

L'AUDIOPHILE



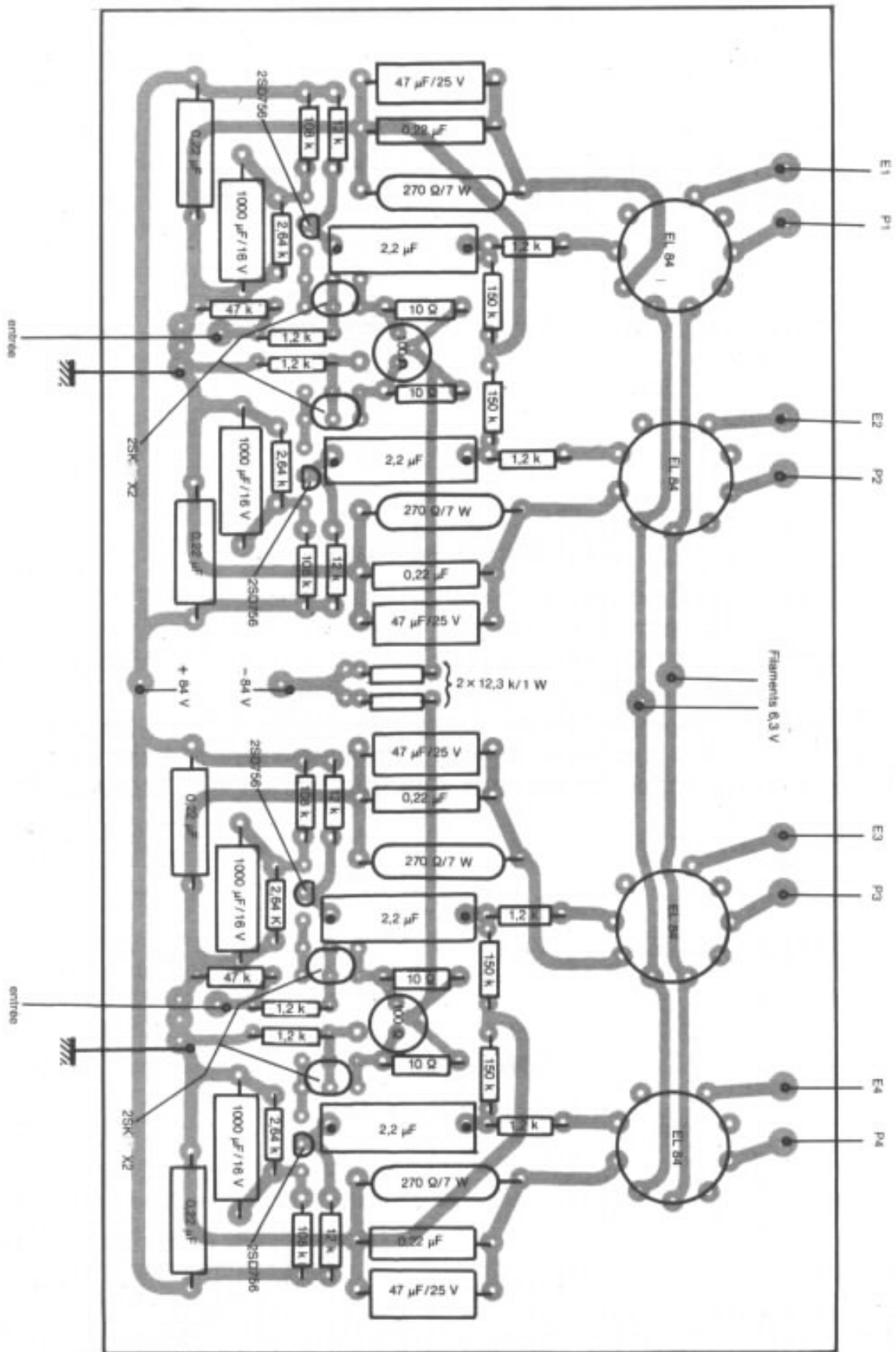
11^e ANNÉE. N°43. 1^{er} TRIM. 1988. 43 F

**Page non
disponible**

**Page non
disponible**

**Page non
disponible**

**Page non
disponible**



Amplificateur hybride Pacific

Jean Hiraga

Depuis quelques années déjà et bien que les premiers circuits ne datent pas d'hier, l'amplificateur hybride tubes + transistors ou transistors + tubes a figuré à différentes reprises chez des constructeurs connus tels qu'Audio Research, Moscode Futtermann ou Luxman.

Le « Pacific » ne se contente pas de suivre une mode aux résultats pleins de promesses. Il a été conçu dans une optique de kit évolutif qui allie extrême simplicité et hautes performances subjectives. Une de ses originalités est sa très grande sensibilité d'entrée, soit 150 mV après application de la boucle de contre-réaction globale. Il devient ainsi possible de supprimer le préamplificateur traditionnel et le « Pacific » inclut à cet effet des contrôles de volume, de balance, des sélecteurs d'entrée, de monitoring ainsi que des entrées haut niveau. Dans le cas du « Pacific », il suffira de lui adjoindre ultérieurement un étage phono en boîtier séparé, alimenté par l'amplificateur même pour en faire un appareil intégré de petite puissance, soit 2×15 W seulement, mais subjectivement très performant.

Malgré sa puissance réduite, cet amplificateur ne doit nullement être considéré comme un intégré "économique". C'est sa très haute sensibilité d'entrée et son circuit réduit à deux étages symétriques qui conduisent à la suppression des quatre à six étages supplémentaires d'une configuration classique, qui sont la clé de la grande transparence de restitution ainsi obtenue.

Un transformateur de sortie de très haute qualité, d'origine japonaise, a été sélectionné pour cette application.

La mise en parallèle push-pull des étages de puissance peut permettre d'obtenir éventuellement une puissance deux fois supérieure, soit 2×30 W.

Quant à l'alimentation de base, elle pourra éventuellement faire l'objet de différentes améliorations mais avec les désavantages bien connus du prix et de l'encombrement.

Philosophie du circuit

Le gain moyen des amplificateurs de puissance se situe aux alentours de 20 dB, la sensibilité moyenne d'entrée étant comprise entre 0,7 V et 1,5 V. Certains

amplificateurs de puissance étant pourvus d'un contrôle de volume ajustant leur sensibilité d'entrée, il est possible de relier directement aux entrées de l'amplificateur des sources haut niveau provenant des tuners, des lecteurs

CD ou des magnétocassettes. La réserve de puissance étant en général assez importante sur les amplificateurs, il suffit d'appliquer à l'entrée de ceux-ci 200 ou 300 mV pour obtenir un niveau sonore confortable. Dans le cas

où l'adaptation d'impédance entre ces maillons est bonne, on pourra constater, dans la totalité des cas, que la suppression de l'étage ligne des préamplificateurs ainsi que celles d'une paire de câbles de liaison conduit à de très bons résultats subjectifs, ceci même en prenant en comparaison l'addition de l'étage ligne d'un préamplificateur de très haut de gamme considéré souvent à tort comme étant d'une "transparence sonore totale". Le meilleur exemple a pu être obtenu en prenant un amplificateur de grande puissance (2×250 W) à sensibilité d'entrée réglable qui était soit relié directement à la sortie du lecteur CD, soit à la sortie d'un préamplificateur d'origine japonaise (dont on ne

citera pas le nom) sur lequel le taux de distorsion par harmonique était non mesurable, car situé au dessous du bruit résiduel, au dessous de 0,002 %. Il était inutile d'avoir recours à une comparaison AB en aveugle pour se rendre compte de la supériorité du résultat obtenu à l'écoute, en termes de définition et de transparence dans le cas de la liaison directe lecteur CD-amplificateur. De nombreux tuners et lecteurs CD offrant un niveau de sortie élevé, nombreux sont les amateurs qui n'ont pas hésité à opter pour cette solution, peu pratique certes, mais subjectivement supérieure aux méthodes classiques. Ce type de comparaison est également le meilleur test qui permette de

juger du degré de transparence des étages lignes, par lesquels doivent cheminer bien évidemment les signaux amplifiés issus de l'entrée phono. Une bonne partie des amplificateurs intégrés de moyen ou de bas de gamme ont contourné ce problème avec des entrées ligne attaquant, via les commandes, un étage d'entrée amplificateur à plus grande sensibilité, abaissant ainsi le coût de fabrication et améliorant la transparence sonore.

La réalisation pratique d'un amplificateur à tubes de gain supérieur de 10 dB à la normale ne pose a priori aucun problème. On peut avoir recours à une pentode d'entrée à coefficient d'amplification très élevé ou à

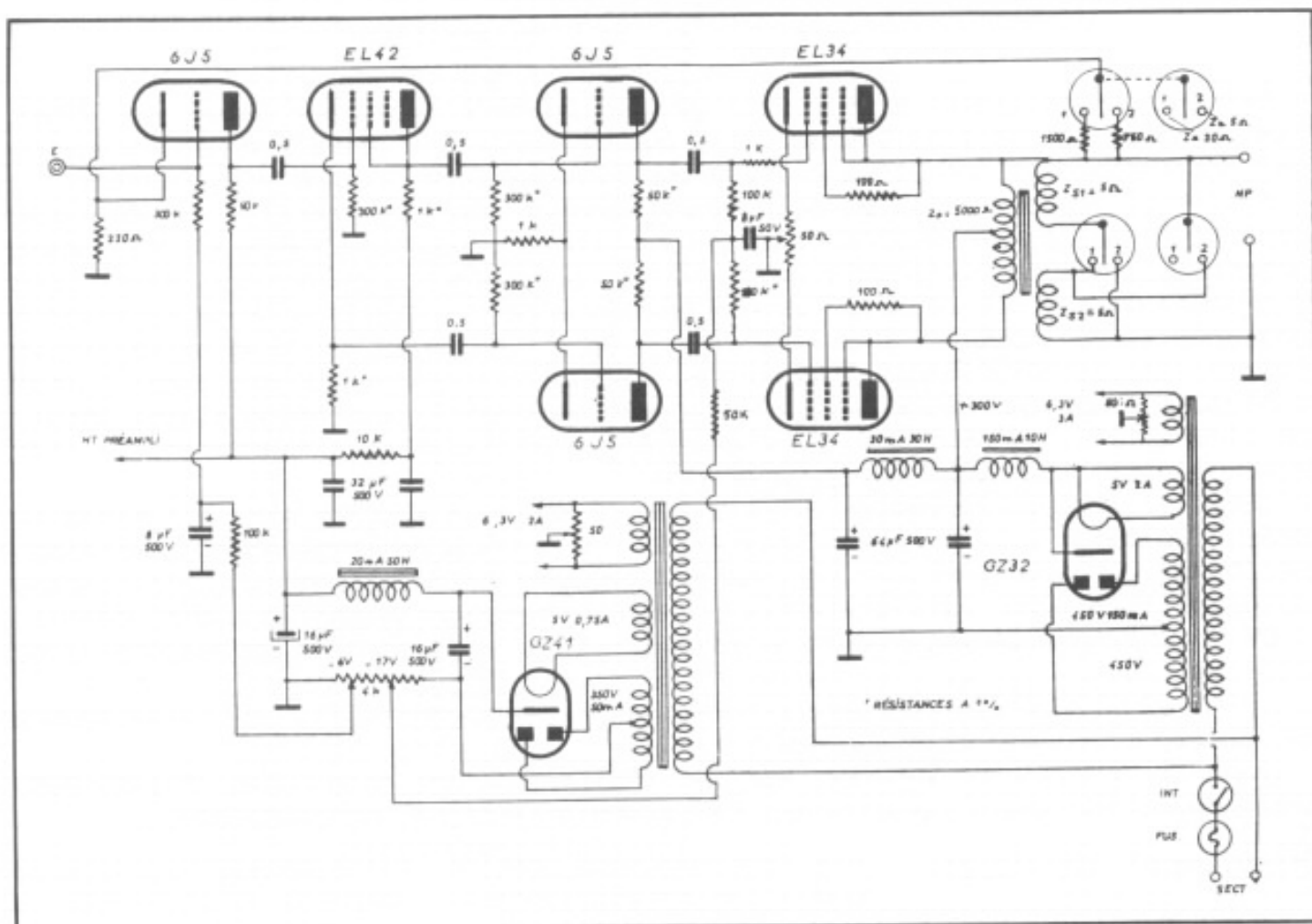


Fig. 1 : Amplificateur classe A de 7,5 W conçu par A.J. Andrieu et publié dans la Revue du Son en mars 1954. L'étage d'entrée est suivi d'un étage déphaseur cathodyne à charges réparties de 1 kΩ seulement qui utilise la pentode de puissance EL 42 montée en pseudo-triode.

des étages combinés à fort gain.

Le choix s'étant porté sur un circuit à tubes avec étages de sortie push-pull, la difficulté que l'on rencontre dans ce cas est celle du gain et de la structure de l'étage déphaseur. Là aussi, aucune difficulté ne se poserait si l'on utilisait un étage d'entrée, un étage déphaseur et un étage driver suivi de l'étage de puissance. Un bon étage déphaseur doit être stable, à faible distorsion et surtout capable de fournir des tensions parfaitement déphasées à 20 kHz, ceci sur des charges réelles qui ont toujours une tendance légèrement capacitive. Sur la majorité des amplificateurs à tubes, c'est le non-respect de ces conditions qui est responsable pour une grande

part de l'augmentation du taux de distorsion par harmoniques aux fréquences élevées. Dans un montage proposé en 1954 dans la *Revue du Son*, A.J. Andrieu avait opté pour la solution de la figure 1. L'étage d'entrée était constitué de la triode 6J5 qui attaquait la pentode de puissance EL 41 montée en pseudo-triode, cet étage monté en déphaseur cathodique possédant des charges réparties de valeurs très basses, soit 1 k Ω . Les tensions parfaitement déphasées jusqu'à 100 kHz étaient cependant d'une amplitude trop faible pour assurer la liaison avec les tubes de puissance EL 34, d'où l'adjonction d'un étage driver symétrique à triodes 6J5. C'est en prenant une configuration de ce genre,

pourtant pleine de bon sens, que l'on s'aperçoit qu'un total de six étages s'avère nécessaire pour amplifier le signal issu d'un tuner ou d'un lecteur CD.

Les idées directrices qui ont conduit à l'élaboration de l'amplificateur « Pacific » visent donc à la fois l'extrême simplicité, une grande sensibilité d'entrée et des performances poussées aux mesures comme à l'écoute. Dès le départ, le but fixé était celui d'un circuit composé uniquement de deux étages, l'étage d'entrée devant présenter dans ce cas un gain compris entre 40 et 45 dB, le gain total après application de la boucle de contre-réaction devant être de 35 dB environ. La plupart des étages déphaseurs à gain élevé

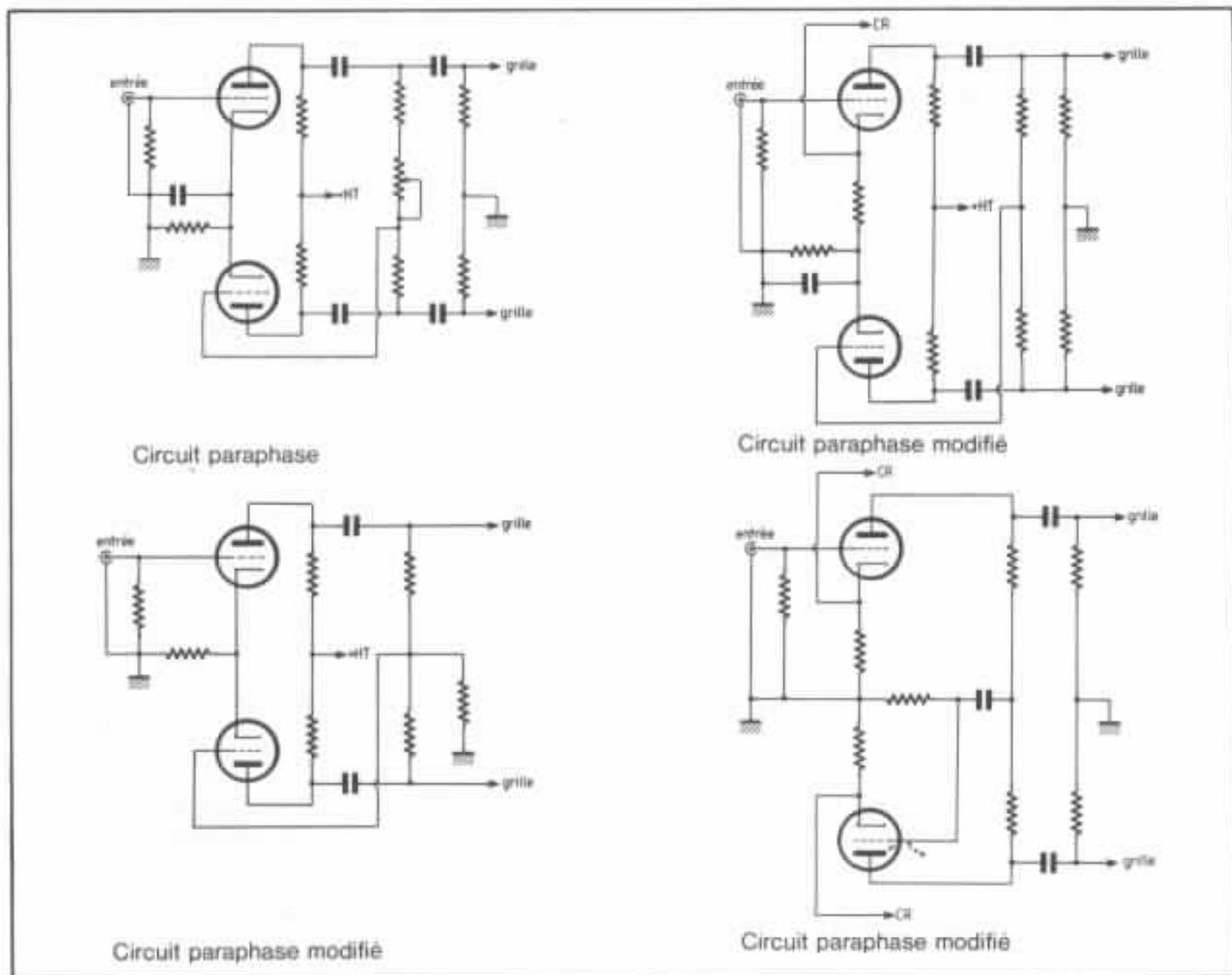


Fig. 2 : Quatre exemples de circuit paraphase.

ont été passés en revue, la solution finalement retenue ayant été celle de l'étage cascode différentiel à transistors à effet de champ et bipolaire chargé par des résistances de faible valeur.

L'étage d'entrée déphaseur-driver

Un étage déphaseur parfait n'est pas d'une réalisation facile, surtout dans le cas présent. Le gain doit être voisin de 40 dB, la bande passante niveau fréquence aussi étendue que possible, les signaux de sortie devant être non seulement de même amplitude mais également parfaitement déphasés jusqu'aux fréquences ultra-sonores, ceci en présence d'une charge à tendance légèrement capacitive. La majorité des étages déphaseurs à tubes sont loin d'être parfaits. Le déphaseur « Paraphase » par exemple, est très sensible aux effets capacitifs sur une de ses sorties. Lorsque l'amplificateur s'approche de son régime d'écrêtage, un léger courant grille apparaît sur les tubes de puissance, ceci lorsque le sommet des sinusoïdes atteint des valeurs de polarisation proches de 0 V. C'est pourquoi le déphaseur « Paraphase » comporte plusieurs variantes (voir figure 2), la version de base étant la mieux étudiée mais aussi la plus compliquée : la grille du second tube récupère une petite portion de la tension déphasée de sortie du premier tube, mais à travers deux condensateurs d'isolement évitant le passage du courant continu du tube d'entrée et les effets de courant grille de l'étage de puissance. Quatre condensateurs de liaison sont alors nécessaires, avec les inconvénients subjectifs qui en résultent sans parler des phénomènes de constantes de temps ainsi créés. Le signal issu d'une des sorties transite à travers deux tubes, ce qui introduit un accroissement de la distorsion harmonique aux extrémités de bande. Les tubes

triodes amplificateurs utilisés en déphaseur « Paraphase » produisent d'autre part des effets de capacité parasite (effet Miller) qui ont pour effet d'altérer la réponse en phase et en fréquence. Sur le tube ECC 81, la capacité d'entrée « à froid » est de 2,2 pF. Lorsque la cathode atteint sa température de fonctionnement, cette valeur augmente de 30 % environ. Si l'on souhaite obtenir un gain élevé, une résistance de charge de plaque de 100 k Ω aura pour effet une réaction du circuit de sortie sur l'entrée, la capacité réelle d'entrée passant ainsi de 2,2 pF (tube à froid) à 3 pF (cathode chauffée) et à 90 pF (tube en fonctionnement). L'utilisation de pentodes pour l'étage déphaseur est plus compliquée mais par contre supérieure, la capacité d'entrée réelle ne dépassant guère 10 pF. Ce genre de circuit a été utilisé par Quad sur l'amplificateur Quad II (2 tubes EF 86) ainsi que sur le Radford STA 100 (tubes EF 184), ces étages déphaseurs étant respectivement de type Paraphase et Mullard/Schmitt, avec des charges de plaque de 180 k Ω (STA 100).

Quant à l'utilisation du déphaseur cathodyne, celle-ci n'est pas applicable au circuit de l'amplificateur « Pacific », vu que le gain produit par ce déphaseur est inférieur à 1 et non de l'ordre de 80 à 100. Plusieurs types d'étages déphaseurs à tubes et à transistors ont été essayés lors de la mise au point. La sensibilité d'entrée étant élevée, le choix s'est porté rapidement des tubes vers les transistors, ceci de façon à conserver un bon rapport signal/bruit. Les résultats obtenus ont été les suivants :

Etage SRPP différentiel

Il a été testé avec des transistors à effet de champ 2 SK 30 et 2 SK 170 avec des tensions d'alimentation comprises entre ± 30 V et ± 60 V. Les résultats

obtenus ont été très intéressants : très large bande passante, déphasage correct jusqu'à près de 30 kHz, bon comportement sur charges légèrement capacitives, ceci en raison de la basse impédance de sortie. Ce montage présente par contre deux inconvénients. Le premier est un taux de distorsion harmonique assez élevé se produisant avant l'écrêtage, une des demi-sinusoïdes amplifiées ayant tendance à prendre une forme compressée en amplitude. C'est une tendance caractéristique du montage SRPP qui, peu sensible à l'écoute, reste gênante sur un étage déphaseur. Le second inconvénient est un phénomène de pompage à très basse fréquence propre au circuit SRPP qui peut rendre le circuit complet instable et produire un effet de « motor boating » que l'on ne pourra éliminer partiellement qu'en limitant la réponse des fréquences graves.

Etage cascode

L'étage cascode a été testé à partir de transistors à effet de champ ainsi que dans la combinaison subjectivement très favorable de la version « Le Monstre ». Le gain recherché étant élevé, le montage de deux transistors à effet de champ 2 SK 170 en cascode s'est révélé excellent, mais malheureusement très sensible au niveau de la polarisation de la gate du transistor monté en série avec celui d'entrée. Pour ce transistor, la valeur moyenne de polarisation de gate se situe vers -0,2 V et une réseau diviseur de tension classique, nécessaire à l'établissement des 30,2 V souhaités (pour une tension d'alimentation de 60 V) est facilement influencé par les fluctuations de l'alimentation. Il faut avoir recours à une alimentation parfaitement stabilisée à faible impédance interne.

Différentes combinaisons de transistors à effet de champ et

bipolaires ont été essayées. L'une des plus favorables, aux mesures comme à l'écoute, a été l'ensemble 2 SK 170 BL + 2 SC 1775 E, proche de celle utilisée sur l'étage d'entrée du « Monstre » décrit dans les n^{os} 27 et 29 de L'Audiophile. Rappelons que ses avantages par rapport à ceux obtenus à partir d'un transistor à effet de champ seul sont les suivants :

- abaissement de la tension de travail V_{DS} et réduction du courant de fuite de gate I_{gx} ;
- niveau de saturation plus élevé ;
- réduction de la capacité réelle d'entrée au 1/10^e de sa valeur initiale ;
- gain élevé ;
- très large bande passante niveau-fréquence.

L'étage d'entrée du Monstre était par contre un montage complémentaire alimenté par des tensions symétriques de ± 12 V. Le circuit d'entrée et déphaseur-driver du Pacific doit, pour ce qui le concerne, être capable de fournir une tension de sortie supérieure à celle nécessaire pour l'attaque des tubes EL 84. Une tension alternative de 10 V est nécessaire pour obtenir 17 W en classe AB, mais l'écrêtage doit se situer si possible entre 15 et 20 V. Le taux de distorsion harmonique augmentant en fonction du niveau de sortie, cette marge de niveau assure, sous un fonctionnement normal, une réduction sensible du taux de distorsion. Quant au signal de sortie de 15 ou 20 V, il ne peut être obtenu qu'à partir d'une tension d'alimentation élevée et sur une charge de valeur minimum comprise entre 4 et 15 k Ω . La valeur de la charge était de 1 k Ω seulement sur le Monstre, ce qui expliquait les résultats étonnants obtenus en bande passante et sur signaux carrés. Pour des résistances de charge supérieures à 10 k Ω on constate une chute de niveau plus ou moins sensible aux fréquences élevées, ce qui

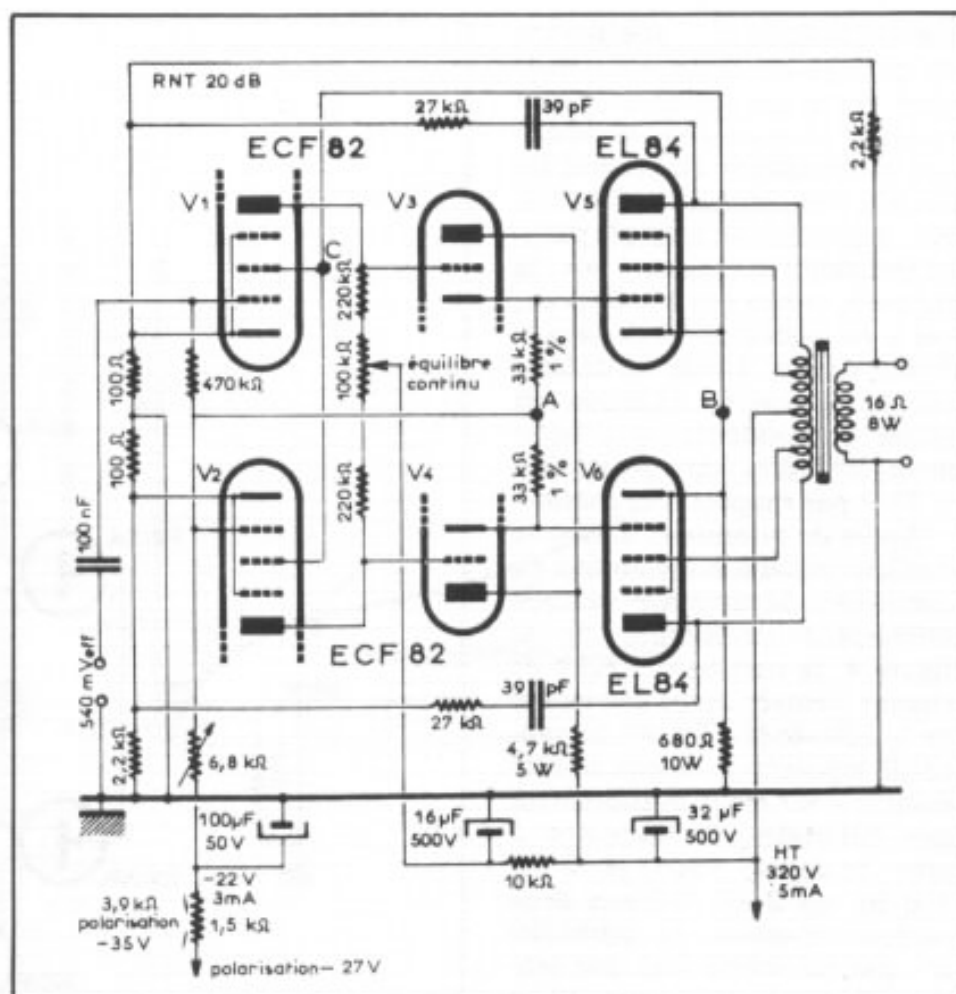


Fig. 3 : Amplificateur à couplages directs conçu par M. Gervais et publié en 1963, dans le n^o 117 de la Revue du Son . Noter la présence d'un condensateur d'entrée dû à la nécessité d'une alimentation négative de -27 V. Le déphaseur est de type Worthen/Amémiya. Se reporter à la fin de l'article concernant les inconvénients de ce type de circuit.

fait comprendre que le circuit doit présenter à la fois un gain élevé et travailler sous un courant relativement important. Le 2 SK 170 existe dans quatre lots différents portant les suffixes Y ($I_{DSS} = 1$ à 3 mA), GR ou OR (2,6 à 6,5 mA), BL (6 à 12 mA) et V (10 à 20 mA). Les lots GR, OR ou BL sont les plus favorables mais il ne faut pas perdre de vue le fait que sous des tensions de V_{DS} et sous des courants I_D élevés, le courant de fuite de gate augmente de façon notable, ce qui est défavorable sur le plan de la transparence subjective. L'effet subjectif qui pourrait en résulter serait assimilable à celui que l'on obtiendrait à partir d'un tube au vide peu poussé, avec courant de grille conséquent.

Etage cascode différentiel

L'étage cascode différentiel complémentaire utilisant un total de 8 transistors ne présente guère d'intérêt dans le cas d'un montage hybride. L'étage cascode différentiel simple, sans régulateurs de courant reste de loin le plus favorable à l'écoute. Le régulateur de courant tend à adoucir (agréablement mais de façon anormale) le son et ne peut donner de bons résultats qu'en prenant plusieurs précautions bien connues du chercheur japonais Akihiko Kanéda. Le couplage en continu avec les étages de puissance n'a pas été envisagé vu qu'il aurait pu se produire des instabilités dues à la chute brutale d'inductance primaire du

transformateur de sortie (même de qualité) au dessous de quelques hertz. Le couplage direct reste une solution assez acrobatique et compliquée en général les circuits d'alimentation. On trouvera cependant un exemple particulièrement intéressant sur la figure 3, conçu par M. Gervais, qui a été publié en 1963 dans la *Revue du Son*. Un de ses défauts est la nécessité d'insérer en entrée un condensateur d'isolement, les grilles étant polarisée à -27 V par rapport à la masse.

Après de nombreux essais, le meilleur résultat a été obtenu en conservant le montage cascode différentiel traditionnel de la figure 4, le transistor à effet de champ d'entrée ayant une valeur de I_{DSS} élevée (6 à 7 mA), le transistor bipolaire le mieux adapté étant le 2SD756. Contrairement aux habitudes, le transistor à effet de champ (canal N, 2SK170BL ou 2SK240 aux deux sections montées en parallèle) n'a pas été utilisé avec une tension V_{DS} comprise entre 10 et 20 V mais à une valeur très inférieure, ceci pour trois raisons :

- Dans des conditions d'utilisation courante, le taux de distorsion par harmonique croît sensiblement au dessus de 10 kHz.
- L'écrêtage, très franc, est asymétrique, le taux de distorsion harmonique aux fréquences médianes pouvant diminuer, moyennant une optimisation de la valeur de polarisation, jusqu'à environ 0,02 %.

- Le courant passant à travers la charge devant être compris entre 2 et 8 mA, une valeur de V_{DS} trop élevée aurait pour conséquence une augmentation du courant de fuite de gate I_{gx} . Sur un transistor du genre 2SK170, ce courant, très faible, est compris entre 100 pA et 1 nA selon les conditions d'utilisation. Sur un montage cascode 2SK170 + 2SC1775, il passe à environ 6 pA seulement, ce qui le cas de l'étage d'entrée du « Monstre ». Sur le « Pacific », la tension V_{DS}

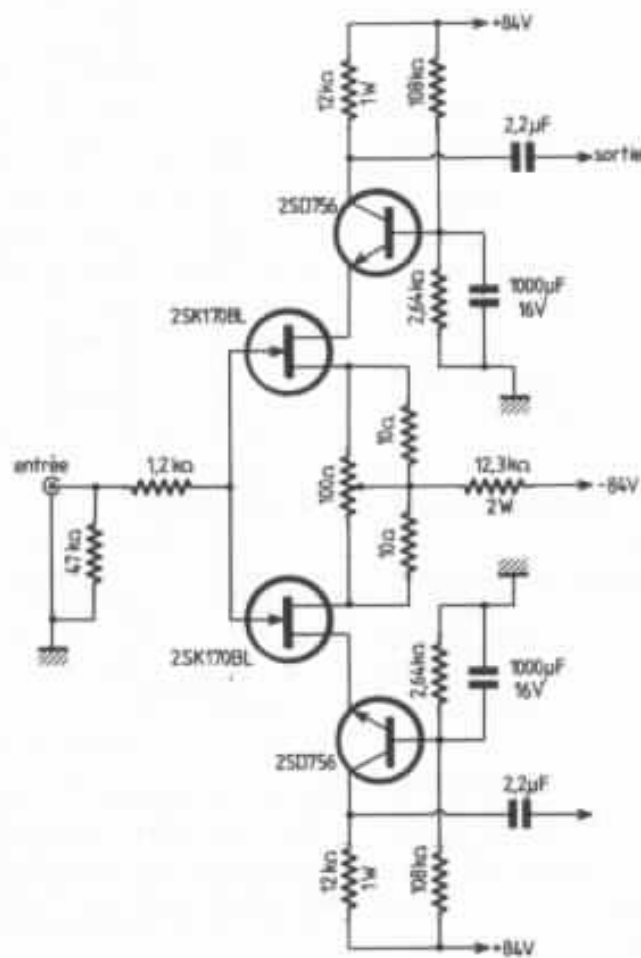


Fig. 4 : Etage d'entrée, déphaseur-driver de l'amplificateur Pacific. Son gain est de 43 dB et sa bande passante comprise entre 1 Hz et 60 kHz à -3 dB près. Le taux de distorsion par harmoniques est de 0,4 % seulement (pour 10 V efficaces en sortie), à toutes les fréquences comprises entre 20 Hz et 20 kHz. Le niveau maximum de sortie est de 32 V avec un écrêtage doux et symétrique.

a été ajustée de façon à se placer le plus près possible du « genou » des caractéristiques I_D/V_{DS} , situé entre 0,5 et 2 V.

On a pour résultat et malgré un courant de 8 mA (cas du prototype testé) une réduction considérable du courant de fuite de gate I_{gx} qui passe ainsi à la valeur (théorique) de 0,025 pA, ainsi qu'un écrêtage qui devient

parfaitement symétrique, comme le prouve la figure 5. Le taux de distorsion harmonique augmente quelque peu et passe à 0,4 %, mais avec l'avantage de rester quasi-constant à toutes les fréquences, et de diminuer progressivement pour des tensions de sortie plus faible (0,02 % pour 1 V en sortie). La tension d'alimentation symétrique a été

portée à ± 84 V, le niveau de sortie maximum atteignant 32 V. Ces résultats extrêmement intéressants vont certainement permettre, moyennant un choix parmi d'autres transistors d'obtenir sous une tension d'alimentation symétrique comprise entre ± 100 V et ± 130 V des signaux de sortie parfaitement déphasés de plus de 35 V capables d'assurer l'attaque directe des tubes EL 34. Rappelons brièvement les propriétés de l'étage d'entrée déphaseur-driver du Pacific :

- bande passante 1 Hz-60 kHz à -3 dB ;
- niveau de sortie maximum 32 V ;
- tension d'alimentation ± 84 V ;
- taux de distorsion harmonique à 20 Hz, 1 kHz ou 20 kHz : 0,4 % (pour 10 V en sortie) et de 0,02 % (pour 1 V en sortie) ;
- symétrie parfaite des tensions de sortie ;
- gain très élevé (141, soit 43 dB) ;
- faible impédance de sortie (charges de 12 k Ω sur le prototype).

On pourra d'autre part appliquer sur la gate du différentiel une boucle de contre-réaction globale à taux modéré sans risque de déséquilibre des tensions de sortie.

Insistons malgré tout sur le fait que la mise au point de cet étage a été facilitée par l'utilisation des tubes EL 84 qui ne nécessitent que 10 V de tension d'attaque, au lieu de 35 et 50 V environ pour les tubes EL 34 et KT 88. Cet étage reste d'une simplicité déconcertante et de performances très supérieures à des déphaseurs du genre Van Scoyoc/Audio Research à couplage transversal à cathodes croisées qui nécessitent 8 triodes pour obtenir deux tensions déphasées symétriques avec un gain de 30 seulement.

Vu qu'il est possible aujourd'hui de réaliser des trans-

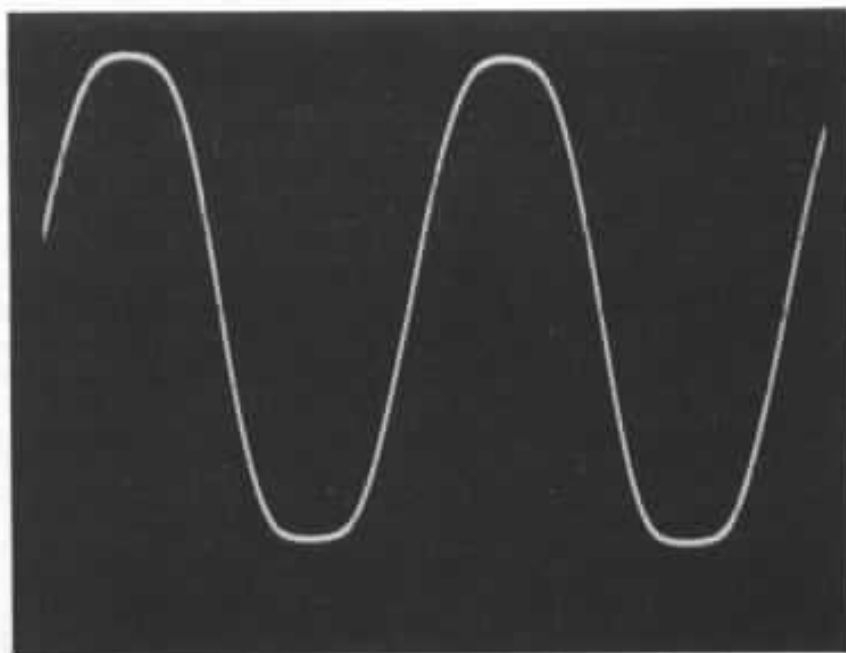
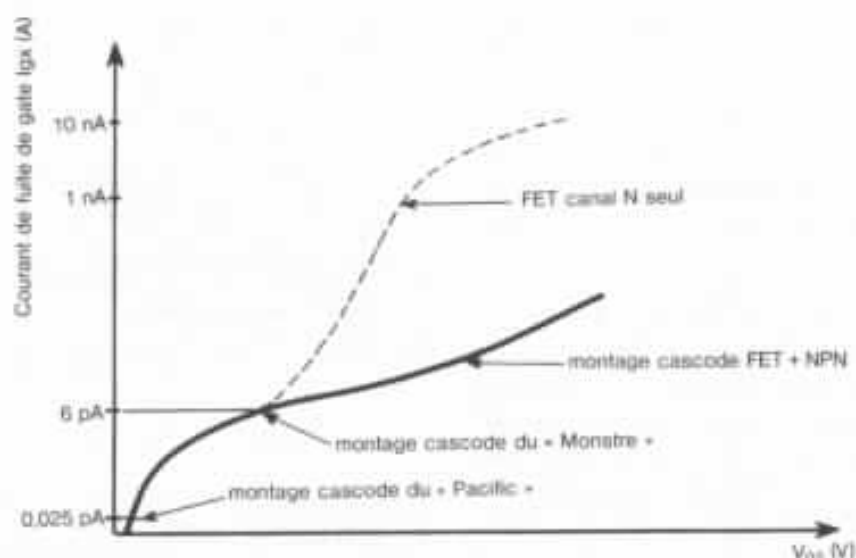


Fig. 5 : Etage cascade différentiel de l'amplificateur Pacific. La valeur très basse du V_{DS} conduit à une diminution considérable du courant de fuite I_{gx} ainsi qu'à un écrêtage symétrique et doux. Forme de l'écrêtage obtenu pour une tension efficace de sortie de 33 V.

formateurs de très haute qualité, il serait logique de penser qu'une version à secondaire symétrique pourrait servir de déphaseur idéal. Si, sur charges résistives pures, on peut obtenir de bons résultats, l'impédance des secondaires est en général trop élevée et le courant traversant ceux-ci trop faible pour que la charge dynamique présentée par les tubes de puissance soit à même d'assurer un fonctionnement correct. Une instabilité se produisant sur une demi-sinusoïde suffit alors pour altérer la forme du signal déphasé sur le second demi-enroulement opposé. Un déphaseur idéal devrait en fait être capable de fournir deux tensions alternatives parfaitement déphasées mais totalement indépendantes, comme dans une structure « double mono », ce qui nécessiterait donc deux transformateurs d'entrée avec un des enroulements secondaires déphasé. C'est pour cette raison que sur le D 79, Audio Research a consacré une double triode uniquement dans le but d'obtenir un signal déphasé avec gain unitaire, le déphaseur « double mono » rendant possible la conception d'étages parfaitement symétriques.

Le tube EL 84

Le tube pentode à brochage noval EL 84 a été mis sur le marché en 1953. Il a remporté un énorme succès en raison de son faible coût, de sa compacité et de sa puissance disponible comprise entre 4,5 W et 17 W selon son utilisation en simple étage ou en push-pull. Equipée d'un filament 6,3 V/0,76 A, l'EL 84 existe dans d'autres variantes au niveau du chauffage filament, la XL 84 (8 V/0,6 A) et la YL 84 (10 V/0,45 A). Ses équivalents sont nombreux : N 709 (GEC), 6L40 (Tesla) 6 II 14 II (URSS), 6P15 (Ediswan). 6BQ5 et 8BQ5 (USA). Ce tube existe sous les références professionnelles (à broches généralement dorées)

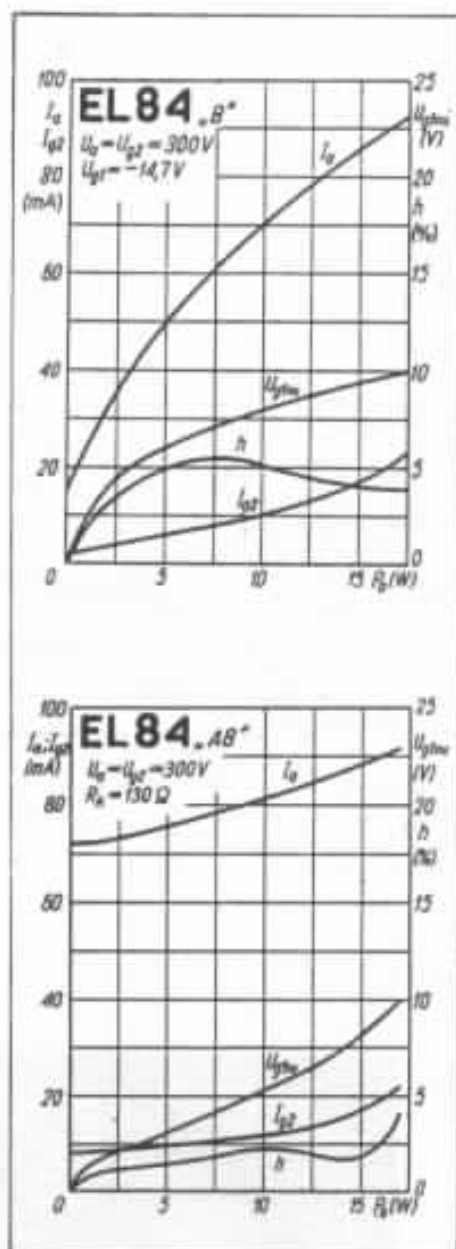


Fig. 6 : Caractéristiques de distortion en fonction de la puissance en classe AB et B d'un push-pull de tubes EL 84 montés en pentodes, avec tensions plaque et écran de 300 V. Noter qu'en classe B, la distortion « h » augmente de façon non linéaire et dépasse 5 % à 7,5 W. Dans les deux cas, la puissance maximale ne dépasse pas 17 W.

E84L et 7320 ainsi que sous des versions modifiées, un peu plus puissantes, que l'on connaît sous les références 7189 et 7189A.

Avec la même charge et sous 300 V, le courant de repos passe respectivement à 2×36 mA et 2×4 mA, la puissance de sortie atteignant 17 W, avec un taux de distortion par harmonique de

4 %. La classe B ne présente que peu d'intérêt : la puissance maximale pouvant être obtenue reste pratiquement la même, soit 17 W tandis qu'apparaissent la distortion de croisement et une augmentation de la distortion entre 1 et 12 W, ce que l'on pourra constater sur les courbes de la figure 6. Le montage en pseudo-triode en classe A ne présente guère d'intérêt, la puissance maximum pouvant être obtenue ne dépassant pas 6 W, la courbure des caractéristiques conduisant à un taux de distortion harmonique de 9 à 10 %.

Contrairement aux tubes pentodes anciens, le coude des caractéristiques I_p/U_p du tube EL 84 est reporté vers le début de courbes, entre 25 et 60 V. Ce coude est produit en partie par l'ombre électronique de la grille d'arrêt. Cette grille d'arrêt, au pas très large, évite ce phénomène d'étalement du coude et produit seulement un léger effet Dynatron (effet de résistance négative) sur des valeurs de polarisation élevées et pour des tensions plaque comprises entre 10 et 50 V.

L'EL 84 se différencie des pentodes de puissance classiques par le fait que ses caractéristiques se rapprochent plus de celles d'une tétrode que d'une pentode, deux avantages offerts par ce tube étant un taux d'harmoniques impairs plus réduit ainsi que l'élimination du phénomène d'émission secondaire. En push-pull et sur une charge résistive de 8 k Ω , on obtient en classe AB et avec des tensions plaque et écran de 250 V la puissance de 11 W avec 3 % de distortion harmonique. Dans ces conditions, le courant de repos est de 2×31 mA pour les plaques et de $2 \times 3,5$ mA pour les écrans.

Sur l'amplificateur Pacific, l'étage de puissance n'est pas de type ultra-linéaire. La caractéristique I_p/U_g pour une tension plaque fixe (de 300 V par exemple) est effectivement remarqua-

blement droite sur connexion ultra-linéaire, mais la connexion en pentode l'est également, mais avec l'avantage d'une plus grande sensibilité d'entrée. Le branchement ultra-linéaire, qui asservit la tension écran à la tension plaque ne produit une caractéristique I_p/U_p vraiment « ultra-linéaire » que sur de faibles modulations. Les courbes correspondantes de la figure 7 montrent que sur les fortes polarisations grilles, on obtient des courbes à tendance triode, mais couchées et courbées tandis que sur de faibles polarisations, on obtient des courbes à allure pentode. En fonction de la modulation du signal, le spectre de distorsion harmonique varie donc en permanence, ce qui est par contre invisible lors d'une mesure à partir d'une sinusoïde pure. Le principe « ultra-linéaire » étant basé sur la réinjection d'une tension alternative dans la grille écran, il en résulte un effet de contre-réaction des plus favorables sur le critère de distorsion en régime continu. La grille écran commandant toutefois le courant plaque, cet effet de double modulation grille (grille d'attaque + grille écran) et de contre-réaction grille-écran/plaque produit une diminution de la sensibilité d'entrée à puissance de sortie égale. Pour la même excitation grille, on obtient en montage pentode une puissance quatre fois supérieure à celle obtenue en montage ultra-linéaire qui, lui, pourra par contre accepter une excursion maximale de grille une fois et demi plus importante. Les essais montrent que le gain de 41 en pentode passe à 21 en mode ultra-linéaire avec prises écran à 43 %.

