

# L'AUDIOPHILE



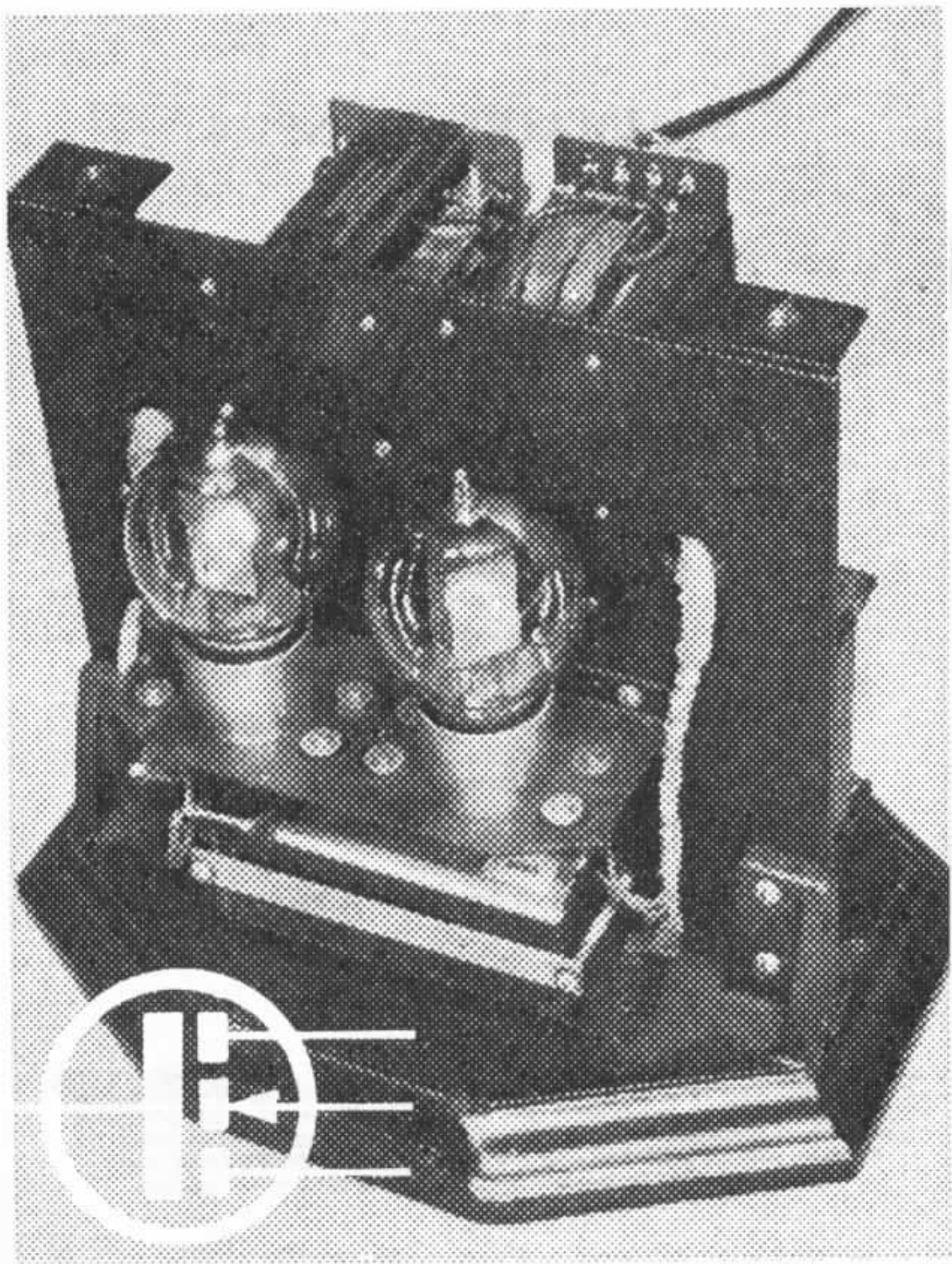
2<sup>e</sup> ANNEE. N° 34. JANV. 1965. 38 F

**Page non  
disponible**

**Page non  
disponible**

**Page non  
disponible**

**Page non  
disponible**



**EXCLUSIF**

10 W en classe A avec  
1 seul transistor !

# L'amplificateur Némésis ou l'hommage au WE 25 B

Jean Hiraga

*Q'il s'agisse d'électroacoustique ou de haute fidélité, l'écoute de certains appareils que l'on pourrait qualifier « d'exception » peut laisser derrière elle des souvenirs inoubliables. En haute fidélité, il aurait pu s'agir des années 50 et 60 et d'électroniques connues sous les noms de Quad, Marantz, Sherwood, Mac Intosh, Dynaco, Acoustech, Leak, Harman Kardon, pour n'en citer que quelques unes. Du côté enceintes et haut-parleurs, il aurait pu s'agir de marques telles que Vitavox, Stentorian, Wharfedale, Goodmans, Utah, University, Altec, JBL, KLH, EMI, Jensen, Siemens ou de bien d'autres marques qui ont été la base de la haute fidélité. Les meilleures idées restent encore appliquées aujourd'hui, soit sous leur forme originale, soit sous une formule améliorée. L'excellence des résultats d'écoute et même de mesures du tuner 10B ou de l'amplificateur 9K conçus jadis par Marantz ne pourraient laisser indifférent tout passionné de reproduction sonore de qualité. Pour accéder à ce niveau de qualité, les concepteurs de ces appareils avaient dû avoir recours à l'usage de circuits particulièrement complexes.*

Le tuner 10B, par exemple, ne comportait pas moins de sept étages moyenne fréquence, tandis que l'amplificateur 9K était un circuit à cinq étages doté de plusieurs contre-réactions locales. Le transformateur de sortie, particulièrement bien conçu, était muni d'un enroulement séparé et réservé exclusivement au circuit de contre-réaction globale. En un mot, l'amélioration considérable des performances

par rapport aux réalisations antérieures s'était aussi traduite par une complexité de plus en plus grande des circuits. Actuellement, le lecteur « Compact Disc » bat tous les records dans ce domaine. Les semi-conducteurs utilisés dans celui-ci, sous forme de circuits intégrés à grande ou à très grande échelle peuvent correspondre à un total dépassant 100 000 composants actifs.

N'oublions pas non plus que les divers progrès réalisés en électroacoustique ont également conduit à une perte très nette de « sensibilité », de « rendement ». C'est le cas de la chaîne hi-fi actuelle sur laquelle le niveau moyen de l'entrée phono, mesurée par rapport à la sortie de l'amplificateur de puissance, se situe aux environs de -100 dB. Ces -100 dB étant encore le niveau du recul de bruit

offert par le lecteur Compact-Disc. Complication, perte de rendement font partie de ce que l'on pourrait trouver sur le « revers de la médaille » des progrès effectués dans ce domaine aux cours de ces 100 dernières années. Pensons par exemple que certains vieux phonographes pavillon replié étaient capables de transcrire directement la modulation gravée dans le sillon du disque en un signal sonore de puissance plus que confortable. On était, bien entendu très loin de la qualité que peut offrir le lecteur Compact Disc. Le gros avantage qu'il serait difficile de nier était néanmoins la simplicité. L'ensemble d'enregistrement et de reproduction était réduit à trois étages constitués du graveur, du disque et du diaphragme reproducteur. A ce propos, des ingénieurs japonais avaient déjà tenté de « venger » la disparition du disque 78 tours ainsi que celle de la reproduction par moyen acoustique. A cet effet, ils avaient réalisé expérimentalement, en 1975, une sorte de « super-phonographe » lisant une sorte de « super-78 tours ». Grâce aux technologies actuelles et à leur expérience, ils avaient pu obtenir un rapport signal/bruit supérieur à 60 dB (celui-ci n'était que de l'ordre de 15 dB sur les vieux disques enregistrés par procédé acoustique, avant 1925), une bande passante comprise entre 150 Hz et 14 kHz, le tout avec peu de distorsion, de quoi faire pâlir de jalousie Charles Cros, Thomas Alva Edison et Emile Berliner !

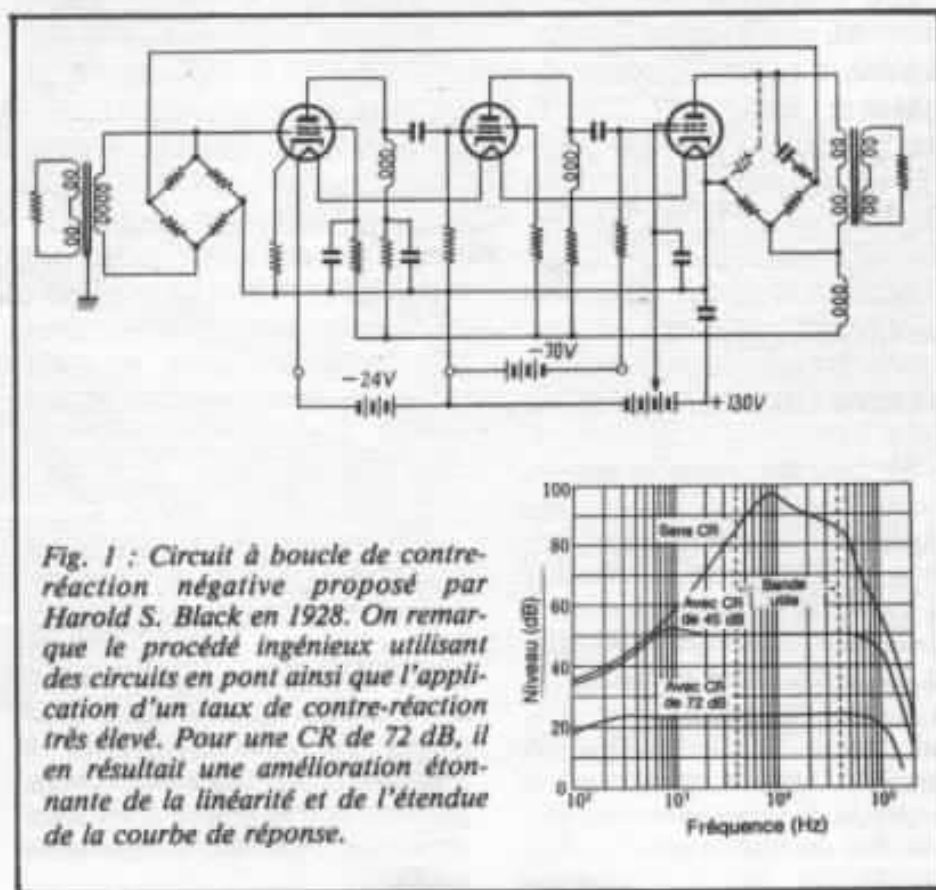
Le retour aux sources, la mise en application du même procédé de base, mais considérablement amélioré fait de cette expérience une vengeance redoutable, propre à ridiculiser les complications apportées par l'électroacoustique moderne.

Les lecteurs assidus de la revue L'Audiophile ont certainement dû remarquer que la majorité des

schémas publiés jusqu'à présent visaient la performance subjective en tant qu'objectif principal, que but à atteindre. Mais cette philosophie visait aussi une grande simplicité des circuits, sans pour autant renier aux exigences imposées par les mesures, par celles correspondant aux normes de la haute fidélité. Les exemples ne manquent pas. Il aurait pu s'agir des deux montages pré-préamplificateurs pour cellules à bobine mobiles qui, tout en étant très performants en mesures comme à l'écoute n'utilisaient qu'un seul transistor dans l'étage amplificateur et convertisseur d'impédance. De quoi remettre en question des appareils qui, pour une application similaire, étaient équipés de circuits comprenant plus de 40 transistors. Le préamplificateur « Le Tube » est lui aussi un exemple unique, associant les avantages de la grande simplicité, fusionnant dans un circuit monotube les mérites combinés de la correction de gravure RIAA active et passive. Les cir-

cuits amplificateurs 300B, Classe A, « Le Monstre » et dérivés sont également des exemples frappants, défiant les modes passagères.

Pour ce qui concerne la conception des montages amplificateurs, il devient, en 1985, difficile de se passer de certaines « manies », de certaines modes et idées « révolutionnaires » dont l'origine peut remonter très loin dans le passé. Le circuit de contre-réaction, proposé par Harold S. Black en 1928 (figure 1) est un exemple typique. Un taux de contre-réaction de plus de 70 dB permettait d'élargir et de linéariser la courbe de réponse niveau/fréquence et de réduire le taux de distorsion. Le désavantage était par contre une perte de sensibilité importante, sans parler d'autres conséquences telles que celles qui furent mises en évidence 40 ans plus tard par Matti Ojala. On pourrait encore parler du montage push-pull, du montage à couplage direct, du circuit sans transformateur de sortie,





des étages de sortie pontés, que d'idées qui servent de base à de nombreux montages conçus actuellement.

Certains lecteurs ont pu s'étonner de la diversité des méthodes proposées pour arriver au même but. On pourrait citer en exemple l'amplificateur 300B, le montage O.T.L. ou le montage transistorisé classe A, de conception très différente les uns des autres. L'important dans l'affaire est de reconnaître qu'il n'existe ni composant actif, ni montage parfaitement idéal, mais uniquement des tentatives, des approches au plus près du but recherché. A cet effet, on ne doit pas hésiter à utiliser tous les moyens, ceci sans fausse honte ni préférence « sélective ». L'important est le résultat et non la méthode permettant d'arriver à celui-ci. C'est en effet grâce à une remise en question permanente des solutions proposées qu'il devient possible de remonter aux sources de divers problèmes, de s'affranchir de circuits « à la mode » dont on n'aurait peut-être jamais osé se passer sans une vision aussi large des choses. Pour en revenir à la diversité des circuits proposés dans L'Audiophile, l'important est de reconnaître l'atteinte du but recherché, à peu de choses près. Une seconde remarque, en forme de conclusion à ce préambule est de noter une très étonnante uniformité des résultats obtenus, ce à partir de méthodes pourtant très différentes les unes des autres.

Le montage proposé ici, tout en remontant à un schéma de base proposé voici 60 ans, méritait, en raison de sa simplicité, de ses performances obtenues grâce aux technologies nouvelles, la longueur de cette introduction.

Ce montage amplificateur de puissance à un seul étage, baptisé « Némésis » en hommage à la disparition d'un appareil oublié de tous, sauf de quelques initiés : l'amplificateur WE 25B.

### L'amplificateur WE 25 B

L'introduction de cet article concerne certains matériels de prestige qui, écoulés il y a une vingtaine d'années, ont pu laisser des souvenirs inoubliables aux fanatiques de la reproduction sonore de qualité.

Il y a pourtant une autre expérience, vécue en 1973 au Japon par l'auteur dont l'intérêt, dans le cadre de cet article, en fait une petite histoire qui mérite d'être racontée à nos lecteurs.

Il s'agit en effet de l'écoute d'un système dans lequel les amplificateurs de puissance n'étaient ni les fabuleux amplificateurs Western Electric 86A, 91B ou 43A qui étaient autrefois utilisés pour la sonorisation des salles de cinéma, ni l'amplificateur 42A, équipé d'un push-pull de tubes 205D et qui était vendu, en 1929, au prix de 206,25 dollars (soit près de 58 000 Francs actuels), mais des versions beaucoup plus anciennes, datant de 1925 et de référence WE 25B.

Cet amplificateur était une version améliorée du WE 7A qui était un amplificateur encore plus ancien, pourvu d'une alimentation par batteries. Ce WE 7A utilisait le premier tube triode fabriqué par Western Electric, le VT-1/WE 203A, conçu pour les applications militaires et dont le brevet d'invention datait du 7 Novembre 1905. Ce tube, bien que destiné à l'amplification basse fréquence et à un travail en classe A était équipé d'une grille en platine pur réalisée à partir d'une plaque perforée en forme de petite échelle. Il s'agissait d'un luxe presque inutile, la grille en platine n'étant normalement réservée qu'à certains tubes d'émission travaillant en classe C.

L'amplificateur WE 25B était d'une simplicité très étonnante. Le seul et unique tube utilisé était le VT-2 (référence militaire), dont la référence commerciale était le 205D. Ce tube

était chauffé sous 5 volts, la tension plaque n'était que de 90 à 100 V. et la polarisation grille moyenne était de - 25 V. Ces tubes VT-1 et VT-2 sont représentés sur la figure 2. Le primaire du transformateur de sortie chargeait la plaque du tube, tandis que le secondaire s'adaptait à un écouteur téléphonique d'impédance 800  $\Omega$  qui était couplé à un petit pavillon coudé. Or, la sortie ligne du préamplificateur ne permettait d'obtenir qu'un niveau de sortie moyen de l'ordre de 0,8 V., ce qui était insuffisant pour moduler à fond la grille du tube 205D. Western Electric avait résolu ce problème en insérant dans le circuit d'entrée un transformateur de liaison élévateur de tension, de rapport 1:25. Dans l'aigu, ce transformateur dont l'impédance secondaire était élevée, procurait une résonance vers 15 kHz. Heureusement, un effet de compensation permettait d'obtenir une courbe de réponse globale niveau/fréquence linéaire jusqu'à 12 kHz. L'amplificateur ne pouvait fournir qu'une puissance de l'ordre de 0,8 watt à 1 watt. Ajoutons que le filtrage était assuré par deux condensateurs au papier de valeur 2  $\mu$ F. Le redressement mono-alternance était confié à un second tube 205 D fonctionnant en valve redresseuse. La faible valeur des condensateurs de filtrage introduisait un ronflement parasite qui était atténué par une self couplée avec le transformateur de sortie et qui était appelée « back-hum coil ». Plus tard, ce même principe fut appliqué sur les haut-parleurs à excitation, la bobine d'excitation faisant également office de self de filtrage. Ce montage, qui ne représente maintenant qu'un intérêt historique, est décrit sur la figure 3.

Plus loin, on pourra remarquer son étonnante similitude avec le circuit monoétage présenté dans ces pages.

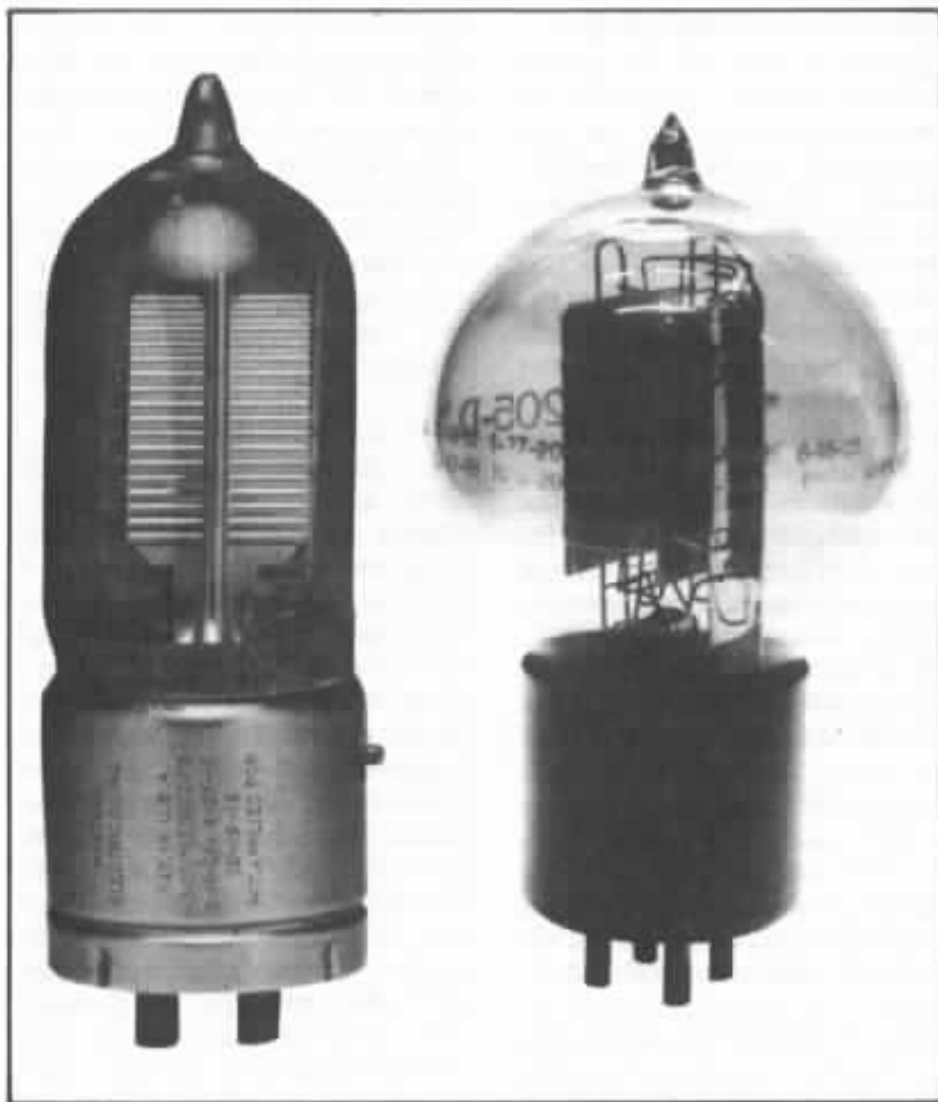


Fig. 2 : A gauche, le VT1/203 A, le premier tube triode commercialisé par Western Electric. A droite, le 205 D, utilisé sur l'amplificateur WE 25B en 1925.

Cet amplificateur WE 25 B fait aussi partie de ces souvenirs inoubliables. L'écoute de ce petit amplificateur avait eu lieu chez un passionné de hi-fi et de musique enregistrée, M. Okada. Plusieurs enceintes composaient son système, dont la célèbre « Voix du théâtre » Altec ainsi que quatre haut-parleurs à chambre de compression médium et aigu d'origine Kato, sortes de « Stradivarius » des chambres de compression d'origine japonaise. L'amplificateur WE 25 B, d'origine, était encore en bon état. Les condensateurs au papier avaient été toutefois remplacés par des modèles plus récents, toujours au papier mais de valeur 22  $\mu$ F. Le souvenir très précis de cette écoute concernait surtout la qualité de restitution de deux disques dont les références ont même pu être retrouvées. Il s'agissait de la sonate D 784 de Schubert, interprétée par Brendel sur le pressage japonais Philips SFX 8586. Le second était le concerto pour flûte et harpe K 299 de Mozart interprété par Moyse et Laskine sur un disque Denon/Columbia (il devait sans

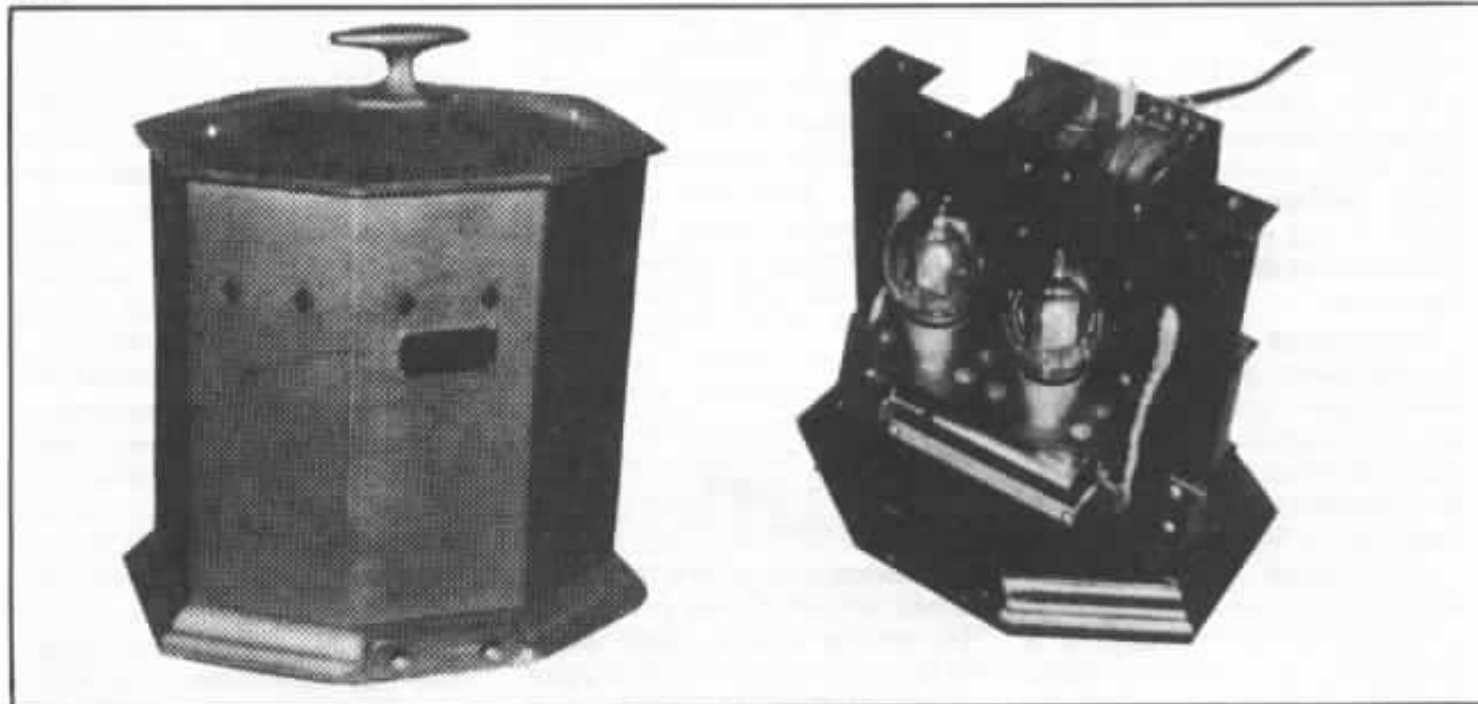
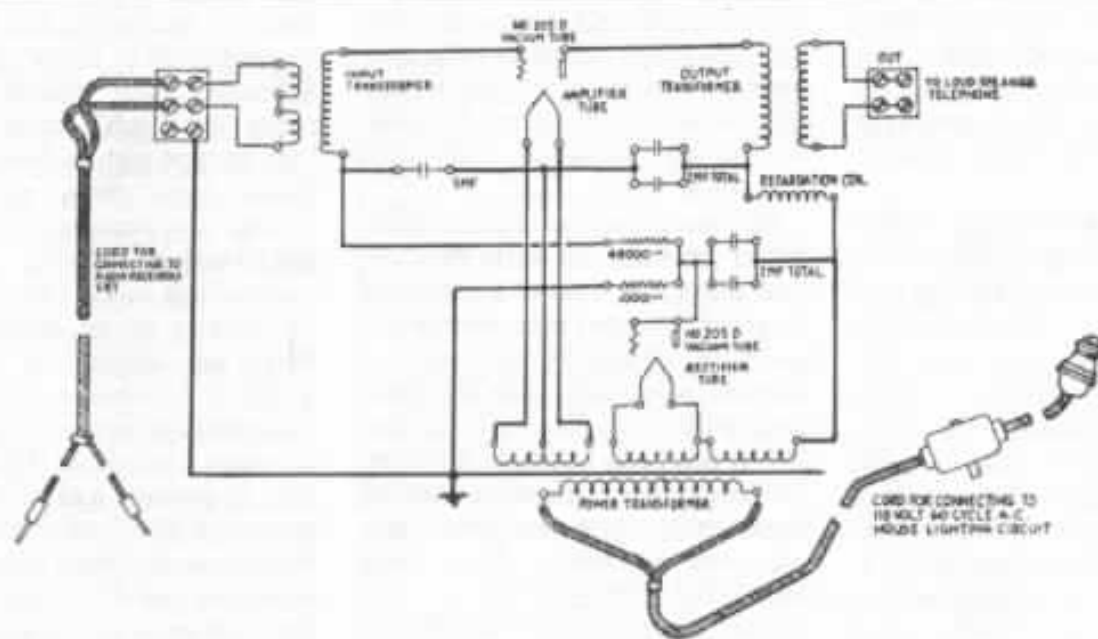


Fig. 3 : Amplificateur de puissance Western Electric WE 25B, Circuit et aspect extérieur. Le circuit amplificateur n'utilise



Le système de M. Okada, en 1973 : enceintes Altec «Voix du théâtre», tweeters à chambre de compression et électrostatiques. A gauche, une partie d'un second système disposé orthogonalement par rapport au premier. On remarque en haut et à gauche les pavillons de chambres de compression d'origine Kato.



avec un seul tube, le 205D/VT 2 qui était placé entre deux transformateurs.

doute s'agir d'un repressement d'un disque édité par Erato). M. Okada attirait l'attention de l'auteur sur le fait que, malgré une bande passante beaucoup plus réduite que celle des amplificateurs « hifi », on entendait beaucoup plus de détails. La profondeur sonore était mieux restituée, on entendait distinctement le bruit feutré des marteaux frappant les cordes du piano, le bruit des doigts frottant les cordes de la harpe, le son sourd de la mécanique des pédales, les bruits d'estrade et surtout une aptitude tout à fait étonnante à reproduire les nuances musicales les plus fines. En remplaçant ces deux WE 25 B par des amplificateurs à tubes et à transistors récents et pourtant très prisés des audiophiles, on constatait une perte évidente « d'ambiance », d'ouverture sonore, de profondeur (impression de son plat), de petits détails qui n'étaient pas sans importance. Ainsi, sans prétendre pour autant être un amplificateur « haute fidélité » (appellation qui ne naquit qu'en 1935, aux U.S.A.), les WE 25 B se révélaient, sur le plan de la qualité de restitution musicale, nettement supérieurs par rapport à des appareils conçus 50 ans plus tard. C'est la raison pour laquelle une expérience aussi frappante ne peut s'oublier.

La simplicité de ce montage est un point qu'il fallait retenir.

### Les amplificateurs de puissance mono-étage.

Si l'on s'en tient aux montages à tubes, une configuration mono-étage, bien que très simple, est très difficile, sinon impossible à réaliser. Le vieux tube triode 205D dont il était question ci-dessus exigeait déjà un signal d'entrée de valeur efficace comprise entre 15 et 25 V pour permettre d'obtenir en sortie une puissance comprise entre 0,8 et 1,6 watts. Si l'on souhaite ramener à environ 1 volt la sensibilité d'entrée, l'insertion en

entrée d'un transformateur élévateur de tension devient indispensable. Sur les tubes triodes anciens à fort recul de grille, il était possible d'obtenir peu de distorsion grâce à l'excellente linéarité des courbes  $U_p/I_p$ . Il existe, bien sûr, des tubes dont le coefficient d'amplification est beaucoup important, mais cet avantage est toujours très fortement défavorisé par une augmentation marquée du taux de distorsion. A l'opposé, si l'on s'oriente vers des tubes triodes à la fois puissants et très linéaires tels que le 300B, le DA 30 ou le 845, de dissipation plaque respective de 40, 40 et 75 watts, l'étage de sortie simple à un tube ne permet d'obtenir que des puissances ne dépassant pas 13 ou 25 watts. Or, l'inconvénient n'est pas la puissance de sortie modeste. Elle concerne le fait que ce genre de tube ne pourrait accepter en entrée un transformateur élévateur de tension, ceci pour une question de courant grille (qui est pourtant difficilement mesurable tant il est faible). Par contre, l'emploi d'un transformateur « driver » au primaire chargeant la plaque d'un tube de moyenne puissance est une excellente solution, qui va par contre exiger un minimum de trois tubes. C'est le principal défaut d'un tube tel que le 845 qui nécessite un signal d'entrée de valeur efficace voisinant 150 volts.

Si l'on passe aux tubes tétrodes et pentodes de forte dissipation plaque et à très faible recul de grille, on perd alors sur pratiquement « tous les tableaux » : augmentation marquée du courant grille, non linéarités, instabilités dues par exemple à l'effet de résistance négative (effet Dynatron), augmentation des capacités parasites. Pour une sensibilité d'entrée de 1 volt, valeur choisie pour moduler à fond un tube pentode de puissance, on aboutirait à la conception d'une grille à pas très serré,

augmentant d'autant le phénomène de courant grille et de capacité parasite. Ainsi, la tentative du montage parallèle d'une centaine de tubes ECC 83 dans le but de conserver une grande sensibilité d'entrée et d'augmenter la puissance de sortie ne pourrait mener qu'à l'échec. Par contre, s'il s'agit d'obtenir des puissances modulées inférieures à 1 watt la solution à tube à 1 étage reste réalisable.

Dans la configuration transistorisée, la conception mono-étage ne pose pas de problème à partir du moment où l'on ne souhaite obtenir en sortie qu'une fraction de watt. L'étage amplificateur de puissance des premiers récepteurs radio portatifs transistorisés, le circuit d'interphone utilisant un seul transistor précédé et suivi d'un transformateur d'impédance sont deux exemples typiques de conceptions mono-étage. Cependant, le passage à des puissances nettement supérieures sous des normes « hi-fi » pose lui aussi des problèmes insolubles.

Sur ce plan, il faut avouer que l'apparition du transistor de puissance à effet de champ et de type MOS-FET, V-MOS-FET a fait naître de nouveaux espoirs dans ce domaine. En 1982, un ingénieur de la firme américaine Siliconix avait publié dans la revue de l'AES deux circuits, l'un de type simple étage et n'utilisant que deux transistors, l'autre de version push-pull à polarisation croisée baptisée « auto-bias ». La figure 4 donne un aperçu de ce circuit simple étage qui utilisait le transistor V-MOS VN-64GA. Ce circuit permettait d'obtenir une dizaine de watts à partir de deux transistors, le premier à effet de champ, le second étant suivi d'un transformateur de sortie d'impédance primaire 600  $\Omega$ . Cependant, il faut avouer que le transistor travaillait dans des conditions très justes, pour ne pas dire dangereuses (20 V, 3 A, pour une dissi-

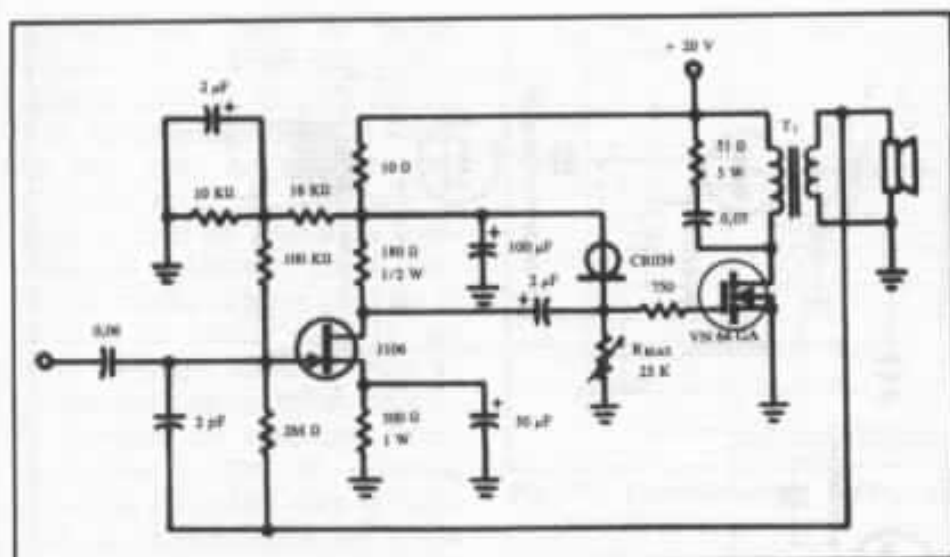


Fig. 4 : Circuit amplificateur de puissance à étage de sortie simple précédé d'un étage driver FET, proposé par Siliconix en 1982.

pation totale du transistor à peine supérieure).

D'autre part, le schéma en question, loin d'être ultra-simple avait pour gros défaut une caractéristique de distorsion peu linéaire en fonction de la puissance de sortie. Ce défaut avait d'ailleurs déjà été constaté sur les premiers amplificateurs équipés de transistors de sortie à effet de champ. Il avait pour origine le problème des capacités parasites, dont celle d'entrée (gate/boîtier), de valeur assez élevée, de l'ordre de 500 pF. La plupart des circuits proposés provoquait, par effet de charge et de décharge transitoire de cette capacité parasite, un phénomène de non-linéarité se traduisant par un accroissement soudain de la distorsion à mi-puissance. L'inconvénient étant la création, dans la zone la plus utilisée, d'harmoniques de rang impair. Ajoutons à cela les effets des montages push-pull et de la contre-réaction négative réduisant principalement les harmoniques de rang pair. C'est principalement pour cette raison que l'on a attribué aux transistors de puissance MOS-FET des défauts intrinsèques procurant à l'écoute une brillance excessive de l'aigu, certaines duretés ou d'autres défauts de ce genre. L'instabilité

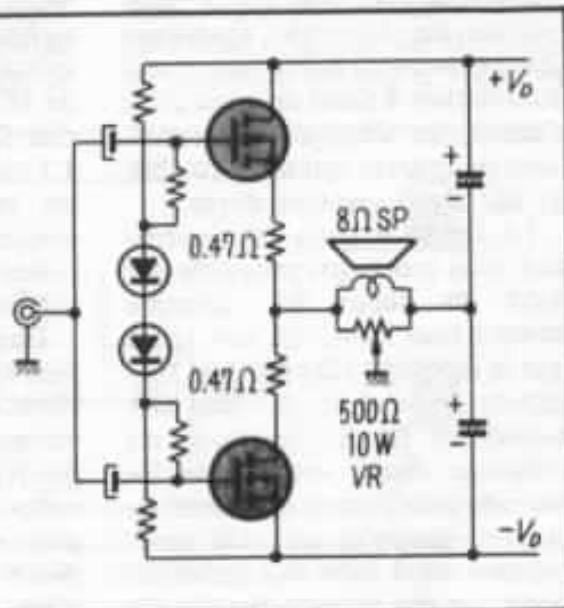
et le début d'accrochage haute fréquence, très courant dans cette technologie a également contribué à donner une assez mauvaise cote à ce type de transistor, sauf dans le cas de certains appareils récents ou très bien étudiés. Or, ce n'est qu'en abordant avec beaucoup de précautions le circuit mono-étage que l'on a pu mettre en évidence les vraies qualités du transistor de puissance MOS-FET.

### Le circuit Némésis

C'est en janvier 84 qu'un amateur japonais, M. Hikaru Arai proposa, sous forme théorique, deux circuits amplificateurs qui

furent publiés dans la revue Stereo Technic. Chacun de ces deux circuits était composé de trois étages, les deux premiers utilisant des transistors à effet de champ, le dernier étant un étage de puissance de type MOS-FET. Ces deux montages avaient pour autre particularité l'utilisation d'un transformateur de sortie rappelant ainsi très fortement les montages à tubes. L'un des montages utilisait des liaisons RC tandis que l'autre mettait à profit la liaison directe entre l'entrée et le primaire du transformateur de sortie. Cependant, cette idée ne prit une forme pratique qu'en octobre 1984 et elle fut d'ailleurs proposée par le même M. Arai. Il s'agissait d'un montage push-pull sans transformateur de sortie qui est décrit sur la figure 5. L'amplificateur mono-étage utilisait des transistors MOS-FET complémentaires montés en push-pull parallèle, ce qui permettait d'obtenir une dizaine de watts pour un taux de distorsion voisin de 2%. Malgré la simplicité du montage, on remarquera que la suppression de la composante continue en sortie entraîne certains inconvénients : alimentation symétrique à point milieu flottant, obligation de faire passer l'intégralité du signal audio à travers les condensateurs de filtrage, ceci en raison de l'utilisa-

Fig. 5 : Circuit push-pull sans transformateur de sortie proposé par M. Hikaru Arai, dans la revue japonaise Stereo Technics en septembre 1984. Il permettait d'obtenir une puissance nominale de 10 watts. La sensibilité d'entrée était de 1,4 V (pour 10 watts en sortie). Noter que les transistors étaient au nombre de 4, vu qu'il s'agissait d'un montage push-pull parallèle de 25 K 176/2 SJ 56. Pour 10 W, le taux de distorsion harmonique obtenu était de 2%.



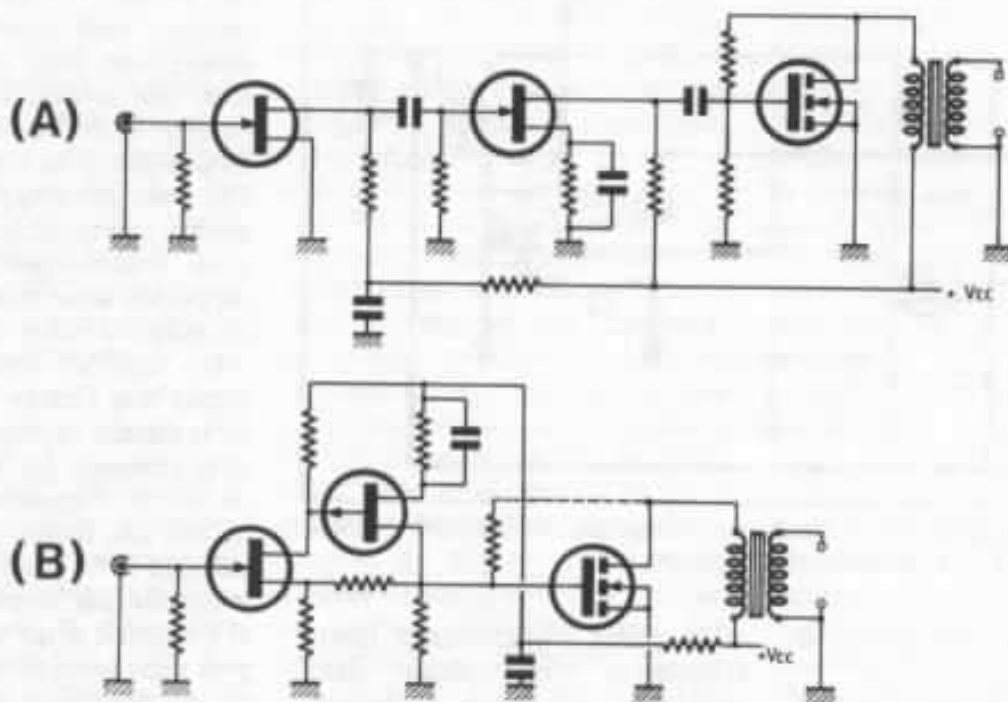


Fig. 6 : Circuits théoriques, proposés par M. Hikaru Arai en janvier 1983 dans la revue japonaise *Radio Technic*. En A, circuit 3 étages à couplage RC. En B, circuit 3 étages à couplage direct. Noter, sur les deux montages proposés, la présence d'un transformateur de sortie.

tion d'un étage de sortie en source follower. Un autre inconvénient de ce type de montage est un effet de « pompage », sorte d'oscillation à très basse fréquence (souvent moins de 1 Hz, mais d'amplitude élevée) succédant à l'injection de signaux de forte amplitude. C'est un petit problème que l'on rencontre aussi sur les amplificateurs à tubes « O.T.L. » et qui a pour origine un mauvais appariement des composants actifs lors d'une modulation à fond de ceux-ci. Il s'ensuit un déséquilibre transitoire de courant qui ne se rétablit qu'après une certaine durée.

La figure 6 nous fait revenir aux deux montages proposés par Arai en début 83. Comme énoncé plus haut, on voit en A que le montage rappelle très fortement les circuits à tubes des années 30. En B, l'avantage du couplage direct est défavorisé par une plus grande difficulté de la mise au point qui doit tenir compte aussi bien des polarisations que des dérives thermiques

ainsi que des dispersions dues à la fabrication.

A l'origine, Arai pensait utiliser en sortie soit des transistors de type V-FET, soit des transistors MOS-FET à tension de recul de gate proche de 10 V, ce qui l'obligeait de s'orienter vers une conception à trois étages. Or, en remplaçant le transistor V-FET du genre 2SK 60 par une version MOS-FET du genre 2SK 135 le signal d'attaque prend une valeur efficace qui n'est plus de 8 ou 10 volts, mais qui est dix fois plus faible, soit de l'ordre de 0,8 à 1 volt. On peut alors envisager un montage amplificateur de puissance à un seul étage. C'est l'idée maîtresse du circuit « Némésis » décrit ici.

Dans le cas du 2SK 135, d'origine Hitachi, ce transistor au silicium, canal N doit être alimenté en tension positive, le VDS étant positif. Contrairement aux tubes, la polarisation VGS de la gate s'effectue en tension positive et non négative. De ce fait, il n'est plus possible d'envisager

une transposition de l'auto-polarisation. C'est un montage très souvent appliqué sur les montages à tubes et qui consiste à insérer entre la cathode et la masse une résistance procurant une chute de tension correspondant à la valeur de la polarisation. La grille étant reliée à la masse, la polarisation grille, vue de la masse, devient négative. Dans le cas du transistor MOS-FET, canal N, cette transposition n'est pas possible vu que l'on souhaiterait obtenir, par le moyen de l'auto-polarisation, une tension positive. En remplaçant le transistor par une version Canal P, le problème serait le même, les tensions d'alimentation étant seulement de polarités opposées.

En reliant la source du 2SK 135 à la masse, la gate devra être portée à une polarisation de quelques volts, ce qui va rendre obligatoire l'insertion d'un condensateur d'entrée. Le couplage direct va de la sorte exiger l'emploi d'une alimentation

dissymétrique dont la partie négative devra avoir une valeur égale à celle de la polarisation VGS. Le couplage direct en sortie lui non plus ne manque pas d'intérêt et il est d'ailleurs la base de tous les montages transistorisés modernes. Or, il faut bien se rendre compte que l'on se trouve, du moins dans le cas d'un montage mono-transistor, devant une impossibilité, celle de la solution du couplage direct entrée/sortie. On ne pourrait non plus s'orienter vers la solution du condensateur de sortie pour lequel la valeur trop basse de l'impédance conduirait obligatoirement à l'emploi d'un modèle de type électrochimique. On pourrait encore choisir la solution du couplage direct en sortie, ce qui obligerait d'utiliser une alimentation négative par rapport à la masse. D'autre part, pour bien fonctionner, ce circuit devrait être assisté en température. En effet, pour une température de 25° C, le VGS de 1,4 V procure un courant ID de 0,7 A. Si la température passait à 75° C, le coefficient de température étant négatif, le courant ID passerait à 0,48 A. Ce qui signifierait, dans le cas d'un couplage direct en sortie, l'apparition d'une dérive de l'ordre de 1,76 V. Pour conserver une valeur de dérive nulle en sortie, le VGS devrait passer à 1,8 V, comme on le voit sur la figure 7, qui représente la caractéristique ID/VGS en fonction des variations de température. D'autre part, la charge complexe représentée par le haut-parleur, reliée directement au transistor risquerait d'entraîner des phénomènes de non-linéarité de distorsion en fonction des variations d'impédance, s'accompagnant également de fluctuations non linéaires de la puissance de sortie.

Ainsi, on obtiendrait, comme l'a noté Araï, 10 fois plus de distorsion sur 16 Ω que sur 8 Ω sur 5 watts et 20 fois plus de distorsion

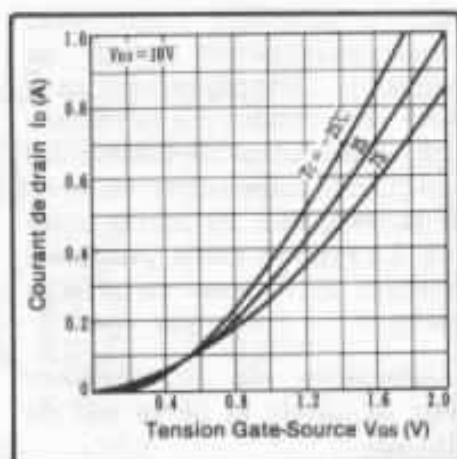


Fig. 7 : Caractéristique  $I_D/V_{GS}$  en fonction de la température.

dans les mêmes conditions en passant à une puissance de 0,15 W.

D'autre part, la maîtrise de la stabilité en régime transitoire resterait un problème difficile à résoudre, les charges complexes (haut-parleurs) n'étant jamais les mêmes.

N'oublions pas d'autre part qu'il s'agit d'un montage à étage de sortie simple et non push-pull. Il va en résulter des appels de courant importants en fonction des variations de l'amplitude du signal d'entrée. De ce fait, une alimentation non régulée ne pourra fournir une tension parfaitement stable. Ces fluctuations vont alors se reporter sur la position du point de repos du transistor qui va devenir lui aussi instable en fonction de l'amplitude du signal d'entrée. De ce fait, le placement d'une droite de

charge de valeur 8 Ω entraîne une instabilité plus grande en courant ID qu'une droite de charge de valeur plus élevée et aussi mieux adaptée à la géométrie des courbes. Pour le transistor 2SK 135, cette valeur optimale se situe à 64 Ω. La fabrication d'un haut-parleur d'impédance spéciale n'étant pas une solution pratique, on arrive à la solution du transformateur de sortie à primaire et secondaire séparés. Par expérience, cette solution a été jugée préférable à celle du condensateur d'isolement placé en sortie.

Si l'on souhaite conserver le couplage direct en entrée, on aboutit à un circuit simple mais qui se complique un peu du côté polarisation, comme on pourra le voir sur la figure 8. On remarque le principe de l'alimentation flottante, qui devient ensuite référencée à la masse de façon non symétrique (-3 V, +35 V), à laquelle vient s'ajouter un réglage permettant de parfaire le zéro en courant continu en entrée. Ce circuit pourrait paraître, malgré cette petite complication, nettement plus avantageux pour ce qui concerne par exemple l'étendue de la réponse niveau/fréquence au dessous de 100 Hz. Il ne s'agit que d'une apparence vu que le transformateur de sortie sera en fait le principal responsable de cette limitation dans le grave. En effet, sur un montage à tube à étage de

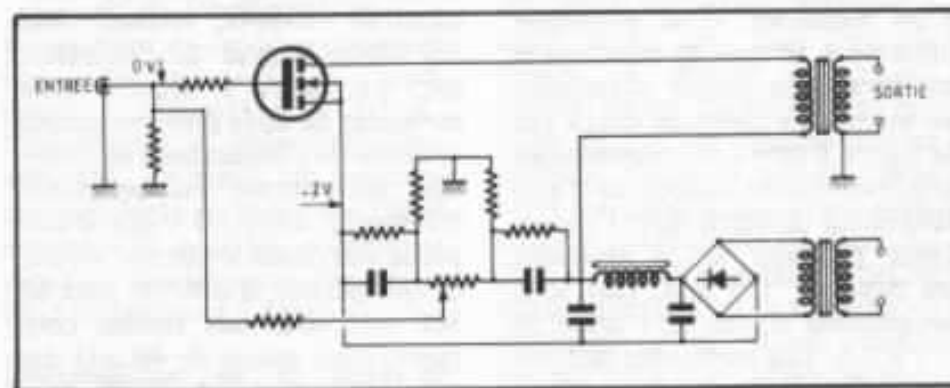


Fig. 8 : Premier projet du circuit amplificateur de puissance Némésis, à couplage direct en entrée. Cette solution, qui présentait plusieurs inconvénients, n'a pas été retenue.

sortie push-pull, il est relativement facilement d'obtenir une inductance primaire élevée, de l'ordre de 100 à 800 mH selon les modèles. On peut alors étendre la réponse dans le grave jusqu'à des fréquences inférieures à 20 Hz. C'était notamment le cas de l'amplificateur Marantz 8 B qui était capable de reproduire à la perfection et sous 1 W un signal de fréquence 3 Hz. En passant du montage push-pull au montage simple étage, le passage en sens unique du courant continu oblige, pour éviter la magnétisation des tôles, de placer un entrefer dans le circuit magnétique, ce qui va réduire considérablement la valeur de l'inductance primaire, ceci d'autant plus que le courant sera élevé. L'expérience des montages à tubes triodes a permis de se rendre compte qu'il fallait surdimensionner assez considérablement le transformateur pour reproduire 20 ou 30 Hz. On peut citer en exemple le modèle japonais Tango FW 150 qui, normalement destiné à des amplificateurs simple étage de puissance 8 watts était capable de supporter 150 watts aux fréquences médianes. Or, il faut penser encore que dans le cas d'un montage à tube, le courant plaque moyen, de 60 mA environ, ne dépasse pas des crêtes de l'ordre de 150 mA. Lors de la transposition sur un montage transistorisé MOS-FET, ce courant va passer à des valeurs 10 à 15 fois plus élevées. Il s'agit là d'un handicap, d'un problème inhérent à ce type de montage et qu'il va donc falloir surmonter au mieux. Le montage décrit sur la figure 8 devra en conséquence impérativement utiliser un transformateur de sortie dont l'inductance primaire devra atteindre ou dépasser 150 mH, ceci sous un courant moyen de l'ordre de 0,8 à 1 A. Les meilleures technologies dans le domaine des transformateurs de sortie pour application audio (tôles à grain orienté, alliages spéciaux à très

haute perméabilité magnétique, primaire/secondaire montés en sandwich, imprégnation sous vide) vont conduire à la réalisation d'un transformateur de dimensions imposantes vis-à-vis de la puissance de sortie obtenue. Le rapport poids/puissance modulée correspond en effet à quelques 1 à 1,5 kg par watt !

