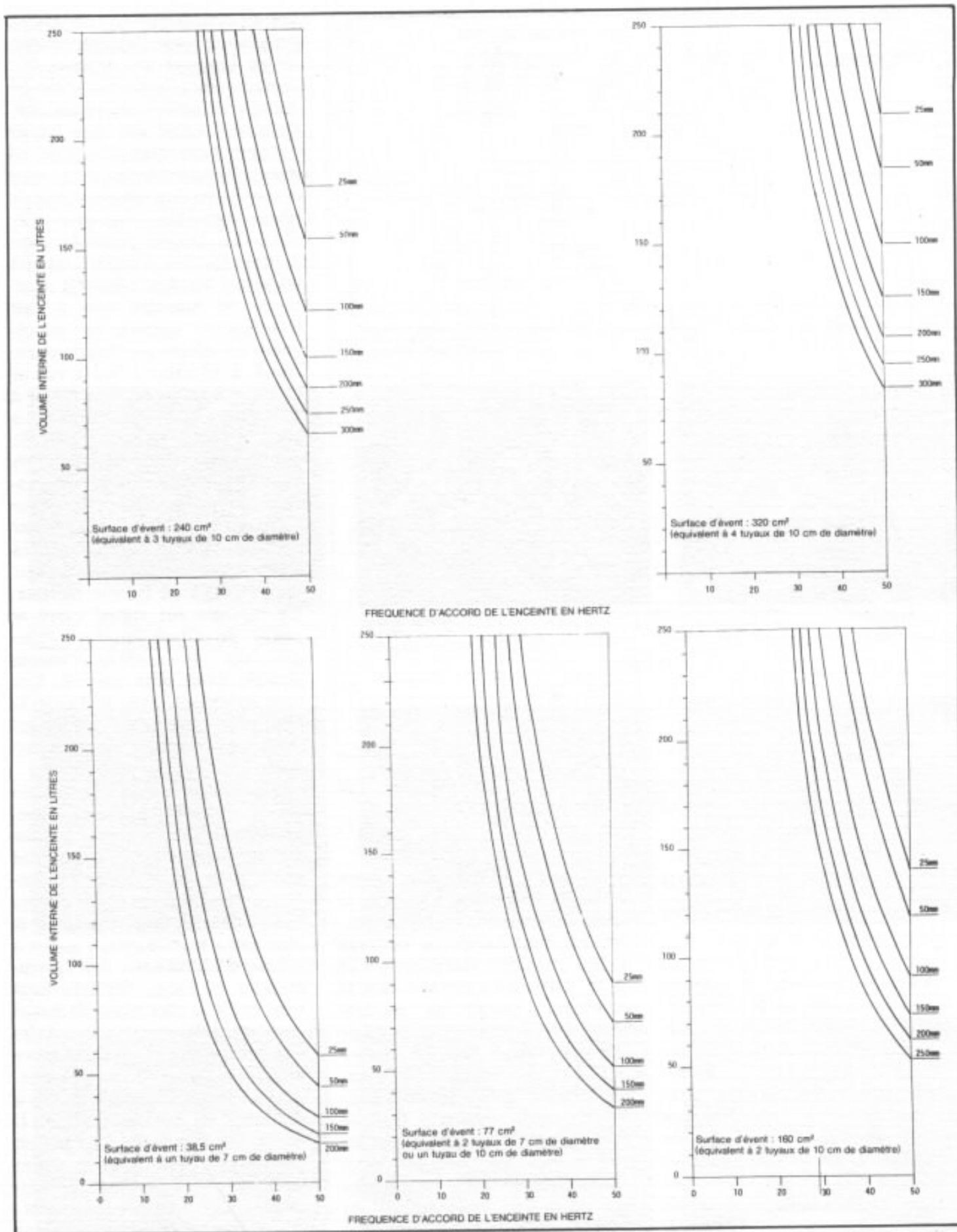
$$F_b = 34,88 \text{ Hz}$$

soit 35 Hz. Ces abaques n'offrent certes pas une précision au millimètre sur la longueur de l'évent, cependant elles permettent très rapidement de cerner avec une précision satisfaisante les dimensions pour une large gamme de volumes et de fréquences d'accord. L'amateur scrupuleux pourra toujours ensuite effectuer le petit calcul indiqué ci-contre pour parfaire le réglage. Notons que si la fréquence d'accord d'une enceinte munie d'un évent peut être obtenue avec une grande précision, il serait toutefois utopique de s'évertuer à chercher à obtenir une précision inférieure au hertz.