Dans les deux cas, la puissance de sortie maximale reste la même, soit 17 W. Sur le montage pentode push-pull en classe AB avec tensions plaque et grille-écran de 300 V, il suffira de 10 V efficace en entrée pour obtenir 17 W, tandis qu'en montage

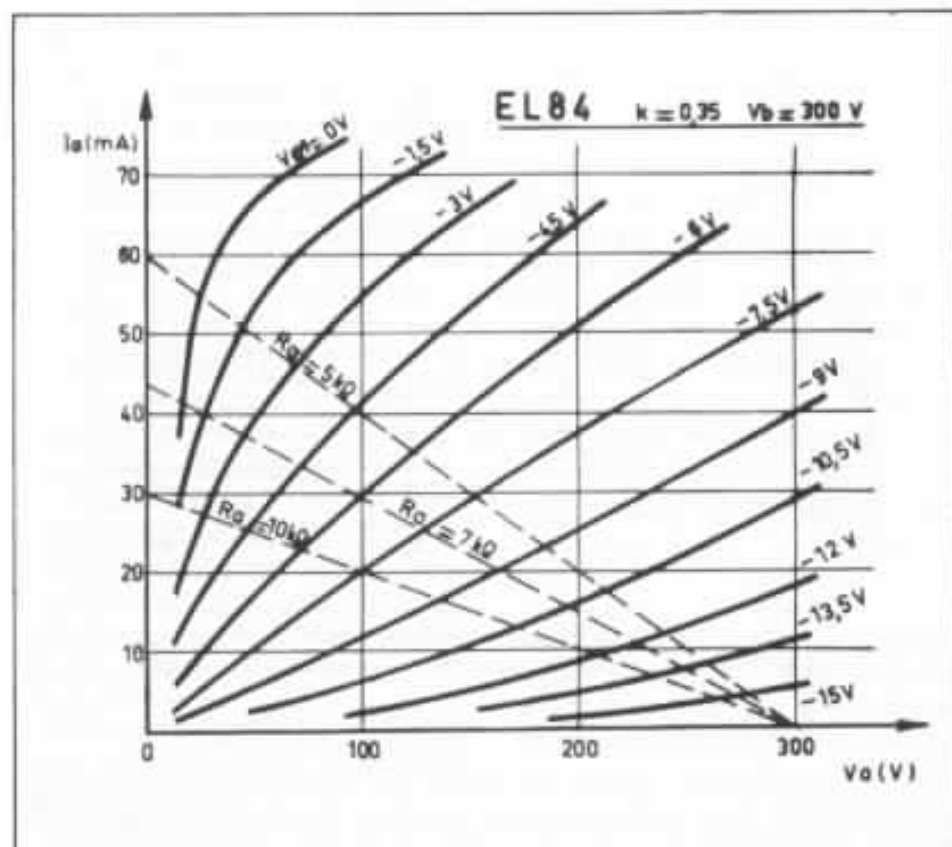
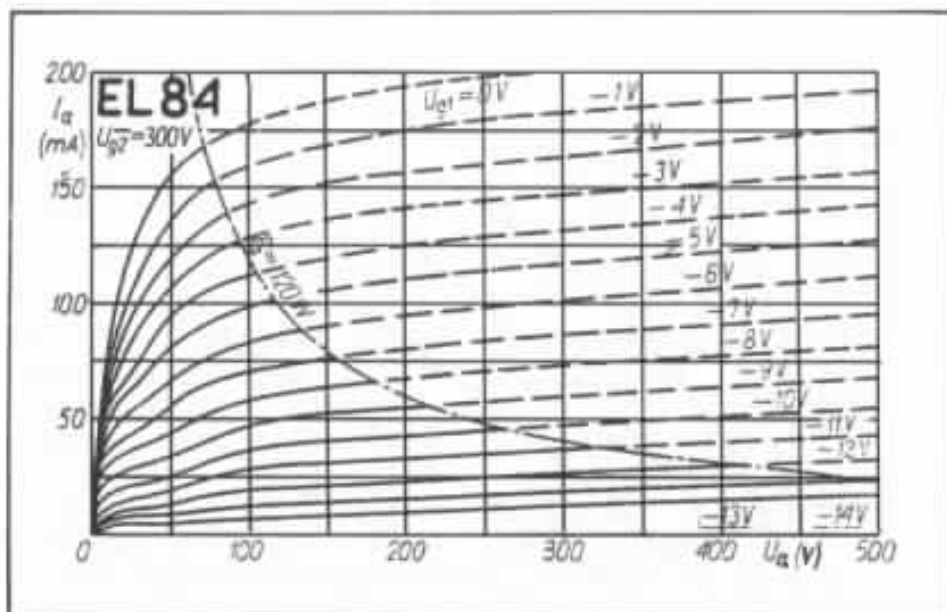


Fig. 7 : Caractéristiques I_p/U_p d'un étage push-pull de tubes EL 84 en montage ultra-linéaire avec tension plaque de 300 V. On remarque au centre des courbes la zone « ultra-linéaire » et aux extrémités les tendances pentode et triode des caractéristiques.

ultra-linéaire, la sensibilité d'entrée passera à 15 V. Dans les cas courants, le taux de distorsion obtenu à la sortie de l'étage driver augmentant en fonction du niveau de sortie, le taux de distorsion global en mode ultra-linéaire s'en trouve ainsi plus élevé que prévu, sauf dans le cas où l'on conçoit de étages déphaseurs et drivers auto-contre-réactionnés à taux de distorsion invariables (ou presque) en fonction du niveau de sortie. L'étage de puissance ultra-linéaire en classe AB produit un taux de distorsion harmonique de 1,5 % en moyenne (pour 17 W et 300 V de tension plaque), ceci avec une excitation grille de valeur efficace 15 V. A la sortie de l'étage driver, le taux de distorsion passe par contre facilement de 1,5 % à 10 V à 2 ou 3 % à 15 V. Le coefficient d'amplification

moyen μ (G_2/G_1) de la pentode EL 84 étant de 19, la distorsion produite par les étages d'entrée et driver sera ainsi amplifiée par l'étage de puissance. En tenant compte de ce phénomène d'accroissement du taux de distorsion des étages d'entrée et driver en fonction du niveau de sortie, le taux de distorsion par harmonique diminue dans une proportion moins grande que prévue dans le cas des montages ultra-linéaires. L'harmonique 2 se trouvera effectivement sensiblement réduite mais l'harmonique 3, atténuée moins sensiblement, restera prédominante. En oubliant donc des chiffres théoriques ne se rapportant qu'à l'étage de puissance, il semble plus sage d'adopter la solution de l'étage pentode sans contre-réaction de grille écran. Pour 15 W en sortie, le taux de distor-



Taux de distorsion par harmoniques en classe AB d'un étage push-pull de tubes EL 84 montés en pentodes avec tensions plaque et écran de 300 V.

2,5 W = 1,6 % 10 W = 2,3 % 14 W = 1,8 %
5 W = 1,7 % 12,5 W = 2,1 % 15 W = 1,8 %

Fig. 8 : Caractéristiques I_p/U_p du tube EL 84 pour des tensions plaque et écran de 300 V. Les courbes sont très régulières, mis à part un léger effet Dynatron aux alentours de 25 V pour des polarisations élevées.

Taux de distorsion par harmoniques en classe AB. Une puissance de 17 W est obtenue pour un signal efficace d'attaque de 10 V.

sion par harmonique ne dépasse par 2 % (voir figure 8), le plus gros avantage étant de pouvoir stabiliser la tension écran, ce qui stabilise également le point de repos. En mode ultra-linéaire, les résistances de protection de 100 Ω à 1,2 k Ω insérées entre les grilles-écran et les prises écran du transformateur de sortie, introduisent en régime dynamique des chutes de tension qui, considérées comme « négligeables » ne peuvent plus être considérées comme telles vu qu'en fonction de la modulation la grille-écran ne se comporte plus comme une grille accélératrice, mais comme un grille « accélératrice-modulatrice », ceci avec toutes les incidences des instabilités de l'alimentation pouvant en résulter. Qu'est-ce au juste que cette « haute définition » revendiquée par tant de constructeurs d'amplificateurs, sinon un ensemble de performances concernant la fidélité de restitution du signal qu'il faut décomposer en amplitude, en fréquence, en

harmoniques, en rapports harmoniques mais aussi en temps, ce dernier regroupant les deux autres paramètres dans une interprétation subjective s'étalant sur plusieurs dizaines de secondes. L'attaque suivie de l'extinction d'une note ou de plusieurs notes émises simultanément ou avec un décalage temporel peuvent s'étaler sur plusieurs dizaines de secondes. Les amplificateurs « haute définition », sous forme chiffrée ou sous forme de publicités, semblent exister. Beaucoup plus rares sont ceux qui, vraiment fidèles, savent jouer simultanément sur les claviers de la sensibilité, de l'harmonie, de la modulation dynamique et de la stabilité.

Considéré à tort comme le « pentode de puissance du pauvre », l'EL 84 est une lampe aux qualités subjectives universellement reconnues. Sous des tensions plaque et écran de 300 V, les caractéristiques I_p/U_p sont d'une régularité remarquable.

Le courant plaque n'étant pas

très élevé et la polarisation grille étant faible, la polarisation automatique est facilement applicable. Le découplage des résistances de cathodes évite la contre-réaction en courant et permet de conserver une bonne sensibilité d'entrée. Les résistances de cathodes peuvent être soit communes (130 Ω en moyenne) pour les deux tubes de chaque canal, soit séparées, la séparation des résistances de cathodes évitant les interactions entre les tubes en régime dynamique. Sur l'EL 84, le courant grille est normalement de 0,3 μ A et les constructeurs conseillent l'utilisation d'une résistance de fuite inférieure à 1 M Ω . Sur les nombreux schémas publiés, cette valeur est la plupart du temps inférieure et située entre 250 k Ω et 820 k Ω . Cette valeur a été réduite à 150 k Ω sur le Pacific, ce qui assure une meilleure stabilité de la polarisation près de l'écrêtage, là où le courant grille tend à augmenter rapidement.

La tension plaque maximum pouvant être appliquée sur l'EL 84 (la cathode étant froide) est de 550 V. En classe A, celle-ci ne doit pas dépasser 250 V. En classe AB ou B, on peut atteindre 300 V, la plupart des constructeurs appliquant toutefois des valeurs maximales légèrement supérieures, comprises entre 310 V et 327 V. La tension écran respective doit, dans ce cas, se situer entre 280 V et 300 V, la dissipation maximale ne devant pas être supérieure à 2 W. A noter qu'en régime continu, la dissipation écran doit rester inférieure à 0,7 W, ce qui explique la limitation de puissance résultant du travail en classe A en montage pseudo-triode.

La charge optimale en push-pull classe AB est de 8 à 9 k Ω . C'est à cette valeur que le taux de distorsion par harmonique 2 atteint son minimum. Bien des raisons font comprendre qu'une valeur légèrement inférieure est

préférable, celles-ci ayant été appliquées sur l'amplificateur JH 50. La puissance disponible sur le Pacific étant réduite, il faudra cependant se contenter d'une valeur d'impédance plaque à plaque de 7 k Ω , les résultats obtenus sur une charge de 8 k Ω s'étant cependant révélés très satisfaisants.

Le transformateur de sortie

Sur le prototype du Pacific, il a été fait usage d'un transformateur de sortie d'origine japonaise, de marque Tango. Ce transformateur portant la référence CRD-8 a été choisi en raison de son très bon rapport performances/prix. Ses tôles au silicium à grains orientés lui confèrent un très bon rendement, une large bande passante et une inductance primaire maximale très élevée, de 210 H (contre 40 à 80 H sur la plupart des transformateurs prévus pour la même application), la puissance maximale admissible à 1 kHz dépassant 35 W. Ce surdimensionnement assure une parfaite tenue en puissance aux fréquences graves, soit 20 W à 20 Hz et 25 W à 40 Hz.

Les caractéristiques principales de ce transformateur sont les suivantes :

- Réponse niveau-fréquence : 10 Hz - 60 kHz à -1 dB près
- Inductance primaire maximale : 210 H
- Puissance admissible (voir chiffres indiqués ci-dessus)
- Courant primaire maximum : 160 mA
- Résistance en continu des enroulements primaires : 160 Ω
- Pertes d'insertion primaire/secondaire : 0,3 dB.

Ce transformateur soigneusement imprégné est placé à l'intérieur d'un capot blindé avec seconde imprégnation de l'ensemble. Les sorties s'effectuent sur des cosses disposées sur un support rond. Les dimensions

sont de 83 x 75 x 80 mm (largeur x profondeur x hauteur). La fixation s'effectue par 4 vis espacées de 60 et 50 mm, le perçage central devant être de 30 mm. Ce transformateur comporte des prises écran à 40 % permettant le montage éventuel en mode ultralinéaire.

L'alimentation

Les tensions d'alimentation choisies ont été les suivantes :

- Haute tension 320 V
- Tension plaque 318 V
- Tension écran 295 V
- Polarisation grille - 10,5 V.

Nous serons contraints de revenir sur l'alimentation « évolutive » du Pacific dans le prochain numéro.

Le transformateur d'alimentation doit avoir les caractéristiques suivantes :

- Primaire 220 V
- Secondaire 2 x 230 V 260 mA
- Secondaire 6,3 V/5 A.

Pour l'étage d'entrée, un transformateur d'alimentation séparé est souhaitable, mais non obligatoire, la tension d'alimentation redressée, filtrée (et éventuellement régulée) devant être de ± 84 V.

L'alimentation la plus simple est équipée d'un transformateur à trois enroulements secondaires, dont deux symétriques, d'un redressement par diodes suivies d'un filtrage classique par condensateurs. La version la plus sophistiquée utilise deux transformateurs d'alimentation séparés, une valve de redressement suivie d'un filtrage en pi par self et capacités polarisées ou non (la seconde solution étant beaucoup plus volumineuse et beaucoup plus onéreuse), d'un redressement et d'un filtrage suivi d'une régulation active symétrique pour l'alimentation des étages d'entrée. Les autres évolutions consisteraient à utiliser une régulation active pour la stabilisation de la tension des grilles écrans ainsi qu'une autre régulation

active pour les étages de puissance.

Une autre possibilité de cet amplificateur est la mise en parallèle des étages de puissance, ce qui nécessiterait le remplacement des transformateurs d'alimentation et de sortie. Nous reviendrons sur l'ensemble de ces différentes étapes envisageables au niveau de ce kit évolutif.

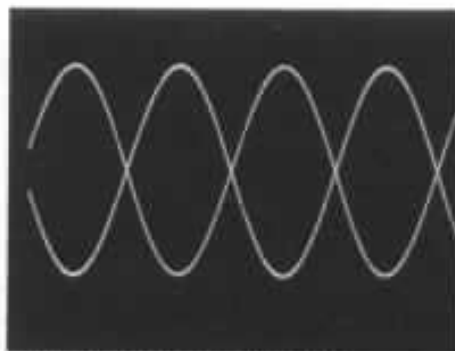
Le montage

L'ensemble du montage est regroupé sur un circuit imprimé en verre époxy (voir page de garde). L'implantation des composants de l'étage d'entrée a été réalisée de façon parfaitement symétrique, avec des liaisons très courtes. Les valeurs définitives concernant 4 résistances seront données dans le prochain numéro de L'Audiophile, de même que des conseils concernant le choix des composants.

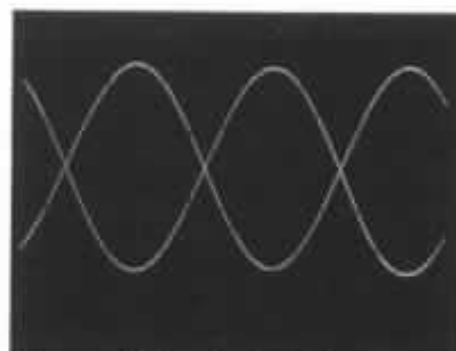
Mesures

Les mesures que l'on trouvera sur la figure 9 ne concernent que l'étage d'entrée-déphaseur-driver. On remarquera la perfection du déphasage, à 10 Hz comme à 100 kHz ainsi qu'un écrêtage à la fois symétrique et doux, une condition qui est impossible à obtenir à partir d'un étage cascade FET+NPN polarisé normalement. A l'écrêtage et pour une tension d'alimentation symétrique de ± 84 V, on obtient une tension de sortie efficace de 32 V, supérieure à la valeur souhaitée. Comme indiqué plus haut, le choix d'autres transistors associés à une alimentation de tension symétrique comprise entre ± 100 V et ± 130 V devrait permettre d'obtenir une tension d'écrêtage avoisinant 45 V, ce qui rendra sans doute possible l'attaque directe des tubes EL 34 et de réaliser un amplificateur hybride aux performances poussées de très grande simplicité.

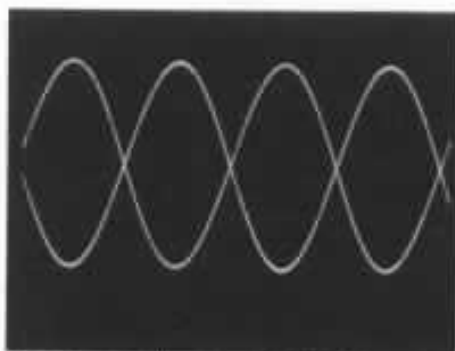
Une petite parenthèse à propos des amplificateurs à tubes à couplage direct et à propos des étages d'entrée transistorisés au taux de distorsion « zéro ». Les montages à tubes à couplage direct ne manquent pas d'intérêt, le plus connu et le plus ancien d'entre eux étant le fameux circuit Loftin-White. On supprime les constantes de temps, les problèmes de sonorité et de courant de fuite des condensateurs, la suppression d'un ou de plusieurs condensateurs de liaison améliorant de façon sensible la transparence sonore. Mais les inconvénients sont connus. Dans un montage simple, il se pose tout d'abord le problème de l'addition des tensions d'alimentation qui passent ainsi facilement à un maximum de 600 ou 700 V. Sur un montage plus complexe, il faut souvent ajouter des alimentations négatives, ce qui complique le circuit d'alimentation générale. D'autre part, il faut bien se rendre compte que sur des montages à couplage direct tels que les circuits Gervais ou Lafont, dont il ne serait pas question de douter ni de la qualité subjective, ni des performances de mesure, un réglage d'équilibrage par potentiomètres sur le premier tube produit une amélioration de la symétrie des tensions alternatives, mais produit également une modification des points de repos et des tensions continues sur les grilles et les plaques des étages suivants. Autrement dit, ces montages ne peuvent fonctionner vraiment bien que si tous les tubes sont parfaitement appairés. Et si l'appariage dynamique de deux tubes est déjà difficile, la situation se complique avec les doubles triodes noval que l'on ne peut guère sélectionner qu'à l'aide d'un traceur de courbes. Un autre inconvénient du couplage direct est que sur les étages à grand gain, les grilles ne « voient » pas seulement le signal audio, mais également les moindres fluctuations



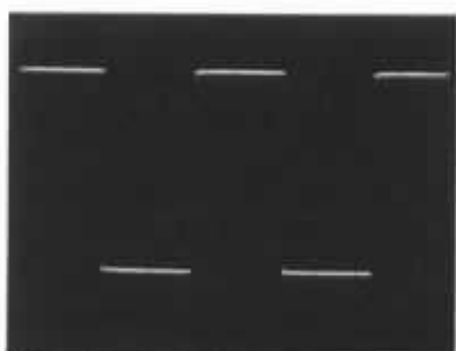
Signaux déphasés à 1 kHz



Signaux déphasés à 10 Hz



Signaux déphasés à 100 kHz



Signal carré à 1 kHz

Fig. 9 : Forme des signaux obtenus à la sortie de l'étage d'entrée déphaseur-driver. Noter le parfait déphasage et la symétrie parfaite des signaux de sortie dont l'amplitude peut dépasser 30 V sur une charge de 12 kΩ seulement, le gain étant de 43 dB.

de l'alimentation, ce qui signifie que ces circuits ne peuvent fonctionner vraiment bien qu'à partir d'alimentations parfaitement régulées. Ajoutons encore que les points de fonctionnement varient également une bonne heure après la mise en marche de l'amplificateur et que le remplacement d'un tube d'entrée par un autre non trié peut dégrader de façon audible et mesurable les performances de l'amplificateur. Quant aux montages amplificateurs de tension à taux de distorsion « nul », ceux-ci ne peuvent jamais être obtenus à partir d'un ou de deux transistors. Ce taux de distorsion ne peut être obtenu que par la combinaison savante de plusieurs transistors. Ces montages présentent énormément d'intérêt, notamment pour les étages d'entrée de distorsio-

mètres très performants, du genre Marconi (Australie) ou Sony/Hewlett-Packard (le taux de distorsion harmonique se situe entre -130 dB et -160 dB pour ces deux exemples).

Il reste à savoir si les résultats subjectifs sont à la hauteur des performances de mesure. Une longue expérience prouve malgré tout que, à de très rares exceptions près, plus le circuit est simple et bien conçu, plus il tend à être subjectivement transparent, les amplificateurs Nemésis ou 300B en étant de bons exemples. La différence est la même que celle que l'on peut trouver au niveau du rendu des couleurs de certaines optiques à trois lentilles par rapport à d'autres, infiniment plus perfectionnées, mais à 7 ou 8 lentilles.

Un amplificateur classe A 50 W + 50 W

1^{re} partie : conception générale

Pierre Johannet - William Walther

L'amplificateur Kanéda 50 W + 50 W classe A a fait l'objet de nombreux articles dans notre revue. Jean Hiraga a clairement montré dans les n^{os} 31, 32 et 34 la grande difficulté, voire la quasi-impossibilité de réaliser à l'heure actuelle cet amplificateur exceptionnel dans sa version originale. La disparition du plus grand nombre des semiconducteurs choisis avec le plus grand soin par M. Kanéda en est la raison essentielle. Jean Hiraga a entamé depuis un travail de recherche pour trouver des solutions de remplacement dans la stricte philosophie Kanéda. Toutefois, l'obtention d'échantillons dans de très nombreuses références et dans des gammes de tris bien précises n'est pas chose simple et cela implique une sérieuse patience ! Parallèlement à ces travaux, P. Johannet nous a soumis des idées intéressantes sur les amplificateurs Mos-Fet. Il est l'auteur d'un article sur un 50 W Mos-Fet pour la revue Led.

Il y a quelques mois, nous lui avons proposé d'expérimenter sur les bases de transistors que nous connaissons bien et dont l'approvisionnement est sûr, une version classe A de 50 W utilisant la technologie bipolaire. Le schéma retenu a une structure de base de type Kanéda, les différences essentielles étant : 1°) l'utilisation dans le second étage d'un différentiel cascode totalement symétrique, 2°) un courant de repos de l'étage driver plus important et la mise au point d'un système original de réglage de l'impédance de sortie.

Suite à la parution de l'article de M. Guy Marec dans le n° 39 sur le système Mochida et aux écoutes de la version originale du 50 W Kanéda réalisées dans l'auditorium de la Maison de L'Audiophile, M. Pascal Pagan, un audiophile de longue date décidait de réaliser sur la base du dernier schéma Kanéda une alimentation régulée ultra-rapide. Enthousiasmés par le haut degré de qualité de sa réalisation, nous avons décidé de l'utiliser dans notre montage. Ainsi, pour la première fois, il sera possible de réaliser un montage dans le style de ceux décrits par M. Kanéda pour la revue japonaise Stereo Technic. Un amplificateur de puissance de la plus haute qualité, capable de rivaliser dans ce domaine avec les meilleures réalisations de la production mondiale. La mise au point de cet amplificateur est le résultat d'un travail collectif. M. Johannet s'étant chargé de l'étude théorique, M. Walther du choix des composants passifs et actifs, des améliorations d'ordre subjectif, du circuit imprimé et de la mise en châssis, M. Pagan réalisant pour sa part le circuit imprimé de l'alimentation.

1. Préambule

Couplé à l'enceinte Onken l'amplificateur Kanéda 50 W permet d'obtenir des résultats impressionnants de réalisme et de vérité. Son aptitude à reproduire une grande variété de sons graves, les nuances les plus subtiles, la très grande stabilité de l'effet de profondeur, sa dynamique inouïe en font un amplificateur unique. Autant de qualité qu'il est bien difficile d'avoir avec les amplificateurs à transistors décrits dans cette revue. Il existe entre l'enceinte Onken et le 50 W Kanéda une sorte « d'union parfaite » de « mariage d'amour » comme si ces deux éléments avaient été pensés pour ne fonctionner qu'*ensemble*. Malheureusement la réalisation de ce mythique amplificateur passe par la disponibilité de transistors arrêtés de fabrication. L'équivalence rigoureuse restant problématique, les divers articles de Jean Hiraga sur le sujet l'ont bien mis en évidence.

L'autre gros problème pour la mise au point reste celui de l'alimentation. M. Kanéda n'utilisant jamais d'alimentation de type passif. Faire fonctionner correctement une alimentation de type Kanéda utilisant des circuits opérationnels n'est pas chose aisée, les risques d'oscillations étant le principal danger.

De plus, la complexité de cette alimentation avec son système de protection posent un certain nombre de problèmes pour le câblage, les connexions devant être toujours les plus courtes possibles, et pourra effrayer plus d'un audiophile.

L'utilisation par l'amateur de circuits de type à trous (AT 20 Hayato) demande une certaine expérience. La qualité du transformateur d'alimentation, sont dimensionnement jouent aussi un rôle primordial dans le résultat final. Nous avons énoncé là quelques points parmi d'autres

(composants passifs : résistances, condensateurs, fils de câblage, châssis, etc.) qui rendent la réalisation **impossible** dans sa version originale comme celle que de très nombreux lecteurs ont pu entendre aux Journées de mars 87 dans l'auditorium de la Maison de L'Audiophile.

La réalisation que nous vous proposons dans ces colonnes peut être considérée comme une alternative au 50 W Kanéda. Elle utilise un schéma de type Kanéda, une alimentation régulée Kanéda. Les composants actifs et passifs utilisés sont largement disponibles et réputés pour leurs qualités subjectives. Ils sont du reste utilisés dans les différentes réalisations proposées dans la revue (filtre Kanéda, préampli Kanéda, amplificateurs 8 W, 20 W et 30 W Hiraga).

2. Cahier des charges

a. Performances techniques

Puissance : 50 W en classe A
Bande passante : 0 à 100 kHz
Distorsion : < 0,3 % à 50 W (soft distortion)
Taux de contre-réaction : < 25 dB

b. Performances subjectives

Etre le plus proche possible sur le plus grand nombre de critères de qualité de la réalisation japonaise (voir n° 33), notre objectif en la matière est simple et réaliste. Proposer aux amateurs un amplificateur de puissance réservé en priorité à la par-

tie grave, susceptible d'apporter, couplé aux enceintes à haut rendement et principalement aux réalisations Onken (360 L et W) un contrôle du bas de spectre, un respect de la dynamique, une définition hors pair, une reproduction juste des nuances contenues dans un message musical. En fin de compte, un ensemble de qualités qui conditionne pour ce secteur de fréquences la fidélité d'un amplificateur. Pour le reste de la bande audio, notre choix se portera en ce qui concerne le médium sur le 300 B, un VT 52 ou un Némésis reproduisant le haut du spectre.

Le schéma retenu et l'alimentation ont été conçus pour réduire à leur minimum les formes de distorsions transitoires qui conditionnent cette fidélité.

3. La distorsion transitoire

La première forme de distorsion transitoire clairement mise en évidence fut la distorsion d'intermodulation transitoire, par Matti Ottala au début des années 1970.

L'analyse du phénomène a été souvent faite dans L'Audiophile. Rappelons pour mémoire qu'il s'agit d'une saturation momentanée de l'étage d'entrée d'un amplificateur en présence d'un transitoire, lorsque le signal de contre-réaction correspondant a vu son front « couché » par suite de la limitation de la bande passante des étages intermédiaires et de sortie de l'amplificateur (figure 1).

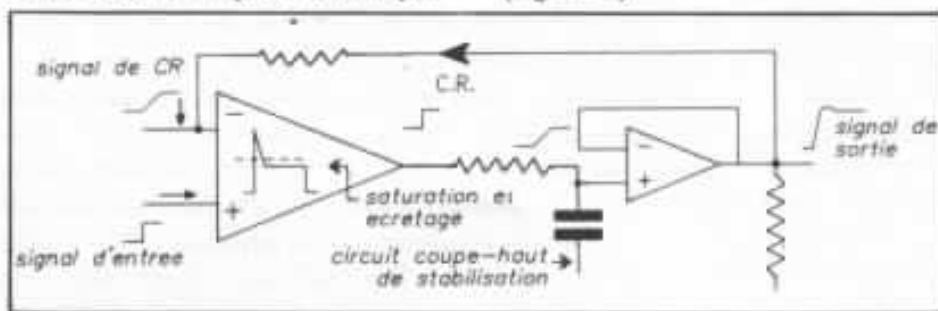


Fig. 1 : Mécanisme de la distorsion d'intermodulation transitoire.

- Les solutions sont simples :
- filtrage RC à l'entrée,
 - gain limité pour l'étage d'entrée,
 - correction par circuits RC série au lieu des capacités de compensation,
 - bande passante étendue pour les étages intermédiaire et de sortie.

Une deuxième forme de distorsion transitoire a été mise en évidence lors de la mise au point d'amplificateurs à MOSFET où le phénomène est particulièrement apparent : il s'agit de la non-linéarité des capacités d'entrée pour les MOS en fonc-

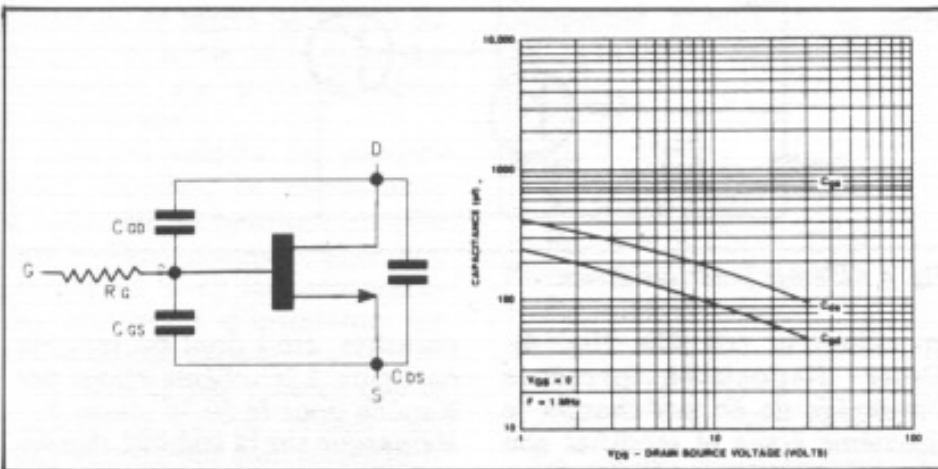


Fig. 2 : Variation des capacités interélectrodes d'un MOS en fonction de V_{DS} .

tion de la tension d'entrée (figure 2).

La modélisation de telles capacités non-linéaires en régime transitoire est complexe, mais il est certain que leur effet est d'autant plus important que la résistance d'entrée R_G est plus élevée.

D'où l'intérêt d'utiliser des semi-conducteurs à capacités parasites faibles et faibles résistances de base et l'apparition de montages utilisant des drivers à fort courant de repos. L'expérience montre que les qualités subjectives se trouvent alors spectaculairement améliorées.

Cette préoccupation de lutte contre les distorsions transitoires de toutes origines a été essentielle dans la conception du montage proposé.

4. Description du circuit

a. L'étage d'entrée

Il est de type différentiel à FET canal N avec 2 SK 30 AGR appairés et couplés thermiquement (compound silicone et radiateur commun). Cette référence a été préférée au transistor double 2 N 3954 A National Semiconductor pour plusieurs raisons :

- une meilleure stabilité transitoire, les capacités parasites des 2 SK 30 AGR couplés étant plus faibles que pour le 2 N 3954 A ;

- au plan subjectif, un son plus ouvert, le 3954 apportant une sorte de « simplification » du signal transmis ; le son semble plus propre, mais apparaît en fait moins riche en comparaison instantanée. Dans son montage, Kanéda utilise des 2 N 3954 de marque Solitron et récemment il a remplacé ces semi-conducteurs par la référence FD 1841 Solitron malheureusement très difficile à obtenir pour faire des essais.

L'inconvénient non négligeable du 30 AGR est une moins grande stabilité thermique qui devra être résolue par une conception particulièrement efficace de la mise en coffret de l'amplificateur pour son refroidissement.

Le transistor double 2 SK 240

utilisé dans le préamplificateur Kanéda possède un gain trop important pour l'utilisation envisagée et conduit à des problèmes d'oscillation, d'où la nécessité d'une limitation sévère de la bande passante pour assurer la stabilité du montage.

Avec les 2 SK 30, le gain du premier étage est de 3,45 dB seulement, ce qui limite fortement les risques de saturation et de distorsion par intermodulation transitoire. La source de courant fixant le courant de drain des 2 SK 30 est simplement constituée par un 2 SK 30 avec grille au $-V_{CC}$, le trimmer P1 permettant d'optimiser la linéarité du montage (dans les montages Kanéda, ce rôle est dévolu au trimmer de 50 Ω du 2^e étage).

Ce dispositif a été choisi pour deux raisons :

- l'utilisation d'une alimentation stabilisée pour la carte étage de tension élimine les conséquences des instabilités de $-V_{CC}$ sur la présence de continu en sortie ;
- le circuit des masses reste un conducteur de référence sans circulation de courant, aussi faible soit-elle.

b. L'étage intermédiaire

L'étage intermédiaire est de type différentiel cascode. Il diffère donc notablement du différentiel simple utilisé par Kanéda dans ses circuits type 50 W classe A. Ce type de montage présente une linéarité et une absence de distorsion remarquable eu égard à la simplicité du circuit (fig. 3).

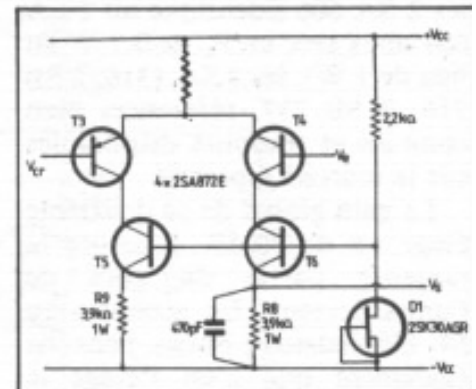


Fig. 3 : L'étage intermédiaire de type différentiel cascode.

La structure cascode conduit entre autres à une bande passante très étendue par suite de la réduction de l'effet Miller.

Il pourrait sembler avantageux de supprimer la branche T5-R9 qui, a priori « ne sert à rien », soit en supprimant T5 seulement, soit en raccordant directement à la masse le collecteur de T3.

On constate dans ces conditions que le montage fonctionne, mais avec un taux de distorsion bien supérieur (près de dix fois), surtout pour des niveaux de sortie importants. On peut faire ici les mêmes remarques que celles formulées par Jean Hiraga à propos du 50 W Kanéda ; il apparaît que les amplificateurs de type différentiel ne fonctionnent correctement que si leur conception respecte une structure rigoureusement symétrique.

Dans cet esprit, la charge de type miroir de courant n'a pas été envisagée car aboutissant à un taux de distorsion défavorable et conduisant facilement à des instabilités.

Dans un premier temps, nous avons choisi le transistor 2 SA 872 E, transistor PNP apprécié pour ses caractéristiques et sa musicalité. Sa bande passante étendue (200 MHz) le rend utilisable dans la partie cascode (T5 et T6) à la place de transistors HF utilisés habituellement en pareil cas.

Dans une deuxième étape, nous essaierons d'autres types de transistors, comme par exemple les 2 SA 606 (identique au 2 SA 607 mais avec un P_C de 0,7 W au lieu de 1 W), les 2 SA 1316, 2 SB 716, 2 SB 737, références bien connues et toujours disponibles sur le marché japonais.

Le gain global de ce deuxième étage est de 39 dB, il assure la majeure partie du gain de l'amplificateur. En accord avec M. Héphaïstos nous pensons également que c'est l'étage le plus important dans les amplificateurs de type Kanéda.

c. Etage prédriver-driver

La tension recueillie sur R8 est transmise à la base de T7 monté

alors s'affranchir du classique multiplicateur de V_{BE} dont l'usage n'est pas sans inconvénients (inductions, capacités

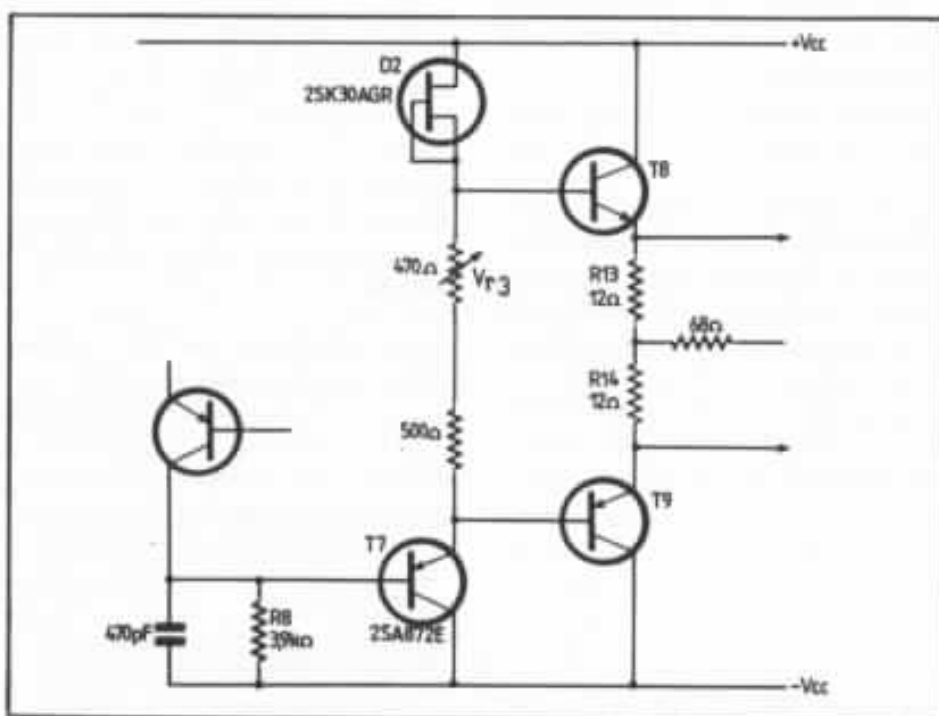


Fig. 4 : L'étage prédriver-driver.

en collecteur commun (fig. 4). Cette disposition présente l'avantage de ne pas charger le deuxième étage ni modifier son régime en introduisant une source de tension montée en multiplicateur de V_{BE} en série avec R8. On respecte ainsi parfaitement la symétrie du deuxième étage et son équilibrage.

La polarisation des drivers et le réglage du courant de repos des transistors de sortie sont effectués par V_{CS} , alimenté en courant constant par D2, source de courant constituée d'un FET 2 SK 30 avec gate à la source.

Pour des courants de polarisation importants, compris entre 0,4 A (classe AB / classe A → 2,7 W) et 1,77 A (50 W classe A), les phénomènes d'emballement thermique ne sont pas à redouter, le coefficient de température du gain devenant positif ; ceci à condition d'avoir fait un réglage soigneux du courant de repos en régime permanent à échauffement stabilisé. On peut

parasites, etc.) dont on rappelle en figure 5 le schéma choisi par Kanéda pour le 50 W classe A.

Remarque sur la stabilité thermique :

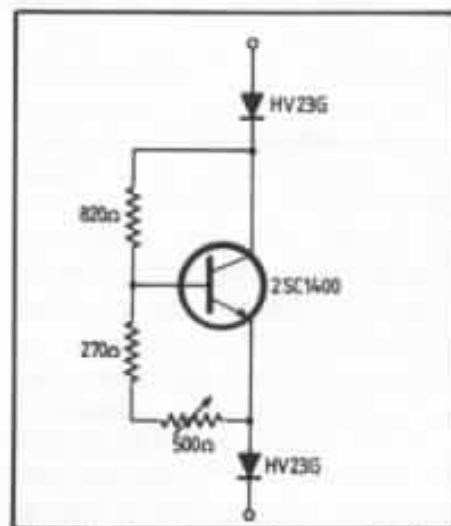


Fig. 5 : Le très classique multiplicateur de V_{BE} .

Un phénomène de début d'instabilité avait été signalé sur le Kanéda 50 W classe A sur faible charge capacitive (gamme 1 000 à 10 000 pF). Ce phénomène a été facilement reproduit sur les premiers prototypes de l'ampli

Référ.	V _{CEO} V	I _C mA	P _C W	h _{fe}	F _T MHz	C _{ob} pF	r _{bb'} Ω	NF
2SA606	-100	-700	0,7	100	> 50	< 50	45	< 1,5 dB - 6 V - 50 μA 1 kHz 0,2 dB - 6 V - 0,2 mA 1 kHz
2SA607	-100	-700	1	80	> 50	< 50	45	
2SA872	- 90	- 50	0,3	500	120	1,8	2	
2SA1316	- 80	-100	0,4	400	50	6,5	2	
2SB716	-120	- 50	0,75	400	150	1,8	2	
2SB737	- 50	-300	0,25	300	100		2	

Principales caractéristiques des transistors pouvant être utilisés dans l'étage intermédiaire. La référence 2SA607 est donnée à titre de comparaison. A noter les caractéristiques extraordinaires de la référence 2SA1316 en matière de bruit et de r_{bb'} et celle tout à fait « ordinaire » des 2SA606/607.

proposé, notamment avec C1 = 100 pF C2 = 47 pF. A ce phénomène, bien que totalement non apparent en fonctionnement normal, était associé un problème de stabilité thermique : on observait de légers décalages du continu en sortie nécessitant des retouches au potentiomètre d'équilibrage.

Avec les valeurs des composants choisies, ce phénomène d'instabilité thermique a complètement disparu, apparemment en corrélation avec la suppression des problèmes d'instabilité sur faible charge capacitive.

A signaler par ailleurs que le premier prototype réalisé sur plaquette à trous était totalement exempt de tout problème d'instabilité, même avec C1 et C2 très petits. Il semble que les capacités réparties parasites réduites inhérentes à ce type de câblage aient eu un effet bénéfique sur la stabilité du montage ; le passage en circuit verre époxy a mis immédiatement en évidence des problèmes d'oscillations, nécessitant une nouvelle étude du circuit.

Ces remarques sont à rapprocher des recommandations de M. Kanéda qui préconisait l'usage de plaquettes bakélite standard de marque Hayato et déconseillait formellement le verre époxy.

L'étage driver est constitué par T8 et T9 montés en collecteur commun push-pull classe A à fort courant de polarisation (80 mA) correspondant à une puissance dissipée de 2,5 watts par transistor. De ce fait,

l'emploi d'un petit radiateur est donc absolument nécessaire. Il s'agit de la nouvelle paire driver utilisée pour le 30 W classe A et dont les performances techniques sont remarquables si on les compare à ceux de la paire 2 SC 1161/2 SA 653.

Paire 9634

- P_C = 25 W
- V_{CEO} = 160 V
- F_C = 100 MHz
- R_{bb'} = 4 Ω, C_{ob} = 25 pF

Paire 2 SC 1161/2 SA 653

- P_C = 15 W
- V_{CEO} = 200 V
- F_C = 20 MHz
- R_{bb'} = 40 Ω, C_{ob} = 30 pF

Le choix d'un courant de repos aussi important a été dicté par deux considérations :

- * ne pas limiter le slew-rate de l'étage de sortie, dont la capacité d'entrée des transistors est 170 pF, soit 340 pF pour une paire.

On sait que le slew-rate s'exprime simplement par la relation :

$$\frac{dV}{dt} = \frac{I}{C}$$

soit pour 340 pF et 80 mA :

$$\frac{dV}{dt} = 235 \text{ V}/\mu\text{s}$$

valeur largement suffisante pour le régime transitoire ;

* présenter vis-à-vis des capacités d'entrée de l'étage de sortie l'impédance la plus faible possible, de manière à limiter au maximum l'influence de la non-linéarité de ces capacités en fonction de la tension d'entrée, problème évoqué au début de l'article et qui s'avère particulièrement pénalisant dans le cas d'étages de sortie à MOSFETS.

d. L'étage de sortie

Il est constitué par deux paires de transistors utilisées en sortie du 30 W classe A, montées en parallèle (fig. 6).

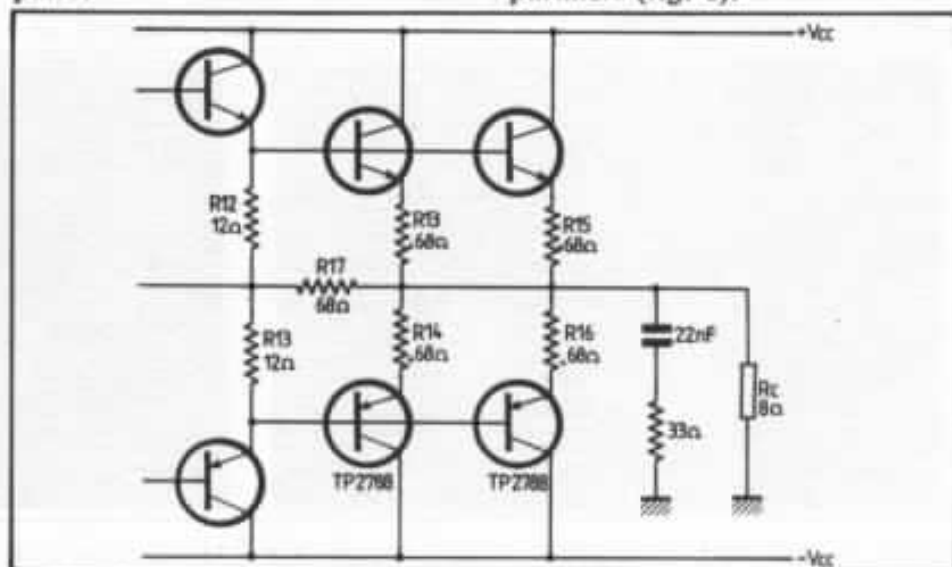


Fig. 6 : L'étage de sortie.

Ce schéma diffère des étages de sortie habituels et en particulier de Kanéda par plusieurs points :

- les résistances d'émetteur R13 à R16 présentent une valeur ($0,68 \Omega$) légèrement plus importante que les $0,47 \Omega$ habituels.

Ceci permettra d'obtenir une impédance de sortie maximale voisine de

$$0,68 \Omega // 0,68 \Omega = 0,32 \Omega,$$

valeur comparable aux $0,78 \Omega$ du 30 W classe A ; d'autre part, on assurera ainsi un meilleur équilibrage des courants dans chaque paire lors de la mise en parallèle. A noter que la valeur de cette résistance ne semble pas critique pour un étage en classe A ou AB avec fort courant de repos à la suite des réflexions de M. Héphaïstos sur ce sujet ;

- l'utilisation de deux paires de transistors de sortie au lieu de trois sur le 50 W Kanéda (voir plus loin) ;

- l'introduction d'une résistance de contre-réaction locale R17 fixée sur le schéma à 68Ω mais pouvant varier de 0 à 100Ω pour assurer une impédance de sortie et donc un coefficient d'amortissement variable et ajustable par exemple en fonction du type d'enceinte utilisée.

La démonstration de l'effet correspondant à l'aide d'un schéma équivalent est donné en annexe (cf. paragraphe 6).

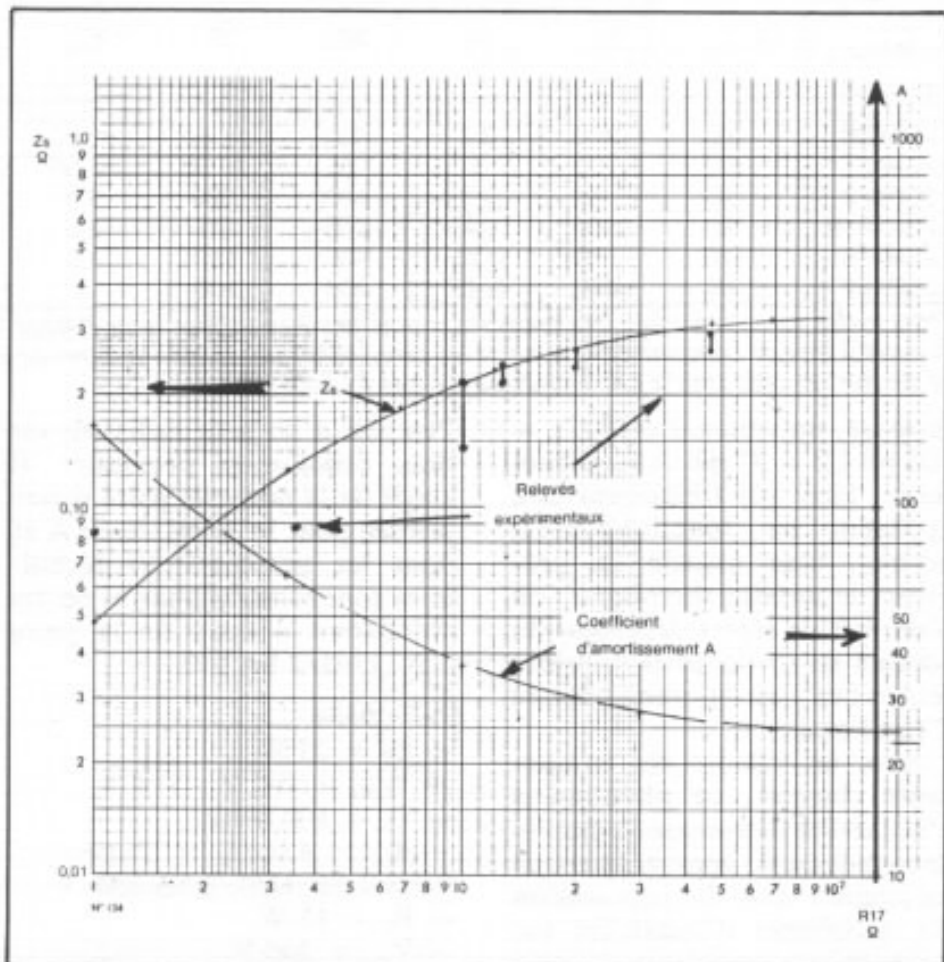


Fig. 7 : Variation du coefficient d'amortissement A et de l'impédance de sortie en fonction de la résistance R17 (modélisation analogique et relevés expérimentaux).