### Conception du transformateur de sortie et de la self de filtrage

Ce problème d'inductance primaire, fonction du courant, se retrouve également lors du calcul des selfs de filtrage. Vu le type de montage proposé, la self de filtrage en tête s'impose.

Le calcul de celle-ci doit prendre en compte les valeurs de courant minimales et maximales, ce qui va permettre d'établir, grâce à une formule, la valeur utile de la self :

$$L_{ut} \geq \frac{R_L}{6\pi 50} \frac{1}{6\pi f} \frac{U_{cc}}{I_{cc}}$$

Pour un courant de 0,2 A, on obtient :

$$L_{ut} > \frac{1}{6\pi 50} \frac{40}{0,2}$$

soit une valeur proche de 200 mH.

Pour un courant de 1,5 A, on obtient :

$$L_{ut} \geq \frac{1}{6\pi 50} \frac{40}{1,5}$$

soit une valeur d'environ 16 mH.

La valeur de l'inductance sous divers courants va dépendre étroitement de la conception de la self de filtrage : tôles, dimensions de celles-ci, volume total des tôles, largeur de l'entrefer, etc. La figure 9 illustre deux exemples de selfs pour lesquelles la chute de l'inductance en fonction du courant est nettement différente. En B, il s'agit d'une petite self, mais à entrefer étroit, ce qui permet d'obtenir plus de 300 mH sous des faibles courants, mais moins de 40 mH dès que l'on atteint 2 A. En B, on a cette fois affaire à une self de plus gros volume utilisant un entrefer plus large. Cette solu-

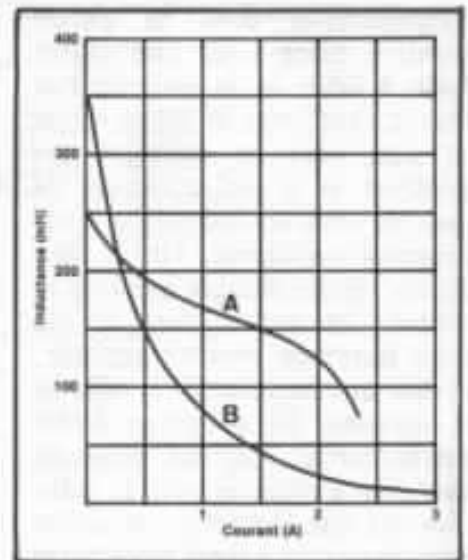


Fig. 9 : Variation de l'inductance d'une self de filtrage en fonction du courant passant dans celle-ci. En A, un modèle de dimensions moyennes et de résistance 4 Ohms. En B, un petit modèle, de résistance 1,4 ohm.

tion est plus intéressante dans le cas présent, ceci tant pour la self de filtrage que pour le transformateur de sortie.

Les calculs indiqués plus haut montrent que si l'on vise une réponse en fréquence inférieure à 10 Hz, on dépasse nettement 1 H, ce qui aboutit à un transformateur qui pèserait près de 50 kg. C'est pourquoi, dans le cas présent, on va se contenter d'un modèle dont le primaire aura une inductance supérieure à 200 mH sous 1 A, ce qui permettra d'obtenir, moyennant l'application d'une boucle de contre-réaction de faible valeur, soit 12 dB seulement, une courbe de réponse qui s'étendra jusqu'à au moins 30 Hz. Il est d'autre part souhaitable d'obtenir le meilleur amortissement possible ainsi qu'une bonne efficacité des circuits d'alimentation, ce qui va exiger en continu l'insertion d'une résistance série aussi faible que possible. Dans le cas d'un couplage direct, celle-ci est de l'ordre de 6 à 7  $\Omega$ , du moins lorsqu'il s'agit de l'impédance conventionnelle de 8  $\Omega$ . Dans le cas présent, il a été choisi un enroulement primaire présentant



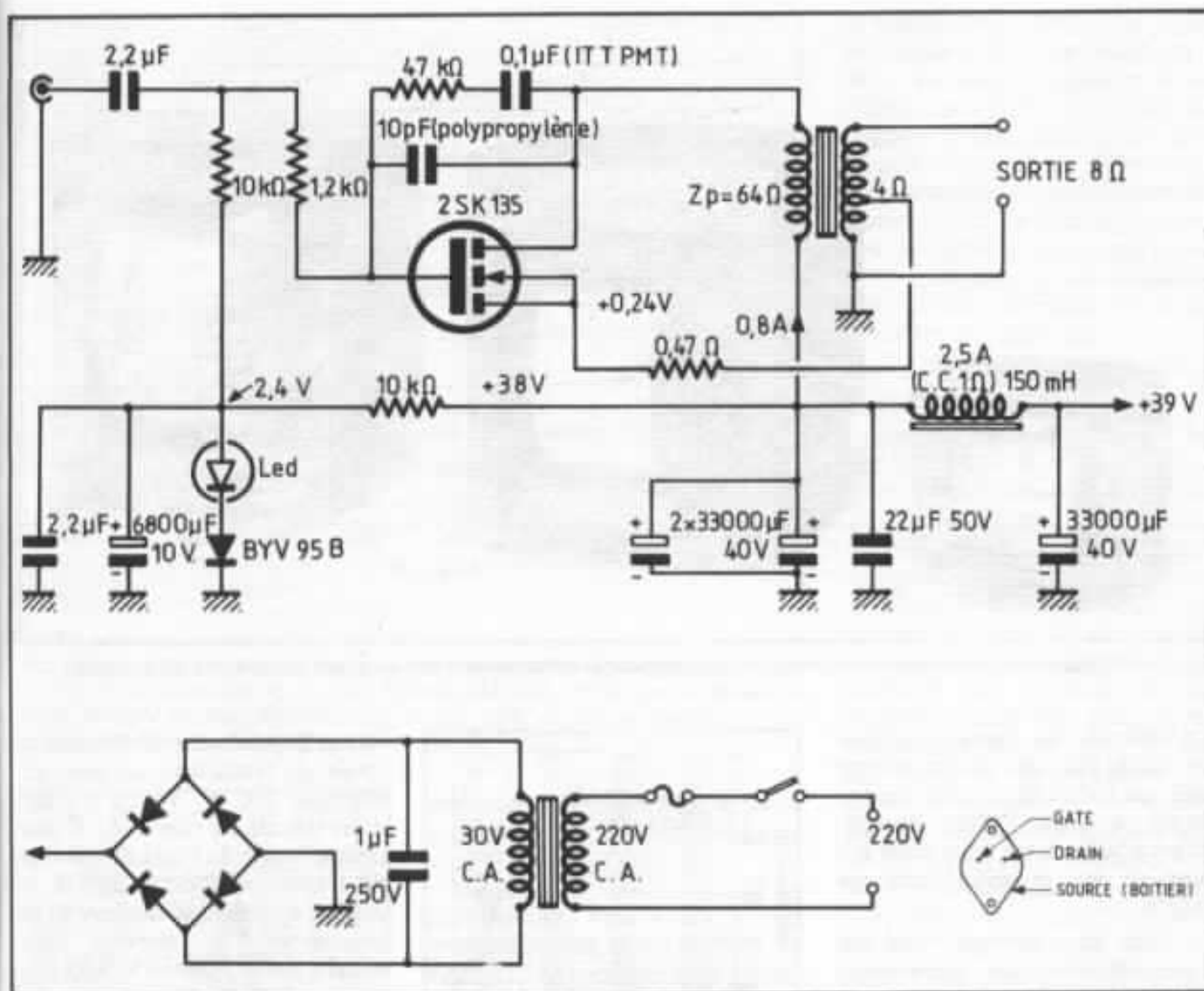


Fig. 10 : Circuit amplificateur de puissance Némésis. Il n'utilise en tout et pour tout qu'un seul transistor par canal et ce circuit est couplé au haut-parleur par l'intermédiaire d'un transformateur de sortie. Noter que les dispersions de fabrication du transistor, des diodes de polarisation peuvent introduire des petits écarts par rapport aux tensions et courants mesurés.

en continu une très faible résistance. Elle est ici de l'ordre de 1 Ω seulement. Il s'agit là d'un avantage décisif par rapport au couplage direct transistor/haut-parleur. Pour le secondaire, les mêmes précautions ont été prises, ce qui conduit à l'utilisation d'un enroulement secondaire de très forte section et de résistance en continu ne représentant qu'une fraction d'Ohm.

Le prototype final réalisé en France pesait un peu plus de 6 kg et les précautions prises lors de sa conception ont permis d'obtenir des performances égales,

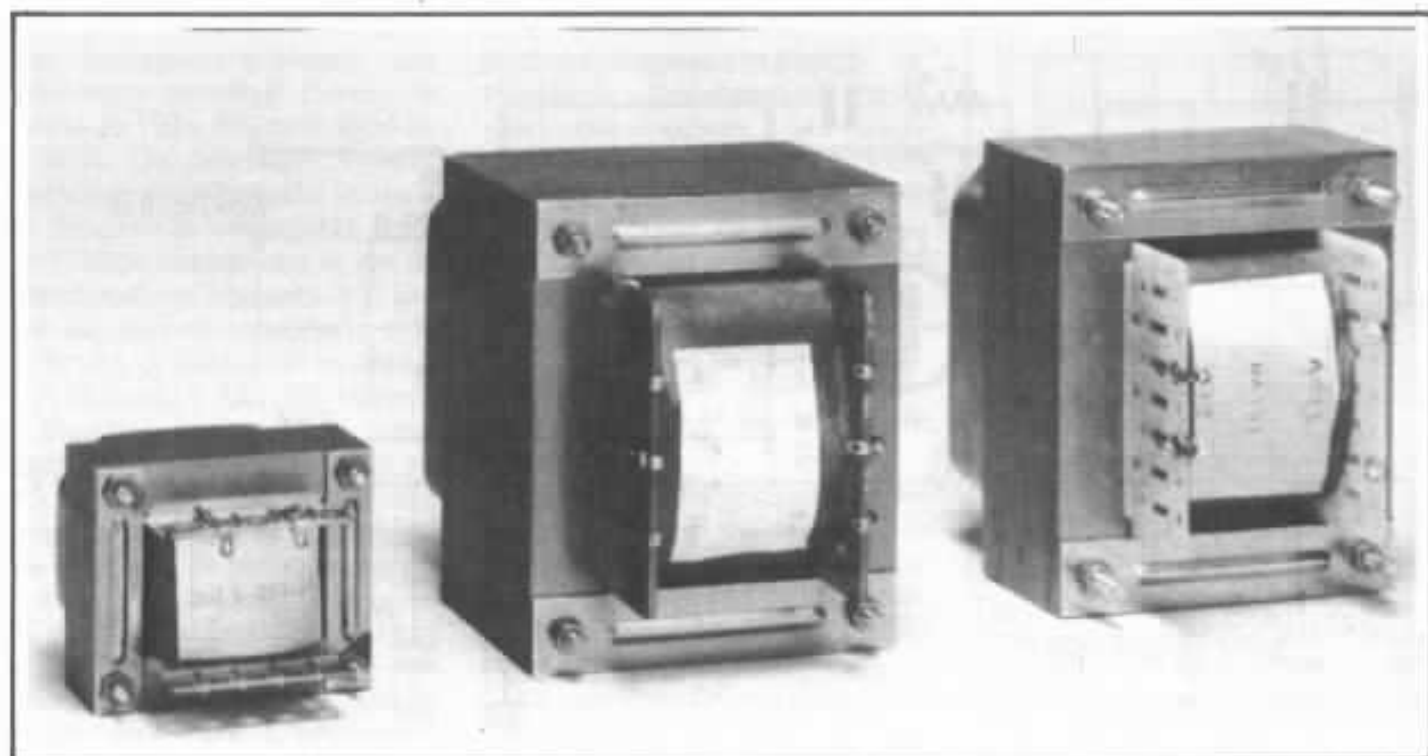
voire même supérieures à celles qui avaient été recherchées.

La self de filtrage elle aussi a été calculée de façon à préserver une inductance égale ou supérieure à 150 mH sous 2,5 A, l'inductance à vide dépassant 400 mH. Là aussi, un enroulement de forte section a été utilisé de façon à pouvoir obtenir en courant continu une résistance série inférieure à 1 Ohm.

#### Polarisation de la gate et montage final

Le montage final, celui qui a été baptisé « Némésis » est décrit

sur la figure 10. On voit que l'on revient à la sage solution du condensateur en entrée. Contrairement à ce que l'on pourrait croire, la qualité de celui-ci posera moins de problèmes que dans le cas de l'amplificateur Kanéda. En effet, on se trouve cette fois dans le cas d'une polarisation positive, stable et proche de 2 V, tandis que dans le cas du circuit Kanéda on se trouvait en présence d'un signal audio superposé à une dérive en continu fluctuant autour de 0 V. Dans le cas présent, la polarisation de valeur supérieure à



Self de filtrage, transformateur de sortie et transformateur d'alimentation mis au point pour le circuit Némésis.

l'amplitude du signal appliqué ne pose plus les inconvénients tels que l'effet de « mémoire diélectrique » ou l'effet électret. C'est d'ailleurs un sujet dont il a souvent été question dans ces pages

Dans le montage final de l'amplificateur, on remarquera l'insertion d'une résistance d'entrée de valeur 1,2 k $\Omega$ . Celle-ci est destinée à limiter légèrement la bande passante. Le type de transistor utilisé est en effet particulièrement capricieux et entre en oscillation très facilement. N'oublions pas que ce genre de transistor s'utilise pour les applications de commutation ultra-rapide ainsi qu'en haute fréquence. La figure 11 montre d'autre une caractéristique d'admittance particulièrement linéaire jusqu'à plus de 200 kHz et quasi-plate dans la bande audio. C'est là aussi un gros avantage de ce transistor MOS-FET par rapport au transistor bipolaire sur lequel la caractéristique de gain peut changer notablement en fonction du courant collecteur. Avantage qui s'asso-

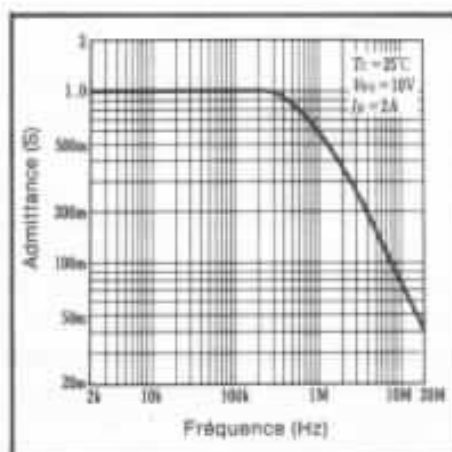


Fig. 11 : Caractéristique d'admittance de transfert, vis-à-vis de la fréquence, du transistor MOS-FET 2SK 135.

cie, sur le même critère, avec celui apporté par l'insertion du transformateur de sortie.

Pour ce qui concerne la polarisation, celle-ci a été tout d'abord portée à + 1,6 V, puis à 2,4 V, le tout faisant également l'objet d'un petit réglage de la tension d'alimentation passant de 35 V à 39 V. Ceci place le point de fonctionnement sur la droite de charge comme sur la figure 12, sur laquelle on remarque la limi-

tation imposée par la dissipation totale du transistor, ne pouvant dépasser 100 W. Vu qu'il s'agit d'un travail en classe A, il faut tenir compte de l'aire de sécurité du transistor, c'est à dire de la courbe dite SOAR typique de ce transistor. On trouvera cette courbe sur la figure 13. Sous une tension VDS de 40 V et pour un courant de drain de 2,6 A, on constate que le transistor peut supporter un fonctionnement continu pourvu que le radiateur soit de taille suffisante pour maintenir la température Tc à 25°C sans risque d'emballage thermique. Cependant, il ne faut pas oublier que dans le cas présent on utilise un transformateur de sortie et non une résistance de charge, ce qui peut porter de façon transitoire le point de fonctionnement à des valeurs supérieures à celle de l'alimentation. De ce fait, il ne sera possible de faire travailler le transistor 2SK 135 que sous une valeur légèrement inférieure à la moitié de celle de son Pch, soit environ 40 watts. Ceci est bien peu, mais reste malgré tout rassurant, du

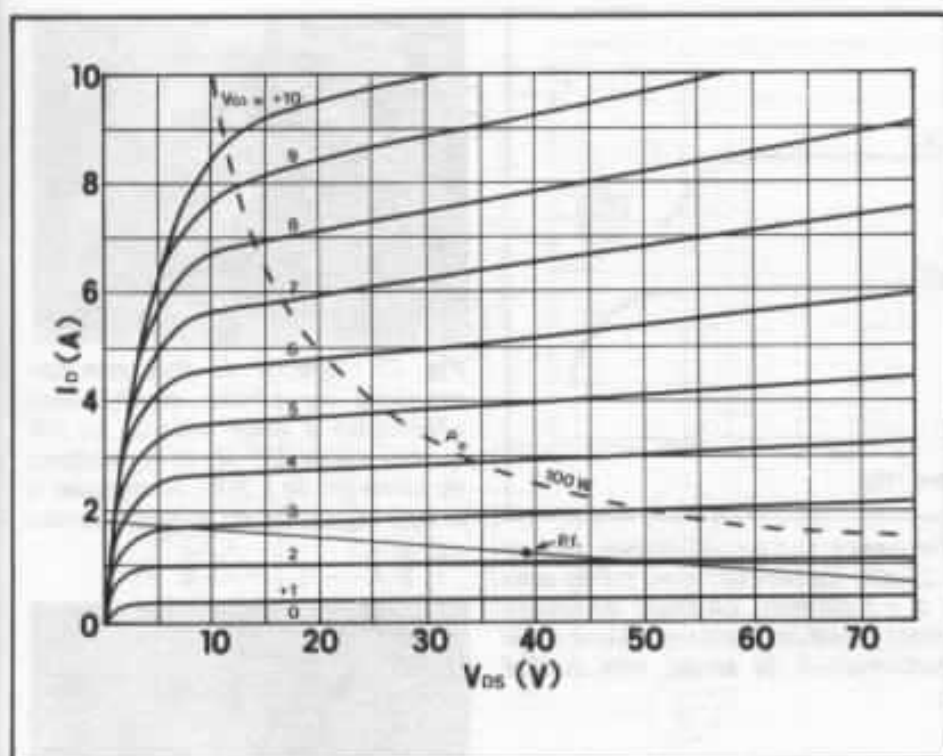


Fig. 12 : Caractéristiques  $I_D/V_{DS}$ , pour des tensions de  $V_{GS}$  comprises entre 0 et +10 V du transistor MOS-FET Hitachi 2SK 135. Noter que la puissance totale dissipée ne peut dépasser 100 W. Le point de fonctionnement choisi correspond à un  $V_{DS}$  de 39 V et à un  $V_{GS}$  de +2,21 V.

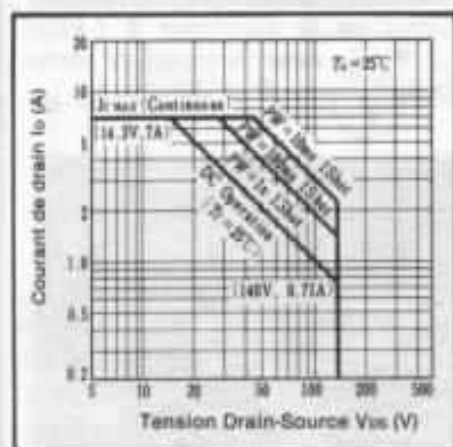


Fig. 13 : Aire de fonctionnement de sécurité SOAR typique du transistor 2SK 135.

moins par rapport à un tube tel que le WE 300B qui offre lui aussi une dissipation plaque de 40 watts, mais exige par contre d'être attaqué par un signal dépassant 60 volts et d'être chargé par un transformateur d'impédance primaire égale ou supérieure à 2 k $\Omega$ !

Bien que le WE 300B s'avère nettement supérieur au 2SK 135 sur le critère de linéarité de transfert, l'application pratique de ces

deux composants actifs favorise très nettement le MOS-FET par rapport au tube.

Pour en revenir au circuit de polarisation, fixé à 2,4 V, on remarque sur le circuit de la figure 10 la présence d'un réseau diviseur de tension et de deux diodes (dont une électroluminescente), lesquelles sont découplées par un condensateur d'assez forte valeur, soit 6 800  $\mu$ F. En effet, les expériences pratiques montrent que si la tension de polarisation apparaît immédiatement dès la mise en marche, il se produit un violent « cloc » d'allumage dans le haut-parleur. Il peut même en résulter une destruction du transistor si le point de fonctionnement vient se placer de façon transitoire (fut-ce t'elle de quelques dizaines de millisecondes) dans la zone interdite de la courbe SOAR.

Cet inconvénient et ces risques ont été supprimés grâce à la constante de temps du réseau de polarisation. En effet, au moment de la mise sous tension,

la polarisation est encore nulle, soit égale à 0 V. Le transistor a donc sa gate bloquée et il en résulte une protection s'accompagnant d'une absence de choc dans le haut-parleur au moment de l'allumage. La constante de temps atteint ici près de 5 secondes, le signal de sortie apparaissant lentement pour atteindre son niveau normal au bout d'environ 3,5 secondes.

### La maîtrise des oscillations parasites

Sur le circuit de la figure 10, on remarque la mise en place d'un double réseau correcteur, composé d'un petit condensateur de 10 pF et d'un réseau RC série composé d'une résistance de 47 k $\Omega$  et d'un condensateur de 0,1  $\mu$ F. Il s'agit de valeurs qui n'ont pu être déterminées qu'en fonction du montage et des caractéristiques très précises du transformateur de sortie utilisé. En effet, la compensation du début d'oscillation, caractérisé par une suroscillation mal amortie sur signal carré concerne non seulement le transistor en question (valeur des capacités parasites par exemple) mais aussi les capacités de câblage ainsi que les caractéristiques de réponse en fréquence et en phase du transformateur de sortie. On tient également compte des rotations de phase introduites entre le primaire et le secondaire, vu qu'une petite boucle de contre-réaction de taux 12 dB est appliquée sur le secondaire du transformateur. Cette méthode évite d'autre part, vu qu'il n'y a qu'un seul étage, un retour de la contre-réaction sur la gate, ce qui poserait plusieurs problèmes.

Pour ce qui concerne l'alimentation et bien que celle-ci n'ait pas encore fait l'objet de recherches plus poussées, on s'est contenté ici d'un transformateur d'environ 200 VA muni d'un secondaire fournissant une tension alternative de 26 V. Le petit condensateur de 1  $\mu$ F placé direc-

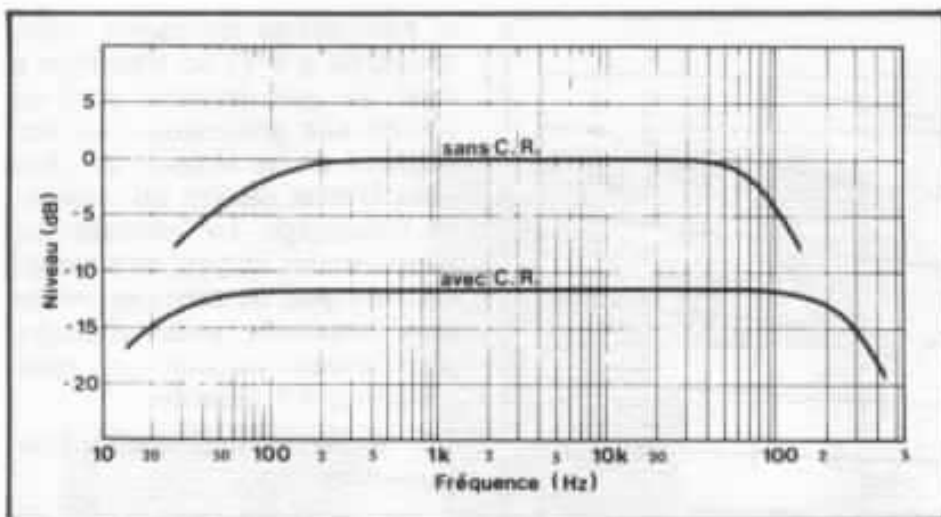


Fig. 14 : Courbe de réponse amplitude/fréquence de l'amplificateur, sans et avec contre-réaction, dont le taux est de 12 dB. Remarque que, même sans C.R., la courbe s'étend jusqu'à 95 kHz, à  $\pm 3$  dB près. La chute de niveau aux fréquences graves est due essentiellement à une limitation pratique de la valeur de l'inductance primaire du transformateur de sortie, ceci malgré l'emploi d'un modèle pesant près de 6 kg.

tement sur le secondaire a pour but d'amortir les pics et les résidus haute fréquence contenus dans le secteur. Le filtrage, mis à part la self dont il a été question plus haut, est assuré par trois condensateurs à faible résistance série de valeur 33 000  $\mu$ F. D'autres condensateurs de plus faible valeur servent à réduire l'effet selfique à haute fréquence de ces condensateurs.

### Mesures

Les résultats de mesure sont excellents, du moins pour ce qui concerne la bande passante qui atteint ici 95 kHz, à  $-3$  dB près, ceci sans aucune contre-réaction !

En appliquant la boucle de contre-réaction, la courbe de réponse s'étend jusqu'à 300 kHz, à 3 dB près ce qui est exceptionnel compte tenu de la simplicité des moyens mis en oeuvre. C'est ce que l'on pourra constater sur la figure 14. Dans le grave et comme on s'y attendait, la réponse atteint 32 Hz, toujours à  $-4$  dB près ce qui est largement suffisant pour une application domestique.

Du côté distorsion, le résultat est moins brillant, de même que

du côté puissance de sortie disponible, ceci n'ayant cependant fait l'objet d'aucune surprise. Du côté distorsion harmonique, on obtient une courbe augmentant très régulièrement avec l'augmentation de la puissance de sortie, la saturation se situant vers 9 watts. A 0,1 W, le taux de distorsion par harmoniques était de 0,03 %, celui-ci passant à 0,5 % à 4 watts.

L'analyse du spectre de distorsion (voir figure 15) révèle un excellent dégradé harmonique, en particulier au dessous de 2 watts, ce qui correspond à un niveau d'écoute moyen.

Sur les photos de la figure 16, l'analyse de la distorsion montre une forme très régulière de celle-ci, constitué principalement d'harmonique 2. La mesure montre également que cette performance reste égale aussi bien sous 1 kHz que sous 50 kHz ! Comme on le voit, les résultats sont tout à fait remarquables, surtout par rapport à ceux offerts par un montage à tubes qui exige un minimum de deux tubes et qui, sans l'aide d'une boucle de contre-réaction voit sa réponse en fréquence chuter dès 8 ou 10 kHz.

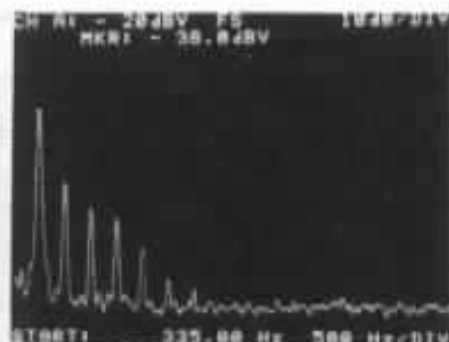
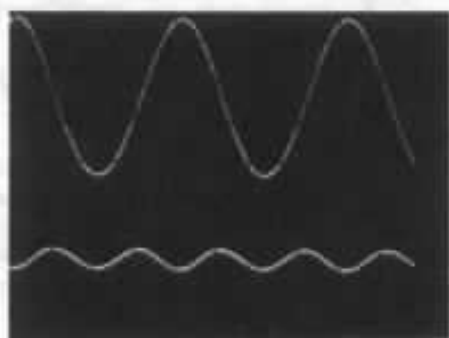
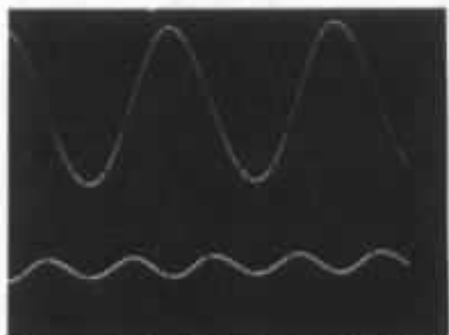


Fig. 15 : Spectre de distorsion harmonique d'un circuit amplificateur «Némésis» à étage unique. La fréquence est de 335 Hz et la puissance de sortie est de 1,5 W. Remarque la bonne régularité du dégradé harmonique.



Forme de la distorsion à 1 kHz/1,5 W. En haut, le signal de sortie. En bas, forme de la distorsion.



Forme de la distorsion à 50 kHz/1 W. En haut, le signal de sortie. En bas, forme de la distorsion.

Fig. 16 : Forme du signal et de la distorsion à 1 kHz et à 50 kHz. On remarque que la distorsion n'est formée principalement que de l'harmonique 2.

### L'écoute

Pour la première fois au monde (il faut oser le dire), il nous a été possible d'écouter un amplificateur de puissance répondant aux normes haute

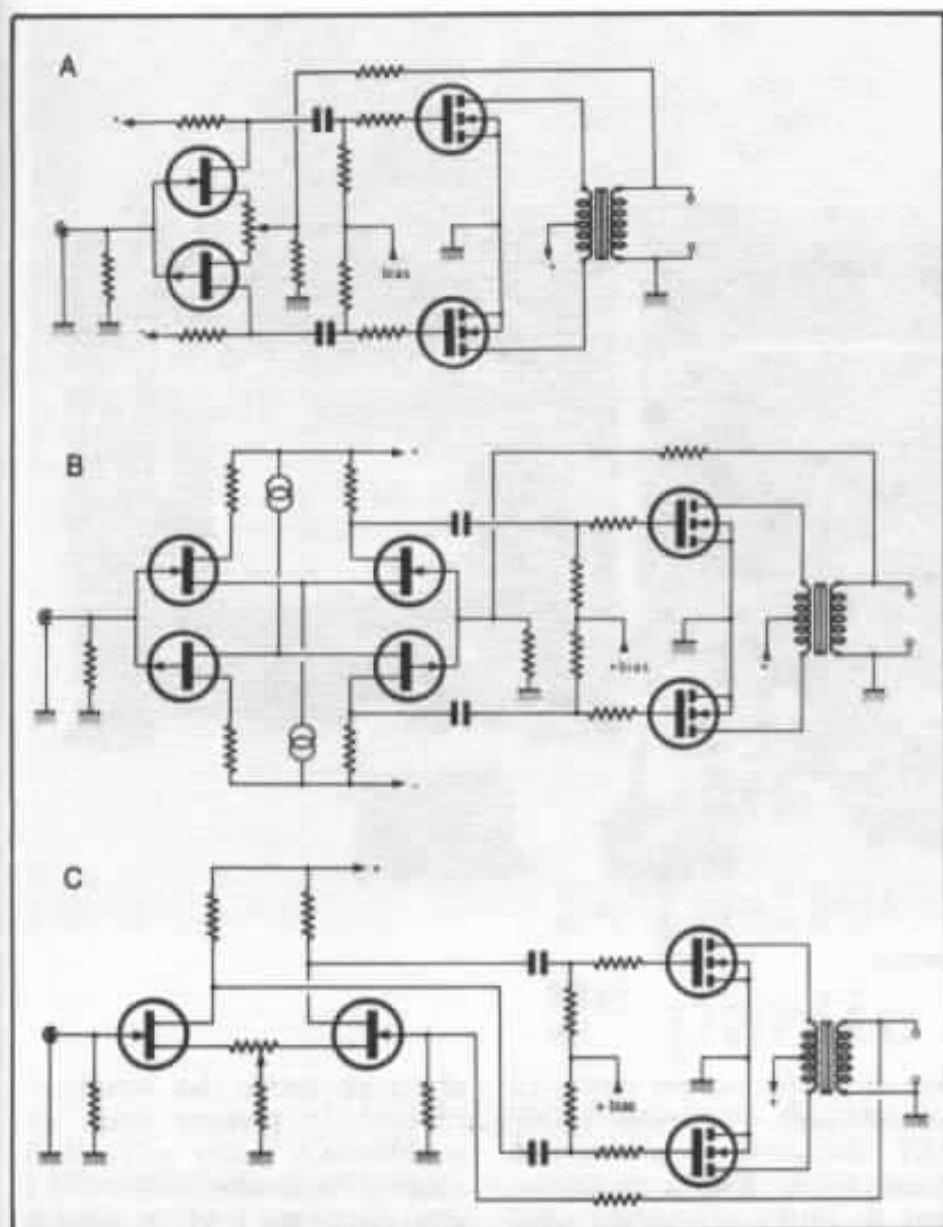


Fig. 17 : Projet de 3 montages push-pull à transformateur de sortie, utilisant des transistors de puissance MOS-FET canal N et un étage d'entrée à effet de champ. En A, entrée FET complémentaire. En B, entrée FET complémentaire et différentielle. En C, entrée FET différentielle.

fidélité n'utilisant en tout et pour tout qu'un seul composant actif par canal. Si la solution rêvée est celle du « fil avec du gain » (à condition qu'il s'agisse d'un bon fil !), la solution « Némésis » représente l'approche la plus close que l'on puisse faire dans ce domaine. En associant ce montage au pré-préamplificateur et au préamplificateur « Le Tube », appareils bien connus des audiophiles, on réalise du même coup la grande performance du gain de 100 dB obtenu à partir de deux transis-

tors et d'un seul tube, reliant la cellule à bobine mobile au haut-parleur !

En associant cet amplificateur à une cellule à jauge de contrainte telle que celle qu'avait mis au point Technics il y a dix ans (elle permettait d'obtenir un niveau de sortie de 1 volt et n'exigeait pas de correction de gravure RIAA) il devient possible de réduire au phonolecteur et à l'amplificateur le nombre de maillons introduits dans la chaîne...

Comme on devait s'y attendre,

les résultats subjectifs se passent de commentaires. Le montage « Le Monstre » dans sa version la plus élaborée, avait déjà donné beaucoup d'espoir en raison de ses qualités. Comme on a pu le voir dans le n° 33, l'amplificateur 300B surclassait ce dernier sur certains paramètres tels que la restitution de la profondeur, la dynamique et le pouvoir analytique dans le médium, tandis que Le Monstre se révélait supérieur, en particulier dans le secteur médium-aigu à l'amplificateur 300B.

Avec le montage Némésis, on passe à tout à fait autre chose et la première impression est la disparition de plusieurs voiles associée à une restitution d'un naturel étonnant. Cette fois, la restitution de la profondeur et des plans sonore dépasse largement ce qui a pu être entendu jusqu'ici, ceci quel que soit le prix ou la puissance. En effet, même en monaural et sur une seule enceinte, le son donne l'impression de s'étaler en profondeur derrière et devant l'enceinte tant l'effet de relief est saisissant. En stéréophonie, le piano est transcrit avec une acuité rare. On ressent même le bruit de feutre des marteaux frappant les cordes ainsi que le bruit étouffé et amorti des pieds actionnant les pédales. On ressent aussi la présence de la salle, ceci sans effet de gonflement ni effet « physiologique » ou anormalement chaud.

Pour le grave, la restitution manque un peu de précision et de mordant, du moins sur le prototype testé. De ce côté des améliorations sont certainement encore possibles, du côté câblage comme du côté régulation de l'alimentation. Il en est de même pour le transformateur de sortie qui pourrait sans doute faire l'objet d'autres améliorations, le prix de revient étant par contre un obstacle.



*Les principaux composants du circuit Némésis.*

### Projets futurs

Le circuit Némésis, tout en conservant la même base, peut certainement s'améliorer sur plusieurs points. La mise en parallèle des transistors, permettant d'augmenter la puissance de sortie n'est pas impossible mais pose certaines difficultés de stabilité et de réalisation du transformateur de sortie.

On peut également envisager un montage push-pull à deux étages, ce qui évite les problèmes des circuits proposés par Araï. La figure 17 montre trois exem-

ples de configurations push-pull utilisant des transistors MOS-FET chargeant le primaire à point milieu d'un transformateur de sortie, permettant ainsi d'augmenter la puissance et de reproduire des fréquences plus basses qu'avec la version à simple étage. Sur cette figure, on remarquera la présence de condensateurs de liaison entre les transistors, facilitant énormément la mise en place des circuits de polarisation, tandis que les transistors d'entrée de type FET vont permettre un couplage

direct en entrée. La version A reprend le premier étage du « Monstre » tandis qu'en B, il s'agit d'un double différentiel à effet de champ. En C, la solution la plus intéressante, il s'agit d'un circuit différentiel facilitant l'application de la boucle de contre réaction. L'avenir nous révélera la solution choisie et les résultats obtenus.

L'auteur insiste sur le fait que ces montages sont une propriété de l'auteur et qu'ils font l'objet de droits de publication détenus par la revue de L'Audiophile.



# Le PM6 et sa courbe de réponse 2<sup>e</sup> partie

*Philippe Jouenne - Gustavo Alcuri*

*Dans cette deuxième partie, nous allons aborder l'expérimentation de la théorie exposée dans le numéro 33. Cela concerne donc les mesures dans la pièce décrite dans la première partie, puis dans cette même pièce acoustiquement traitée. Suite au développement des calculs exposés dans la première partie et aux mesures présentées ci-après, une écoute critique de cette nouvelle voie médium viendra naturellement compléter cet article. Dans un deuxième temps, nous décrirons une expérience de sonorisation réalisée grâce au Lowther PM6.*

Nous allons tout d'abord résumer les points importants dégagés dans le précédent numéro, afin de les avoir bien à l'esprit pour aborder la partie expérimentation. Une analyse du haut-parleur en chambre sourde nous a permis de mesurer les paramètres nécessaires à cette étude :

- courbe de réponse en pression,
- diagramme de directivité.

Ces mesures ont permis de dégager

- le facteur de directivité,
- la réponse en puissance\*

du haut-parleur en fonction de la fréquence. Ces paramètres permettant de décrire une source de bruit, il était désormais possible d'introduire cette source dans un volume déterminé, volume dont les dimensions et l'absorption étaient connues. Les calculs nous ont alors permis de dégager une courbe de pression théorique au point d'écoute, courbe appelée à la figure 1.

Il nous faut maintenant comparer cette courbe à la courbe représentant le niveau de pression effectivement mesuré dans

la pièce (voir figure 2). L'analogie entre ces deux courbes est frappante pour la plage de fréquence se situant au-dessus de 800 Hz. Les mesures et les calculs ayant chacun une tolérance de 1 dB, on peut affirmer que l'approche par le calcul de l'équilibre spectral est viable.

Les différences entre ces deux courbes se situent essentiellement dans l'octave 400-800 Hz,

\* puissance totale rayonnée par la source dans toutes les directions. La puissance acoustique de référence est de 1 pW (1 pico-watt).

octave pour laquelle le champ sonore n'est plus assez homogène pour être représenté par une mesure localisée. Il aurait été possible de pousser plus loin cette expérience par intégration sur plusieurs points de mesures ; toutefois, la précision obtenue sur le reste du spectre ainsi que la connaissance des limites de cette théorie nous suffisaient amplement.

Ayant désormais une connaissance suffisante des phénomènes physiques mis en cause, il devenait intéressant de mesurer le PM6 dans une salle acoustiquement traitée, représentative des conditions d'écoute dignes de tout audiophile, conditions dans lesquelles nous avons écouté le PM6 pour la première fois avec surprise et enthousiasme.

La pièce est toujours la même. Un traitement à forte absorption a été réalisé sur le mur du fond à l'aide d'une fibre de roche volcanique de haute densité. Les murs latéraux sont traités grâce à une mousse de polyuréthane à cellules ouvertes. Les caractéristiques techniques ainsi que la pose de ces matériaux sont décrites dans l'Audiophile n° 30, page 65. Nous n'y reviendrons pas en détail. La photo 4 montre toutefois les résultats de la pose de la fibre de roche. La surface sera ensuite recouverte d'un tissu tendu. Les caractéristiques de réverbération de cette pièce sont données à la figure 5.

Les mesures effectuées dans ces conditions sont données par la courbe 6. A part un accident sur 2/3 d'octave à 1 kHz et 2,5 kHz, la courbe montre l'excellente linéarité de cette source sur plus de 4 octaves, de 400 Hz à 8 kHz.

### Conclusion de l'étude

Les qualités sonores du système trouvent une explication dans le rapport entre le comportement en pression dans des conditions de mesures de laboratoire et la paramètres qui définissent

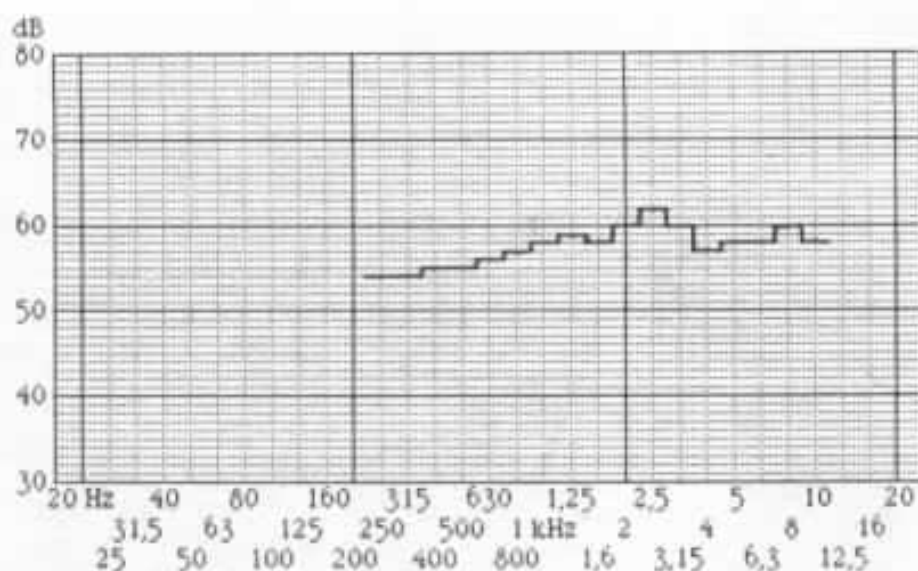


Fig. 1 : Rappel du niveau de pression calculé au point d'écoute publié dans la première partie, cf. n° 33.

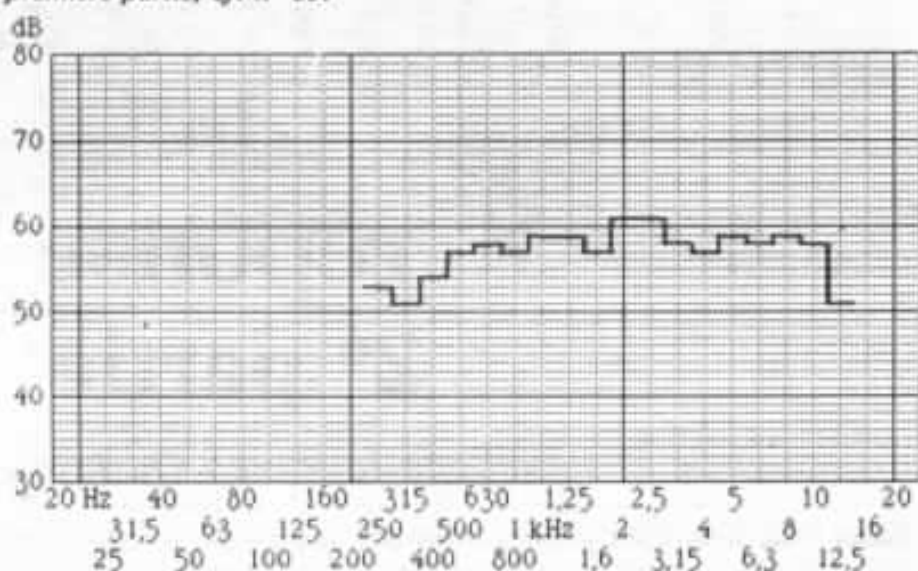


Fig. 2 : Niveau de pression mesuré dans la pièce au point d'écoute. On notera une excellente corrélation entre la mesure et le calcul illustré par la figure 1.



Fig. 4 : Le local ayant servi aux tests, après traitement du mur arrière avec de la fibre de roche. La finition qui recouvre l'ensemble de ce traitement n'a pas encore été effectuée.



l'établissement d'un champ sonore compatible avec les conditions psycho-physiologiques d'écoute dans un environnement domestique.

Ces paramètres expérimentaux pris en compte sont :

- courbe de réponse en pression dans l'axe en chambre sourde,
- directivité en tiers d'octave en chambre sourde,
- facteur d'absorption du local domestique considéré et son volume.

La connaissance de ces seuls paramètres a permis la détermination des éléments de calculs détaillés dans cet article.

Toutefois, la maîtrise expérimentale de ces paramètres n'a été possible que grâce à un travail préalable de conception, de mise au point et de fabrication d'un caisson, représentant une charge acoustique optimisée au niveau de sa géométrie et de ses matériaux constitutifs.

Une liste des paramètres non considérés dans l'étude présente montrerait l'ampleur du travail de recherche encore à faire pour arriver à une compréhension complète d'un système de reproduction.

### Les raisons d'un travail

Cette voie médium préfigure un système de reproduction sonore construit à l'aide de modules associés d'une manière unique dans un ensemble cohérent. Chaque module est conçu à partir de l'intégration formelle des fondements physiques qui déterminent le comportement des matériaux et le fonctionnement des structures. Les parties sont intégrées dans un groupe de systèmes élaboré autour des strictes lois scientifiques que délimitent les conditions optimales des raccords entre systèmes, mais aussi (et surtout) autour d'une conception formaliste de l'électroacoustique audio.

Le stade évolutif, ou le degré d'évolution d'une discipline

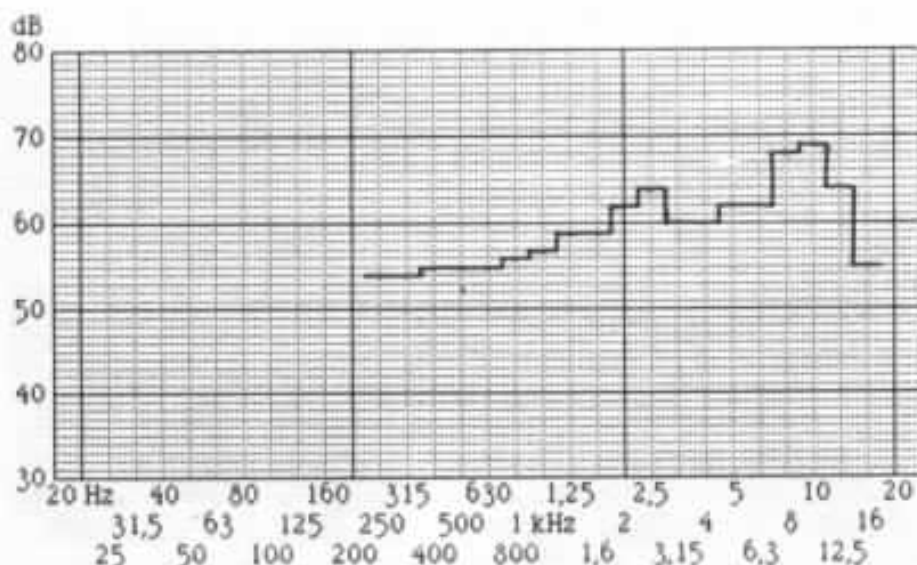


Fig. 3 : A titre de comparaison : rappel du niveau de pression dans l'axe mesuré en chambre sourde. Le lecteur notera de très grandes différences par rapport aux deux premières figures qui, rappelons-le, sont le reflet d'un fonctionnement en conditions réelles. La chambre sourde est un outil qui peut être nécessaire à la conception mais en aucun cas suffisant pour définir un système acoustique dans les conditions de l'écoute haute fidélité.

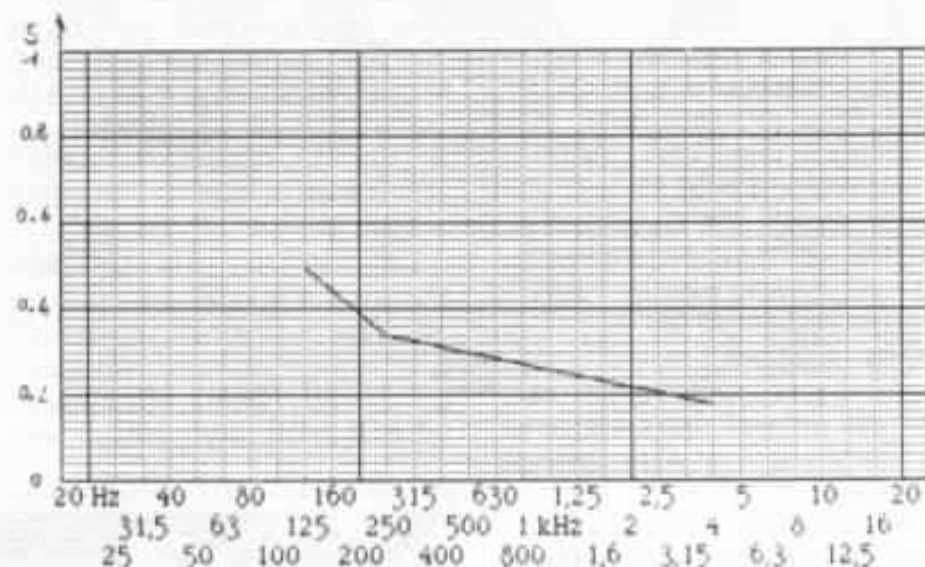


Fig. 5 : Temps de réverbération dans la pièce traitée. Remarquer la linéarité de la décroissance.

basée sur le raisonnement scientifique, est donné par la capacité de modéliser les manifestations de ses phénomènes. Dans le cadre des recherches que font progresser les hypothèses de travail, la modélisation se traduit par la possibilité de prévoir les paramètres quantitatifs qui caractérisent un phénomène lorsqu'il se déroule dans les conditions établies par théorie. Dans le domaine de l'électroacousti-

que audio, nous avons déjà vécu trois périodes correspondant à une phylogénie propre à une discipline qui se cherche entre les lois de la physique et le concept subjectif de qualité sonore : la préhistoire, ou l'audio confinée dans un groupe d'initiés, disposant d'une électronique naissante et des possibilités de mesure et de traitement du signal assez rudimentaires ; la période de la course aux performances mesu-

rables, ou la recherche d'un nombre croissant de zéros à droite de la virgule, sans savoir vraiment pourquoi ; et enfin, la compréhension des limites de la mesure ou l'avènement du «subjectif».

Aujourd'hui, les possibilités de mesure et de traitement (où est inclus le calcul) nous permettent de disposer d'un outil de travail performant et souple, et l'ampleur de l'activité audio permet une reconsidération globale de la stratégie de conception du matériel. Dans le travail scientifique, quand on peut modéliser, quand on dispose de l'outil intellectuel et matériel pour analyser les phénomènes et pour synthétiser les résultats expérimentaux, le fait de ne pas prendre l'orientation fixée par cette méthodologie rationaliste constitue une faute épistémologique grave qui se paye lourdement par un tâtonnement sans fin et sans conclusion.

L'évaluation des résultats d'une réalisation audio sera toujours personnelle et subjective, mais le développement du matériel qui est à la base de l'appréciation esthétique passe par la recherche et l'utilisation des lois complexes et souvent méconnues qui déterminent inexorablement le comportement d'un système physique.

Nous sommes heureux de pouvoir exposer quelques éléments obéissant à un choix fondamental, qui matérialisent un quatrième stade évolutif, dans la publication qui a toujours été le moteur d'une activité prête à épuiser les ressources de plusieurs générations de chercheurs.