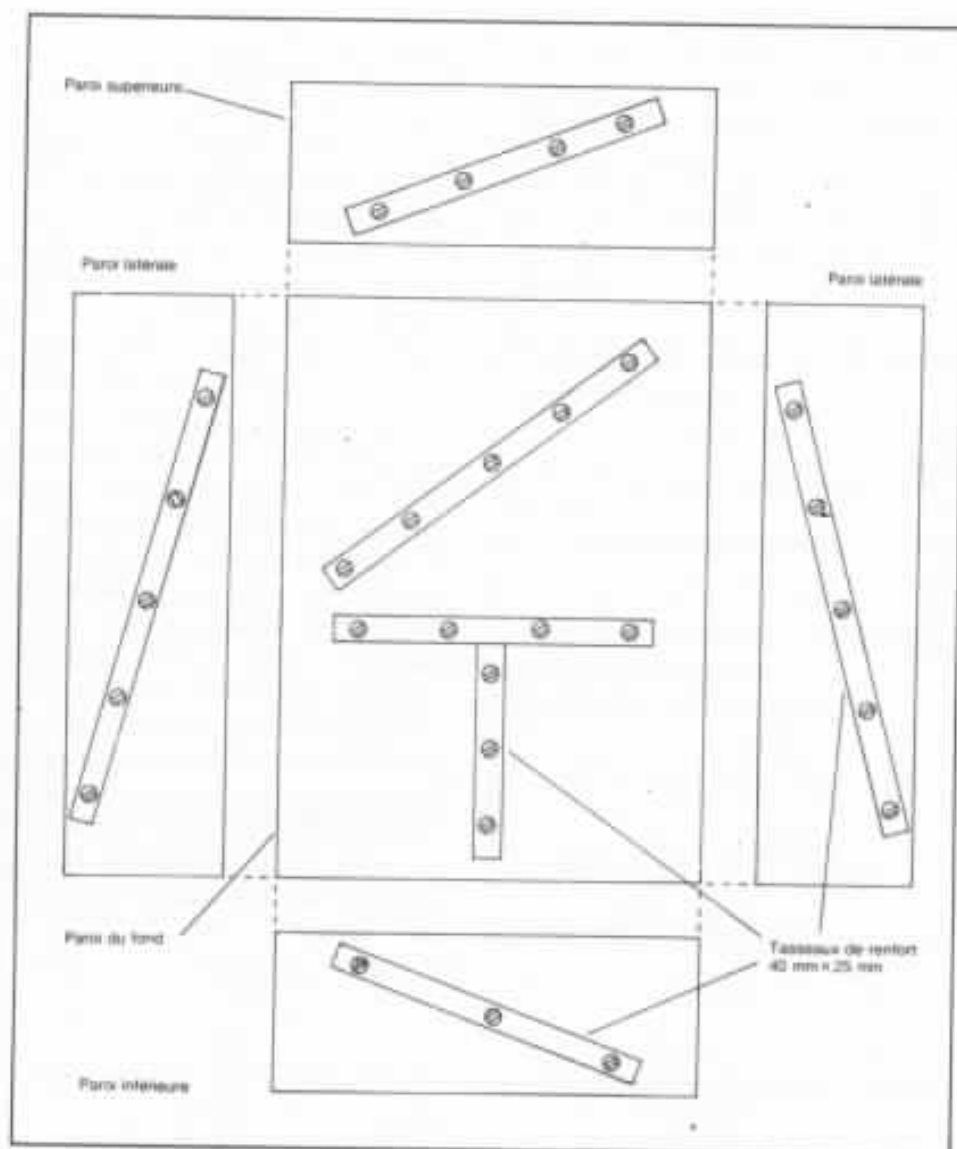
Il faut songer que sur un haut-parleur d'excellente qualité, des variations de plus de 10 % peuvent être rencontrées sur la fréquence de résonance et sur l'ensemble des paramètres, sans compter que ces critères évoluent avec le vieillissement et le rûdage du haut-parleur.



Vue éclatée de la réalisation des enceintes proposées dans le tableau. Les tasseaux constituant les cadres recevant la face arrière et la face avant ont une section de 25 mm x 25 mm.



Abaque permettant de déterminer très simplement la longueur d'évent en fonction du volume de l'enceinte et de la fréquence d'accord souhaitée. 5 surfaces d'évent sont proposées, la section peut être soit rectangulaire soit circulaire.



Exemple de positionnement des renforts destinés à rigidifier l'enceinte. Les tasseaux d'une section de 40 mm x 25 mm sont fixés collés-vissés.

Transformateur Tango FG50S pour le Némésis

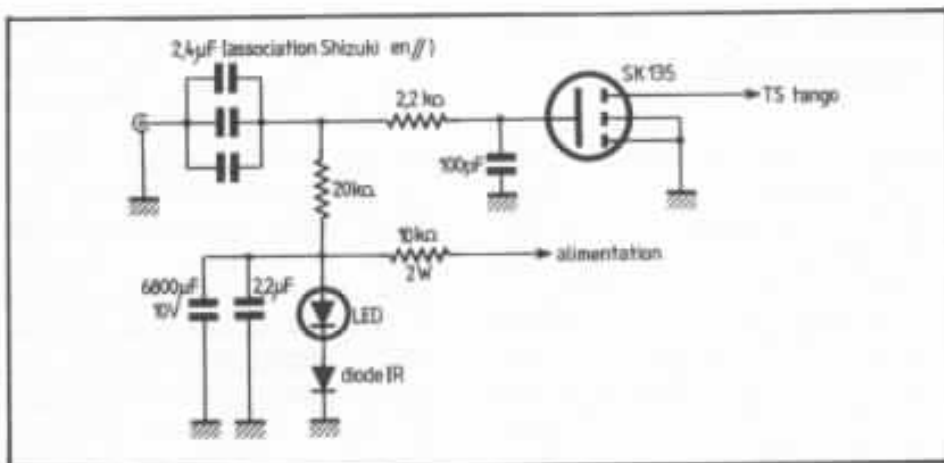
Élément clé dans le schéma unique de simplicité de l'amplificateur Némésis, le transformateur de sortie mérite la plus grande attention. Lors de la conception de cet amplificateur et de sa mise au point, il n'existait pas sur le marché international de transformateur de sortie dont les caractéristiques satisfassent les exigences du montage, à savoir une impédance primaire de 64 Ω . Nous avons alors fait réaliser par des fabricants français différents

prototypes. Celui que nous avons retenu nous a donné de bons résultats et a permis la description détaillée de ce montage mono-transistor dans les n^{os} 34 et 35. Depuis est apparu dans le catalogue Tango un modèle répondant à nos exigences pour ce montage : sa référence FG50S. De fabrication très soignée, mais aussi de coût très supérieur à la version de base, le FG50S nous a permis de réaliser que le montage Némésis avait des qualités encore plus grandes que celles que nous supposions dans le montage d'origine. En outre, la meilleure conception du modèle Tango permet une stabi-