La figure 7 fournit la variation de l'impédance de sortie Z_s , et du coefficient d'amortissement $8 \Omega / Z_s$ en fonction de R17.

Le comportement de l'amplificateur sur charge capacitive ($8 \Omega // 0,68 \mu F$) dépend de

l'impédance de sortie et donc de la valeur de R17 comme on peut l'observer sur les oscillogrammes de la figure 8.

Il est certain que le choix définitif de R17 doit dépendre du haut-parleur de grave utilisé et de son type de charge. Néan-

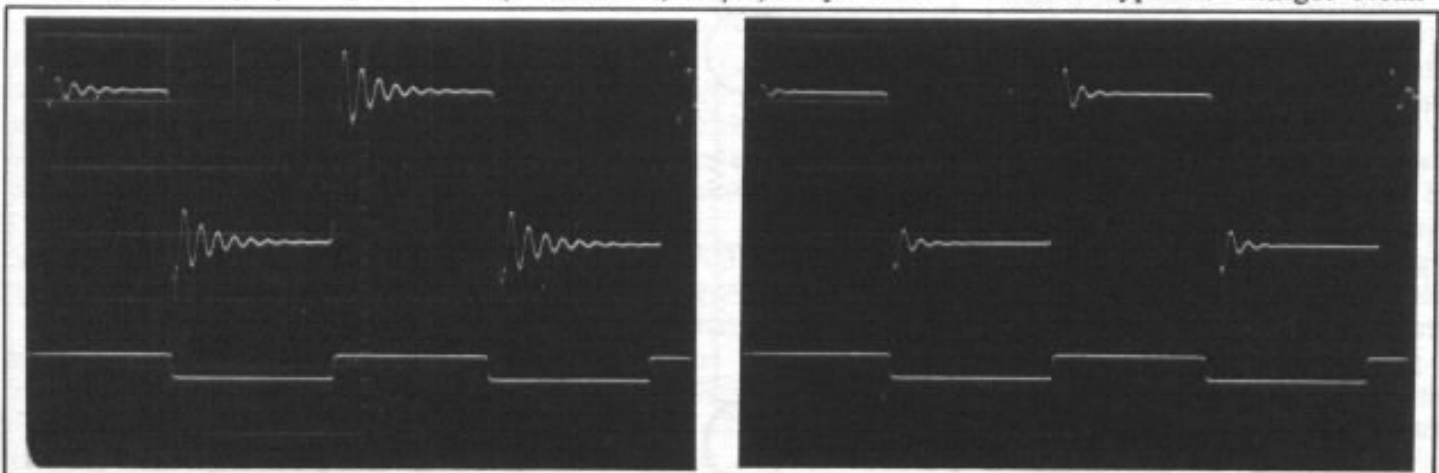


Fig. 8 : Réponse de l'amplificateur sur charge capacitive à un signal carré de 10 kHz $V_e = 0,36 V$, $V_s = 6,5 V$ (5 V/div.) suivant la valeur de R17. A gauche $R17 = 0 \Omega$, à droite $R17 = 68 \Omega$ (valeur retenue en définitive sur le prototype).

moins, à la lumière de l'expérience acquise avec les amplificateurs Hiraga classe A ($Z_s = 0,78$ à $1,3 \Omega$), du Némésis et des valeurs rencontrées sur les amplis à lampes, une impédance de sortie relativement élevée semble plutôt favorable à la neutralité de la restitution, l'oreille étant seule juge en fin de compte.

D'autre part, il convient d'évoquer le phénomène de charge et décharge du C_{ob} de l'étage de sortie, évoqué par M. Kanéda pour son 50 W classe A.

Dans le schéma proposé (fig. 9), les résistances d'émetteur sont faibles (12Ω) et non contraignantes. La résistance R_{17} , limitée à 68Ω ne perturbe pas sensiblement les mécanismes de charge et décharge du C_{ob} des transistors de sortie qui se trouvent ainsi correctement drivés.

Dans le prochain numéro, les valeurs retenues pour l'étage driver/sortie (12Ω et $0,68 \Omega$) seront comparées de façon subjective à celles utilisées par M. Kanéda dans son montage (150Ω et $0,47 \Omega$).

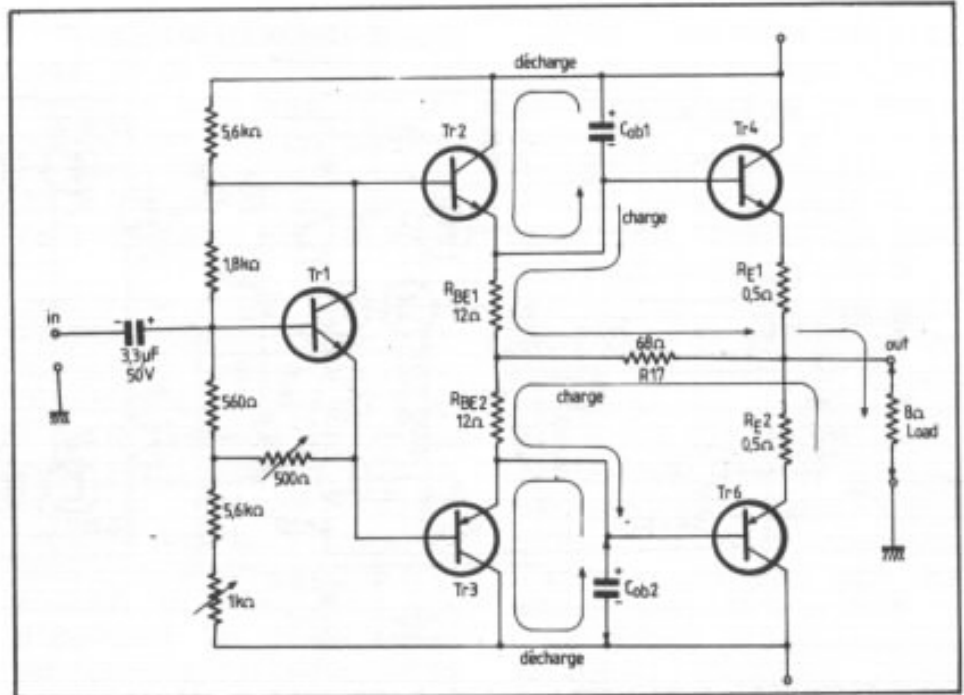


Fig. 9 : Schéma explicitant les phénomènes de charge et décharge de la capacité base-collecteur de l'étage de sortie.

5. Choix du courant de repos

Pour une puissance W et une charge Z , chaque demi-tension d'alimentation est donnée par :

$$U_c = \sqrt{2WZ} + 2\Delta U$$

où ΔU est la tension de seuil de

sortie soit environ $1,86 \text{ V}$, on obtient donc pour $W = 50 \text{ W}$ et $Z = 8 \Omega$:

$$U_c = 32 \text{ V}$$

le courant crête dans la charge est donné par :

$$I_c = \sqrt{\frac{2W}{Z}} \text{ soit } 3,54 \text{ A}$$

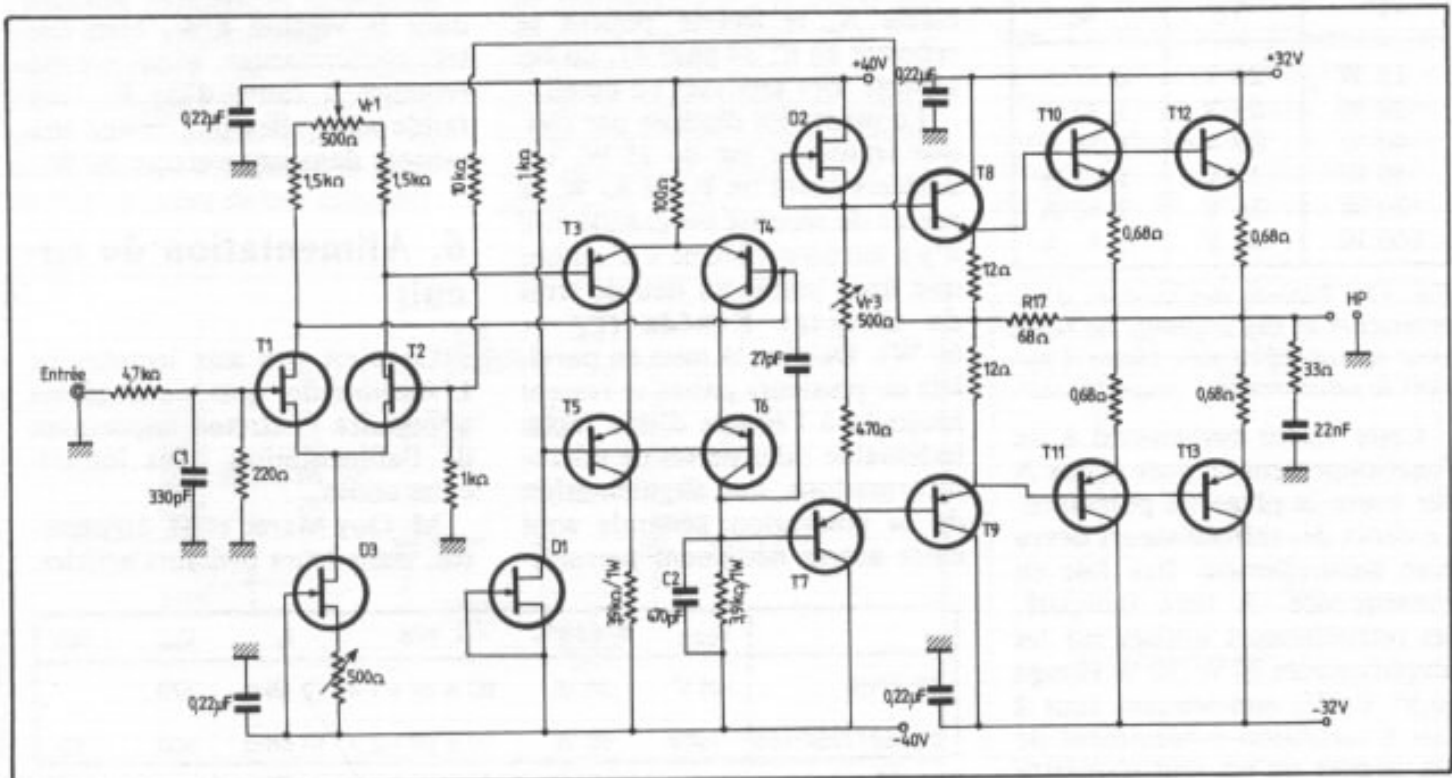
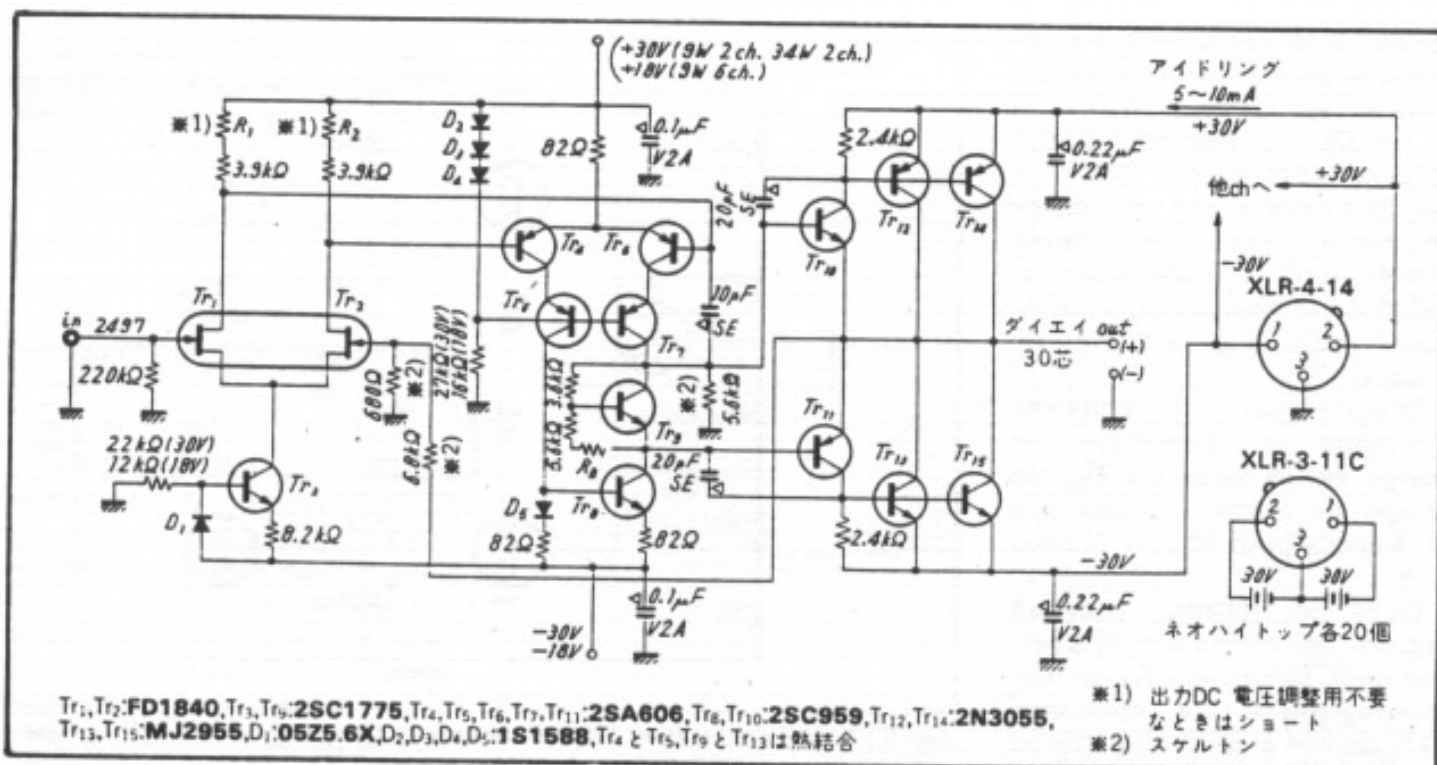


Fig. 10 : Schéma complet de l'amplificateur.



le courant de polarisation moyen est donc :

$$I_p = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{2W}{Z}} = 1,768 \text{ A}$$

valeur choisie par Kanéda pour le 50 W classe A.

P	V _c	I _c
15 W	20 V	0,97 A
30 W	25 V	1,37 A
40 W	29 V	1,58 A
50 W	32 V	1,77 A
70 W	35 V	2,10 A
100 W	44 V	2,5 A

Fig. 12 : Tableau des tensions d'alimentation et des courants de repos pour un travail en pure classe A suivant la puissance de l'amplificateur.

Cette valeur correspond à un fonctionnement en pure classe A sur toute la plage de puissance. Le choix des refroidisseurs devra bien naturellement être fait en conséquence. A titre indicatif, les refroidisseurs utilisés sur les amplificateurs 20 W/30 W Hiraga (0,9° C/W) conviennent tout à fait à condition évidemment de ne monter qu'un seul transistor par refroidisseur. Rappelons que

la paire de puissance choisie offre d'excellentes performances en matière de dissipation thermique puisque la résistance thermique jonction-boîtier n'est que 1,56° C/W. Concernant tous ces problèmes de dissipation de chaleur liés au fonctionnement en classe A, le lecteur pourra se reporter au n° 34 page 81, où ces aspects sont analysés en détail.

La puissance dissipée par chaque transistor est de 25 W, ces derniers ayant un P_c de 80 W, la marge de sécurité est grande et il n'y a aucun problème à n'utiliser que deux paires au lieu de trois du montage Kanéda (P_c = 60 W). De plus la mise en parallèle de plusieurs paires se ressent toujours à l'écoute d'une façon indéniable : des pertes de micro-informations, une augmentation de la coloration générale sont entre autres nettement percepti-

bles. Il est donc souhaitable d'en limiter le nombre.

Les paires utilisées sont les mêmes que celles retenues pour le 30 W Hiraga, leurs très grandes qualités ne sont plus à démontrer ici. Les références 2 SD 844 / 2 SD 754 utilisées dans la version 8 W, bien que très performantes, n'ont pas été retenues à cause d'un P_c trop faible mais elles pourraient être utilisées dans une version 30 W.

6. Alimentation du circuit

Ce n'est pas aux lecteurs de L'Audiophile que nous allons apprendre l'extrême importance de l'alimentation dans les circuits audio.

M. Guy Marec et M. Héphaïstos, dans leurs brillants articles,

	V _{COB}	P _c à 25°C	h _{fe}	f _T	C _{ob}	r _{bb'}
TP 2788	120 V	80 W	80 à 5V + 1 A	12 MHz	170	
2SA627/2SD188	- 100V	60 W	60 à 5V + 2 A	10 MHz	300	60

Fig. 13 : Principales caractéristiques de transistors utilisés dans le montage Kanéda et dans le nôtre.

en ont clairement montré le rôle fondamental.

Pour alimenter les amplificateurs décrits jusqu'à aujourd'hui dans la revue (8 W, 20 W et 30 W), on a uniquement utilisé des alimentations passives avec de fortes valeurs de capacité. L'emploi de batteries posant des problèmes de fiabilité pratiquement insolubles, une troisième solution existe, c'est l'utilisation d'une alimentation régulée. C'est la solution retenue par M. Kanéda pour tous ses amplificateurs. C'est également le choix que nous avons fait pour la réalisation ultérieure de l'amplificateur.

Les avantages en matière de résistance interne beaucoup plus faible et plus constante, de réponse transitoire infiniment plus rapide, de stabilisation de tension indépendante des variations lentes du secteur, la non-dégradation dans le temps des caractéristiques (le vieillissement des condensateurs chimiques), les problèmes de prix de revient et de volume sont pour M. Kanéda des critères décisifs. (Tous ces paramètres ne concernent bien évidemment que les amplificateurs de puissance.) Pour alimenter un préamplificateur, les solutions passives ou mieux encore à batterie se justifient d'un point de vue subjectif.

Pour permettre à la grande majorité de nos lecteurs, des débutants mais aussi ceux qui ont déjà une certaine expérience en ayant réalisé le 20 W, voire le 30 W, de pouvoir entreprendre cette réalisation exceptionnelle,

nous avons pris la décision de proposer plusieurs types d'alimentations comme cela est désormais notre habitude (c'est le cas de la plupart des kits que nous avons proposés, 8 W le Monstre, Pré-pré Hiraga, préampli Kanéda...). Ces différents types d'alimentations sont évolutifs et il est ainsi aisé d'améliorer les performances subjectives de l'amplificateur en faisant progresser l'alimentation.

a. Alimentation passive

Le schéma de cette alimentation est donné à la figure 14. Celle-ci ne pose aucun problème de réalisation, elle est du type de celle proposée pour la nouvelle version du Super 30 W classe A Hiraga. Les résistances du filtrage en pi sont ici remplacées par des selfs de 0,2 H ayant une résistance en continu de 0,7 Ω . Ce filtrage par selfs est d'une efficacité remarquable et permet l'obtention d'un taux d'ondulation résiduelle extrêmement faible (figure 14 bis).

Cette alimentation peut d'ailleurs évoluer en restant sur le même principe en augmentant la capacité de filtrage de sortie (en ajoutant des condensateurs de 100 000 $\mu\text{F}/40\text{ V}$) ou bien en utilisant deux alimentations séparées pour chacun des canaux.

Il est très vivement conseillé d'utiliser un circuit de protection contre les dérives en courant continu pouvant se retrouver aux bornes des H.P. La réalisation décrite dans le n° 41 convient parfaitement à ce genre d'application et nous la conseillons d'ailleurs vivement pour les amplificateurs 20 W et 30 W.

Le câblage de l'alimentation est identique à celui des versions 20 W et 30 W Hiraga. Il convient simplement de ne pas oublier sur le circuit imprimé amplificateur d'établir une liaison entre les alimentations de l'étage de puissance et de l'étage d'entrée.

b. Alimentation mixte

Comme son nom l'indique, elle utilise pour l'étage de puissance l'alimentation passive décrite dans le paragraphe précédent, et pour les étages de tension ($\pm 40\text{ V}$) une alimentation régulée de type Kanéda. Le schéma retenu est celui indiqué dans *L'Audiophile* n° 39 et décrit dans la revue *Stereo Technic* de juin 82. Un point impor-

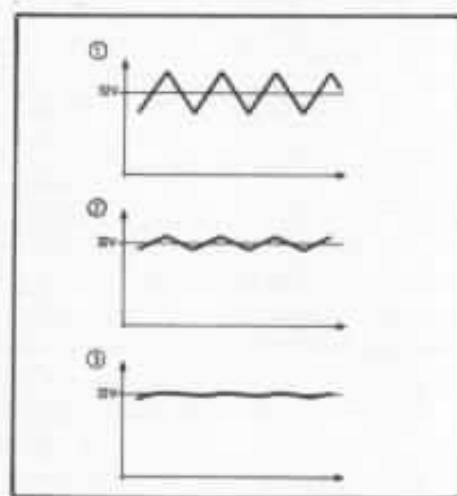
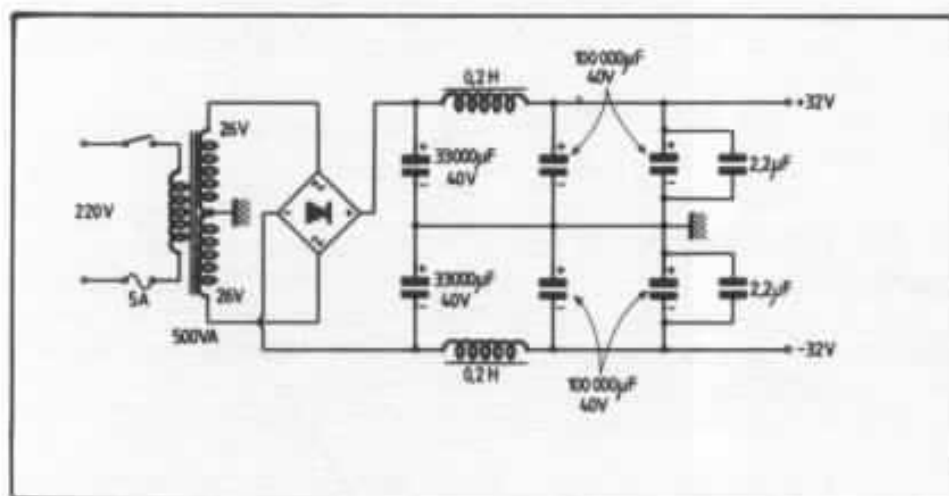


Fig. 14 et 14 bis : Schéma de l'alimentation passive de filtrage par self (3) est très efficace pour lisser la tension de sortie. En (2) filtrage par résistance ; en (1) forme de la tension sur la première cellule de filtrage.

tant à noter est le remplacement des amplificateurs opérationnels 709 par des transistors bipolaires. Pour M. Kanéda, les avantages obtenus portent sur la stabilité et la facilité de mise au point ; subjectivement les améliorations sont importantes et se traduisent par une meilleure clarté sur l'ensemble du spectre avec une définition accrue de l'extrême-aigu.

Compte tenu du gain des premiers étages, il est très important d'avoir une stabilité inconditionnelle des tensions de polarisation. Or, la moindre variation de la tension d'alimentation va se traduire par une variation des dérives en continu en sortie de l'amplificateur ce qui aura pour effet de faire fonctionner de façon intempestive le circuit de protection. C'est ce que l'on peut constater avec l'alimentation passive sur de très fortes modulations écoutées à très haut niveau et comportant une énergie très élevée dans le bas du spectre (Orage dans le CD Staccato, Grand tambour japonais dans le CD The Pulse ou encore « la porte du garage » dans le CD Hifi News pour prendre quelques exemples très démonstratifs et révélateurs des capacités d'un amplificateur).

De plus, le taux de distorsion ainsi que son contenu harmonique s'améliorent avec une augmentation de la tension d'alimentation des étages d'entrée. Avec 40 V, les résultats de mesure sont très proches de la version 50 W originale japonaise. L'alimentation mixte est sans nul doute celle que nous conseillons. Les possibilités d'évolution et le circuit de protection préconisés dans le paragraphe précédent s'appliquent bien naturellement au cas présent.

Pour diverses raisons, en particulier pour des questions de fiabilité et de mise au point, cette alimentation ne sera proposée qu'en version précâblée et réglée.

Cela pour éviter certains risques et déboires aux amateurs. Il ne faudra pas oublier de réunir les masses des deux alimentations du côté sortie ± 40 V. Il est également nécessaire de prévoir un autre secondaire pour le transformateur avec deux enroulements séparés de 45 V. Le calcul du transformateur pour l'étage de puissance est détaillé dans le paragraphe suivant. A noter que cette alimentation régulée de très grande qualité peut être également utilisée dans d'autres montages comme par exemple le préampli Kanéda pour lequel les différents essais que nous avons faits nous ont réellement enthousiasmés.

Nous ne proposerons pas dans l'immédiat une version entièrement régulée de l'alimentation. Les divers essais que nous avons effectués ces derniers mois avec une alimentation régulée de ± 32 V sur l'étage de puissance nous ont posé de nombreux problèmes (instabilité, oscillation...). Le report sur circuit imprimé d'une telle alimentation est relativement critique. De plus, nous avons été lors de ces essais, il faut l'avouer, un peu effrayés par la complexité de la réalisation définitive et il nous semblait délicat d'encourager les amateurs sur cette voie.

Il est bien certain que les amateurs désirant réaliser l'amplificateur dans sa version ultime (alimentation régulée ± 40 V et ± 32 V) devront être très expérimentés, la pratique de plusieurs montages de ce type étant souhaitée.

c. Transformateur d'alimentation

A pleine puissance et les deux canaux en service, la valeur crête de l'intensité est égale à $2 \times 3,54$ A soit 7,08 A pour une charge de 8 Ω .

Pour 4 Ω elle devient égale à 10 A et pour 2 Ω , valeurs couramment rencontrées avec les

haut-parleurs de type électrostatiques, I_c est égale à 14,2 A, ce qui conduit à des puissances de transformation respectivement de :

$$\begin{aligned} Z = 8 \Omega P_c &= 2U \times I_c = \\ &= 2 \times 35 \text{ V} \times 7 = 490 \text{ VA} \\ Z = 4 \Omega P_c &= 2U \times I_c = \\ &= 2 \times 35 \text{ V} \times 10 = 700 \text{ VA} \\ Z = 2 \Omega P_c &= 2U \times I_c = \\ &= 2 \times 35 \text{ V} \times 14,1 = 990 \text{ VA} \end{aligned}$$

Dans une alimentation de type régulée, le courant est fourni intégralement par le transformateur, ce dernier doit donc, en se limitant à une impédance de 4 Ω , être d'une puissance au moins égale à 700 W. Le transformateur choisi par M. Kanéda fait 800 VA, c'est la valeur nécessaire si l'on veut passer intégralement les puissances crête instantanées contenues dans un message musical.

Pour une alimentation de type passif, le transformateur ne débite de l'énergie « utile » que lorsque sa tension instantanée est supérieure à celle des capacités d'alimentation en régime de décharge. De ce fait, la puissance peut être plus faible : 600 VA doit pouvoir suffire.

La réalisation pratique de l'amplificateur sera faite dans le prochain numéro ainsi qu'un compte rendu des différentes écoutes et améliorations apportées. Les mesures de la version définitive seront également effectuées. Un premier prototype sera mis en écoute à la Maison de L'Audiophile à la fin du mois de décembre.

7. Résultat, mesures

Les principales caractéristiques du premier prototype de l'amplificateur proposé sont résumées dans les oscillogrammes suivants. Les résultats sont excellents, tout particulièrement en boucle ouverte. Ceci est dû d'une part à la qualité des composants employés, d'autre part au principe du différentiel cascade qui s'avère particulièrement performant.

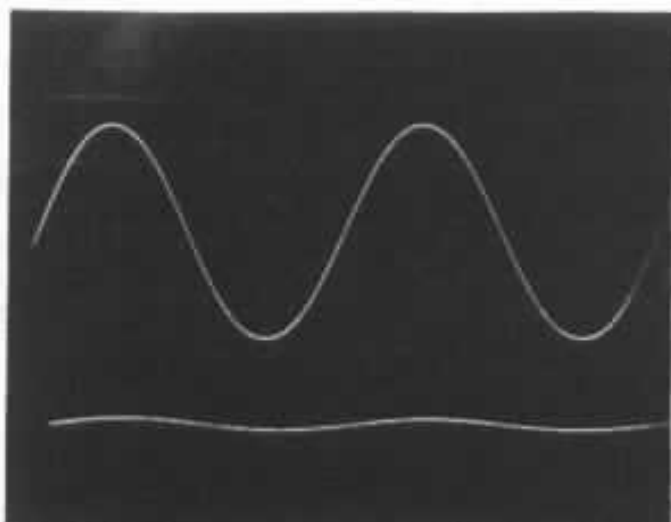


Fig. 17 : Boucle ouverte. $V_s = 16 V$ eff. $V_e = 0,12 V$ - 1 kHz.

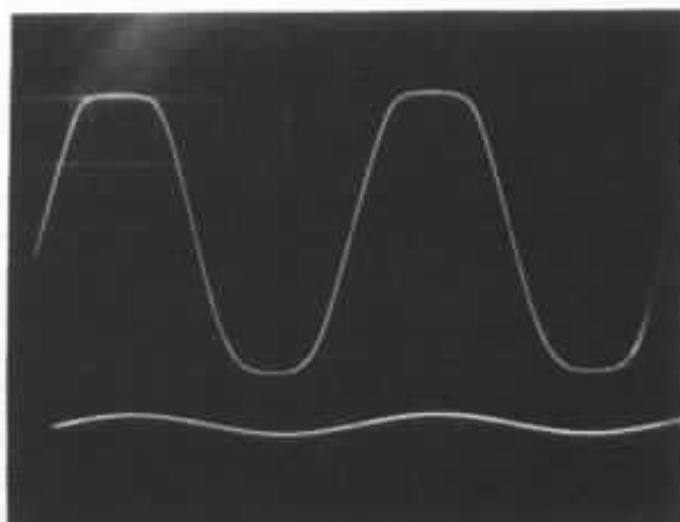


Fig. 18 : Boucle ouverte. $V_s = 24,10 V$ eff. $V_e = 0,21 V$ - 1 kHz - écrêtage.

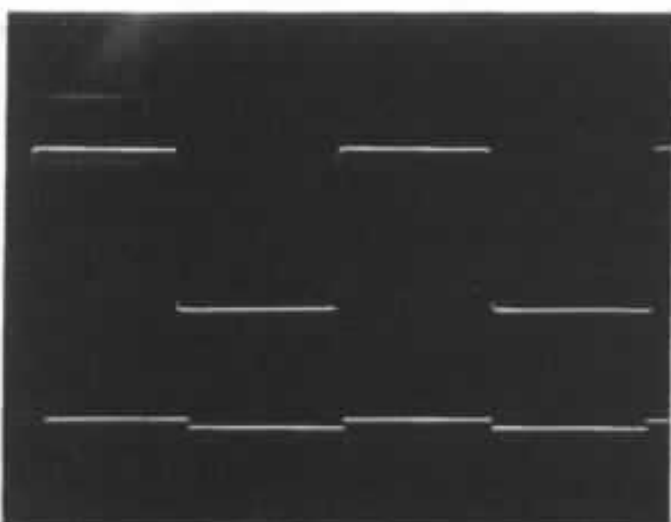


Fig. 19 : Boucle ouverte 1 kHz - 18 V c.à.c.

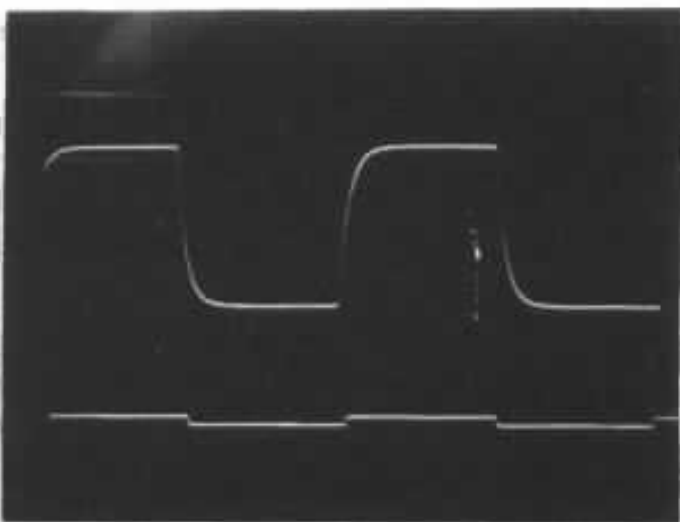


Fig. 20 : Boucle ouverte 10 kHz - 17 V c.à.c.

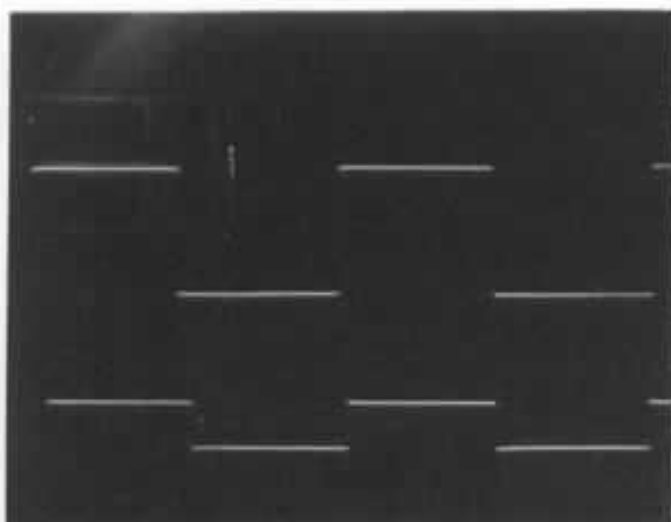


Fig. 21 : Signaux carrés 1 kHz - 15 V c.à.c. - boucle fermée.

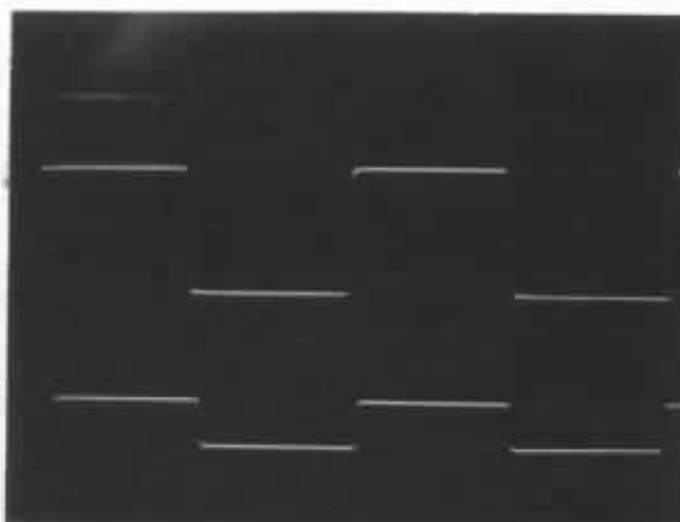


Fig. 22 : Signaux carrés 10 kHz - 15 V c.à.c. - boucle fermée.

a. Bande passante

En boucle ouverte, celle-ci est limitée à 80 kHz environ par C2 // R8 (fig. 16). L'essentiel du comportement en boucle ouverte est résumé dans les figures 17 à 20. En boucle fermée, la bande passante dépasse 300 kHz, le comportement en signaux carrés est indiqué figures 21 à 23.

Du côté des basses fréquences, l'amplificateur est totalement couplé en continu.

b. Caractéristiques

— Tension de sortie à l'écrêtage : 21,11 V pour une tension d'entrée 1,32 V, soit un gain A_V

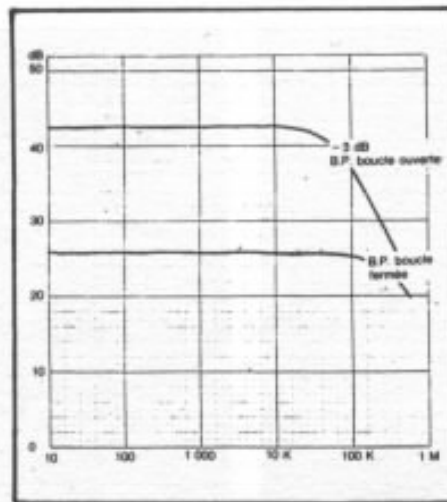


Fig. 16 : Bande passante en boucle ouverte et en boucle fermée. Celle-ci atteint 80 kHz en boucle ouverte !

de 16 et une puissance de 55,7 watts.

- Gain à vide $A_{V0} = 134$.
- Taux de contre-réaction : 22 dB.
- Impédance de sortie en boucle ouverte : 0,443 Ω .
- Impédance de sortie en boucle fermée : 0,0581 Ω , soit un facteur d'amortissement de

$$\frac{8}{0,0581} = 137$$

si R17 = 0.

c. Rapport signal/bruit

Ce rapport dépend du câblage, de la qualité de l'alimentation et des transistors d'entrée ; il doit

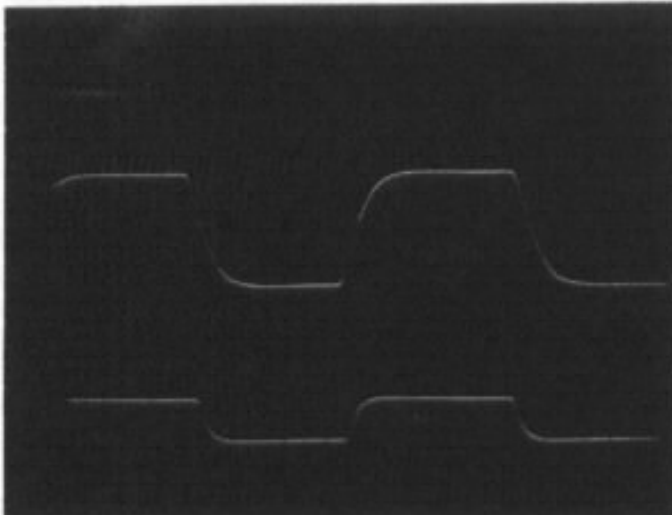


Fig. 23 : Signaux carrés 100 kHz - 15 V c.à.c. -boucle fermée.

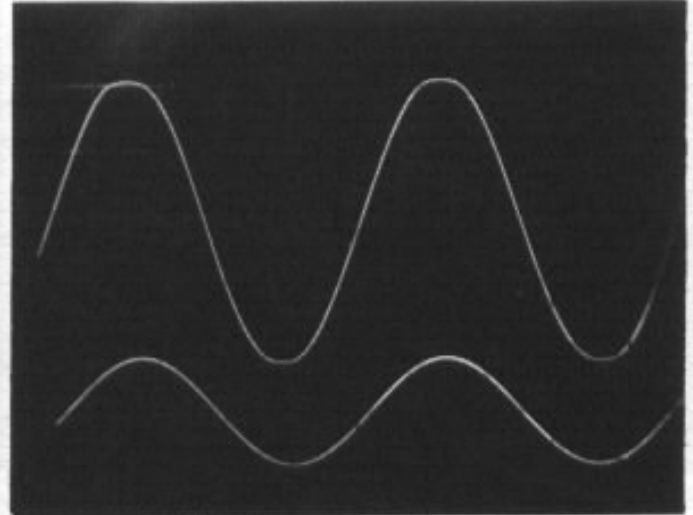


Fig. 24 : Ecrêtage à 1 kHz (59 W).

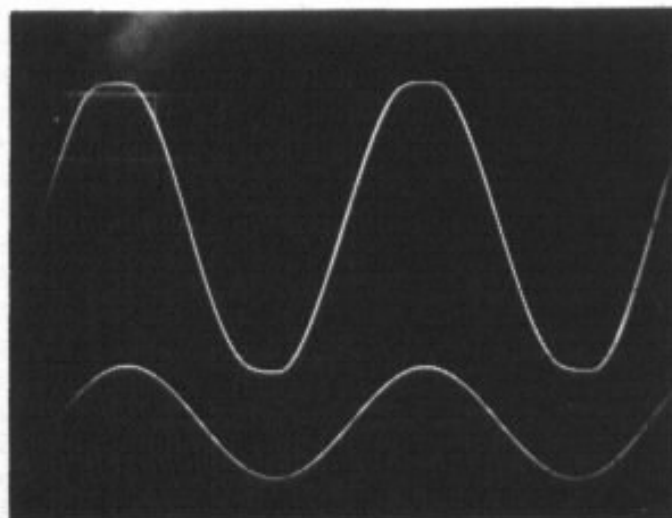


Fig. 25 : Ecrêtage à 10 kHz (62 W).

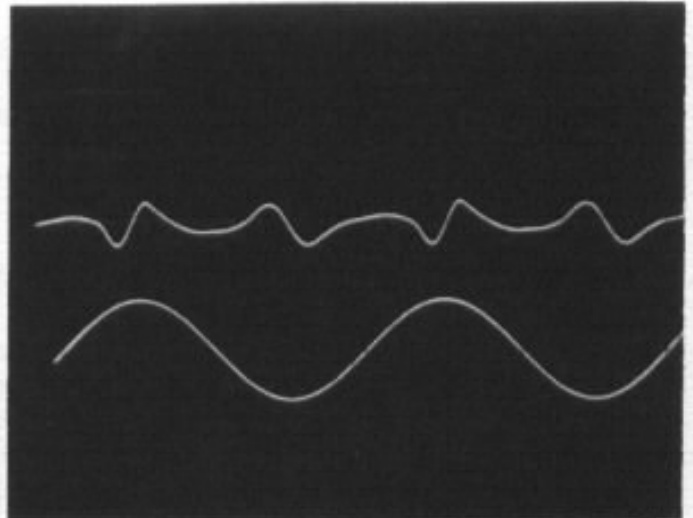


Fig. 26 : Distorsion résiduelle à l'écrêtage -1 kHz (2 V/cm, tracé du haut).

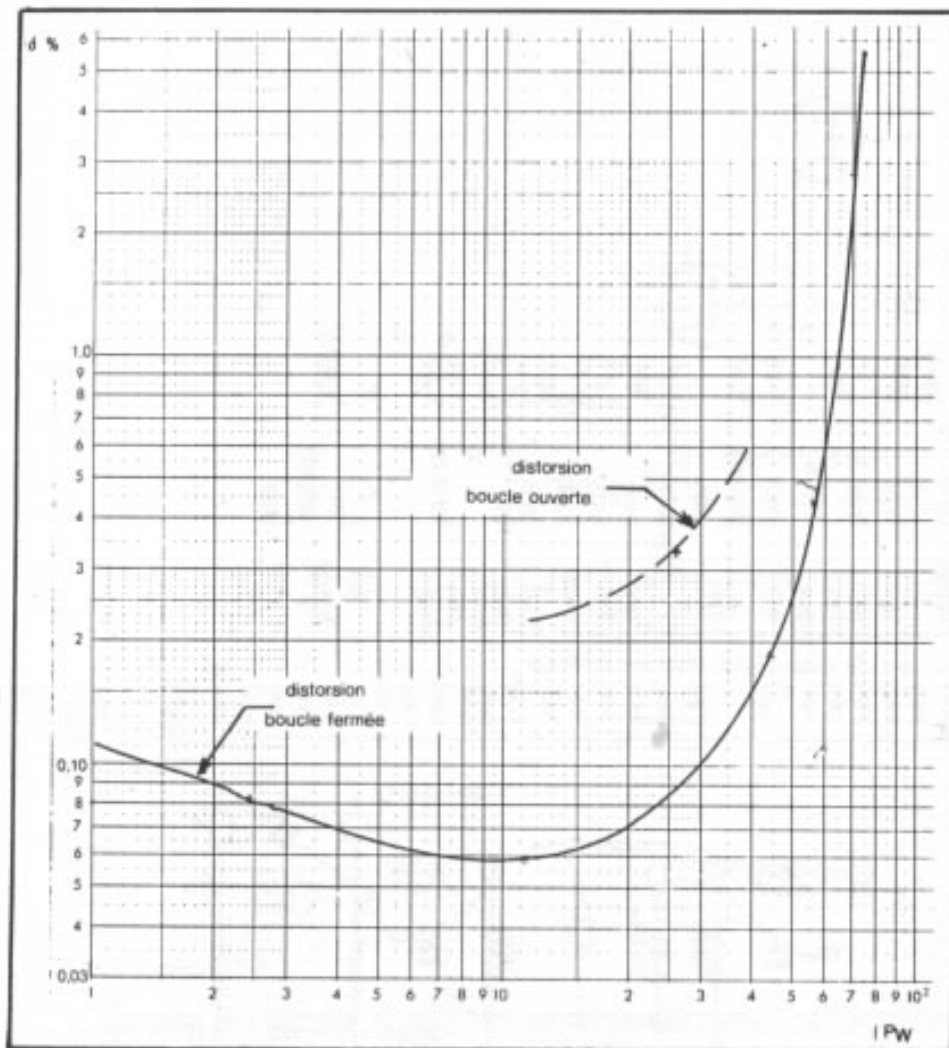
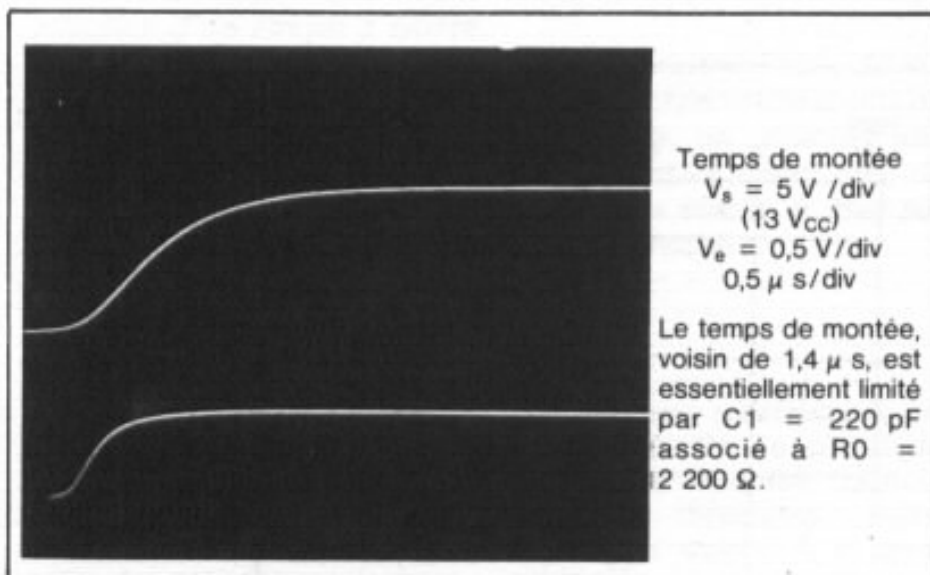


Fig. 27 : Courbe de distorsion obtenue à 1 kHz. Il faut tenir compte de la distorsion propre du générateur utilisé de l'ordre de 0,03 %. La remontée aux basses puissances est due au bruit résiduel de l'ensemble ampli-générateur. A noter la caractéristique de distorsion douce similaire à celle obtenue par Kanéda.



être, dans la plupart des cas, supérieur à 110 dB.

d. Distorsion - Caractéristique à l'écrêtage

La courbe de distorsion harmonique à 1 kHz est donnée figure 27. A noter que le générateur employé avait une distorsion propre de 0,03 % environ. On remarquera que la courbe obtenue est du type « soft distortion » ou distorsion douce. Le comportement à l'écrêtage résumé dans les figures 24 à 26, est tout à fait satisfaisant, sans oscillations parasites.