## Appendice

### Une réalisation particulière

Actuellement se joue à Paris un spectacle inspiré de l'œuvre de Federico GARCIA LORCA. Lors de sa création, le metteur en scène a souhaité réaliser ce spectacle dans un gymnase. Cela a nécessité un traitement acousti-

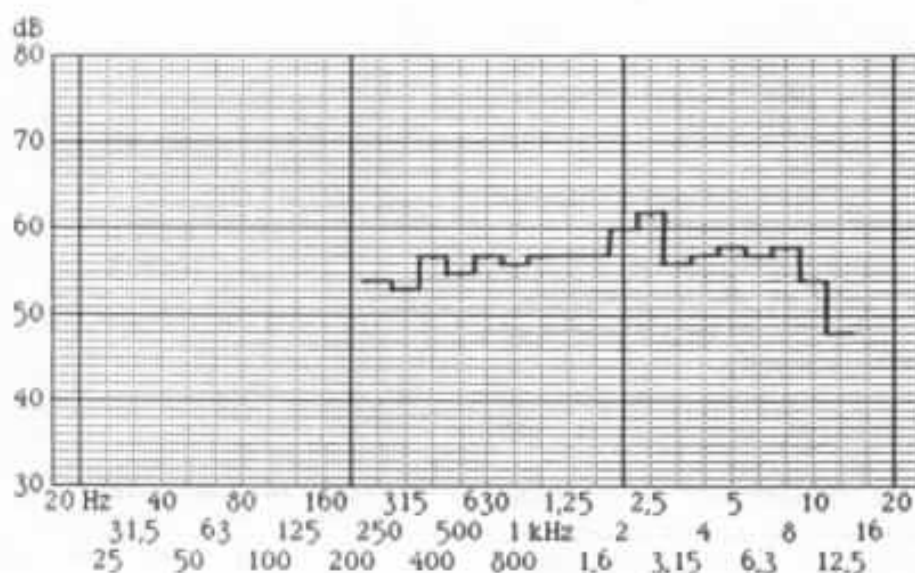


Fig. 6 : Niveau de pression au point d'écoute dans la salle acoustiquement traitée. Remarquer la linéarité de la source.

que particulièrement adapté à ce volume afin de restituer l'intelligibilité des voix parlées et chantées, tout en conservant l'aspect visuel du gymnase. D'autre part, le compositeur des musiques a, pour les besoins du spectacle, associé une guitare, un violoncelle, des percussions et un vibraphone.

Compte tenu des différents niveaux sonores atteints par ces instruments, une «sonorisation», que nous préférons appeler «renforcement», était nécessaire. Il fallait donc réaliser une

chaîne électro-acoustique. Un impératif de qualité était évident. En effet, le premier point dans le cahier des charges était de ne pas décentrer l'image visuelle de la source. Le niveau sonore du renforcement ne pouvait donc pas dépasser celui de la source, surtout dans le cas des acteurs. Une comparaison de la source et sa restitution électro-acoustique était dès lors immédiate. Il est évident que cela imposait un important critère de qualité.

Pour les besoins du spectacle,



Fig. 7 : Vue d'ensemble de l'enceinte circulaire qui a reçu le surnom de «Camembert». Celui-ci est situé au centre géométrique de la scène.

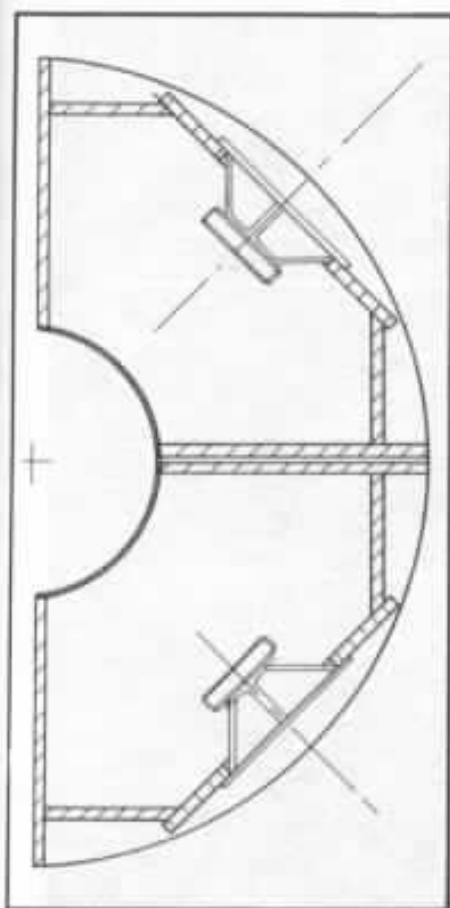


Fig. 10 : Coupe d'une demi-enceinte. Le compromis géométrie externe-géométrie interne de l'enceinte est très correct pour assurer une bonne charge au PM6.

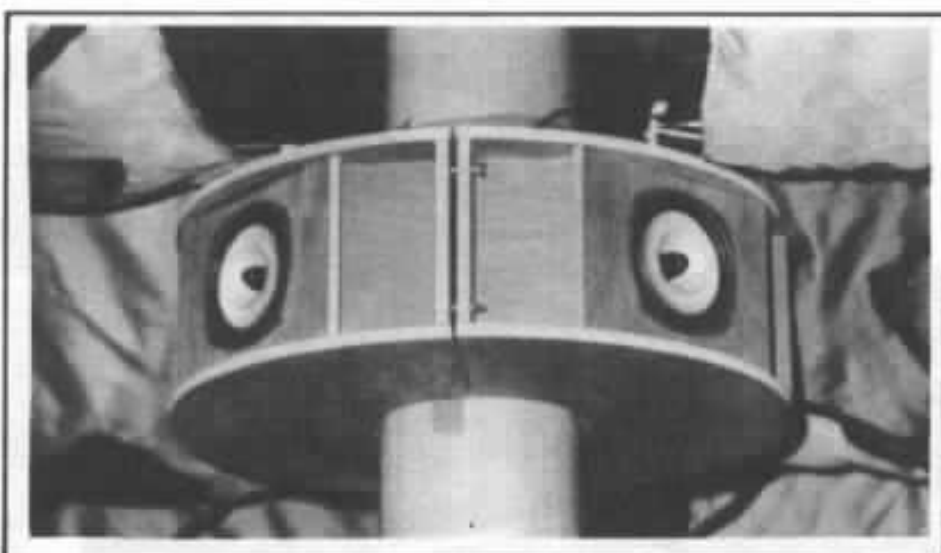


Fig. 8 : Détail du boulonnage du «Camembert» serré sur le poteau.

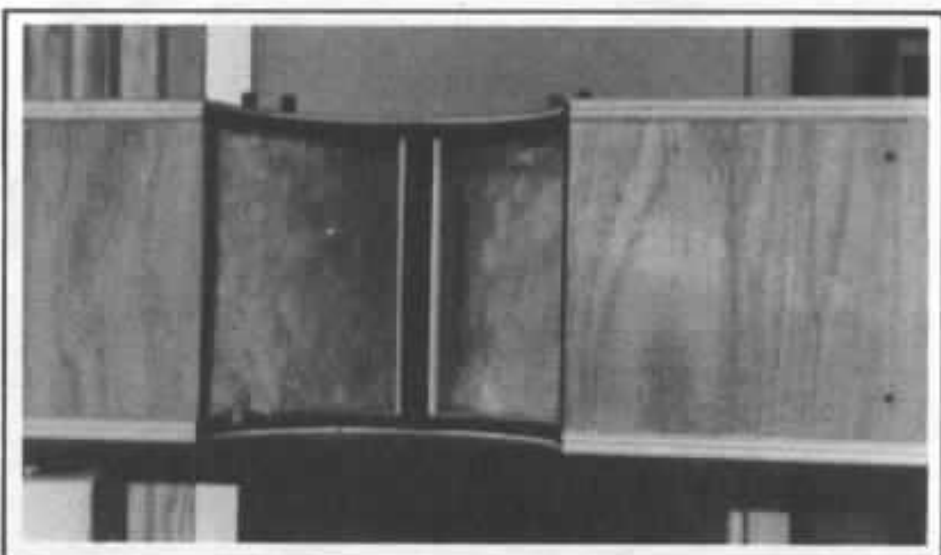


Fig. 9 : Vue de l'arrière d'un demi-«Camembert». On remarque les joints d'étanchéité assurant une charge close une fois l'ensemble fixé sur le poteau. Le volume intérieur est rempli de laine de verre.

l'acquisition du signal source se fait par d'excellents micros HF (de marque MICRON). Le point le plus critique était celui des transducteurs de reproduction.

Le violoncelle, ayant un niveau sonore très élevé, devenait l'élément de référence. Il restait à renforcer 3 sources émettant essentiellement dans le médium, une guitare, une voix chantée et une voix parlée. D'autre part, les gradins entourant la scène, il était nécessaire de créer une reproduction omnidirectionnelle. Nous avons alors utilisé un poteau, situé au centre de la scène, afin de supporter notre enceinte. Celle-ci, totalement originale, est équipée de 4 Lowther PM6, comme le montrent les photos n° 7 et 8.

La photo 9 montre la face arrière d'une demi-enceinte. Les deux demi-enceintes sont assujetties au poteau par des joints mousses, ceux-ci servant d'une part à la fixation et, d'autre part, à l'étanchéité de chaque caisson élémentaire. Chaque PM6 est chargé par un volume clos d'une vingtaine de litres utilisé en large bande. La géométrie de chaque caisson est décrite par le schéma figure 10. Le diamètre hors tout

est de 90 cm ; le diamètre du poteau est de 30 cm.

Le résultat de cet ensemble est d'un naturel saisissant et vaut le déplacement ! Ce spectacle se joue jusqu'au 31 mars au théâtre de l'Union (14 rue de Trévise, Paris 9ème). Son nom : «Dis à la lune qu'elle vienne».

Errata : Article n° 33 p. 80 fig. 5. Le diagramme de la fig. 5a correspond à 1 kHz et celui de la fig. 5b à 400 Hz.

**Page non  
disponible**

# L'étage de sortie de l'amplificateur

## 3<sup>e</sup> partie : expérimentation et mesure des solutions classiques

*Héphaïstos*

*Après une réflexion sur la distorsion (L'Audiophile n° 28), l'étude théorique du dernier étage (L'Audiophile n° 29) et la simulation sur ordinateur du comportement statique de celui-ci (L'Audiophile n° 31), notre étude d'un amplificateur de puissance expérimental au dessus de tout reproche se poursuit par l'expérimentation de différentes solutions pour l'étage de sortie.*

*Pour nos expérimentations, nous avons défini une nouvelle méthode de mesure et réalisé l'instrument de mesure correspondant. Il nous a permis de tester les solutions classiques ainsi que de nouvelles solutions, afin de confirmer nos études théoriques et d'orienter notre choix pour le dernier étage de notre amplificateur. Dans cet article, nous voyons les résultats pour les solutions classiques, les nouvelles solutions feront l'objet du prochain article.*

### **Résumé des épisodes précédents**

Parmi les nombreux points abordés dans «La distorsion dans l'amplificateur de puissance» (L'Audiophile n° 28), certains concernaient le dernier étage et l'interface avec la charge : nous avons beaucoup

insisté sur les limites de l'action de la contre-réaction. Celle-ci, après avoir été considérée pendant des années, comme une panacée efficace contre toutes les non-linéarités, est maintenant remise en cause et une mode aussi déraisonnable que la confiance aveugle d'hier, veut y voir la source de tous les maux

actuels : c'est confondre le mal (les non-linéarités) et le remède (la contre-réaction) souvent mal utilisée qualitativement ou quantitativement.

La contre-réaction est une méthode de lutte contre les non-linéarités assez efficace mais aux effets limités, aussi dans notre amplificateur de puissance, la

contre-réaction globale rebouclera différents étages déjà les plus linéaires possibles (grâce à l'action de compensation ou/et de contre-réactions) et apériodiques pour les signaux audio. La valeur optimum de l'impédance de sortie de notre amplificateur n'étant pas connue a priori, est un des sujets de cette étude. Cette valeur sera le fruit de l'action de la contre-réaction. Il est par contre évident que cette impédance devra être la plus linéaire possible et que cette linéarité ne doit pas être due à la contre-réaction globale. Pour le dernier étage, nous recherchons donc une impédance de sortie (c'est celle de l'amplificateur en boucle ouverte) assez faible et très linéaire.

Dans cet article, nous avons aussi évoqué les méfaits de la distorsions thermique dans le dernier étage qui doit dissiper des puissances souvent importantes.

Dans «l'étage de sortie de l'amplificateur, 1<sup>re</sup> partie : quelques réflexions théoriques» (L'Audiophile n° 29), nous avons vu que la méthode la plus simple pour obtenir la linéarité de l'impédance de sortie était d'utiliser la classe A. Malheureusement, la classe A a un rendement désastreux et les autres solutions connues ne permettent guère, par principe, d'obtenir la linéarité souhaitée pour l'impédance de sortie. Nous avons alors défini un nouveau principe pour l'étage de sortie qui, en combinant deux non-linéarités complémentaires, devrait permettre d'obtenir une bonne linéarité de l'impédance de sortie en même temps qu'un rendement plus raisonnable.

Dans «L'étage de sortie de l'amplificateur, 2<sup>e</sup> partie : une simulation sur ordinateur» (L'Audiophile n° 31), nous avons étudié, grâce à un programme de simulation, le comportement statique théorique de la solution classique et de plusieurs versions possibles du nou-

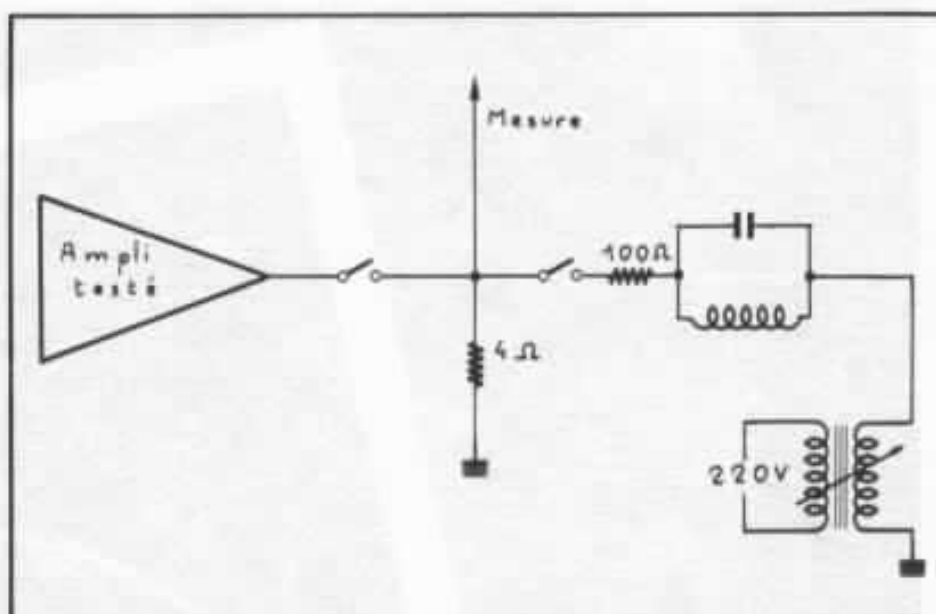


Fig. 1 : Première version de la mesure de Lammasniemi et Ojala.

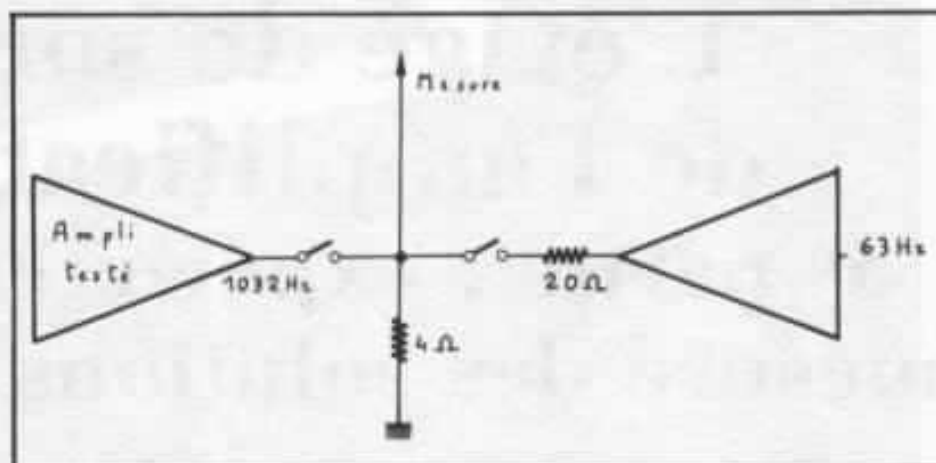


Fig. 2 : Seconde version de la mesure de Lammasniemi et Ojala.

veau principe que nous avons défini. Parmi celles-ci, une nous avait semblé particulièrement intéressante et nous l'avons baptisée classe A quadratique. Ce sont les différents résultats de cette simulation que nous allons tenter de retrouver dans nos expérimentations.

### Etudes antérieures

Le problème des non-linéarités apparaissant à l'interface entre l'amplificateur et le haut-parleur a déjà fait l'objet de certaines études : Matti Ojala et Jorma Lammasniemi ont réalisé une étude sur ce sujet pour le compte du Centre Finlandais de Recherche Technique et de Harman-

Kardon, et celle-ci a fait l'objet de plusieurs articles ou communications.

La méthode de mesure utilisée a évolué dans le temps : dans la version publiée dans L'Audiophile n° 6 (septembre 1978), la source de perturbation est obtenue au moyen d'un transformateur secteur qui agit sur la sortie de l'amplificateur testé à travers une résistance et un circuit bouchon d'isolement (voir figure n° 1). La mesure est alors faite avec un voltmètre sélectif ou un analyseur de spectre.

Dans la version publiée en novembre et décembre 1980 dans *Wireless World*, le principe de la mesure est resté le même (voir

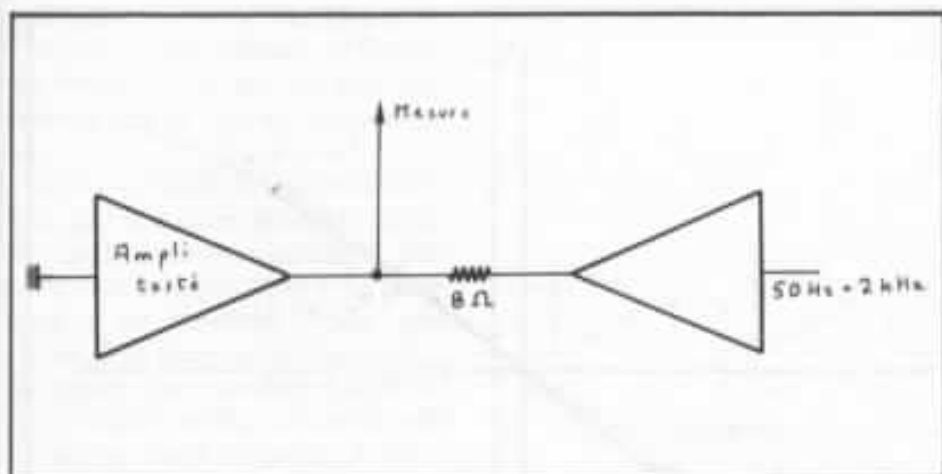


Fig. 3 : Mesure de Cordell.

figure n° 2) mais la source de perturbation est maintenant un amplificateur de puissance qui agit à travers une résistance.

R. Cordell des Bell Telephone Laboratories s'est aussi intéressé à ce sujet («Open-loop output impedance and interface intermodulation distortion in audio amplifiers», 64<sup>th</sup> AES Convention, New York 1979, preprint 1537) et la méthode de mesure qu'il décrit dans le *Wireless World* de février 1983 est assez voisine de celles utilisées par M. Ojala et J. Lammasniemi (voir figure n° 3), mais les deux signaux de test sont, cette fois, injectés tous les deux en sortie de l'amplificateur testé.

Ces études sont intéressantes mais elles sont loin de me satisfaire parce que le problème me semble tronqué dans ces approches et que les mesures faites ne peuvent pas mettre en évidence tous les phénomènes. Pour M. Ojala et J. Lammasniemi (victimes de la mode que j'ai dénoncée plus haut), le problème est dû uniquement à la valeur de l'impédance de sortie en boucle ouverte et au taux de contre-réaction élevé, car l'impédance de sortie et la contre-réaction mettent en œuvre les circuits de l'amplificateur et leurs non-linéarités. Ils le disent en toutes lettres : «*Interface intermodula-*

*tion is a form of distortion in a feedback two-port network, caused by non-linear interaction between the input signal of the two-port and a signal externally injected to the output port propagating into the input via the feedback network.*»

R. Cordell, dans le *Wireless World* de février 1983, après avoir fait la même citation, note malicieusement qu'un amplificateur sans contre-réaction et ayant une impédance de sortie peu linéaire, n'aurait selon cette définition pas de distorsion d'intermodulation d'interface et fait remarquer que la méthode de mesure ne permet pas de faire la distinction entre la distorsion d'interface due à la contre-réaction et celle qui résulte d'une impédance de sortie non-linéaire. Mais il semble oublier immédiatement ces remarques judicieuses, car il reprend les hypothèses de M. Ojala et J. Lammasniemi pour démontrer théoriquement et expérimentalement que ceux-ci se trompent et il conclut que ce problème n'est pas significatif dans les amplificateurs modernes qui ont des possibilités adéquates de fournir du courant.

On peut faire un certain nombre de reproches à ces méthodes de mesure. Tout d'abord, elles ne cherchent qu'à chiffrer les

non-linéarités de sortie, elles ne cherchent pas à comprendre ce qui se passe. Il me semble que plaquer un chiffre avant que de tenter d'analyser les mécanismes qui entrent en jeu dans les distorsions d'interface, c'est mettre la charrue devant les bœufs. Ensuite, ces mesures utilisent des signaux stables et ne testent ainsi les circuits qu'en régime établi ; on est assez loin des signaux réels traités en audio et nos lecteurs sont bien placés pour savoir que les mesures traditionnelles de distorsions, qui utilisent aussi des signaux stables sont incomplètes et ne tiennent pas toujours compte de phénomènes (T.I.M., distorsion thermique, commutations ou autre problème non encore identifié) qui ont une importance subjective non négligeable.

On peut, en outre, reprocher à la méthode de mesure de M. Ojala et J. Lammasniemi de ne tester qu'un amplificateur complet, de ne pas pouvoir tester un étage de sortie seul ; c'est la conséquence normale de leurs a priori sur l'origine des distorsions d'interface. On peut aussi reprocher à la méthode de mesure de R. Cordell de mélanger les non-linéarités de sortie de l'amplificateur testé et celles de l'amplificateur de test ; mais pour lui, le test d'une sortie peu linéaire ne peut perturber l'amplificateur de test puisque ce problème de distorsion d'interface n'est pas un problème significatif.

### Les mesures d'impédance

Les méthodes de mesure des impédances peuvent se classer en trois familles : les méthodes qui déduisent la valeur de l'impédance des variations de tensions associées à une variation de courant, celles qui mesurent des rapports d'impédances et celles qui utilisent la résonance d'un circuit comprenant l'impédance inconnue.

Les méthodes qui utilisent la résonance sont bien adaptées aux éléments plutôt réactifs, elles ne nous conviennent donc pas ; elles supposent en outre que l'impédance à mesurer est linéaire. Les méthodes qui mesurent des rapports d'impédance sont très précises et connaissent de nombreuses versions adaptées aux différents cas : pont de Wheatstone, pont de Thomson, pont de Sauty, pont de Wien, pont de Hay, pont de Maxwell, pont de Serner, pont de Schering, pont d'Anderson, pont de Pirani, pont de Carey-Foster, pont de Campbell, etc., mais elles supposent aussi la linéarité de l'impédance à mesurer et se prêtent mal à la mesure d'un élément actif.

Nous devons donc nous tourner vers la première famille de mesure : celles qui calculent l'impédance comme étant le rapport entre une variation de tension et la variation de courant correspondante, dans l'impédance inconnue. Parmi ces méthodes, on utilise habituellement pour mesurer l'impédance de sortie des amplificateurs la méthode classique de mesure de l'impédance interne d'un générateur :

On mesure d'abord la tension de sortie ( $V_0$ ), puis la tension de sortie ( $V_r$ ) lorsque le générateur est chargé par une résistance connue ( $R$ ). Si la résistance interne est  $R_{out}$  dans le schéma de Thévenin (voir la figure n° 4), on obtient dans le second cas un courant dans  $R$  qui vaut :

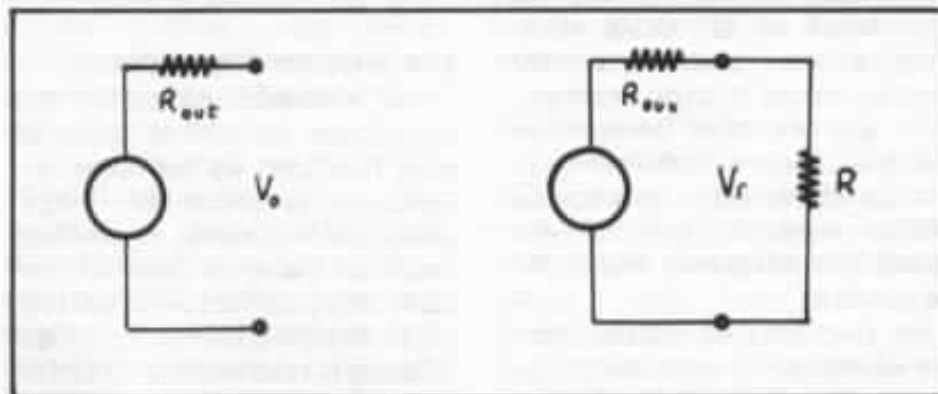


Fig. 4 : Mesure de la résistance interne d'un générateur.

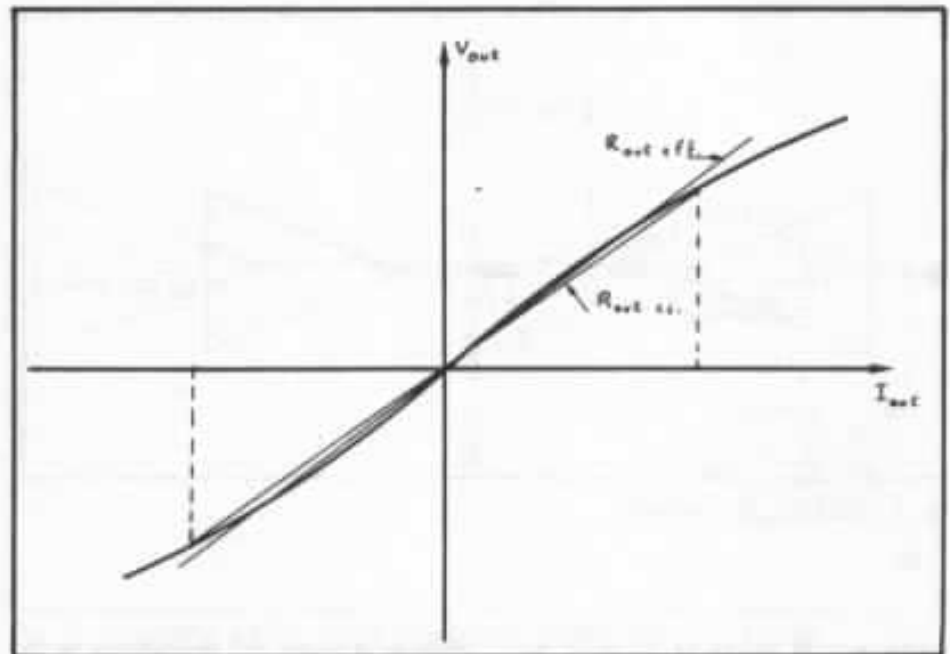


Fig. 5 : Erreur de mesure due à la non-linéarité

$$I_{out} = \frac{V_0}{R + R_{out}}$$

donc aux bornes de  $R$ , la tension  $V_r$  qui vaut

$$V_r = V_0 \frac{R}{R + R_{out}}$$

On en déduit alors la valeur de  $R_{out}$

$$R_{out} = R \frac{V_0 - V_r}{V_r}$$

La configuration la plus simple de cette méthode consiste à faire varier la valeur de  $R$  de façon à obtenir  $V_r = \frac{V_0}{2}$ , on a alors  $R_{out} = R$ . Cela suppose que le générateur soit capable de fournir le courant correspondant à cette configuration ; c'est pos-

sible pour les amplificateurs à lampes qui ont un transformateur en sortie, car leur impédance de sortie est du même ordre de grandeur que leur charge habituelle ; ce n'est pas possible avec les amplificateurs à transistors actuels dont l'impédance de sortie est beaucoup plus faible que leur charge habituelle.

Mais cette méthode de mesure de l'impédance de sortie qui a été conçue pour des piles, des accumulateurs ou des alternateurs, n'est pas bien adaptée au cas qui nous intéresse parce qu'elle suppose un certain nombre d'hypothèses :  $V_0$  doit être linéaire ; c'est en général suffisamment vrai pour qu'on puisse légitimement négliger ses distorsions dans la mesure de  $R_{out}$ .

Ensuite, il faut que  $R_{out}$  soit aussi linéaire et cette hypothèse-là est déjà plus hasardeuse. On voit bien sur la figure n° 5 que les non-linéarités de  $R_{out}$  se traduisent avec différentes valeurs du courant de sortie par des résultats de mesure différents. Sur la figure n° 5, on a représenté les résultats d'une telle mesure si on se préoccupe des valeurs crêtes des tensions, on conçoit que dans un tel cas, on



obtiendra d'autres résultats si on s'intéresse aux valeurs efficaces des tensions ou encore aux tensions du seul signal fondamental.

Cette méthode de mesure faite pour des systèmes linéaires (dont ne font malheureusement pas partie les amplificateurs de puissance) ne permet donc pas l'accès aux non-linéarités de  $R_{out}$  autrement que par des variations de la valeur de  $R_{out}$  trouvée, elle ne saurait donc convenir à notre étude des non-linéarités de sortie, c'est pourquoi nous lui avons préféré une autre méthode.

### Méthode retenue

Son principe est extrêmement simple et s'apparente aux mesures de résistance qui sont couramment utilisées dans la fonction ohmmètre des multimètres électroniques (cf. figure n° 6).

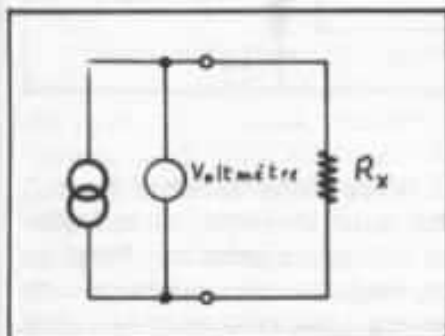


Fig. 6 : Schéma d'ohmmètre

Un générateur de courant attaque l'impédance inconnue et la tension qui apparaît à ses bornes nous renseigne sur la valeur de l'impédance. Cette mesure est très voisine de celle que nous venons de voir, mais elle présente des avantages décisifs par rapport à celle-ci parce que la grandeur qui nous intéresse y est d'un accès plus facile.

Cette méthode permet de séparer les phénomènes qui interviennent en sortie de ce qui se passe à l'intérieur de l'amplificateur et de tester différents étages de sortie indépendamment des circuits antérieurs. Il est vrai qu'on peut légitimement craindre que dans

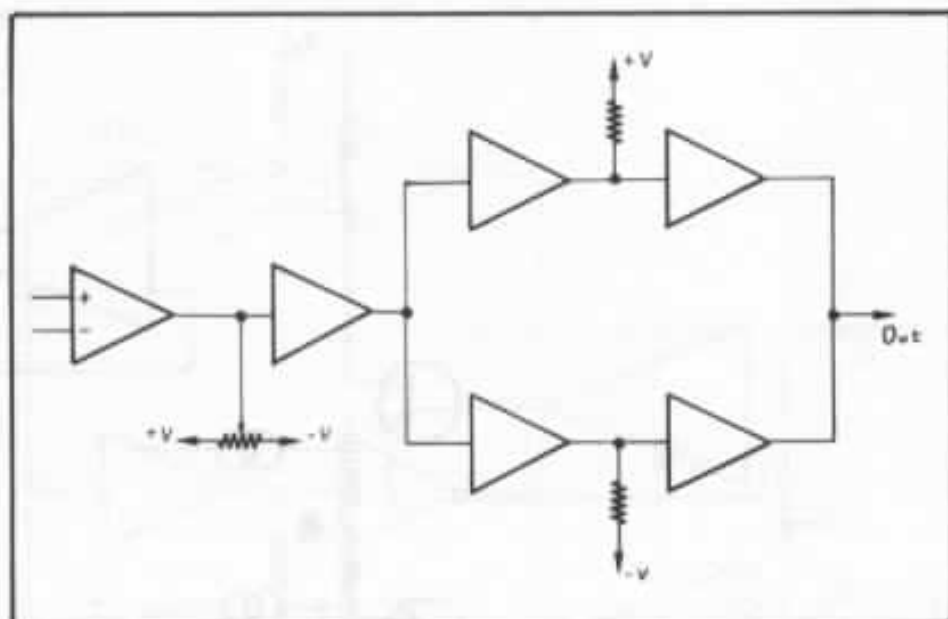


Fig. 7 : Schéma de base de notre banc de mesure

le fonctionnement normal de l'amplificateur, les non-linéarités de sortie interfèrent avec les non-linéarités internes et que ces interactions échappent à nos mesures. Cette limitation réelle à notre méthode de mesure serait critique pour des mesures sur des amplificateurs présentant des distorsions de sortie importantes. Mais dans notre cas, après avoir étudié un étage de sortie très linéaire, on peut raisonnablement espérer que ces phénomènes restent du second ordre et donc négligeables.

La figure n° 7 nous montre le schéma de base de notre montage de test ; l'amplificateur différentiel d'entrée a pour but d'éviter les problèmes de boucle de masse entre la source de modulation qui fournit le signal à transformer en courant, l'amplificateur ou le circuit de sortie testé et l'oscilloscope utilisé pour visualiser les effets de l'impédance de sortie qu'on cherche à mesurer. Le second amplificateur sert à corriger un décadage en tension du signal d'entrée, ou à en imposer un, nécessaire à une mesure particulière. Les deux amplificateurs de transposition translatent le

signal par rapport à deux tensions d'alimentation. Les deux amplificateurs de sortie sont des amplificateurs de transconductance qui transforment leur tension d'entrée en courant ; chacun fournit un courant de polarité différente car comme nous l'avons déjà vu dans cette étude, il est difficile d'être linéaire et de fournir des courants des deux polarités ; pour que cet ensemble de deux amplificateurs forme un système qui soit bien linéaire, il travaille en pure classe A : chaque branche fournit donc en l'absence de signal de sortie, un courant de repos un peu supérieur à 3 ampère. Ce qui permet au montage de fournir un courant de sortie de  $\pm 3$  A dans de bonnes conditions de linéarité.

La figure n° 8 nous montre comment a été réalisé de façon pratique la circuiterie de notre montage : c'est la même structure de base qui est utilisée pour translater les signaux et pour fournir les courants de sortie : un générateur de courant obtenu au moyen d'un amplificateur opérationnel en circuit intégré avec des fets d'entrée, et d'un transistor à effet de champ comme élément de sortie ;

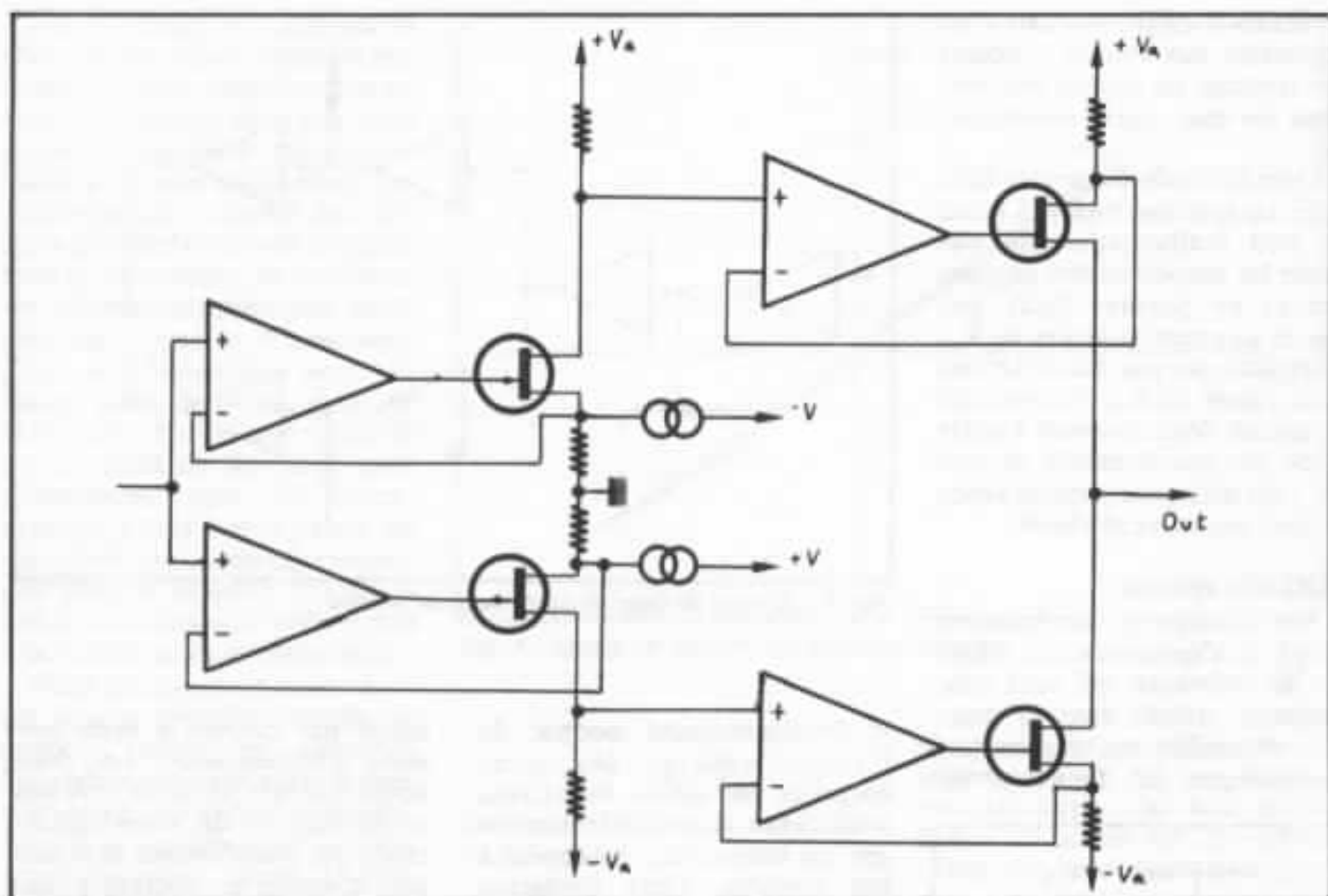


Fig. 8 : Synoptique du générateur de courant

l'usage de transistor à effet de champ en entrée et en sortie permet de réduire fortement dans notre montage les erreurs dues aux courants de commande.

Le fonctionnement d'un tel montage est unipolaire, c'est pourquoi dans les circuits translocateurs un générateur de courant fixe vient superposer une composante continue qui correspond à la valeur du courant de repos en sortie. Les courants de sortie des amplificateurs de transposition fournissent aux bornes de résistances reliées à des alimentations de puissance (de valeur inférieure à celle des alimentations principales) les tensions de commande des amplificateurs de sortie ; ceux-ci utilisent en sortie des transistors MOS de puissance capables de fournir les courants voulus.

Nous avons voulu associer à notre montage un circuit qui permette de bien voir les non-

linéarités des circuits de sortie. Nous ne nous sommes pas privés de brancher un distorsiomètre sur les signaux recueillis aux bornes des impédances mesurées ; mais cette mesure qui impose des signaux sinusoïdaux stables n'est pas suffisante et pour pouvoir utiliser dans nos tests des signaux de toute nature (signaux audio réels, trains de sinusoïdes, bruit rose, bruit blanc, bruit digital stationnaire, signaux pour détecter la distorsion thermique, etc.), nous avons réalisé un distorsiomètre sommaire associé à notre circuit de mesure ; celui-ci est du type différentiel entre le signal de commande et le signal recueilli aux bornes de l'impédance mesurée (voir figure n° 9).

En graduant le potentiomètre utilisé et en tenant compte du gain du préamplificateur (0,1, 1, 10 ou 100), on obtient directement la valeur de l'impédance mesurée quand le signal de sortie

de notre distorsiomètre est nul, ceci pour les impédances linéaires ou quasi-linéaires. Pour les impédances non-linéaires on pourra ainsi connaître la valeur de l'impédance en un point donné de la courbe tension-courant.

### Essai du montage

Pour tester la partie générateur de courant, nous avons utilisé une résistance de puissance de 1  $\Omega$  (de type bobinée dans une châssis aluminium) dans laquelle nous avons fait passer des courants sinusoïdaux (à 10, 100, 1 000 puis 10 000 Hz) d'amplitude croissante. Les courbes de distorsion mesurée au moyen d'un distorsiomètre classique sont représentées sur la figure n° 10. On voit que l'usage de la classe A nous permet un fonctionnement satisfaisant pour les expérimentations que nous voulons faire avec ce montage, car

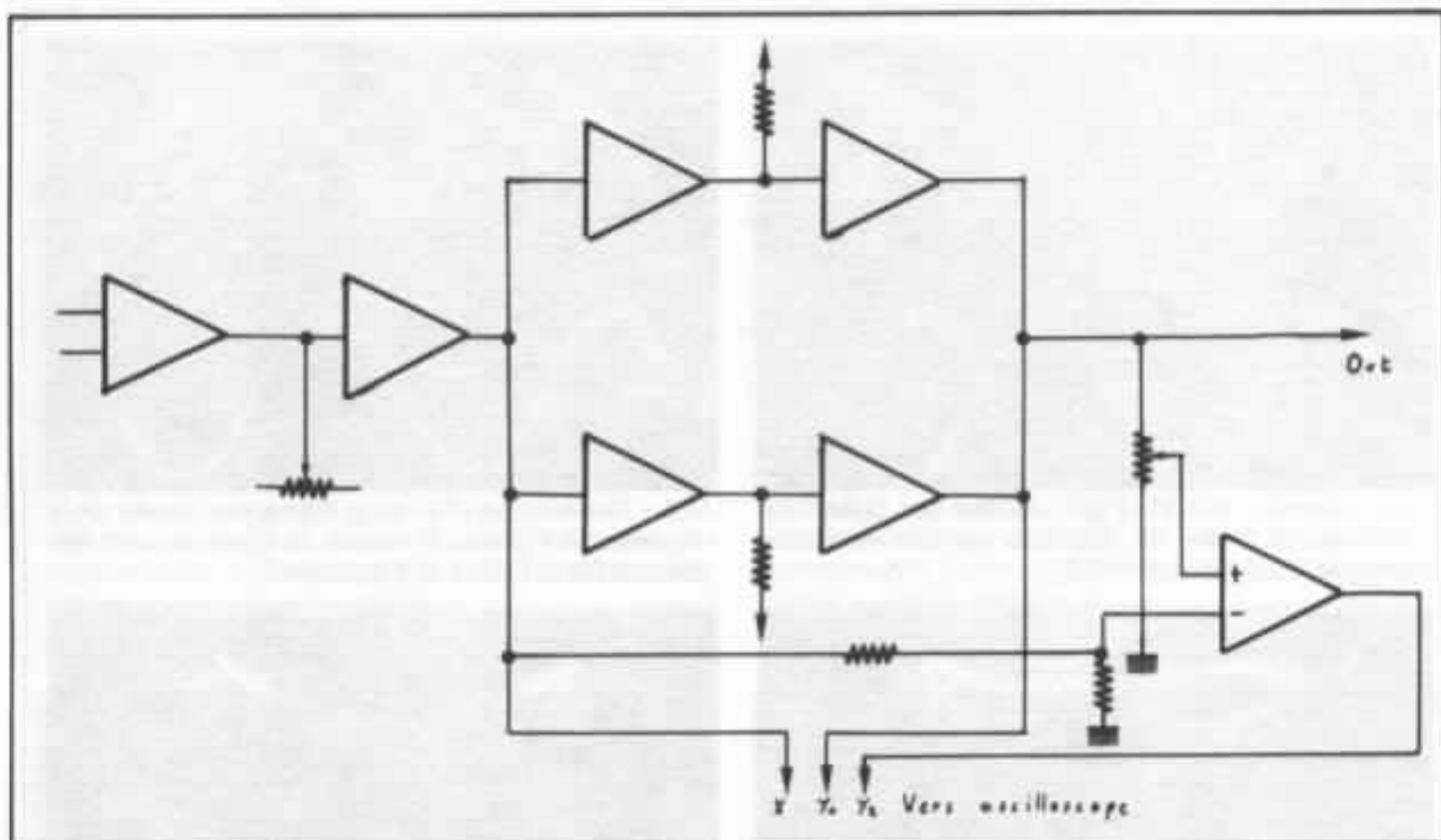


Fig. 9 : Schéma complet de notre banc de mesure

les valeurs obtenues correspondent au minimum de distorsion classique que nous pourrions mesurer ainsi dans les étages de sortie. Obtenir de tels chiffres de distorsion (pour une distorsion statique, sans mémoire) serait un résultat très satisfaisant pour un étage de sortie en boucle ouverte.

Mais le test de distorsion classique ne nous suffit pas et après avoir au moyen de celle-ci, testé le générateur de courant, nous avons pu tester l'ensemble géné-

rateur de courant-distorsiomètre différentiel avec les mêmes signaux. Commencer par ce test n'eût pas été rigoureux car des distorsions symétriques dans le générateur de courant et dans le distorsiomètre différentiel n'auraient pas été mises en évidence. Les résultats de certains de ces essais sont visibles sur la figure 11. On y voit que le fonctionnement du distorsiomètre différentiel est satisfaisant (ses résultats sont le signal différence

entre le signal qui serait obtenu sur une résistance linéaire et celui recueilli aux bornes de l'impédance mesurée ; il s'évalue donc en tension qu'il est difficile de convertir en pourcentage) et qu'il montre l'aspect des distorsions rencontrées ; cela permet de mieux comprendre l'origine des phénomènes distordant contrairement au distorsiomètre classique, pour lequel l'analyse du signal de distorsion n'est pas toujours évidente (par suite du

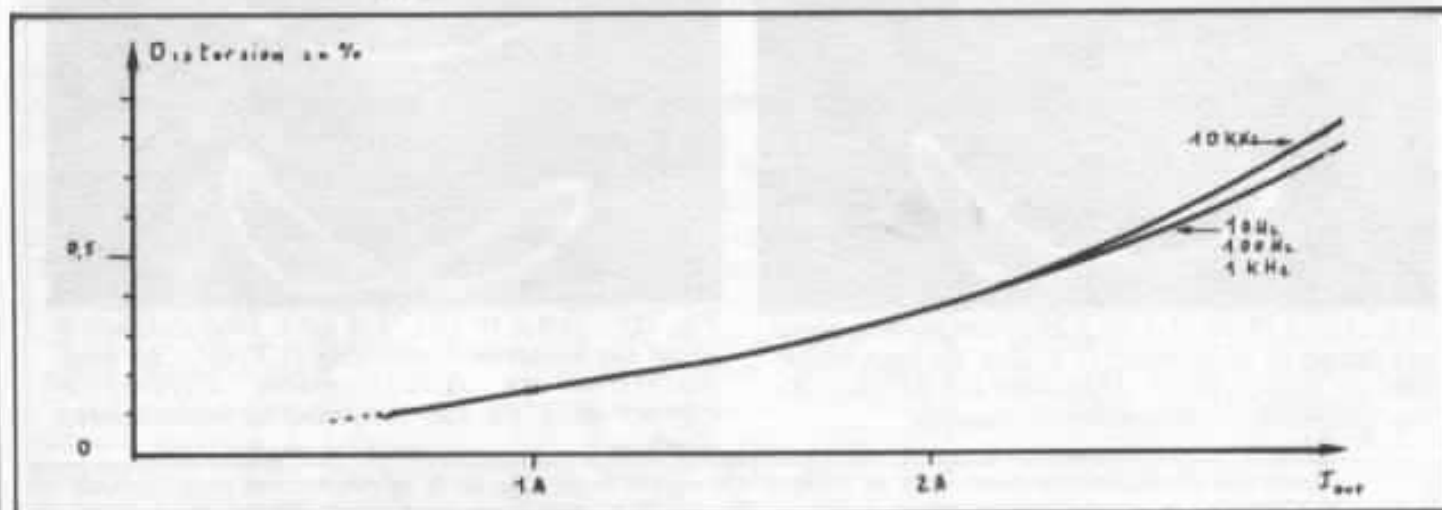
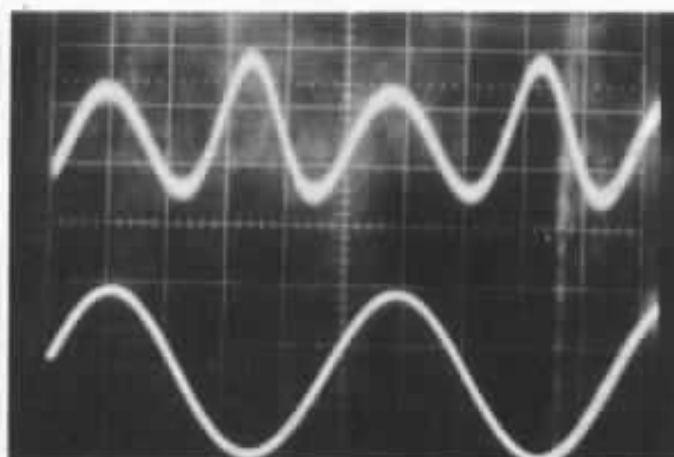
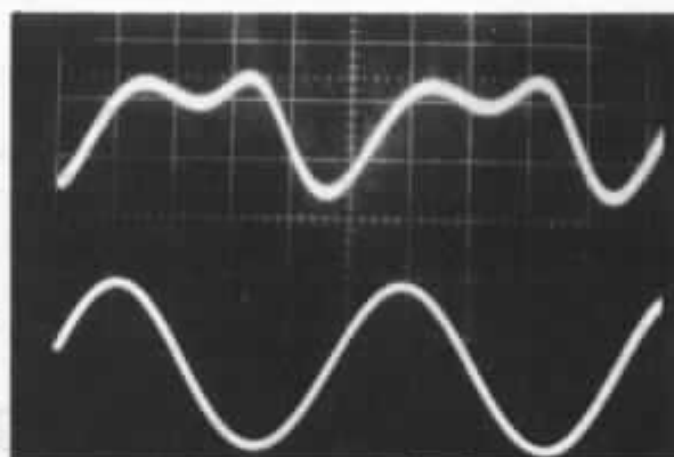


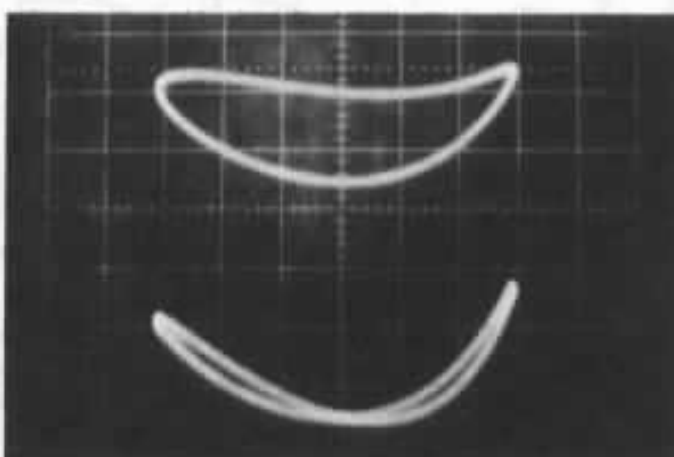
Fig. 10 : Distorsion de notre banc de mesure



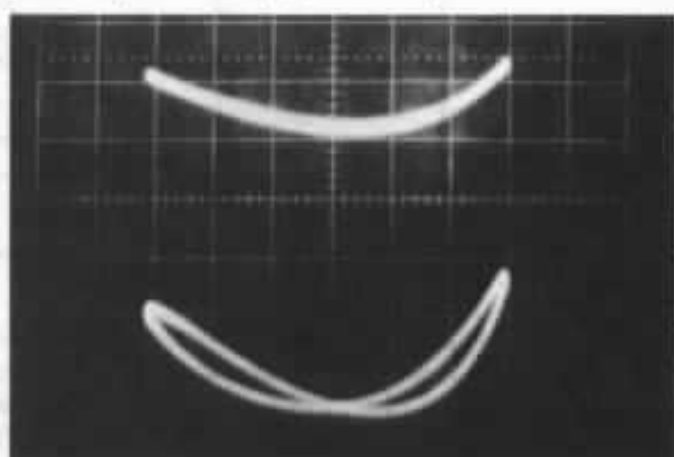
11.a : Test à 1 kHz (2 A eff.). Signal aux bornes de résistance (1 V/div) et distorsion au distorsiomètre classique (0,28 %) (0,2 ms/div)



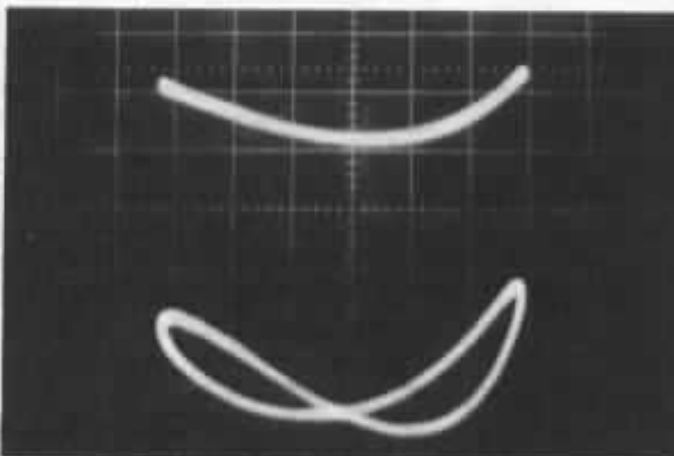
11.b : Test à 1 kHz (2 A eff.). Signal aux bornes de la résistance (1 V/div) à distorsion au distorsiomètre différentiel (20 mV/div) (0,2 ms/div)



11.c : Test à 1 kHz (2 A eff.). Horizontalement, signal aux bornes de la résistance (1 V/div). En haut, distorsion au distorsiomètre différentiel (20 mV/div). En bas, distorsion au distorsiomètre classique. L'ovalité de la figure du haut est due à la composante du fondamental en quadrature



11.d : Test à 100 Hz (2 A eff.). Horizontalement, signal aux bornes de la résistance (1 V/div). En haut, distorsion au distorsiomètre différentiel (20 mV/div). En bas, distorsion au distorsiomètre classique



11.e : Test à 10 Hz (2 A eff.). Horizontalement, signal aux bornes de la résistance (1 V/div). En haut, distorsion au distorsiomètre différentiel (20 mV/div). En bas, distorsion au distorsiomètre classique

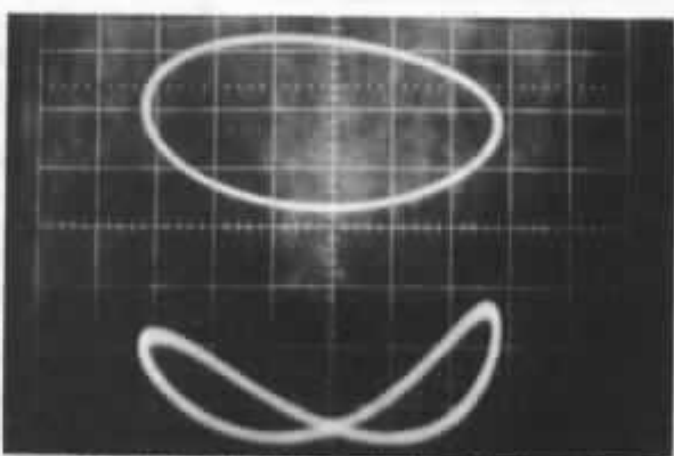
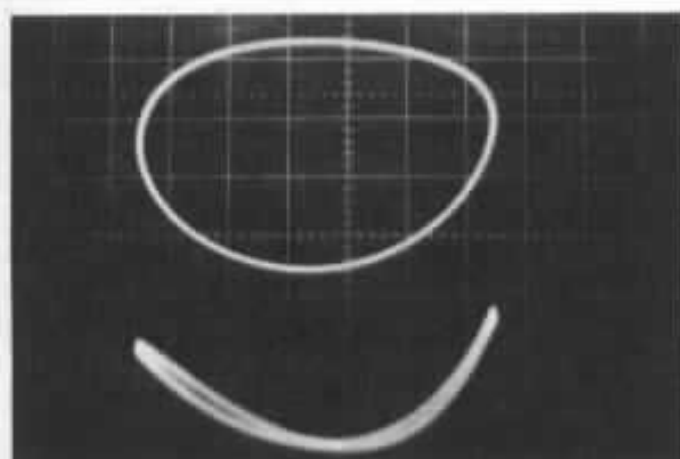


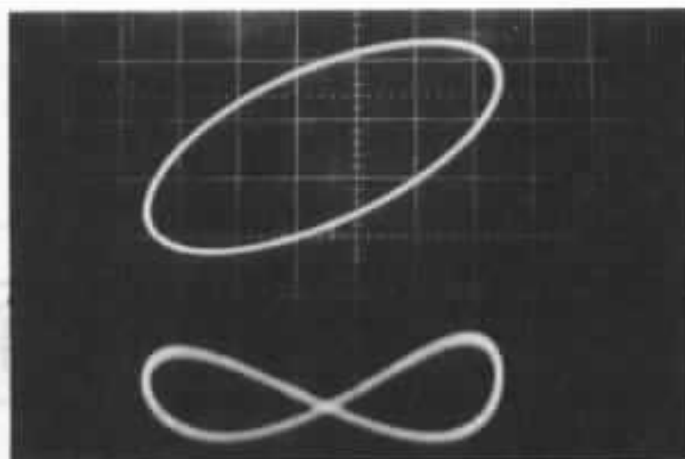
Fig. 11f : Test à 10 kHz (2 A eff.). Horizontalement signal aux bornes de la résistance (1 V/div.). En haut, distorsion au distorsiomètre différentiel (100 mV/div.). En bas, distorsion au distorsiomètre classique.