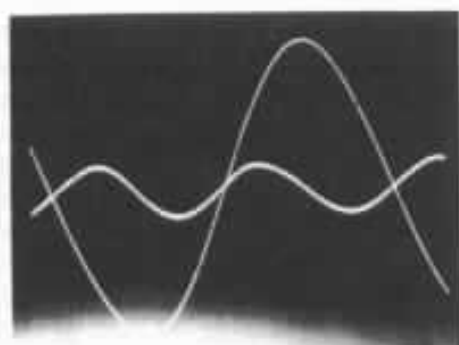
lité du circuit que nous n'avions pu obtenir avec l'ancien modèle qu'en insérant des réseaux RC correcteurs afin de maîtriser les débuts d'oscillations parasites. Cela se traduit par une bande passante beaucoup plus large, en particulier dans le bas du spectre et une limitation des rotations de phase dans les fréquences élevées. La bande passante sans contre-réaction s'étend jusqu'à 90 kHz ! La distorsion est améliorée de manière tout à fait significative comme en témoignent les divers oscillogrammes. Ainsi, à 10 kHz, 1 W, la valeur de distorsion passe de 2,78 % à 1,75 % avec le Tango ; à 100 kHz, elle passe de 11,8 % pour l'ancien modèle à 2,65 % avec le FG50S. Notons au passage, pour le lecteur néophyte pour qui ces chiffres pourraient paraître élevés, qu'il s'agit là d'excellentes performances pour un montage en boucle ouverte. La réponse sur signal carré se passe de commentaires ; bien que sur ce critère, l'ancien modèle avait déjà un très bon comportement, avec le Tango le temps de montée est nettement amélioré, cela sans aucun dépassement.

Sur le plan subjectif, les qualités du Némésis, grâce au transformateur Tango, dans le registre médium-aigu s'expriment pleinement. Par rapport à la version précédente, on gagne encore en clarté, en spatialisation : le message « respire mieux », il y a « plus d'air autour des instruments » et l'aigu file très haut sans avoir le côté pincé de beaucoup de réalisations utilisant des transistors FET. Certes, le grave manque d'une certaine assise, cela est bien évidemment dû à l'absence de contre-réaction. Il est à noter que ce défaut est diversement ressenti en fonction du filtre passif de l'enceinte alimentée par l'amplificateur. Certains filtres complexes utilisant des circuits bouchons donnent l'impression d'être très mal

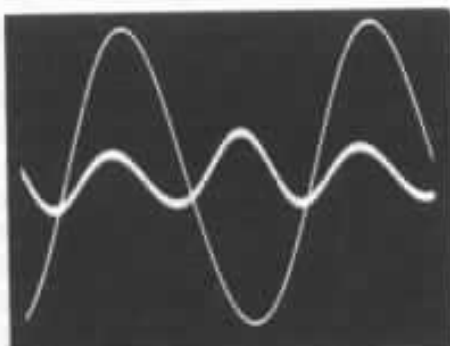
acceptés par le Némésis. Utilisé sur un haut-parleur large bande sans filtrage, le manque de fermeté dans le bas du spectre est beaucoup moins flagrant. Cependant, il faut répéter que c'est en utilisation médium-aigu sur des systèmes multi-amplifiés que le Némésis trouve réellement sa place. Il permet de concilier des critères tels que le « piqué » et le « filé » qu'il est toujours très difficile d'obtenir simultanément.



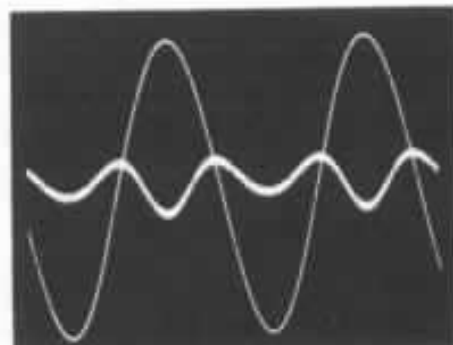
Performances comparées du transformateur Tango FG50S et de l'ancien transformateur de sortie.



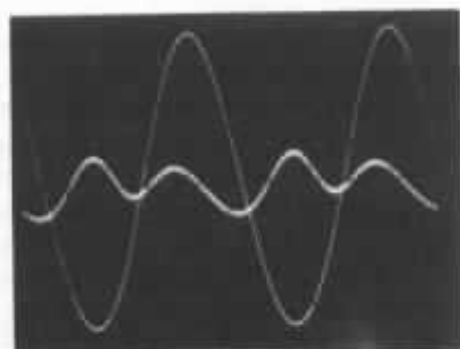
Signal et forme de distorsion du Némésis-Tango à 1 W, 20 Hz (4,25 %).



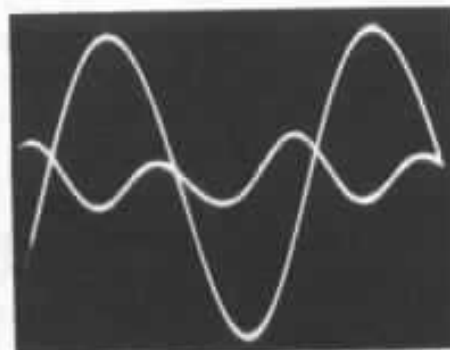
Signal et forme de distorsion du Némésis-Tango à 1 W, 100 Hz (2,82 %).



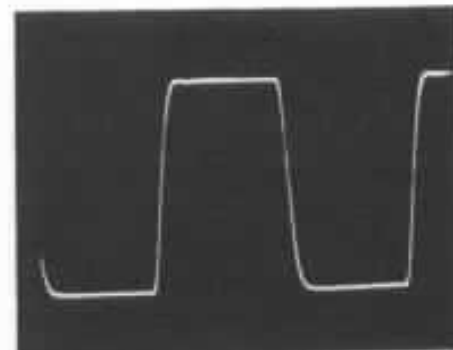
Signal et forme de distorsion du Némésis-Tango à 1 W, 1 kHz (1,85 %).