Références

« DC Amplifiers » par A. Kanéda Seibundo Shin Koska Publishing Co.

Radio Gijutsu numéro Spécial amplificateurs.

Stereo Technic juin 1982.

L'Audiophile nos 1, 9, 10, 30, 31, 32, 33, 34, 39.

Les auteurs tiennent à remercier M. Akihiko Kanéda pour l'ensemble de son travail théorique sur les électroniques audio, Jean Hiraga pour ses conseils et son travail de traduction et M. Philippe Viboud pour son assistance technique.

8. Annexe

L'amplificateur peut être modélisé à partir du schéma de principe de la figure 29.

Ce schéma représente le fonctionnement de l'ampli en alternatif pour lequel + et - V_{CC} sont reliés à la masse par les condensateurs de filtrage ; il tient compte également de la structure symétrique de l'étage de sortie.

Avec les composants utilisés, le réseau obtenu est indiqué en figure 30.

Fig. 28 : Réponse transitoire en boucle fermée.

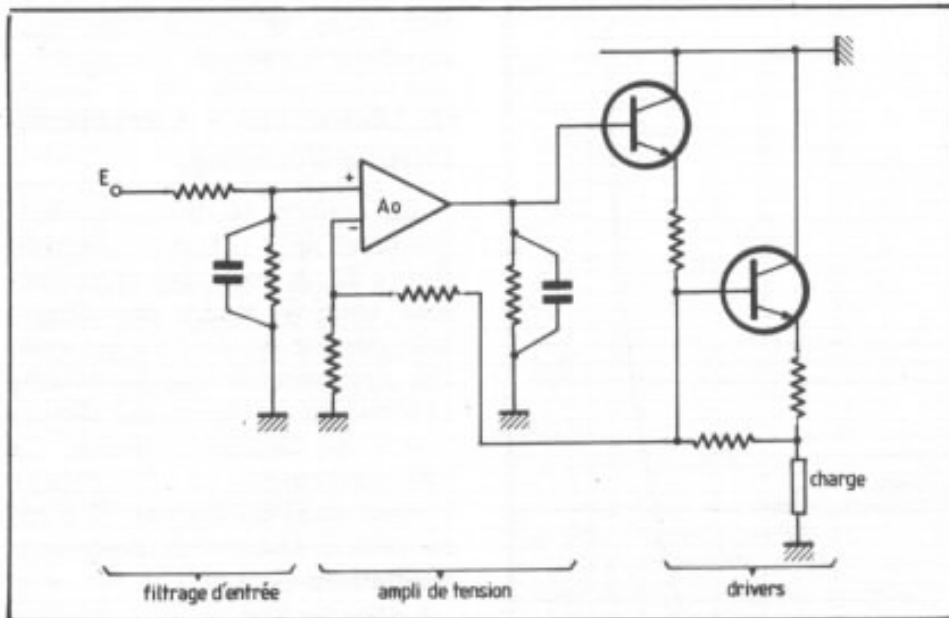


Fig. 29 : Schéma de principe de la modélisation de l'amplificateur en alternatif.

Sa modélisation a été effectuée sur calculateur HP 71 B. Pour chaque fréquence, on obtient le gain et les impédances d'entrée et de sortie en module et phase (en degrés).

Par exemple à 1 000 Hz :

F = 1000 Hz
 S = 19.257 L 1.9E-2
 Av = 19.257 L 1.9E-2
 = 25.692 dB
 Ze = 49186.785 L-3.7
 Zs = 0.321 L-1.3E-6

On obtient finalement les courbes de gain et de phase :

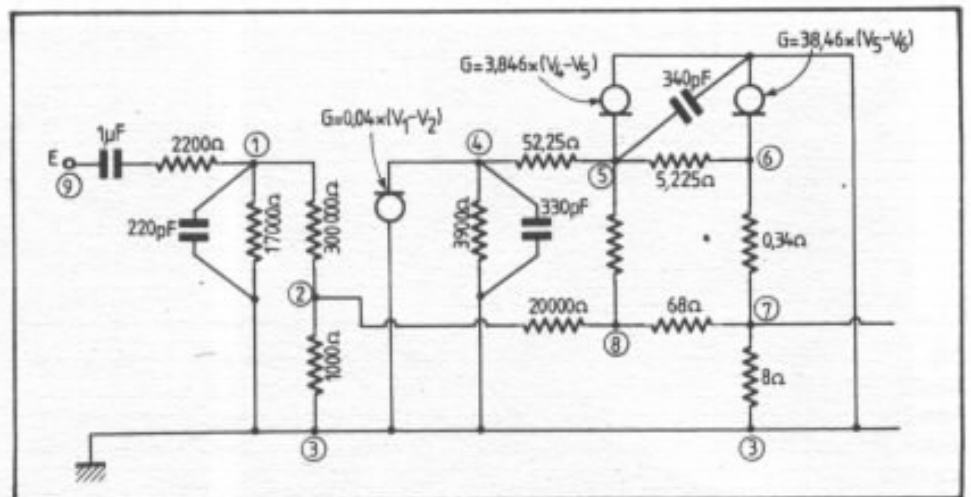
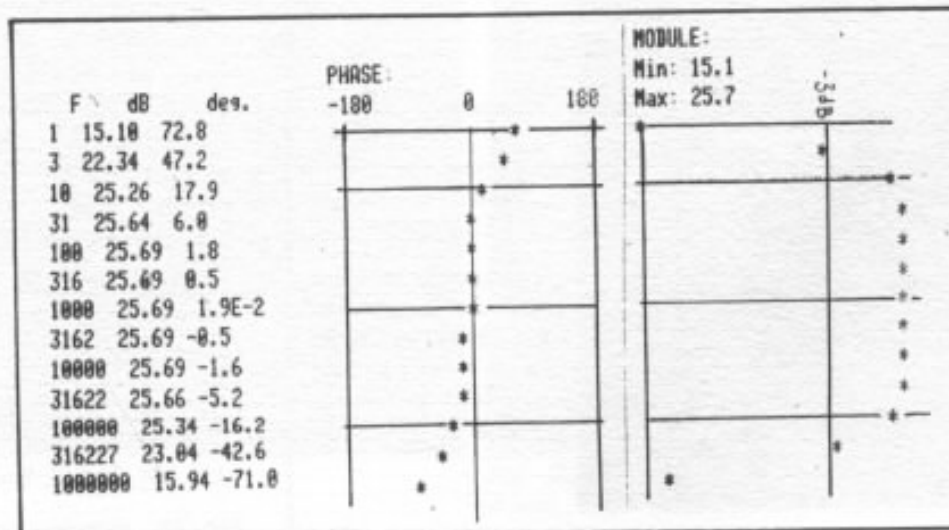


Fig. 30 : Modélisation avec les composants utilisés.



L'étage d'entrée de l'amplificateur 4^e partie : quelques expérimentations complémentaires

Héphaïstos

C'est par le compte rendu des expérimentations subjectives faites sur les circuits différentiels que nous avons retenus, qu'aurait dû se poursuivre l'exposé consacré à l'étude d'un étage d'entrée pour notre amplificateur de puissance à transistor, mais alors que le dispositif expérimental était en cours de réalisation, d'autres expérimentations objectives nous ont semblé nécessaires : en effet à la suite de nos articles sur ce sujet et également lors de discussions (souvent passionnées) sur ce thème avec des spécialistes des circuits analogiques, nous avons appris l'existence d'autres circuits susceptibles de résoudre les problèmes de l'étage d'entrée. En outre, nos propres réflexions ont enfin abouti à trois types de circuits. C'est pourquoi, même s'il est certain que notre aspiration à une certaine exhaustivité sera toujours déçue par la connaissance d'autres circuits, nous avons voulu intégrer ces nouveaux circuits dans notre démarche de sélection d'un circuit d'entrée.

En conséquence dans notre étape d'aujourd'hui, nous reviendrons à des considérations théoriques et nous verrons des résultats d'expérimentations objectives. Ce retour en arrière risque de donner à l'exposé global de cette étude, un caractère un peu décousu ; c'est un des risques inhérents à une relation faite pratiquement en temps réel, des progrès de notre étude. Je pense qu'en contre-partie un tel exposé est plus vivant et plus passionné et j'espère que les lecteurs voudront bien me pardonner ce recul provisoire.

C'est par souci d'efficacité, parce que nous croyons plus à une démarche rigoureuse (ou qui du moins cherche à l'être) qu'aux hasards de notre imagination fantasque, pour trouver

des solutions satisfaisantes aux problèmes électroacoustiques que nous voulons associer réflexions théoriques, expérimentations objectives et essais subjectifs. C'est en combinant

ces trois approches complémentaires, que nous pensons pouvoir aboutir aux meilleures solutions parmi celles qui sont à notre portée. Dans l'étude de l'étage d'entrée de notre amplifi-

cateur à transistor, nous avons pris notre canevas habituel : dans un premier exposé (L'Audiophile n° 36) nous avons tenté de cerner les problèmes propres à l'étage d'entrée et examiné les solutions déjà connues. Après cette approche théorique, nous avons expérimenté à travers l'objectivité des instruments de mesure tout d'abord le différentiel classique que nous avons examiné sous tous les angles possibles (L'Audiophile n° 39) puis les solutions originales que nous avons recensées (L'Audiophile n° 40). Lors de ce dernier exposé, nous avons évoqué nos recherches pour une solution personnelle, qui n'avaient pas encore abouti.

Ensuite nous nous sommes attaqué à la réalisation du banc de mesure pour nos essais subjectifs et celui-ci était déjà bien avancé quand nous avons décidé de remettre en cause le travail déjà effectué : il y avait deux raisons à cette contestation. Tout d'abord nous avons appris l'existence d'autres circuits d'entrée possibles ; ensuite nos propres recherches nous donnaient un sentiment d'insatisfaction, une impression de ne pas bien maîtriser le problème. En analysant ces sensations, nous avons compris un grave défaut de notre analyse théorique (on ne fait pas toujours pour le mieux du premier coup) : notre analyse des solutions originales se limitait à un catalogue vaguement classé des solutions recensées, alors qu'il est possible de trouver une logique qui articule entre elles toutes ces solutions et que cette logique révèle de nouvelles voies à explorer.

Dans l'exposé d'aujourd'hui, nous verrons donc quelques autres circuits dont nous avons eu connaissance, puis nous verrons comment il est possible de classer tous les circuits décrits jusqu'ici. Ensuite nous verrons les résultats de nos recherches personnelles et nous concluons

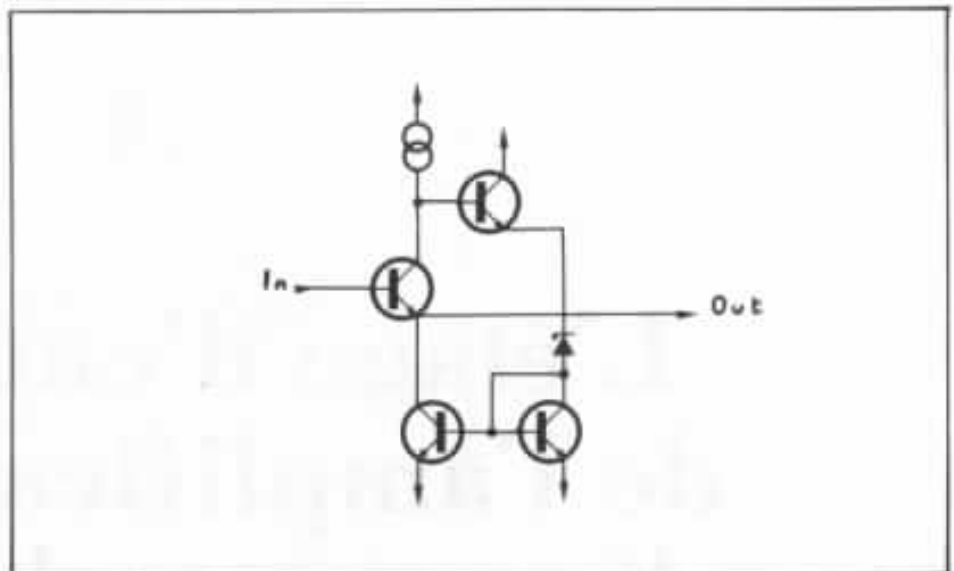


Fig. 1 : Le collecteur commun amélioré.

une nouvelle fois les expérimentations objectives pour pouvoir aborder avec sérénité les essais subjectifs.

Le collecteur commun amélioré

C'est en discutant avec des spécialistes des circuits intégrés analogiques que nous avons appris l'existence d'un circuit voisin du collecteur commun qui était plus linéaire. Or nous avons vu que les non-linéarités du convertisseur tension-courant que représente le différentiel classique contre-réactionné, proviennent des défauts des deux transistors montés en collecteur commun (pour la résistance d'émetteur). Le schéma de ce circuit est donné par la figure n° 1 : on y voit que le collecteur du transistor suiveur est chargé par un générateur de courant ; les variations du courant collecteur de ce transistor commande par l'intermédiaire d'un transistor et d'une diode zéner un miroir de courant qui charge la sortie du transistor suiveur. Le transistor suiveur est donc asservi par l'intermédiaire de cette boucle de contre-réaction à un courant collecteur fixe de valeur égale à celle du générateur de courant. Si le cou-

rant collecteur est fixe, le courant émetteur le sera aussi et la tension base-émetteur ne variera pas. Le transistor suiveur introduit donc en théorie, une tension fixe entre l'entrée et la sortie du montage. En théorie seulement puisque la boucle possède un gain fini : ce gain est fixé par l'impédance en sortie du transistor suiveur (essentiellement l'impédance de sortie liée à l'effet Early) divisée par l'impédance série de la diode zéner plus l'impédance d'entrée du miroir de courant. En outre, comme dans toutes les boucles, il faut pour des raisons de stabilité introduire une coupure de bande.

Ce schéma est très facilement adaptable à un étage d'entrée (voir la fig. n° 2) : les variations de courant dans R_E qui correspondent à la différence entre les deux tensions d'entrée, proviennent des miroirs de courant puisque les transistors d'entrée sont asservis à des courants fixes ; on retrouve donc ces variations à l'entrée des miroirs de courant et sur les collecteurs des transistors T_3 et T_4 qui sont les sorties de cet étage d'entrée. On notera sur les émetteurs des transistors T_1 et T_2 la présence de deux condensateurs de faible valeur qui

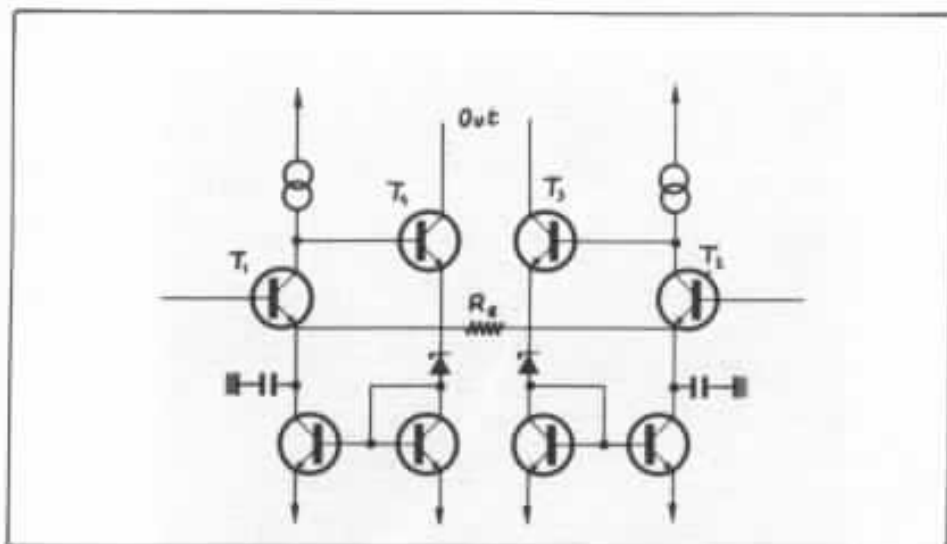


Fig. 2 : Différentiel à collecteur commun amélioré.

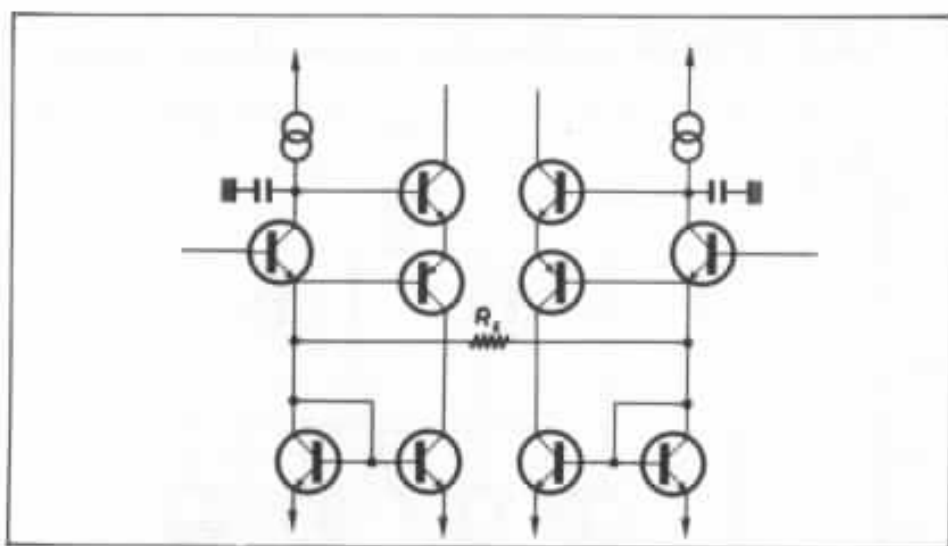


Fig. 3 : Schéma définitif.

imposent la coupure des deux boucles de contre-réaction.

A partir de ce schéma de base, nous avons essayé quelques modifications pour tenter d'améliorer les performances de celui-ci : la première idée que nous avons eue, consiste à remplacer les transistors bipolaires par des transistors à effet de champ car ceux-ci présentent des impédances d'entrée et de sortie plus élevées et pourraient permettre d'obtenir des gains de boucle plus élevés. Les mesures que nous avons faites montrent

qu'une telle évolution conduit à un accroissement de la distorsion d'environ 15 dB, le gain de linéarité visé est plus que compensé par un gain moindre et la moins bonne linéarité intrinsèque des transistors à effet de champ. Une autre amélioration possible est liée à un défaut du montage : en effet la tension collecteur des deux transistors d'entrée est fixée par la valeur d'avalanche des diodes zéner (elle n'est pas très précise, elle varie de façon sensible avec la température et de plus cette tension est très bruitée)

et par la tension d'alimentation négative (c'est ainsi une source de perturbations pour le montage). Nous avons donc modifié l'asservissement en remplaçant les diodes zéner par des transistors PNP montés en base commune et accrochés sur les émetteurs des transistors d'entrée (voir la fig. n° 3) ; cela nous a aussi conduit à déplacer les condensateurs qui limitent la bande de la boucle. Le circuit ainsi obtenu n'a plus les défauts dénoncés plus haut, et permet d'obtenir un gain de boucle plus élevé à cause de la basse impédance d'entrée des transistors montés en base commune. C'est ce que confirment les mesures de distorsion qui montrent un gain d'environ 5 dB sur la distorsion statique. Nous avons donc retenu ce dernier schéma pour nos mesures.

Fonction de transfert

Celle-ci (fig. n° 4) montre la grande linéarité du circuit. Les saturations sont assez brutales mais le circuit retrouve naturellement son fonctionnement normal.

Gain du montage

La valeur de gain que nous avons standardisée pour ces essais (40 dB) est obtenue dans erreur ; c'est une conséquence de la contre-réaction.

Distorsion harmonique

La figure n° 5 montre la valeur de la distorsion divisée par le gain ; les résultats obtenus ne situent pas ce circuit en tête de la compétition mais le place en fin du peloton de tête.

Distorsion thermique

Nous n'en avons pas trouvé et ce n'est pas surprenant, puisque les transistors d'entrée ont leurs tensions émetteur-collecteur fixées à deux fois la valeur d'une jonction.

Bande passante

Elle est assez élevée, nous avons mesuré 5,5 MHz ; ce qui nous donne un produit gain-

bande passante de 550 MHz.

Mesure de phase

Nous n'avons pas trouvé de limitation du slew-rate pour les signaux de test (1 V_{CC} en sortie).

Mesure de bruit

Nous avons mesuré 5,2 μ V de bruit ramené à l'entrée dans la bande audio.

Impédance d'entrée

Une fois de plus, la valeur sort de notre dynamique de mesure et est supérieure à 100 k Ω .

Un circuit d'entrée compensé

On m'a aussi signalé un circuit d'entrée dans lequel les non-linéarités d'un différentiel classique sont compensées. Ce circuit a été inventé par H. Kusakabe et a fait l'objet du brevet japonais n° 57-170375.

L'idée consiste à partir d'un simple différentiel d'entrée suivi de deux miroirs de courant (voir la fig. n° 6a) ; le différentiel est constitué de transistors PNP et les miroirs de courant de transistors NPN, contrairement à ce qui se fait habituellement, mais ce pourrait tout aussi bien être le contraire. Si on couple entre eux les deux miroirs de courant (voir la fig. n° 6b) on obtient une fonction de transfert qui se redresse aux deux extrémités (voir la fig. n° 7) ; cela est dû au fait que les deux transistors T₃ et T₄ sont commandés par la même tension base-émetteur et sont parcourus par les même courant collecteur et que cet effet de moyenne conduit la tension collecteur de la branche qui reçoit le plus de courant du différentiel d'entrée à monter plus que dans le cas du montage classique (fig. n° 6 a). Or c'est ce potentiel qui commande le transistor de sortie, cela conduit à l'effet de bascule sur les courants, que nous montre la fig. n° 7. La dynamique de sortie est accrue pour un courant de polarisation donné

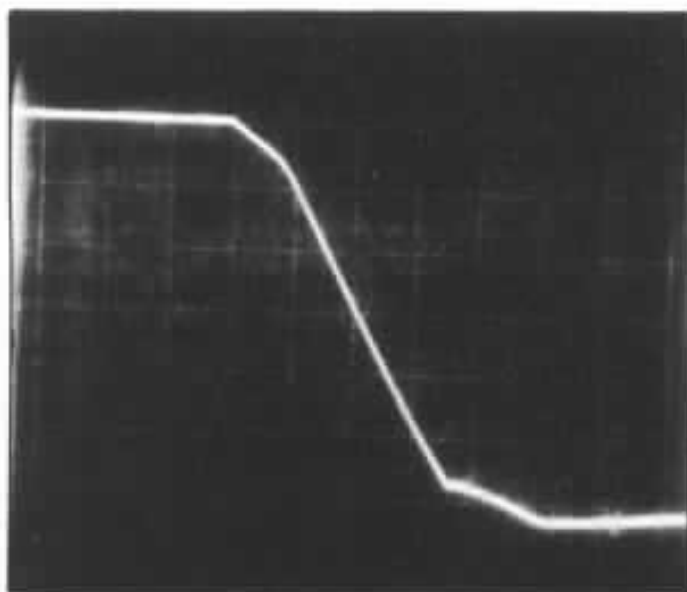


Fig. 4 : Fonction de transfert du différentiel à collecteur commun amélioré.

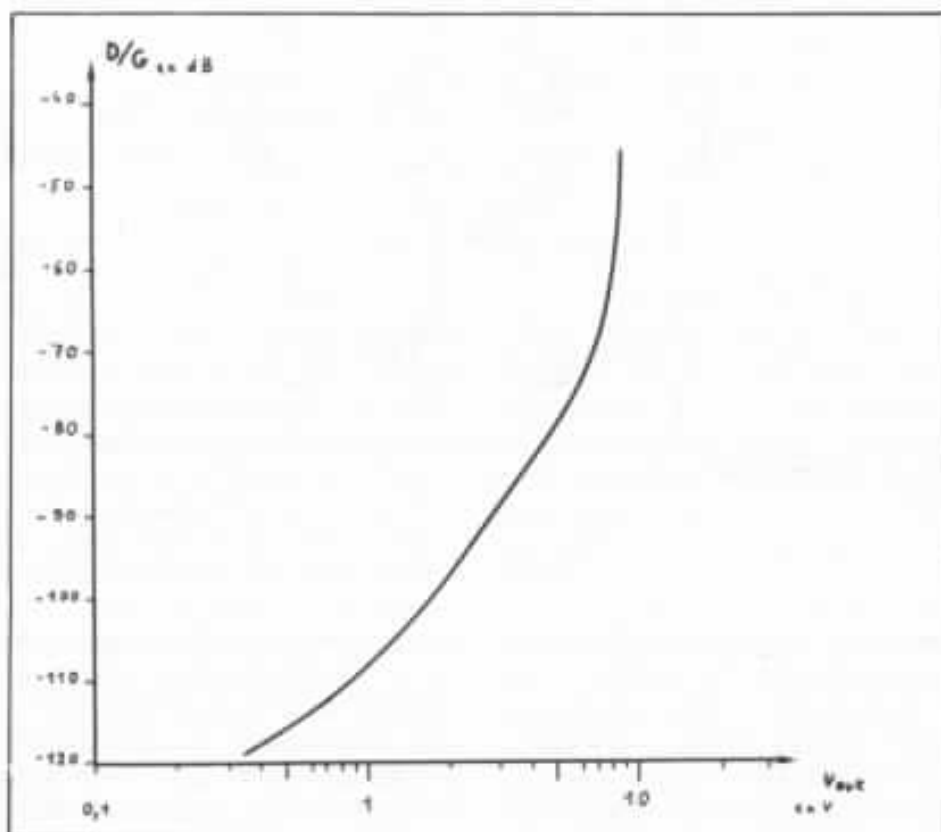


Fig. 5 : Distorsion du différentiel à collecteur commun amélioré.

sur le différentiel d'entrée, mais en contre-partie la linéarité globale est très mauvaise.

Pour éviter ce défaut, on peut modifier les couplage entre les deux miroirs de courant selon le

schéma de la fig. n° 6c. Selon la valeur de R_A on obtient le schéma 6a (quand R_A est infinie), le schéma 6b (quand R_A est nulle) ou un schéma au comportement intermédiaire. On

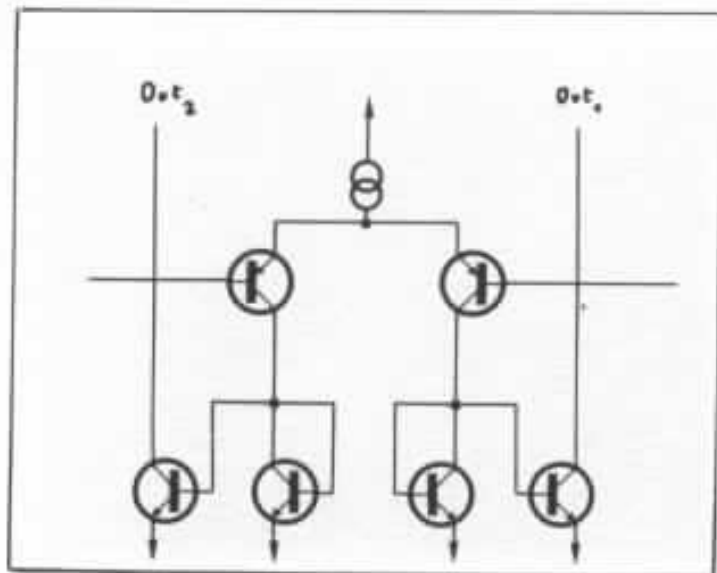


Fig. 6a

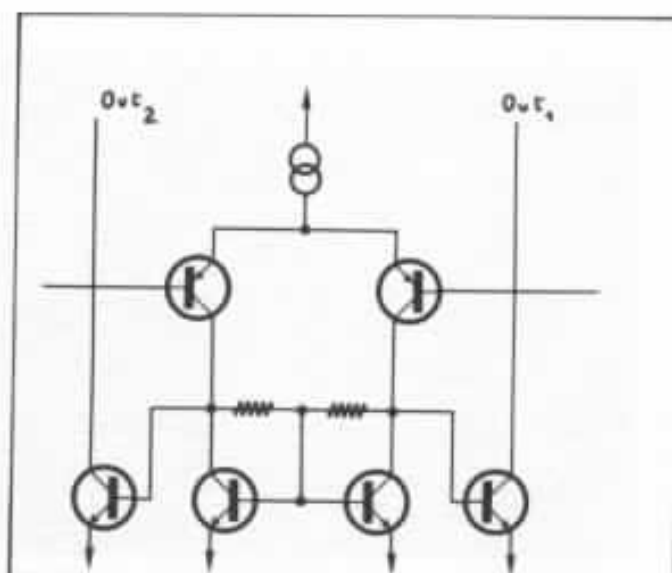


Fig. 6b

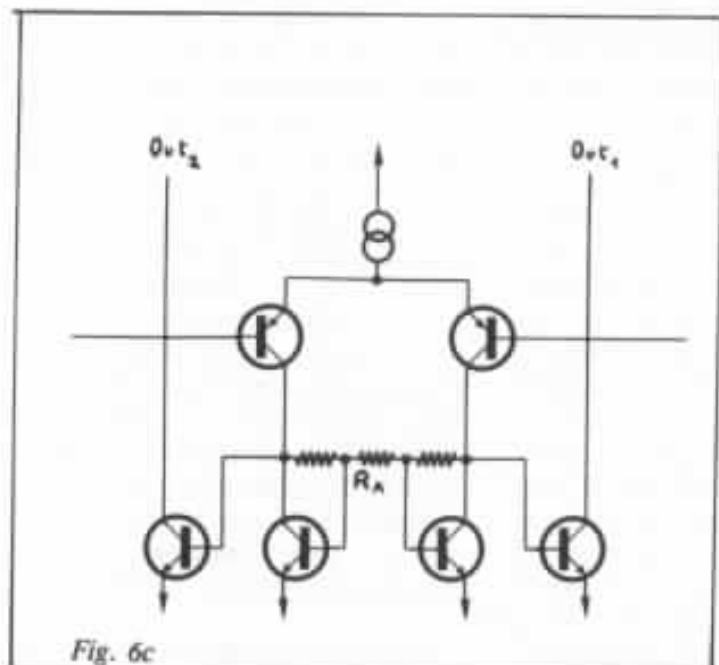


Fig. 6c

Fig. 6: Evolution du différentiel d'entrée conduisant à une meilleure linéarité.

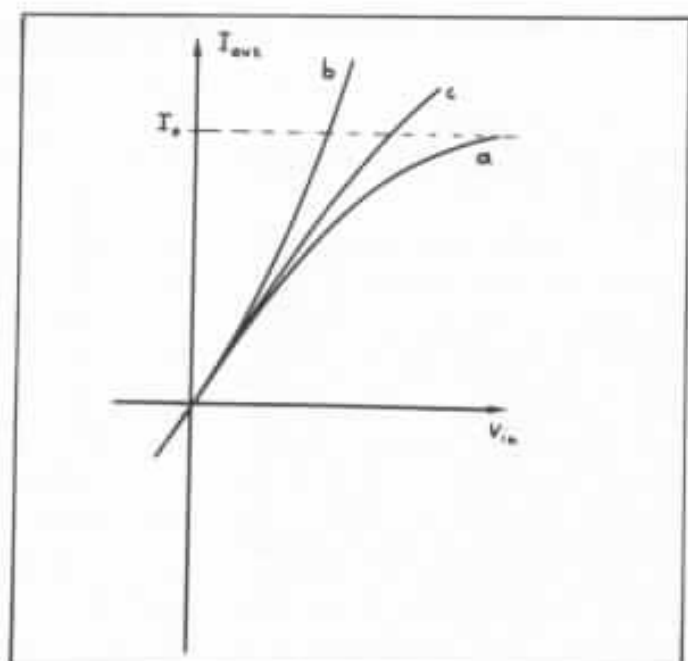


Fig. 7: Fonction de transfert des différents schémas de la figure n° 6.

sent bien que pour une valeur optimum de R_A on obtiendra une linéarité optimisée.

Des expérimentations sur ce montage nous ont donné les fonctions de transfert de la fig. n° 8. Les courbes de distorsion correspondantes sont données par la fig. n° 9. Nous n'avons finalement pas retenu ce mon-

tage, parce que, même s'il permet des gains de linéarité par rapport au différentiel classique, la compensation reste approximative et la linéarité n'est pas aussi bonne que pour les autres circuits que nous avons examinés. En outre, la maîtrise du gain n'est pas simple et dépend de la recherche de l'optimum de linéa-

rité.

Recherche de solutions nouvelles

Après avoir complété notre collection de circuits avec les deux circuits dignes d'intérêt que nous venons de voir, nous allons voir comment il est possible de la

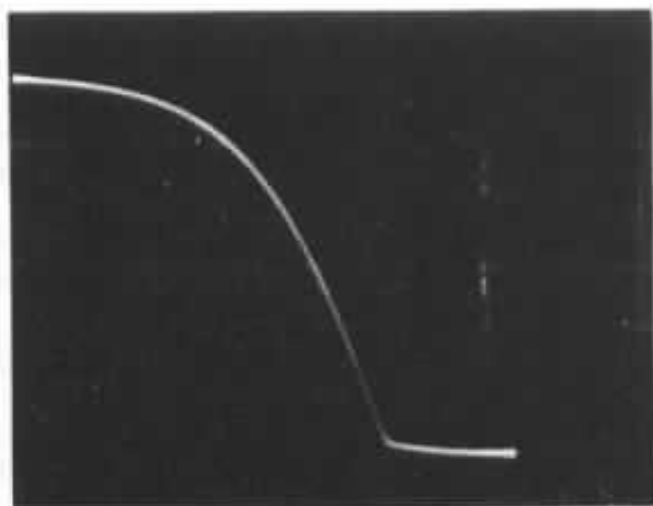


Fig. 8a : Fonction de transfert du schéma b. Elle n'est pas symétrique puisque la somme des courants de sortie n'est pas constante.

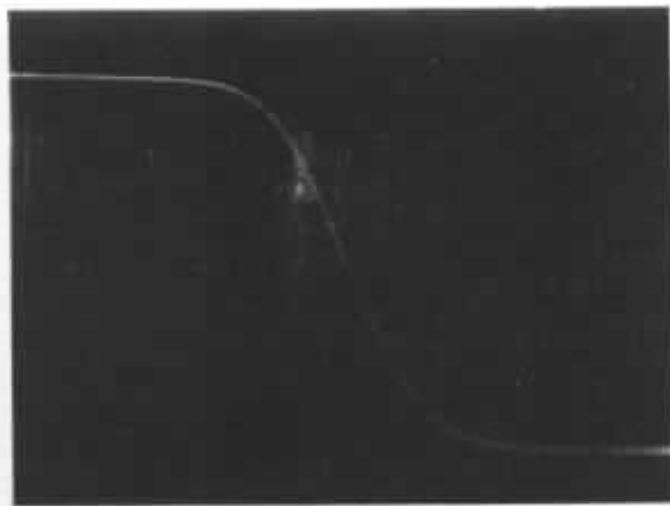


Fig. 8b : Fonction de transfert du schéma c lorsque R_A est optimisé pour la linéarité.

Fig. 8 : Fonctions de transfert mesurées pour les schémas de la figure n° 6.

classer logiquement.

Classification des circuits trouvés

Les circuits que nous avons décrits se répartissent en deux familles : en effet les non-linéarités du différentiel classique contre-réactionné sont dues aux non-linéarités intrinsèques des transistors utilisés (qu'ils soient bipolaires ou à effet de champ). Comme il n'existe pas (au moment où j'écris ces lignes) de dispositif élémentaire linéaire, il faut s'accommoder de ces non-linéarités. Pour les combattre, il existe deux tactiques : la première consiste à compenser ces non-linéarités (avant ou après les transistors non-linéaires), la seconde cherche à les minimiser en faisant travailler l'élément non linéaire dans une plage très faible, c'est-à-dire avec un courant pratiquement constant. La première famille de circuits est celle des circuits à compensation, la seconde est celle des circuits à contre-réaction.

Circuits à compensation

Nous avons vu dans notre analyse de la distorsion et de ses remèdes (dans L'Audiophile n° 28) que la compensation de la

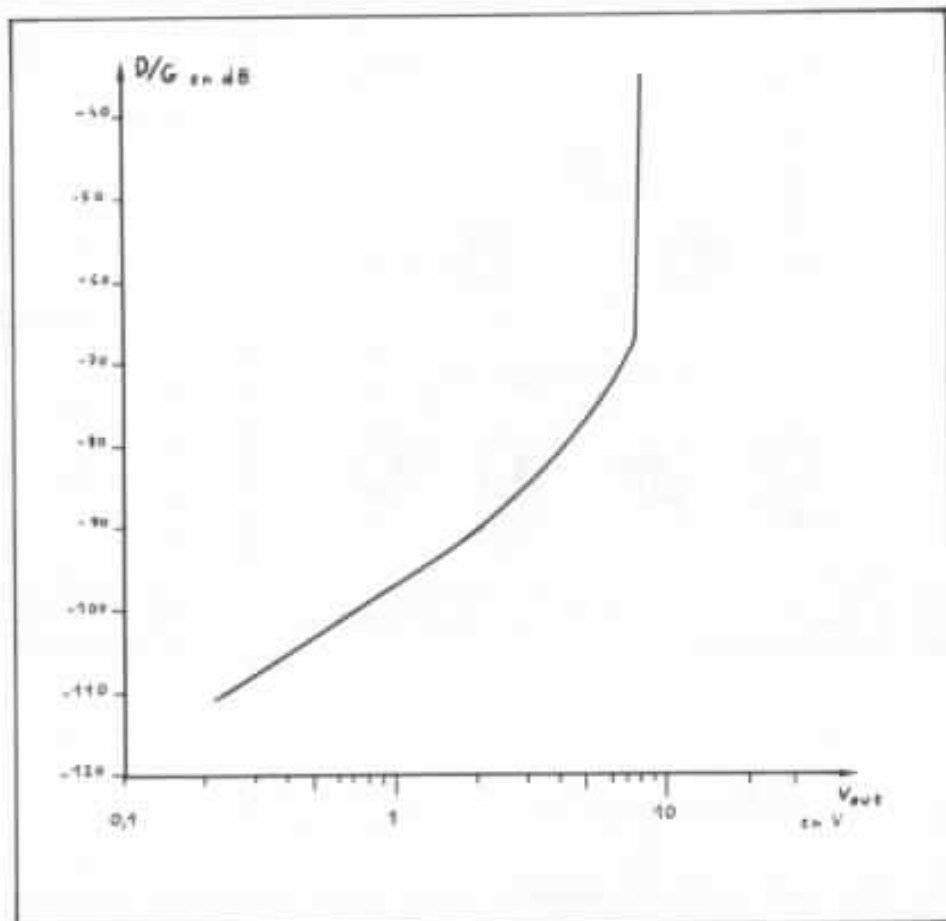


Fig. 9 : Distorsion du schéma de M. Kusakabé.

non-linéarité de type statique d'un circuit amplificateur pouvait se faire avant ou après ce circuit. Ici les éléments amplificateurs à compenser (les deux tran-

sistors du différentiel) travaillent avec une tension en entrée et un courant en sortie ; les compensations seront donc en tension (en entrée) ou en courant (en sortie).

— Circuit à compensation amont

Nous n'avons recensé qu'un seul circuit à compensation amont : il compense les non-linéarités des transistors qui fournissent le courant à la résistance d'émetteur, et cette compensation s'obtient grâce à la reproduction de la tension base-émetteur de l'autre branche du différentiel : c'est le montage très astucieux de Caprio.

— Circuit à compensation aval

Nous connaissons deux circuits qui compensent les non-linéarités des transistors du différentiel d'entrée, en agissant en sortie sur les courants :

Le premier est le circuit « cas-comp » qui reproduit les non-linéarités du différentiel d'entrée avec deux transistors parcourus par les mêmes courants, et qui les compense en ajoutant au courant de sortie un courant qui est proportionnel à ces non-linéarités différentielles.

Le second est le circuit de H. Kusakabe que nous avons décrit plus haut ; il amplifie les courants de sortie du différentiel avec un système amplificateur de courant dont les non-linéarités sont au premier ordre complémentaires de celles à compenser.

Circuits à contre-réaction

Dans ces circuits, les transistors qui fixent la tension aux bornes de la résistance d'émetteur R_E sont parcourus par des courants que l'on cherche à maintenir constants et les courants à fournir ne doivent pas modifier la tension de sortie ; ce n'est donc pas ce transistor « de commande » qui fournit le courant variable que le signal d'entrée induit dans R_E ; il y a donc un autre transistor « de débit » qui est chargé de fournir ce courant variable ; tout circuit à contre-réaction comprend donc dans chaque branche au moins les deux transistors que

nous venons de voir et dont les rôles sont distincts (on notera au passage que dans le simple différentiel à deux transistors, dans chaque branche c'est le même transistor qui tente — avec les limites que nous avons vues — de remplir les deux rôles).

Les transistors ayant trois broches : base, émetteur et collecteur (nous raisonnerons ici avec des transistors bipolaires par commodité, mais il est évident que la plupart des descriptions qui suivent peuvent être faites avec des transistors à effet de champ, voire avec des combinaisons de transistors bipolaires et de transistors à effet de champ) ayant des fonctions distinctes, nous pouvons donc analyser toutes les structures possibles pour les circuits à contre-réaction.

Le transistor de commande fixe la tension vue par R_E en fonction de la tension d'entrée ; il y a donc deux (et seulement deux) possibilités : l'entrée se fait sur la base, et la sortie sur l'émetteur ou l'entrée se fait sur l'émetteur et la sortie sur la base.

Le transistor de débit doit fournir à R_E le courant variable qui résulte des variations de la tension aux bornes de R_E , qui reproduisent celles de la tension d'entrée ; ici aussi deux (et deux seulement) possibilités, en effet un transistor ne peut fournir de courant de sortie que sur son émetteur ou sur son collecteur, et c'est donc une de ces électrodes qui sera reliée à R_E .

Nous avons donc identifié quatre structures de base pour les circuits à contre-réaction, qui couvrent tous les cas possibles et que nous allons maintenant examiner (pour simplifier cet examen nous allons nous limiter pour les transistors de commande à des transistors NPN, ici aussi la transposition à la polarité complémentaire est facile).

— Première structure

Dans la première structure, R_E voit l'émetteur de transistor de

commande et le collecteur du transistor de débit (voir la fig. n° 10). On voit bien que nous avons retrouvé le schéma de notre différentiel à darlington complémentaire. Mais on peut imaginer pour le transistor de débit l'autre polarité (voir la fig. n° 11) et pour commander celui-ci il faut introduire une translation en tension (fig. n° 11), ce qui nous conduit au schéma avec collecteur commun amélioré que nous avons vu au début de cet article. Il n'est alors pas étonnant que nous obtenions les mêmes classes de performances (distorsion, bande passante), pour ces deux circuits.

— Seconde structure

Dans la seconde structure, R_E voit encore l'émetteur du transistor de commande, mais l'émetteur du transistor de débit (voir la fig. n° 12). Mais la connexion de la base du transistor de débit au collecteur du transistor de commande pose un problème : en effet nous réalisons ainsi une boucle de réaction avec un gain positif, un tel montage ne peut pas marcher ; il faut inverser le gain de cette boucle ; intercaler un transistor pour retourner le gain (voir la fig. n° 12) conduit à retrouver la première structure suivi d'un collecteur commun. Cette seconde structure n'est donc pas utilisable.

— Troisième structure

Dans la troisième structure, R_E voit cette fois-ci la base du transistor de commande et l'émetteur du transistor de débit (voir la fig. n° 13). Comme pour la première structure, cette configuration est satisfaisante pour le signe du gain rebouclé. Mais l'entrée se fait sur un émetteur, c'est-à-dire sur une basse impédance ; ce n'est pas très satisfaisant, aussi est-il préférable de faire précéder ce circuit d'un circuit suiveur à haute impédance d'entrée et à basse impédance de sortie comme un émetteur suiveur.

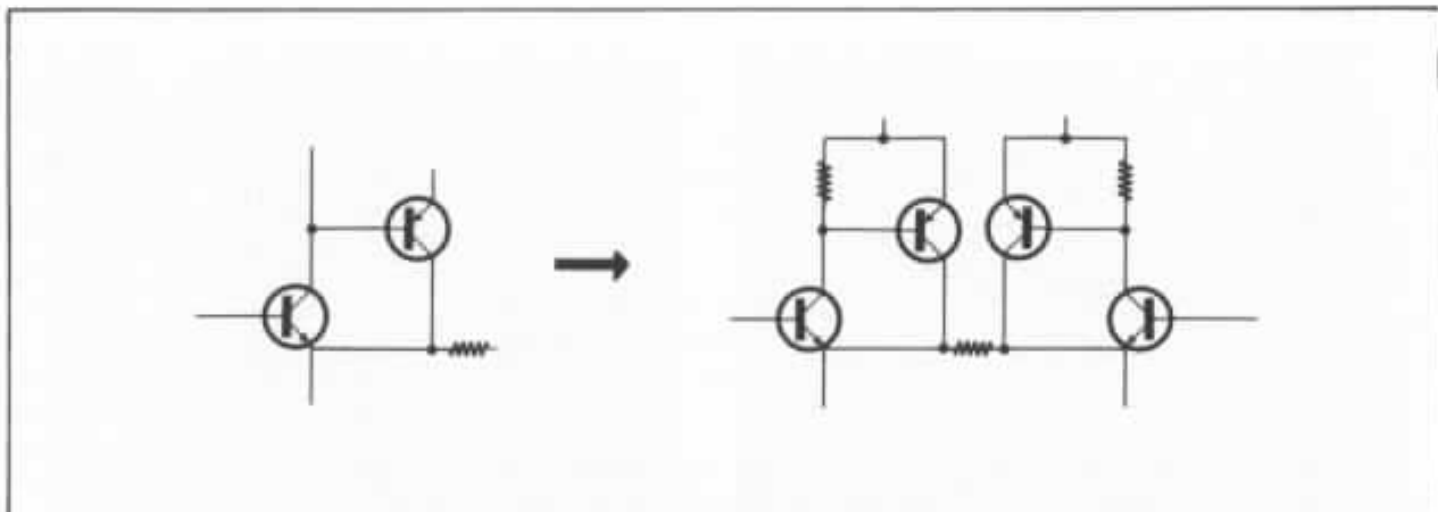


Fig. 10 : La première structure aboutit naturellement au différentiel à darlington complémentaire.

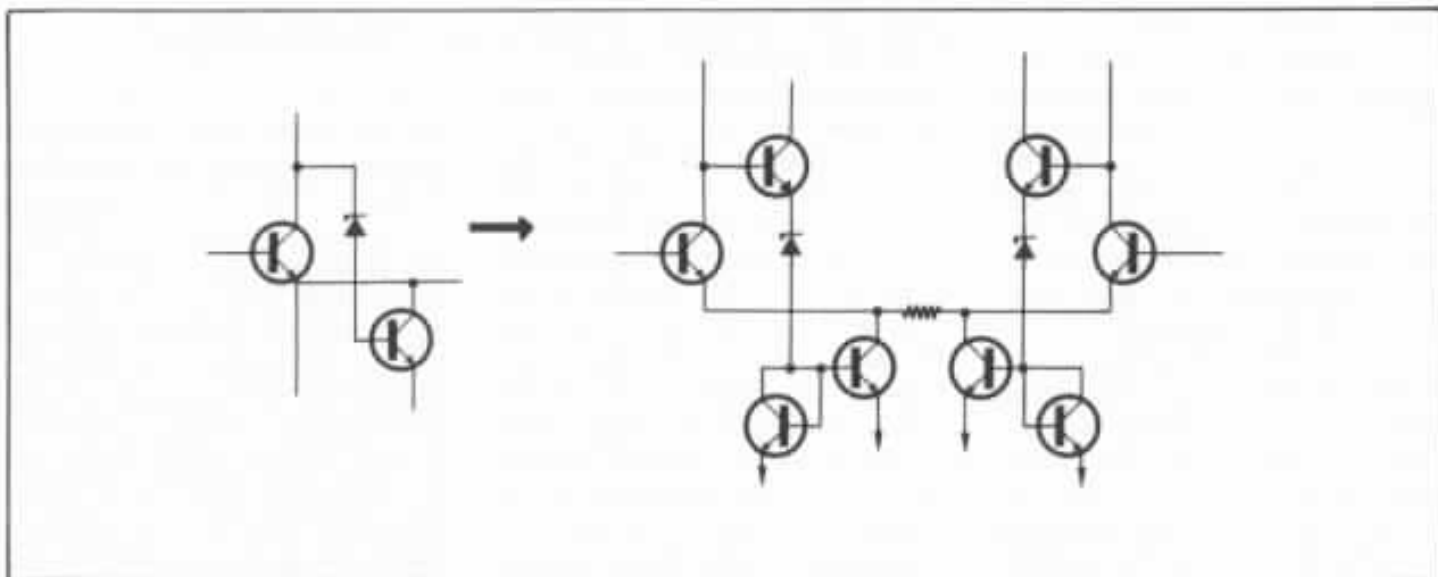


Fig. 11 : La première structure conduit aussi au différentiel à collecteur commun amélioré.