Fig. 11 : Aspect des distorsions de notre banc de mesure. On notera le passage de la représentation traditionnelle (en fonction du temps) pour les oscillogrammes du haut, aux figures de Lissajous (en fonction du signal). On remarquera aussi la prédominance de l'harmonique 2 (c'est un gage de qualité pour notre montage).

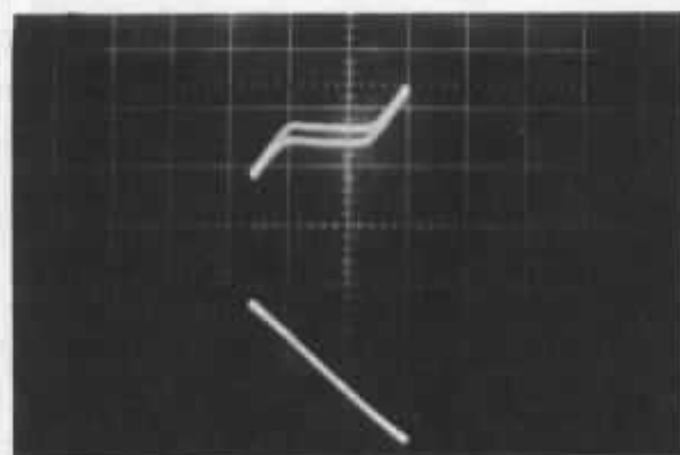


12.a : Test à 1 kHz (2 A eff.). Horizontalement, courant dans la charge (1 A/div). En haut, distorsion au distorsiomètre différentiel (50 mV/div). En bas, distorsion au distorsiomètre classique

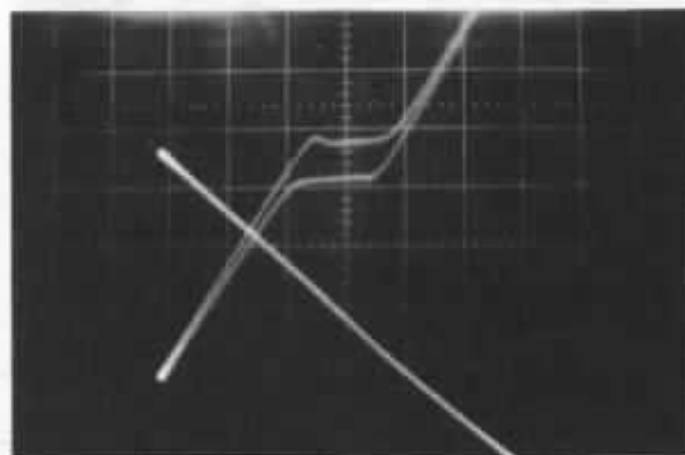
Fig. 12 : Test sur 1  $\Omega$  en parallèle avec 1  $\mu$ F



12.b : Test à 10 kHz (2 A eff.). Horizontalement, courant dans la charge (1 A/div). En haut, distorsion au distorsiomètre différentiel (200 mV/div). En bas, distorsion au distorsiomètre classique



13.a : Test à 1 kHz (0,8 A eff.). Horizontalement, courant dans la charge (1 A/div). En haut, distorsion au distorsiomètre différentiel (50 mV/div). En bas, tension aux bornes de la charge (1 V/div)



13.b : Test à 1 kHz (2 A eff.). Horizontalement, courant dans la charge (1 A/div). En haut, distorsion au distorsiomètre différentiel (50 mV/div). En bas, tension aux bornes de la charge (1 V/div)

Fig. 13 : Test sur 1  $\Omega$  en parallèle avec 10  $\Omega$  en série avec deux diodes en parallèle

filtrage de la composante fondamentale du signal de distorsion).

Il montre aussi pour les fréquences les plus élevées de la gamme audio un déphasage provoqué par la coupure de fréquence haute du circuit générateur de courant. Ce phénomène, qui avait bien évidemment échappé au distorsiomètre classique, n'est pas assez important pour nous gêner, la fréquence de coupure du générateur de courant que nous avons déduite de plusieurs mesures à fréquence élevée est de 0,5 MHz. Par curiosité, nous avons aussi testé avec notre montage un circuit partiel-

lement réactif (voir figure n°12) et un circuit non linéaire (voir figure n° 13).

### Circuit pilote des circuits testés

Pour pouvoir tester les circuits de sortie en boucle ouverte, nous avons repris l'excellente idée de MM. Sato, Higashiyama et Jiko («Amplifier Transient Crossover Distortion Resulting from Temperature Change of Output Power Transistor», 72<sup>e</sup> Convention de l'AES, oct. 1982) dont nous avons déjà parlé dans notre article de l'Audiophile n° 32, consacré à la distorsion

thermique : utiliser comme circuit pilote des circuits de sortie testés, les circuits d'un amplificateur de puissance sans étage de sortie, pour lequel la contre-réaction globale ne tient pas compte du comportement de l'étage de sortie. Le schéma du circuit utilisé est donné en figure n° 14 ; c'est une ancienne maquette d'amplificateur de puissance qui a été utilisée après quelques petites modifications touchant essentiellement les compensations nécessaires à la stabilité de la boucle de contre-réaction. La coupure principale est située en sortie du premier

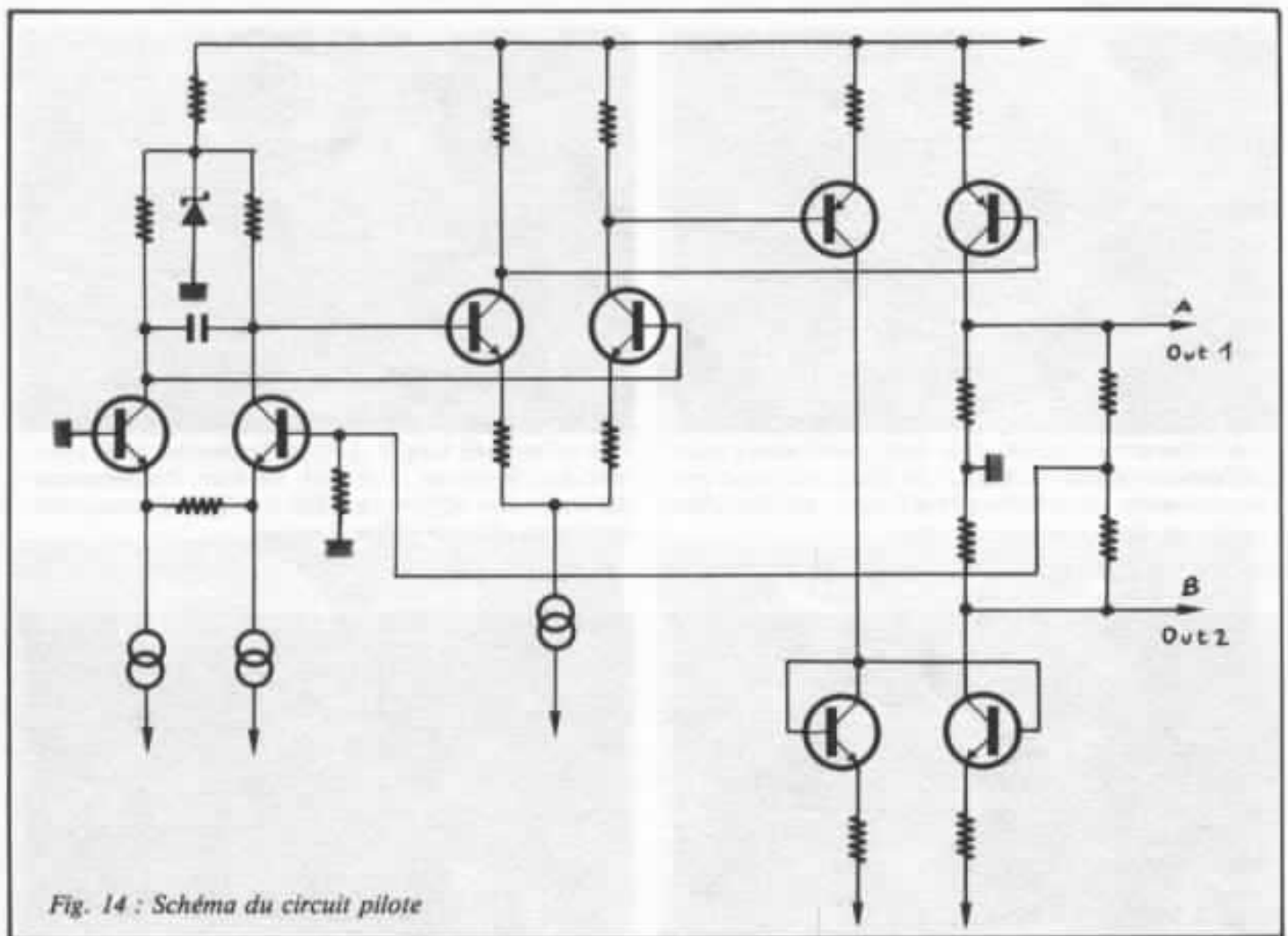


Fig. 14 : Schéma du circuit pilote

etage (200 kHz) et a une valeur située bien au-delà de la bande audio. Il n'y a pas de signal d'entrée, la tension moyenne de sortie de notre circuit pilote (points A et B) est donc asservie par la boucle de contre-réaction à une valeur nulle :

$$V_A = -V_B$$

La valeur de la tension  $V_A - V_B$  est réglée par le circuit testé, car sa valeur qui fixe souvent la polarisation de l'étage de sortie est un paramètre important qui dépend du circuit de sortie testé.

#### Essais du circuit classique

Nous avons commencé nos essais par le circuit de sortie le plus couramment utilisé dans les amplificateurs de puissance de qualité. Son schéma est donné à la figure n° 15. Dans notre simulation sur ordinateur, nous

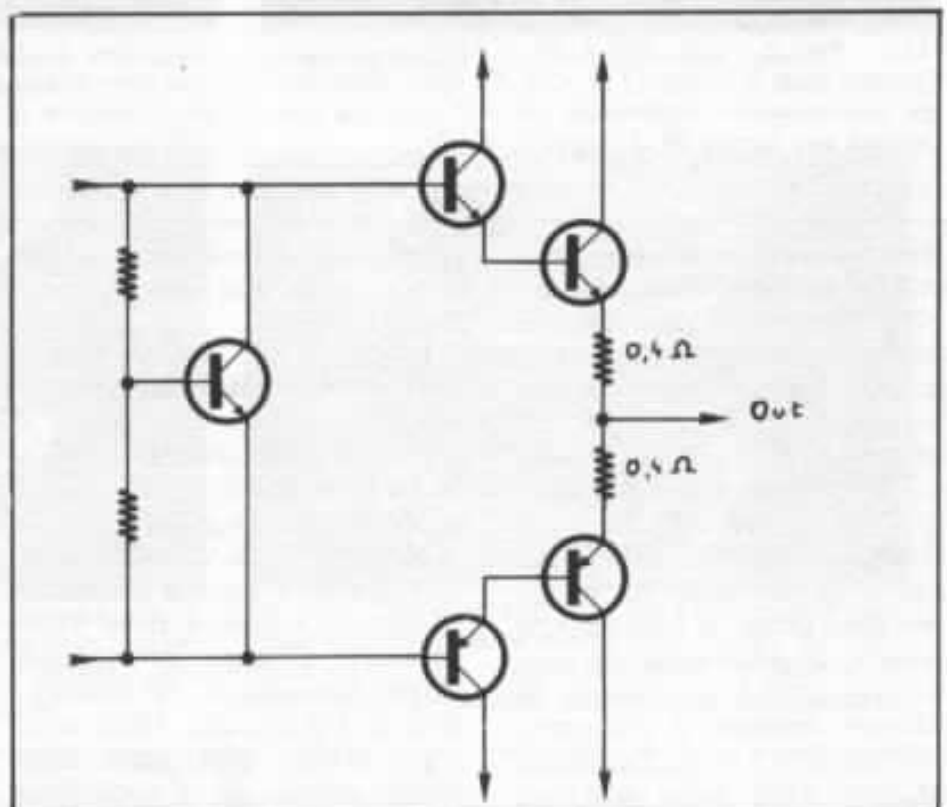


Fig. 15 : Schéma classique du circuit de sortie

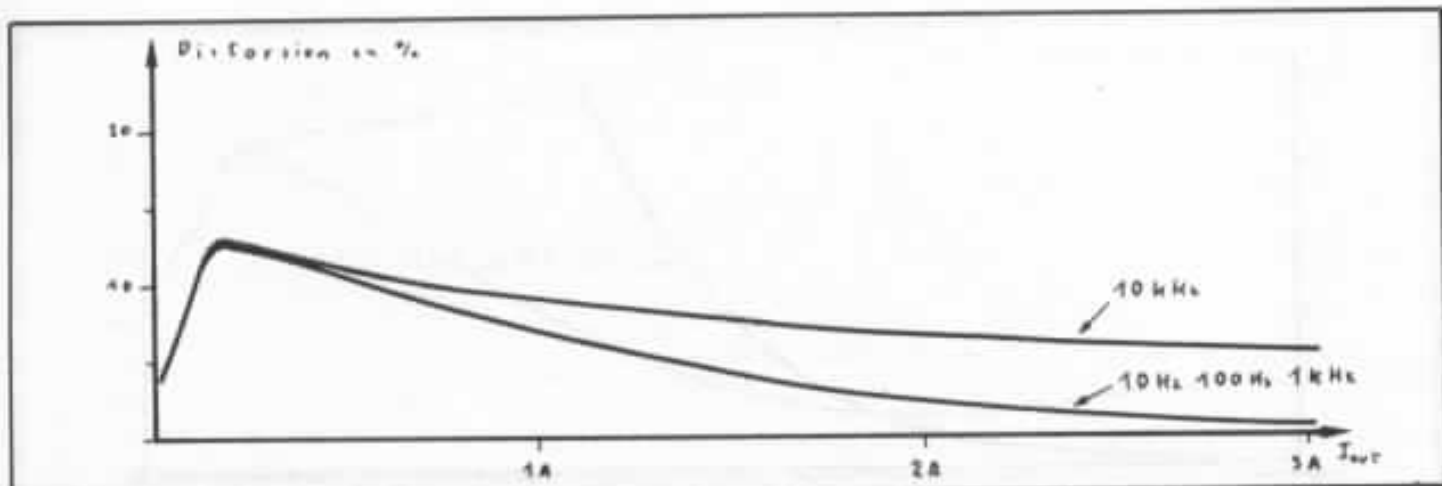
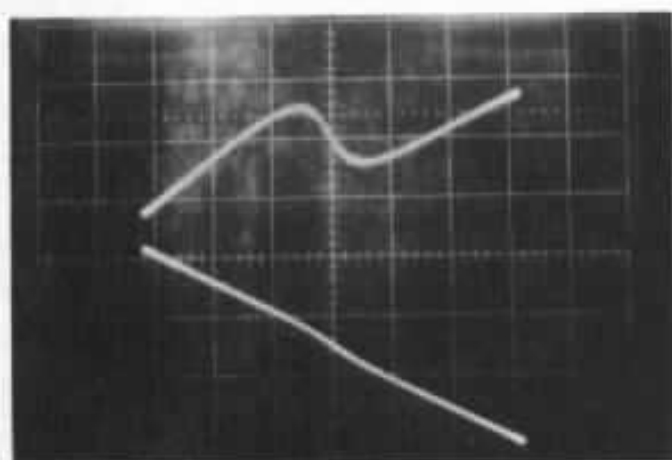
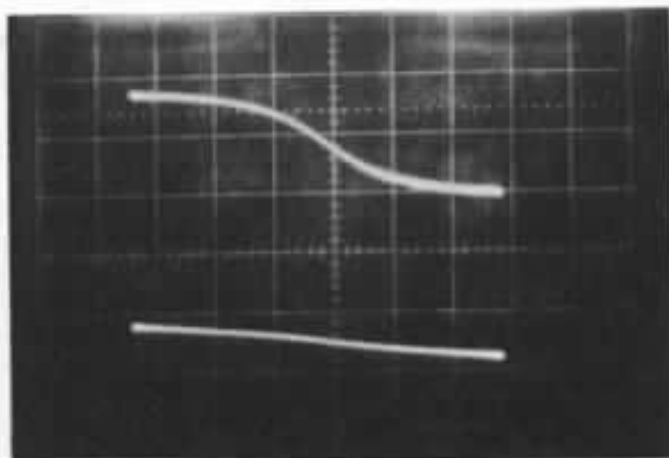


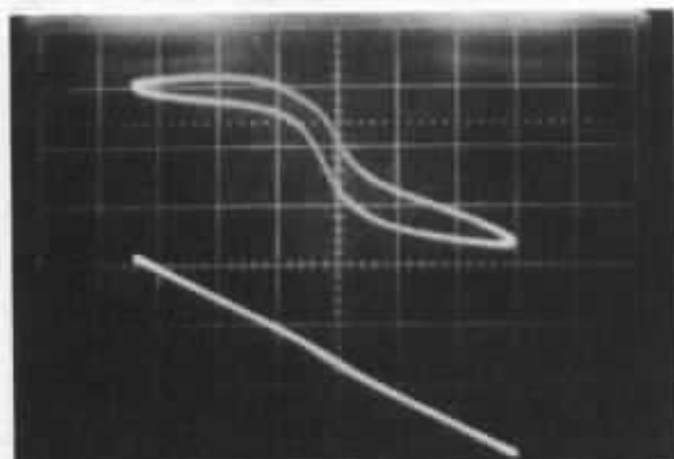
Fig. 16 : Distorsion en classe B en fonction du courant de sortie.



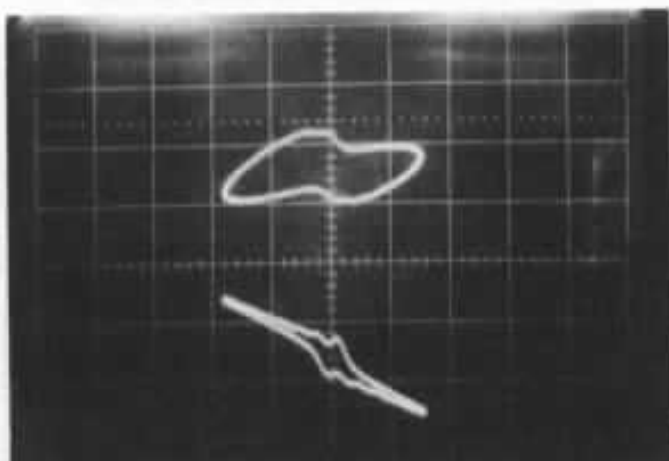
17.a : Test à 10 Hz (2 A eff.). Horizontalement, courant dans la charge (1 A/div). En haut, distorsion au distorsiomètre différentiel (100 mV/div). En bas, signal en sortie de l'étage testé (1 V/div)



17.b : Test à 1 kHz (0,2 A eff.). Horizontalement, courant dans la charge (0,1 A/div). En haut, distorsion au distorsiomètre (100 mV/div). En bas, signal en sortie de l'étage testé (1 V/div)



17.c : Test à 1 kHz (2 A eff.). Horizontalement, courant dans la charge (1 A/div). En haut, distorsion au distorsiomètre différentiel (100 mV/div). En bas, signal en sortie de l'étage testé (1 V/div). On notera les effets de la distorsion thermique



17.d : Test à 10 kHz (1 A eff.). Horizontalement, courant dans la charge (1 A/div). En haut, distorsion au distorsiomètre différentiel (500 mV/div). En bas, signal en sortie de l'étage testé (500 mV/div). On notera les problèmes de commutation et leur atténuation dans le distorsiomètre différentiel due à sa bande passante limitée

Fig. 17 : Aspect de la distorsion en classe B

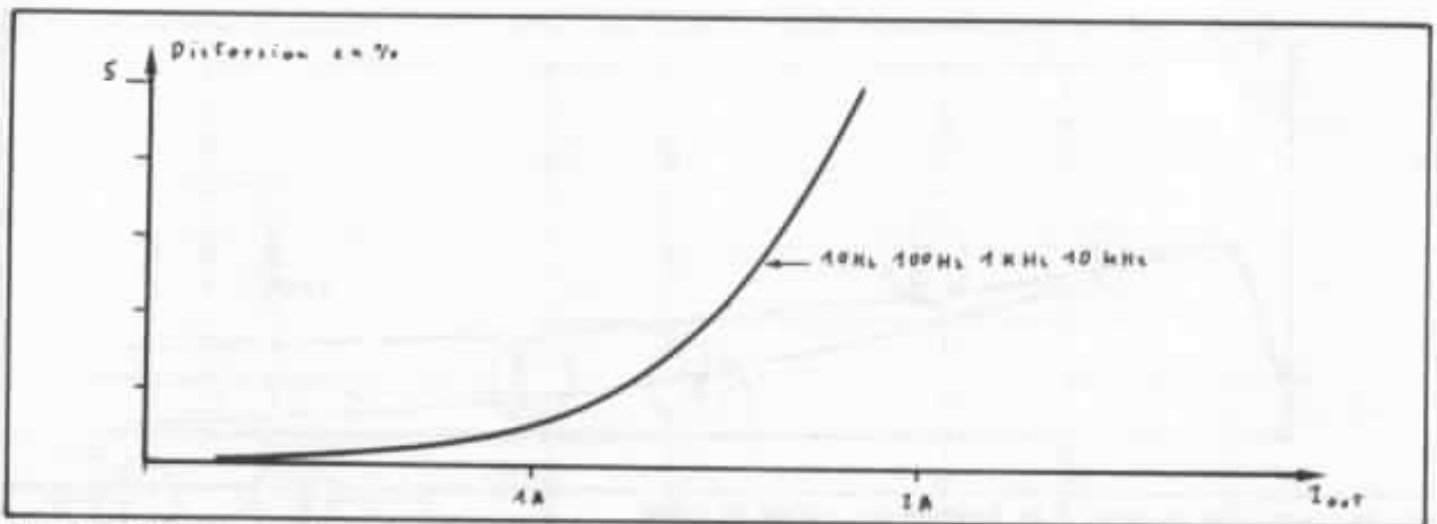
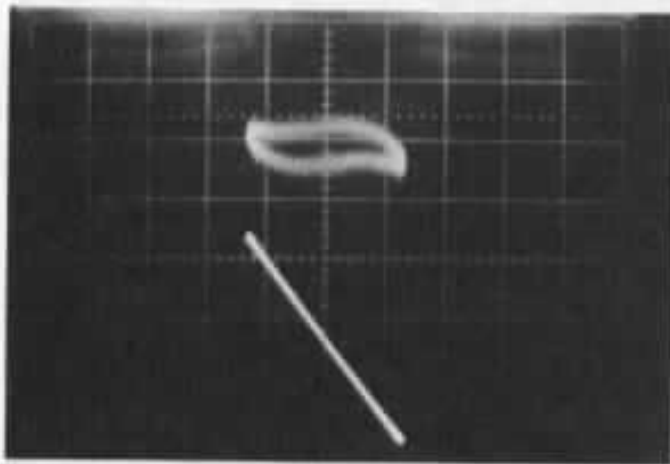
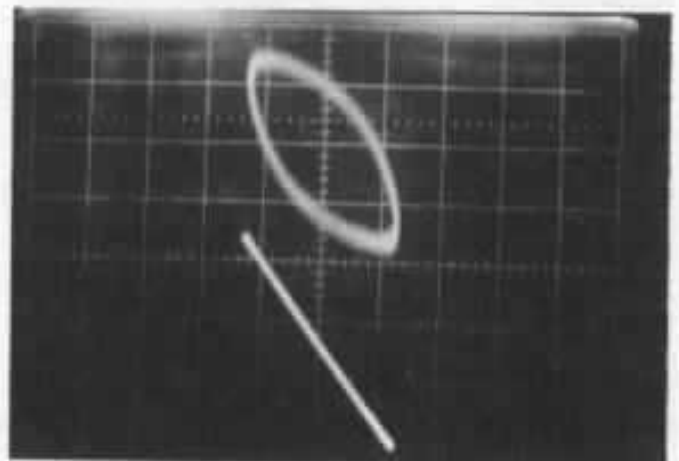


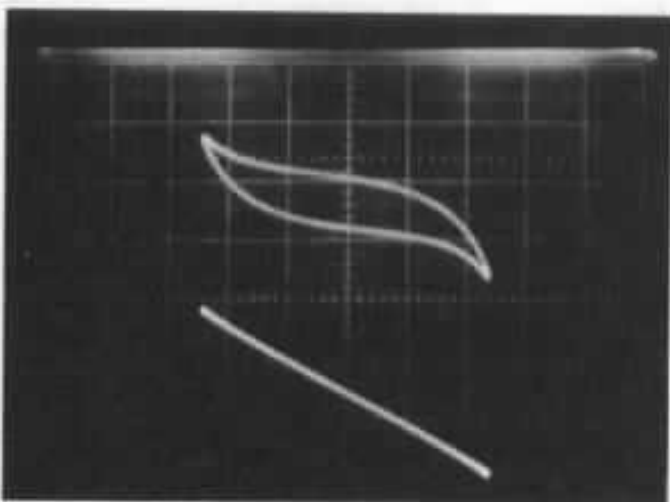
Fig. 18 : Distorsion en classe A ou fonction du courant de sortie



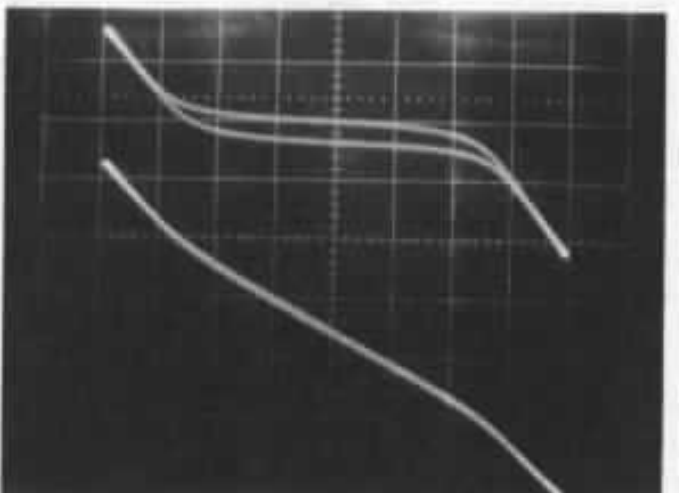
19.a : Test à 10 Hz (0,8 eff.). Horizontalement, courant dans la charge (1 A/div). En haut, distorsion au distorsiomètre différentiel (10 mV/div). En bas, signal en sortie du circuit testé (200 mV/div)



19.b : Test à 1 kHz (0,8 A eff.). Horizontalement, courant dans la charge (1 A/div). En haut, distorsion au distorsiomètre différentiel (10 mV/div). En bas, signal en sortie du circuit testé (0,5 V/div)



19.c : Test à 1 kHz (1,5 A eff.). Horizontalement, courant dans la charge (1 A/div). En haut, distorsion au distorsiomètre différentiel (50 mV/div). En bas, signal en sortie du circuit testé (0,5 V/div)



19.d : Test à 1 kHz (2,5 A eff.). Horizontalement, courant dans la charge (1 A/div). En haut, distorsion au distorsiomètre différentiel (200 mV/div). En bas, signal en sortie du circuit testé (0,5 V/div)

Fig. 19 : Aspect de la distorsion en classe A



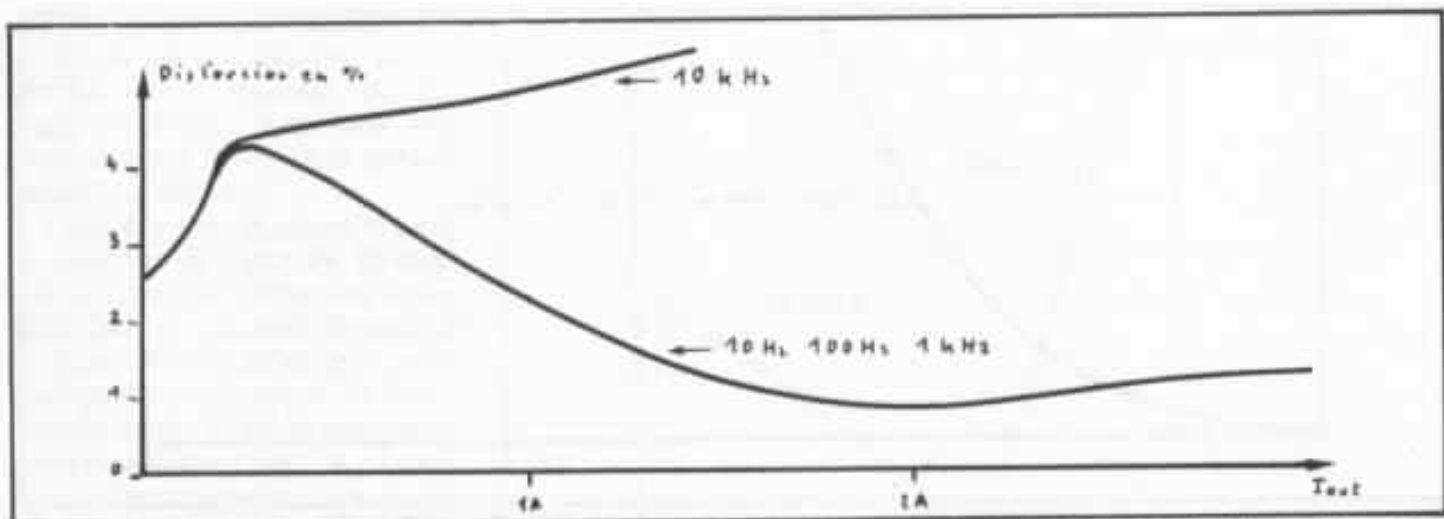


Fig. 20 : Distorsion en classe AB ; on notera que le minimum de distorsion correspond au point de réglage de la polarisation (2A)

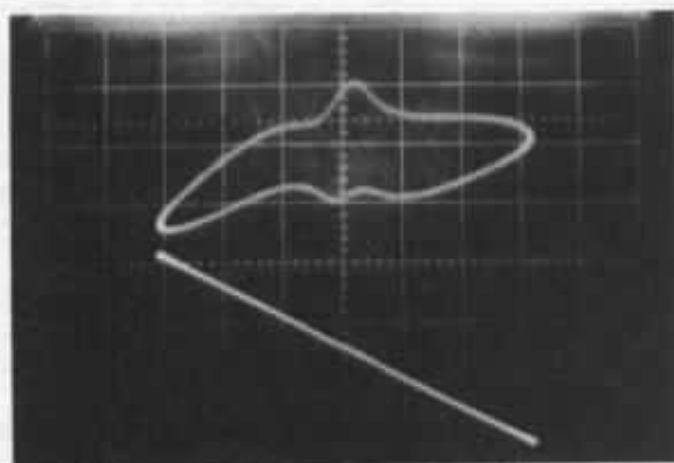
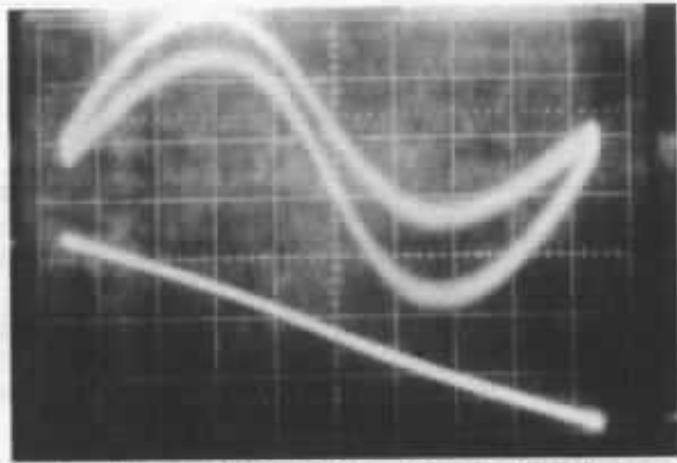
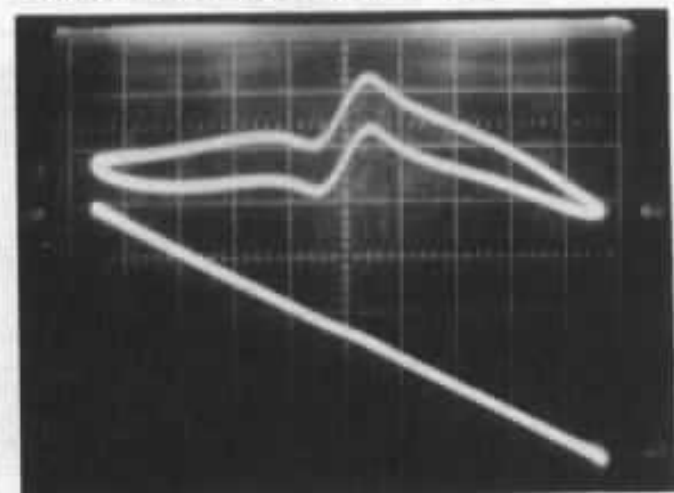


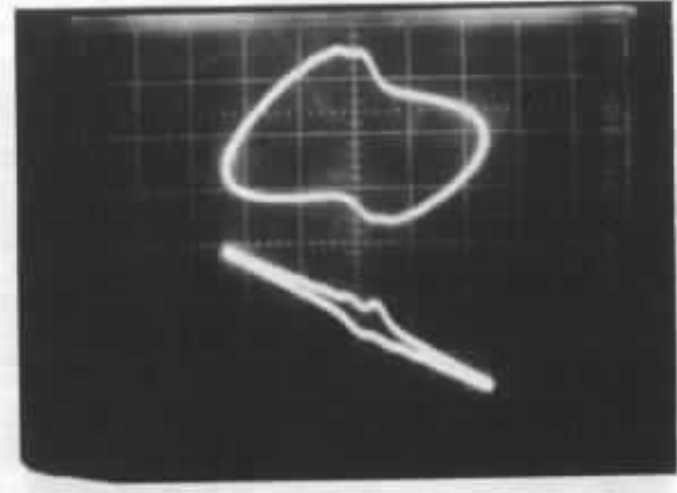
Fig. 21a : Test à 1 kHz (2 A eff.). Horizontalement courant dans la charge (1 A/div). En haut, distorsion au distorsiomètre différentiel (50 mV/div). En bas, signal sortie de l'étage testé (1 V/div).



21.b : Test à 1 kHz (0,2 A eff.). Horizontalement, courant dans la charge (0,1 A/div). En haut, distorsion au distorsiomètre différentiel (10 mV/div). En bas, signal en sortie de l'étage testé (0,2 V/div)



21.c : Test à 100 Hz (3 A eff.). Horizontalement, courant dans la charge (1 A/div). En haut, distorsion au distorsiomètre différentiel (50 mV/div). En bas, signal en sortie de l'étage testé (1 V/div)



21.d : Test à 10 000 Hz (1,5 A eff.). Horizontalement, courant dans la charge (1 A/div). En haut, distorsion au distorsiomètre différentiel (200 mV/div). En bas, signal en sortie de l'étage testé (1 V/div)

Fig. 21 : Aspect de la distorsion en classe AB

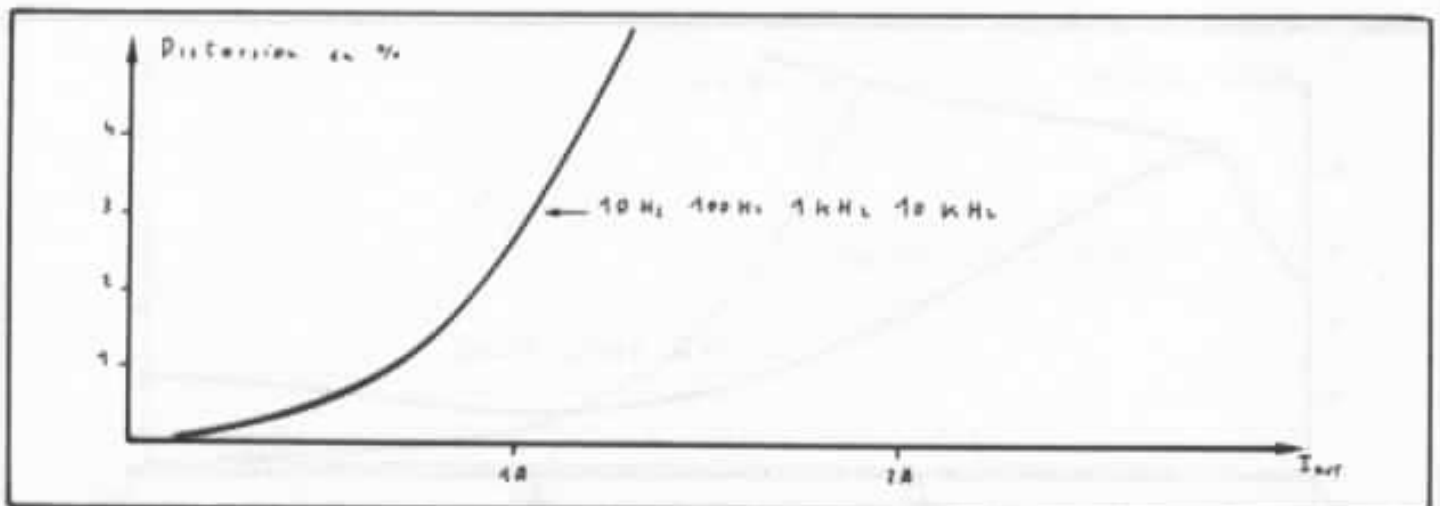
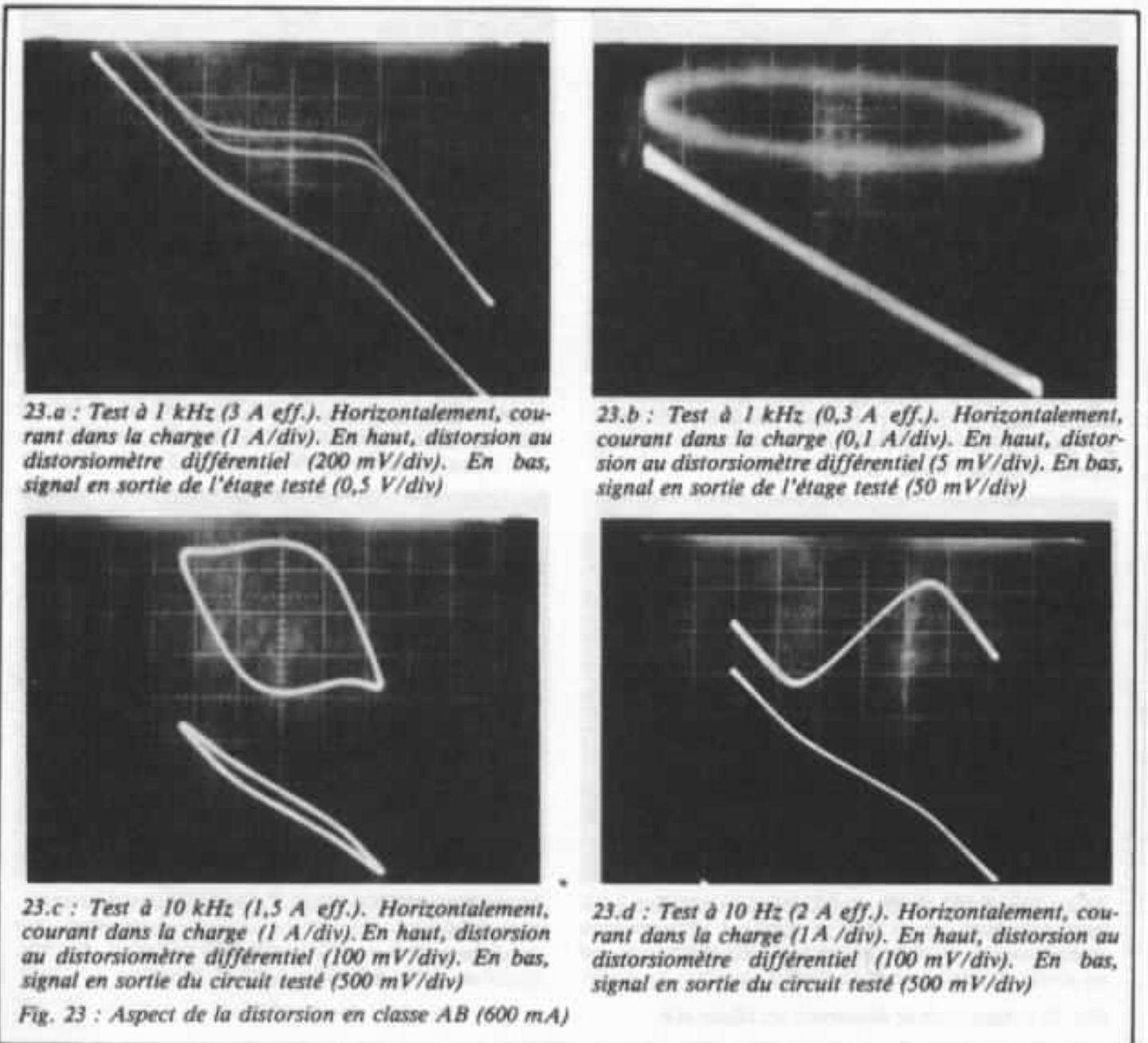


Fig. 22 : Distorsion en classe AB (600 mA). Par rapport aux courbes de la figure 20, la distorsion a baissé pour des courants de sortie inférieurs à 1 A ; elle a crû pour les courants de sortie supérieurs à 1 A. Subjectivement le résultat devrait être meilleur



23.a : Test à 1 kHz (3 A eff.). Horizontalement, courant dans la charge (1 A/div). En haut, distorsion au distorsiomètre différentiel (200 mV/div). En bas, signal en sortie de l'étage testé (0,5 V/div)

23.b : Test à 1 kHz (0,3 A eff.). Horizontalement, courant dans la charge (0,1 A/div). En haut, distorsion au distorsiomètre différentiel (5 mV/div). En bas, signal en sortie de l'étage testé (50 mV/div)

23.c : Test à 10 kHz (1,5 A eff.). Horizontalement, courant dans la charge (1 A/div). En haut, distorsion au distorsiomètre différentiel (100 mV/div). En bas, signal en sortie du circuit testé (500 mV/div)

23.d : Test à 10 Hz (2 A eff.). Horizontalement, courant dans la charge (1 A/div). En haut, distorsion au distorsiomètre différentiel (100 mV/div). En bas, signal en sortie du circuit testé (500 mV/div)

Fig. 23 : Aspect de la distorsion en classe AB (600 mA)

avons longuement examiné les effets de la polarisation sur la courbe tension-courant de cet étage de sortie. Nos tests ont donc exploré différentes polarisations possibles :

Tous d'abord la classe B avec un courant de repos de 10 mA. Les courbes de distorsion obtenues dans ce cas sont données à la figure n° 16, ainsi que quelques oscillogrammes de la fonction de sortie et de la distorsion correspondante sur la figure n° 17. On comprend au vu de ces résultats, pourquoi la classe B ne peut pas convenir pour un amplificateur de qualité.

Ensuite, nous sommes passés à la classe A en polarisant cet étage de façon à obtenir un courant de repos de 1 A. Nous avons encore relevé les courbes de distorsion à différentes fréquences en fonction du niveau de sortie (figure n° 18). Les qualités de la classe A qui se voient sur ces courbes nous sont confirmées par les oscillogrammes correspondants de la figure n° 19.

Ensuite, nous avons recherché au moyen de notre montage la polarisation optimale en classe AB pour un signal de 2 A en sortie à 1 kHz. Nous avons trouvé cet optimum pour un courant d'environ 60 mA ; il est intéres-

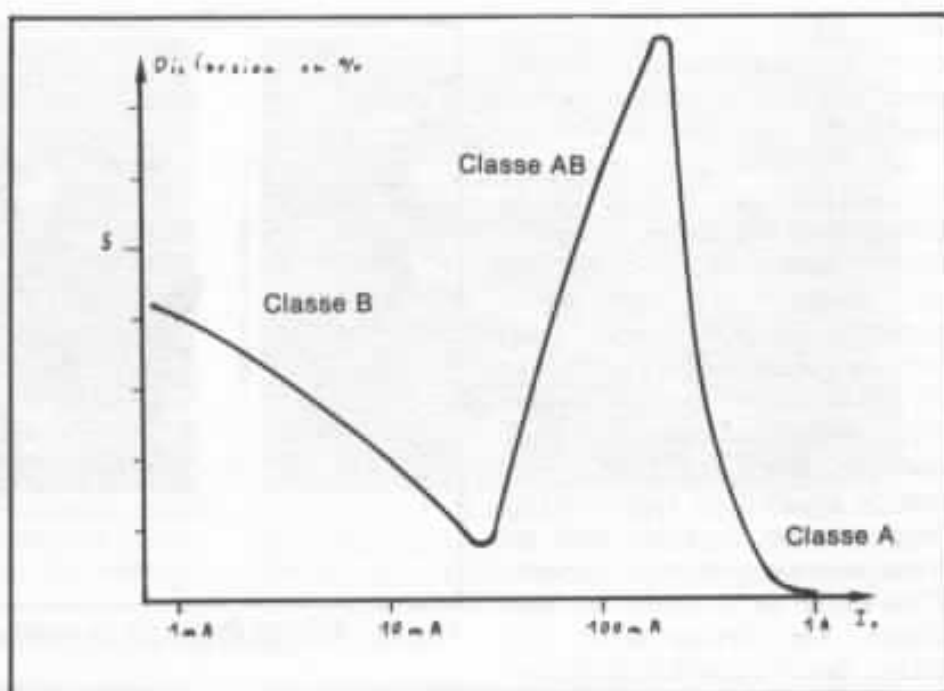
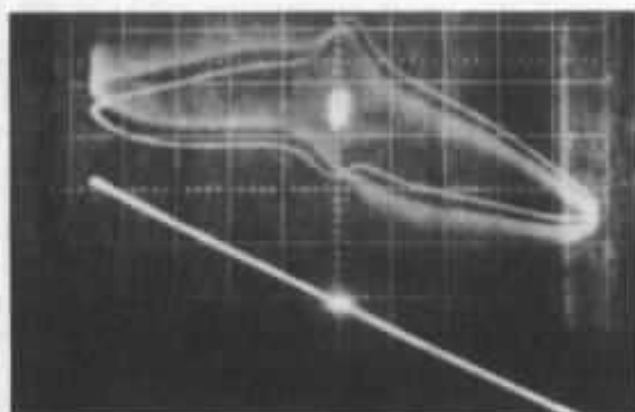


Fig. 24 : Distorsion en fonction du courant de repos pour un signal de 0,6 A

sant de comparer ce résultat expérimental avec la figure n° 10 de notre article de l'Audiophile n° 31 : on y voit que pour notre simulation sur ordinateur le courant de repos optimum pour cet étage était d'environ 50 mA pour des résistances d'émetteur de 0,4  $\Omega$ . Les résultats de nos mesures sont visibles sur les figures 20 et 21.

Beaucoup pensent améliorer la qualité de cet étage de sortie en

étant un peu plus généreux pour le courant de sortie qu'avec cette valeur optimum, en recherchant une classe AB un peu plus A et un peu moins B. Nous avons donc testé cet étage pour un courant de repos de 600 mA comme le recommandent J. Lohstroh et M. Otala dans «An Audio Power Amplifier for Ultimate Quality Requirements» (IEEE Trans. on Audio and Electroacoustics dec. 1973). Les résultats



25.a : Test à 1 kHz modulé en tout ou rien (3 A eff.). Horizontalement, courant dans la charge (1 A/div). En haut, distorsion au distorsiomètre différentiel (50 mV/div). En bas, signal en sortie du circuit testé (1 V/div)

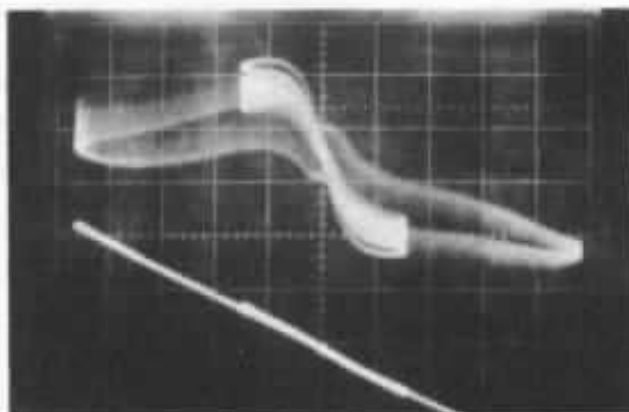


Fig. 25 b : Test à 100 Hz modulé de 3 A eff. à 1 A eff. Horizontalement, courant dans la charge (1 A/div). En haut, distorsion au distorsiomètre différentiel (50 mV/div). En bas, signal en sortie du circuit testé (1 V/div).