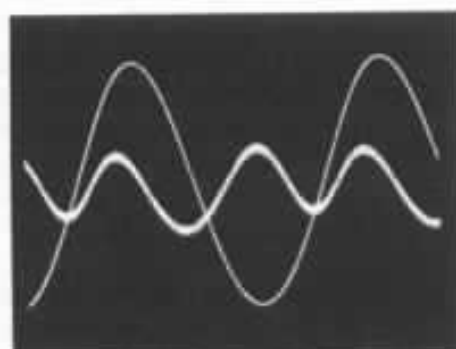
Signal et forme de distorsion du Némésis-Tango à 1 W, 10 kHz (1,75 %).



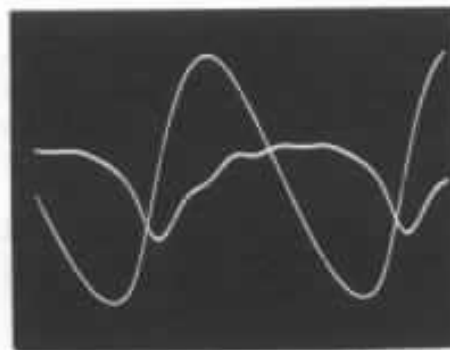
Signal et forme de distorsion du Némésis-Tango à 1 W, 100 kHz (2,85 %).



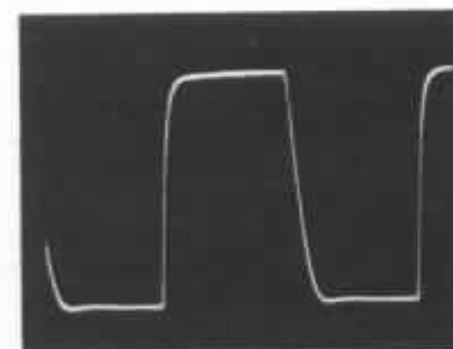
Réponse sur signal carré à 20 kHz du Némésis-Tango.



Signal et forme de distorsion de l'ancien Némésis 1 W, 10 kHz (2,78 %).



Signal et forme de distorsion de l'ancien Némésis à 1 W, 100 kHz (11,8 %).



Réponse sur signal carré à 20 kHz de l'ancien Némésis.

Borne H.P. et fiche banane WBT

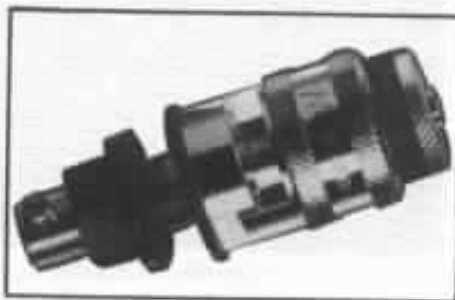
La firme allemande WBT, depuis plus de deux ans maintenant, s'est taillé une sérieuse réputation dans le domaine des connecteurs audio de hautes performances. La fiche Cinch mâle à verrouillage et surtout la fiche Cinch femelle châssis constitue des références dans le domaine de la connectique audio mondiale. Le concept d'usinage dans la masse, véritable credo de WBT permet d'éviter des résistances de contact superflues inhérentes à la multiplication des éléments constitutifs d'un connecteur. Une conduction dans la masse du métal (un alliage spécial de cuivre OFC pour WBT) représente sans nul doute un élément décisif. La formidable évolution de ces dix dernières années dans le domaine des câbles, des contacts et plus généralement de tous les composants passifs (L'Audiophile, rappelons-le, abordait ces questions au cœur du sujet il y a déjà dix ans dans son n° 1), a révélé l'incroyable complexité des phénomènes liés à la conduction dans le cas de signaux musicaux. Ce secteur est sans conteste celui dont les exigences sont les plus draconiennes dans le vaste domaine du traitement de l'information puisque les impératifs de qualité impliquent la transmission de signaux dont la fréquence peut s'étaler sur plus de dix octaves avec une dynamique proche de 90 dB, cela sans aucune tolérance de perte d'information puisqu'en analogique le but est de transmettre... 99,99 % de l'information originale.

Divers phénomènes (effets de peaux, structures cristallines, moléculaires et atomiques, effets électromagnétiques, tenue mécanique, effets Pelletier, impuretés...) apportent des éléments de réponse aux constatations subjectives révélant des différences

significatives, voire spectaculaires, existant entre divers câbles, divers connecteurs, divers condensateurs... Toutefois, plus de dix ans après, aucune «théorie» n'a pu être encore élaborée pour définir pleinement ces épiphénomènes. Les mesures, elles non plus, telles qu'elles sont définies ne permettent pas une différenciation réellement significative. La cause principale réside dans le fait que le principe de notre perception repose sur un fonctionnement radicalement différent pouvant traiter avec une incroyable acuité et simultanément une quantité phénoménale de signaux présentant des écarts d'amplitude énormes, et qui plus est, de structures non linéaires dans le domaine temporel.

Depuis quelques mois, WBT a enfin mis sur le marché une fiche banane à verrouillage et surtout une borne H.P. elle aussi à verrouillage qui représente, à notre sens, la référence actuelle en la matière.