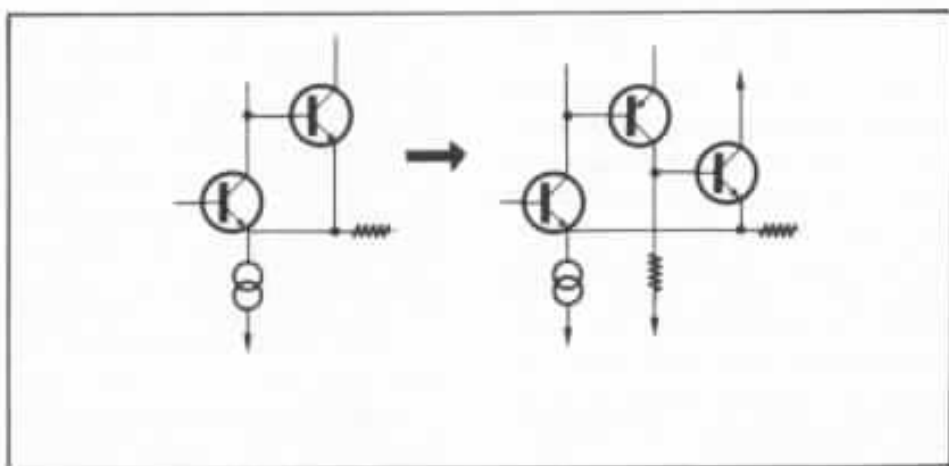


Fig. 12 : La seconde structure ne peut fonctionner que si elle se transforme en première structure.

Pour cela il est possible d'utiliser un transistor NPN (voir fig. n° 14) et nous retrouvons alors nos circuits à amplificateurs opérationnels. Il est aussi possible d'utiliser un transistor PNP (voir fig. n° 15) et l'intégration du générateur de courant au circuit de la troisième structure nous fait retrouver le montage de Van de Plassche.

— Quatrième structure

Pour la quatrième structure avec R_E relié à la base du transistor de commande et à l'émetteur

du transistor de débit, nous retrouvons le même problème de principe qui rend la seconde structure inutilisable.

Pour conclure cette analyse des circuits à contre-réaction, on peut dire qu'il y a deux structures possibles et que nous avons déjà rencontré plusieurs variations sur ces deux thèmes.

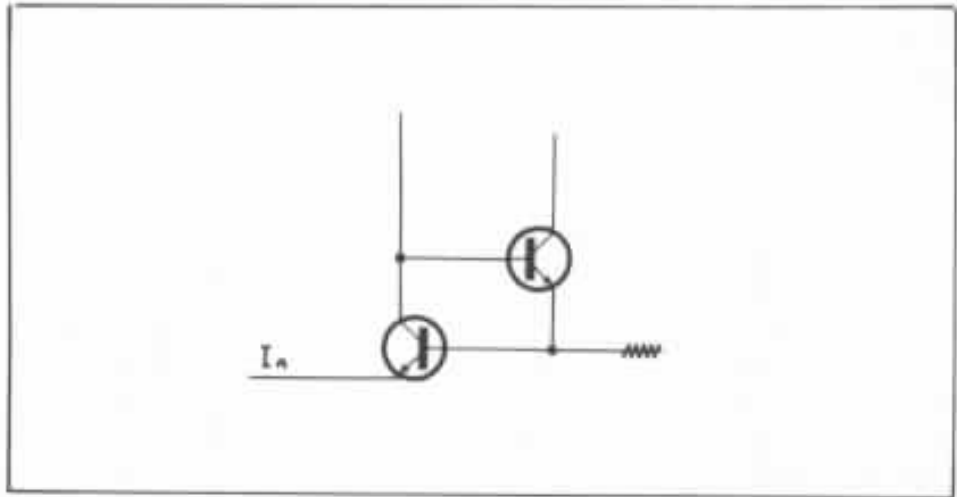


Fig. 13 : Troisième structure.

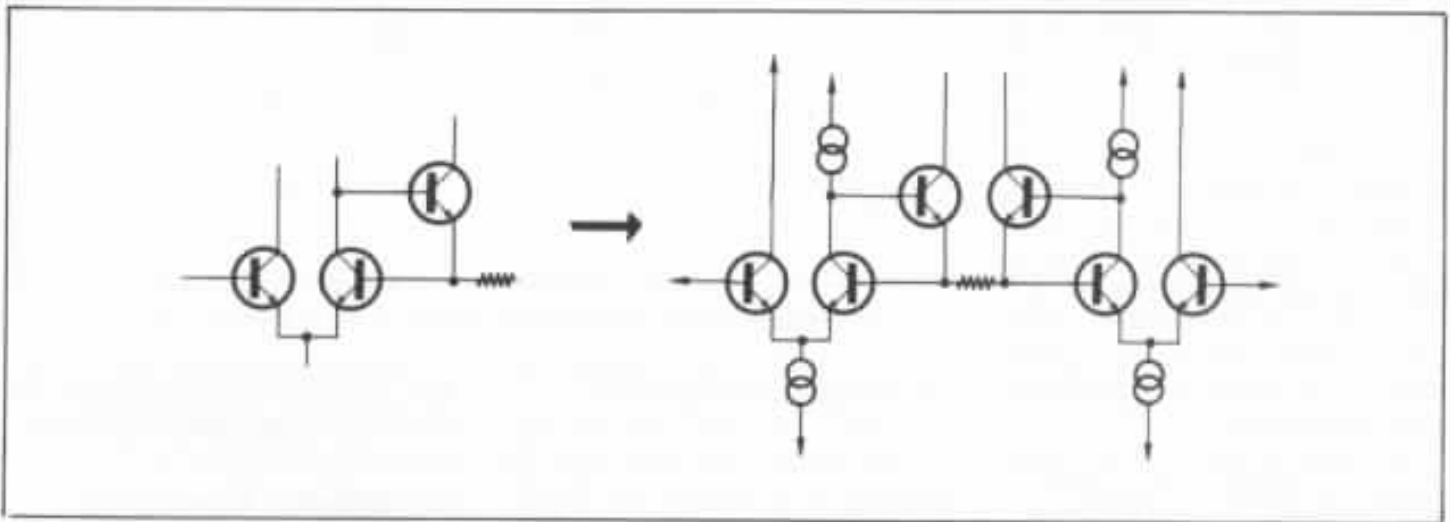


Fig. 14 : La troisième structure conduit au différentiel à amplificateur opérationnel.

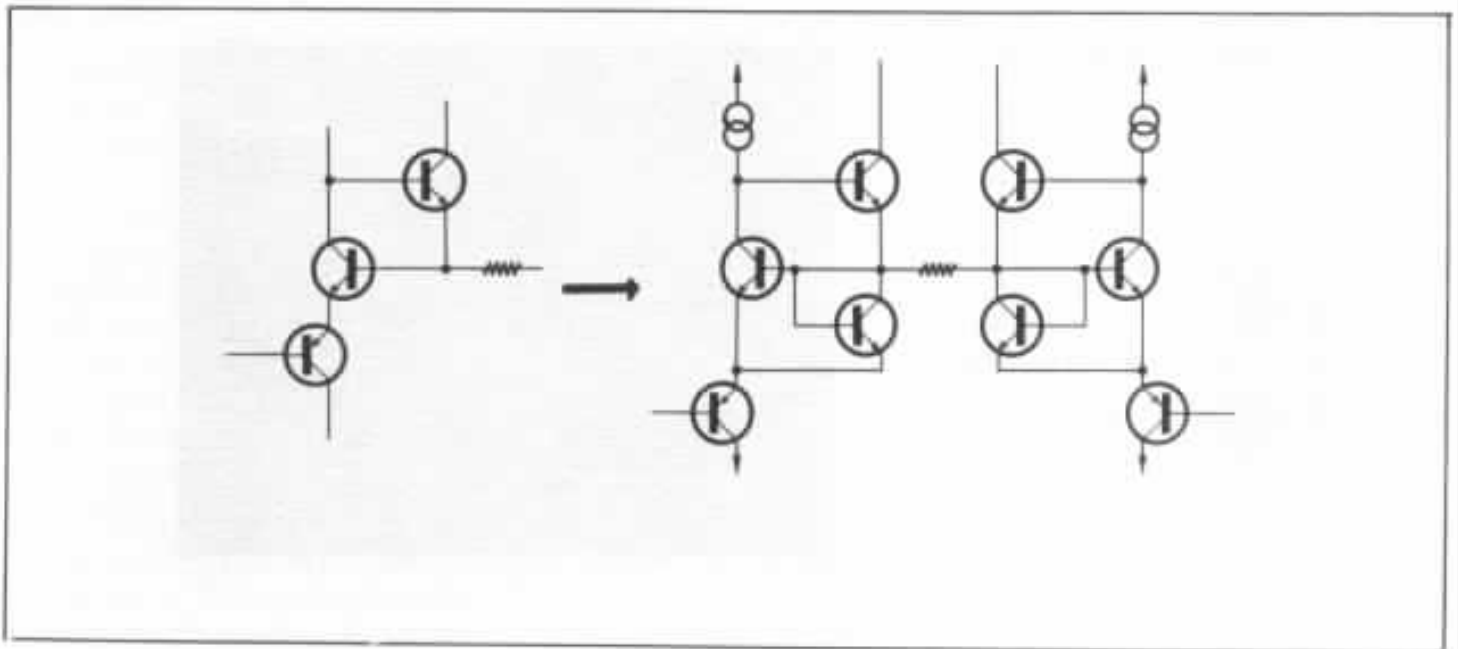


Fig. 15 : La troisième structure conduit aussi au circuit de Van de Plassche.

Premier circuit Héphaïstos

Une fois cette analyse effectuée, les choses sont beaucoup plus simples pour imaginer de nouveaux circuits dont on puisse espérer de meilleures performances, même si le terrain peut sembler particulièrement exploré.

Nous avons vu que les limites de gain et de linéarité du simple différentiel contre-réactionné étaient dues à l'impédance de sortie de chacun des transistors : il faudrait que celle-ci soit à la fois plus faible et plus linéaire, cela fait irrésistiblement penser aux problèmes de l'étage de sortie d'un amplificateur de puissance et il est tentant d'utiliser la même solution (voir la fig. n° 16), en la faisant précéder d'un circuit de polarisation piloté par un transistor monté en collecteur commun et nous obtenons un nouveau circuit (voir la fig. n° 17) qui n'est pas inclus dans notre classification précédente parce que nous avons pris le problème autrement.

Pour récupérer les courants fournis à R_E , il faut utiliser des translateurs de courant.

Nous avons donc fait des mesures sur un tel circuit :

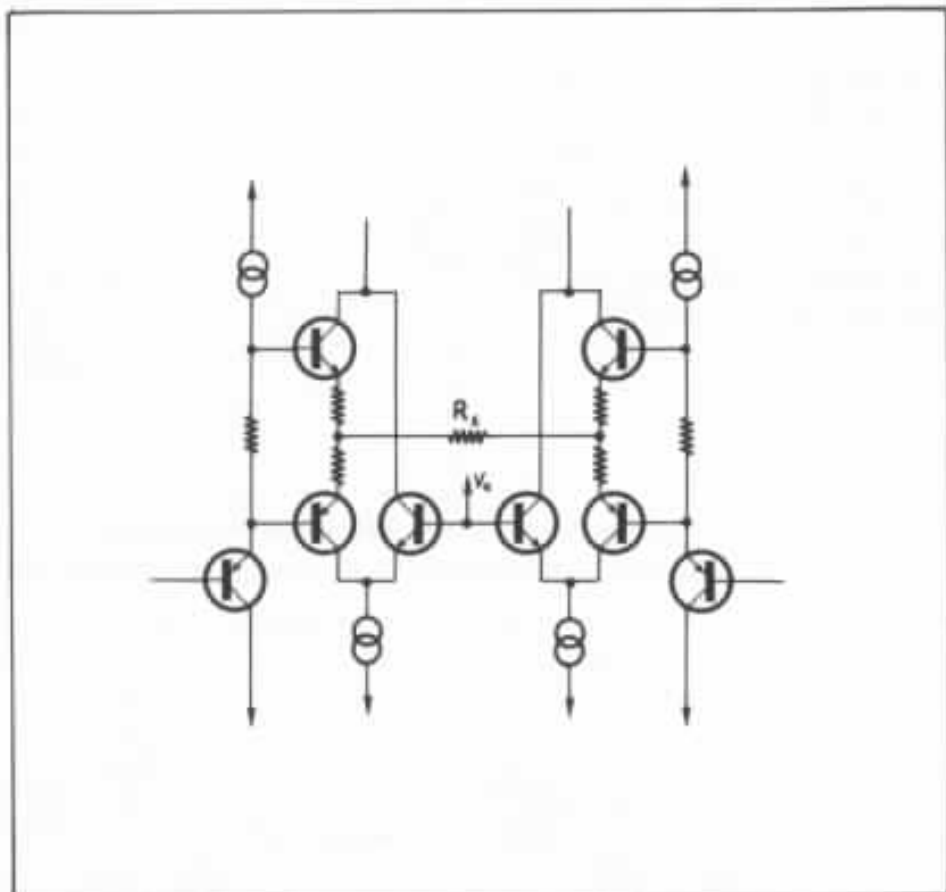


Fig. 17 : Premier circuit Héphaïstos.

— Fonction de transfert

Celle-ci, donnée par la fig. n° 18, montre un gain réel de linéarité par rapport au circuit classique.

— Gain du montage

Celui-ci ne fait que 36,8 dB au

lieu des 40 dB ; l'impédance de sortie n'est pas aussi faible que nous l'espérons.

— Distorsion harmonique

La fig. n° 19 montre deux courbes de distorsion : l'une correspond à un courant de polari-

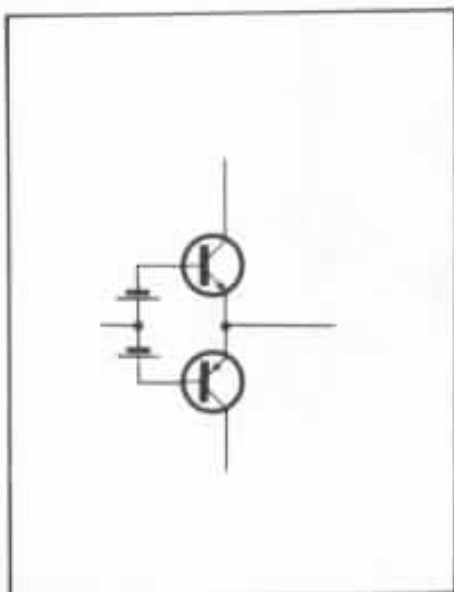


Fig. 16 : Un schéma bien connu dans un autre contexte.

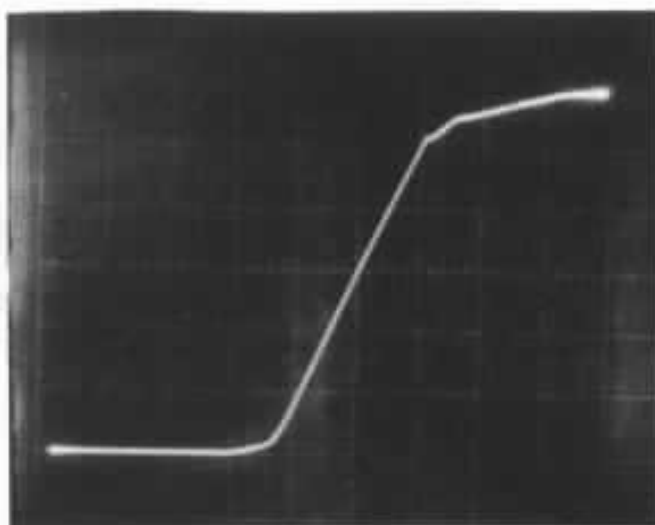


Fig. 18 : Fonction de transfert du premier circuit Héphaïstos.

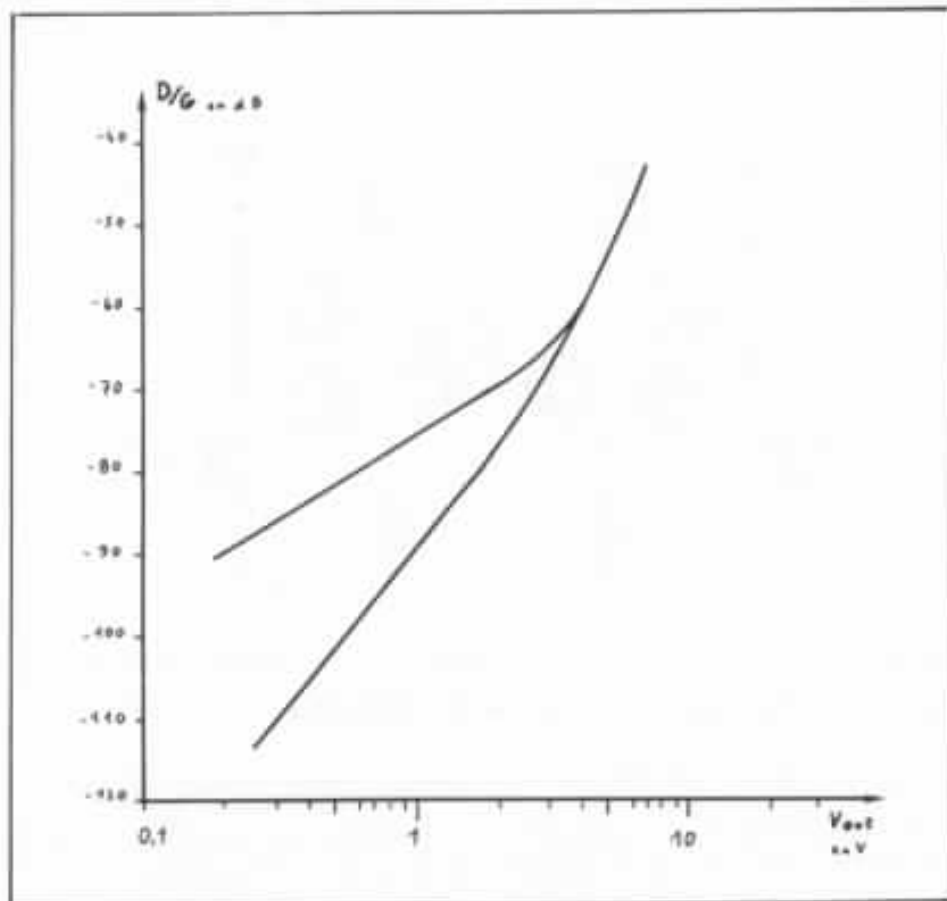


Fig. 19 : Distorsion du premier circuit Héphaïstos.

sation réglé avec un multimètre, l'autre est celle qu'on obtient en optimisant le réglage avec le distorsiomètre. Malgré cette optimisation, les performances de distorsion restent en-deçà des performances auxquelles les circuits sophistiqués nous ont habitué.

— **Bande passante**

Celle-ci n'est pas très élevée : 1,35 MHz.

— **Mesure de phase**

Celle-ci révèle un important problème de slew-rate sur le front descendant.

Nous ne sommes pas allés au-delà dans nos mesures, tant celles-ci étaient décevantes et nous avons cherché à améliorer ce schéma : en utilisant un transistor à effet de champ en entrée et un montage de type cascode (voir fig. n° 20) nous avons amélioré les performances de distorsion et obtenu la courbe de la fig. n° 21. Le progrès est réel mais

insuffisant, nous retrouvons les problèmes de non-linéarité des étages de sortie. Nous avons alors pensé aux solutions plus linéaires que nous proposons

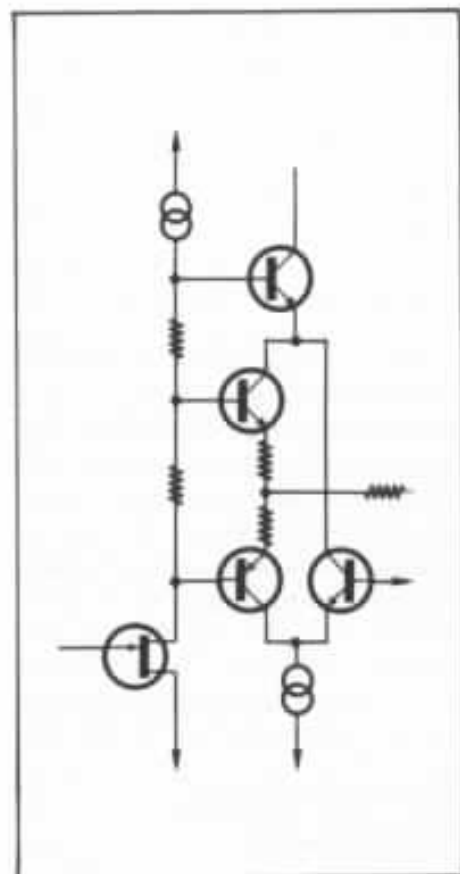


Fig. 20 : Amélioration du premier circuit Héphaïstos.

pour l'étage de sortie et nous avons voulu utiliser des transistors à effet de champ en classe A quadratique pour attaquer R_E .

Nous avons abouti au schéma

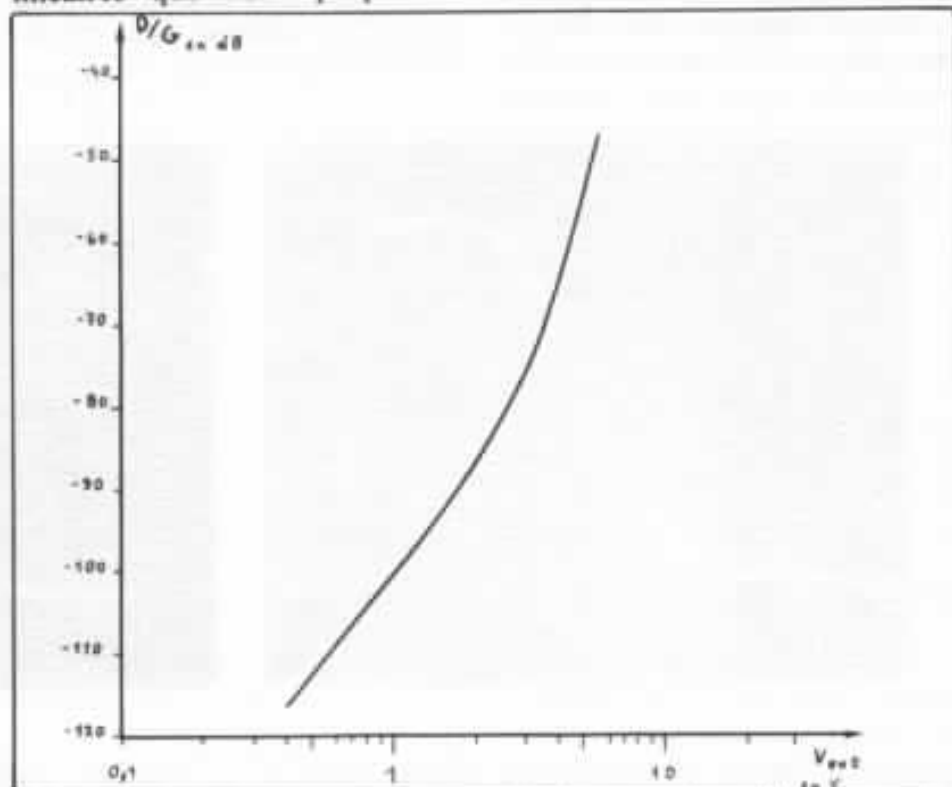


Fig. 21 : Distorsion du premier circuit Héphaïstos après amélioration.

de la fig. n° 22 avec R_E réduite à 0 pour maximiser le gain du montage car nous n'avons pu obtenir qu'un gain de 13 (!) dB. La fonction de transfert de la fig. n° 23 montre une certaine linéarité, mais le gain ridiculement faible obtenu conduit à des courbes de distorsion médiocres (fig. n° 24). Comme il n'était pas question d'accroître le gain du montage par des circuits multiplicateurs de courants qui auraient simulé des transistors à effet de champ avec une transconductance plus élevée, le schéma étant déjà très complexe, nous avons jeté l'éponge et abandonné ce type de circuit. On notera toutefois la similitude avec un schéma publié dans une revue japonaise (voir fig. n° 25).

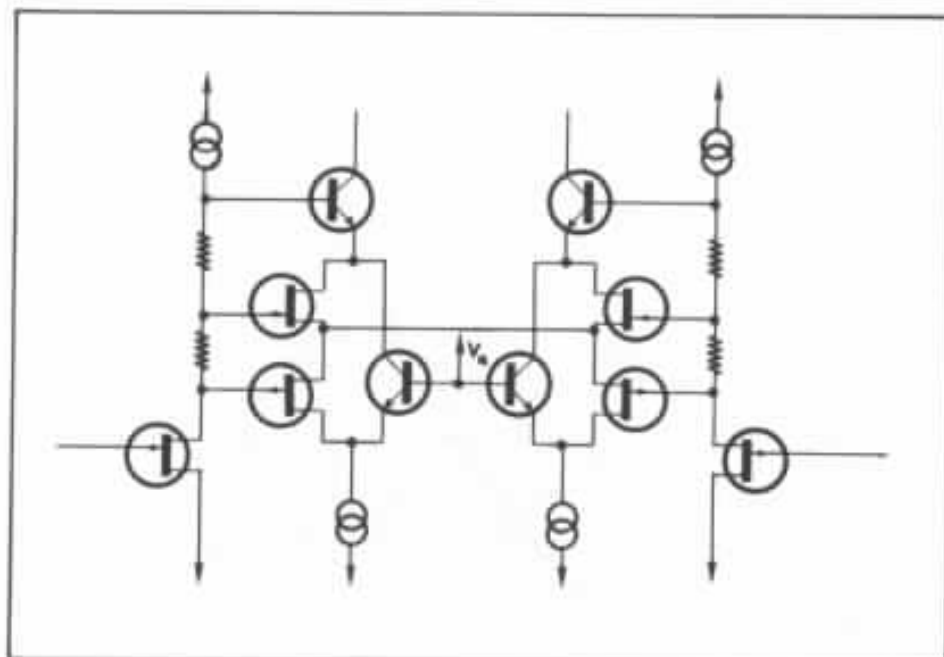


Fig. 22 : Dernier avatar du premier circuit Héphaïstos.

Second circuit Héphaïstos

Après cet échec, nous avons exploré une autre voie, avec un circuit de la famille des circuits à compensation et obtenu des résultats très satisfaisants. Ce circuit assez simple pouvant faire l'objet d'un brevet, nous n'en donnerons pas ici la description, mais les résultats de mesure montrent qu'il s'agit d'un circuit intéressant :

— Fonction de transfert

La fig. n° 26 montre que celle-ci est très linéaire, ainsi qu'une légère tendance au blocage aux limites de la dynamique.

— Gain du montage

Pas de problème : nous trouvons les 40 dB prévus.

— Distorsion harmonique

La courbe de la fig. n° 27 est la meilleure obtenue pour un circuit à compensation.

— Distorsion thermique

Prévenu du problème, nous avons pris nos précautions et la mesure ne révèle aucune distorsion thermique.

— Bande passante

Elle n'est que moyenne : 820 kHz, mais elle devrait pouvoir être augmentée en prenant des transistors plus rapide.

— Mesure de phase

Pas de problème.

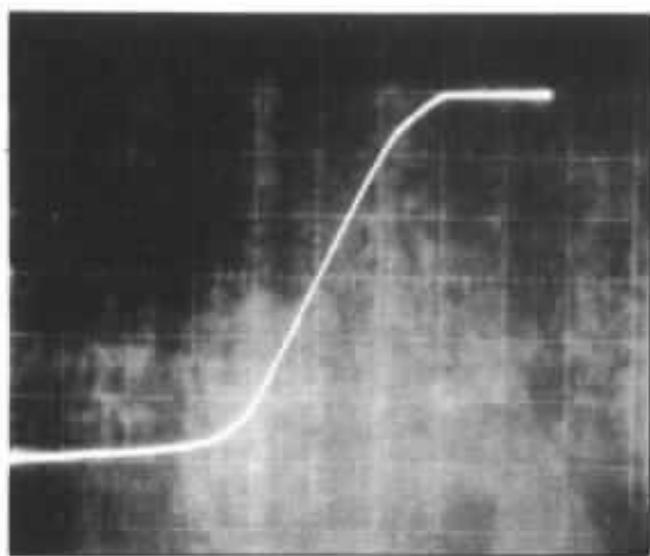


Fig. 23 : Fonction de transfert du premier circuit Héphaïstos à transistor à effet de champ.

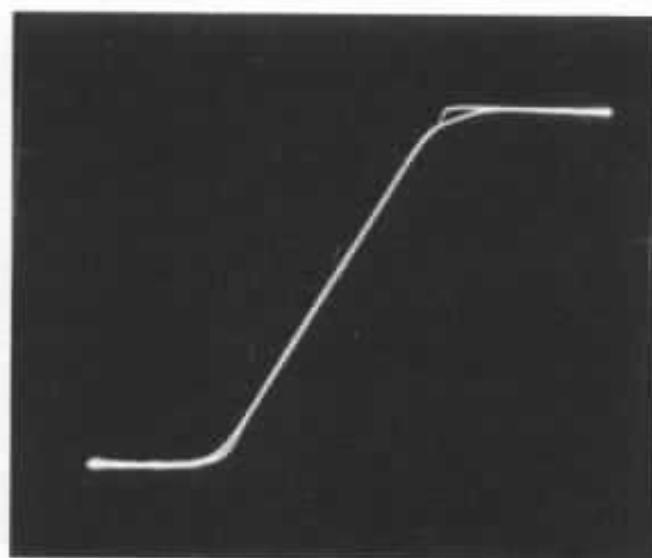


Fig. 26 : Fonction de transfert du second circuit Héphaïstos.

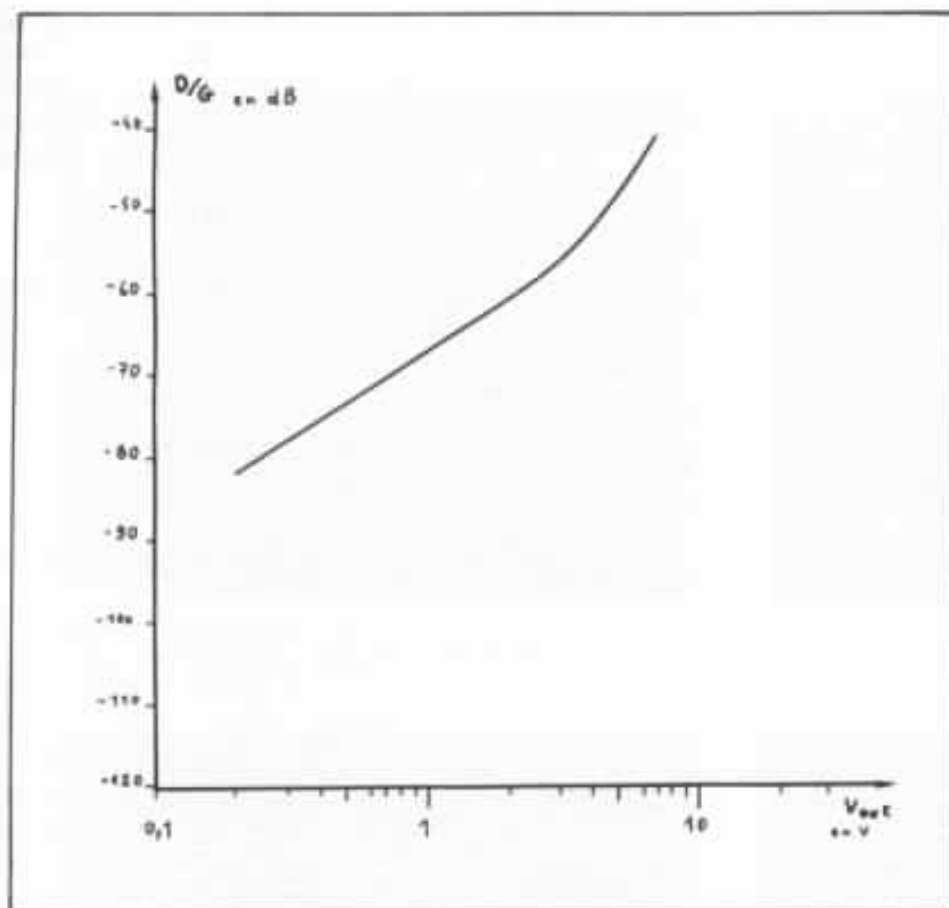


Fig. 24 : Distorsion du premier circuit Héphaïstos à transistor à effet de champ.

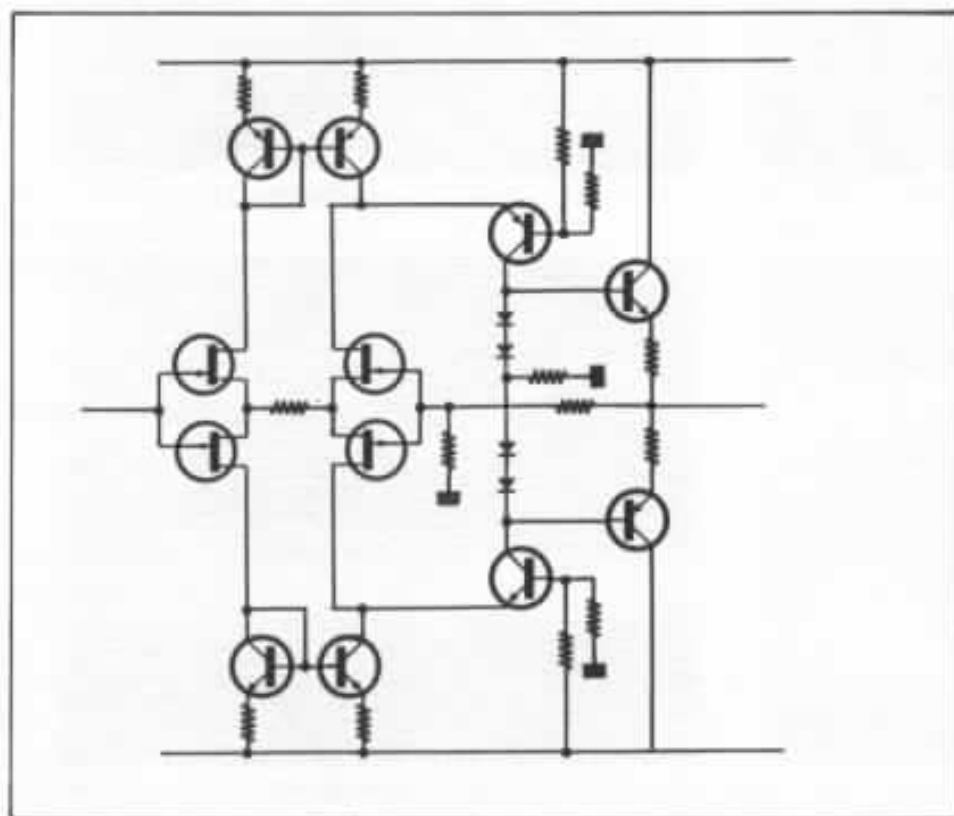


Fig. 25 : Schéma de préamplificateur.

— Mesure de bruit

Le bruit en entrée dans la bande audio est de $7,6 \mu\text{V}$.

— Impédance d'entrée

Celle-ci est supérieure à $100 \text{ k}\Omega$.

Troisième circuit Héphaïstos

Encouragé par ces résultats, nous avons cherché à perfectionner encore ce circuit et nous avons trouvé une sophistication qui a permis d'atteindre les meilleures performances de distorsion harmonique que nous avons jamais obtenues :

— Fonction de transfert

Celle-ci est très linéaire sur presque toute la dynamique (la distorsion mesurée montre à quel point cette mesure est ici peu significative) avec toujours des incidents (pas critiques) au voisinage de la saturation (voir fig. n° 28).

— Gain du montage

40 dB sans problème.

— Distorsion harmonique

Quand nous avons fait ces mesures, nous avons été surpris par la faible valeur des chiffres obtenus ; la courbe de la fig. n° 29 est la meilleure obtenue avec des éléments discrets.

— Distorsion thermique

Pas de distorsion thermique.

— Bande passante

Le gain de linéarité a été obtenu un peu au détriment de la bande passante qui est réduite à 130 kHz .

Quatrième circuit Héphaïstos

Nous nous sommes rendu compte que la sophistication apportée au second circuit Héphaïstos pouvait également

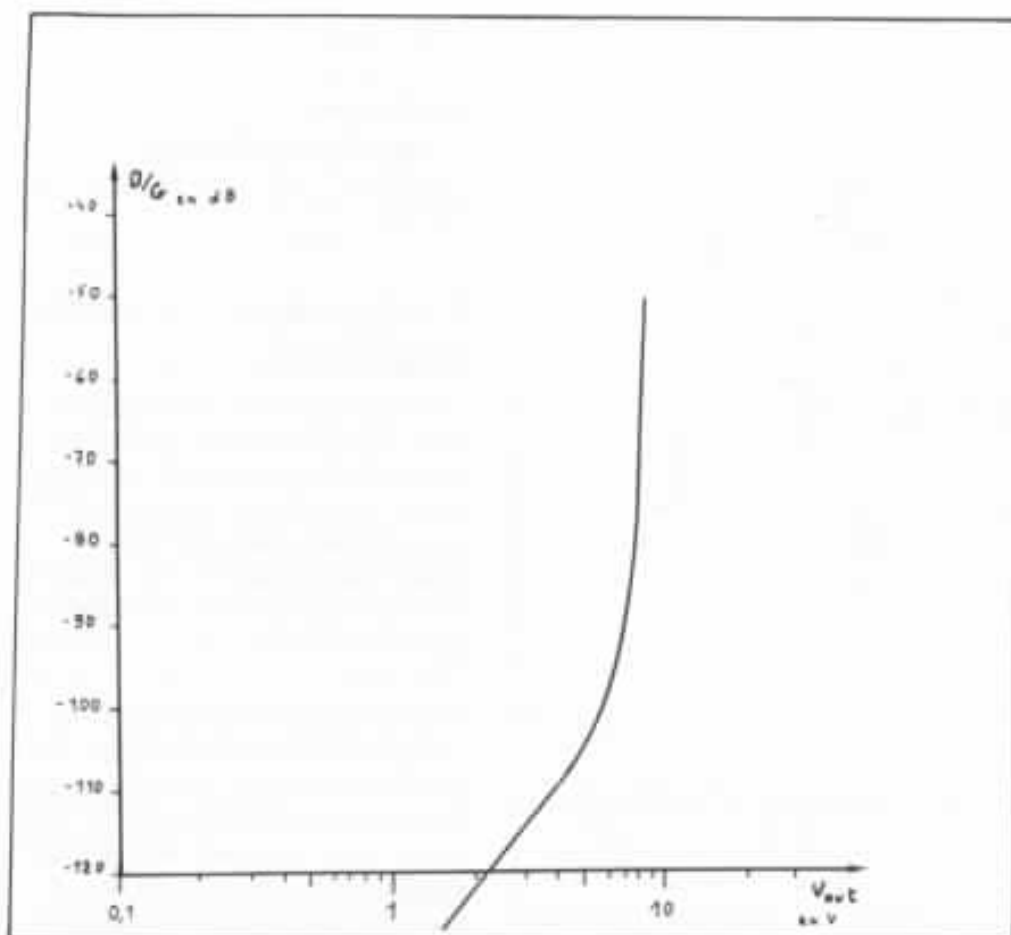


Fig. 27 : Distorsion du second circuit Héphaïstos.

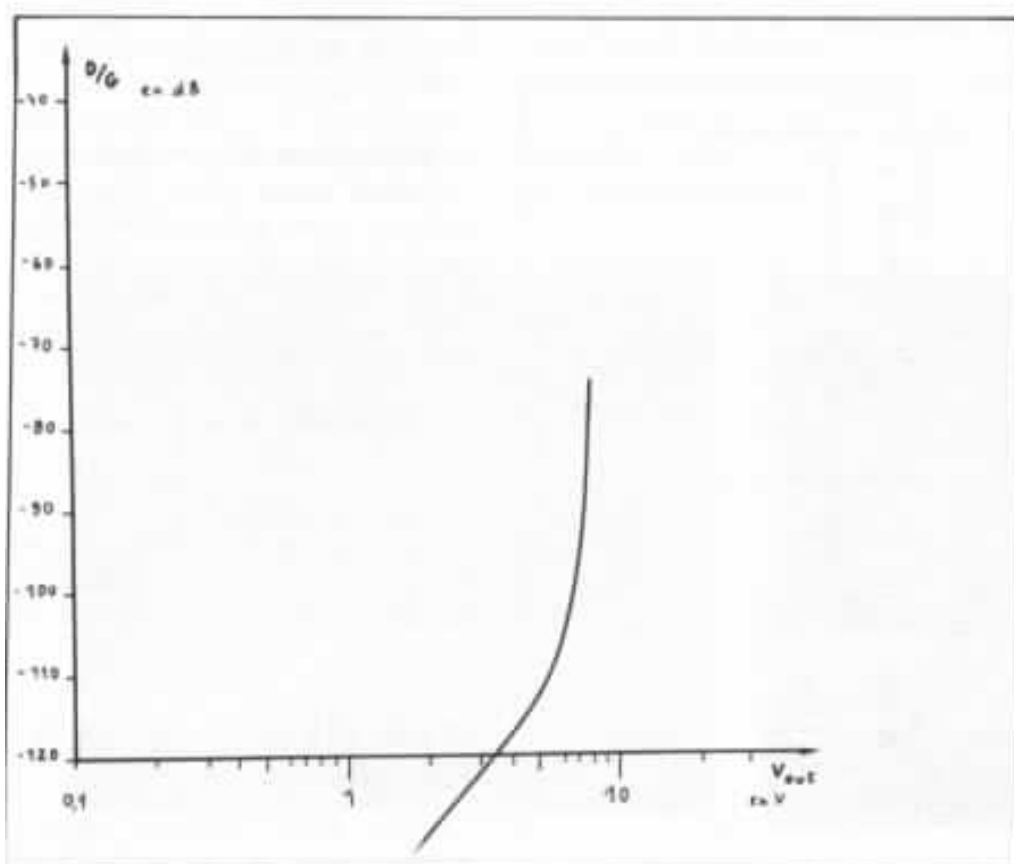


Fig. 29 : Distorsion du troisième circuit Héphaïstos.

être utilisée sur un circuit déjà décrit dans cette étude. Nous avons donc essayé cette modification et obtenu un autre circuit aux performances très séduisantes :

— Fonction de transfert

La courbe de la fig. n° 30 est presque idéale, il s'en faut d'une petite cassure pour la saturation supérieure.

— Gain du montage

40 dB comme prévu.

— Distorsion harmonique (fig. n° 31)

La distorsion obtenue est encore plus faible que pour le troisième circuit Héphaïstos. En boucle ouverte nous sommes bien en dessous de la dynamique de nos oreilles et il est légitime de s'interroger sur la pertinence d'une telle performance.

— Distorsion thermique

Pas de distorsion thermique.

— Bande passante

Elle est satisfaisante et vaut 2,7 MHz.

— Mesure de phase

Pas de problème.

— Mesure de bruit

Nous avons mesuré 5,1 μ V de bruit ramené à l'entrée dans la bande audio.

— Impédance d'entrée

Elle est supérieure à 100 k Ω .

Conclusion

Malgré son caractère rétrograde dans le déroulement de notre étude, je pense que cet exposé était nécessaire et nous sera profitable : il nous permet d'aborder la phase des essais subjectifs dans de meilleures conditions. Nous maîtrisons mieux la théorie de ces étages d'entrée insolites (il n'est jamais

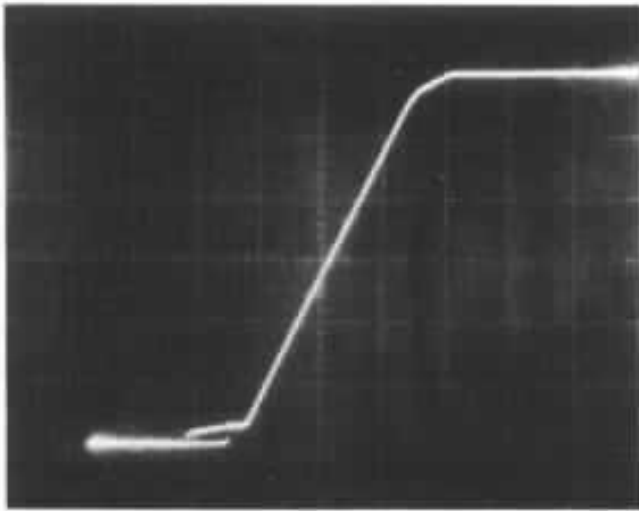


Fig. 28 : Fonction de transfert du troisième circuit Héphaïstos.

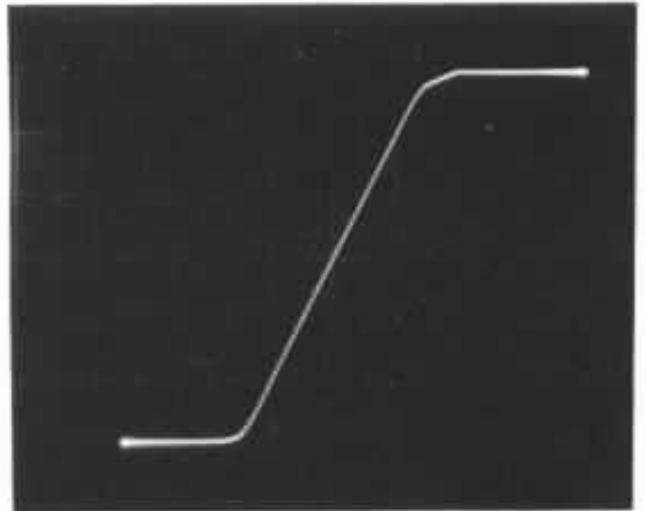


Fig. 30 : Fonction de transfert du quatrième circuit Héphaïstos.

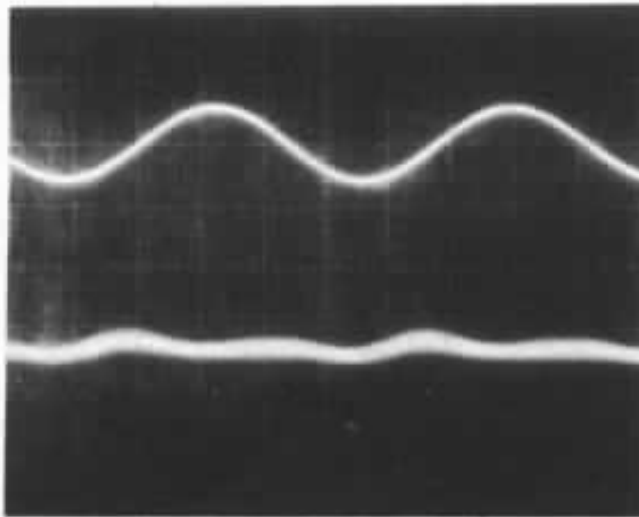


Fig. 33a : Signal du générateur en fonction du temps ($D = -90$ dB).

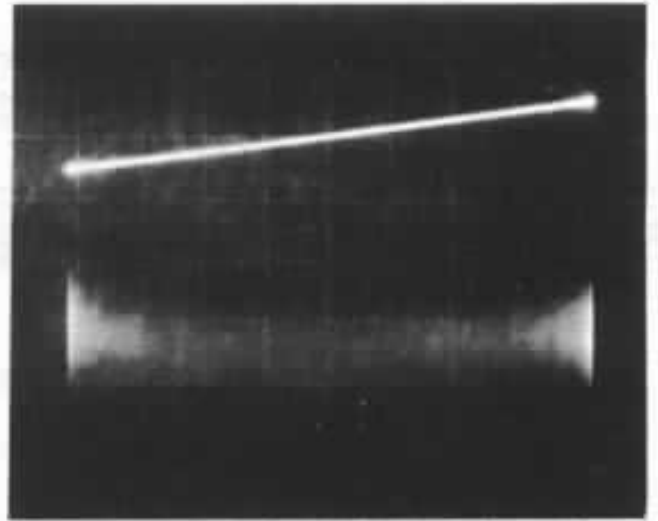


Fig. 33b : Signal du générateur, présentation de Lissajous.