Fig. 25 : Evolution des distorsions dues aux transitoires thermiques.

sur les figures 22 et 23 montrent que l'amélioration ne correspond pas tout à fait au résultat souhaité.

Tous ces résultats montrent l'importance du réglage de la polarisation. La figure n° 24 illustre bien le rôle de ce réglage en présentant l'évolution de la distorsion en fonction du courant de polarisation. Pour obtenir cette courbe, il nous a fallu ruser avec les transitoires thermiques car on voit rapidement évoluer ce courant de repos quand les puissances dissipées dans les transistors de puissance varient. C'est l'effet de la distorsion thermique. On devine aussi son action dans les courbes de distorsion en fonction du niveau. Pour bien visualiser son effet, nous avons testé les différentes polarisations de cet étage avec des trains de sinusoïdes (toneburst en anglais). Sur les oscillogrammes de la figure n° 25 on voit que la distorsion thermique est un problème réel.

Nous avons aussi testé une tentative de conciliation entre la classe AB et la classe A qui utilise des diodes pour maintenir les transistors de sortie à l'état conducteur (voir le schéma sur la figure n° 26). Les résultats portés sur la figure n° 27 montrent

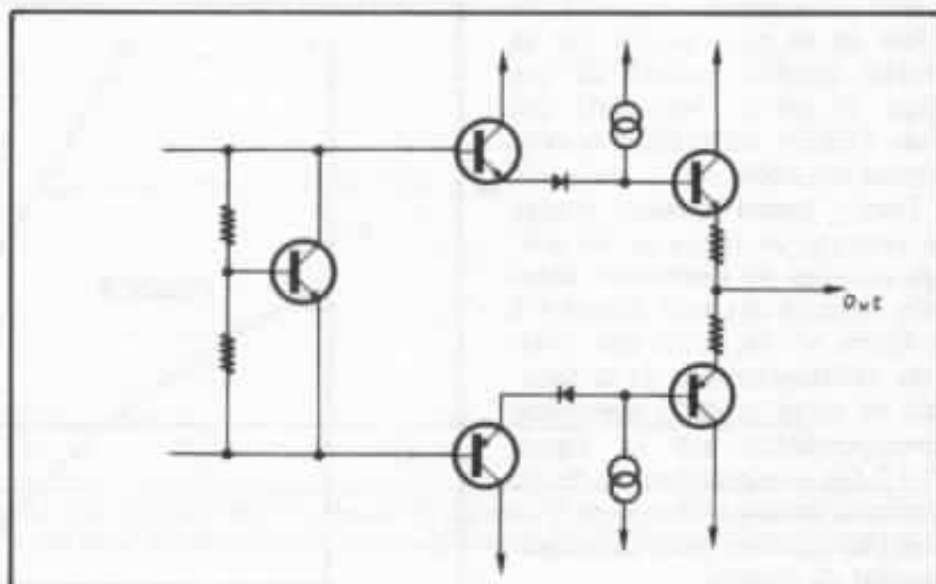


Fig. 26 : Schéma du circuit de sortie avec diodes anti-commutation

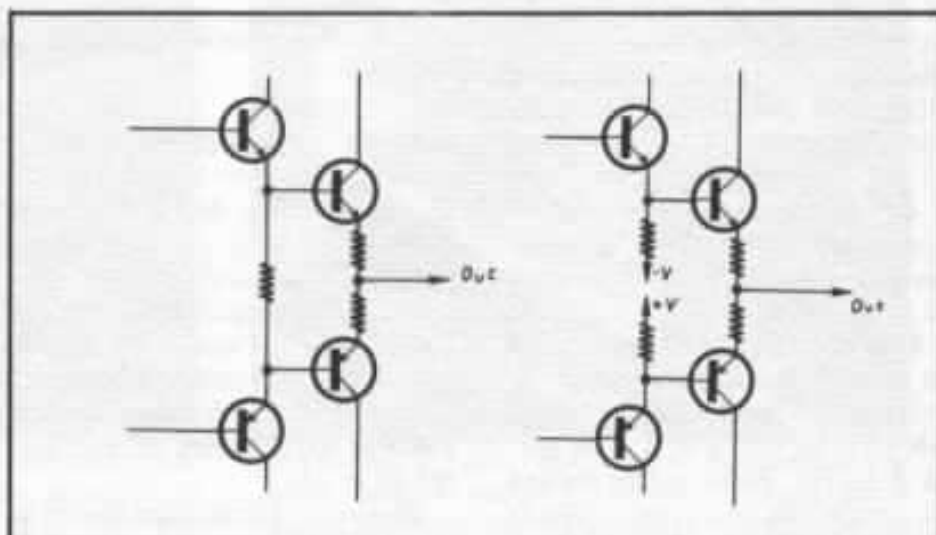
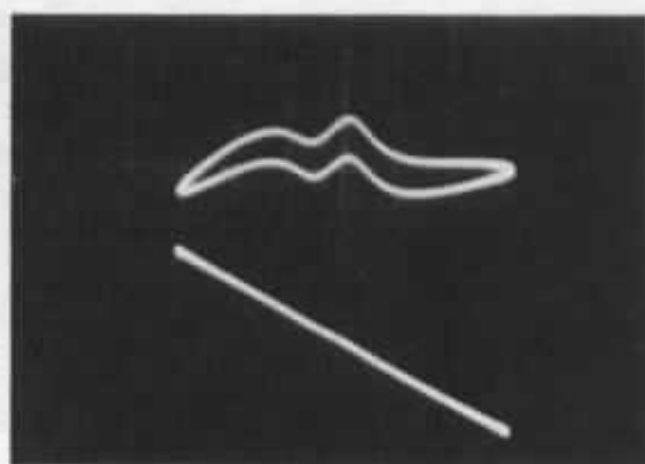
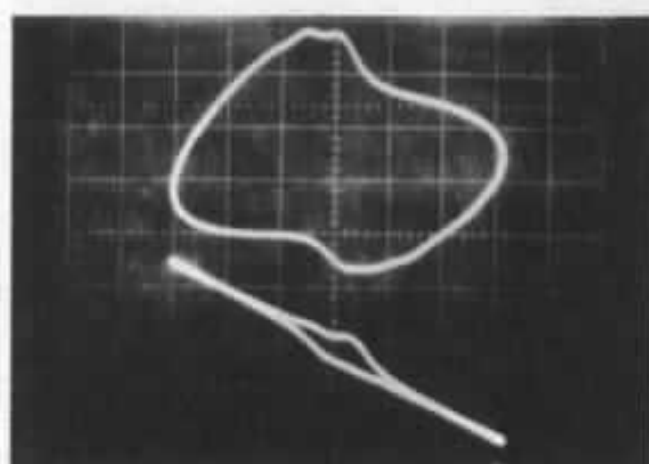


Fig. 28 : Schéma de circuits de sortie avec polarisation des transistors driver

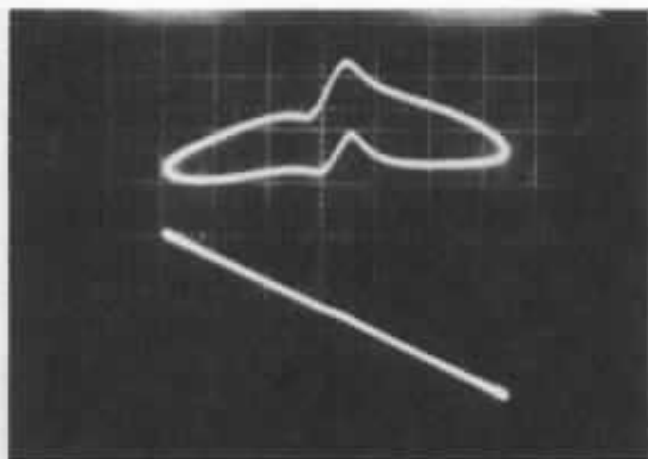


27.a : Test à 100 Hz (2 A eff.). Horizontalement, courant dans la charge (1 A/div). En haut, distorsion au distorsiomètre différentiel (50 mV/div). En bas, signal en sortie du circuit testé (1 V/div)

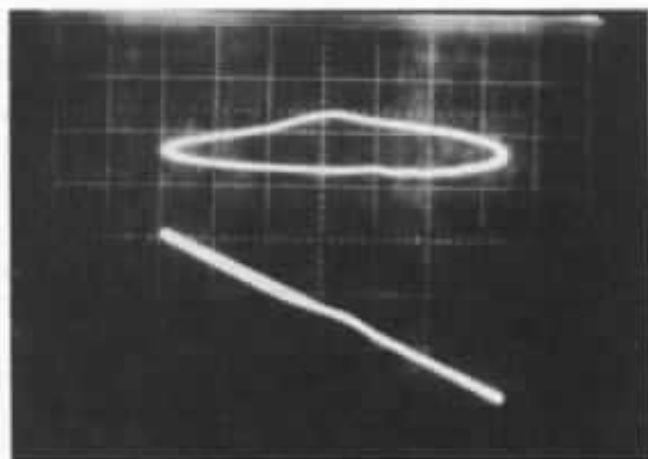


27.b : Test à 10 kHz (2 A eff.). Horizontalement, courant dans la charge (1 A/div). En haut, distorsion au distorsiomètre différentiel (200 mV/div). En bas, signal en sortie du circuit testé (1 V/div)

Fig. 27 : Distorsion en classe AB avec diodes anti-commutation. On est loin de la classe A !!

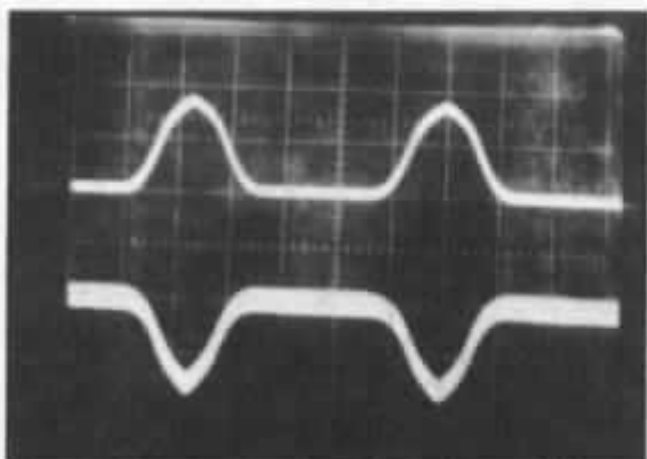


29.a : Test à 1 kHz (2 A eff.). Horizontalement, signal dans la charge (1 A/div). En haut, distorsion au distorsiomètre différentiel (50 mV/div). En bas, signal en sortie du circuit testé (1 V/div)

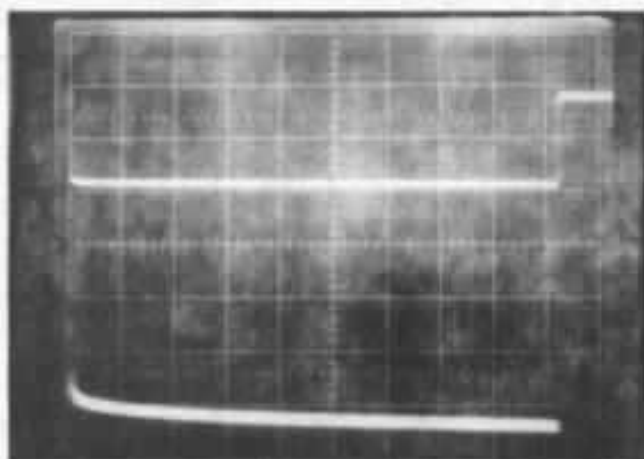


29.b : Test à 10 kHz (2 A eff.). Horizontalement, signal dans la charge (1 A/div). En haut, distorsion au distorsiomètre différentiel (50 mV/div). En bas, signal en sortie du circuit testé (1 V/div)

Fig. 29 : Distorsion en classe AB avec polarisation des transistors driver



30.a : En haut, tension de polarisation modulée sur le photo coupleur ( $I_0$  varie de 2 A) à 100 Hz. En bas, tension en sortie de l'amplificateur à vide (100 mV/div)



30.b : Variation de la tension de sortie à la suite d'une variation brutale de la polarisation. En haut, polarisation. En bas, tension de sortie (50 mV/div, 500  $\mu$ s/div)

Fig. 30 : Effet sur la tension de sortie (en l'absence de courant de sortie) d'une variation de la polarisation au moyen d'un photo-coupleur

qu'il y a peu à attendre d'une telle solution.

Il y a aussi l'idée qui consiste à modifier la charge des transistors driver des transistors de sortie ; il y a deux possibilités pour cela (voir figure n° 28) qui ont le même effet. Les résultats sur la figure n° 29 ne sont pas très convaincants.

Pour voir ce que donnerait une classe A glissante, nous avons utilisé un photocoupleur (la seule façon de transmettre l'information de polarisation sans introduire d'erreur sur la commande

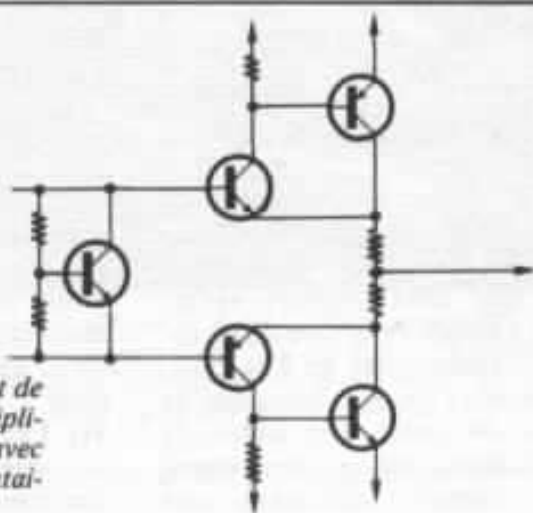
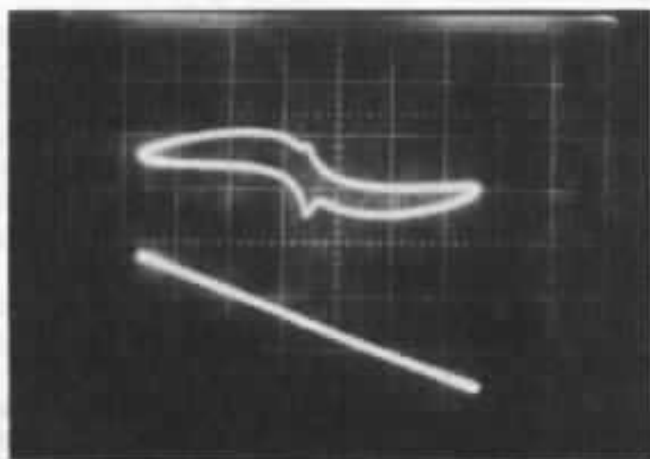
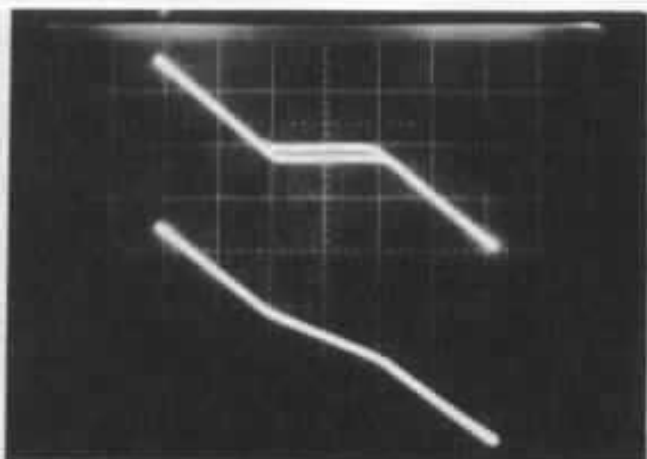


Fig. 31 : Schéma du circuit de sortie avec montage multiplicateur de courant obtenu avec des transistors complémentaires



32.a : Test à 1 kHz (2 A eff.) pour  $I_o = 0,6$  A. Horizontalement, courant dans la charge (1 A/div). En haut, distorsion au distorsiomètre différentiel (50 mV/div). En bas, signal en sortie du circuit testé (1 V/div)



32.b : Test à 1 kHz (2 A eff.) pour  $I_o = 0,6$  A. Horizontalement, courant dans la charge (1 A/div). En haut, distorsion au distorsiomètre différentiel (0,2 V/div). En bas, signal en sortie du circuit testé (0,5 V/div)

Fig. 32 : Distorsion du schéma de la figure 31

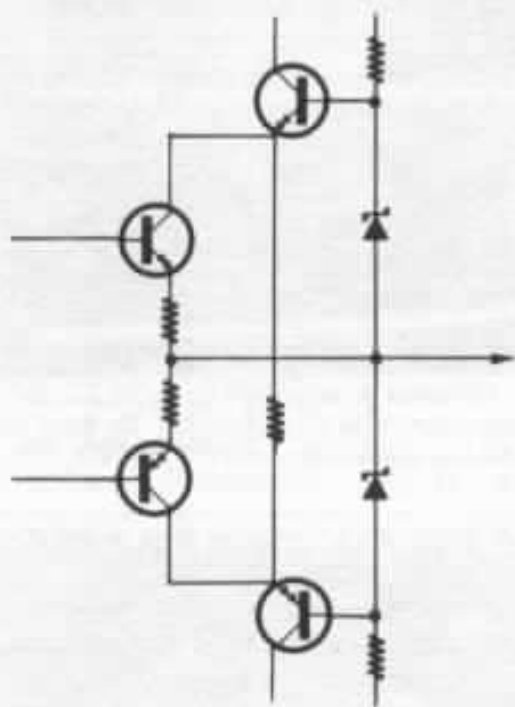


Fig. 33 : Principe de cascode pour le montage classique

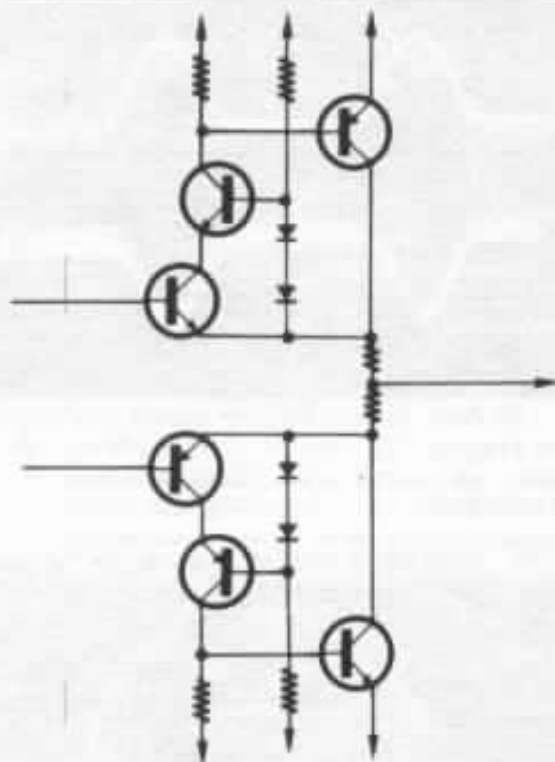
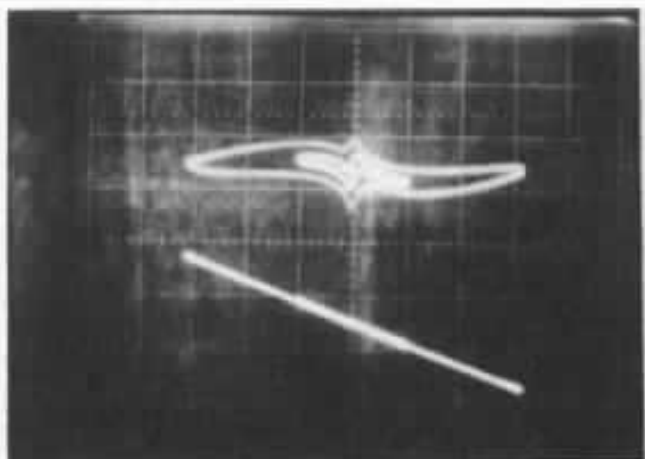
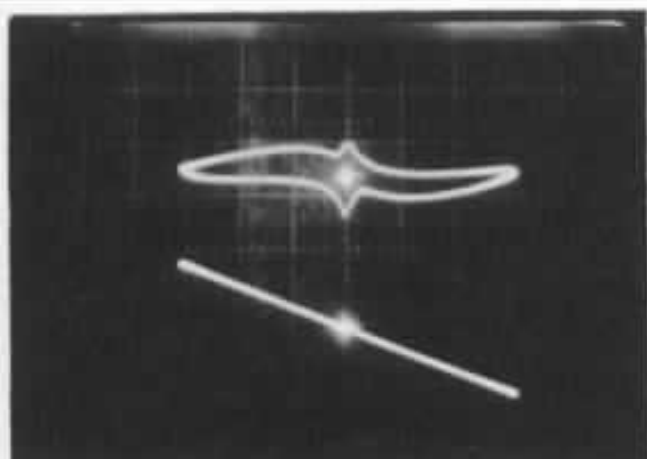


Fig. 34 : Schéma du circuit de la figure 31 avec montage cascode

de l'étage de sortie). Les oscillogrammes de la figure n° 30 montrent que cette solution séduisante a priori se heurte aux problèmes thermiques et à la dissymétrie entre les deux branches de l'étage de sortie. (En outre, la non-linéarité de ce composant compliquerait fortement une solution de ce type).

Nous avons encore essayé une version de cet étage de sortie qui utilise un autre montage que le montage Darlington pour obtenir le gain en courant nécessaire (voir le schéma sur la figure n° 31). Les résultats de cette version qui correspondent à une amélioration sont représentés sur la figure n° 32.

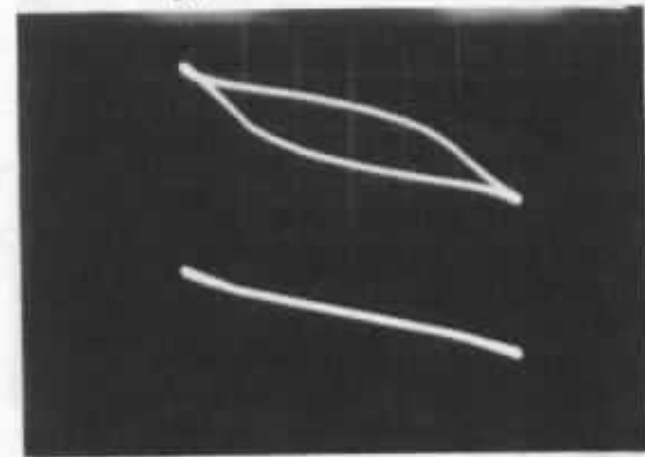
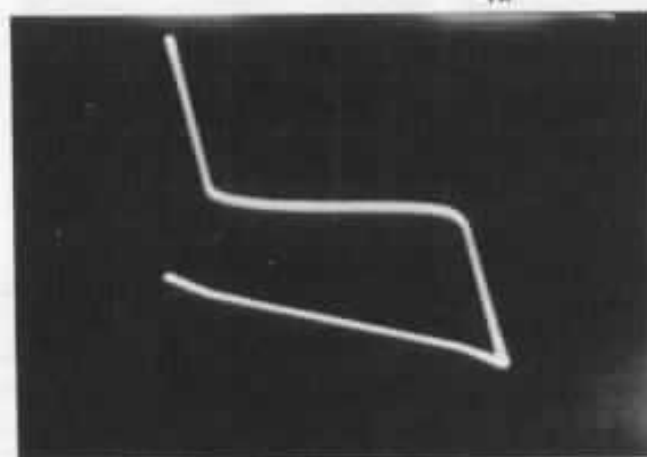
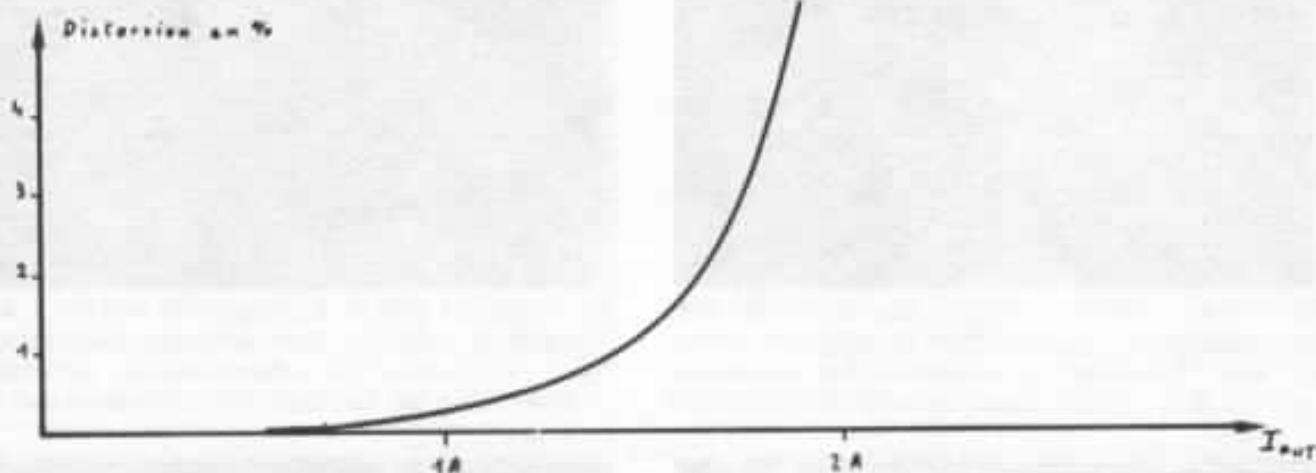
Pour lutter contre les effets de la distorsion thermique, nous avons réalisé deux versions cascode des circuits des figures n° 15 et 31 (voir les schémas des figures 33 et 34). Les résultats sont montrés respectivement sur les figures 35 et 36. Enfin, pour clore ces variations sur un thème classique, nous



35.a : Test à 1 kHz (2 A eff.) modulé en tout ou rien. Horizontalement, courant dans la charge (1 A/div). En haut, distorsion au distorsiomètre différentiel (50 mV/div). En bas, signal en sortie de l'étage testé (1 V/div)

35.d : Test à 100 Hz modulé entre 2 A et 0,6 A eff. Horizontalement, courant dans la charge (1 A/div). En haut, distorsion au distorsiomètre différentiel (50 mV/div). En bas, signal en sortie circuit testé (1 V/div)

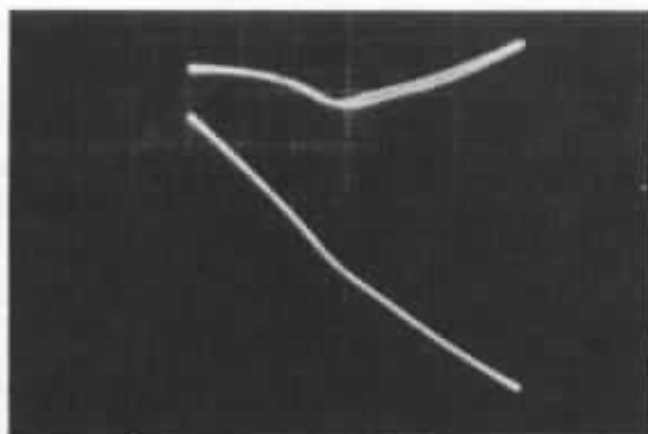
Fig. 35 : Recherche de distorsion thermique avec montage cascode. On notera la bonne stabilité de la polarisation, contrairement aux oscillogrammes de la figure 25



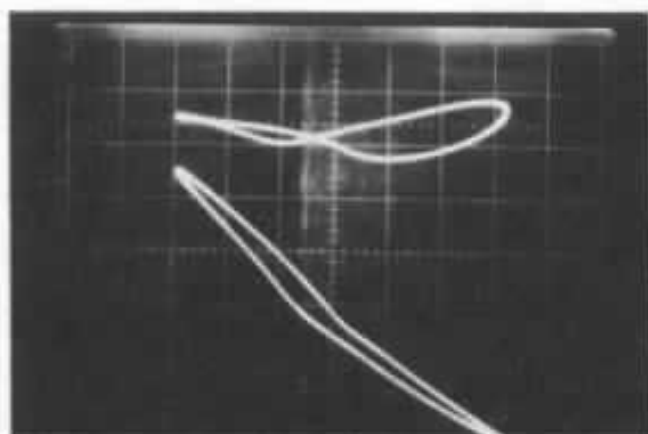
36.b : Test à 10 kHz (2 A eff.). Horizontalement, courant dans la charge (1 A/div). En haut, distorsion au distorsiomètre différentiel (50 mV/div). En bas, signal en sortie du circuit testé (1 V/div)

36.c : Test à 100 Hz (2 A eff.). Horizontalement, courant dans la charge (1 A/div). En haut, distorsion au distorsiomètre différentiel (200 mV/div). En bas, signal en sortie du circuit testé (1 V/div)

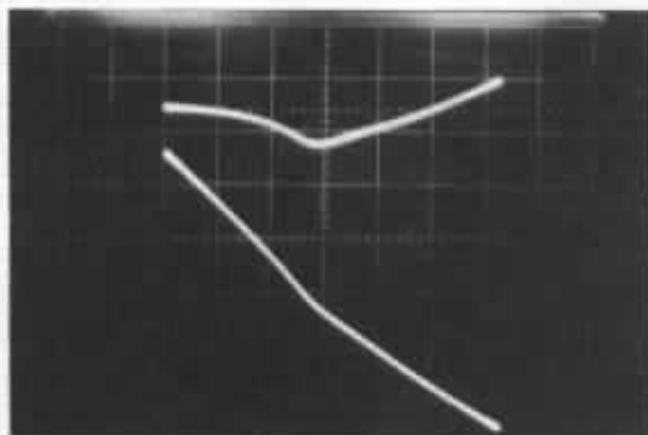
Fig. 36 : Distorsion pour le circuit de la figure 34 polarité avec 1 A de courant de repos. C'est le meilleur circuit de ceux que nous avons testé ici



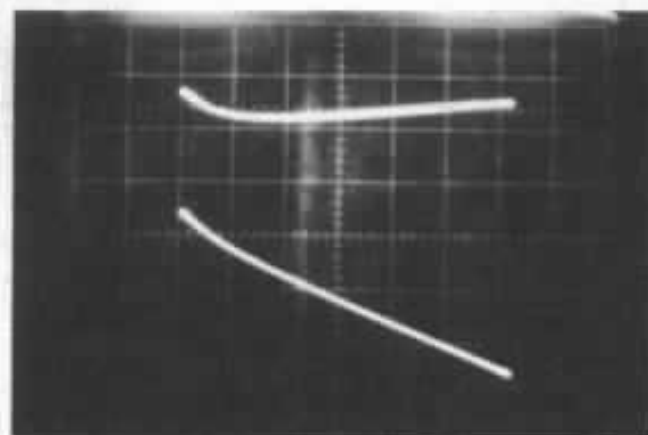
38.a : Test à 1 kHz (2 A eff.) pour  $I_o = 160$  mA. Horizontalement, courant dans la charge (1 A/div). En haut, distorsion au distorsiomètre différentiel (500 mV/div). En bas, signal en sortie du circuit testé (1 V/div)



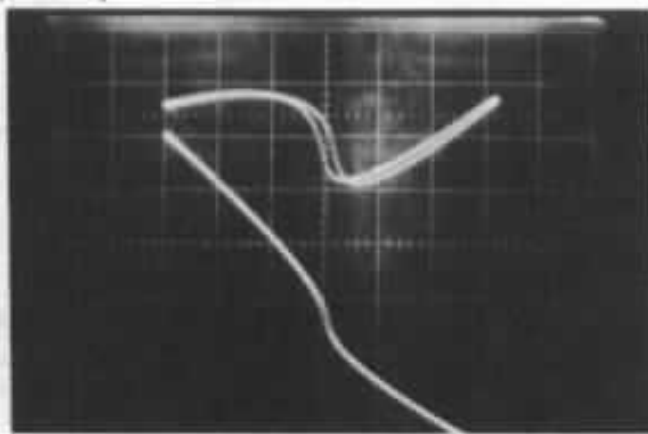
38.b : Test à 10 kHz (2 A eff.) pour  $I_o = 160$  mA. Horizontalement, courant dans la charge (1 A/div). En haut, distorsion au distorsiomètre différentiel (500 mV/div). En bas, signal en sortie du circuit testé (1 V/div)



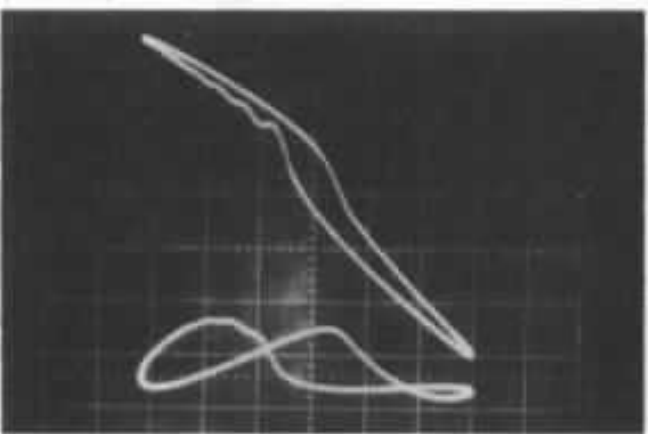
38.c : Test à 10 Hz (2 A eff.) pour  $I_o = 160$  mA. Horizontalement, courant dans la charge (1 A/div). En haut, distorsion au distorsiomètre différentiel (500 mV/div). En bas, signal en sortie du circuit testé (1 V/div)



38.d : Test à 1 kHz (2 A eff.) pour  $I_o = 1,25$  A. Horizontalement, courant dans la charge (1 A/div). En haut, distorsion au distorsiomètre différentiel (500 mV/div). En bas, signal en sortie du circuit testé (1 V/div)



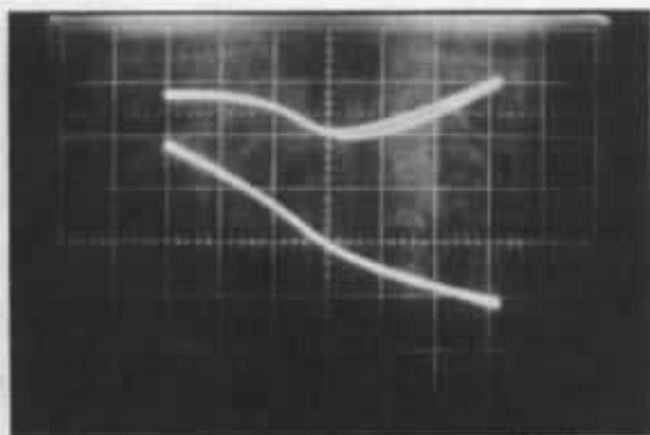
38.e : Test à 1 kHz (2 A eff.) pour  $I_o = 10$  mA. Horizontalement, courant dans la charge (1 A/div). En haut, distorsion au distorsiomètre différentiel (500 mV/div). En bas, signal en sortie du circuit testé (1 V/div)



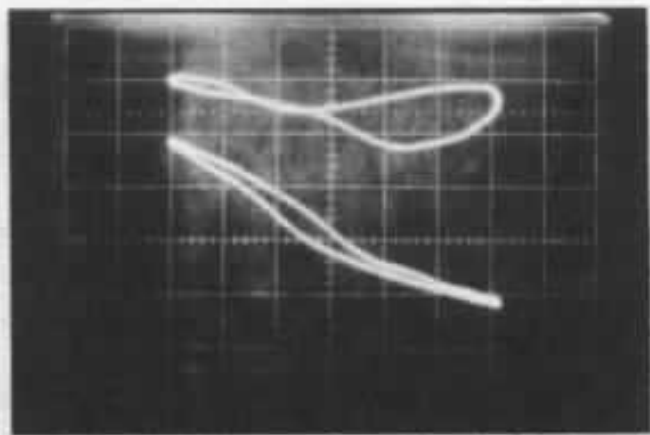
38.f : Test à 10 kHz (2 A eff.) pour  $I_o = 10$  mA. Horizontalement, courant dans la charge (1 A/div). En haut, distorsion au distorsiomètre différentiel (500 mV/div). En bas, signal en sortie au circuit testé (1 A/div)

Fig. 38 : Aspect de la distorsion avec des V MOS avec des résistances de source. Avec les transistors que nous avons utilisés, la linéarité est discutable. Il semblerait que les V MOS (malgré d'autres qualités) ne soient pas la panacée pour le dernier étage

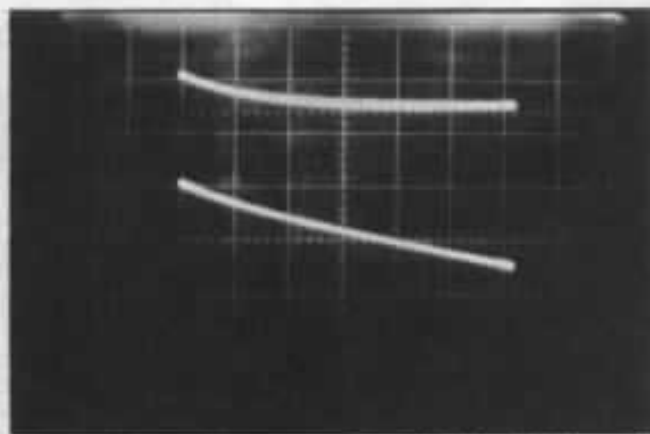




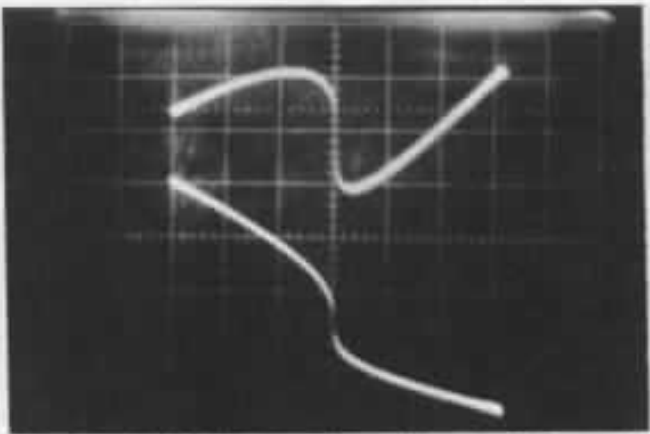
39.a : Test à 1 kHz pour  $I_o = 100$  mA. Horizontalement, courant dans la charge (1 A/div). En haut, distorsion au distorsiomètre différentiel (500 mV/div). En bas, signal en sortie du circuit testé (1 V/div)



39.b : Test à 10 kHz pour  $I_o = 100$  mA. Horizontalement, courant dans la charge (1 A/div). En haut, distorsion au distorsiomètre différentiel 6500 mV/div. En bas, signal en sortie du circuit testé (1 V/div)



39.c : Test à 1 kHz pour  $I_o = 1,3$  A. Horizontalement, courant dans la charge (1 A/div). En haut, distorsion au distorsiomètre différentiel (500 mV/div). En bas, signal en sortie du circuit testé (1 V/div)



39d : Test à 100 Hz pour  $I_o = 10$  mA. Horizontalement, courant dans la charge (1 A/div). En haut, distorsion au distorsiomètre différentiel (200 mV/div). En bas, signal en sortie du circuit testé (1 V/div)

Fig. 39 : Aspect de la distorsion avec le V MOS sans résistance de source. La perte de linéarité est faible, ce qui montre que la résistance de sortie est trop importante pour être linéarisée par une résistance de source de 0,4  $\Omega$

avons testé un étage de sortie qui utilise des transistors à effet de champ de puissance avec et sans résistance de source (voir figure n° 37). Les résultats sont portés sur les figures n° 38 et 39.

### Conclusion provisoire

En attendant les résultats des expérimentations de circuits plus originaux et de nouvelles solutions, qui feront l'objet du prochain article, on peut déjà dire

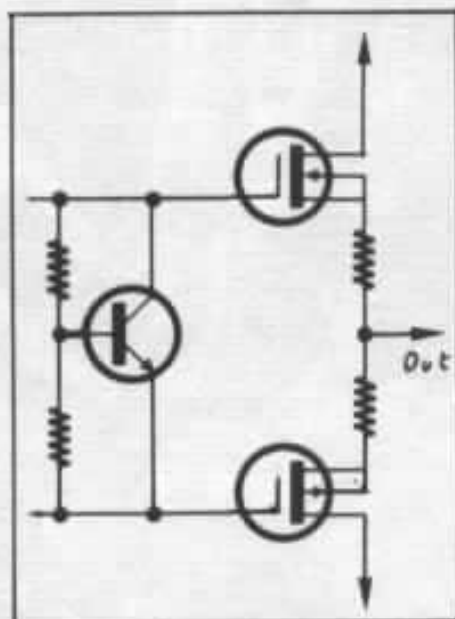
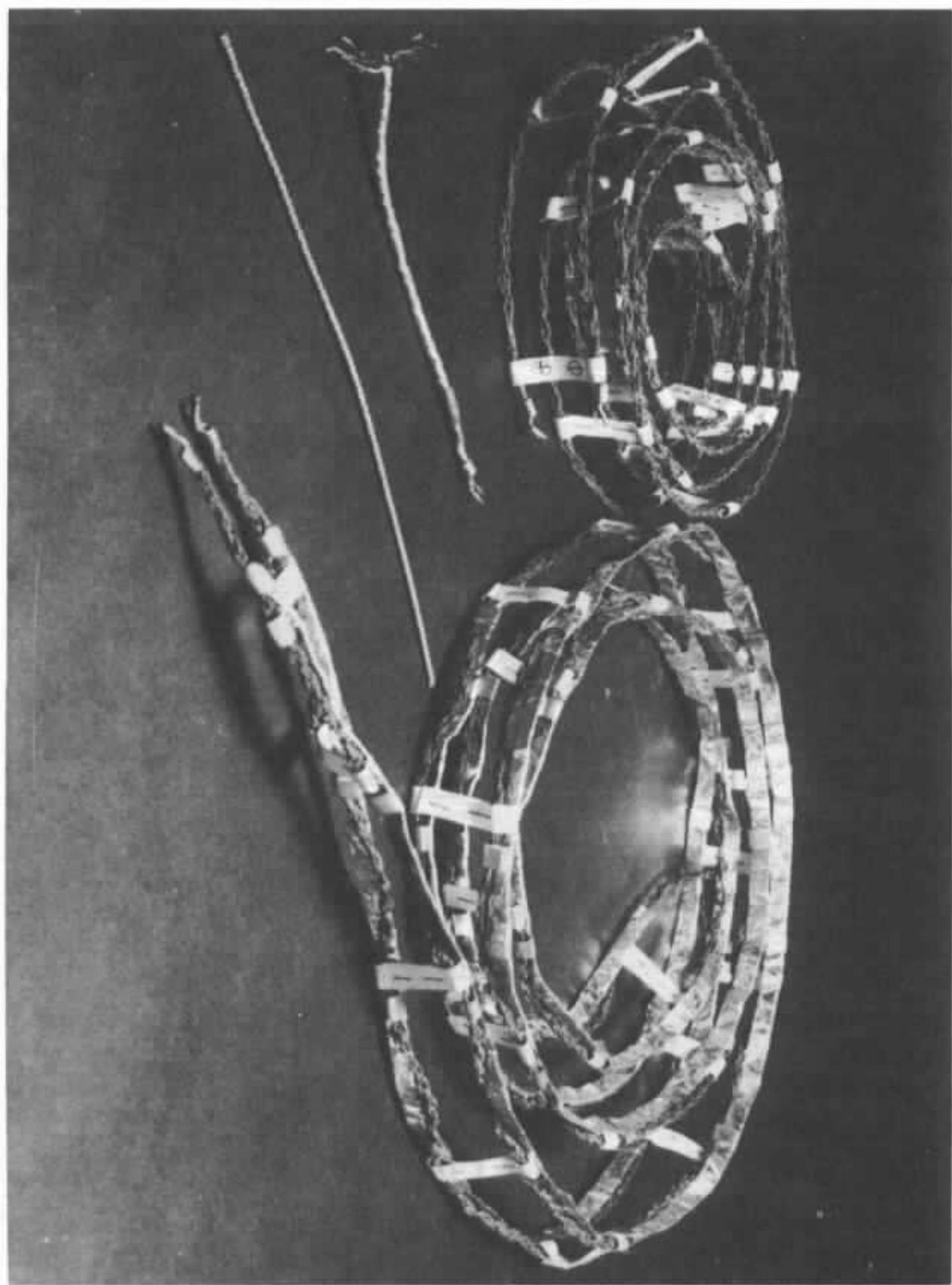


Fig. 37 : Schéma du circuit de sortie à V MOS.

que la méthode de mesure originale que nous avons exposée et utilisée ici permet de mieux comprendre ce qui se passe dans le dernier étage d'un amplificateur de puissance, que les phénomènes mis ainsi en évidence ne sont pas à négliger dans la recherche d'une meilleure qualité et que le fonctionnement des circuits de sortie peut réserver des surprises à ses utilisateurs.

A suivre...



# Le câble Isoda ou la remise en cause du cuivre

Gérard Chrétien - Jean Hiraga

*«L'ère du cuivre est terminée», tel est le slogan publicitaire choisi par la firme japonaise Isoda Electric qui est à l'origine du fameux câble hybride dont nous avons déjà parlé à plusieurs reprises dans ces colonnes. Ce slogan contraste fortement avec celui adopté par le concurrent Hitachi Cables affirmant que la polémique des câbles prenait fin avec l'arrivée du cuivre LC-OFC.*

*La visite récente en Europe de M. Fukuda, l'un des fondateurs de la firme Isoda Electric, ainsi que d'un représentant d'une firme associée, M. Ito, nous a permis d'en savoir plus sur ce câble de technologie résolument nouvelle. Principalement sur les diverses étapes et expériences qui ont abouti à la mise au point du câble de liaison pour enceintes que nous avons pu tester pour la première fois l'été dernier. M. Fukuda, demi-frère de M. Isoda, nous a relaté en détails leur aventure qui débuta à Osaka en 78 motivée par une grande passion pour la reproduction sonore de très haute qualité.*

Cinq années de travail obscur et opiniâtre furent nécessaires avant de déboucher sur une ébauche de produit. En effet, la petite firme Isoda Electric ne fut créée qu'en 1983 par les deux demi-frères, MM. Isoda et Fukuda, date à laquelle le prototype de câble auxquels ils avaient abouti leur donna envie d'aller plus loin en le mettant à la portée des amateurs.

MM. Isoda et Fukuda avaient fondé, 12 ans plus tôt, une société au nom de «Japan Graphic Design Co Ltd». C'était une société dont la spécialisation était la fabrication de matériels de dessin de haute précision, la plupart fabriqué sur commande spéciale, leur clientèle principale étant surtout des industriels de la haute fidélité. A cette époque, ils étaient déjà de très grands pas-

sionnés de musique et de haute fidélité. Ils sont d'ailleurs les fondateurs d'une association ayant pour nom «Les Amis de la Musique Française», dont nous avons d'ailleurs déjà fait mention dans ces colonnes. Ils ont pu acquérir au fil des ans de nombreux maillons haute fidélité dont beaucoup sont importés d'Europe et même de France, de marques : Tannoy, Tandberg,

Cabasse, Audiotec, Jordan Watts, Thorens, Barthe pour n'en citer que quelques-uns. Ils ont été également parmi les premiers au Japon à avoir testé différents câbles en provenance d'Europe ou des Etats-Unis. Ainsi naissait cette passion pour les câbles, à laquelle venait s'ajouter une persévérance bien connue chez les Japonais, le tout étant motivé non pas par une recherche de la perfection sonore.

### **Les diverses étapes du développement**

MM. Fukuda et Isoda commencèrent à s'intéresser très sérieusement à la question des câbles aux environs des années 78. A l'époque, ils étaient en étroites relations avec Jean Hiraga qui séjournait alors au Japon. Ce dernier leur fit connaître les câbles Lucas, Leonische, en provenance d'Europe. Jean Hiraga leur parla également du Super Black, produit fabriqué par JVC, consistant en un traitement anti-électrostatique. Pour replacer les choses dans leur contexte, il faut rappeler que c'est seulement à partir des années 76-78 que certains amateurs perfectionnistes commencèrent à s'intéresser de très près aux problèmes des câbles de liaison. En France, les premiers articles sur ce sujet ont été publiés par Jean Hiraga dans la Nouvelle Revue du Son, à cette période. On se souviendra des polémiques et des remous que ces articles ont soulevés.

Le Super Black et son influence sur les câbles ont été réellement le stimulus ayant motivé puis passionné MM. Fukuda et Isoda dans le domaine des câbles de liaison ampli-enceintes acoustiques. Pour mieux comprendre toutes les expérimentations qui ont été faites depuis cette époque par les concepteurs de câble Isoda, nous détaillerons chacune des étapes ayant mené aux câbles que nous connaissons.

### **La gaine isolante**

C'est donc aux alentours de 78 que les deux frères firent leurs premiers essais. Ceux-ci consistèrent à traiter un câble tout à fait ordinaire, un Scindex de diamètre 1,2 mm, au Super Black. Les résultats subjectifs obtenus furent encourageants et mirent en évidence les problèmes diélectriques que la gaine isolante créait. Pour creuser la question, ils reprirent le même câble dont ils supprimèrent la gaine. Les résultats obtenus étaient encore bien meilleurs, le son était beaucoup plus transparent. Toutefois, au niveau du critère de la stabilité de l'image, il y avait dégradation. MM. Fukuda et Isoda expliquèrent ces constatations par une cause d'origine mécanique. L'absence de gaine, si elle résolvait les problèmes d'origine diélectrique de façon radicale, s'accompagnait d'une dégradation bien évidente en matière de tenue mécanique des brins entre eux. De là à imaginer les phénomènes de micro-vibrations des brins les uns par rapport aux autres, il n'y avait qu'un pas. Ces premières expériences leur donnèrent l'envie d'approfondir la question en entamant une série de tests systématiques sur la section du conducteur.

### **La section**

Après le Scindex, ils firent des tests avec un fil de cuivre plein de 2 mm de diamètre. Les résultats étant tellement différents, ils entreprirent divers essais avec des fils de diamètre compris entre 0,2 mm et 2 mm de diamètre. Rappelons que ces essais consistaient essentiellement en des écoutes. Ils découvrirent également qu'il était très important de nettoyer ces fils de cuivre nus afin d'éliminer toutes traces d'oxyde sur la périphérie du câble pour supprimer les effets de peau qu'elles pouvaient engendrer dans la conduction. A la fin de toute la série d'expériences qu'ils menèrent, ils arrivèrent

à la conclusion que les fils fins étaient meilleurs en hautes fréquences et les plus gros en basses fréquences. Cela peut sembler une évidence, pourtant ils réalisèrent que ces constatations étaient indépendantes de la longueur du câble testé et donc que ce n'était pas la notion de résistance linéique qui entrait en ligne de compte mais bien qu'il existait une relation entre le son et le diamètre du câble.

### **La rigidité**

Suite à cette constatation de grande importance, les essais qui furent entrepris visèrent à concilier les avantages des fils fins avec une section globale importante afin d'améliorer la réponse dans le grave. Pour cela, ils utilisèrent des fils de diamètre très fin de 0,1 mm. Les brins étaient tressés deux par deux, le câble obtenu était tressé de nouveau avec un câble identique. On obtenait ainsi un câble à quatre brins, lequel était retressé avec un autre câble similaire. Le conducteur résultant avait donc huit brins. Le processus se continuait jusqu'à l'obtention d'un câble de section convenable tel celui illustré en figure 1. Une journée était nécessaire à la réalisation de deux mètres de ce type de câble.