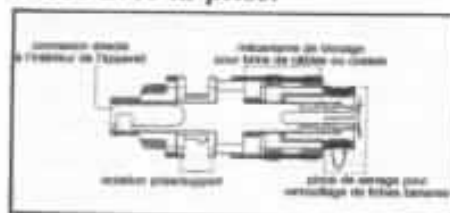
De référence WBT-0700, massive, plaquée or 24 carats, cette borne haut-parleur est un bel objet en soi. Elle a été très bien pensée et permet absolument



tous les types de montages :

- Destinée à être montée sur les amplificateurs, la fixation sur le support est isolée par une bague synthétique de couleur rouge ou noir pour le repérage. Dans sa version de base, la prise accepte des supports dont l'épaisseur peut aller jusqu'à 8 mm, au-delà (cas des montages sur les enceintes) un raccord WBT-0715 permet d'adapter la borne à des supports atteignant 5 cm.
- La connexion située à l'inté-

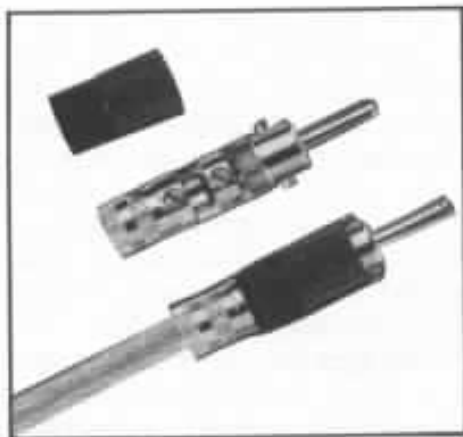
rieur de l'appareil accepte des câbles dont la section peut varier de 0,5 à 10 mm². Elle peut s'effectuer par soudure ou par serrage à l'aide de la vis sans tête livrée avec la prise.



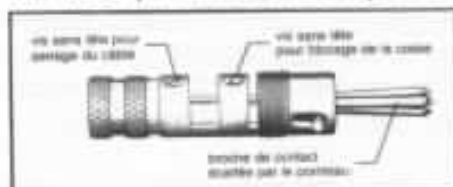
- Le câble haut-parleur peut être raccordé à cette borne par l'intermédiaire d'une fiche banane classique. La bague moletée de plus petit diamètre vient serrer par rotation la fiche mâle à la manière d'un mandrin de perceuse. Un autre mécanisme de blocage est prévu dans le cas où l'utilisateur souhaite connecter directement son câble sur la borne sans l'intermédiaire d'une fiche banane. Ainsi, la couronne moletée de plus grand diamètre commande-t-elle le système de blocage pouvant recevoir des câbles nus ou sertis ayant dans sections pouvant atteindre 16 mm² ! L'âme centrale de ce dispositif est usinée de sorte à pouvoir recevoir également des câbles terminés par des cosses de type fourche.

Comme on le notera, ce connecteur est universel. Il offre de surcroît avec ses divers systèmes de serrage une qualité de contact excellente. De plus, la tenue dans le temps des performances de conductivité en est grandement améliorée. C'est un point très important car la dégradation progressive et pernicieuse des contacts ne se manifeste pas directement à l'utilisateur s'il n'y prend garde. En outre, pratiquer un nettoyage complet et scrupuleux tous les six mois de l'ensemble des connecteurs d'un système est on ne peut plus fastidieux...

La fiche banane qui lui est associée porte la référence WBT-0600. Le corps de cette fiche rappelle celui de la fiche Cinch mâle de ce fabricant. Usinée dans la



masse, elle peut recevoir des câbles allant jusqu'à 10 mm² de section qui pourront être ou soudés ou sertis. Deux vis sans tête montées sur le corps de la fiche ont pour fonction l'une de maintenir par serrage le corps isolant du câble, l'autre de bloquer la



cosse dans le cas d'un sertissage. Une broche de contact à écartement confère à cette fiche banane la possibilité de verrouillage, concept que l'on retrouve dans tous les connecteurs de la firme. En faisant pivoter la douille noire enveloppant la fiche on agit sur le pointeau placé à l'intérieur de la broche. Cette fiche utilise également un alliage de cuivre OFC.

Soudure WBT

Cette soudure, résultat de la combinaison de différents matériaux, a été spécialement conçue pour les câbles et connecteurs de haute qualité ainsi que pour les circuits imprimés et les composants électroniques à haute performance. Elle porte la référence WBT-0800. Ses caractéristiques sont les suivantes :

- teneur en argent fin de 4 %,
- agent mouillant spécial sans halogènes (base : acide organique),
- basse température de fusion : 178°/180° C,

- excellentes caractéristiques mouillantes,
- faible diamètre de 0,9 mm pour travaux de précision.

Par rapport aux soudures ordinaires, la WBT-0800 présente donc des avantages considérables :

- structure de matériaux plus homogène (à grains très fins),
- excellente pénétration,
- conductivité électrique optimale,
- haute durabilité (stabilité mécanique, résistance à la corrosion, non-hygroscopique),
- elle permet d'éviter le décollement des couches de métaux précieux,
- elle assure des dosages précis,
- altération minimale du signal, c'est-à-dire grande pureté du son.

La WBT-0800 s'utilise comme une soudure ordinaire et ne nécessite aucun outil ou produit particuliers. L'utilisation de fers à souder d'environ 45 W (pour composants électroniques) à 80 W (pour connecteurs et câbles de grosse section) est recommandée. La température de la pointe du fer à souder doit être située entre 240° et 260° C.

Quelques conseils :

- Il vaut mieux éviter les temps de soudure trop longs.
- Il est préférable de faire fondre la soudure directement sur les éléments à souder et non sur la pointe du fer.
- Il faut veiller à ce que les éléments à souder ainsi que la pointe du fer soient propres.

En respectant ces quelques conseils, il sera très facile d'obtenir une soudure parfaite. La surface gris mate qu'elle peut présenter n'est pas une anomalie mais bien la preuve de la présence d'argent.