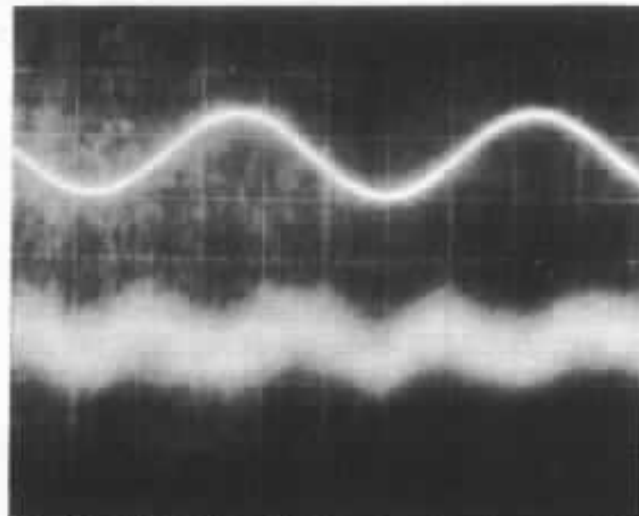


Fig. 33c : Signal amplifié en fonction du temps ($D = -83$ dB).

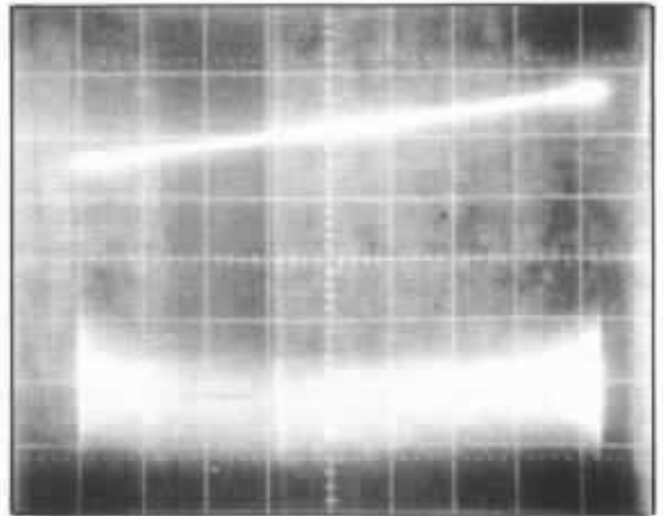


Fig. 33d : Signal amplifié, présentation de Lissajous.

Fig. 33 : Comparaison entre le signal du générateur du distorsiomètre et le même signal amplifié par le quatrième circuit Héphaïstos avec des résistances au tantale ; en haut signal, en bas distorsion.

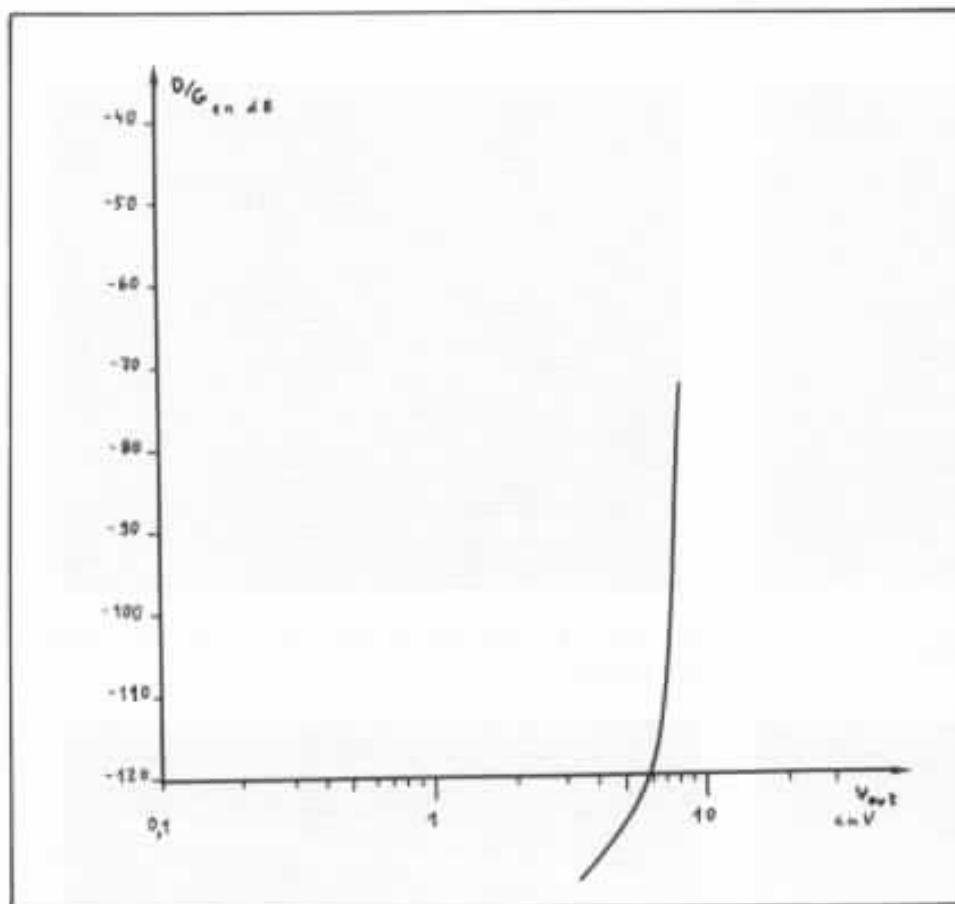


Fig. 31 : Distorsion du quatrième circuit Héphaïstos.

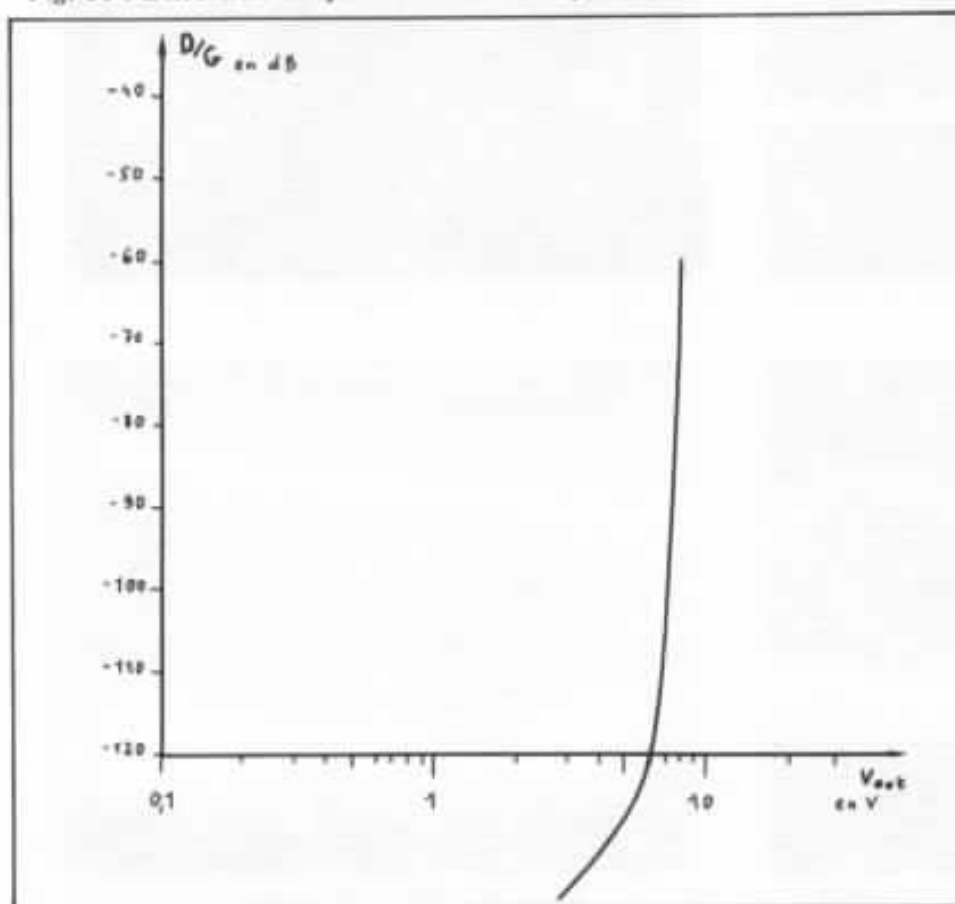


Fig. 32 : Distorsion du quatrième circuit Héphaïstos avec des résistances au tantale.

agréable de constater qu'un travail précédent est imparfait, mais l'autocritique et l'honnêteté intellectuelle qu'elle suppose, sont payantes) et nous avons obtenu de nouveaux circuits à incorporer dans les schémas à tester subjectivement : le circuit à collecteur commun amélioré, ainsi que le second et le quatrième circuit Héphaïstos. Ce dernier circuit est le plus performant aux mesures, et si nous avons la foi de certains dans les mesures, la cause serait entendue ; mais si nous avons eu cette foi-là, je doute que nous ayons réussi à trouver ce montage.

Pour nous faire plaisir, et parce que dans *Hi-Fi News* de mars et avril 1987, B. Duncan nous cite dans deux articles consacrés aux résistances, rappelant ainsi que c'est avec le problème des résistances que nous avons fait nos premières armes dans *L'Audiophile*, nous avons testé les résistances du meilleur circuit en distorsion harmonique : dans le quatrième circuit Héphaïstos, nous avons remplacé toutes les résistances que parcourt le signal (R_E et les deux résistances de sortie) par des résistances au tantale et nous avons gagné 2 dB sur la distorsion (voir fig. n° 32). Nous sommes aux limites de la mesure et la majeure partie de la « distorsion mesurée » avant la saturation est composée de bruit, comme le montre les oscillogrammes de la fig. n° 33.

Nous comptons bien sur les expérimentations subjectives pour nous dire si de tels chiffres présentent encore un intérêt pour nos oreilles.

Visite chez un audiophile canadien

Philippe Viboud

M. Pierre Marcoux est un Audiophile de longue date. Déjà dans le n° 17, il nous avait fait part de son expérience pour la construction d'un grand auditorium qu'il considérait, à juste titre, comme un des maillons les plus importants d'une chaîne de reproduction. A l'époque, il écoutait sur des Dayton Wright... mais depuis, les choses ont bien évolué !...

Rappelons que lors de la construction de sa maison dans un endroit très calme du Québec, il a prévu d'intégrer un superbe auditorium de 148 m² de forme diamant, permettant de supprimer les surfaces parallèles génératrices d'ondes stationnaires. Les résultats furent à la hauteur de ses espérances. Son seul regret est de n'avoir pas prévu de pavillons de grave comme dans les grandes installations japonaises, n'ayant pris conscience de leur importance que quelques mois

après avoir fini sa maison !...

Ce regret est à la base d'une série d'expérimentations dont le but est de s'approcher le plus près possible de cette solution royale. Ses nombreux essais d'enceintes et de haut-parleurs sont un exemple très profitable pour tous ceux qui, comme lui, recherchent un bon compromis dans la reproduction du grave sans avoir, hélas, la possibilité de construire des pavillons en béton armé de 12 tonnes !

M. Marcoux, dont la philoso-

phie et la passion pour la reproduction sonore sont aussi dignes d'intérêt que ses essais eux-mêmes, n'a pas hésité à investir dans de nombreuses enceintes pour mieux cerner les différents paramètres influençant les qualités d'une installation. Par essais comparatifs, il est arrivé à se faire un « cahier des charges » qu'il a matérialisé dans son système actuel.

Mais revenons chronologiquement sur ses expériences successives :

Essais sur les haut-parleurs

Insatisfait par les résultats de son système antérieur, utilisant divers maillons ésotériques (Dayton Wright, Hartley, Mark Levinson... cf. L'Audiophile n° 17). M. Marcoux est revenu à la « base » du problème en recherchant LA musicalité à l'aide de haut-parleurs large bande. Comme il le précise : « de même que la puissance subjective n'a pas de rapport direct avec le nombre de watts débités par un amplificateur, la crédibilité d'une restitution sonore n'a pas de rapport avec le nombre de voies utilisées ou la complexité de l'installation générale. »

Après divers essais, dont celui du Fostex FE 103 (musical, mais limité en performances), il prit comme référence un haut-parleur Altec 420 A Biflex.

Ce dernier est un 38 cm bicône, utilisable en liaison directe avec l'amplificateur. Malgré des limitations aux extrémités du spectre et un manque de détails par rapport à certains systèmes multivoies, c'est à l'écoute d'un tel haut-parleur que l'on remet un peu les « pendules à l'heure » : capacités dynamiques, nuances, cohérence sonore, qualité des timbres... bref, l'essentiel qui permet de faire passer l'émotion à l'écoute d'un morceau de musique.

En prenant pour référence un bon large bande qui porte dans sa simplicité (source ponctuelle, absence de filtrage) l'essence même des qualités précitées, on est sûr d'avoir une base saine permettant de travailler sur un système multivoies qui conserve ces vertus tout en repoussant les limites d'un tel haut-parleur. Ceci est évidemment plus vite écrit que réalisé, mais comme le fait remarquer M. Marcoux « Il est plus facile d'accéder à la définition quand le système est musical que d'accéder à la musicalité quand celui-ci est surdéfini ! »

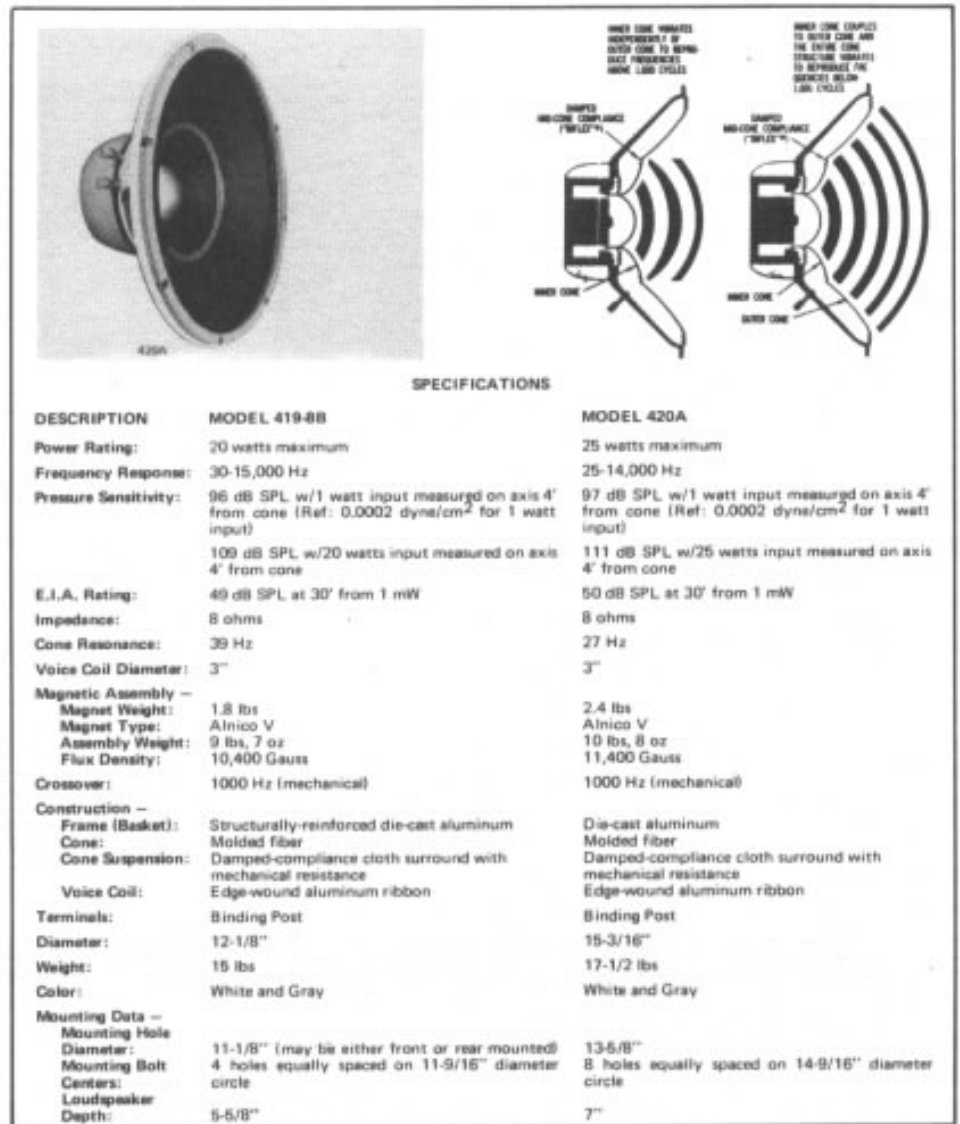


Fig. 1 : Haut-parleur Altec 420 : caractéristiques et principe. (Doc. Altec).

Ce qui rejoint les conclusions de Guy Marec dans son dernier article où il faisait très justement remarquer que M. Ikeda avait une approche synthétique dans la conception de son système, donnant la priorité à la musicalité et à l'émotion. C'est cette émotion qui passe quand il écoute son vieux tourne-disque 78 tours. C'est toujours cette même émotion que l'on ressent à l'écoute de haut-parleurs « full-range ».

Nous sommes tout à fait d'accord avec ce point de vue, pierre angulaire sans laquelle une chaîne haute-fidélité, quelle que soit sa sophistication, ne sera capable de reproduire que des sons, mais jamais de musique. Beaucoup d'Audiophiles perdent

de vue cette notion fondamentale en s'imaginant qu'une débauche de moyens techniques suffit pour réaliser un « grand système »... ce n'est hélas pas si simple ! En Hi-Fi, la technique doit rester au service de la musique : inverser cette subordination, c'est courir inévitablement à l'échec. Il ne faut pas chercher plus loin l'un des « secrets » de la musicalité des grandes installations japonaises.

A l'instar des hifistes nippons, M. Marcoux a réussi en quelques mois à posséder de nombreuses enceintes très réputées. Parallèlement, il fit l'essai de nombreuses électroniques, qu'il associa de façon sélective sur toutes ses enceintes afin d'en bien cerner les « personnalités ».



Photo 1 : A la base du système actuel : essai avec le caisson JBL 4550.

— Les **Voix du Théâtre A7** : qu'il connaît depuis longtemps, car ces enceintes équipaient un cinéma qu'il fréquentait, alors qu'il ne s'intéressait pas encore à la Hi-Fi. Pourtant, déjà à cette époque, il avait décelé, un jour, un changement d'électronique grâce à leur haut pouvoir de résolution. Cette petite expérience l'avait fortement marqué. Après avoir acquis successivement deux paires de A7, dont l'une utilisant des pavillons en chêne, il retrouva dans son auditorium cette définition et cette cohésion entre les voies. Cette enceinte est, pour lui, un des meilleurs compromis en tant que « vecteur de l'émotion » qu'il recherche tant ! Même si elle manque un peu de neutralité et

de définition dans l'extrême-grave, l'impression de « légèreté » que prend la restitution, laisse une grande place à la musique.

— La **GRF Tannoy** : équipée du coaxial Silver Monitor, est, selon son avis, une véritable réussite sur le plan de l'esthétique sonore. Cette ancienne version du coaxial, supérieure aux nouvelles, permet un couplage aisé avec beaucoup d'électroniques. Les différences se situent dans le rendu des timbres et des harmoniques. Le côté négatif est un côté un peu physiologique dans le bas du spectre se traduisant par une coloration constante quels que soient l'amplificateur et le message. Ce léger traînage

gêne à la longue le pouvoir de séduction que possède cette enceinte.

— L'**enceinte Onken** : représente pour M. Marcoux le « moniteur idéal ». Nettement supérieure à toutes celles qu'il a essayées sur le plan de la neutralité, elle est, par contre, beaucoup plus critique vis-à-vis de l'électronique associée. Cette neutralité peut parfois rendre le message trop « sévère » par rapport à la chaleur de restitution d'une Voix du Théâtre par exemple. Nous reviendrons un peu plus loin sur l'utilisation particulière que M. Marcoux fait de ce caisson.

— La **JBL 4530** : à pavillon arrière, est encore plus problématique dans son association avec l'amplification. Malgré une

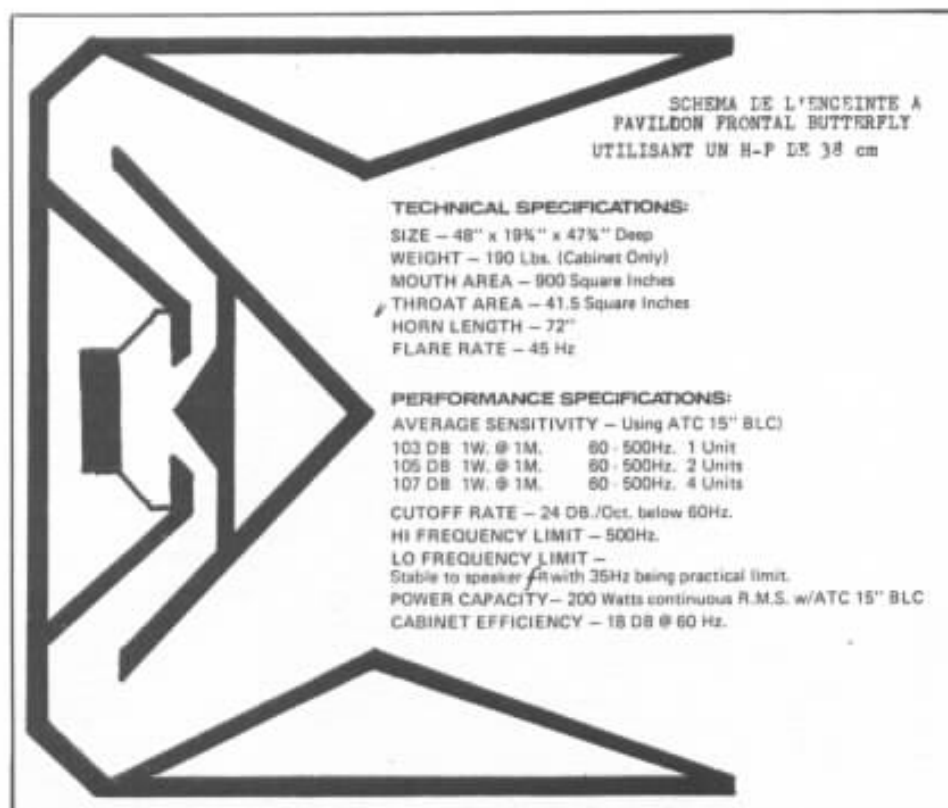


Fig. 2 : Vue de dessus en coupe et caractéristiques de la « Butterfly ».



Photo 2 : Système actuel en cinq voies utilisant l'enceinte « Butterfly ».

réponse un peu courte dans le grave, il peut paraître assez neutre si le mariage est réussi. Dans ce cas, il a obtenu les meilleurs résultats avec un 20 W Hiraga modifié.

— La **JBL 4550** : à pavillon frontal chargeant deux H.P. de 38 cm, fut à la base de son système actuel de par sa capacité dynamique et son rendement exceptionnel. Il lui a reproché un comportement dynamique non linéaire en fréquence. A son sens, la charge est beaucoup moins bien réussie que sur une A7.

Personnellement, nous reviendrons prochainement, dans un article, sur l'enceinte Onken à pavillon décrite par Jean Hiraga au sujet du système de M. Kobayashi. Nous verrons les résultats exceptionnels que l'on peut tirer de cette enceinte (dont JBL s'est inspiré !) quand elle est bien calculée et réalisée dans les « règles de l'art »... Cette enceinte est sûrement l'un des meilleurs compromis vis-à-vis des pavillons de grave.

Le système actuel

De tous ces essais qui peuvent sembler a priori désordonnés et baroques, résulte une bonne expérience de l'écoute et surtout une meilleure compréhension des principaux paramètres influençant les résultats. Nous répétons souvent qu'il faut évoluer en sachant périodiquement prendre du recul sur son travail antérieur. C'est le moyen le plus sûr d'autocontrôler sa propre expérience. Sinon, les risques sont grands de se disperser sur des détails n'apportant aucune véritable amélioration. C'est en cela que la démarche de M. Marcoux est digne d'éloges.

— **Les haut-parleurs** : M. Marcoux nous précise qu'au Québec, le haut rendement n'est pas franchement « à la mode », sauf... dans les cinémas. C'est dans ces derniers qu'il a pu récupérer la

plupart des transducteurs composant son système. Après les nombreuses comparaisons effectuées sur les caissons de grave, son choix s'est porté sur une enceinte, inconnue en France, surnommée « Butterfly ».

Celle-ci utilise un haut-parleur Altec 416 chargé par un pavillon frontal de 6 pieds, soit environ 1,82 m. Il est utilisé deux enceintes de ce type par voie.

D'après l'auteur, cette enceinte allie une bonne neutralité, pas de traînage et beaucoup de richesse en timbres. De plus, elle ne projette aucunement, donnant une image virtuelle qui semble venir de l'arrière.

Sur cette enceinte, un pavillon 10 cellules Altec 1003 est utilisé jusqu'à 1,1 kHz. Celui-ci est traité contre les vibrations et charge un moteur Altec 290.

Sur la bande 1,1 kHz à 5 kHz, il est relayé par un 15 cellules Altec 1505 rempli de bitume à chaud. La pièce d'adaptation, en laiton, est en forme de Y (cf. photo), ce qui permet l'utilisation spéciale de deux moteurs : le 290 Altec utilisé entre 1,1 kHz et 3 kHz et le 288 C Altec de 3 kHz à 5 kHz. Les deux sont chargés par le même pavillon.

Au-delà de 5 kHz, c'est un petit pavillon replié JBL 2340 couplé à un moteur JBL 2470 qui prend le relais. Cet ensemble est « épaulé » au dessus de 18 kHz par un tweeter JBL 2405.

Pour effectuer les réglages, il est utilisé des bandes enregistrées en direct à l'aide de micros B & K : concert d'orgue et bruit de nature. En particulier, M. Marcoux branche directement ses micros sur l'installation. Ceux-ci sont placés à l'extérieur, face à des érables dont les feuilles bougent avec le vent... ce bruit particulier, dont le niveau est très bas, environ -50 dB (rappelant certains messages du fameux CD The Pulse) lui permet de régler avec beaucoup de précision les niveaux et la phase des différentes voies et ce, par

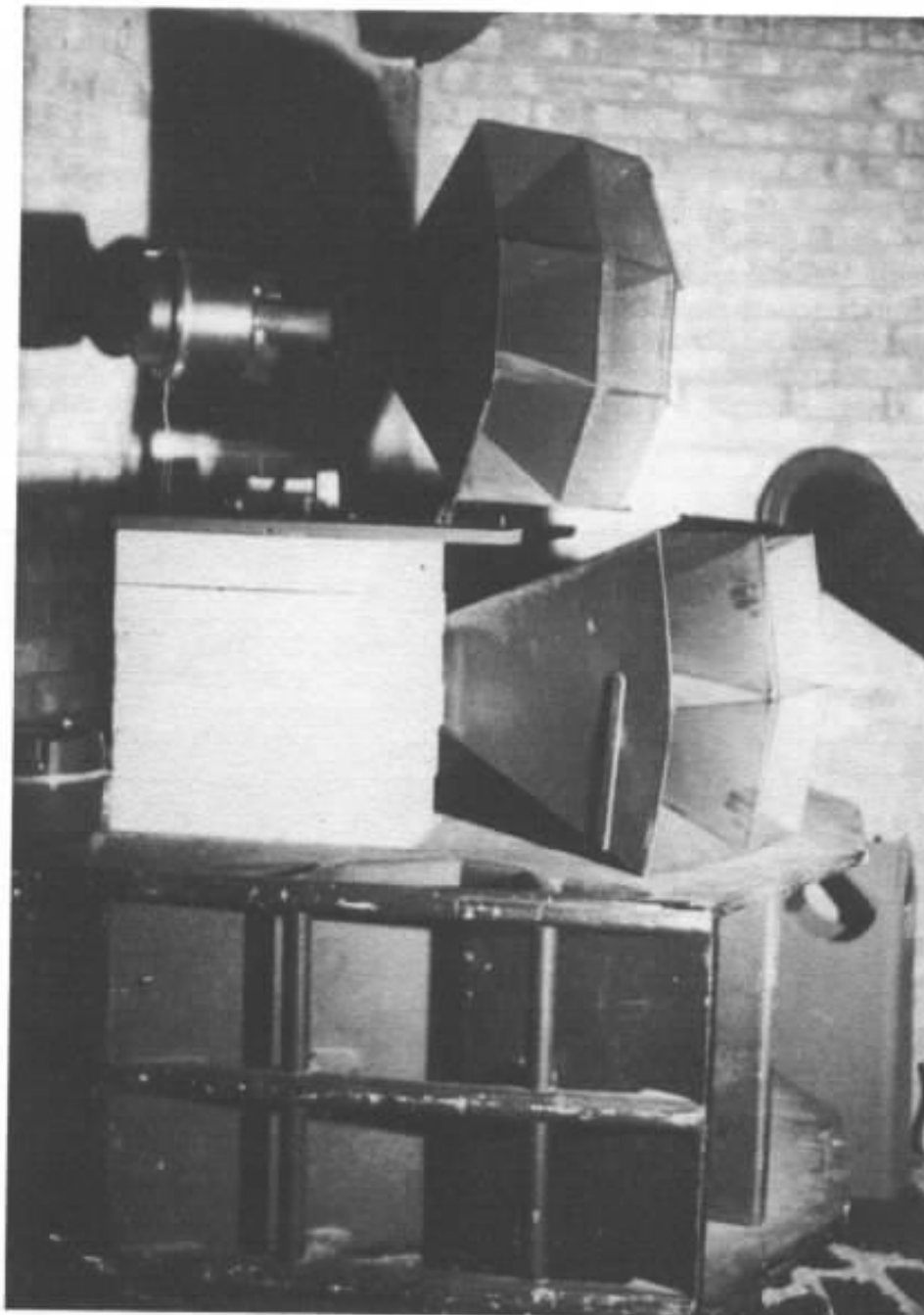


Photo 3 : Détail de la mise en place des voies grave, bas-médium, médium.

comparaison directe (il suffit d'ouvrir la porte de l'auditorium !...)

Ces sources, qu'il connaît parfaitement, lui ont permis d'affiner le système, en particulier la reproduction de l'aigu qui, à l'origine, n'utilisait que le tweeter 2405. Malgré une bande passante plus large et une meilleure spatialisation de ce dernier, le 420 Altec donnait une cohérence que l'on ne retrouvait pas sur le gros système, par exemple, l'orgue dont le son semblait

« sonner » trop haut, sans aucun filé... L'utilisation du petit pavillon JBL 2340 apporta cette cohérence vis-à-vis des autres voies avec un meilleur équilibre dynamique et de meilleures caractéristiques de directivité. Le 2405 a été conservé pour l'extrême-aigu après d'autres essais de tweeters : le 2402 très dynamique, mais se mariant mal avec les autres compressions, le 2404 plus équilibré, mais manquant de « punch »... Le choix de tous ces moteurs s'est fait après de nom-

breuses heures d'écoute en comparaison avec le haut-parleur large bande 420, afin de conserver ses qualités d'homogénéité. M. Marcoux a préféré en médium les compressions Altec à celles de JBL qui sont, pour lui, moins équilibrées. Il ajoute que l'utilisation d'anciennes versions Alnico est primordiale : elles sont bien supérieures à tous les nouveaux modèles de ces deux firmes.

— **L'électronique.** Adoptant une politique similaire au niveau des amplis, il avait déjà réalisé en 1980, un 20 W Hiraga alimenté sur batteries au plomb. Les réalisations exceptionnelles fabriquées depuis le début de la haute-fidélité ne sont pas légions ; aussi n'est-ce pas du passéisme que d'utiliser en 1988 d'anciens appareils pouvant être qualifiés d'« antiquités ». Ce qui était bon il y a 20 ou 30 ans ne

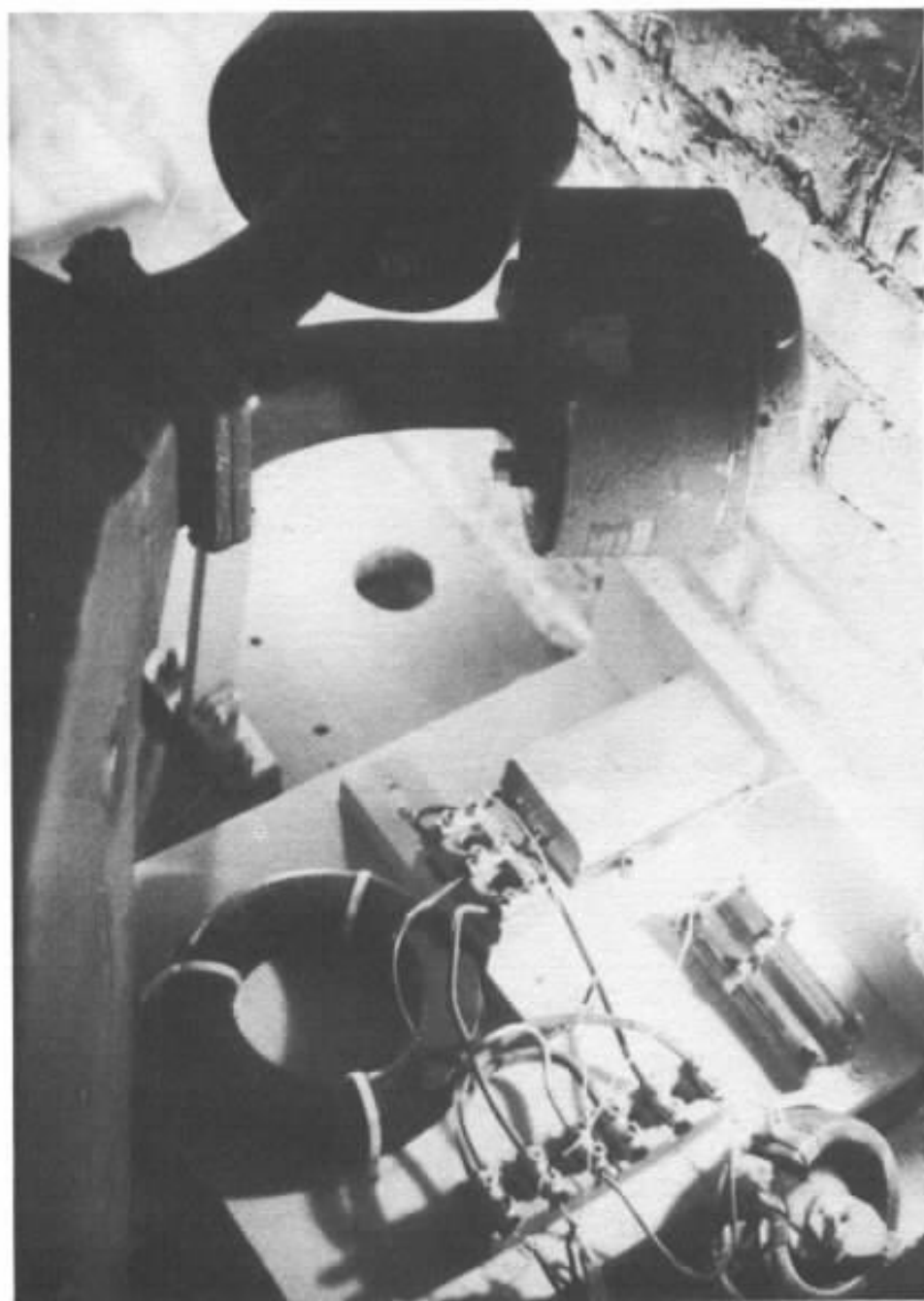


Photo 4 : Détails du couplage des deux moteurs sur le pavillon 15 cellules et du filtre passif utilisé en médium-aigu.

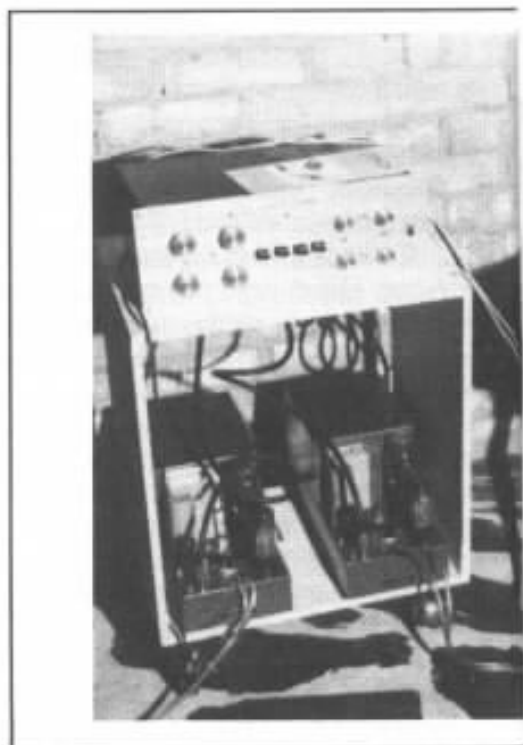


Photo 5 : Préampli Marantz Model 7,

devient pas mauvais du jour au lendemain. Ceux qui l'affirment, parlent sans connaissance de cause ou sont de mauvaise foi. Ceci ne veut pas dire qu'il faille renier toute nouvelle technologie : les progrès réalisés sur maints composants passifs ou sur les alimentations sont bien réels et vérifiables. Mais force est de constater qu'en audio, domaine avant tout subjectif, le temps n'a pas toujours travaillé dans le sens d'une amélioration... Les priorités commerciales, masquées à grand renfort de publicité tapageuse, ont hélas souvent pris le pas sur la recherche d'une meilleure qualité !

M. Marcoux a pour référence le préampli Marantz 7 et les amplis Marantz 5 et 8. Bien que n'étant pas très « tube », il leur reconnaît une distorsion subjective très basse ainsi que la faculté de « comprendre » le message en soulignant l'interprétation d'une œuvre. Il les utilise aussi en amplification de la tête de lecture magnéto et des micros RCA à ruban et Altec pour leur neutra-



amplis Marantz Model 5, platine Garrard 301.

lité et la véricité des timbres. Il possède plusieurs amplificateurs Classe A, des monotriodes 2A3, un Altec 9440 A, ainsi qu'un préamplificateur Le Tube.

Lors de ses évaluations subjectives, il s'est aperçu que le haut rendement était indispensable pour pouvoir juger de la neutralité des électroniques. Avec des enceintes à rendement bas ou moyen, une bonne amplification pourra paraître plus terne qu'une autre, moins neutre, mais apportant par sa « couleur propre » une compensation au manque d'efficacité (surtout dans le grave). La véritable dynamique d'un système se juge mieux par sa capacité à extraire du bruit de fond les niveaux les plus faibles qu'à celle consistant à reproduire les plus élevés ! Lors de tests comme celui des feuilles d'érables évoqué au paragraphe précédent, un système à très haut rendement fera une différence colossale par rapport aux enceintes traditionnelles. De tels messages n'ont évidemment qu'une valeur de test. Cependant, ils sont à la fois simples, car très

familiers à l'oreille (d'où facilité pour les réglages) et complexes par leur aspect transitoire et leur structure harmonique. Un transducteur ou une électronique capable de reproduire avec une grande véricité de tels bruits, sera à même de transcrire toutes les subtilités de la messe en si mineur de J.S. Bach !

Pour le filtrage, M. Marcoux a choisi la solution de M. Tanaka, à savoir un passif à 6 dB/octave

à l'entrée des amplificateurs sur le médium et l'aigu. Certaines voies restent en passif classique, placé après l'électronique. Dans le grave, il conserve un filtrage passif à 18 dB/octave grâce au filtre Sony 4300 F. Cette solution est excellente sur le plan de la cohérence entre les voies... si les transducteurs le permettent !

— **Les sources.** En dehors de son magnétophone, il utilise une table de lecture analogique, simi-

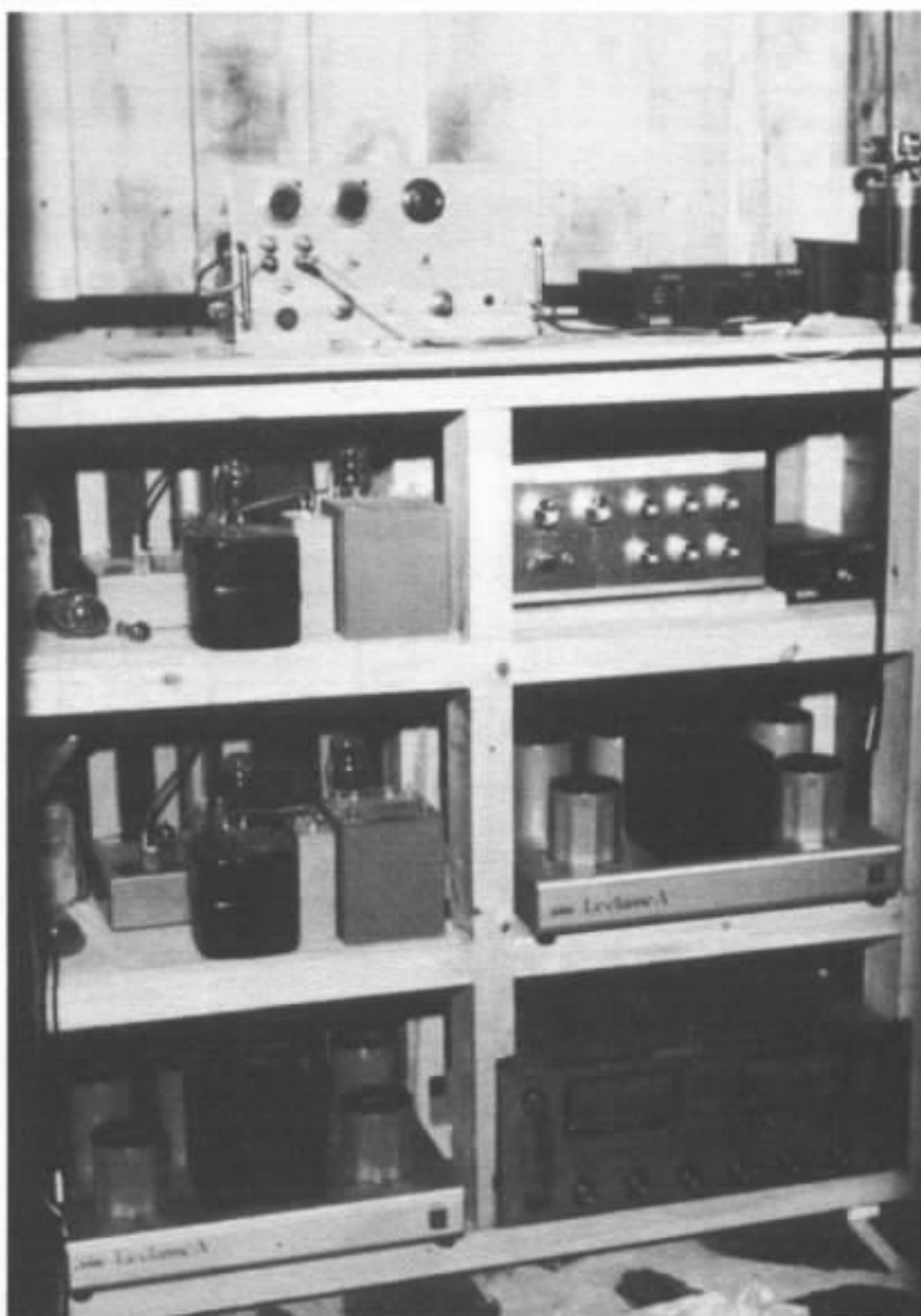


Photo 6 : Une partielle de l'électronique : préampli Le Tube, filtre actif Sony, amplis Le Classe A, monotriodes 2A3 et Altec 9440 A.

laire à la platine Verdier, équipée d'un bras long Microtrac et d'une Denon 103. Sur un ensemble aussi défini, il préfère l'utilisation d'un transformateur pour bobine mobile de marque UTC (proche des Peerless de M. Ikeda). Une telle source ne pouvant que plus ou moins « masquer » la restitution, elle représente pour lui un bon compromis. Il possède aussi d'autres platines très connues telle la Thorens TD 124 équipée d'un SME 3009 ou la Garrard 301 avec un bras Rek-O-Kut. M. Marcoux écoute aussi des CD sur un lecteur Technics SL-XP7 portatif sur lequel il a fait une alimentation séparée comparable à celle du préamplificateur Hiraga version 3 en ± 6 V.



Photo 7 : Platine inspirée de la Verdier, bras Microtrac, Denon 103.

Le compromis

Beaucoup d'Audiophiles

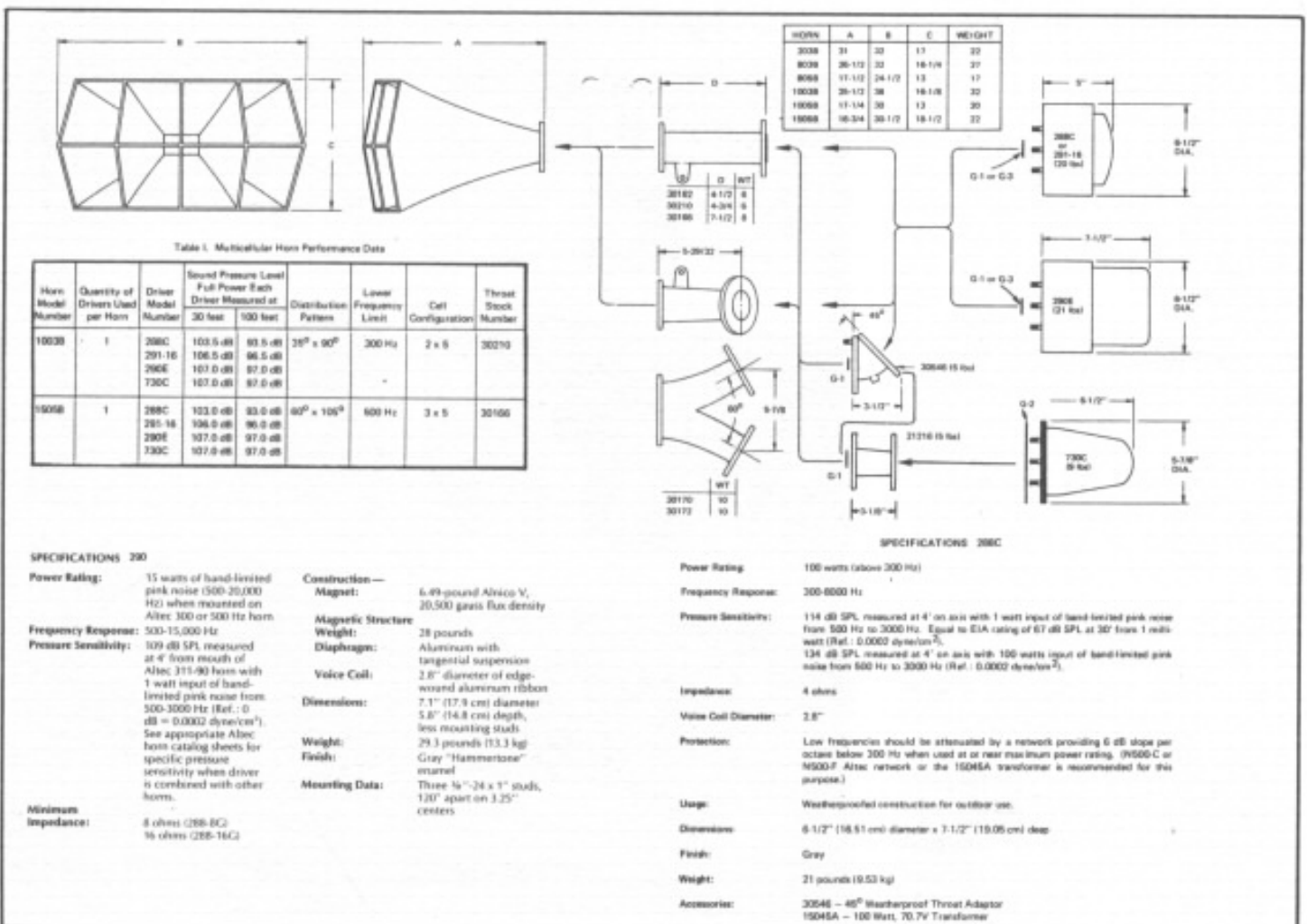


Fig. 3 : Dimensions et possibilités d'adaptation des pavillons Altec 1003 B et 1505 B. (Doc. Altec).