Le propos était donc d'avoir des conducteurs de très petit diamètre avec une section globale importante et une rigidité la plus élevée possible pour s'approcher de celle d'un fil plein afin de pouvoir corréler les résultats obtenus avec les expériences préalables. Le câble de la figure 1, même s'il est réalisé avec des conducteurs très fins de 0,1 mm, n'en possède pas moins une rigidité étonnante qui apparaît immédiatement lorsqu'on le touche de la main. Le câble de raccordement était obtenu en reliant deux conducteurs tressés par des petites pièces de carton, comme on peut le voir sur les diverses photos. Les conducteurs positif et négatif étaient volontairement très écartés pour

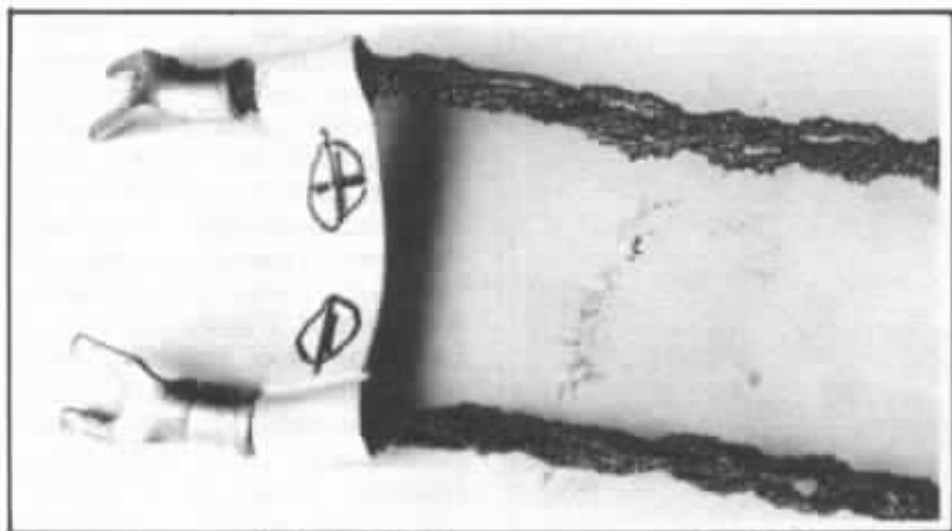


Fig. 1 : Prototype de câble réalisé par tressages successifs de brins très fins afin de concilier les avantages du multibrin dans l'aigu et la rigidité d'ensemble du câble dans le grave.

s'affranchir d'autres paramètres telle la capacité linéique.

Les résultats obtenus, aux dires de MM. Fukuda et Isoda, étaient bons du bas-médium à l'aigu. Toutefois, dans le grave, le but escompté n'était pas atteint.

Ils entreprirent de réaliser un autre câble multibrins, toujours en cuivre mais avec des brins beaucoup moins fins et torsadés à travers une filière, un peu à la manière d'une natte (figure 2) pour avoir là aussi une rigidité d'ensemble excellente. La restitution du grave à travers ce câble était extrêmement ferme et de très bonne qualité. Par contre, dans l'aigu, on était loin des qualités du câble tressé précédent.

#### Les premiers «mixages»

Quelque peu déçus par la tournure que prenaient les événements, MM. Fukuda et Isoda entreprirent des tests utilisant des câbles réalisés à partir de brins de section différente. Ainsi, ils couplèrent des câbles de la photo 1 et des câbles de la photo 2, histoire de voir... Le résultat était très mauvais. Ils reprirent des fils pleins qu'ils marièrent avec le câble de la figure 1 le résultat était moyen.

Plus les manipulations avançaient, plus les essais étaient nombreux et plus le nombre de paramètres semblant définir la qualité d'un câble s'accroissait. Outre les problèmes diélectriques et mécaniques que pouvaient

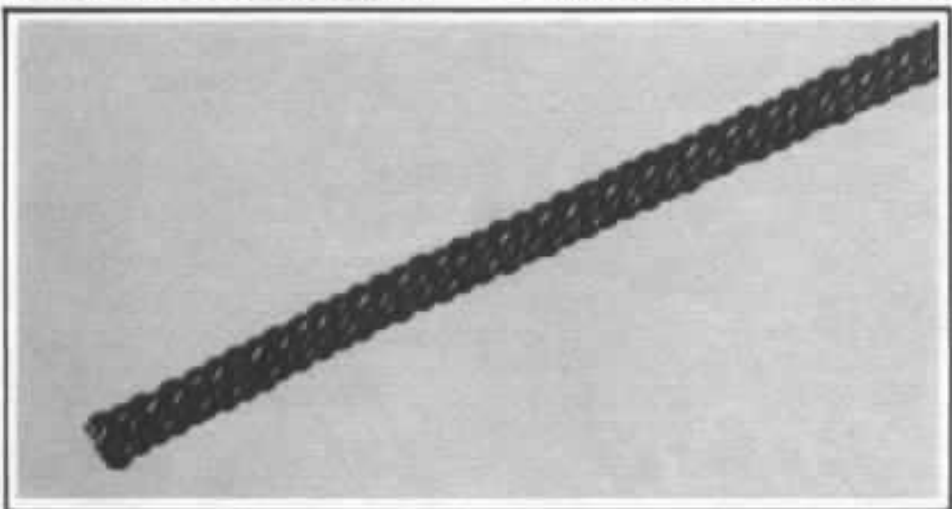


Fig. 2 : Prototype de câble multibrin en cuivre de très grande rigidité.

poser la gaine isolante, la section des conducteurs, la façon dont ils étaient tressés, il semblait y avoir d'autres relations entre la surface du conducteur et son épaisseur. Pour mieux appréhender cela, il fallait s'orienter vers des fils plats ou des feuilles. Pour des raisons évidentes de facilité, ils réalisèrent des petites bandes d'environ 8 mm de large à partir de feuilles d'aluminium très fines et repliées. Ce fut le début de la grande aventure...

#### L'aluminium ou la remise en cause du cuivre

Les petites bandes d'aluminium ainsi obtenues furent écoutées, couplées au câble de la figure 1, l'association est illustrée en figure 3. L'écoute du secteur médium-aigu s'en est trouvée nettement améliorée avec toutefois un son trop léger, trop aérien... Pensant que cela était dû à un manque de rigidité mécanique des feuilles d'aluminium, ils n'y attachèrent qu'une importance toute relative. Cependant, ce fut le germe qui commença de créer un doute concernant le cuivre, matériau de base à la réalisation des conducteurs et jusque là jamais remis en cause.

Ils commencèrent alors, par curiosité, des écoutes de différents métaux dans divers diamètres : le zinc, le plomb, l'étain, l'argent, l'aluminium, le bronze... Bref, tous les fils disponibles étaient écoutés. Aucun doute n'était possible, outre l'influence des paramètres précédemment mis en évidence, la nature du conducteur apportait un son typique à la restitution.

#### La Nippon Light Metal Company

A l'époque de ces diverses expérimentations, les frères Fukuda et Isoda se mirent à la recherche de fournisseurs de câbles et de métaux pour compléter leurs évaluations. C'est alors que la grande presse japonaise fit état d'une découverte

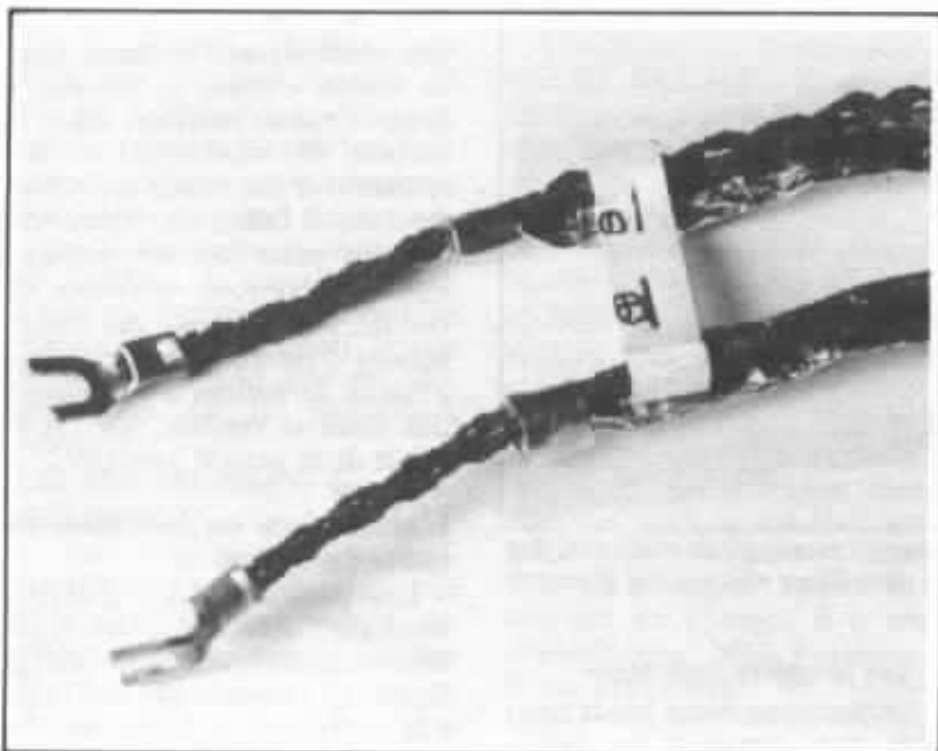


Fig. 3 : Prototype de câble associant cuivre et aluminium.

technologique importante ayant trait à des fils d'aluminium mono-cristallin. Il s'agissait d'un conducteur dénommé OCC, Ohno Continuous Crystal, Développé par une firme spécialisée dans les métaux légers, la Nippon Light Metal Company Ltd. L'application du fil d'aluminium OCC était destiné au semicon-

ducteur, pour relier les puces aux connexions de sortie des circuits intégrés. Cette société de taille colossale est plus spécialement orientée sur l'aluminium, du minerai et de tous ses dérivés. Nos deux chercheurs prirent contact avec cet important groupe et rencontrèrent M. Kiochi Ito, directeur de développement de la

firme, qui fut immédiatement très intéressé par ces diverses recherches sur les câbles. Bien sûr, les débouchés pour un câble haut-parleur sont infimes comparativement à l'échelle de la Nippon Light Metal Company. Pourtant, chose extraordinaire, le directeur du développement d'une telle structure conserve une curiosité et un intérêt pour toutes les nouvelles idées, même les plus marginales, telles la conception d'un câble haut-parleur hybride. Imaginez, vous lecteurs, un amateur désireux d'entreprendre de telles expérimentations en France ou même en Europe et prenant contact avec une firme telle Rhône-Poulenc, Péchiney ou autres pour un problème de câbles de liaison...

Toujours est-il que M. Ito a mis cinq personnes d'un des laboratoires de recherche de la Nippon Light Metal Company sur la question. Ils travaillent désormais à plein temps sur les problèmes liés aux câbles. Bien sûr, ils espèrent toucher d'autres domaines, dans la vidéo et les autres secteurs où la transmission du signal fait appel à des câbles.



La Nippon Light Metal, aspects d'un grand groupe industriel dont la curiosité envers toute innovation est restée intacte.

## L'écoute des métaux

Suite à ces contacts entre M. Ito et MM. Fukuda et Isoda, ces derniers repriront leurs tests sur les qualités et les défauts de chacun des métaux et cette fois, d'une façon beaucoup plus systématique avec une espèce de «dispatching» sur cadre en bois d'une longueur de 2,50 m. Chacun des essais était noté et reporté sur un tableau d'évaluation. C'était la seule solution pour progresser car les premiers résultats qu'ils avaient obtenus restaient sans issue réellement décisive.

Ainsi, ils obtinrent des caractéristiques pour chacun des métaux. Le plomb procure un son sourd, mat, bouché ; toutefois, aux dires de M. Fukuda, les résultats ont été meilleurs qu'ils ne le présumait. L'aluminium, lui, sonne d'une manière très légère, contrastée et gaie. Le bronze offre une écoute noble, avec un son «consistant». Le zinc est assez proche du plomb en étant toutefois plus clair. L'étain est extrêmement intéressant car l'équilibre qu'il donne est excellent avec une très bonne transmission de la réverbération. Malheureusement, le problème de la tenue mécanique dans le temps de l'étain en limite inexorablement l'utilisation. L'argent se caractérise par une brillance excessive dans l'aigu, ce que beaucoup d'amateurs avaient déjà constaté. Quant au cuivre, par rapport aux différents autres matériaux, il s'est avéré pauvre sur le paramètre de la restitution des nuances.

Cependant, pour le cuivre, il existe des différences notables entre un cuivre normal et un cuivre désoxygéné. Ce dernier procure un gain en transparence, cela pour un même degré de pureté. Le cuivre recuit a tendance à relever le médium aigu. Quant au fameux cuivre LC-OFC, conçu par Hitachi et commercialisé par différentes marques, MM. Isoda, Fukuda et

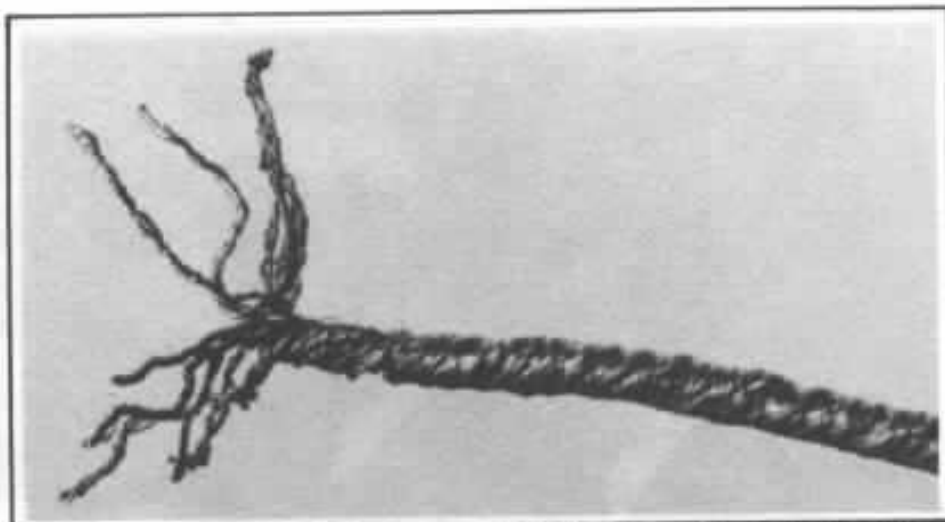


Fig. 4 : Prototype de câble de structure hybride utilisant 4 métaux et 2 alliages en brins de section soigneusement sélectionnée, tressés et torsadés selon une technique mise au point par Isoda.

Ito n'ont pas partagé l'enthousiasme soulevé par la sortie de cette nouveauté. M. Ito critiquait le procédé de fabrication consistant à étirer le cristal et ayant des effets conséquents sur le vieillissement et l'oxydation. De leur côté MM. Isoda et Fukuda avaient noté un certain gain en niveau et en transparence, mais aussi une accentuation caractéristique du médium-aigu inhérente à la structure de ce câble.

### Les essais d'hybridation

Forts des données recueillies par l'écoute systématique des divers métaux, MM. Fukuda et Isoda commencèrent des essais en associant plusieurs fils pleins de métaux différents placés parallèlement sur leur «dispatching». Les résultats qu'ils obtinrent furent à la fois très intéressants et surprenants dans le sens où ils ne s'attendaient pas à des améliorations aussi marquées par rapport aux essais d'association de différents câbles effectués préalablement. Ainsi ils mirent en évidence que des associations telles que plomb plus étain étaient mauvaises : le son était sale. Plus généralement, des associations de métaux de structure proche n'étaient pas bonnes. A la suite de cela ils repriront pour chacun des métaux un travail systématique

sur le diamètre en prenant des fils de 0,1 à 0,6 mm. Cela leur donna les bases des meilleures associations en fonction des diamètres des brins d'une part et d'autre part du métal les constituant.

### Le câble Isoda

Ce travail systématique porta ses fruits. Certains métaux, tels l'étain qui, pour des raisons de tenue mécanique dans le temps comme nous l'avons dit, n'a pas été retenu, ainsi que l'argent pour son défaut de brillance excessive aux fréquences élevées. Par ailleurs, l'association de câbles rigides placés parallèlement était celle qui procurait les résultats les plus intéressants. Malheureusement, la réalisation d'un câble commercial excluait une telle configuration du fait d'une rigidité trop importante. Précisons que lorsque nous parlons d'associations de câbles rigides, il s'agit bien évidemment d'une composition hybride de fils de métaux et de section différente. Nous sommes loin des premiers essais effectués avec du fil de cuivre rigide seul. Pour préserver ce critère de rigidité dont l'importance semble capitale, ils mirent au point le câble qui devint le câble Isoda que nous connaissons. Il est constitué de plusieurs brins rigides au centre, lesquels sont maintenus mécani-



De gauche à droite, MM. Ito, Hiraga et Fukuda.

quement très fermement par plusieurs torsades très serrées de brins de différents autres métaux. Nous n'avons malheureusement pas pu obtenir de détails très précis sur la répartition des diamètres des métaux et sur la manière dont le câble était réalisé. Cependant, cette technique de fabrication a réussi à concilier les qualités obtenues sur le procédé expérimental avec des fils pleins et parallèles tout en assurant une souplesse suffisante pour permettre une application commerciale. Il est clair qu'au niveau de l'emballage et surtout au niveau de l'utilisation lors de sa mise en place dans un auditorium, le câble doit avoir une maniabilité suffisante pour ne pas risquer d'être cassé et que sa manipulation ne soit pas un casse-tête.

Autre aspect, aux dires de M. Fukuda, le diamètre global du câble n'a pas une importance capitale à partir du moment où l'on arrive à des valeurs réalistes de 3 ou 4 mm. Au-delà, le coût augmente énormément pour

quasiment ne plus rien apporter sur le plan des qualités de restitution. N'oublions pas que pour une valeur d'impédance moyenne de 8 ohms, la résistance en continu de la bobine mobile est de l'ordre de 7 ohms !

Actuellement, la fabrication du câble est effectuée par deux personnes seulement, MM. Fukuda et Isoda qui ont dû s'équiper en matériel de tréfilerie pour parvenir à réaliser industriellement le câble expérimental qu'ils avaient mis au point. Une société de gainage d'Osaka participe également à l'élaboration du câble dans sa phase final. L'intervention de la Nippon Light Metal Company consiste essentiellement au développement de nouveaux matériaux. Principalement les structures mono-cristalline qui s'avèrent très prometteuses seront étendues à divers métaux et non pas seulement à l'aluminium et le cuivre.

Dans un proche avenir, un câble Isoda de très haute gamme devrait sortir, réalisé exclusive-

ment avec des fils en structure mono-cristalline. Il y a également un fil de câblage de référence HB 20 qui sera bientôt proposé. Il y a encore un problème de gaine à résoudre pour que ses concepteurs soient pleinement satisfaits.

Il semblerait bien que dix années après, la découverte de l'importance des câbles de liaison haute fidélité, nous entrons dans une nouvelle ère. Actuellement, au Japon, deux tendances se disputent. La technologie LC-OFC qui apporte un « plus » au niveau de la structure cristalline mais en utilisant toujours du cuivre, d'une part et d'autre part la technologie hybride résolument nouvelle remettant en cause le cuivre et révélée par Isoda. Une chose est certaine, c'est que sur le plan des résultats il est très clair qu'après dix années de tâtonnements où l'on gagnait sur un point et l'on perdait sur un autre, de nouveaux horizons s'ouvrent réellement. La câble Isoda en est un magnifique exemple.





# Le filtre idéal !

Francis Brooke

*On ne peut se passer du filtrage dans un système audio. Qu'il s'effectue en passif ou en actif, c'est un point très critique. Abordé déjà à diverses reprises dans ces colonnes, sous différents aspects, il nous a paru indispensable de traiter le sujet de manière plus synthétique et globale, afin de mieux cerner avantages et limitations de chacune des structures envisageables.*

Tout filtre peut se ramener à un filtre passe-bas qui peut être optimisé suivant différents critères (courbe de réponse plate à l'origine, pente la plus forte possible à la fréquence de coupure, oscillations limitées en bande passante, régularité du temps de propagation de groupe en bande passante...). On obtient ainsi différentes fonctions d'approximation (Butterworth, Legendre, Tchébyscheff, Bessel...).

Le problème du filtrage en hifi est un peu différent et nous examinerons plutôt dans cette courte étude le comportement de l'ensemble passe-bas + passe-haut.

## Premier critère : amplitude

Ce premier critère porte sur la courbe de réponse de l'association passe-bas (PB) + passe haut (PH) qui devra être plate sur l'ensemble du spectre sonore.

On utilisera la notation normalisée  $p = j \frac{\omega}{\omega_c}$  avec :

$\omega_c$  : pulsation de coupure ( $2\pi f_c$ )

PB : fonction de transfert du passe-bas

PH : fonction de transfert du passe-haut

Le critère choisi revient à chercher la condition :

$$\| PB + PH \| = 1$$

### Ordre 1

$$\text{On a } PB = \frac{1}{p+1} \text{ et}$$

$$PH = \frac{p}{p+1}$$

$$\text{et donc } PB + PH = \frac{p+1}{p+1} = 1$$

Le critère est vérifié, de plus le déphasage est nul ainsi que le temps de propagation de groupe.

### Ordre 2

Nous examinerons successive-

ment les deux combinaisons possibles, à savoir PB et PH en phase (PB+PH), et PB et PH en opposition de phase (PB - PH).

$$\text{On pose : } PB = \frac{1}{p^2 + ap + 1}$$

$$\text{et } PH = \frac{p^2}{p^2 + ap + 1}$$

coefficient de surtension

$$Q = \frac{1}{a}$$

$a = \sqrt{2}$  pour un filtre de Butterworth,  $\sqrt{3}$  pour un filtre de Bessel.

• 1<sup>er</sup> cas : PB et PH en phase

$$PB + PH = \frac{p^2 + 1}{p^2 + ap + 1}$$

La solution est évidente pour le mathématicien ( $a = 0$ ), malheureusement celle-ci n'est pas

réalisable physiquement (amortissement nul).

• 2<sup>e</sup> cas : PB et PH en opposition de phase

$$PB - PH = \frac{1 - p^2}{p^2 + ap + 1}$$

$$\text{or } 1 - p^2 = (1 - p)(1 + p)$$

Pour  $a = 2$  on obtient

$$PB - PH = \frac{1 - p}{1 + p} \text{ et donc}$$

$$\| PB - PH \| = 1$$

Ce filtre (amortissement = 1), déjà proposé par M. Larsen dans l'Audiophile n° 10, est donc le seul qui réponde au critère choisi pour l'ordre 2. Il est équivalent à deux filtres d'ordre 1 en série :

$$\frac{1}{p^2 + 2p + 1} = \frac{1}{(p + 1)^2}$$

3<sup>e</sup> cas : Pour terminer avec l'ordre 2 on peut s'intéresser à une autre possibilité, évoquée par M. Augelet dans l'Audiophile n° 20, qui consiste à mettre PB et PH en phase et à décaler ce dernier d'une longueur  $d = \frac{\lambda_c}{2}$ ,

ce qui introduit pour le passe-haut un déphasage  $\varphi = \pi \frac{\omega}{\omega_c}$ . Le filtre utilisé est à amortissement 1 ( $a = 2$ ).

Nous pouvons calculer la fonction de transfert globale.

On a alors  $PB + PH' =$

$$\frac{1}{(p + 1)^2} + \frac{p^2}{(p + 1)^2} e^{j\varphi}$$

En posant  $p = jx$  et  $\varphi = \pi x$

avec  $x = \frac{\omega}{\omega_c}$  et sachant

$$e^{j\varphi} = \cos \varphi + j \sin \varphi$$

on obtient :

$$\| PB + PH \| =$$

$$\sqrt{\frac{(1 - x^2 \cos \varphi)^2 + (x^2 \sin \varphi)^2}{1 + x^2}}$$

$$\text{soit } \| PB + PH \| =$$

$$\sqrt{\frac{x^4 - 2x^2 \cos \pi x + 1}{x^4 + 2x^2 + 1}}$$

Graphiquement on peut tracer  $\| PB + PH \|$  en fonction de la pulsation normalisée  $x = \frac{\omega}{\omega_c}$ .

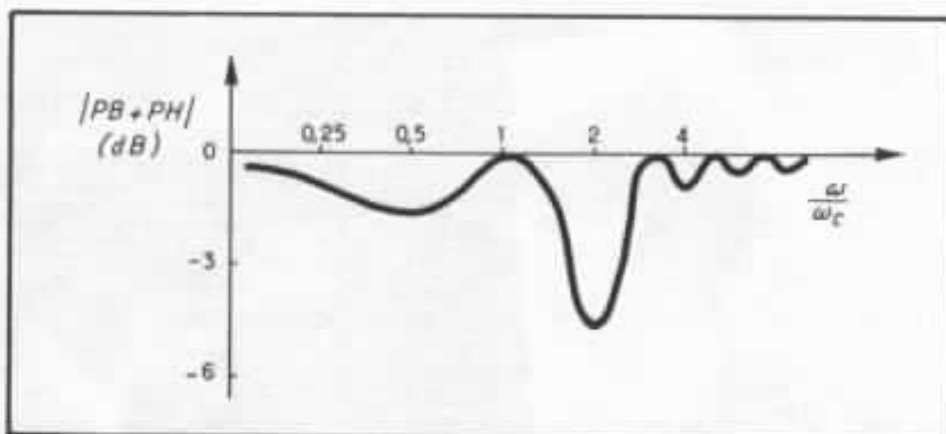


Fig. 1 : Courbe de réponse du système PB + PH avec décalage spatial du PH.

On trouve le résultat recherché ( $\| PB + PH \| = 1$  pour  $\omega = \omega_c$ ) mais aussi une courbe de réponse qui présente des oscillations. (Notez le creux à -4,7 dB pour  $\frac{\omega}{\omega_c} = 1,9$ ). On peut donc raisonnablement déconseiller ce genre de système.

### Ordre 3

On suppose le filtre d'ordre 3 obtenu par une mise en série d'un filtre d'ordre 1 et d'un filtre d'ordre 2 :

$$PB = \frac{1}{(p + 1)(p^2 + ap + 1)}$$

$$\text{et } PH = \frac{p^3}{(p + 1)(p^2 + ap + 1)}$$

1<sup>er</sup> cas : PB et PH en phase

On a

$$PB + PH = \frac{p^3 + 1}{(p + 1)(p^2 + ap + 1)}$$

or  $p^3 + 1 = (p + 1)(p^2 - p + 1)$

Si  $a = 1$  on trouve

$$PB + PH = \frac{p^2 - p + 1}{p^2 + p + 1}$$

et donc  $\| PB + PH \| = 1$

Le filtre obtenu est un filtre de Butterworth. On peut calculer le déphasage  $\varphi_+$  et le temps de propagation de groupe  $\tau_+$ .

Avec  $p = jx$  et  $x = \frac{\omega}{\omega_c}$ , on obtient :

$$\varphi_+ = -2 \operatorname{Arctg} \frac{x}{1 - x^2}$$

$$\text{et } \tau_+ = \frac{dx}{d\varphi} = -2 \frac{x^2 + 1}{x^4 - x^2 + 1}$$

2<sup>e</sup> cas. PB et PH en opposition de phase

Soit  $PB - PH =$

$$\frac{1 - p^3}{(p + 1)(p^2 + ap + 1)}$$

or  $1 - p^3 = (1 - p)(p^2 + p + 1)$

Si  $a = 1$  on trouve

$$PB + PH = \frac{1 - p}{1 + p}$$

et donc  $\| PB + PH \| = 1$ .

Le filtre obtenu est également un filtre de Butterworth.

Calculons comme précédemment  $\varphi_-$  et  $\tau_-$ .

$$\varphi_- = -2 \operatorname{Arctg} x$$

$$\text{et } \tau_- = \frac{-2}{1 + x^2}$$

Dans les deux cas, seul le filtre de Butterworth vérifie le critère choisi. De plus, la possibilité la moins mauvaise, qui présente la variation la plus régulière du temps de propagation de groupe (fig. 2), et donc une meilleure réponse en régime transitoire (fig. 3), est le filtre avec PB et PH en opposition de phase.

On peut également noter que dans ce cas la courbe de réponse en phase est identique à celle obtenue avec le filtre d'ordre 2 (à amortissement = 1).

### Ordre 4

On suppose que les filtres passe-bas et passe-haut sont obtenus par une mise en cascade

de deux filtres d'ordre 2. Soit :

$$PB = \frac{1}{(p^2 + ap + 1)(p^2 + bp + 1)}$$

et

$$PH = \frac{p^4}{(p^2 + ap + 1)(p^2 + bp + 1)}$$

Sachant  $p^4 + 1 =$

$$(p^2 + \sqrt{2}p + 1)(p^2 - \sqrt{2}p + 1)$$

Avec PB et PH en phase, on aura  $\|PB + PH\| = 1$  pour  $a = b = \sqrt{2}$ . Dans ce cas,

$$PB + PH = \frac{p^2 - \sqrt{2}p + 1}{p^2 + \sqrt{2}p + 1}$$

Le filtre trouvé est équivalent à deux filtres de Butterworth d'ordre 2 en série.

Avec les mêmes notations que précédemment ( $p = jx$ ,  $x = \frac{\omega}{\omega_c}$ ) on peut calculer le déphasage  $\varphi_4$  et le temps de propagation de groupe  $\tau_4$ .

$$\varphi_4 = -2 \operatorname{Arctg} \frac{\sqrt{2}x}{1-x^2}$$

$$\text{et } \tau_4 = \frac{\delta\varphi}{\delta x}$$

$$= -2\sqrt{2} \frac{x^2 + 1}{x^4 + 1}$$

Les courbes représentatives de  $\tau_-$  (ordre 2 et 3),  $\tau_+$  (ordre 3) et  $\tau_4$  (ordre 4) en fonction de la pulsation normalisée  $x = \frac{\omega}{\omega_c}$  sont tracées figure 2.

### Conclusion

Parmi les filtres usuels (en filtrage actif ou passif) les moins mauvais sont répertoriés tableau 1.

Tout autre filtre (Bessel...) ou disposition (décalage spatial entre PB et PH) ne répondra pas au critère choisi (amplitude constante de l'ensemble passe-bas + passe-haut).

### Deuxième critère : temps de propagation de groupe

Il suffit d'envoyer un signal carré à l'entrée de ces filtres usuels (sauf celui du premier

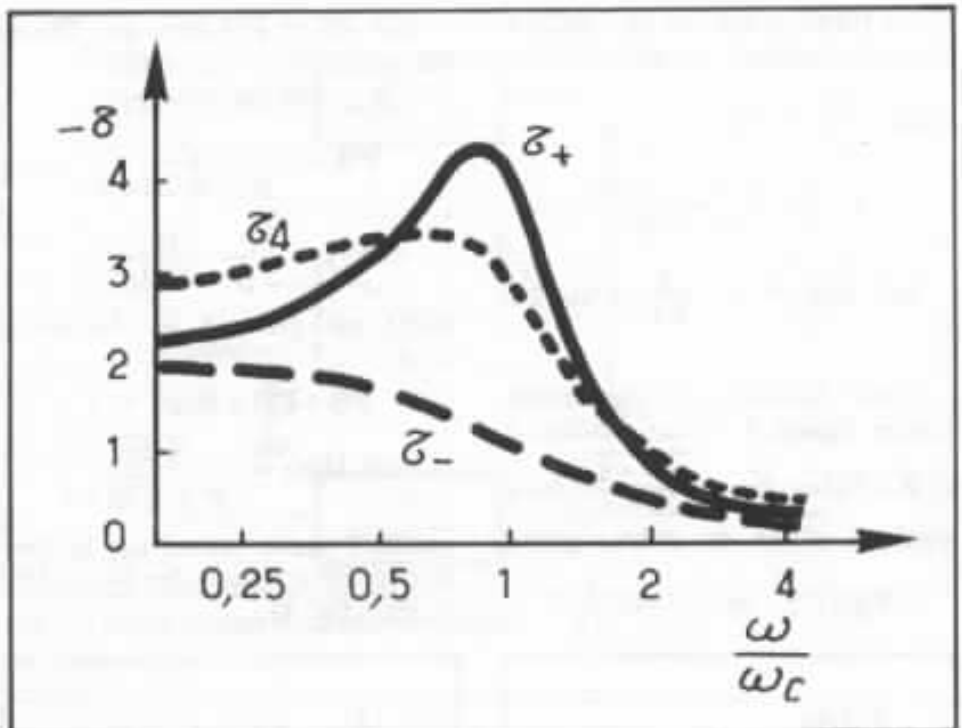


Fig. 2 : Temps de propagation de groupe de l'ensemble PB + PH

Ordre	PB et PH	Equivalent
2	-	deux filtres ordre 1 en cascade
3	-	Butterworth
4	+	deux filtres de Butterworth d'ordre 2 en cascade

Tableau 1 : Choix du type de filtre en fonction de l'ordre de celui-ci.  
PB et PH : + en phase  
- en opposition de phase (PH inversé par rapport à PB).

ordre) et d'observer à l'oscilloscope le signal en sortie de l'ensemble passe bas + passe-haut (somme des deux signaux) pour avoir une idée du problème.

Nous allons donc étudier le comportement en régime transitoire (réponse à un échelon unité) des filtres définis précédemment.

### 1<sup>er</sup> cas : Filtre d'ordre 2 et d'ordre 3 en opposition de phase

Nous avons trouvé dans la première partie de cette étude la fonction de transfert  $H(p)$  de l'ensemble passe bas (PB) + passe-haut (PH).

$$H(p) = \frac{1-p}{1+p}$$

On aura la réponse à un échelon unité en multipliant  $H(p)$  par  $\frac{1}{p}$  puis en calculant la trans-

formée de Fourier inverse :

$$H(p) \times \frac{1}{p} = \frac{1}{p(p+1)} - \frac{1}{p+1} \\ -(1-e^{-t}) - e^{-t} = 1 - 2e^{-t}$$

Cette fonction est représentée graphiquement figure 3.

### 2<sup>e</sup> cas : Filtre d'ordre 3 en phase

Nous avons trouvé :

$$H(p) = PB + PH = \frac{p^2 - p + 1}{p^3 + p + 1} = 1 - \frac{2p}{p^3 + p + 1}$$

$$\text{Alors } H(p) \times \frac{1}{p} =$$

$$\frac{1}{p} - \frac{2}{(p+p_1)(p+p_2)}$$

$$\text{avec } p_1 = \frac{-1-j\sqrt{3}}{2}$$

$$\text{et } p_2 = \frac{-1+j\sqrt{3}}{2}$$

La transformation de Laplace permet d'obtenir l'original  $f(t)$  :

$$H(p) = \frac{1}{p} \rightarrow f(t) = 1 - 2 \times \frac{e^{-p_1 t} - e^{-p_2 t}}{p_2 - p_1}$$

$$\text{Soit } f(t) = 1 - \frac{4}{\sqrt{3}} e^{-t/2} \sin \frac{\sqrt{3}}{2} t$$

Cette fonction est également tracée figure 3. Pour l'ordre 4 ( $PB + PH = \frac{p^2 - \sqrt{2p+1}}{p^2 + \sqrt{2p+1}}$ ) on a quelque chose du même genre

$$F_H(t) = 1 - 4e^{-t/\sqrt{2}} \sin \frac{t}{\sqrt{2}}$$

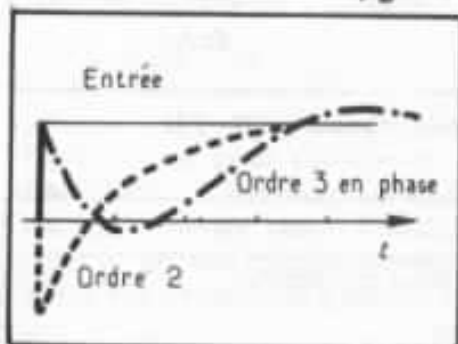


Fig. 3 : Réponse à un échelon unité ensemble passe bas + passe haut.

Ce mauvais comportement en régime transitoire me paraît très important, nous essaierons donc de chercher les systèmes qui respectent :

- l'amplitude :  $\| PB + PH \| = 1$
- la phase :

$\varphi = \text{constante}$ , soit  $\tau = 0$ .

Ces conditions paraissent nécessaires à une bonne reproduction sonore même si elles sont largement insuffisantes.

### 1<sup>re</sup> idée : Le haut-parleur « relais »

Cette solution imaginée par B & O et utilisée dès 1976 consiste à ajouter une troisième voie qui servira de « bouche-trou » entre le passe-bas et le passe-haut.

Soit  $H(p)$  la fonction de transfert de cette cellule de remplissage.

Les PB et PH sont des filtres de Butterworth en phase.

### 1. PB et PH du 2<sup>e</sup> ordre

$$PB = \frac{1}{p^2 + \sqrt{2p+1}}$$

$$\text{et } PH = \frac{p^2}{p^2 + \sqrt{2p+1}}$$

$H(p)$  est choisie de façon à avoir :

$$PB + PH + H(p) = 1$$

$$\text{soit } H(p) = \frac{\sqrt{2p}}{p^2 + \sqrt{2p+1}}$$

premier ordre centré sur la fréquence de coupure des filtres PB et PH (fig. 4).

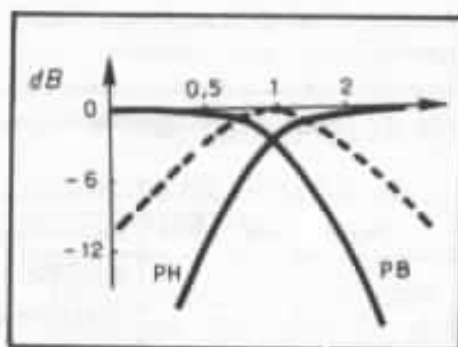


Fig. 4 : Cellule de remplissage (---) avec PB et PH du 2<sup>e</sup> ordre.

### 2. PB et PH du 3<sup>e</sup> ordre

$$PB = \frac{1}{(p+1)(p^2+p+1)}$$

$$\text{et } PH = \frac{p^3}{(p+1)(p^2+p+1)}$$

avec  $PB + PH + H(p) = 1$

Soit

$$H(p) = \frac{2p^2 + 2p}{(p+1)(p^2+p+1)} = 2 \frac{p}{p^2+p+1}$$

On obtient également un passe-bande du premier ordre ; en conséquence le « haut-parleur relais » devra avoir un bon comportement sur une large bande de fréquence (avec un rendement supérieur à 6 dB à ceux des PB et PH) (fig. 5).

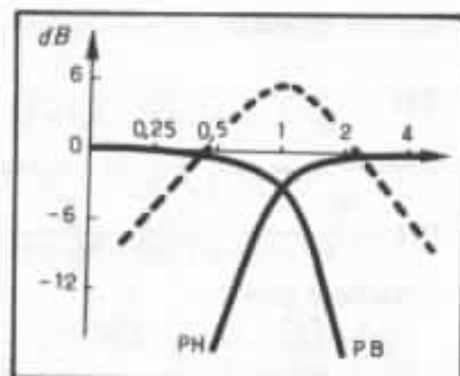


Fig. 5 : Cellule de remplissage (---) avec PB et PH du 3<sup>e</sup> ordre.

Cette solution est intéressante, mais devient complexe si l'on désire la généraliser (deux haut-parleurs supplémentaires pour une enceinte 3 voies classique).

### 2<sup>e</sup> idée : Filtre à complémentarité (évoqué par M. Millot dans l'Audiophile n° 6)

#### 1. Filtre deux voies

Si l'on utilise un PB d'ordre  $n$ , soit de façon générale

$$PB = \frac{1}{p^n + a_{n-1}p^{n-1} + \dots + a_1p + 1}$$

et que l'on choisit le PH tel que l'on ait  $PB + PH = 1$ , on obtient

$$PH = \frac{p^n + a_{n-1}p^{n-1} + \dots + a_1p}{p^n + a_{n-1}p^{n-1} + \dots + a_1p + 1}$$

soit dans tous les cas un filtre passe haut du premier ordre (atténuation : 6 dB/octave).

Puisque  $PH = 1 - PB$ , on peut réaliser le passe-haut à partir du passe-bas de manière très simple (fig. 6), ce dernier étant quelconque.

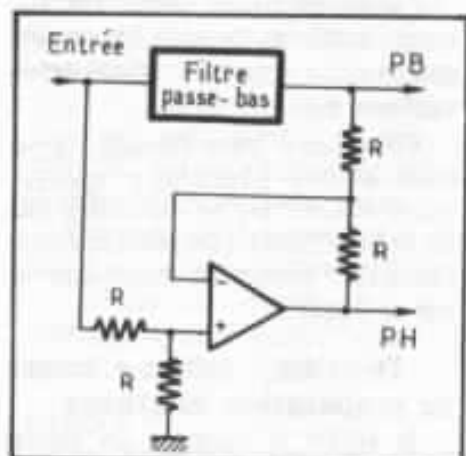


Fig. 6 : Filtre 2 voies à complémentarité

## 2. Filtre trois voies

Ce système peut être généralisé, en voici un exemple :

- Filtre passe-bas ( $f_c = 600$  Hz par exemple) d'ordre quelconque : 2, 3 ou 4 ;

- Filtre passe-haut ( $f_c = 5$  kHz par exemple) d'ordre 3 ou 4 ;

- Fonction de transfert du filtre passe-bande du médium obtenue par différence :  $1 - (PB + PH)$ .

La figure 7 montre une réalisation possible.

Le haut-parleur large bande, utilisé comme médium, devra être de très bonne qualité sur une bande de fréquence très grande (200 Hz à 15 kHz), ce qui limite la puissance admissible. (Exemple : Fostex FE 103  $\Sigma$  : 15 W).

### 3<sup>e</sup> idée : Une solution originale

Nous allons apporter notre contribution du vaste problème du filtrage en proposant une autre solution.

Nous avons vu que la réponse idéale serait assurée par des filtres passe bas et passe haut tels que l'on ait  $PB + PH = 1$ .

Posons PB et PH du deuxième ordre avec des fonctions de correction modifiant la réponse en phase. Soit :

$$PB = \frac{1 + \alpha p}{1 + p} \times \frac{1}{p^2 + ap + 1}$$

$$\text{et } PH = \frac{p + \beta}{p + 1} \times \frac{p^2}{p^2 + ap + 1}$$

alors  $PB + PH =$

$$\frac{p^2 + \beta p^2 + \alpha p + 1}{(p + 1)(p^2 + ap + 1)}$$

La condition  $PB + PH = 1$  est réalisée si  $\alpha = \beta = 1 + a$ . Le PH étant obtenu à partir du PB par la transformation  $p \rightarrow \frac{1}{p}$ , nous étudierons la synthèse du PB.

$$PB = \frac{1 + (1 + a)p}{1 + p} \times \frac{1}{p^2 + ap + 1}$$

#### 1. Filtre actif

Cette fonction de transfert peut être obtenue très simplement par la mise en cascade d'un filtre correctif et d'un 2<sup>e</sup> ordre classique (fig. 8).

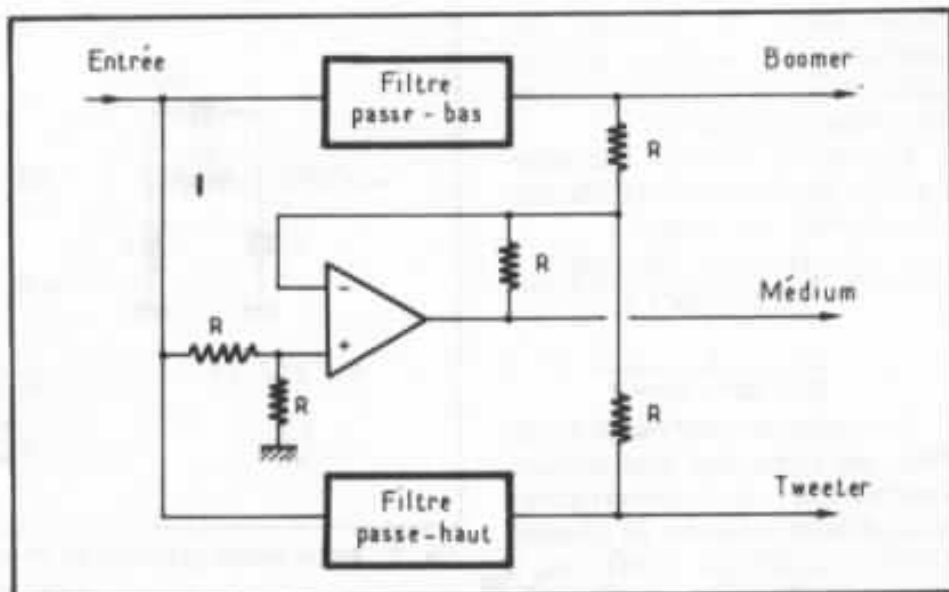


Fig. 7 : Filtre 3 voies à complémentarité.

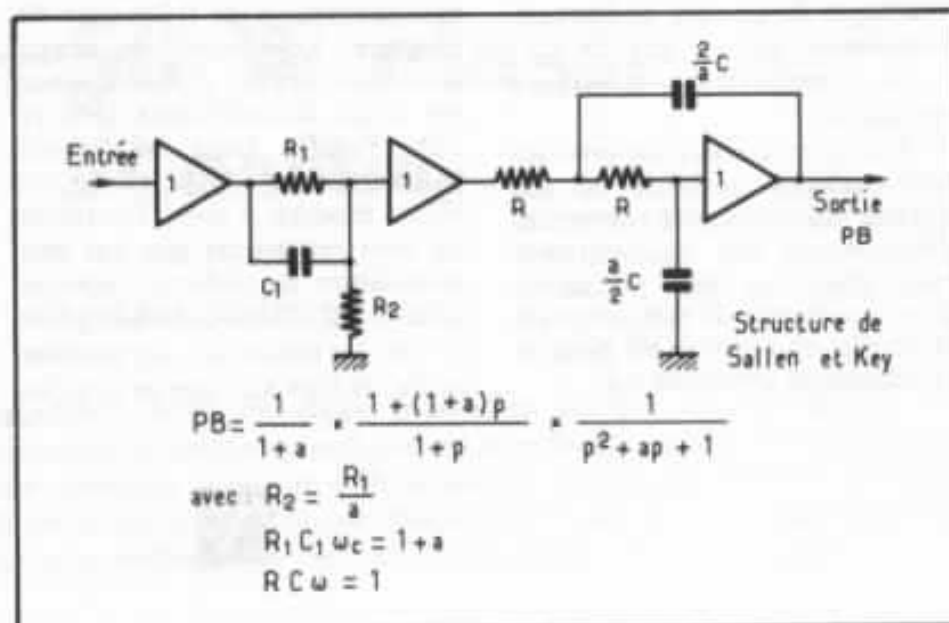


Fig. 8 : Filtre actif optimisé du 2<sup>e</sup> ordre.

On peut remarquer la perte en bande passante  $\frac{1}{1 + a}$ , qui peut éventuellement être compensée sans problème.

Un compromis doit être choisi entre une faible perte ( $a$  petit) et un faible coefficient de surtension du filtre du deuxième ordre ( $a$  grand).

#### 2. Filtre passif

On recherche une fonction de transfert (pour le passe bas) du type :

$$PB = \frac{1 + ap}{1 + ap + ap^2 + p^3}$$

Celle-ci peut être obtenue sans problème (fig. 9).

Un compromis doit être choisi entre :

- Faible coefficient de surtension donc  $a$  grand ( $> 3$ ) ;
- Faible perte :  $< 1$  dB pour  $a < 1,13$  ou  $a > 9$  ;
- Faible domaine de recouvrement entre PB et PH donc  $a$  petit.

La perte d'insertion de ce filtre (toujours inférieure à 3,3 dB) n'est pas forcément un inconvé-

nient pour le filtrage des médiums et tweeters puisque dans ce cas on introduit souvent un réseau atténuateur.

Les calculs peuvent être généralisés : pour un filtrage du troisième ordre, on obtient :

$$PB = \frac{(a + ab + 1)p^3 + (a + b)p + 1}{p^3 + bp + 1}$$

$$\times \frac{1}{p^3 + ap^2 + ap + 1}$$

Toutefois la synthèse d'un tel filtre est beaucoup plus délicate (utilisation de convertisseur d'impédance négative en courant (INIC) en filtrage actif) ; et il reste à savoir si l'usage d'amplis opérationnels n'apportera pas plus d'inconvénients que les avantages de ce style de filtrage.

#### Conclusion

En conclusion, plusieurs remarques :

— Toute cette étude suppose les haut-parleurs parfaits, ce qui impose une nécessaire correction d'impédance des haut-parleurs réels ainsi que leur utilisation dans une bande de fréquence où la courbe de réponse est plate et le déphasage introduit nul.

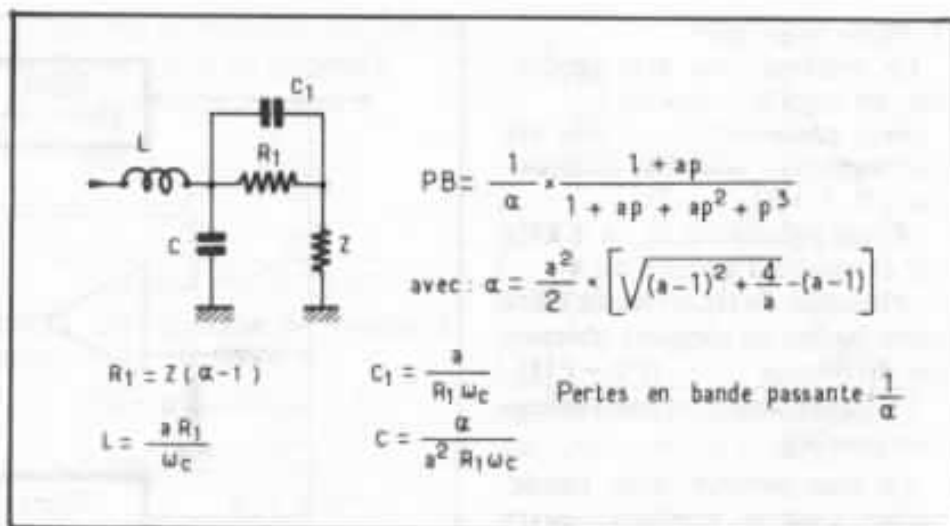


Fig. 9 : Filtre passif optimisé du 2<sup>e</sup> ordre.

— A propos du diagramme de rayonnement à la fréquence de coupure, l'obtention du maximum dans le plan d'équidistance des deux transducteurs (PB et PH) justifie pour M. Larsen (Audiophile n° 10) le choix des filtres d'ordre 2 et 4. Toutefois on peut remarquer que sur une installation de référence comme celle de M. Tanaka (Audiophile n° 24), les filtres sont du premier ordre, et l'on sait que ce sont les

seuls (parmi les filtres usuels) à offrir une réponse correcte en régime transitoire.

#### Bibliographie

- *Hifi Stéréo* n° 16 (1976).
- P. Bildstein : *Les filtres actifs*, Editions Radio (1980).
- J.-C. Marchais : *Structures élémentaires des filtres actifs*, Masson (1979).
- *Audiophile* n° 6, 10, 20, 24. Editions Fréquences.



# L'amplificateur Kanéda 50 W + 50 W classe A 3<sup>e</sup> partie

*Jean Hiraga*

*Comme il en a déjà été question dans les deux premières parties de cet article sur l'amplificateur Kanéda, le problème de la non-disponibilité de nombreux transistors a empêché l'aboutissement d'une réalisation pratique à partir d'équivalents. Dans ces derniers articles, parus en fin 84, Akihiko Kanéda parle encore de l'impossibilité de trouver de bons équivalents et de la disparition définitive de certains boîtiers qui ont fait place à des versions moulées.*

Un premier travail a donc consisté à rechercher tout d'abord des équivalents aux caractéristiques les plus proches des versions d'origine devenues «obsoletes». Dans un second temps, le travail a consisté à vérifier si les équivalents trouvés étaient disponibles. Là encore, que de déceptions telles que celles relatives à la disparition, à l'arrêt de la fabrication de certains équivalents. Dans un troisième temps, le travail a consisté à prendre connaissance par divers moyens de la «cote» subjective de ces équivalents, fussent-ils utilisés pour des circuits audio différents du montage Kanéda. Dans un

quatrième temps, il a été recherché, en consultant des schémas d'appareils américains de haut de gamme, s'il n'existait pas, non pas des équivalents, mais des versions proches et néanmoins performantes sur différents critères subjectifs. Déception là aussi, en constatant par exemple qu'il ne s'agissait pas de composants d'origine américaine mais japonaise, du moins dans plusieurs cas. Quant aux quelques modèles trouvés la similitude de certaines caractéristiques pour des paires complémentaires NPN/PNP (notamment des courbes  $I_C/h_{FE}$ ) nous ont obligé à revenir sur les versions japonaises.

Kanéda avait déjà remarqué une sonorité de même famille, ou encore certains traits sonores communs pour certains transistors provenant du même constructeur ou encore «sonnant» de façon très différente selon le constructeur, ceci malgré des caractéristiques identiques ou très proches. On pourrait prendre en exemple le bien connu 2N 3055 qui, monté en étage de sortie sonne de façon parfois nettement différente d'un constructeur à un autre. Un autre exemple connu étant le 2N 3954 qui est disponible aux USA chez plusieurs fabricants.