Circuit de protection haut-parleurs

L'utilisation d'amplificateurs à couplage direct, c'est-à-dire dont la réponse en fréquence

s'étend jusqu'au continu, offre des avantages indiscutables sur le plan qualitatif. Cependant le fait de « passer » le continu peut présenter des risques pour les haut-parleurs. Une dérive en continu provenant d'un filtre actif d'un préamplificateur ou tout simplement un « ploc » à la mise sous tension d'un préamplificateur peuvent conduire l'amplificateur à couplage direct à délivrer une énergie importante à des fréquences très basses, voire du continu, cela pour le plus grand risque des haut-parleurs. Evoquons aussi le cas de l'amplificateur dont l'étage de puissance « grille » et où l'on retrouve en sortie la tension d'alimentation (cela peut se produire même sur des appareils disposant de systèmes de protection très évolués).

Certains diront qu'il faut savoir vivre dangereusement lorsqu'on souhaite une qualité du plus haut niveau ! Il est toutefois rageant de prendre des risques avec des haut-parleurs qui, à part leur prix, peuvent aussi être de véritables pièces de collection.

Le petit schéma que nous vous proposons, extrêmement simple, constitue un circuit de détection de tension continue tout à fait efficace. Il s'alimente sous 24 volts à partir de l'alimentation de l'amplificateur (ou à partir d'une petite alimentation secteur séparée pour les utilisateurs qui souhaiteraient placer ce circuit de protection dans leurs enceintes). La constante de temps est fixée par les deux capacités chimiques de 220 µF/16 V montées tête-bêche de sorte que le système ne se déclenche pas intempestivement sur des modulations d'extrême-grave de forte amplitude. Le seuil a été fixé à ± 1 volt ce qui est largement suffisant pour protéger un haut-parleur, le temps de réponse est d'environ 20 ms. Deux diodes visualisent le fonctionnement, la verte s'illumine en fonctionnement normal et la rouge visualise

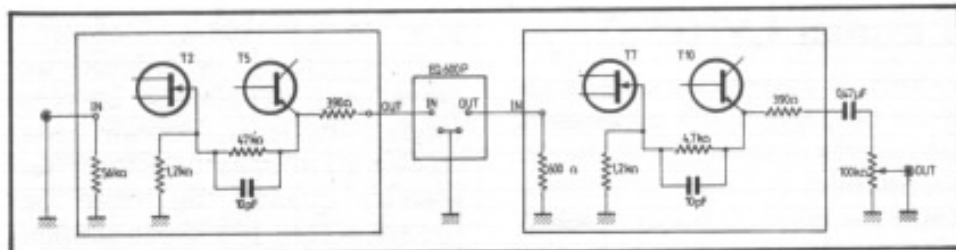
« élégantes » dont nous vous communiquons les dimensions dans le schéma. De volume interne identique à la version de notre n° 31, soit 26,5 litres et d'accord similaire (évent de 70 mm de diamètre et de 140 mm de profondeur), cette colonne procure un équilibre encore amélioré par rapport à la version de base. Les registres grave et bas-médium gagnent en assise. Les registres médium et aigus conservent, eux, leurs immenses qualités et ne sont pas affectés par la modification de la surface de bafflage. Bien au contraire, un léger gain est encore obtenu en clarté du médium.

L'accord de l'enceinte ainsi défini se situe à 47 Hz (le lecteur désireux de refaire les calculs peut se reporter à l'information relative aux kits Tannoy publiée dans cette même rubrique ou encore se reporter à la première abaque). L'amortissement interne, comme dans la version de base, est réalisé avec du feutre de laine de 10 mm d'épaisseur appliqué sur l'ensemble des parois internes.

Concernant la disponibilité du haut-parleur qui avait posé un certain nombre de préoccupations il y a environ un an, il semblerait que tout soit rentré dans l'ordre, avec une présentation plus sommaire puisqu'il n'est plus livré en emballage individuel. Bien que son prix ait légèrement augmenté, environ 350 F, ce 10 cm demeure une référence.

Application d'une correction passive LCR au préamplificateur Kanéda

Ce type de correction RIAA a fait l'objet d'une analyse détaillée par Jean Hiraga dans notre n° 39. Pour faire suite à la demande de nombreux lecteurs souhaitant mettre en application cette séduisante solution, nous communiquons les modifica-



Modifications du préampli Kanéda pour fonctionnement avec RIAA passive.

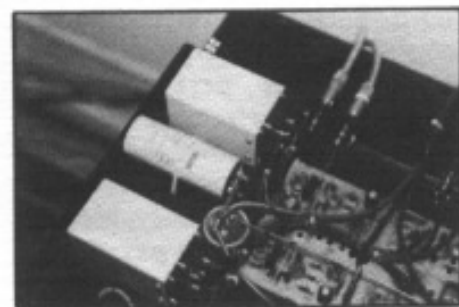
tions apportées au préamplificateur Kanéda lorsqu'on lui adjoint une correction passive (EQ 600 P Tango en l'occurrence).

Il convient tout d'abord d'éliminer les éléments procurant la correction RIAA à la boucle de contre-réaction sur la version d'origine : à savoir résistances de 680 k Ω , de 51 k Ω et de 1,2 k Ω ainsi que les condensateurs de 4,7 nF et de 1,5 nF (valeurs correspondant à la dernière correction RIAA du préampli Kanéda). Ce filtre RC est simplement remplacé par une résistance de 47 k Ω avec un condensateur de 10 pF en parallèle, la résistance de 1,2 k Ω jouant sur le taux de contre-réaction n'est pas modifiée et l'on obtient ainsi un étage d'entrée phono (linéaire) de 36 dB de gain. A la sortie de cet étage, après la résistance de 390 Ω vient se connecter l'entrée de la correction EQ 600 P. Sa sortie, elle, attaque un étage linéaire dont l'impédance d'entrée est ramenée à 600 Ω (à la place de la 470 k Ω d'origine) pour des raisons bien évidentes d'adaptation d'impédance. Le taux de contre-réaction est atténué de sorte à augmenter le gain de cet étage : une résistance de 1,2 k Ω remplace la 5,6 k Ω d'origine placée entre la gate de T7 et la masse. On obtient ainsi un gain de 36 dB pour l'étage linéaire, soit un total de 72 dB de gain, ce qui est tout à fait satisfaisant compte tenu de la perte d'insertion inhérente à la correction passive et qui est de l'ordre de 20 dB. Le gain résultant se situe aux alentours de 50 dB, valeur convenant à une large gamme d'utilisations.