SPECIFICATIONS

Type:	Duplex coaxial loudspeaker system with dividing network
Power Rating:	65 watts of continuous pink noise (20-20,000 Hz)
Frequency Response:	Uniform, 20 to 20,000 Hz
Pressure Sensitivity:	100 dB SPL at 4' with ALTEC 620A enclosure when measured on axis in the far (free) field with 1 watt input of band-limited pink noise from 100 to 10,000 Hz and calculated to 4' equivalent (Ref.: 0 dB = 0.0002 dyne/cm ²)
Impedance:	8 ohms
Nominal Free-Air LF Cone Resonance:	30 Hz
Distribution Pattern:	40°V x 90°H
Voice Coils—	
LF:	3" diameter, edge-wound copper ribbon
HF:	1 3/4" diameter, edge-wound aluminum ribbon

Magnets—

LF:	Alnico, 4.4 pounds, 13,000 gauss flux density
HF:	Alnico, 1.2 pounds, 15,500 gauss flux density
Frame:	Structurally reinforced die-cast aluminum

Dividing Network (furnished):

Dual full section with 1500 Hz crossover frequency, 12 dB/octave slope (LF), 18 dB/octave slope (HF) and HF shelving control with 20 dB range



Fig. 4 : Coaxial Altec série 604. (Doc. Altec).

rêvent de posséder un « grand système » mais souvent ne peuvent le réaliser, plus par manque de place que par souci financier. Nous sommes bien placés pour savoir que les plus passionnés, en France comme au Japon, ne sont pas les plus riches.

Nous avons vu, au début de cet article, tout le bien que M. Marcoux pensait des haut-parleurs large bande, en particulier l'Altec 420. Ce haut-parleur a évidemment ses limites et quand on veut les repousser en conservant les avantages du prin-

cipe, on s'oriente tout naturellement vers les coaxiaux. Le plus connu est le Tannoy dont nous avons souvent parlé (cf. l'article de Jean Hiraga dans le n°28). Il est apparu dans sa version « Monitor black » en 1947.

Ce haut-parleur, reconnu dans le monde entier, est associé à un filtre correcteur très particulier, qui le rend difficilement modifiable. De plus, le rendement, bien qu'élevé, n'est pas exceptionnel. Ainsi, M. Marcoux s'est orienté vers la série Altec, à commencer par un ancien modèle 602 D à membrane très légère, dont la compression (coupée à 3 kHz) est chargée par un petit pavillon de forme « Iwatieenne ».

Ce HP, de rendement exceptionnel a été essayé dans une enceinte A7 et les résultats furent très satisfaisants. Ce haut-parleur étant difficile à trouver, il s'est alors tourné vers la série 604 qui est, à l'origine, une synthèse du HP de grave 515 et du moteur



Photo 8 : Coaxial Altec 604-8E et Jensen 45 cm (40 kg !).

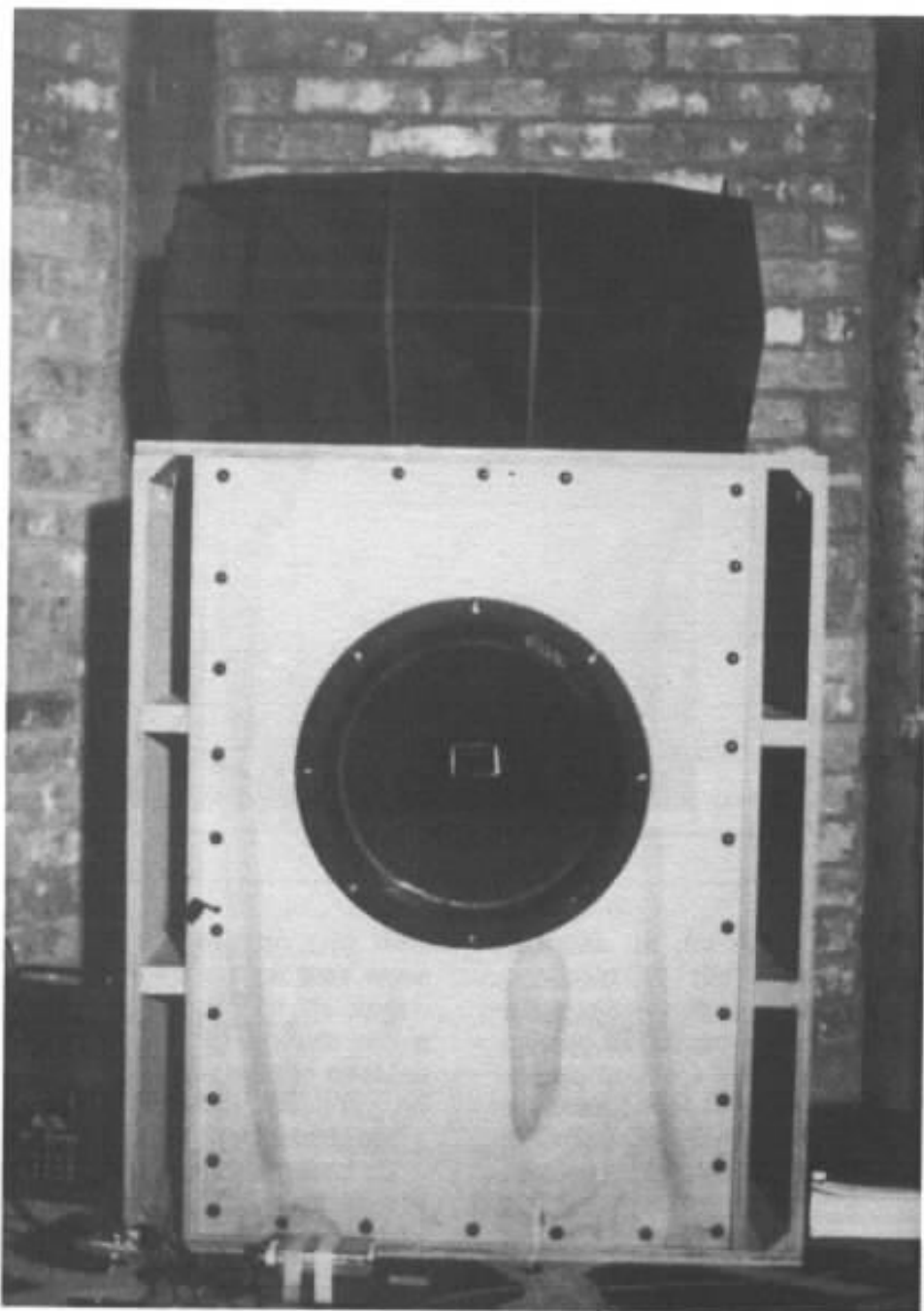


Photo 9 : Enceinte Onken équipée d'un coaxial Altec 604-8G.

808. La fréquence de coupure est prévue à 1,5 kHz. Ce transducteur, très bien construit, procure cependant une certaine dureté à l'écoute, le médium et le haut-médium étant assez projetés jusqu'à 4,5 kHz. D'après M. Marcoux, la raison essentielle proviendrait du petit pavillon de médium-aigu.

A la suite de ces essais, il est arrivé à la conclusion que l'idéal serait de faire « monter » la

membrane du grave assez haut pour supprimer ce défaut ! Celle d'origine du 604 n'étant pas adaptée, il eut l'idée de monter une membrane de 420 sur un châssis de 604-8G Alnico. En théorie, les avantages étaient nombreux : permettre une coupure plus haute (≈ 10 kHz) avec un rendement dans le bas encore supérieur au 420 d'origine et relayé au-dessus par une compression reproduisant le dernier

octave audible ! Tout ceci ayant pour autre avantage une simplification du filtrage, réduit à un condensateur et un atténuateur en série sur le moteur médium-aigu (le grave n'étant pas filtré). Le 604 ainsi modifié fut monté dans un caisson Onken.

Les résultats furent étonnants dès les premiers essais : le médium, en perdant sa dureté, s'intégrait parfaitement à l'ensemble. De plus, contre toute attente, le grave gagna en douceur et nuances, en conservant la définition et la neutralité de la charge Onken. Il est évident que le couplage direct à l'amplificateur intervient aussi dans ce gain qualitatif.

Pour M. Marcoux, c'est un système à la fois simple et très performant, se suffisant à lui-même en respectant avant tout la musique. Il s'adresse au mélomane qui recherche un excellent compromis sans vouloir se lancer dans une sophistication impliquant de lourds moyens techniques et financiers. M. Marcoux travaille actuellement pour s'approcher de la configuration Tannoy, sur une modification du pavillon visant à le raccourcir pour gagner en dispersion et neutralité dans l'aigu.

Pour conclure, nous dirons que malgré son aspect incomplet, il nous a semblé important de présenter le témoignage d'un passionné, acquis à notre « école » du haut rendement, bien qu'isolé dans un pays sous influence américaine. La démarche suivie est très riche d'enseignements et nous tenons à remercier M. Marcoux pour ce témoignage, synthèse de sa longue expérience de la reproduction sonore. Sa passion et sa persévérance sans limite porteront sûrement leurs fruits.

Nous aurons l'occasion prochaine de présenter deux autres systèmes très performants qui, pour une fois, ne se situent pas au pays du Soleil Levant, mais... près de nous, en Europe !...

Caisson W sablé

Lorsque la passion vous emporte...

Guillaume Philippon

La présentation du 4 voies Onken fut pour moi une révélation. Jamais auparavant je n'avais ressenti cette impression de volume sans distorsion, d'aisance et d'ampleur dans la restitution... Bien sûr, l'apport du bas médium 255 ES y était sans doute pour beaucoup. Cependant il m'a semblé que l'on n'avait pas suffisamment pris en considération le caisson W équipé de deux 416 Altec. En effet, celui-ci m'apparut, outre le gain en rendement et en énergie, encore plus linéaire que le caisson grave Onken classique. Les mesures confirment d'ailleurs ce point. Depuis, les écoutes faites à l'Espace Kiron en mars 87 et celles plus récentes à la Maison de L'Audiophile, m'ont confirmé l'impressionnante puissance alliée à une grande douceur de reproduction dont est capable le caisson W. De là à en réaliser une paire, il n'y avait qu'un pas. Ayant déjà réalisé les Onken classiques, je désirais « frapper un grand coup » et quitte à passer plus de 100 heures sur le projet, autant que le résultat soit à la hauteur... La meilleure méthode à mon sens pour amortir les vibrations consiste à utiliser des parois sablées. L'article qui suit vous relate les différentes étapes de l'aventure que j'ai vécue pour réaliser ma paire d'Onken W sablées...

1. Les préparatifs

a. L'outillage

La mise en œuvre d'un tel projet impose un minimum d'organisation et d'outillage. Pour une telle réalisation, il est impératif de s'équiper sérieusement. Pour

ma part, avant de commencer, j'ai réuni le matériel suivant :

- 1 visseuse-dévisseuse (perceuse 700 W) ;
- 1 perceuse (700 W) ;
- 1 rabot électrique ;
- 2 serre-joints de 120 cm ;
- 4 serre-joints de 80 cm ;
- une dizaine de plus petits serre-joints ;

- des visseurs très robustes pour les vis cruciformes ;
- une scie sauteuse ;
- des mèches à bois ;
- 5 kg de colle blanche (à chaque opération il est utilisé un double encollage) ;
- une agrafeuse pouvant recevoir des 10×16 (plus une boîte de 1 000 agrafes).

b. Plan de l'enceinte Onken W sablée

Pour ma réalisation, je suis parti sur les bases du caisson de M. Koizumi, à savoir un volume interne de $1070 \times 550 \times 770$ mm. La figure 1 donne le plan de la réalisation. Seule la face avant recevant les deux haut-parleurs n'est pas sablée. Les faces latérales, celles du dessous et du dessus sont réalisées par une structure bois sablée de 45 mm d'épaisseur (deux parois de 15 mm + 1 sablage de 15 mm). Le fond, de par ses dimensions, est plus enclin à vibrer, aussi une double structure bois sablée a-t-elle été utilisée : côté interne de l'enceinte on trouve une paroi de 45 mm de type sablée comme celle utilisée sur les faces latérales, ensuite un sablage de 30 mm et enfin à l'arrière côté externe un panneau de 30 mm plein.

On notera les imposants renforts pour rigidifier l'enceinte. Ils sont au nombre de trois. Le tasseau de fixation de la face avant placé au centre de l'enceinte est taillé de telle sorte qu'il laisse le dégagement nécessaire au passage des saladiers des deux 38 cm.

c. Le bois et la découpe

Le choix du matériau était simple : le Nantex dont il a été à de très nombreuses reprises question dans ces colonnes, contreplaqué de hêtre de grande qualité, est un matériau particulièrement bien adapté à ce type de réalisation. Rappelons que ce contreplaqué peut être acheté par des particuliers aux Ets Seroc, 175 avenue du Général Galliéni 93 Bondy, lesquels sont parfaitement équipés pour effectuer les découpes à la demande. Nous conseillons d'ailleurs très vivement aux amateurs d'établir

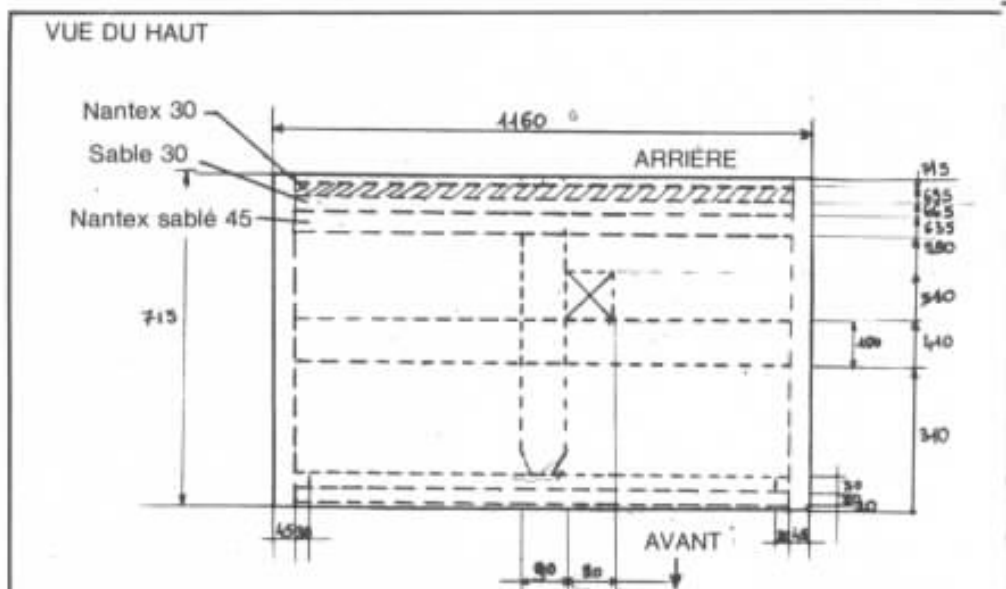


Fig. 1a

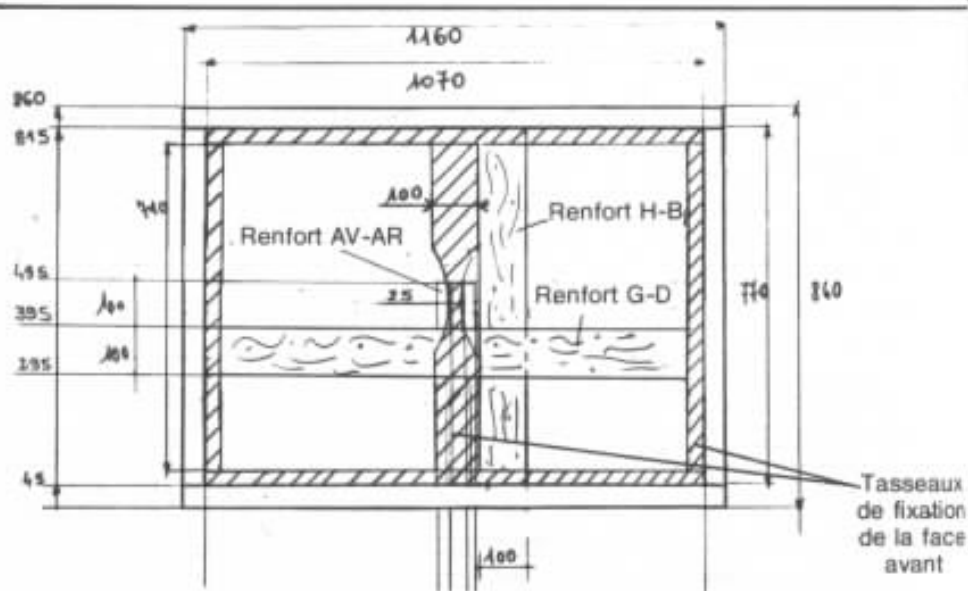


Fig. 1b

Fig. 1 a, b, c, d :

préalablement un plan de découpe très précis afin de faire préparer les différents panneaux. On bénéficie ainsi de découpes propres et précises (de l'ordre du millimètre), de plus cela simplifie considérablement le transport, alors pourquoi s'en priver ! Le lecteur trouvera en figure 2 les plans de découpe pour la réalisation d'une paire d'enceintes Onken W sablées dont le plan est donné en figure 1.

Pour ce qui concerne les événements et les trous des H.P., on

aura intérêt à confier ce travail à un professionnel, car avec une scie sauteuse cela est loin d'être évident et il est presque impossible d'obtenir un résultat soigné. Mentionnons enfin un point de détail avant de conclure ce paragraphe : il est bon de prévoir 1, voire 2 mm supplémentaires aux cotes des divers panneaux découpés en vertu du principe qu'il est plus aisé d'enlever de la matière que d'en rajouter. Le rabot électrique assure une efficacité totale sur ce point.

FACE AVANT VUE DE L'INTERIEUR

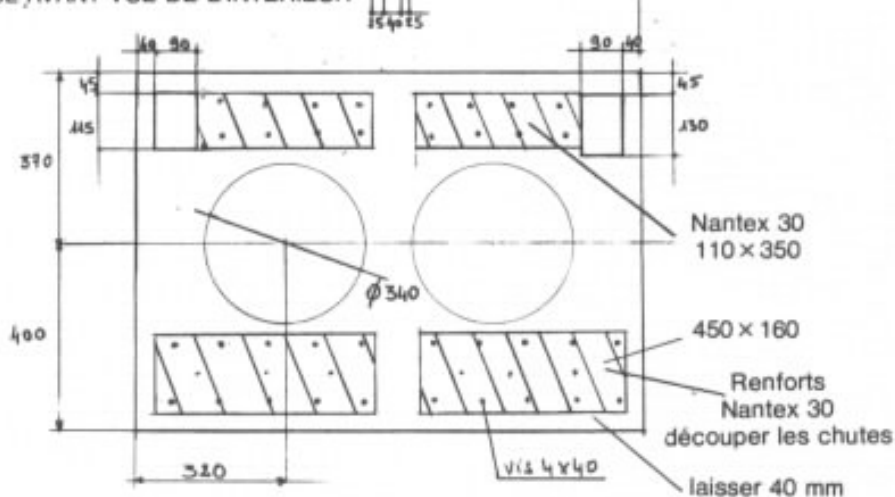


Fig. 1c

VUE DE DROITE

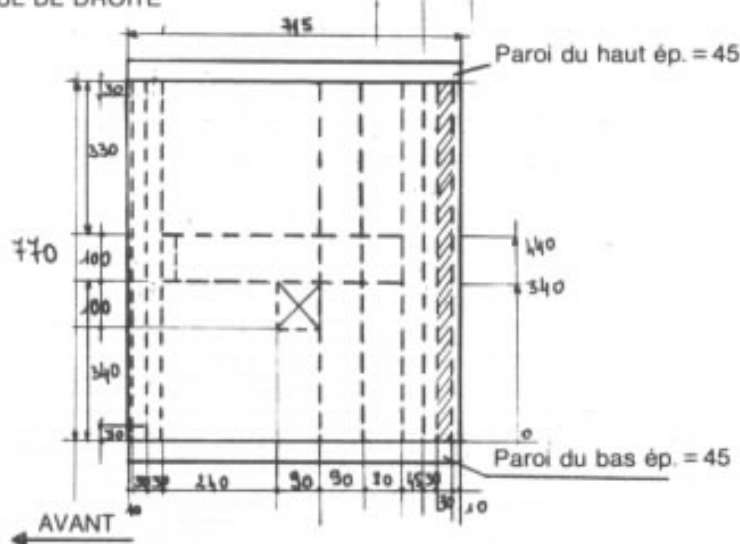


Fig. 1d

Plan du caisson Onken W sablé.

2. Assemblage des parois sablées

a. Principe des parois sablées

Rappelons brièvement le principe des parois sablées. Deux parois en bois dont l'espace intermédiaire est rempli de sable constituent une structure sandwich dont l'efficacité sur le plan vibratoire est remarquable, le sable jouant en quelque sorte le rôle d'amortisseur de

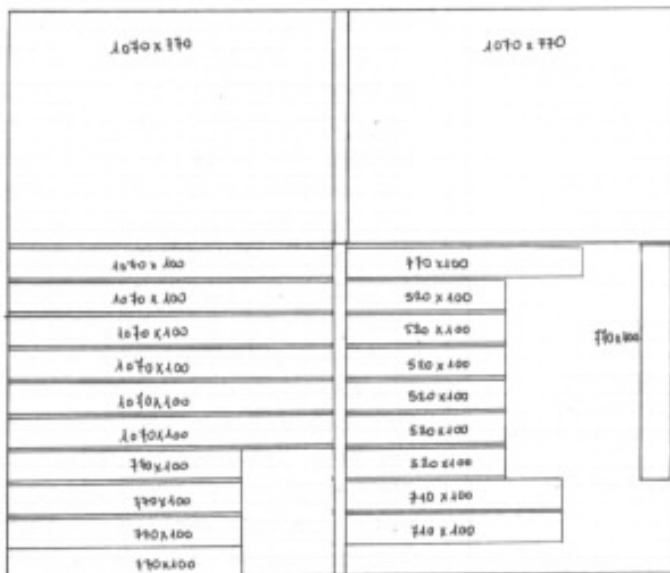
par sa structure granuleuse. Pour être efficaces les parois situées de part et d'autre de la couche de sable ne doivent être trop épaisses afin d'éviter le maximum de propagation de vibrations en leur sein. Toutefois, il y a des contraintes mécaniques bien évidentes qui font que l'on ne peut, pour une surface donnée, compte tenu de la pression interne provoquée par le sable, descendre en dessous d'une certaine épaisseur au risque de voir les panneaux

gonfler... Pour notre part, nous avons retenu du Nantex de 15 mm, lequel malgré sa très grande rigidité, n'est pas exempt de déformations sous la contrainte du sable. Il est à noter qu'une plaque centrale de 200 x 200 mm est utilisée sur chacune des parois en bois sablé (photo 1), cela pour une double raison : éviter d'une part un « gonflement » au centre de la paroi et d'autre part assurer une fixation très robuste aux renforts transversaux internes. Certes, ces petites plaques constituent des ponts acoustiques ; dans l'idéal il conviendrait d'avoir recours à des structures visco-élastiques, cependant d'autres ponts acoustiques existent par nécessité sur la périphérie de chacun des panneaux et les difficultés inhérentes à la réalisation impliquent des choix, voire des compromis.

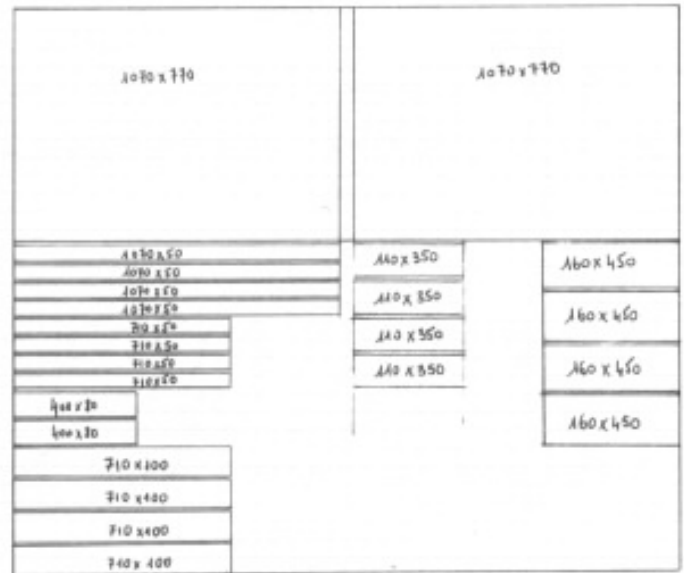
b. Assemblage des parois latérales

Les panneaux étant découpés, il convient de les appairer (chaque face en comportant deux !). Ensuite, on découpe des tasseaux de 15 mm d'épaisseur afin de délimiter trois des quatre tranches du panneau. Effectivement, il faut laisser un bord libre afin de procéder au sablage.

En se référant au plan de l'enceinte de la figure 1, on trace l'emplacement des plaques de 200 x 200 mm qui viennent se positionner dans le prolongement des renforts internes transversaux. Il convient de délimiter l'emplacement de cette petite plaque aussi bien sur les faces internes qu'externes de manière à savoir où coller d'une part puis visser d'autre part. Tous ces repérages étant effectués on passe à l'encollage. Une fois les quatre couches de colle étalées (une sur la première paroi, deux sur les tasseaux de 50 mm de large ainsi que sur la plaque de 200 x 200 intérieur et extérieur, et enfin une sur la deuxième paroi à l'intérieur) il convient



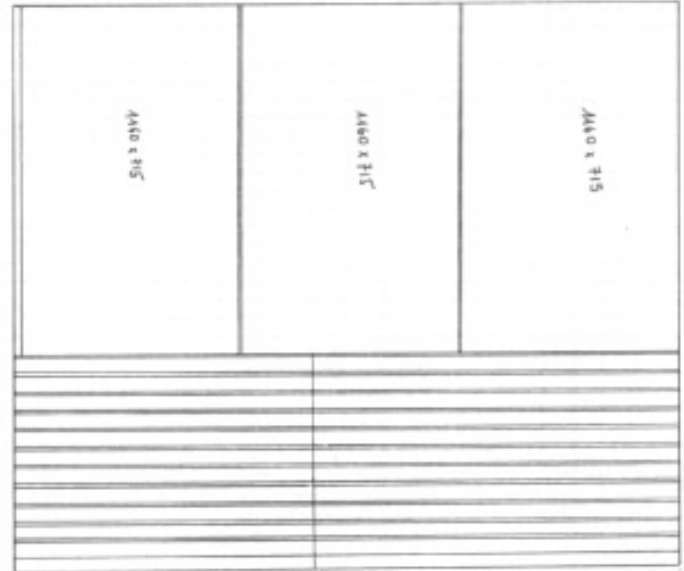
Nantex 30, 1 plaque.



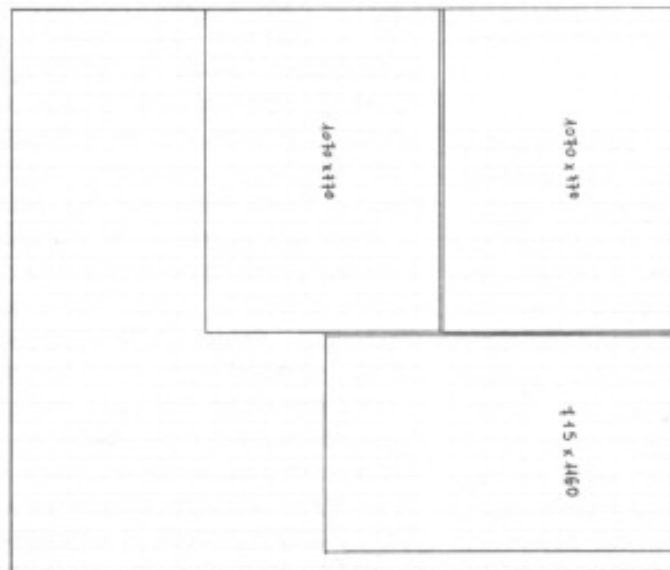
Nantex 30, 1 plaque.



Nantex 15, 2 plaques.



Nantex 15, 2 plaques.



Nantex 15, 2 plaques.

*Fig. 2 : Plan de découpe des panneaux.
Il y a six plaques de Nantex 15 de 220
× 185 mm et deux plaques de Nantex 30
de mêmes dimensions.*

d'assembler le tout en veillant au bon équerrage des bords. Pour cela on utilise deux grands serre-joints placés latéralement pour parfaitement ajuster les trois épaisseurs de 15 mm. Bien naturellement, des petites cales en bois seront utilisées pour ne pas endommager la tranche du panneau lors du serrage. Ce positionnement étant effectué il faut maintenant comprimer les trois surfaces à l'aide de petits serre-joints perpendiculaires (utiliser également des cales). Lors du serrage de ces derniers, il faut desserrer très légèrement les deux grands serre-joints latéraux. Ensuite, l'ensemble de tous les serre-joints est serré énergiquement.

Vient ensuite l'opération de vissage. La figure 3a indique précisément le positionnement des vis ainsi que le type utilisé. On commence par les 4×40 à tête cruciforme. On aura choisi des vis ayant un corps uniforme sur toute la longueur, ce sont des vis spéciales pour les contreplaqués (nous conseillons les marques VBA ou Dynadrill). Compte tenu du nombre considérable de vis, il convient d'être bien organisé pour éviter le côté fastidieux de l'opération. Pour cela, on effectue préalablement le perçage de tous les pré-trous (longueur de la vis, diamètre du corps de la vis), ensuite on place toutes les vis et enfin on effectue le vissage final. Il est recommandé d'enfoncer la vis d'une seule traite, il faut donc bien appuyer durant le vissage sinon le visseur cause des dégâts irréparables à l'empreinte cruciforme et impose un changement de vis. Certaines vis ne pourront pas être placées lors de cette opération du fait de l'emplacement de certains serre-joints. Celles-ci seront mises en place lors d'une seconde étape.

Cette opération étant effectuée, il suffit de la refaire trois fois ! Il y a quatre faces latérales.

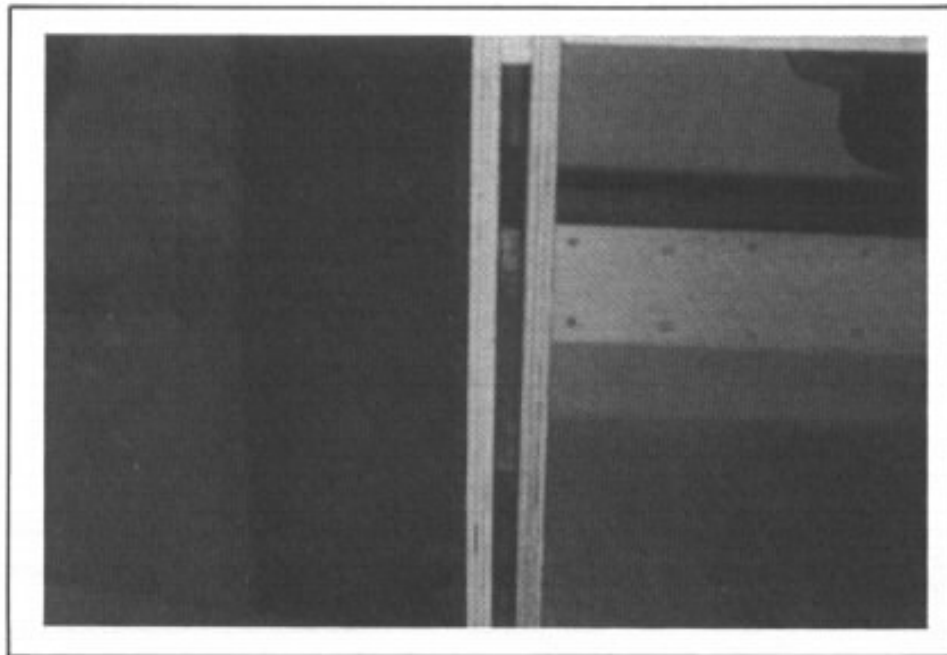


Photo 1 : Vue de dessus de la paroi latérale droite d'une enceinte mettant en évidence la structure du bois sablé : sandwich bois-sable. On remarquera la plaque centrale de 200 × 200 mm qui vient se placer dans le prolongement du renfort transversal. Cette plaque assure également un maintien intermédiaire à la paroi afin d'éviter sa déformation sous la contrainte du sable.

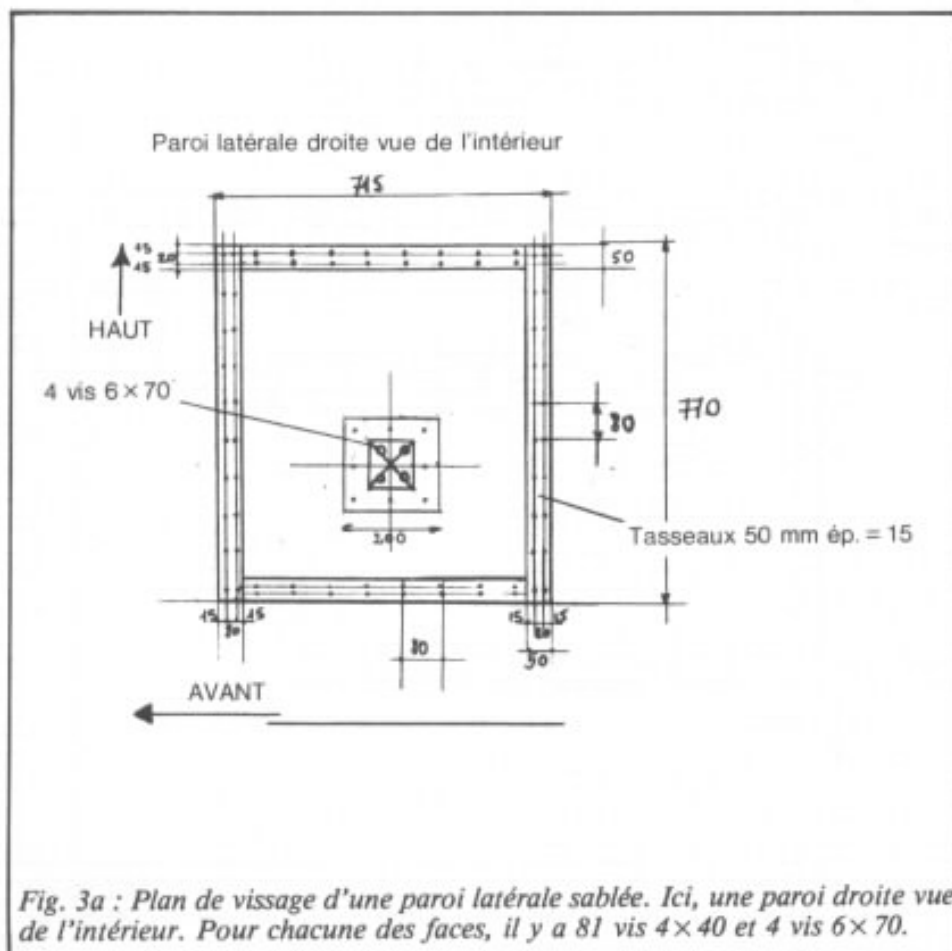


Fig. 3a : Plan de vissage d'une paroi latérale sablée. Ici, une paroi droite vue de l'intérieur. Pour chacune des faces, il y a 81 vis 4×40 et 4 vis 6×70.

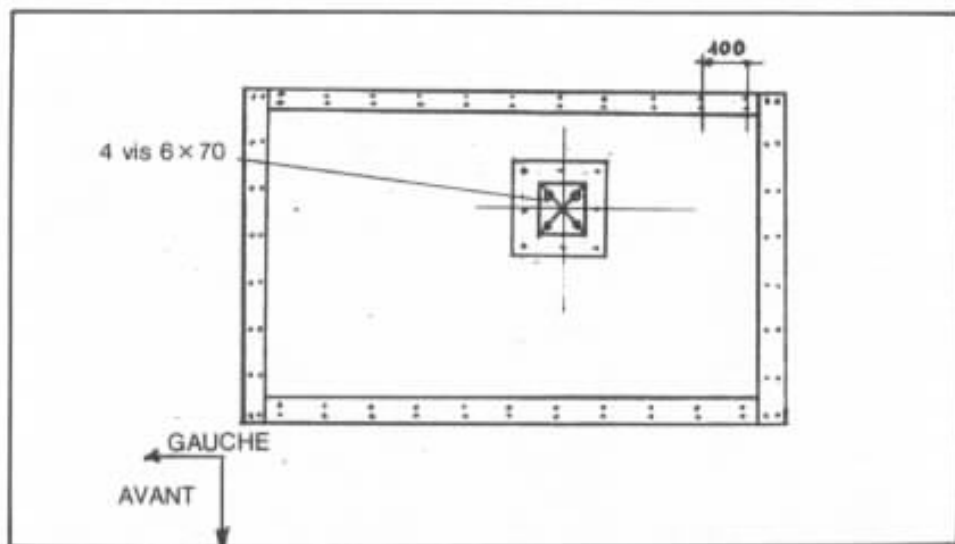


Fig. 3b : Plan de vissage d'une paroi de dessus. Il y a 85 vis de 4×40 et 4 vis de 6×70 .

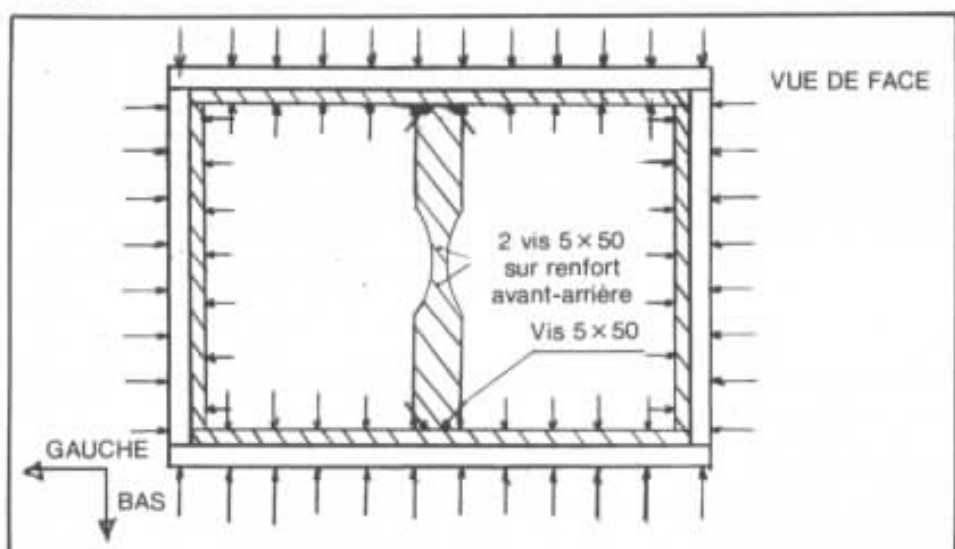


Fig. 3c : Plan de vissage des tasseaux de fixation de face avant. Il y a 34 vis de 4×40 .

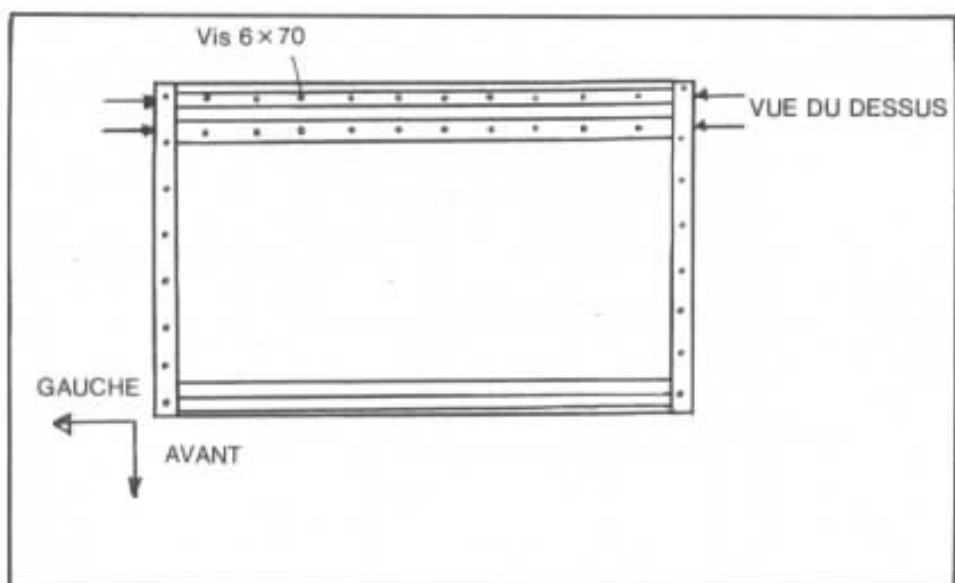


Fig. 3d : Vissage des deux parois du fond sur les parois latérales. 104 vis de 6×70 sont nécessaires lorsque l'on inclut le vissage des plaques du dessus et du dessous sur ces deux parois du fond.

c. Assemblage des parois du dessous et du dessus

Ces parois ont la même structure que les parois latérales. Le principe d'assemblage est lui aussi identique. La figure 3b détaille le plan de vissage et la photo 2 montre une de ces parois terminée, on notera les neuf vis de 4×40 fixant la plaque intermédiaire de 200×200 mm. Chacune de ces parois pèse près de 40 kg et il y en a quatre à réaliser.

d. Assemblage de la paroi interne du fond

Comme nous l'avons mentionné dans le paragraphe 1b, le fond est réalisé en double structure sablée. La face interne du fond est réalisée de la même manière que les huit panneaux préalablement assemblés pour les faces latérales, celles du haut et du bas. Aussi, ne nous étendrons-nous pas sur sa réalisation.

3. Préparation des renforts transversaux internes

Ils sont au nombre de trois par enceinte :

- renforts gauche-droite $1\ 070 \times 100 \times 90$ mm ;
- haut-bas $770 \times 100 \times 90$ mm ;
- avant-arrière $520 \times 100 \times 90$ mm.

Ceux-ci sont réalisés avec du Nantex de 30 mm d'épaisseur. Chaque renfort utilise donc trois épaisseurs pour obtenir les 90 mm. Celles-ci sont assemblées entre elles par double encollage, pressage à l'aide de serre-joints et enfin vissage. La photo 3 montre ces trois renforts mis en place. On notera que celui positionné entre la face arrière et la face avant est taillé en biseau de sorte à ménager un espace suffisant pour ne pas venir toucher les boulons de fixation des haut-parleurs.

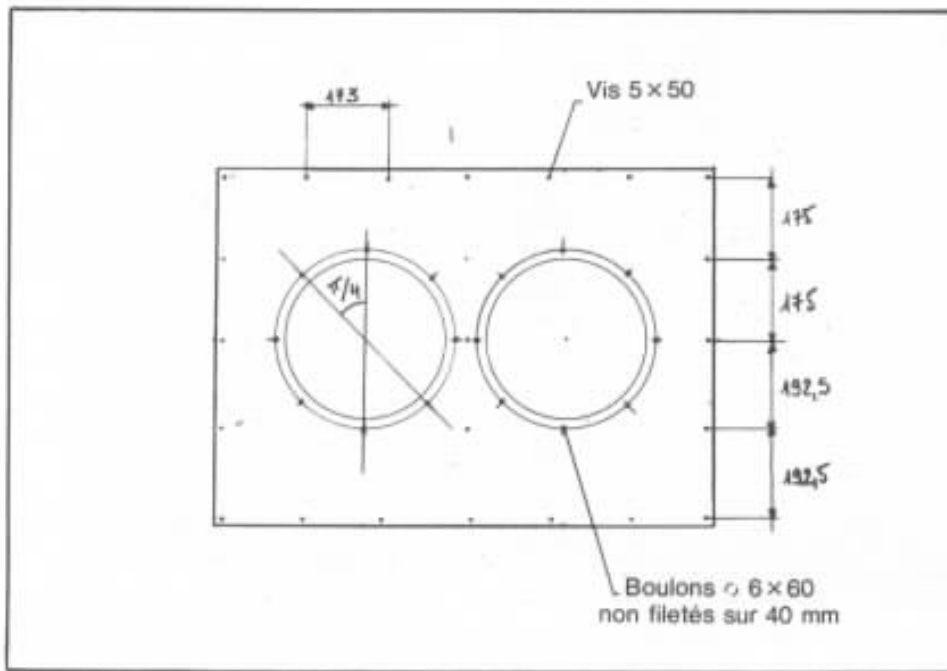


Fig. 3e : Plan de vissage de la face avant sur les tasseaux de fixation ainsi que positionnement des boulons de maintien des haut-parleurs.

Bois (dimensions)	Nombre de plaques
Nantex 30 2,20 × 1,85 m	2
Nantex 15 2,20 × 1,85 m	6

Par enceinte type de vis	4 × 40	5 × 50	6 × 70	Boulons 6 × 50
Face gauche	81		16	
Face droite	81		16	
Face avant		23		
Face du fond	85	4		
2 ^e face du fond				
Face du haut	85		36	
Face du bas	85		36	
Renforts avant-arrière	40		4	
Renforts gauche-droite	88		4	
Renforts haut-bas	60		4	
Renforts face avant	42			
Tasseaux de fixation face avant	34	4		
Boulons HP écrous rondelles				16
TOTAL 2 ONKEN W	1 362	54	240	32

Fig. 3f : Tableau récapitulatif du vissage pour une paire de caissons W.

4. La face avant

Comme précisé sur la figure 1d, la face avant est renforcée par quatre plaques de Nantex 30 découpées dans les chutes. Chaque face avant comporte ainsi quatre renforts :

- 450 × 160 × 30 mm pour les deux renforts du bas,
- 350 × 110 × 30 mm pour les deux renforts situés entre les deux événements.

Ces renforts sont collés et vissés, leur positionnement doit laisser 5 mm de marge afin de ne pas être embêté lors de la mise en place de la face avant sur le cadre venant la recevoir. La photo 4 illustre cette phase de la réalisation.

Le montage des tasseaux de fixation de la face avant est détaillé en figure 3c. Rappelons que le tasseau central doit être préalablement évidé pour laisser toute liberté au passage des saladiers des H.P.

La figure 3e indique le positionnement des vis de fixation de la face avant d'une part et d'autre part celui des boulons de fixation des haut-parleurs sur le baffle.

On utilise des boulons de diamètre 6 mm, longueur 60 mm, dont 20 mm est fileté. Lors du serrage, procéder par étapes successives en serrant un boulon puis son opposé, etc.

5. Le sablage

a. Remplissage

Les différentes parois étant préparées, il y en a dix au total (la face avant n'est pas sablée), il convient de procéder au sablage. On choisira un sable fin (genre sable de Fontainebleau) et aussi sec que possible. Il pourra éventuellement être préalablement séché au four. Chacune de nos parois comporte une ouverture par laquelle le sablage est effectué. Le panneau est maintenu verticalement sur un établi

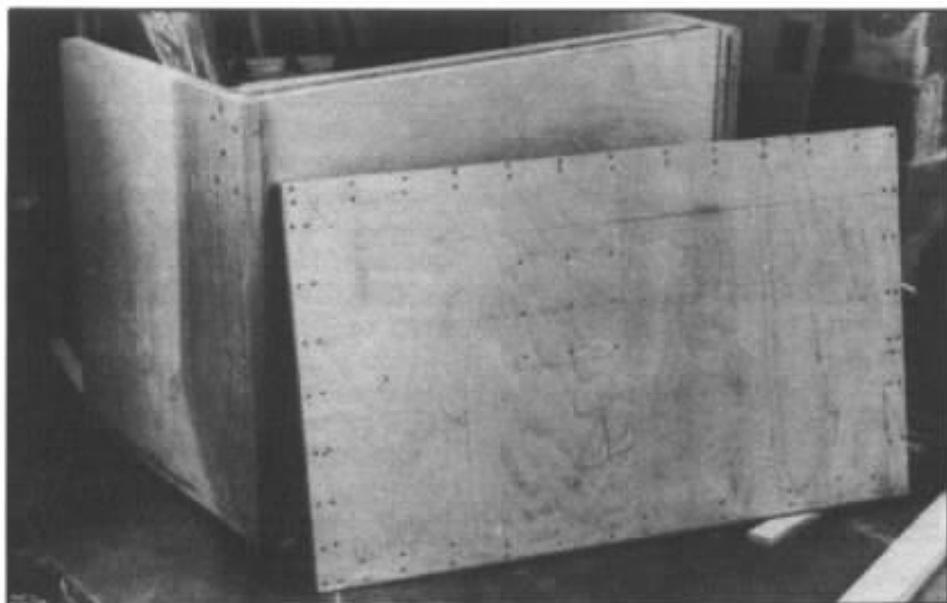


Photo 2 : Vue de la face du dessus. Les têtes de vis mettent clairement en évidence la plaque de 200 x 200 mm ainsi que les tasseaux du périmètre. Cette paroi une fois sablée pèse près de 40 kg. A l'arrière, l'enceinte en cours d'assemblage : vissage des deux parois du fond sur les faces latérales par des vis de 6 x 70.