Pour ne s'en tenir qu'aux transistors driver à remplacer,

Modèle	Marque	Utilisation	Structure	Limites absolues (T <sub>e</sub> = 25°C)				Caractéristiques principales (T <sub>e</sub> = 25°C)										Tr. compl.				
				V <sub>CEO</sub>	V <sub>BE0</sub>	I <sub>C</sub>	P <sub>C</sub>	T <sub>J</sub>	ICBO Max.		hFE		Polar.		h <sub>FE</sub>	h <sub>FE</sub>	h <sub>FE</sub>		h <sub>FE</sub>	h <sub>FE</sub>	h <sub>FE</sub>	h <sub>FE</sub>
									V <sub>CB</sub>	I <sub>CB</sub>	V <sub>CE</sub>	I <sub>C</sub>	V <sub>CB</sub>	I <sub>C</sub>								
2SC1161	Nec	-	-	200	6	1 A	15W T <sub>e</sub> =25°C	150	5	200	80	5	200	10	-200	20*	30	40*	134			
2SC2285	Nec	-	-	38	3	3 A	34W T <sub>e</sub> =25°C	175	1mA	30	60	10	800			25	Cre	326				
2SC2285A	Nec	PA	SLE	35	3	4 A	43W T <sub>e</sub> =25°C	200	1,25mA	60	30	10	800			24		326				
2SC2690A	Nec	PA, SW	-	160	5	1,2A	20W T <sub>e</sub> =25°C	150	1	120	140	5	300	5	-200	155*	19		225	2SA1220A		
2SC2238	Tosh.	RF, PA	SLE	160	5	1,5A	25W T <sub>e</sub> =25°C	150	1	160	70-240	5	100	10	-100	100*	25	4	268	2SA968		
2SC2238A	Tosh.	-	SLE	180	5	1,5A	25W T <sub>e</sub> =25°C	150	1	150	70-240	5	100	10	-100	100*	25		268	2SA968A		
2SC2238B	Tosh.	RF, PA	-	200	5	1,5A	25W T <sub>e</sub> =25°C	150	1	160	70-240	5	100	10	100	100*	25		268	2SA968B		
2SC2275	Nec	PA	SLE	120	5	1,5A	25W T <sub>e</sub> =25°C	150	1	120	150	5	300	5	-200	200*	19		268	2SA985		
2SC2275A	Nec	PA	SLE	150	5	1,5A	25W T <sub>e</sub> =25°C	150	1	120	150	5	300	5	-200	200*	19		268	2SA985A		
2SC2528	Nec	-	-	120	5	2 A	25W T <sub>e</sub> =25°C	150	1	120	120	5	300	10	-500	160*	60	12*	268	2SA1078		
2SC2481	Tosh.	PA	SLE	150	6	1,5A	20W T <sub>e</sub> =25°C	150	1	150	60-320	5	200	5	-200	20*	13	20	342	2SA1021		

Modèle	Marque	Utilisation	Structure	Limites absolues (T <sub>e</sub> = 25°C)				Caractéristiques principales (T <sub>e</sub> = 25°C)										Tr. compl.					
				V <sub>CEO</sub>	V <sub>BE0</sub>	I <sub>C</sub>	P <sub>C</sub>	T <sub>J</sub>	ICBO Max.		hFE		Polar.		h <sub>FE</sub>	h <sub>FE</sub>	h <sub>FE</sub>		h <sub>FE</sub>	h <sub>FE</sub>	h <sub>FE</sub>	h <sub>FE</sub>	h <sub>FE</sub>
									V <sub>CB</sub>	I <sub>CB</sub>	V <sub>CE</sub>	I <sub>C</sub>	V <sub>CB</sub>	I <sub>C</sub>									
2SA653	Nec	PA	Si, EMe	-150	-6	-1A	15W T <sub>e</sub> =25°C	150	-1mA	-60	80	-5	-200	-10	200	15*	100	30*	134				
2SA653A	Nec	PA	SLE	-150	-6	-1A	25W T <sub>e</sub> =25°C	150	-1	-120	100	-5	-300	-5	100	60*	100	30	134	2SC1161A			
2SA968A	Tosh.	PA	SLE	-180	-5	-1,5A	25W T <sub>e</sub> =25°C	150	-1	-160	70-240	-5	-100	-10	-	100*	30	268	2SC2238A				
2SA968B	Tosh.	-	-	-200	-5	-1,5A	25W T <sub>e</sub> =25°C	150	-1	-160	70-240	-5	-100	-10	-100	100*	30	268	2SC2238B				
2SA985	Nec	PA	SLE	-120	-5	-1,5A	25W T <sub>e</sub> =25°C	150	-1	-120	150	-5	-300	-5	200	180*	29	268	2SC2275				
2SA985A	Nec	-	-	-150	-5	-1,5A	25W T <sub>e</sub> =25°C	150	-1	-120	150	-5	-300	-5	200	180*	29	268	2SC2275A				
2SA1078	Nec	PA	-	-120	-5	-2A	25W T <sub>e</sub> =25°C	150	-1	-120	120	-5	-300	-10	500	140*	100	12*	268	2SC2528			
2SA1220	Nec	PA	-	-160	-5	-1,2A	20W T <sub>e</sub> =25°C	150	-1	-120	140	-5	-300	-5	200	175*	26	10	225	2SC2265A			
2SA1220A	Nec	PA	SLE	-160	-5	-1,2A	20W T <sub>e</sub> =25°C	150	-1	-120	140	-5	-300	-5	200	15*	35	342	2SC2481				



les 2SC 1161 et 2SA 653, une partie des équivalents trouvés ont été regroupés sur un tableau, permettant ainsi de mieux voir différences et similitudes entre les modèles.

Sur ce tableau, on pourra déjà constater que pour tous les équivalents trouvés, les boîtiers d'origine (code japonais 134) qui étaient métalliques, ont été remplacés par des boîtiers moulés, la plupart d'entre eux étant proches du format TO-220.

On constate d'autre part que dans les versions proches, le  $P_C$  des transistors est passé de 15 W à 20 ou 25 W en général.

On constate ensuite que le  $f_T$  a augmenté assez considérablement passant de 20 MHz en moyenne à 100 MHz ou plus. Il s'agit là d'un paramètre important dans le cas du montage Kanéda, le choix d'un

$f_T$  relativement bas étant volontaire.

La paire complémentaire Hitachi 2SC 2275/2SA 985 était l'une des plus intéressante.

Cependant, le  $f_T$  de 180 MHz et une valeur du  $h_{FE}$  fixée à 150 (au lieu de 80) est un inconvénient.

La paire complémentaire Toshiba 2SC 2481/2SA 1021 est de ce côté plus favorable, le  $f_T$  étant de seulement 20 MHz.

Cependant la non-disponibilité de la version PNP 2SA 1021, déjà hors catalogue a empêché de pouvoir faire des essais.

Une autre paire complémentaire d'origine Toshiba semble beaucoup plus intéressante. Il s'agit de la version 2SC 2238/2SA 968 qui, tout en étant assez proche sur certains paramètres et assez différente sur d'autres, a

l'avantage d'être excellente sur le plan subjectif : on la trouve en effet sur de nombreux appareils de haut de gamme japonais, conçus notamment par Accuphase, Pioneer ou Kenwood. Nous espérons donc obtenir rapidement ces transistors ainsi que d'autres équivalents ou modèles proches des versions d'origine, ce qui permettra d'avancer ce projet.

Le but étant de faire aussi bien dans une première phase de travail, puis de viser d'autres améliorations par la suite. L'avance dans ce travail a été d'autre part sérieusement retardée en raison d'autres projets d'amplificateurs transistorisés. Le projet Kanéda sera cependant mené jusqu'au bout et les efforts concernent surtout l'approvisionnement des composants de remplacement.







# Lowther Le Bicolor 1000

*Bob Mandeville*

*Lowther, depuis 1948 synonyme du haut-parleur large bande à très haut flux, le PM6 et de sa version ultime le PM4 dont le moteur usiné dans du cobalt pur de quelques 8 kilogrammes, développe un flux total de 385 000 maxwells, référence en matière de puissance de champ, ne dément pas à la franche originalité de sa démarche en cette année 1984, en présentant après de nombreuses années de recherche et d'expérimentation deux nouveaux haut-parleurs, le C45 et le C80 dans une charge Bicolor, elle aussi nouvelle.*

*Présentés une première fois dans l'Audiophile 30 et 33, les C45 et C80, de par leurs qualités de clarté, définition, dynamique et équilibre en charge Bicolor 1000, nous incitent à retracer le chemin combien étroit suivi par l'équipe de recherche de Lowther, dirigée par M. Roy Hopps, vers cette synthèse des acquis du passé et les apports des technologies nouvelles.*

## **Les haut-parleurs**

Le PM6 en application large bande s'est toujours présenté de manière paradoxale : la qualité évidente de sa restitution en médium dépasse celles en début et fin de bande, mais les tentatives d'améliorer ces dernières tendent à nuire à certaines des qualités d'origine. En particulier les avantages décisifs obtenus en fonctionnement large bande sans filtrage. Le système Audiophile résout ce dilemme par l'adjonc-

tion d'éléments homogènes de très grande qualité.

La démarche de l'équipe de recherche de Lowther, fidèle à sa conception large bande a consisté à concevoir en partant du PM6 deux haut-parleurs chacun large bande mais avec des répartitions d'efficacité différentes.

Ainsi, il existe pour le C45 de 17 cm une charge Bicolor permettant un fonctionnement indépendant large bande. La masse mobile réduite de près de 4 g est

de 8,25 g. Le moteur, plus puissant à une induction de 18 kgauss. L'entrefer voit sa profondeur réduite d'un quart pour atteindre 7,5 mm. Ces facteurs privilégient l'efficacité dans le haut du spectre. Il est intéressant à noter que les plus hautes fréquences proviennent directement de la bobine mobile et de son support. Ainsi le petit cône central joue le rôle d'un pavillon n'émettant pas lui-même directement cette gamme

de fréquences supérieures. En application large bande la dimension et la forme de ce cône sont ajustées avec une très grande précision ainsi que celles de l'ogive centrale.

Le C80 reprend le châssis rigide du PM6, le moteur de 18 K gauss est plus puissant et l'entrefer raccourci. Ceci est la conséquence d'un débattement très réduit de la membrane dû à la charge Bicolor. Des expérimentations avec des moteurs plus puissants allant jusqu'à 24 K gauss appliqués à ces haut-parleurs ont eu comme résultat surprenant une baisse relative de rendement car les fuites de champ augmentent dans des proportions conséquentes de 12 % à 30 %... Aussi pour les maîtriser, il convient d'allonger et d'élargir l'entrefer et d'utiliser une bobine mobile plus large et plus lourde. Tout cela se traduit par une perte de rendement relative. Dans l'état actuel des choses, un rendement optimum est obtenu par des champs de l'ordre de 21 K gauss comme témoignent le Focal 120 FC (Audiophile 21, page 45) et le célèbre 375 de JBL. Des expériences récentes sur une bobine mobile d'une structure nouvelle permettent à Lowther d'espérer l'exploitation efficace de champs supérieurs dans l'avenir.

La matière plastique utilisée sur le C80, à part ses propriétés de rigidité et légèreté exceptionnelles, permet grâce à son homogénéité un renforcement aux endroits critiques afin d'obtenir une courbe d'efficacité bien déterminée. Ainsi dans une première version, le C80 fonctionne en large bande et dans une deuxième, employée quand le C80 est chargé en Bicolor avec le C45, la membrane est ajustée de telle sorte que l'efficacité diminue régulièrement depuis le bas du spectre jusqu'à 4 000 Hz. Un regain d'efficacité dans le haut du spectre obtenu par le fonctionnement en pavillon de la par-



*L'étonnant PM2.*

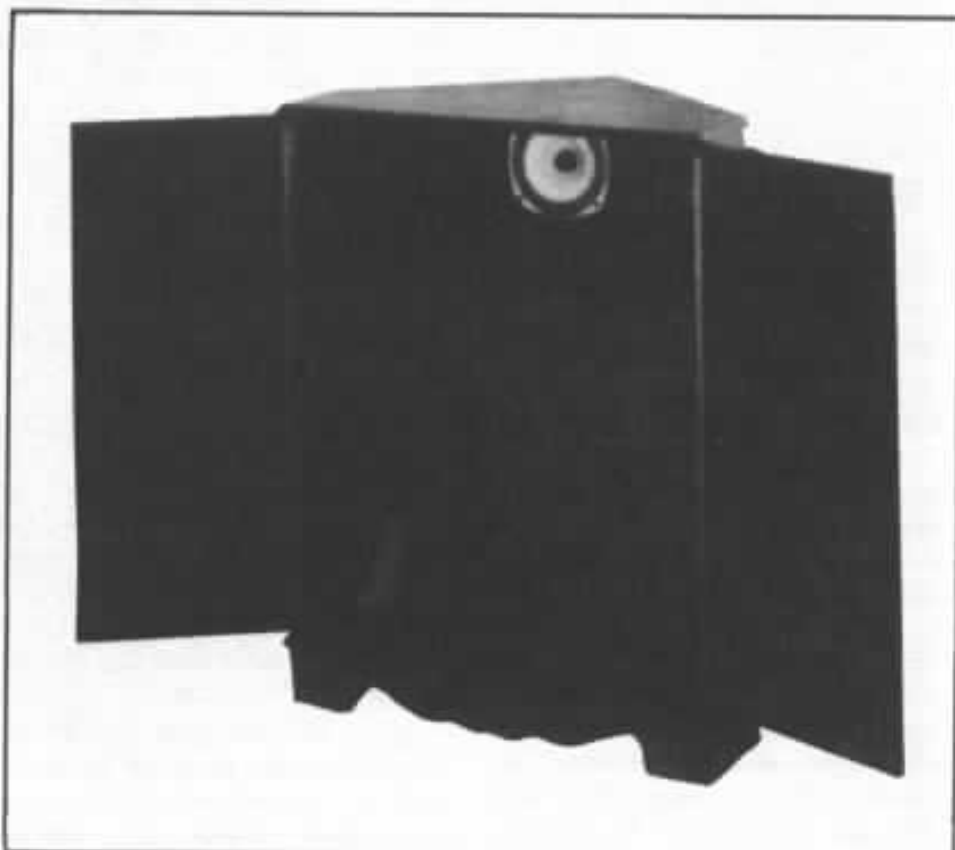
tie centrale de cette membrane très fortement conique et de l'ogive permet au C80 à partir d'une même technologie de renforcer le C45 dans les très hautes fréquences. Lors de la conception du C80, il a été pris en compte les problèmes de légère fatigue auditive rencontrés sur le PM6 en écoute prolongée principalement au dessus de 4 kHz.

La conception large bande des C45 et C80 exclut tout filtrage

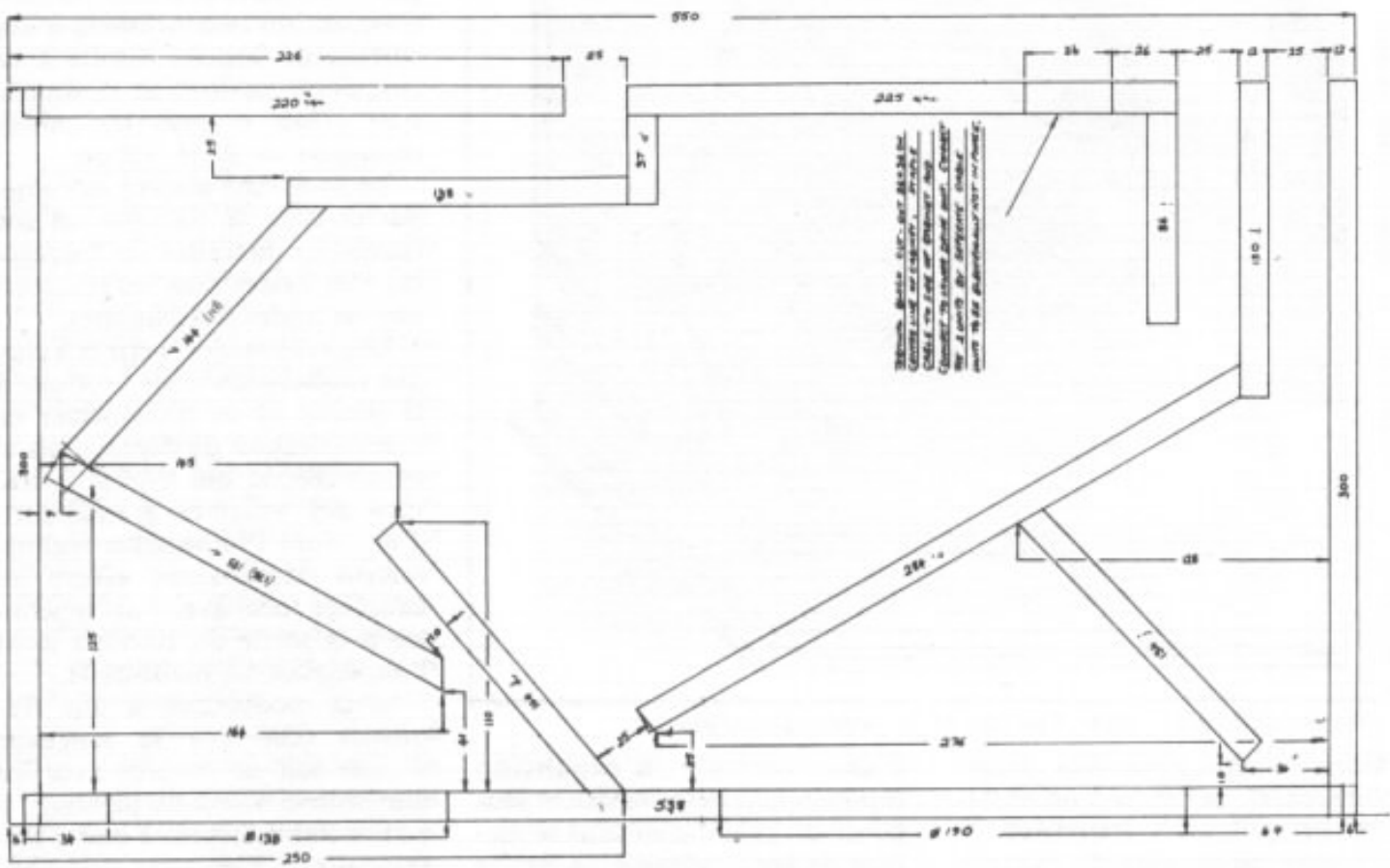
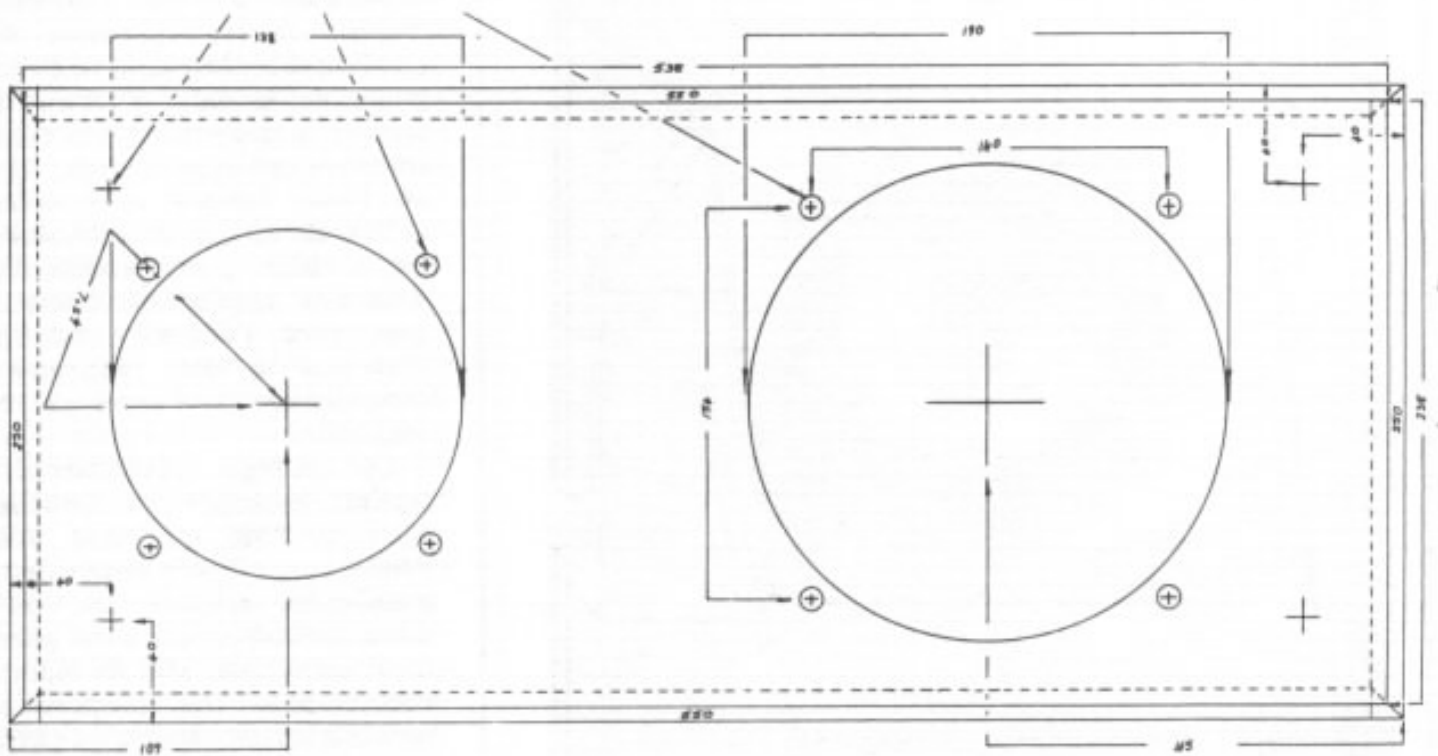
électrique et conserve donc un des avantages majeurs du PM6. En l'occurrence, les deux haut-parleurs sont branchés en opposition de phase sur un seul amplificateur sans l'adjonction d'aucun filtre.

### **La charge Bicolor**

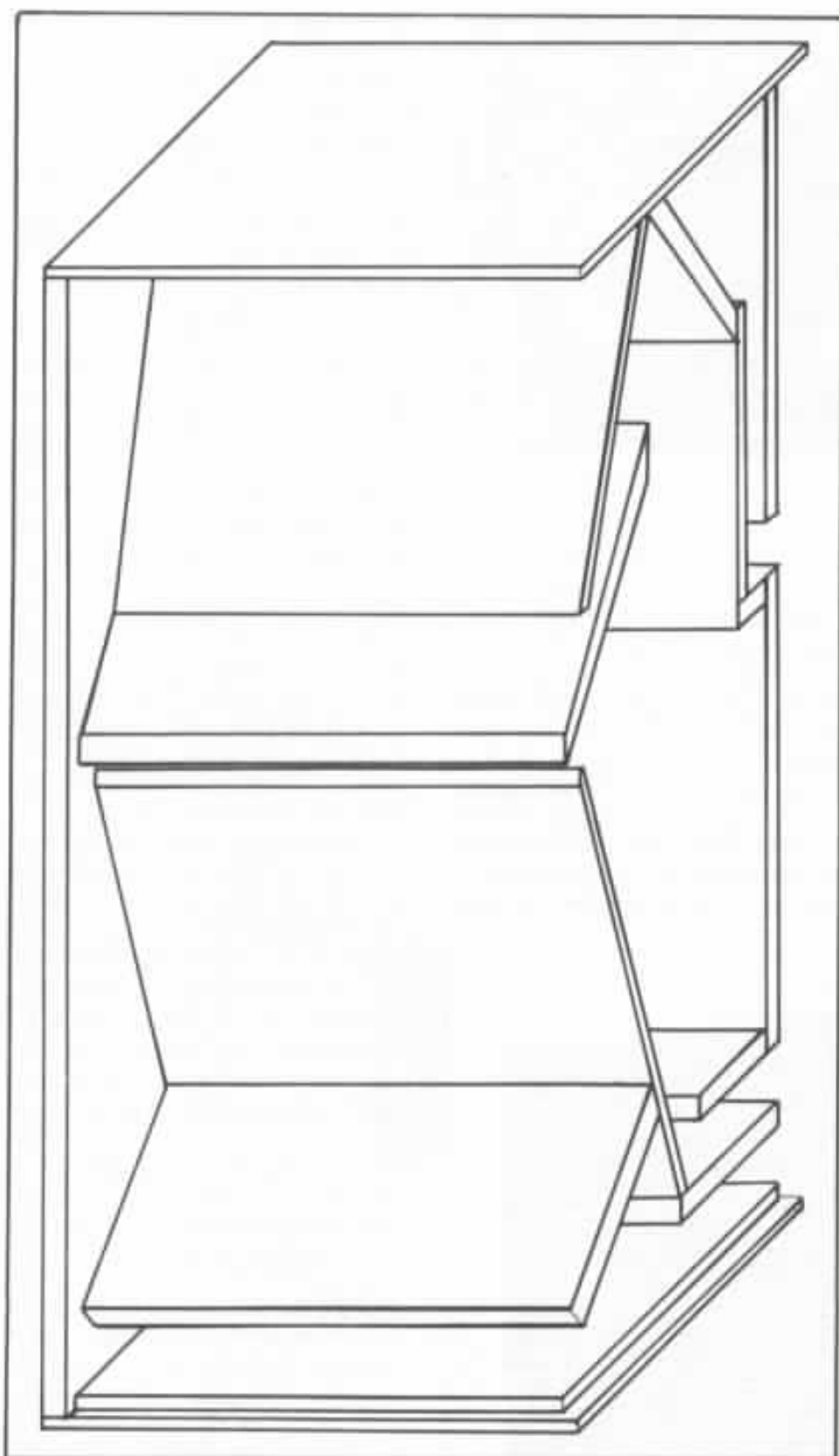
La charge Bicolor est un dérivé de la charge pavillonnaire exponentielle qui se distingue de tout autre type de charge par son rendement supérieur. Si l'on compare l'intensité du son émis d'un haut-parleur, à l'air libre et diffusant de manière quasi-omnidirectionnelle, avec celle d'un haut-parleur placé contre une paroi avec un rayonnement en demi-sphère, ou encore avec celle d'un même haut-parleur placé dans l'angle formé de deux murs, voire même de deux murs et un sol, il est facile d'apprécier que la concentration de plus en plus accrue du son émis renforcera l'intensité tout en diminuant le rayon de diffusion. Le pavillon exponentiel représente une optimisation de ces effets. Tou-



*L'enceinte d'encoignure TPI. Ses dimensions : 102x80x60 cm. Poids : 60 kg.*



Plan de réalisation de la Bicolor 1000.



Principe de la Bicolor 1000. Vue de l'avant côté haut-parleur.

tefois, l'application aux basses fréquences, se heurte à un obstacle de taille. La fréquence de coupure en-dessous de laquelle un pavillon n'est plus efficace est déterminée par la surface de bouche de celui-ci, et l'adoption

d'une formule d'expansion exponentielle déterminera la longueur du pavillon suivant la surface de gorge adoptée. Ainsi, le pavillon idéal, pour qu'il soit efficace jusqu'à la fréquence de 40 Hz, aura une surface de bou-

che de 5,2 m<sup>2</sup> et une longueur de 7,6 m (document JBL). Deux techniques d'ordre purement empirique, le repliement du pavillon et le placement en encoignure de la salle d'écoute de celui-ci, ont permis à des constructeurs tels que Klipsch, déjà en 1940, Tannoy et Lowther (TP1), de rendre la technologie du pavillon grave compatible avec une application domestique, avec l'énorme avantage d'accéder à des rendements exceptionnels de l'ordre de 104 décibels.

La charge pavillonnaire repliée, développée par Lowther pour le PM6 qui rend utile l'émission de l'onde arrière de sa membrane, emploie une troisième technique, elle aussi purement empirique, afin de réduire encore dans des proportions notables les dimensions du pavillon. L'optimisation d'un tel pavillon écourté a été obtenue par l'application d'une formule d'expansion exponentielle à une surface de bouche réduite à un cinquième environ de sa dimension idéale d'après les calculs classiques de W.H. Olson.

Le problème majeur introduit par ce type de pavillon est son incapacité de traiter des fréquences très basses sans les transformer en ondes stationnaires.

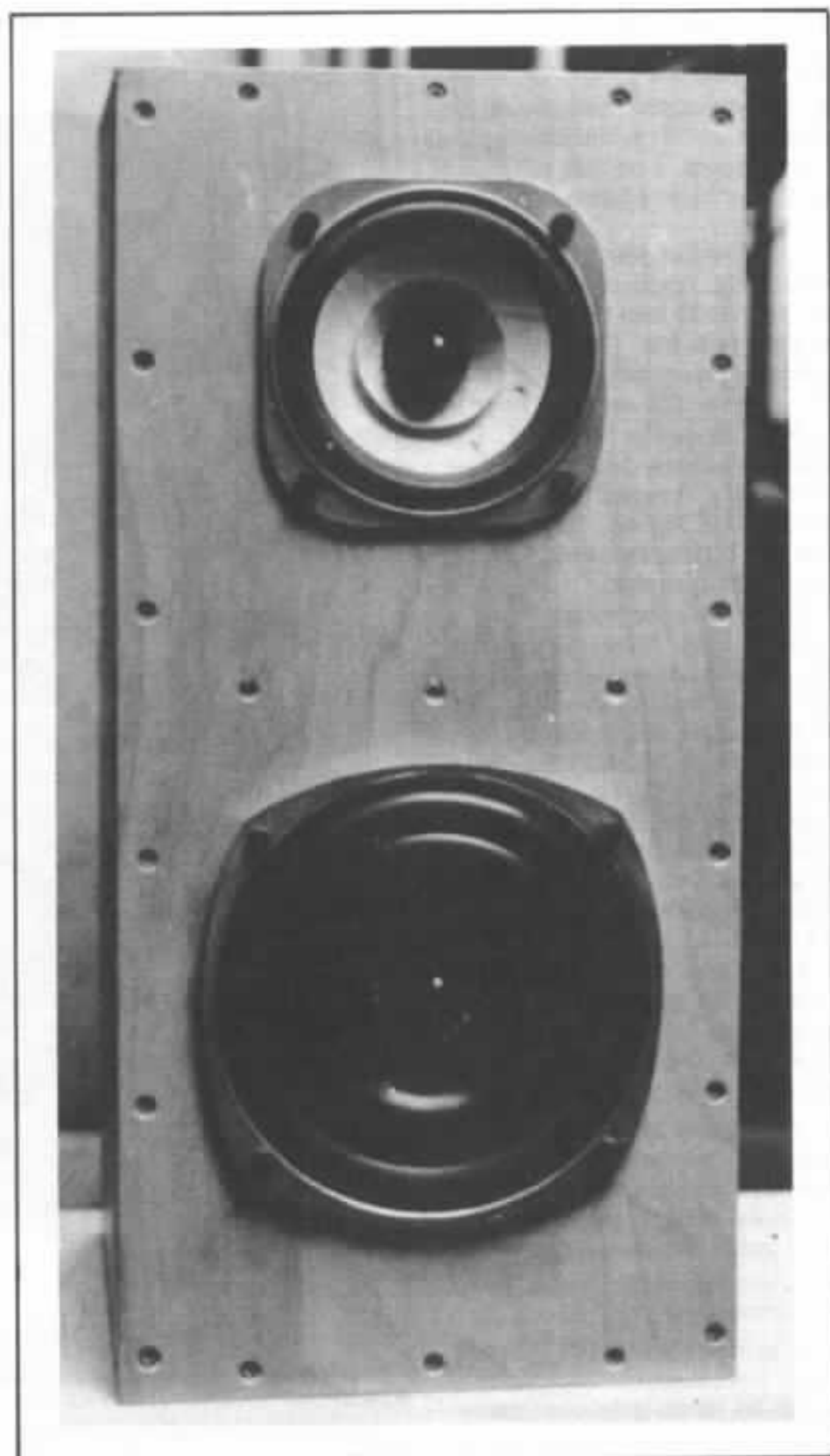
Le pavillon idéal permet à chaque modulation d'air produite à la source de se transformer en une succession de dépressions et compressions qui évolue à travers des volumes grandissants d'air, dont l'impédance régulièrement décroissante assure un couplage idéal avec l'air rencontré à la sortie du pavillon dont l'impédance est quasi-nulle.

Si la modulation a une fréquence telle que sa longueur d'onde soit en rapport avec les dimensions même du pavillon, il y aura établissement d'ondes stationnaires. Celles-ci perturberont considérablement le fonctionnement des haut-parleurs.

L'équipe de recherche de Low-

ther a conçu la charge Bicolor afin d'éliminer les ondes stationnaires de ce type. Au départ des calculs ont démontrés la possibilité d'offrir aux ondes stationnaires remontant à la source «une voie de sortie» en mettant en parallèle du pavillon principal une deuxième colonne d'air mais dont les propriétés acoustiques à ce stade n'était pas encore suffisamment maîtrisées. Ce système tout en offrant à l'onde stationnaire un chemin détourné par rapport à la source afin de protéger celle-ci était lui-même sujet aux mêmes phénomènes d'ondes stationnaires. Ce n'est qu'après de longues expérimentations qu'il a été possible de régler les deux colonnes d'air afin d'annuler l'onde stationnaire première par effet d'interférence créé par l'ajustage précis en phase opposée de la deuxième colonne d'air. La maîtrise de cette technologie, en réduisant notablement l'amplitude du débattement des membranes, a permis le raccourcissement d'un quart de l'entrefer ceci s'accompagnant d'un gain en rendement.

Les volumes d'air attribués à chaque haut-parleur ont été calculés en fonction des exigences de charge de ceux-ci d'une part mais aussi en tenant compte des impératifs de fonctionnement des pavillons d'autre part. Une formule d'expansion très rapide a été appliquée à l'ensemble de ces pavillons afin d'interdire aux ondes de fréquence supérieure à 110 Hz de remonter en sens inverse vers la deuxième colonne. La même technique appliquée aux formes des sorties des volumes contenant les deux haut-parleurs élimine l'intermodulation entre ceux-ci. Il est à noter aussi que les embouchures des pavillons en forme d'évent sont calculées afin d'interdire le déplacement de l'air contenu dans les pavillons vers l'extérieur. Ce n'est que par le contrôle précis de ces volumes d'air



intérieurs par la masse importante d'air contenu dans ces événements que le système peut maîtriser les ondes stationnaires. Le premier prototype Bicolor très volumineux a pu être réduit notablement par l'utilisation

d'un ordinateur avec écran de visualisation. Afin d'éliminer la formation d'ondes stationnaires de plus courte amplitude, les parois de l'ensemble, les côtés exceptés, ont été disposés de manière non parallèle par le

même programme.

### La réalisation

1. Les capacités dynamiques du système justifient l'utilisation du bois Nantex. Lowther préconise de l'aggloméré à haute densité de 12 mm.

2. L'ensemble peut être considérablement renforcé en utilisant du bois de 25 mm pour les côtés, le haut et le bas. Dans ce cas les côtés deviennent : les côtés 575 mm x 288 mm ; le haut et le bas 226 mm x 288 mm. Les côtés intérieurs ne peuvent être modifiés ; toutes les pièces auront la même largeur de 226 mm. Quatre vis de 2,5 x 35 par chant assemblé.

3. Dans un assemblage bord à bord, le haut, le bas, l'ensemble des pièces intérieures et celles du dos sont prises en sandwich entre les deux côtés de 25 mm. La face avant reste en 12 mm mais passe à 275 mm x 575 mm et recouvre l'ensemble des chants vus de l'avant. A fixer par des vis 4,0 x 30 sauf les trois en biais entre les deux haut-parleurs qui seront de 2,5 x 35.

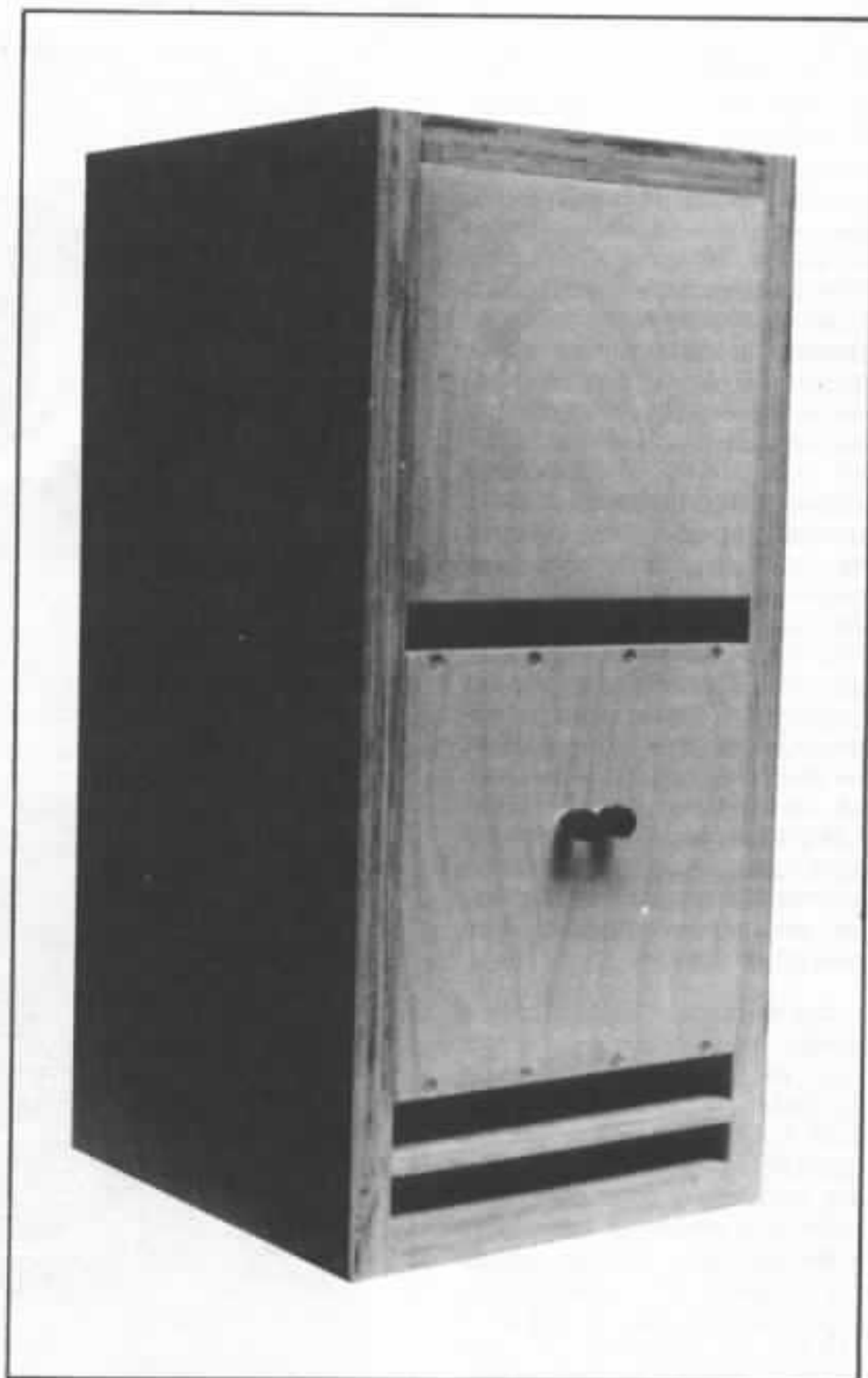
4. Les chants en biais des pièces formant les pavillons et événements demandent un façonnage d'extrême précision de  $\pm$  un quart de millimètre.

5. Les pièces intérieures sont à coller et visser ensemble avant le montage final. Des avant-trous en biais demandent l'utilisation d'un guide de perçage approprié.

6. L'utilisation de feutre est à proscrire.

7. L'article de Philippe Viboud dans l'Audiophile 26 contient toutes les autres précisions nécessaires à la construction de ce système Bicolor.

8. Les haut-parleurs sont à brancher en opposition de phase par pair de fils de 2,5 mm indépendants depuis la borne de connexion. Le repère du sens de bobinage demande le dévissage de l'ogive.



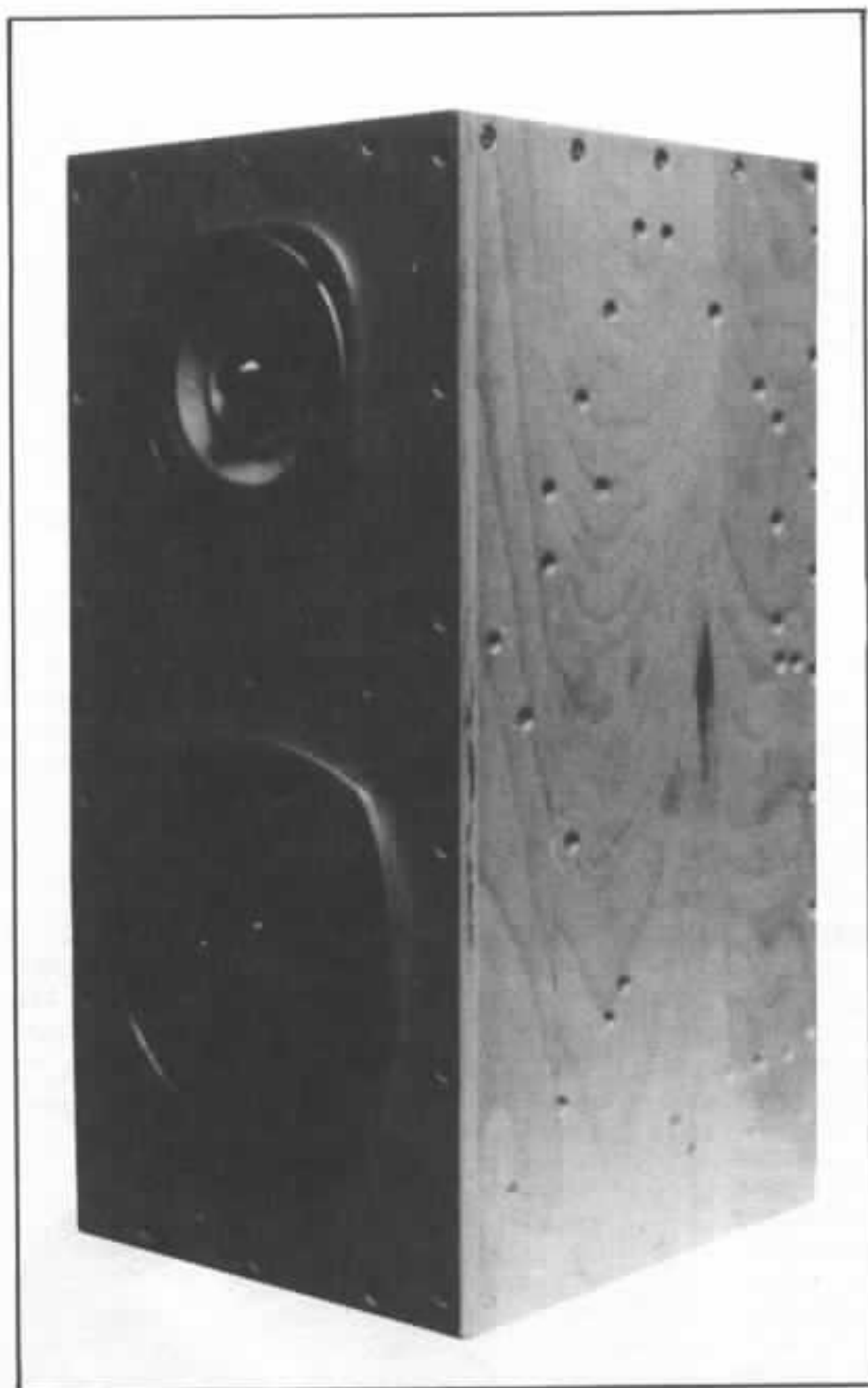
### Ecoute

Le prototype réalisé a pu être écouté par les gens de l'équipe de l'Audiophile, entre autres Gérard Chrétien, Philippe Viboud et William Wahlter. Les écoutes préalables du C45 et du C80 effectuées lors de la sortie de ceux-ci dans divers types de charges ne les avaient pas spécialement enthousiasmés. Le PM6

restait leur préféré en application médium. Avec la Bicolor 1000, ce fut réellement une découverte.

Nous n'avons pu vérifier s'il s'agissait rigoureusement des mêmes modèles de transducteurs sachant que Lowther a effectué de nombreuses retouches sur ce haut-parleur pour les adapter parfaitement à la charge de type Bicolor. Quoi qu'il en soit,





*Prototype réalisé pour les besoins de l'article. Nous avons préféré le Nantex de 25 mm à un aggloméré haute densité de 12 mm comme le préconise Lowther. Les qualités des haut-parleurs utilisés méritent une ébénisterie irréprochable sur le plan de la rigidité.*

l'écoute de la Bicolor 1000 a séduit par un résultat extrêmement équilibré et homogène avec une définition de restitution inhabituelle avec des haut-parleurs à cône. La dynamique est extrême-

ment importante. La limitation principale se situe dans l'extrême grave. Il ne faut toutefois pas perdre de vue les dimensions limitées de l'enceinte. La Bicolor 1000 s'est avérée être une réalisa-

tion extrêmement musicale dans le sens où le message «passe» très bien, les nuances, l'articulation même de l'interprétation sont reproduites de manière très réaliste.

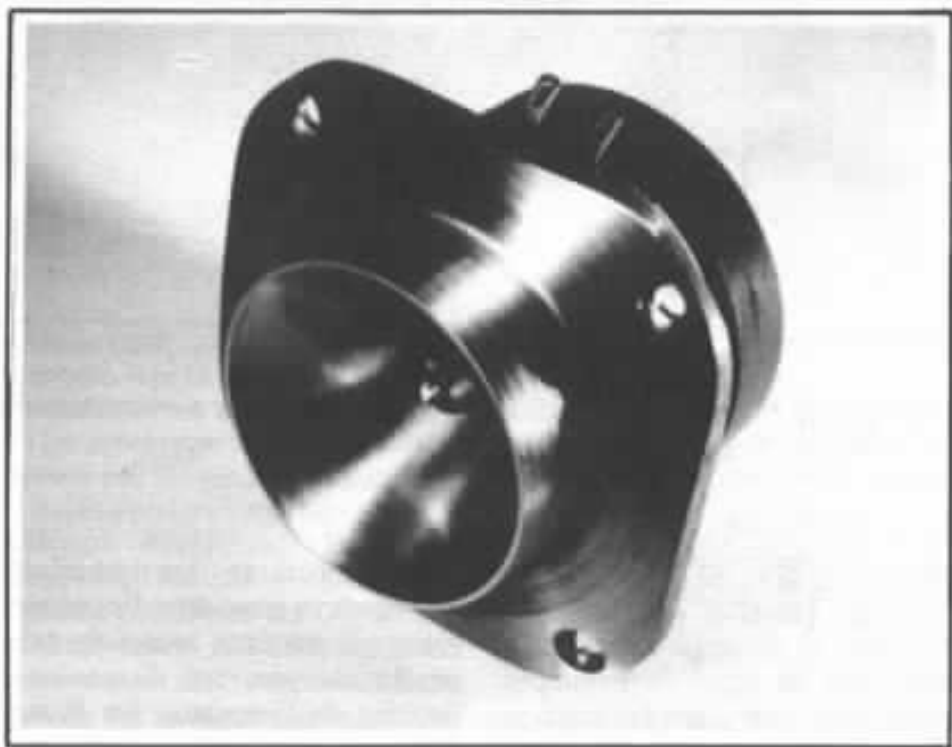
# On en parle

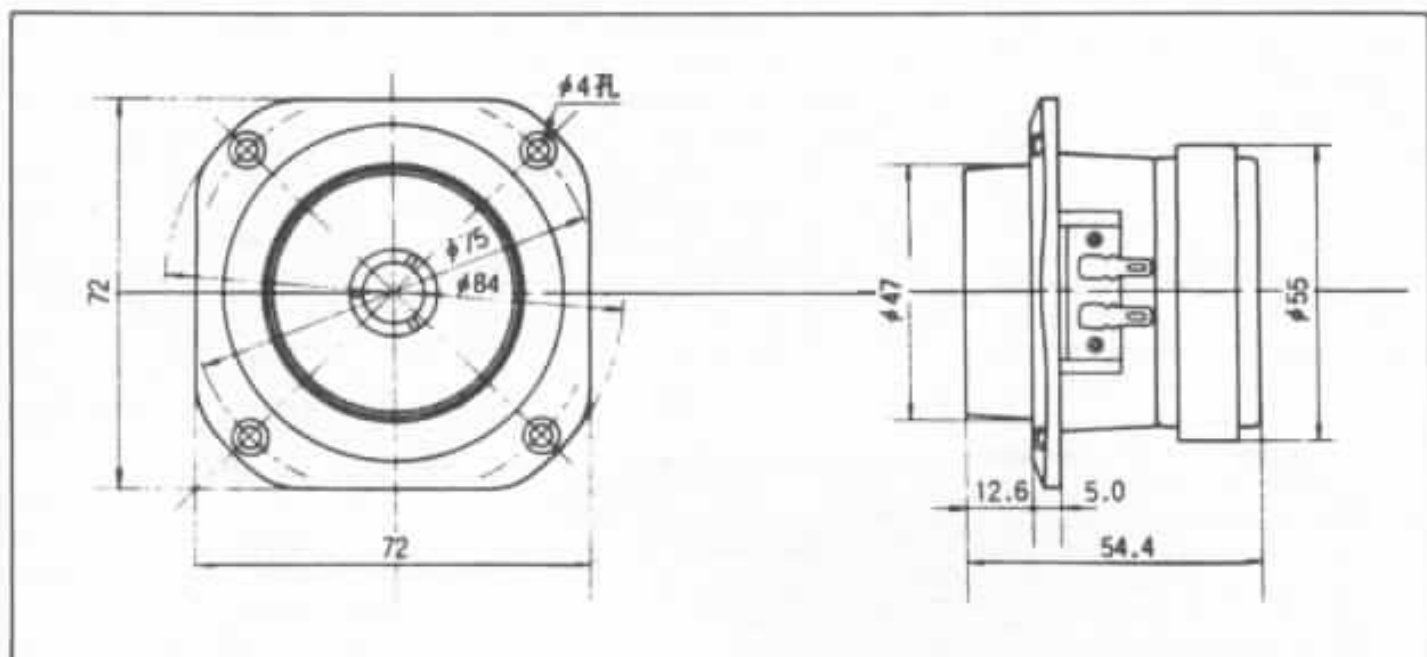
## **Tweeter Technics 5HH10**

Voilà bientôt un an nous introduisons dans ces colonnes l'étonnant 10 cm Fostex FE103. Alors pratiquement inconnu en Europe, il a depuis conquis et comblé des milliers d'amateurs. Curieux de nature, nous sommes toujours à l'affût de nouveaux produits, plus particulièrement ceux que les Japonais se réservent pour leur propre marché. Le FE103 en était un magnifique exemple. En matière de haut-parleur, il existe sur le marché japonais une grande diversité de produits. Les grande marque de hifi connues en Europe pour des produits de très grande diffusion ont souvent, au sein de leurs structures, une division haut-parleur/composants pour leur propre marché intérieur qui, il faut bien le reconnaître, est extrêmement tonique. Ainsi, Technics a dans sa gamme un petit tweeter à chambre de compression, le 5HH10, issu de la

version 5HH17, best-seller en tweeter de qualité de petit prix. Nous avons reçu cet automne des échantillons et, il faut bien le dire, nous étions à l'origine un

peu sceptiques. Annoncé pour avoir une réponse en fréquence de 3 kHz à 25 kHz, avec une fréquence de coupure recommandée à 5 kHz, nous avons des

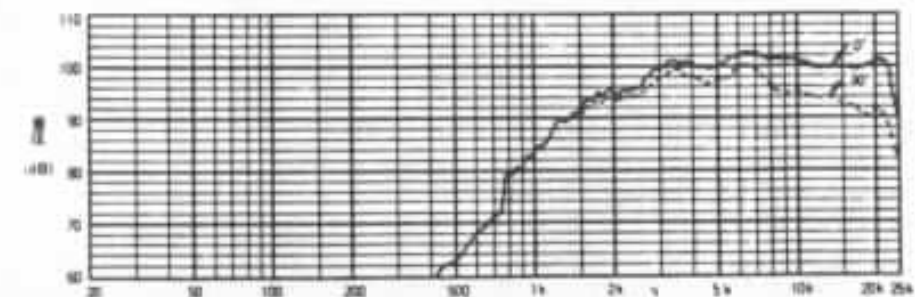




doutes quant à ses qualités de restitution à une fréquence de raccordement aussi basse. Il faut bien le reconnaître : les tweeters capables de restituer avec suffisamment d'énergie la bande 5 kHz-8 kHz et qui, simultanément, reproduisent avec finesse et filé les harmoniques des fréquences les plus hautes, ne sont pas légions. Bien sûr un tweeter Onken remplit ces conditions superbement à partir de 6 kHz.