Un condensateur de 0,47 μ F est placé en série sur la sortie de cet étage linéaire dont la stabilité vis-à-vis de la dérive continue est moins bonne car le taux de contre-réaction est notablement diminué. Le potentiomètre de réglage de volume est placé en sortie après ce condensateur. Il conviendra donc de veiller à ce que la liaison à l'amplificateur ou au filtre actif ne soit pas trop longue ni trop capacitive.

Notons enfin qu'il est possible, bien naturellement, d'ajouter à ce préamplificateur des entrées auxiliaires, un sélecteur placé entre la sortie de la correction RIAA et l'entrée du second étage permettra de remplir cette fonction. Celui-ci pourra éventuellement modifier simultanément la valeur de la résistance de 1,2 k Ω par une valeur plus élevée, 5,6 k Ω par exemple, de sorte à limiter le gain du second étage sur les entrées haut niveau à une valeur réaliste. Idem pour l'impédance d'entrée qui pourra éventuellement être modifiée suivant l'impédance de sortie des sources auxiliaires.

Deux mots pour conclure : au plan subjectif, l'apport est immense en termes de distorsions subjectives, d'aisance, de définition et de dynamique.



Luxman LV 105u

Sorti il y a un peu de plus de deux ans, le LV 105 a remporté un succès immense auprès des audiophiles et amateurs de restitution sonore de haute qualité. Ce succès est d'autant plus remarquable que cet intégré de rapport qualité/prix imbattable procure une restitution de très grande classe faite de naturel, de douceur, d'expression... bref, rien de racoleur ou d'accrocheur qui séduise l'acheteur lors des premiers moments d'écoute et qui, très vite, le lasse lorsqu'il a vécu en compagnie de ses enregistrements préférés.

Certains critiques ont même «démoli» le LV 105 à cause d'un son trop terne, trop doux, manquant de dynamique... Nous pensons que ces personnes devraient reconsidérer leur système et certainement leurs enceintes, car les défauts qu'ils annoncent se situent sûrement à ce niveau !

Il est en effet bien rare de trouver sur le marché, à des prix abordables, des électroniques que l'on puisse qualifier de «naturelles». Les impératifs de marketing liés aux performances des enceintes acoustiques présentes sur le marché du moyen de gamme ont souvent conduit les fabricants d'électroniques à «tricher» quelque peu en procurant une balance subjective physiologique à leurs appareils pour pallier aux carences des transducteurs. En cela, le LV 105, avec de très rares autres cas, est une exception.

Le son plus naturel n'est pas toujours le plus spectaculaire. Avec la nouvelle version LV 105 u, Luxman a retravaillé cet amplificateur de sorte à encore améliorer les performances. L'objectif à atteindre n'était pas évident. Les performances subjectives d'un appareil sont issues d'une somme considérable de paramètres qu'il n'est pas aisé de quantifier. Dans le cas présent,

pour le LV 105 u, l'objectif était, semble-t-il, de procurer un grave plus dynamique et plus ferme. Toutefois, obtenir cette amélioration sans détériorer les grandes qualités du reste du spectre n'était pas chose simple. Avec le LV 105 u, les objectifs ont été atteints puisque l'on retrouve sur cette version le naturel, la fluidité, la douceur de restitution, avec un registre grave beaucoup mieux assis et plus d'impact et de dynamique. L'aigu et l'extrême-aigu sont plus fouillés que sur la version de base.

L'examen visuel de la version «u» fait apparaître les différences susceptibles d'expliquer ces modifications subjectives. Tout d'abord et c'est sans doute le point crucial, l'alimentation a considérablement été retravaillée. Un transformateur unique largement dimensionné remplace les deux transformateurs de la version de base et la capacité de filtrage a pratiquement été doublée. Les circuits ont été, pour une large part, reconsidérés ainsi que les câblages, celui de la masse en particulier. L'étage de puissance, visiblement, n'a pas subi de modifications profondes puisque les transistors de l'étage de sortie sont du même type et l'étage d'attaque à tubes (6CG7) sont identiques.

Avec sa version LV 105 u, Luxman consolide encore ses positions dans le domaine des préamplificateurs-amplificateurs intégrés de qualité ; en espérant que cette auto-concurrence dans ce créneau nous apportera des électroniques dont le niveau de qualité sera encore amélioré...

710 Onyx K2 JM Lab

Sortie il y a plus de trois ans, la 710 Onyx JM Lab a remporté un très grand succès sur les marchés français et étranger. Sa grande homogénéité de restitution alliée à un coût tout à fait réaliste ont fait de ce modèle une enceinte très appréciée des

audiophiles et mélomanes.

Avec cette version K2, JM Lab met en application les derniers développements en matière de techniques de haut-parleurs engagés par Focal. Sur ce modèle, les quatre haut-parleurs sont de fabrication Focal. Le grave est un modèle 8N 515 de 21 cm de diamètre. Sa membrane, de type Néoflex, est associée à une bobine de 40 mm très longue plongeant dans un aimant de 120 mm. Le volume de charge de la voie grave est de 42 l. L'accord est en bass-reflex. Le grave-bas-médium qui le relaie à partir de 180 Hz est également chargé en bass-reflex dans un volume identique. Sa référence est 8K412. Il s'agit d'un 21 cm utilisant une membrane sandwich K2 : cette technique est une grande nouveauté Focal, un brevet international a d'ailleurs été déposé. Elle consiste en un sandwich de microbilles compactées par une résine très homogène placées entre deux tissus de fibres Kevlar. Ce matériau composite utilisé dans de nombreux domaines de pointe où la performance est le critère fondamental, confère à cette membrane un rapport poids-rigidité tout à fait remarquable.