Mais enfin, du point de vue réalisations, il n'a rien de comparable avec le 5HH10, son prix non plus. Pourtant, ce petit tweeter Technics s'en sort à merveille. Les divers essais que nous avons faits nous ont conduits à le couper à 7 kHz en liaison avec le PM6. Ses qualités sont indéniables et dépassent sans problème celles des tweeters se situant dans une gamme de prix deux à trois fois supérieure. Le 5HH10 réussit un superbe équilibre entre impact et filé du son. C'est un point extrêmement rare et que seulement quelques tweeters de prix beaucoup plus élevé arrivent à obtenir.

Quel est donc le secret de ce petit transducteur ? Indéniablement, la membrane en titane, eh oui ce n'est pas une coquille,



Encombrement et courbe de réponse constructeur de l'étonnant tweeter Technics 5 HH 10.

c'est bien du titane, n'est pas étrangère à ces étonnantes qualités de restitution. Le diamètre de la bobine est faible puisque de 9 mm, c'est le garant d'une grande finesse en haute fréquence. Le rendement est de 100 dB/W/m. La tenue en puissance est donnée pour 50 W pour une coupure à 12 dB/octave à 5 kHz. Le support de la bobine peut accepter 200° C. La bobine est réalisée en aluminium cuivré. Question aimant, rien d'extraordinaire. Une ferrite de 55 mm de diamètre pour 100 g. 13 700 gauss et 24 000 maxwells caractérisent le champ magnétique. Par contre, le pavillon est réalisé avec soin en fonte d'aluminium massive. Le poids total du tweeter est de 350 g. La pièce de phase ressemble à une olive de cristal, ce n'est qu'une pièce de plastique transparent. Nul doute que Technics a fait des choix

pour parvenir à ce compromis étonnant dans un tel budget. Nous pouvons dire qu'il les a réussis.

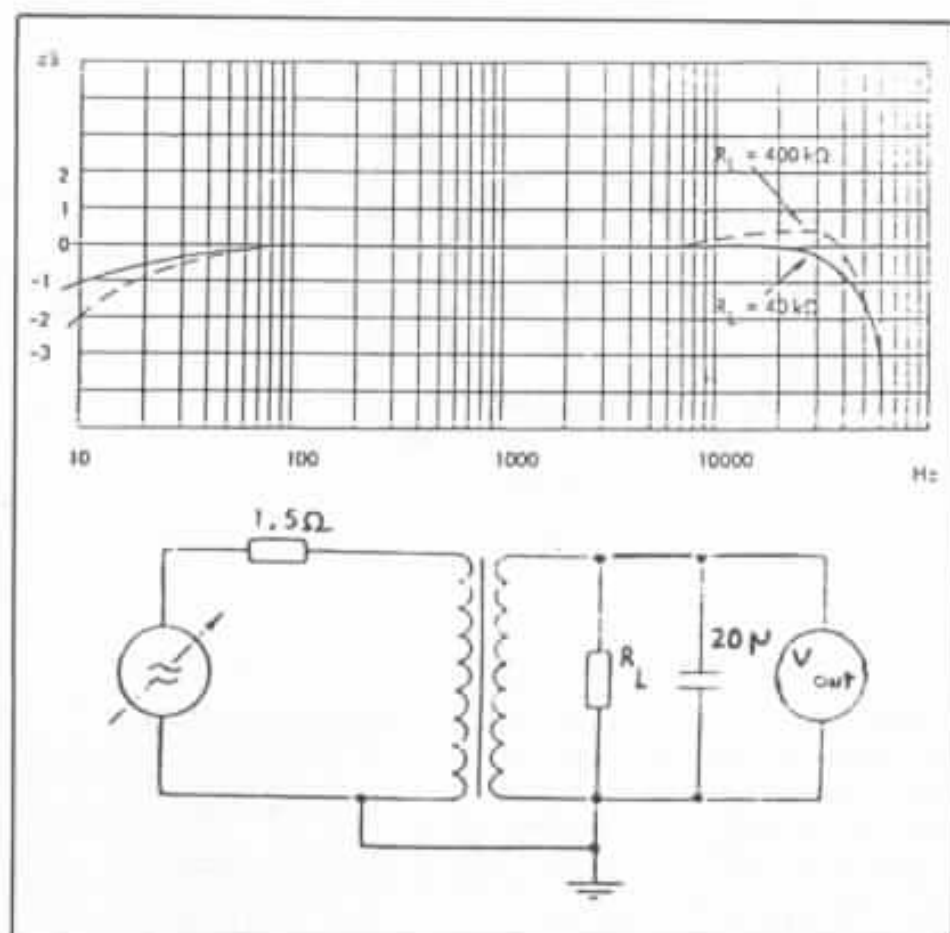
Bien sûr, une écoute vaudra mieux pour vous, lecteurs, qu'un long discours. Ce tweeter se marie remarquablement bien avec le PM6 Lowther et croyez-nous, cela fait une voie médium-aiguë de très haut niveau pour moins de 2 000 F. C'est une sacrée performance. Le prix du 5HH10 à l'heure où nous rédigeons ces lignes n'est pas encore connu avec précision : la Maison de l'Audiophile devant l'importer directement du Japon puisque Technics, par son réseau de distribution exportations, ne veut pas le diffuser. Les divers coûts afférant à l'importation ne nous sont pas encore connus exactement. Toutefois, son prix devrait se situer aux environs de 480 F.

## Transformateur pour cellule à bobine mobile

Encensé par les uns, honnis par les autres, l'utilisation des transformateurs pour les cellules à bobine mobile est un sujet qui, il faut bien l'avouer, n'a quasiment jamais été abordé dans ces colonnes. Ce n'est pas que nous ayons tranché définitivement la question, mais il faut bien dire que, pour l'audiophile français désireux de réaliser par lui-même son système, le choix est pour ainsi dire nul en matière de transformateur. La seule solution pour les inconditionnels de ce principe, eh oui, il y en a, était donc de se diriger vers les matériels du commerce. Pour les autres, il restait la solution du préamplificateur Hiraga dans ses différentes versions dont la facilité de réalisation, le coût et les excellentes performances d'écoute, font le bonheur de plusieurs milliers d'amateurs.

Les principaux défauts reprochés aux transformateurs sont de délivrer un son flou, une définition très moyenne dans le haut médium et l'aigu, une restitution du grave quelque peu arrondie et un pouvoir analytique inférieur aux préamplificateurs de qualité. Ces remarques sont dans l'ensemble justifiées. Ce sont les résultats donnés par la quasi totalité des transformateurs. Cependant, il faut avoir entendu au moins une fois un transformateur comme le Denon AU 301 pour se rendre compte des qualités extraordinaires que peut délivrer un très bon transfo. L'AU 301, rappelons-le, est le transformateur utilisé par la plupart des grands audiophiles japonais, MM Tanaka, Koizumi, Tamaru... Jean Hiraga, dans le numéro 24, p. 49, explique très clairement les différences subjectives ressenties entre ce transformateur et son préamplificateur.

L'AU 301 comme le savent sans doute nos lecteurs, est un



Courbe de réponse et conditions de mesures du transformateur pour cellule à bobine mobile. On notera l'importance de la résistance de charge sur le secondaire pour la réponse en haute fréquence.

modèle qui n'est plus disponible. Aussi, nous étions-nous fait une sorte de raison quant à l'utilisation éventuelle d'un transformateur. Et puis, un peu par hasard il y a quelques mois, nous avons découvert un transformateur fabriqué dans les pays scandinaves, conçu à l'origine comme un transformateur d'adaptation d'impédance pour microphone à ruban. Notons du reste qu'il existe chez un certain nombre de fabricants de microphones (Beyer, LEM...) des transformateurs adaptateurs dont l'impédance suffisamment basse autorise leur utilisation avec des cellules à bobine mobile. Les résultats, jusqu'à présent, avec ce type de transformateur ne nous avaient pas vraiment enthousiasmés. Pourtant, avec le modèle d'origine scandinave, il faut bien reconnaître que les résultats sont de très grande classe.

Chacun des transformateurs, un pour le canal gauche, un pour le canal droit, se présente sous la forme d'un boîtier cylindrique extrêmement dense et rigide. Cinq fils sortent de ce boîtier pour assurer les connexions : deux pour l'entrée, deux pour la sortie et un pour le blindage. Les câbles d'entrée sont rigides, ceux de sortie sont de type multibrins. Nous n'avons pas encore d'informations sur le mode de bobinage et la nature du circuit magnétique. Toutefois, la réalisation est de très haut niveau si l'on en juge par l'absence totale de bruits d'induction, ronflements, parasites, même lorsque la masse du bras n'est pas branchée. Nous vous donnons sur la figure ci-jointe la courbe de réponse et le schéma de raccordement.

Son impédance extrêmement faible le destinait tout naturelle-

ment à des cellules du genre Ortofon, Supex... dont l'impédance est également très basse. Les essais que nous avons fait utilisaient l'Ortofon SPU Gold avec laquelle les résultats sont tout simplement extraordinaires, sans se situer toutefois au niveau de l'AU 301, bien qu'il s'en rapproche par l'étonnante transparence générale à l'exception du registre aigu. Ce transformateur trouvera son utilisation auprès de tous ceux qui recherchent une écoute très naturelle, fluide et peu colorée. La définition qu'il procure, bien qu'étant grande, n'a rien de spectaculaire au sens où le message sonore «coule» avec une aisance si peu commune sur les systèmes haute fidélité. C'est l'antithèse de l'écoute «surdéfinie» où la définition est tout à fait artificielle par une mise en avant de certaines parties du spectre, nuisant bien évidemment au naturel de la restitution et même, ce qui est plus grave, à l'expression du message original en en donnant une interprétation peu réaliste.

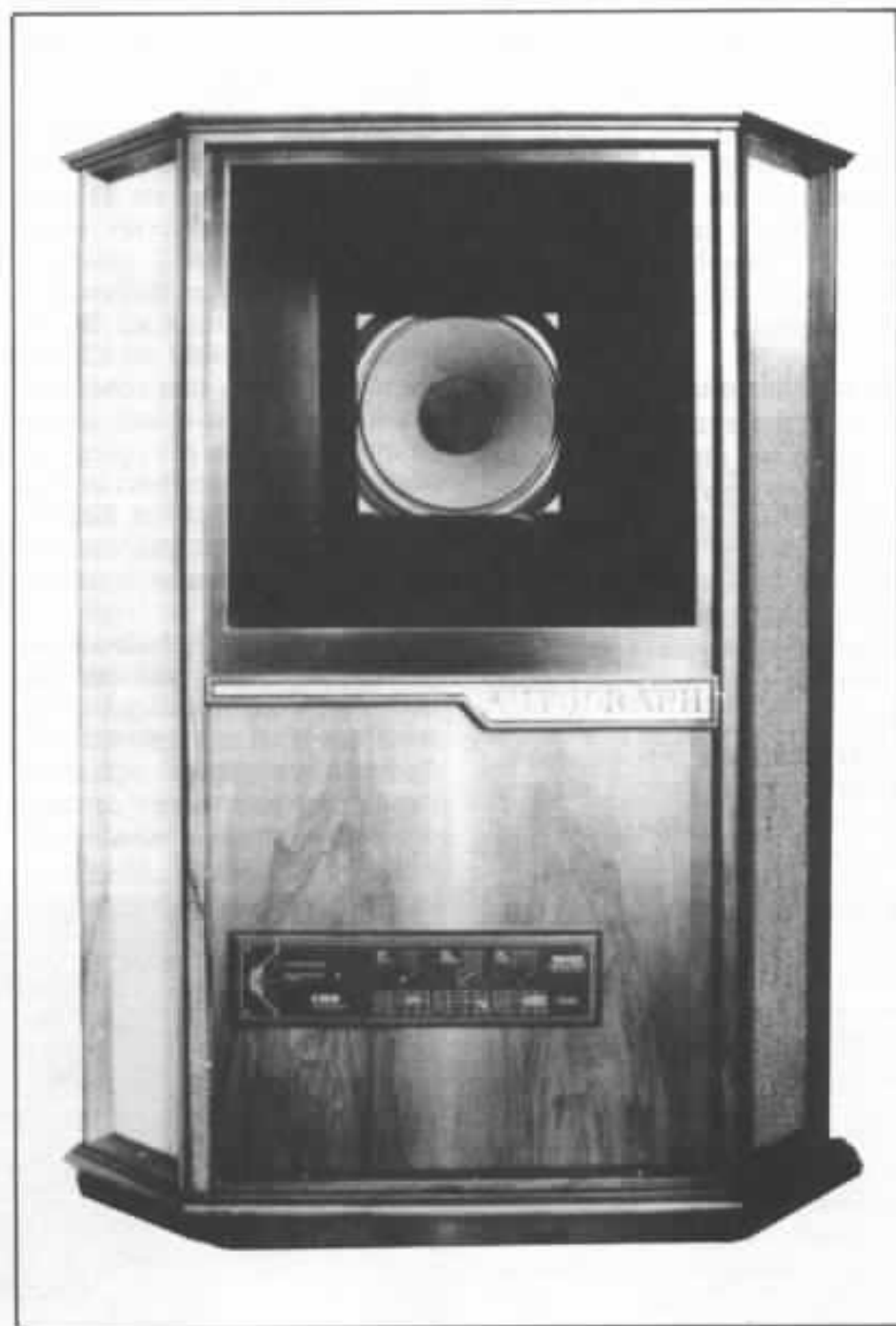
### Tannoy Autograph

Dans le numéro 28, Jean Hiraga faisait un descriptif, avec plan détaillé à l'appui, de la légendaire enceinte Autograph de Tannoy. Les lecteurs ayant eu ce numéro entre les mains, ont pu juger de l'extraordinaire complexité de sa réalisation. De nombreux amateurs se sont sérieusement penchés sur la question, certains par goût du «challenge», d'autres pour la reconstitution d'une pièce de collection, d'autres enfin pour essayer de bénéficier des extraordinaires qualités de ce produit de légende. Il faut bien le dire, beaucoup ont capitulé et abandonné le projet.

Le 7 et 8 décembre dernier à Brive, chez Courtiol Hifi, avait lieu une présentation peu banale. Il s'agissait tout simplement

d'une démonstration d'Autograph reconstituées par un amateur passionné de la région. Les haut-parleurs utilisés, disponibles en kit complet sous la référence K3838, est le coaxial qui équipe l'enceinte Westminster et la GRF. L'ébénisterie a bien évi-

Une seconde paire est actuellement en chantier. Il est fort probable que les gabarits réalisés pour cette reconstitution seront commercialisés afin d'aider les éventuels amateurs désireux d'entreprendre cette étonnante réalisation, à l'exemple de ce qui



demment été réalisée à partir des plans publiés dans le numéro 28 avec un soin tout particulier. Point intéressant, cette paire a été réalisée à partir de gabarits.

se pratique au Japon ou des enceintes comme l'Autograph, la Hartsfield sont fabriqués en toute petite série par des entreprises locales.

### SME 3012 R. Errata du n° 33

Suite à l'article sur le SME 3012 paru dans le n° 33, l'auteur tient à rectifier une erreur au sujet de la différence de positionnement des masselottes latérales entre les nouveaux et anciens modèles. En effet, cette différence n'entraîne pas une variation de résultante (les moments étant les mêmes), mais de positionnement du centre de gravité. Ce dernier étant placé au-dessus des couteaux sur le 3012 R, entraîne un équilibre instable. Ce phénomène est minimisé par le fait qu'on n'a pas un axe de rotation de l'ensemble, mais un plan de rotation dû à l'articulation sur couteaux.

### Ne touchez plus à vos disques

Suite à de nombreux essais effectués sur plusieurs centaines de disques et s'étalant sur plusieurs années, nous avons maintenant assez de recul pour avoir une opinion précise sur les résultats qu'on peut attendre des produits offerts à l'audiophile pour «protéger» ses précieuses galettes !

Les essais ont mis en œuvre, les produits suivants : permostat, sound guard, last, gruv-glide et jordan.

Disons le tout de suite, les résultats globaux sont plus que négatifs. En ce qui concerne l'effet anti-statique, celui-ci ne peut être nier, du moins pour les premiers passages. Cet effet persiste... si le disque n'est pas écouté ! Un disque, traité en 1978 au sound-guard, conserve en 1984 un certain effet anti-statique vis-à-vis de sa pochette plastique. De ce côté, le permostat et le sound-guard ont un effet très similaire. Les résultats d'écoute sont, hélas, beaucoup plus décevants. Les essais ont été très nombreux pour chaque produit en essayant à chaque fois différents modes d'application, différentes doses (overdose volontaire !). L'effet général est

un dépôt plus ou moins important au fond des sillons après évaporation. Avec le permostat et le sound-guard, ceci se traduit par des craquements secs durant les premiers passages. Ce phénomène va en s'atténuant après plusieurs passages, mais l'effet du produit aussi !...

Le gruv-glide est catastrophique. Les photos ci-contre se passent de commentaires. Les dépôts sont visibles à l'œil nu. Autant dire que les résultats à l'écoute sont déplorables : c'est l'art de transformer ses 33 tours en générateur de bruit rose ! Nous avons réussi à récupérer quelques disques en les lavant et en décollant le reste au Disc-à-neuf. Certains, dont un Charlin traité au Jordan, sont restés irrécupérables... Seul le last, de par sa qualité volatile n'a jamais été négatif à l'écoute. Nous devons dire aussi qu'entre deux disques, l'un traité, l'autre pas, son côté positif ne nous a pas sauté aux oreilles non plus !

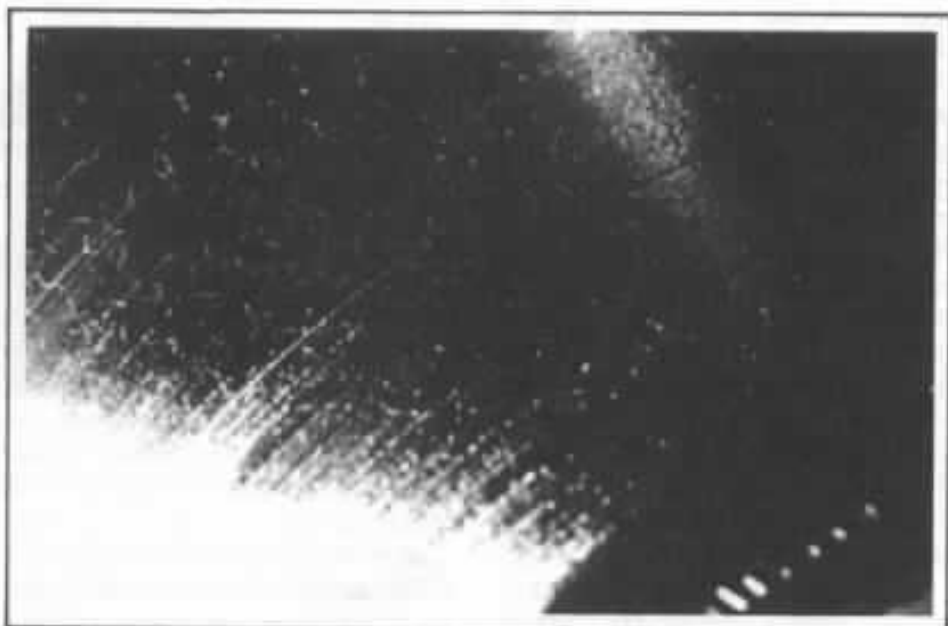
Les disques de notre collection se portant le mieux (quel que soit leur âge) sont ceux qui n'ont jamais subi de traitement... Les disques analogiques offerts à l'audiophile ont assez de leurs problèmes propres sans pour

cela en rajouter avec des produits miracles dont l'inefficacité n'a d'égal que le prix élevé auquel ils sont tous proposés. A l'époque du digital et d'une politique de marketing assoiffé de nouveautés, il ne serait pas étonnant qu'une «étude» mette en évidence la nécessité de sortir de tels produits recyclés pour le compact-disc : il faut s'attendre à tout !

Puisqu'on en parle, nous préconisons aux possesseurs de lecteur CD de glisser dans les tiroirs de leurs appareils non pas un CD, mais... deux. Pour peu que leur système soit assez résolutif, qu'ils fassent la comparaison sur



Etat du diamant après passage d'une plage de 3 mn 23 s traitée au Gruv-Glide.



Surface d'un disque traité au Gruv-Glide : ce ne sont, hélas, pas des poussières mais bien les traces laissées par le produit...

des notes tenues de piano, les harmoniques d'un coup de cymbale...

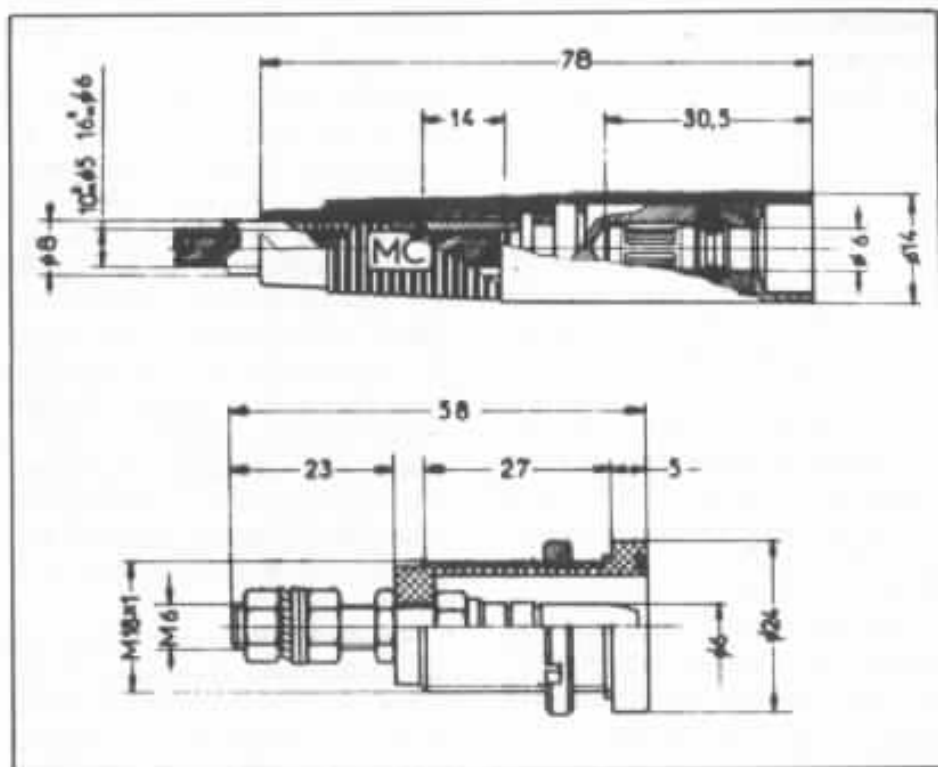
Pour finir, deux mots sur le plateau aspirant Audio-Technica, dont les nombreuses qualités ont été ternies par des problèmes de faces abîmées par le pressage. En recouvrant la surface métallique par une couronne en peau d'agneau très fine (0,4 mm) nous n'avons plus observé de tels phénomènes. De nombreux utilisateurs ont d'ailleurs déjà faits des essais dans ce sens. D'autres couronnes, découpées dans des pochettes antistatiques ou des tissus (percale de coton) se sont avérées moins pratiques. Il est préférable de ne pas coller la couronne afin de faciliter les dépoussiérages.

Malgré une certaine contrainte à l'utilisation, le couvre-plateau aspirant reste un des accessoires hifi apportant le plus à l'écoute : meilleure assise dans le grave, plus de micro-informations, stabilité des sources sonores...

### Bornes HP : le haut de gamme

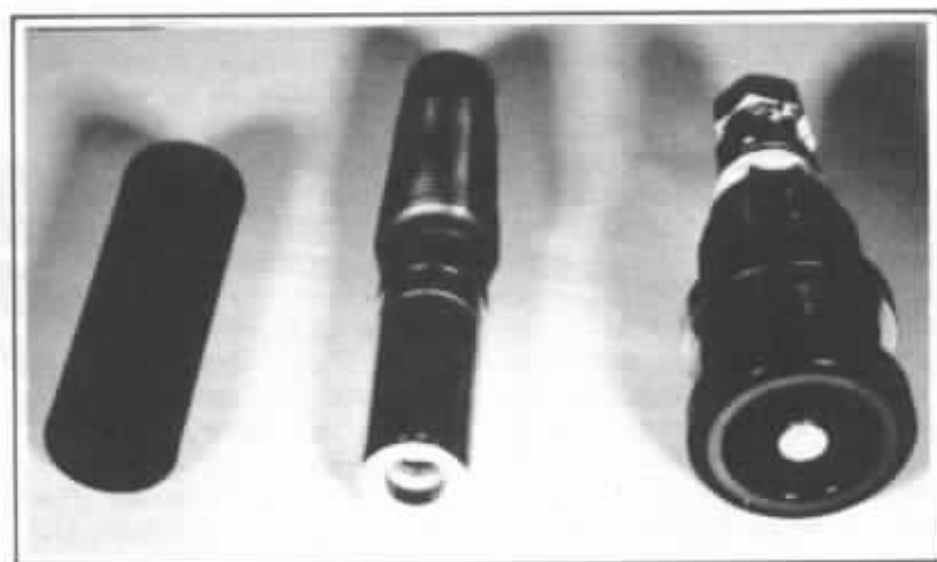
De nombreux amateurs apprécient déjà la fiche labo à lamelles qui surpasse de très loin, en qualité et fiabilité, les fiches bananes standard du marché. Selon le même procédé de fabrication, nous avons découvert une fiche HP haut de gamme, qui présente de nombreuses particularités intéressantes.

Le principe de lamelles consiste à prendre une bande de cuivre au béryllium, poinçonnée pour obtenir de multiples fentes. Ces barrettes subissent une torsion de 40°, ainsi que les traitements thermiques et galvaniques leurs conférant les caractéristiques élastiques recherchées en fonction de l'utilisation. Cette bande est alors montée sur l'une des deux bornes (mâle ou femelle) faisant, de ce fait, office de contact pour le transit du cou-



rant. L'avantage majeur de ce système réside dans une multiplication importante de la section, vu que chaque lamelle représente une ligne de courant indépendante des autres, d'où une liaison électrique excellente entre les surfaces. De plus, l'élasticité et l'inclinaison des barrettes assurent, lors du l'embrochage, une torsion permanente permettant un auto-nettoyage des surfaces en contact. Ce système est utilisé sur le présent modèle de bornes, avec en plus un verrouillage qui supprime tout risque de décon-

nexion accidentel lorsque madame manie l'aspirateur ou que les enfants jouent aux cow-boys autour des enceintes. Une autre particularité réside dans le fait que la prise mâle se fixe sur l'enceinte (cf. photo). La prise femelle, entièrement isolée, est soudée au câble HP, ce qui bânit les risques de court-circuit si les fiches «traînent» par terre. L'encombrement reste raisonnable (cf. schéma). Des essais d'endurance très sévères ont porté sur 20 000 cycles de déplacements longitudinaux. Sur le



plan électrique, le surdimensionnement pour l'utilisation audio ne laisse planer aucune critique : tenue en courant nominal : 90 A ; tenue en tension : 500 V en service ; chute de tension < 13 mV ; tenue en température : 210°C en permanence !

La fiche femelle accepte des câbles de 10 mm<sup>2</sup> et possède des manchons de couleurs différentes pour repérer la phase. De même, la prise mâle, fixée sur l'enceinte, est marquée par une bague de couleur. Le dispositif de verrouillage annulaire s'effectue par simple encliquetage. Pour déverrouiller, il suffit de repousser à fond et de tirer. La qualité des contacts et la fiabilité en font vraiment LA PRISE HP pour les inconditionnels.

### SME type V

La célèbre firme anglaise SME qui a maintenant plus de 25 ans d'expérience dans la fabrication des bras de lecture, vient de développer un bras de très haut de gamme, sans compromis. Son prix de vente se situerait aux alentours de 13 000 F. La barre a été placée très haut !

Le tube du bras est réalisé en magnésium. Ce matériau, de par un rapport rigidité/poids élevé, autorise un diamètre très important. Cela constitue un avantage décisif pour lutter contre les modes de vibration tant en

flexion qu'en torsion. Sa forme conique a été choisie pour combattre tout établissement d'ondes stationnaires. La coquille est fixée très rigidement à ce tube, afin d'éviter tout joint susceptible de dégrader la rigidité de l'ensemble. Cette coquille est pleine, de forme très compacte. Elle en magnésium coulé. Le magnésium est un matériau qui offre un facteur d'auto-amortissement élevé et qui a donc pour avantage d'absorber très rapidement toutes vibrations induites. La masse effective rapportée à la pointe de lecture est de 10-11 g.

Ce bras a été conçu dans une approche résolument audiophile. Ainsi, le câble de modulation peut être changé par l'utilisateur selon ses exigences. La petite languette servant à prendre le bras pour le positionner sur le disque a également été supprimée pour satisfaire les critères théoriques ayant présidé à l'élaboration de ce bras.

Le contrepooids est réalisé dans un matériau à très haute densité, alliage de tungstène fritté. Il est fixé par un système de rails muni d'un blocage, à une distance de seulement 19 mm de l'axe de pivotement du bras. Cela a pour effet de réduire considérablement le moment d'inertie. Il a été conçu pour utiliser des cellules dont la masse est comprise entre

4 et 20 g. Par ailleurs, le centre de gravité de ce contrepooids est surbaissé par rapport à l'axe longitudinal du tube afin d'améliorer le comportement du bras dans le sens vertical pour mieux s'affranchir des problèmes posés par les voiles de disques.

L'embase, fixée sur la platine, reçoit le corps du bras dans un système de rails en V avec un blocage. La rigidité de cet assemblage a été particulièrement prise en compte lors de la conception.

La force d'appui est appliquée par un système de ressort soigneusement étudié pour être exempt de toute résonance. Une molette verticale permet l'ajustage de cette force d'appui de manière très précise. L'articulation du bras tant en vertical qu'en horizontal fait appel à deux roulements à billes de très haute qualité et «chargés» pour en compenser le jeu. Le pivot vertical a un diamètre de 9 mm.

L'antiskating peut être ajusté pendant la lecture du disque, de même que l'angle de lecture vertical : cela lorsque la platine le permet, c'est-à-dire lorsque sa suspension n'est pas trop souple. Les deux lignes horizontales sérigraphiées sur le tube ont pour rôle, hormis l'aspect esthétique, de servir de repère précis lors du réglage de l'angle de lecture vertical. Le tube peut être réglé également dans le sens horizontal,





de sorte à régler précisément l'azimut de la tête de lecture.

Un système d'amortissement est également incorporé au bras. Il n'est effectif que dans le plan latéral et offre avec de nombreuses cellules une réduction du coefficient de surtension de près de 3 dB à la résonance de l'ensemble. Le câble d'origine est composé de cristaux linaires de cuivre désoxygéné. La connexion de sortie est prévue pour recevoir un connecteur 5 pôles. L'embase du connecteur pivote sur 315° afin de pouvoir positionner le câble de sortie de la platine dans une position la plus libre possible de sorte à ce qu'il n'entâche pas le bon fonctionnement du système de suspension dans le cas du montage sur une platine à contre-platine suspendue.

### Les amplificateurs Hiraga

Le légendaire circuit 20 W classe A Hiraga a subi quelques retouches par la force des choses. La paire complémentaire 2SA 627, 2SD 188 est désormais introuvable, sa fabrication est stoppée depuis bientôt deux ans maintenant. Il fallait trouver une solution.

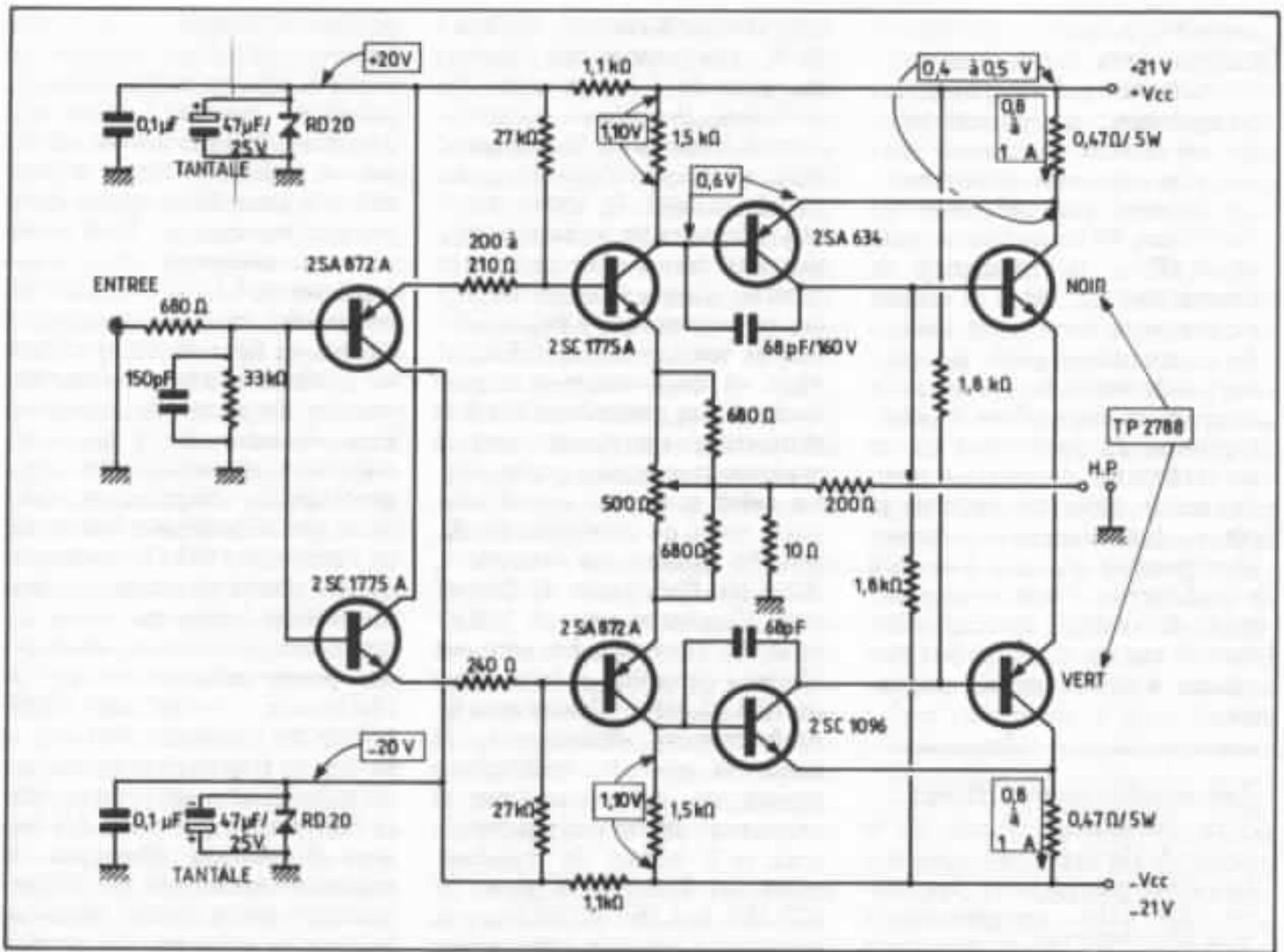
Durant le premier semestre 84, nous avons travaillé, suite au développement des fameuses capacités 330 000  $\mu$ F TFRS, sur une version plus poussée du circuit 20 W. Comme nous le mentionnions dans le n° 32 dans cette même rubrique, nous avons dû solutionner des petits problèmes de réponses en très haute fréquence mis en évidence par la qualité exceptionnelle de l'alimentation dans ce registre. Mais surtout, nous avons dû travailler sérieusement la question de la paire de transistors de puissance à utiliser. D'abord, parce que les 2SA 627 et 2SD 188 étaient obsoletés et surtout pour des questions de puissance thermique évacuée. La classe A, jusqu'à une vingtaine de watts, n'est pas

trop critique à réaliser. Arrivée à 30 W, elle impose des courants de repos de 1,5 A et donc des problèmes thermiques qu'il convient d'étudier avec le plus grand soin, au risque d'une mauvaise fiabilité. Dans le choix d'une nouvelle paire de puissance, plusieurs critères entrent en ligne de compte, ainsi le Cob, le rbb' ont des influences tout à fait significatives sur le résultat subjectif. Mais, en fonctionnement en pure classe A, les paramètres liés à la dissipation thermique sont à analyser avec le plus grand soin. La paire que nous avons retenues, après de nombreux essais, concilie toutes ces exigences. Ainsi, le Cob passe de 300 pF pour l'ancienne paire à 170 pF pour la nouvelle. Le rbb' est diminué de moitié et le Ft passe de 10 à 12 MHz. Concernant les performances thermiques, là aussi, la nouvelle technologie apporte un «plus» puisque la résistance thermique entre la puce et le boîtier du transistor passe de 2,08° C/W pour les 627-188 à 1,56° C/W pour la nouvelle paire que nous avons retenue. Cette notion de résistance thermique ne dira peut-être pas grand chose aux lecteurs, toutefois, il importe de bien la définir car en classe A, la moindre négligence à ce niveau peut être fatale.

Un transistor de puissance dissipe, comme son nom l'indique, de la puissance. Celle-ci est égale à la tension existante entre son collecteur et sa base multipliée par le courant collecteur. Ainsi, dans le cas d'un montage en classe A de 30 W, cette puissance est égale approximativement à 34 W ( $V_{cb} = 22,5$  V,  $I_c = 1,5$  A). Pour que ce transistor puisse «survivre», il est essentiel que la puissance qu'il dissipe puisse être évacuée, sinon il y aura emballement thermique et destruction du transistor car cette puissance se dissipe bien évidemment sous forme de chaleur. La condition d'équilibre,

puissance dissipée = puissance évacuée, est donc capitale en classe A. Qu'est-ce qui définit la puissance évacuée ? Bien évidemment, le transistor est monté sur un radiateur, lequel a pour rôle d'évacuer la puissance dissipée par le transistor. Il est défini par sa résistance thermique exprimée en ° C/W. Mais il n'est pas le seul, malheureusement, à rentrer en ligne de compte dans le processus d'évacuation des calories. La source de chaleur est bien évidemment la puce du transistor elle-même. En règle générale, la température maximale que celle-ci peut tolérer est de l'ordre de 150° C. La chaleur qu'elle génère est transmise dans un premier temps au boîtier du transistor avec, naturellement, des pertes caractérisées par la résistance thermique puce-boîtier du transistor. Ensuite, le boîtier va transmettre sa chaleur au refroidisseur proprement dit. Il faut penser que pour des raisons d'isolation électrique, le transistor est monté par l'intermédiaire d'une petite plaquette isolante de mica qui, elle aussi, a une résistance thermique non négligeable, de l'ordre de plus de 1° C/W. Aussi, pour abaisser cette valeur on utilise un compound thermique à base de silicone pour améliorer la conduction de la chaleur, ainsi un mica «graissé» a une résistance thermique qui peut diminuer jusqu'à 0,5° C/W si l'assemblage du transistor sur le refroidisseur est très bien effectué.

Le refroidisseur, quant à lui, a sa propre résistance thermique qui caractérise cette transmission de la chaleur à l'air ambiant. Pour donner un ordre de grandeur, les refroidisseurs utilisés sur le 20 W ont une résistance thermique de 0,9° C/W. Ils ont une longueur de 110 mm. Le fait de doubler la longueur du refroidisseur ne fera gagner que 0,2° C/W, ce qui est insignifiant compte tenu des autres résistances thermiques rencontrées par



Circuit de l'amplificateur Hiraga 20 W utilisant la nouvelle paire de transistors de puissance.

ailleurs, sans considérer le surcoût très important ainsi que l'encombrement. Il ne suffit donc pas d'avoir un énorme radiateur pour être tranquille : ce serait trop simple. Il faut avant tout que la chaleur arrive au refroidisseur et pour cela minimiser chacune des résistances thermiques qu'on rencontre en partant de la puce du transistor jusqu'au boîtier.

La puissance évacuée se détermine très facilement par la différence de température entre la jonction et l'air ambiant divisé par la somme de toutes les résistances thermiques rencontrées :

$$P_{ev} = \frac{T_j - T_a}{\Sigma R\theta}$$

$$= \frac{T_j - T_a}{R\theta + R\theta_{th} + R\theta_{thG}} \quad (W)$$

$T_j$  : température de jonction dépend de la constitution intrinsèque du transistor de puissance utilisée ( $^{\circ}C$ )

$T_a$  : température ambiante dans laquelle l'appareil sera amené à fonctionner

$R\theta$  : résistance thermique du refroidisseur utilisé ( $^{\circ}C/W$ )

$R\theta_{th}$  : résistance thermique entre puce et boîtier du transistor de puissance ( $^{\circ}C/W$ )

$R\theta_{thG}$  : résistance thermique du montage du transistor sur le radiateur liée aux performances de conductibilité thermique de l'isolant électrique placée entre transistor et refroidisseur : mica, béryllium, alumine ( $^{\circ}C/W$ )

$P_{ev}$  : puissance évacuée thermiquement par l'ensemble transistor-isolant-refroidisseur (W).

Quelques exemples : dans le montage 30 W, la puissance dissipée par le transistor est de l'ordre de 34 W comme nous l'avons dit  $\Sigma R\theta$  est égale à  $0,9 + 1,56 + 0,5 \# 3$ . Sachant que  $T_j$  égale  $150^{\circ}C$ , on trouve pour  $P_{ev}$  à  $25^{\circ}C$  41,66 W, à  $30^{\circ}C$  40 W et à  $35^{\circ}C$  38,33 W. Les conditions de stabilité sont très satisfaisantes car  $35^{\circ}$  représentent en utilisation domestique une température très élevée.  $45^{\circ}$  représentent la limite où la puissance  $P_{ev}$  devient égale à la puissance dissipée et où le risque d'instabilité thermique devient grand. La marge de sécurité est toutefois très importante. Les amateurs réalisant par eux-mêmes, auront compris la nécessité d'assembler avec le plus grand soin les transistors de puissance sur leur refroidisseur. Un

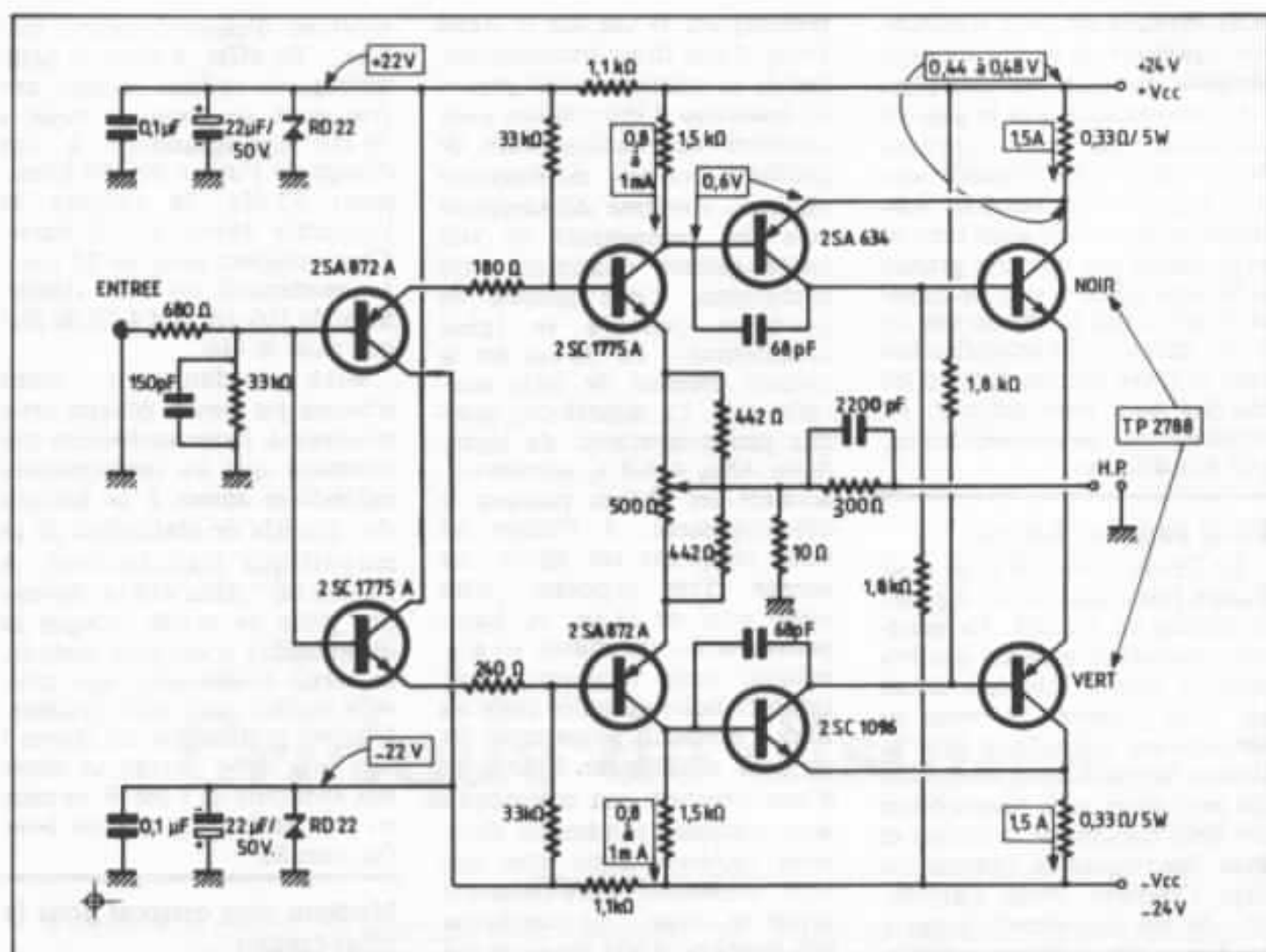


Schéma de l'amplificateur Super 30 W classe A.

montage bâclé peut avoir une résistance  $R_{\theta th G}$  égale à  $1,5^{\circ} C/W$ , ce qui représente une condition d'équilibre pour 34 W dissipés à seulement  $14^{\circ} C$ ... L'amplificateur ne tiendra pas.

Comme on a donc pu le voir, le grand intérêt sur le plan thermique est d'avoir pu trouver une paire complémentaire dont le  $R_{\theta th}$  soit aussi faible. Cela nous autorise l'emploi d'une seule paire ce qui est toujours préférable à la mise en parallèle de transistors de puissance. En outre, la paire retenue à un  $P_c$  max. de 80 W, ce qui constitue une valeur relativement faible mais toutefois largement suffisante compte tenu des performances thermiques. Bien sûr, il est toujours possible d'avoir recours à des transistors ayant un  $P_c$  max.

très élevé mais cela n'est pas une solution car ces transistors ont des puces dimensionnées en conséquence et des paramètres tels que le  $C_{ob}$  et le  $r_{bb'}$  deviennent catastrophiques.

Le lecteur aura sans doute mieux compris les exigences quelquefois contradictoires à remplir pour le choix d'une paire de puissances pour une application de haut niveau.

Les excellents résultats obtenus avec cette nouvelle paire sur la version 30 W nous ont incités à l'essayer sur la version 20 W après quelques retouches au niveau des diverses polarisations, principalement au niveau des étages d'entrée. Les résultats se sont avérés excellents. La comparaison entre la «nouvelle version» et la version de base

telle qu'elle est décrite dans le n° 15 se traduit par un équilibre tonal et une homogénéité aussi bons et avec une amélioration significative au niveau de la clarté et de tenue des registres grave et bas médium. Le médium et l'aigu gagnent eux aussi en précision, l'extrême-aigu est plus filé.

Nous vous donnons ci-joint le schéma de la version actualisée du 20 W ainsi que celui de la version 30 W. Bien évidemment, l'alimentation est différente en tension mais également en capacité totale de filtrage puisque quatre  $330\ 000\ \mu F$  sont utilisés en capacité de sortie. Le pré-filtrage est assuré par deux  $68\ 000\ \mu F$  suivis de deux résistances de  $0,22\ \Omega\ 25\ W$ .

La différence de coût entre les

deux versions est donc significative : presque du simple au double pour quelques watts de plus. Ce n'est toutefois pas le gain en puissance qui est l'élément décisif dans cette nouvelle version mais bien les résultats subjectifs qu'il procure aussi bien en large bande par une très grande définition alliée à une homogénéité qui a fait la réputation du 20 W, qu'en multi-amplification dans le grave par exemple où les énergies qu'il peut délivrer, en particulier sur un caisson Onken, sont stupéfiantes.

### Focal passe au Kapton

Le 26 cm Focal 10 C 01 était équipé jusqu'alors d'un support de bobine en Nomex. Ce matériau possède de grandes qualités mais se trouve toutefois limité sur deux critères : la tenue en température qui est de 200° et surtout la sensibilité à l'humidité qui peut avoir pour conséquence des déformations de la bobine et donc des risques de frottements dans l'entrefer. Pour s'affranchir de ces limitations, Focal a opté pour une solution radicale, le Kapton. Désormais, le support de la bobine est réalisé dans cette matière synthétique, une exclusivité Dupont de Nemours... L'épaisseur est de 135 microns et la tenue en température 600°. Le Kapton est un matériau isotrope et donc d'une stabilité inconditionnelle dans le temps et en fonction de l'hygrométrie de l'air.

### En avant-première

Notre indiscretion nous permet de précéder l'événement. C'est une grande nouvelle. A l'occasion des Journées de la Haute Fidélité de mars 85 sera

présenté un 38 cm sur le stand Focal. Cette firme française qui, depuis sa création, a fait preuve de beaucoup d'innovations pour proposer des haut-parleurs de qualité à des prix extrêmement réalistes, s'oriente délibérément vers des composants de très haute gamme quasiment sans compromis. Cette gamme de produits portera le label «Audiohme». Le 38 cm est le premier élément de cette nouvelle série. La disparition, quelque peu prématurée, du légendaire Altec 416-8 a, semble-t-il, accéléré les choses puisque le développement, à l'heure où nous rédigeons ces lignes, est achevé. Très imposant, d'un poids total de 13 kg, ce haut-parleur utilise un châssis en aluminium coulé recouvert d'une peinture noire granulée cuite au four. Le moteur proprement dit est tout simplement énorme et d'une structure peu commune : deux plaques cylindriques chromées reçoivent entre elles une série d'aimants ultra-puissants peints en rouge... La membrane très légère est d'une structure qui n'est pas sans rappeler celle du 416. La masse de l'équipage mobile est très faible puisque de 64,6 g. La fréquence de résonance de 32,5 Hz, le  $Q_{TS}$  de 0,236, le  $C_{MS}$  de  $3,71 \cdot 10^{-4}$  m.N<sup>-1</sup>, le  $V_{AS}$  de 0,38 m<sup>3</sup>, le  $Q_{ES}$  de 0,25 et enfin le  $Q_{MS}$  est de 4,21.

Comme on peut le noter, la fréquence de résonance est sensiblement supérieure à celle du 416. Toutefois, il semblerait que Jacques Mahul, dirigeant de Focal, ayant présidé au développement de ce nouveau produit, souhaitait pouvoir proposer aux amateurs épris de restitution sonore de très haut niveau, une

solution d'encombrement réaliste... En effet, d'après le paramétrage de ce haut-parleur, une fréquence de coupure basse à 50 Hz correspondrait à une charge de l'ordre de 160 litres ; pour 53 Hz, le volume de l'enceinte chute à 135 litres. C'est compact pour un 38 cm... Le rendement est tout simplement de 100 dB, soit 4 dB de plus que pour le 416.

Bien évidemment, nous n'avons pu encore écouter cette nouveauté. Nous souhaitons très vivement que les performances subjectives soient à la hauteur des qualités de réalisation de ce magnifique transducteur. A l'heure où l'Altec 416 est devenu une pièce de musée puisque sa disponibilité n'est plus assurée, ce serait évidemment une nouvelle option pour notre système. Mais ne grillons pas les étapes ! Son prix enfin devrait se situer aux alentours de 3 200 F, sa mise en fabrication est prévue pour fin mars 85.

### Médium aigu original pour la Mini-Onken

En début de cette rubrique, nous vous annonçons la disponibilité d'un nouveau petit tweeter : le Technics 5 HH 10 aux performances très séduisantes. En dernière minute, nous pouvons vous faire part d'essais de couplage que nous avons faits avec le PM 6 Lowther et la Mini-Onken. Après diverses tentatives, nous avons retenu un filtrage passif, coupure 600-6 000 Hz à 12 dB/oct. d'une structure très proche du filtre Onken. Les résultats sont tout simplement superbes. La place nous manque ici pour détailler cette réalisation mais nous ne manquerons pas d'y revenir.