Le haut-médium 5K313 utilise la même technique de membrane. De diamètre 13,6 cm, son saladier est en aluminium injecté (comme d'ailleurs les deux haut-parleurs de 21 cm), une ogive centrale lui confère une meilleure dispersion et une réponse plus étendue.

Le tweeter T120K est une version du réputé T120FC dont la membrane, qui est toujours de type calotte inversée, est réalisée en Kevlar. Ce système 4 voies emploie un filtre à pente raide de 24 dB/octave, les fréquences de coupure sont de 180 Hz-550 Hz-4 000 Hz. Les connexions à l'amplificateur sont confiées à des bornes en laiton massives acceptant les câbles jusqu'à 28 mm² de section !

Supraconductivité

Le monde de la physique est en effervescence, nous sommes en train de vivre une nouvelle étape dont l'incidence, aux dires de certains, aurait l'ampleur qu'a eu la découverte du transistor. De quoi s'agit-il ? De la supraconductivité. Les grands médias eux-mêmes ont largement relaté l'évolution de ces derniers mois (*Le Monde* en particulier). Si le phénomène de la supraconductivité a été mis en évidence au début du siècle, il faut bien reconnaître que celui-ci était resté cantonné aux curiosités de laboratoire. Or, depuis un peu plus d'un an, tout a été chamboulé et une véritable frénésie s'est emparé des chercheurs du monde entier.

Rappelons brièvement en quoi consiste la supraconductivité. La résistivité, constante physique caractéristiques d'un matériau, n'est en fait pas si « constante » que ça puisque sa valeur varie lorsque la température change. Pour un métal pur, quand celle-ci augmente la résistivité croît d'un facteur $1 + a\theta$ où θ est la température en degrés Celsius et $a \approx 1/250$. Ainsi par exemple, le filament d'une lampe est 10 à 12 fois plus résistant à sa température de fonctionnement qu'à l'ambiante. Si au lieu d'augmenter la température on la diminue, on s'aperçoit que la résistivité décroît aussi pour atteindre une valeur nulle vers le zéro absolu

($0^\circ \text{K} = -273,16^\circ \text{C}$). A cette température, le conducteur se trouve en état supraconducteur, sa résistance est nulle et le courant peut se déplacer indéfiniment sans aucune perte d'énergie ni échauffement. Bref, le rêve ! Cet état est atteint à $7,2^\circ \text{K}$ pour le plomb, $4,2^\circ \text{K}$ pour le mercure et $1,1^\circ \text{K}$ pour l'aluminium.

Le lecteur comprendra ainsi mieux ce que nous mentionnions préalablement, à savoir qu'il s'agissait d'un phénomène, d'une curiosité de laboratoire. Envisager des applications fonctionnant à -270°C pose des problèmes actuellement insurmontables.

Le progrès soudain observé dans ce domaine a pour origine des chimistes français de l'Université de Caen, Bernard Raveau et Claude Michel. Etudiant des composés d'oxyde de cuivre, de baryum et de lanthane, ils observent le « comportement métallique » de ces matériaux jusqu'à des températures de 77°K (azote liquide). Relayés ensuite par des chercheurs d'IBM à Zurich qui mettent, eux, en évidence un début de supraconductivité à 35°K sur les céramiques étudiées à Caen, nos chercheurs français passent à côté d'une découverte qui risque de bouleverser notre fin de siècle. Car depuis le printemps 86, date de cette observation, les choses se sont accélérées à une vitesse folle. Etape importante : mi-février 87. Paul Chu et Mau-Kuen Wu aux Etats-Unis annoncent un début de supraconducti-

tivité à 98°K ! L'azote liquide devient utilisable (pour un coût dérisoire comparé à l'hélium liquide). Pour franchir cette étape, l'yttrium remplace le lanthane. Japonais et Chinois à la même époque observent eux aussi des débuts de supraconductivité à 100°K avec une céramique Y-Ba-Cu-O. Depuis, on ne cesse de pulvériser les records : -33°C en avril, on parle même de certaines céramiques supraconductrices à l'ambiante !... Il faut cependant rester prudent, les enjeux économiques étant tels, les rumeurs sans fondements ni publications doivent être prises avec les plus grandes réserves.

Quoi qu'il en soit, nous vivons là une véritable révolution dans le monde de la physique et nul doute que les retombées seront immenses d'ici les dix années à venir. Les applications vont bien évidemment du stockage de l'énergie sans perte dans des tores supraconducteurs, des lignes sans perte pour véhiculer l'électricité, obtention de champs magnétiques de très grande intensité, suspensions magnétiques applicables aux trains, semi-conducteurs sans échauffement permettant de pousser l'intégration encore plus loin et de développer des supercalculateurs... sans compter les apports que tout cela pourrait amener au monde de l'audio. En effet quand on pense à l'incidence du changement d'un câble sur la restitution, on peut se permettre de rêver...

Platine Verdier en souscription

Nous avons le plaisir d'informer en dernière minute nos lecteurs qu'une souscription va être mise en place en cette rentrée 87 pour relancer en petite série la légendaire platine Verdier. Diverses évolutions seront apportées à ces nouvelles fabrications. Les amateurs désireux d'avoir de plus amples informations peuvent dès à présent prendre contact avec la Maison de L'Audiophile.