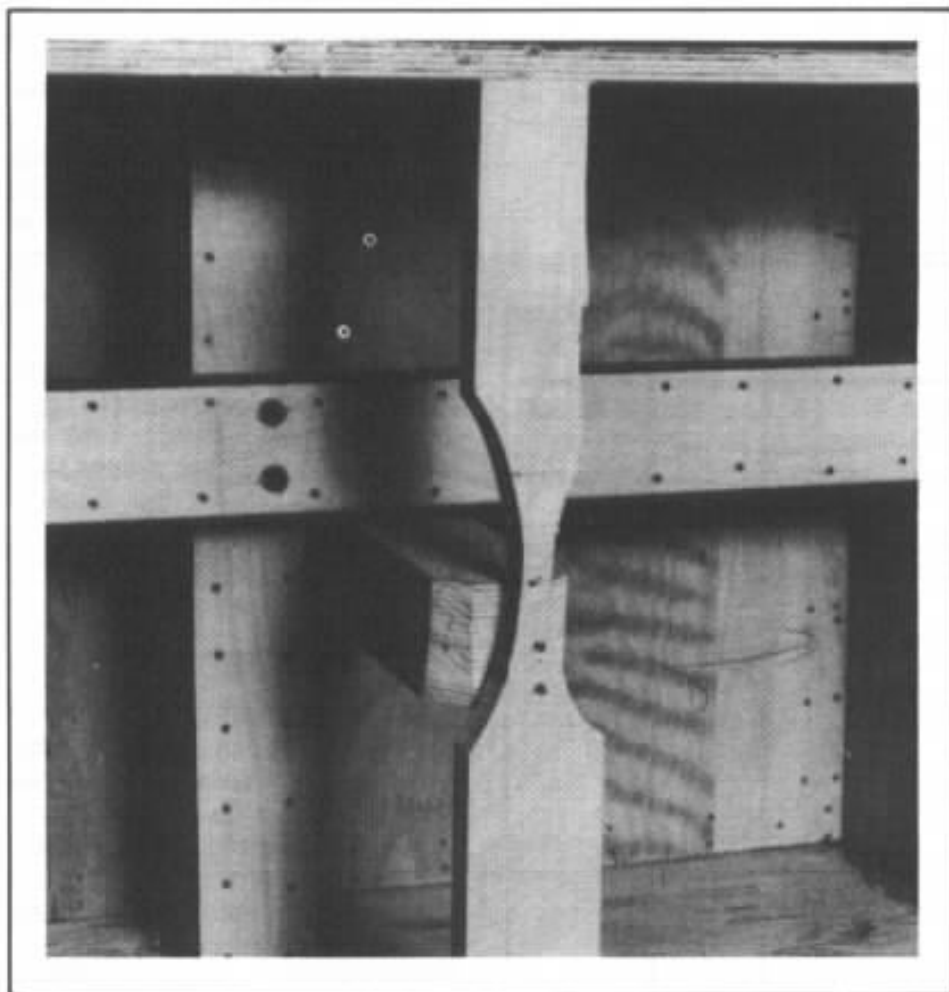


Photo 3 : Vue de détail de l'intérieur du caisson W. Les trois renforts transversaux sont solidaires entre eux et fixés par des vis de 6 x 70. Le renfort avant-arrière est taillé en biseau afin de ne pas toucher les boulons de fixation des haut-parleurs. Le tasseau de fixation de la face avant vertical est évidé en son centre pour la même raison.

et l'on procède comme suit :

— On verse le sable sur une couche d'une hauteur d'environ 10 cm.

— A l'aide d'une tige filetée on fait descendre le sable pour bien le répartir (il est conseillé d'utiliser des gants pour cette opération).

— On tasse ensuite à l'aide d'un tasseau de Nantex 15 de dimensions d'environ 600 x 50 mm sur lequel on tape avec un maillet.

— Lorsque la cale ne descend plus, on « fore » de nouveau avec la tige filetée.

Le principe est simple et il faut procéder par étapes successives pour un sablage complet et efficace d'un panneau. C'est pour cela qu'on effectue le sablage par couches successives d'une hauteur d'environ 10 cm. La plaque intermédiaire de 200 x 200 mm constitue un petit obstacle lors de cette opération mais on parvient fort bien à sabler sur tout son pourtour.

Lorsque le sablage d'une paroi est terminé, il faut s'assurer qu'il a correctement été réalisé. Pour effectuer ce diagnostic, il y a plusieurs méthodes :

— ausculter en frappant de l'index sur la paroi ;

— le tasseau de Nantex 15 ne descend plus ;

— la tige filetée ne descend plus même lorsqu'on s'aide d'un marteau.

Lorsque toutes ces conditions sont remplies, le panneau a tendance à gonfler sous l'effet des pressions internes. Il convient maintenant de le refermer. A noter qu'on peut laisser reposer les panneaux pendant que l'on procède au sablage des autres dans une pièce très sèche genre chaufferie pour être bien sûr que le remplissage soit optimal.

b. Fermeture des parois

Chacune des parois sablées de 45 mm d'épaisseur est fermée par un tasseau de 15 mm que l'on glisse entre les deux faces. Puis à l'aide de cales et de serre-

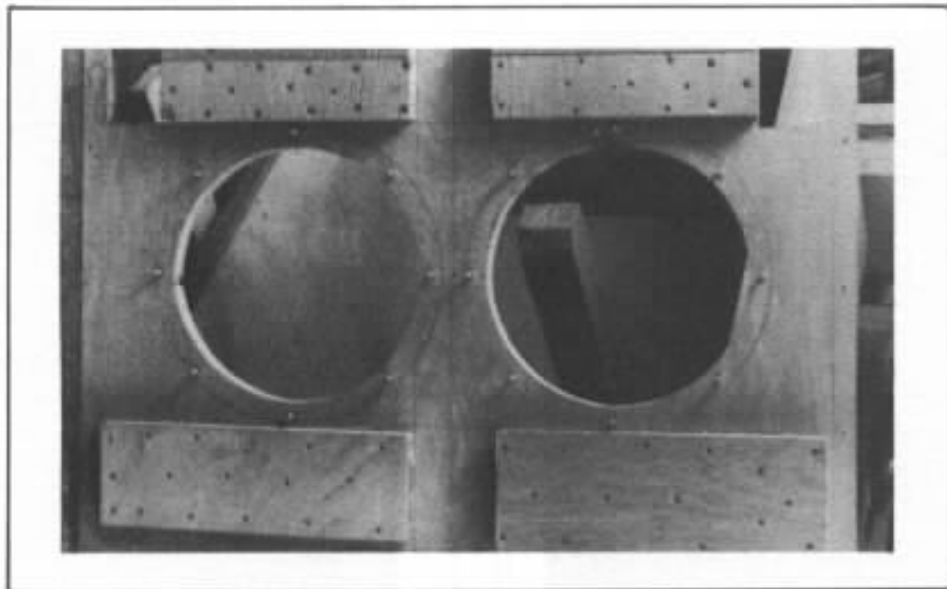


Photo 4 : Vue des renforts de face avant d'épaisseur 30 mm. Il est conseillé de laisser une marge de 5 mm sur le pourtour afin de ne pas être ennuyé lors du montage de la face avant d'autant que du feutre viendra recouvrir le côté interne de cette face. Ne pas oublier de tout tracer, à savoir l'empreinte des tasseaux qui fixent la face avant ainsi que le diamètre externe des haut-parleurs. Il est d'ailleurs conseiller de percer les 16 trous de fixation des H.P. de diamètre 6 mm avant de procéder à l'ouverture du trou de 340 mm.

joint, on serre ce sandwich de 3 épaisseurs. Il faut un serre-joint tous les 15 cm tant les pressions sont énormes. Si le panneau gonfle trop, on retire alors un peu de sable. On place tous les serre-joints dans le même sens puis on retourne la paroi pour procéder au vissage. En effet, il n'y a pas d'encollage dans cette phase puisque la colle et le sable font ensemble un fort mauvais ménage. Votre premier panneau terminé, il vous en reste encore 9...

6. Assemblage de l'enceinte

a. Préparatifs

Avant tout assemblage, on s'assure des dimensions des divers panneaux, des surfaces de contact entre ceux-ci. S'il le faut, on utilise le rabot électrique très efficace dans ces cas-là (photo 6).

Les panneaux étant parfaitement préparés, on monte l'enceinte sans aucun vissage. En effet, l'épaisseur des parois étant telle et leur poids conséquent,

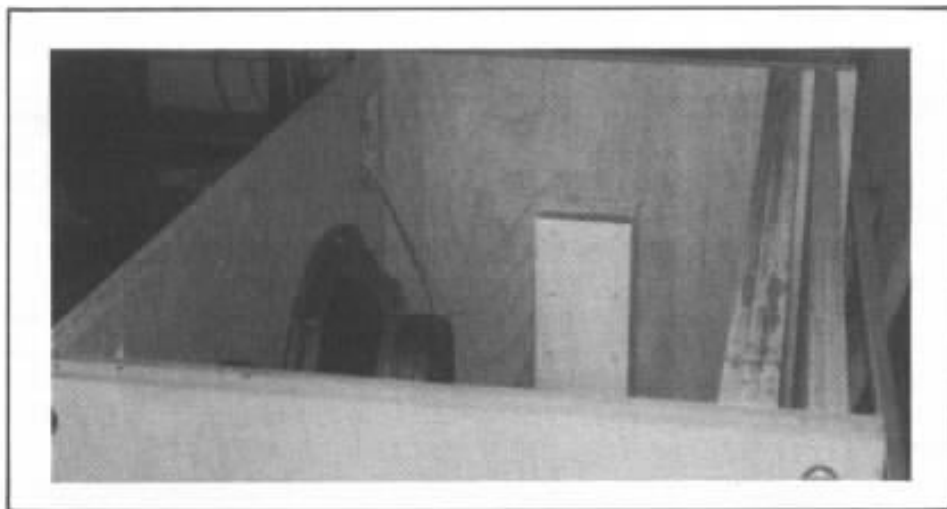


Photo 5 : L'enceinte en cours d'assemblage révélant clairement la structure du fond. Il est nécessaire de positionner la face avant avant de fixer les deux parois du fond (sur cette photo le positionnement n'est pas définitif, il y a 30 mm d'espace entre les deux parois du fond pour le sablage). Naturellement, les haut-parleurs seront démontés pour la suite des opérations d'assemblage afin d'éviter tout accident.

l'enceinte tient d'elle-même sans aucune fixation entre les diverses faces. La face avant est décrochée de 10 mm, comme indiqué sur le plan de la figure 1. Les renforts avant-arrière, le tasseau central de fixation de la face avant (celui qui passe entre les deux H.P.), les deux parois du fond (la face interne de 45 mm

interne sablée et la face externe de 30 mm pleine) et les deux faces latérales sont positionnées sur la paroi du bas de l'enceinte (photo 5). Après avoir ajusté tous ces éléments le plus précisément possible, on trace sur la face interne du bas de l'enceinte la position des parois et des renforts. Ceci étant fait on peut passer au montage définitif.

Toutes les parois sont collées et vissées entre elles, à l'exception bien évidemment de la face avant qui est fixée par vissage sur les tasseaux sans collage préalable.

b. Procédure

La procédure d'assemblage est la suivante :

— Placer la paroi du haut à l'envers et au sol sur des tasseaux de 3 cm de haut afin de laisser un

espace pour le passage des serre-joints.

— Placer les deux panneaux latéraux et la paroi intérieure du fond.

— Fixer le renfort avant-arrière sur la paroi interne du fond par l'intermédiaire de 4 vis 6×70. Ne pas oublier de raboter légèrement l'extrémité venant



Photo 6 : Opération d'ajustage avant l'opération de deuxième sablage de la face arrière. Le rabot électrique est un outil précieux (à manier toutefois avec précaution...). On remarquera les divers tracés à l'intérieur de la paroi latérale gauche pour le positionnement de la face avant et la fixation des tasseaux sur laquelle elle viendra se placer.



Photo 8 : Pour le remplissage du sable, cette planchette est très pratique. On remarquera le tasseau de

s'appuyer sur la face avant comme indiqué plus haut.

— Placer la seconde face du fond, celle en Nantex 30.

— Visser les deux faces du fond sur les faces latérales. Certains lecteurs auront sans doute remarqué que lors de cette phase, les vis traversaient la couche de 15 mm de sable. L'expérience a montré que cela ne posait aucun problème. Il convient simplement d'être vigilant lors du perçage des pré-trous afin de ne pas risquer de créer une « fuite » de sable.

— Positionner la paroi du dessous (provisoirement devenue dessus), la coller puis la visser à l'aide de vis 6×70 comme indiqué sur la figure 3d.

— Fixer le renfort haut-bas par 4 vis 6×70 sur chacune des parois.

— Retourner l'enceinte, pour cela il faut être au moins deux.

— Avant de procéder au sablage de la face arrière, on fixe un tasseau de bois de 400 × 80 × 30 mm qui permettra de perçer

un trou sur les 105 mm d'épaisseur de la face arrière (30 + 30 + 45 mm). Ce trou débouche juste au dessus du renfort avant-arrière et permettra le passage du câble de liaison.

— On peut alors procéder au sablage de la face arrière. Le processus est identique à celui décrit précédemment. Il est illustré en photos 7 et 8.

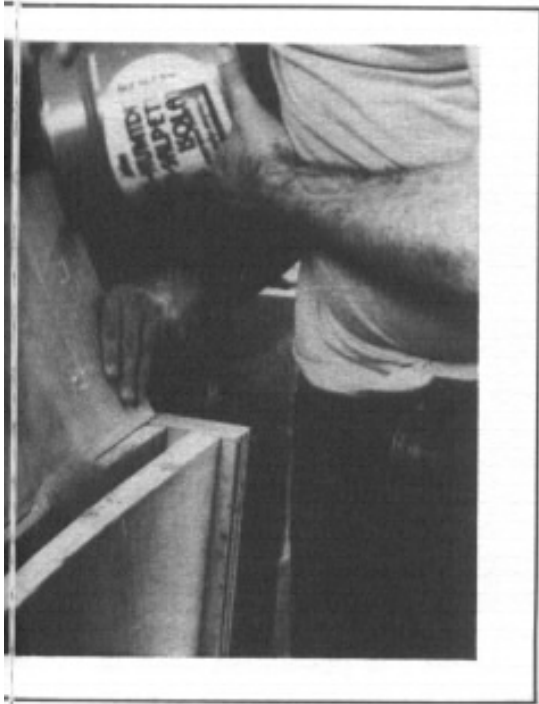
— On ferme ensuite l'enceinte en mettant en place et en fixant la paroi du dessus (en haut cette fois-ci puisque l'enceinte a été retournée). Veillez à rattraper les irrégularités ou jours qui apparaîtraient en utilisant les serre-joints au maximum de leurs possibilités, lesquels sont indispensables dans cette phase d'assemblage. On visse ensuite la face du haut (photo 9).

— Le renfort gauche-droite est mis en place.

— Il ne reste plus qu'à mettre en place les tasseaux sur lesquels viendra se fixer la face avant.

7. Amortissement interne

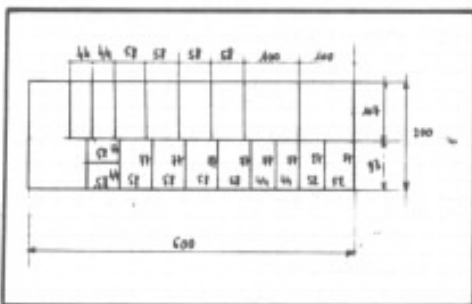
Comme pour tous les caissons Onken, l'amortissement interne est effectué par un feutre de laine disponible à la Maison de L'Audiophile en épaisseur de 10 mm. En figure 4 le lecteur trouvera un plan de découpe du feutre. Chacune des parois internes est recouverte (ainsi que les renforts) et un rideau transversal établit une séparation entre les deux haut-parleurs. Ce rideau devra être le plus tendu possible. Pour ce qui est du rideau vertical placé au tiers de la profondeur sur les Onken classiques, il ne semble pas recommandé pour le caisson W. La photo 10 montre l'enceinte prête à être fermée. Il ne faut toutefois pas oublier de raccorder les haut-parleurs avec un câble de grande qualité Isoda. Pour ce qui nous concerne, les câbles sont directement soudés sur les bornes des deux Altec et ils sont sortis directement sans l'intermédiaire de bornes. Pour



400 × 80 mm permettant le passage du câble de modulation.



Photo 7 : Sablage de la face arrière. C'est le procédé qui est décrit dans le texte : à gauche la longue tige filetée « fore » et parfait le remplissage ; à droite le tasseau sert à bourrer. On remarquera une tête de vis sur la face arrière servant à la fixation du renfort de Nantex 30 de dimensions 400 × 80 mm et qui permet de percer la face arrière sans avoir à traverser le sable pour le passage du câble de modulation.



des raisons de commodités, il est bien naturellement envisageable d'utiliser des bornes sur la paroi

arrière telles que les WBT qui sont des modèles du genre.

Rappel des surfaces		
Nb	Dimens. en cm	Panneau
2	107 × 77	Arrière
4	58 × 107	Haut-bas
2	44 × 77	Renfort haut-bas
2	44 × 58	Renfort avant-arrière
4	44 × 107	Renfort gauche-droite
4	77 × 58	Gauche-droite
2	87 × 52	Séparation verticale des 2 HP
2	107 × 100	Amortissement des ondes stationnaires*

Fig. 4 : Plan de découpe du feutre et positionnement.

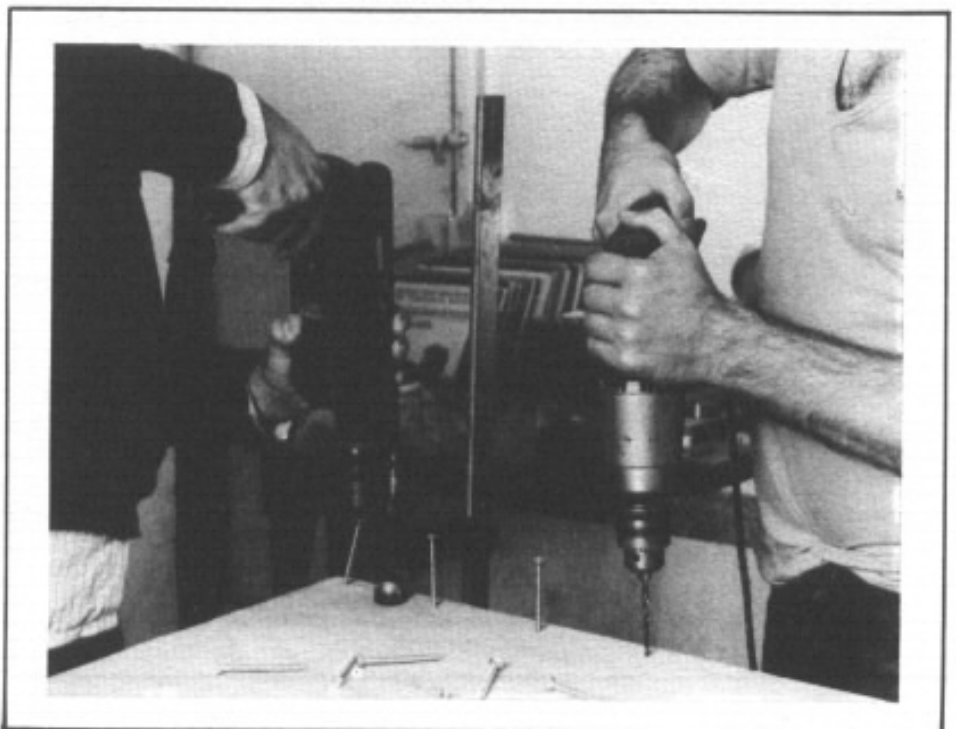


Photo 9 : L'assemblage se termine avec la mise en place de la face du dessus. Perçage des pré-trous et vissage des vis de 6 × 70. Les pré-trous ont la longueur de la vis et leur diamètre est celui du corps de la vis. Le serre-joint est absolument nécessaire lors de cette opération afin de comprimer au maximum avant le vissage.

8. En guise de conclusion

Je suis bien conscient que peu d'entre vous, amis audiophiles, entreprendront une telle réalisation. Outre le temps nécessaire, il faut bien considérer qu'un tel

caisson de grave pèse 320 kg, ce qui le met à la limite du transportable.

Les résultats d'écoute sont très prometteurs et très supérieurs à ceux obtenus avec une enceinte classique. Je n'ai pas encore suf-

fisamment de recul pour apprécier l'important gain de qualités. Il faut que les haut-parleurs soient parfaitement rôdés. Cependant, on remarque déjà qu'à très fort niveau, aucune vibration n'est perceptible sur la face arrière. La restitution se caractérise par une dynamique impressionnante, les sons ne forcent jamais, la distorsion subjective est très basse, tout est très doux, clair et précis. On découvre énormément de détails et cela sur tout le spectre de l'extrême-grave à l'extrême-aigu. Cela est sans aucun doute la conséquence de la très grande inertie du caisson de grave. Un désagrément toutefois : le placement dans la pièce d'écoute est devenu encore plus pointu qu'avec les Onken classiques, il semblerait que les limitations et les défauts liés à l'acoustique du local soient beaucoup plus sensibles. Cela est très bon signe et j'ai d'ailleurs depuis entrepris un traitement acoustique sérieux pour tirer pleinement parti des possibilités du système. Celui-ci est indiqué en photos 11, 12, 13 et ce n'est pas le propos de cet article que de le détailler.

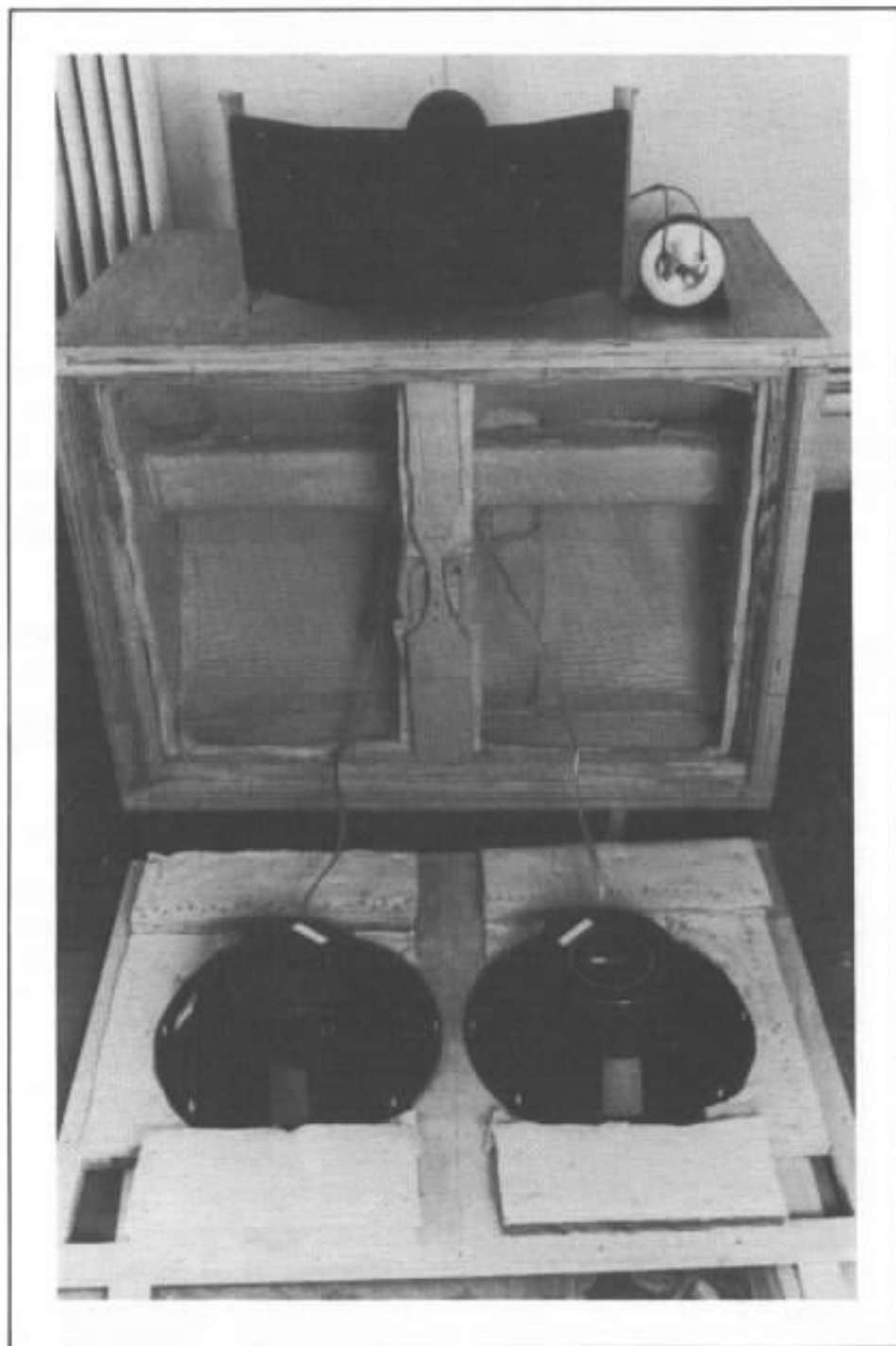


Photo 10 : L'enceinte avec son amortissement interne. Le rideau vertical passant à l'arrière du tasseau transversal droite-gauche ne sera en fait pas utilisé par la suite. Il suffit simplement de séparer les deux haut-parleurs par un rideau de feutre vertical très tendu et délimitant un « compartiment » pour chaque haut-parleur (ce rideau n'est pas visible sur la photo car caché par le tasseau central vertical).



Photo 11

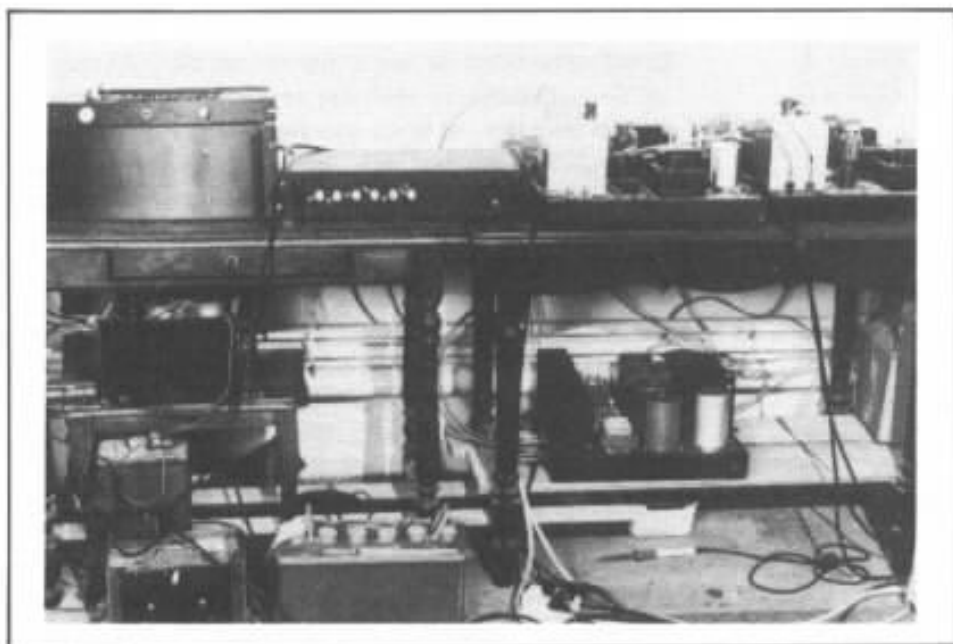


Photo 12

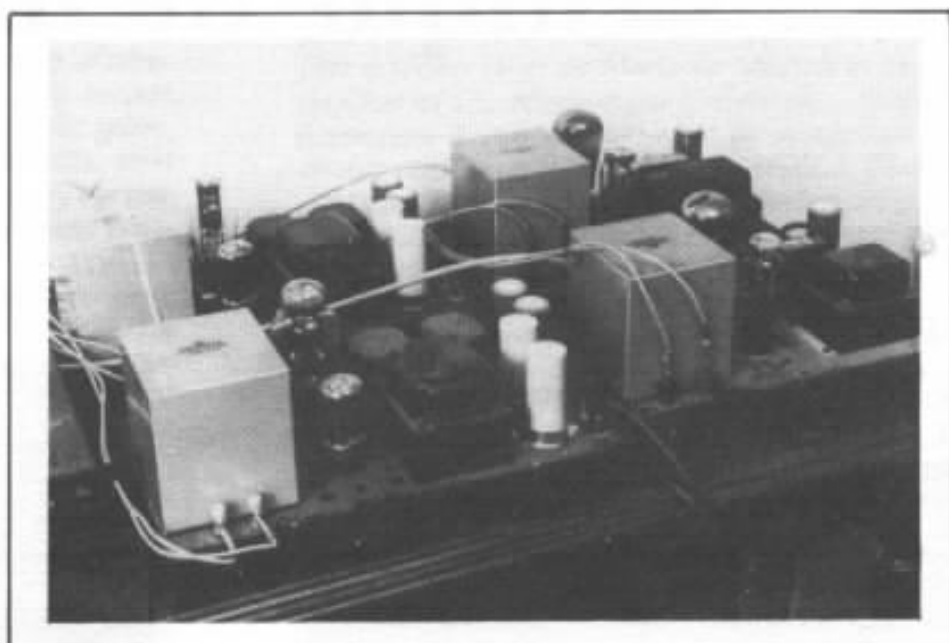


Photo 13

Photo 11, 12, 13 : Eléments du système de restitution. Lecture : Micro 1500 modifiée. Plateau et socle amorti par du sable. Bras SME 3012 R désossé, tube rempli de poudre de bois. Couteaux recouverts par du Teflon. bras fixé sur des lingots de plomb. Cellule Denon 103 modifiée. Capot plomb imbibé d'alcool. Prépré Autographe utilisant un seul transistor par canal, batterie de 120 AH, 4 farads de condensateurs. Préampli RIAA passive Kanéda, très grosse alimentation. Filtre 600/800 Hz Kanéda, câblé Isoda. Aigu RE:604 Telefunken 1928 1,8 watt, Onken 5000ES. Médium 300B W.E. TAD2001 modifié pavillon Le Dauphin. Grave Onken W sablé, ampli 30 watts modifié transfo 600 VA.

**Page non
disponible**

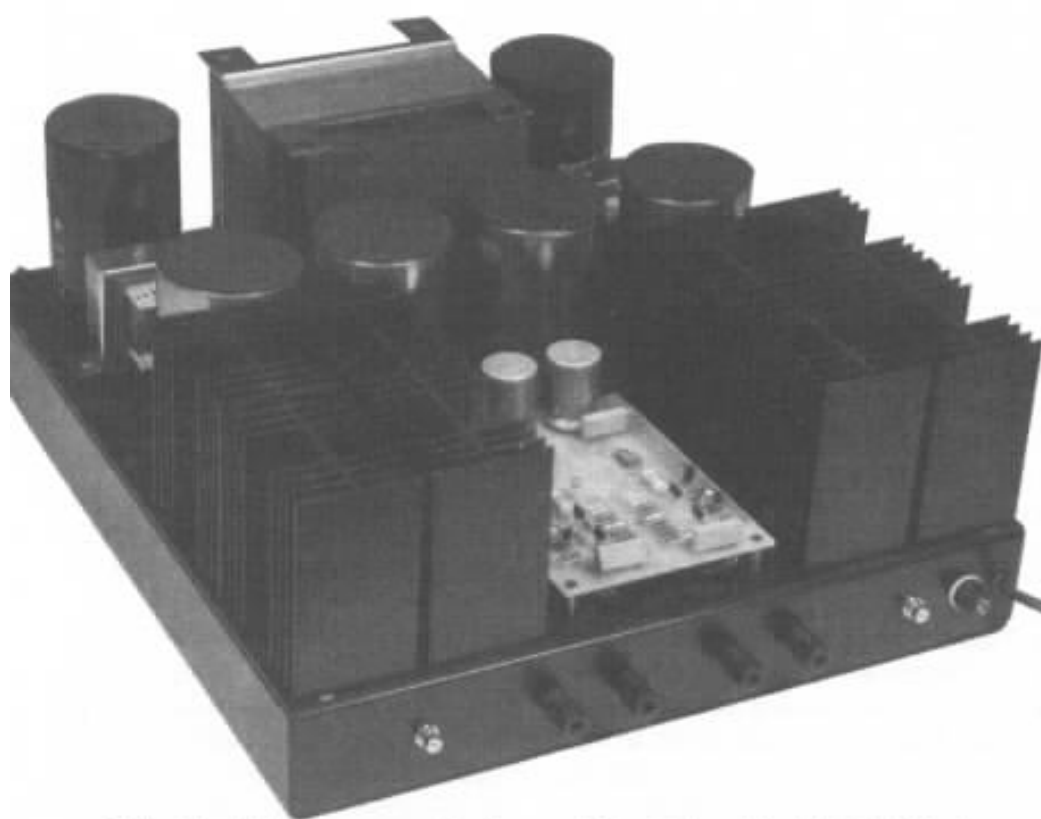
**Page non
disponible**

**Page non
disponible**

**Page non
disponible**

**Page non
disponible**

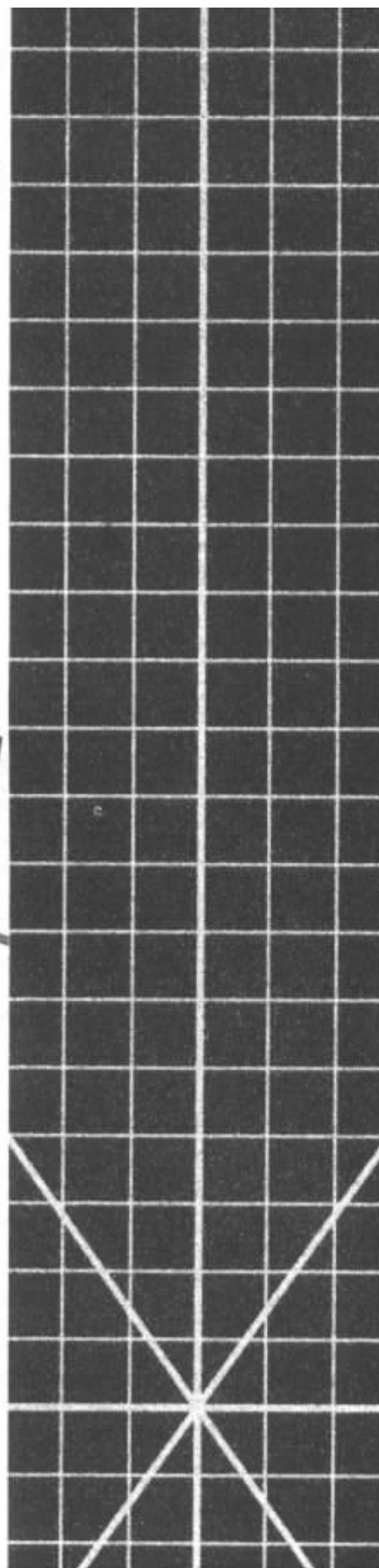
amplificateur 50 W + 50 W classe A



Cette description concerne la réalisation d'un amplificateur classe A de 50 W. Il fait suite à de nombreuses descriptions, publiées dans les numéros précédents, le lecteur trouvera d'ailleurs les références aux articles parus en fin d'article. Cet amplificateur fut cette fois-ci le résultat d'un groupe* : Pierre Johannet

s'étant chargé de l'étude théorique, Pascal Pagan de la réalisation de l'alimentation régulée et William Walther de la coordination générale, du choix des divers composants et de la réalisation de la maquette définitive ayant servie de base à l'article présenté.

* Peut-être êtes-vous sur un projet, mais isolé dans une « lointaine province » ? Cette rubrique, à partir du prochain numéro, se veut aussi boîte à lettres, si vous désirez rencontrer un ou des collaborateurs amateurs comme vous, pour mener à bien votre projet. Il est bien connu que deux voire trois idées valent mieux qu'une. Bien sûr, les spécialistes de la revue sont aussi à votre disposition.



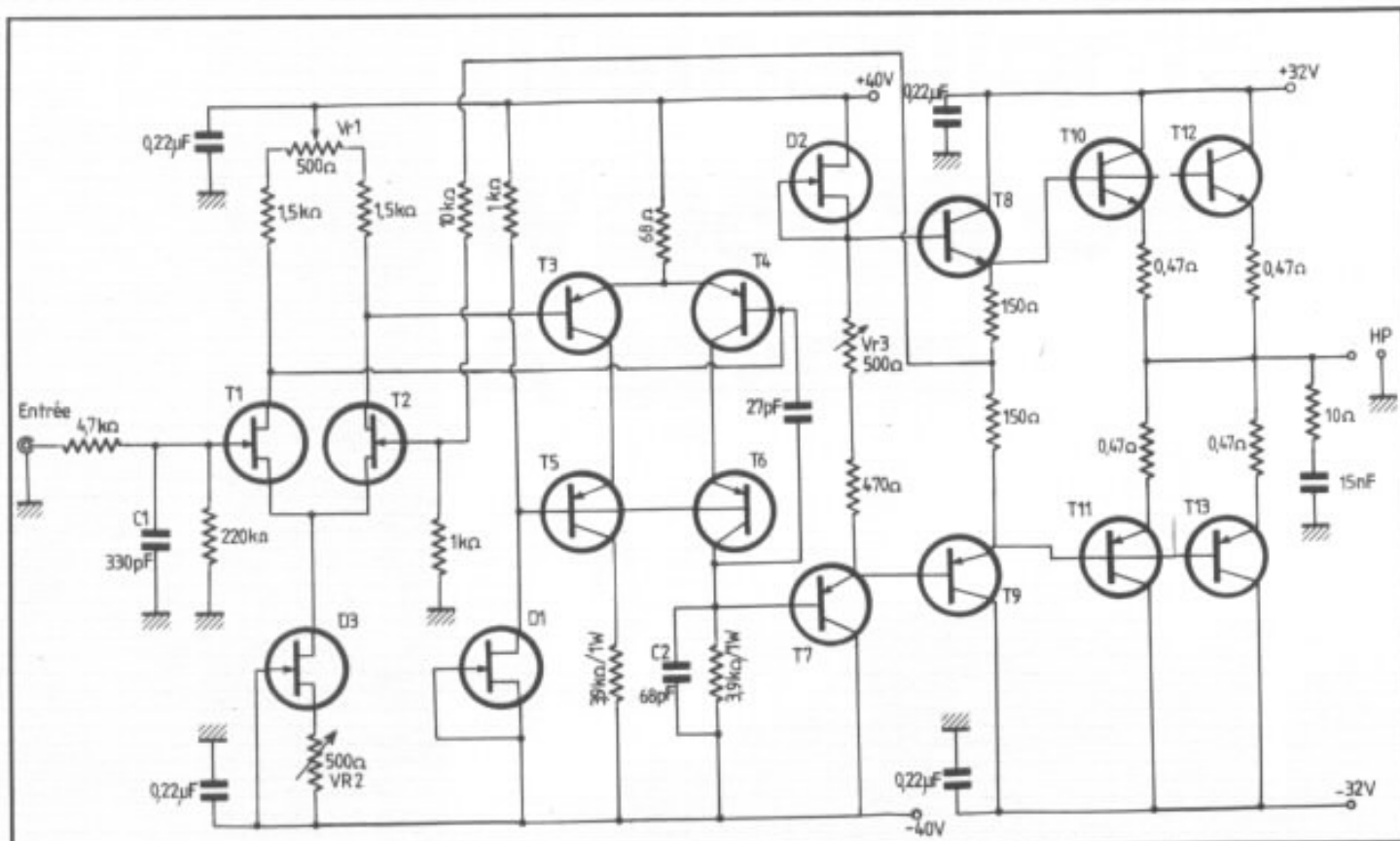


Fig. 1 : Schéma de l'amplificateur classe A 50 W + 50 W avec les valeurs finalement retenues.

L'article publié en page 19 de notre précédent numéro a développé les éléments clés de la conception générale du circuit de cet amplificateur. Depuis diverses maquettes furent réalisées afin de valider à l'écoute le bien fondé des choix effectués. Le premier prototype réalisé sur ces bases, s'il confirmait les résultats de mesures escomptées, s'est avéré moyen à l'écoute. Réalisé, pour des raisons de simplicité, avec une alimentation passive il s'est révélé d'un équilibre subjectif peu satisfaisant avec une tendance à arrondir le son dans le haut grave avec un extrême grave tronqué et une dynamique limitée dans ce secteur ; le médium semblait creusé et manquait de présence. Nous ne le répéterons jamais assez, le rendu d'un amplificateur n'est pas le seul fait des performances de son circuit. Comme nous le verrons plus loin, l'alimentation, bien que son influence soit plus subtile à mettre en évidence sur les paramètres classiques de

mesure en vigueur, joue un rôle de première importance dans le rendu subjectif.

Certes des points très positifs étaient apparus à l'écoute de ce premier prototype tels un aigu de très haute qualité, une définition très poussée alliée à une grande douceur de restitution sans effet de mise en avant ou de projection sur les forté d'aucun registre du spectre (généralement le haut médium comme cela est souvent le cas sur les électroniques transistorisées). Bref notre amplificateur sonnait « tube » au sens péjoratif du terme...

Suite à ces premiers résultats un travail systématique d'optimisation a été mis en œuvre. Dans la réalisation finale qui en est l'aboutissement les points négatifs relevés sur le premier prototype ont été définitivement corrigés tout en préservant les qualités intrinsèques ci-dessus mentionnées. Cela, il faut le préciser, sans limitations ni artifices, mais plutôt en travaillant sur l'amplificateur dans son concept

global, circuit plus alimentation.

1. Le circuit

Vous trouverez en figure 1 le schéma de l'amplificateur avec ses optimisations définitives

a- Le circuit d'entrée

Par rapport au premier prototype celui-ci n'a pas changé dans sa structure. Notre travail a essentiellement porté sur le choix de la paire différentielle d'entrée à effet de champ. La paire 2SK 30AGR a été longuement comparée aux fameux 2N 3954A Solitron. S'il est évident que ces derniers sont supérieurs aux mêmes références National ou Siliconix, le 30 AGR a retenu notre suffrage pour un plus grand naturel de restitution, un respect des plans sonores en profondeur ainsi qu'une meilleure linéarité dynamique sur l'ensemble du spectre. Ce choix est certainement corrélé avec les remarquables performances en matière de distorsion thermique transi-

toire de la référence japonaise. Il faut préciser que seule une écoute prolongée révèle pleinement ce naturel ; en première impression la référence américaine paraît plus spectaculaire et plus définie mais ne tient pas ses promesses lors d'une analyse plus fouillée.

b- L'étage intermédiaire

Le second étage n'a pas subi non plus de modifications marquées. Outre la résistance reliant le + 40 V aux émetteurs T3-T4 qui est passée de 100 Ω à 68 Ω (légère réduction de la distorsion) l'utilisation de l'alimentation régulée pour les étages d'entrée nous a conduit pour des raisons de stabilité à limiter la valeur du condensateur C2 à 68 pF (au lieu de 470 pF) et à adjoindre une petite capacité de 27 pF entre la base de T4 et le collecteur de T6.

Le travail principal sur cet étage a consisté à trouver la meilleure référence de transistor. Le 2SA 872 choisi dans la version de départ a été retiré de la confrontation (son moyen) ainsi que le 2SB 737 pour un V_{ce0} et un P_c trop faible. Le 2SA606, excellent à l'écoute a du être finalement écarté, il vient d'être arrêté de fabrication. Il restait à tester le 2SB716, que l'on rencontre dans nombreux schémas d'origine japonaise et le 2SA 1316. Ce dernier a retenu notre choix pour un niveau de bruit remarquablement bas allié à l'écoute d'une meilleure définition et surtout d'une répartition étonnement homogène de la dynamique sur l'ensemble du spectre.

c- L'étage de sortie

Sur le premier prototype une résistance de contre réaction locale de 68 Ω était utilisée. Cette résistance dont le rôle affecte directement l'impédance de sortie en boucle ouverte de l'amplificateur et donc son coefficient d'amortissement pouvait être réglé entre 0 et 100 Ω afin de

s'adapter au mieux au type de charge du haut-parleur grave utilisé. Après de nombreux essais sur nos systèmes de référence, caisson W, Onken 360 litres, Altec Voix du Théâtre, nous avons finalement retenu une valeur nulle ! (un strapp) afin d'obtenir un son très tendu dans le registre grave malgré des performances moins bonnes en amortissement sur charge capacitive. Il faut toutefois noter que ce réglage peut être intéressant dans certains cas particuliers d'autant que sa mise en œuvre est extrêmement simple.

Comme indiqué dans notre n° 43, les valeurs de résistances de polarisation des drivers et des transistors de sortie, à l'origine 12 Ω et 0,68 Ω , ont été comparées aux valeurs rencontrées dans les montages Kanéda 150 Ω et 0,47 Ω . Ces dernières ont été nettement préférées : meilleure attaque, effet de profondeur plus réaliste, nuance et légèreté du grave.

d- L'alimentation

Comme nous l'indiquons en préambule, le premier prototype a été réalisé avec une alimentation passive pour des raisons de simplicité pour la mise au point du circuit d'une part mais aussi pour mieux sérier les problèmes.

Cependant il faut être bien conscient que si ce type d'alimentations a fait ses preuves sur des amplis de modeste puissance,

il ne constitue pas pour autant une panacée, surtout lorsqu'un gain élevé est souhaité pour obtenir une puissance conséquente. L'intermodulation inévitable dans ce cas entre l'étage de puissance et l'étage d'entrée, via l'alimentation, se traduit par une perte de définition, un son « caoutchouteux » dans le haut grave. Une alimentation régulée s'avère donc indispensable aux étages d'entrée pour leur assurer la stabilité de leur point de fonctionnement et ainsi leur garantie des performances d'une excellente linéarité en fonction de l'amplitude du signal à traiter.

Une régulation pour les étages de sortie a fait l'objet d'essais. Toutefois la complexité de la réalisation, du câblage et de la mise au point nous ont fait abandonner ce projet, qui ne l'oublions pas, a été élaboré dans « l'esprit kit ».

Nous avons finalement retenu la solution mixte : passive pour l'étage de puissance, régulée pour les étages de gain en tension.

La figure 2 représente l'alimentation de puissance ± 32 V. Outre le filtrage très énergique avec self et condensateurs de forte valeur on notera la puissance très élevée du transformateur d'alimentation (1 000 VA), nécessaire à une excellente assise du secteur grave.

Si la technologie classique tôle empilée est pénalisée en terme de

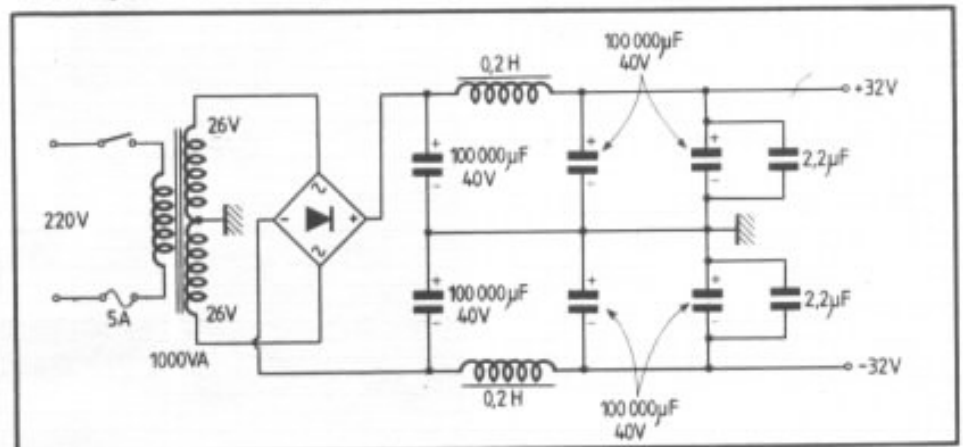


Fig. 2 : Schéma de l'alimentation des étages de puissance. On notera l'utilisation de selfs pour améliorer le filtrage.

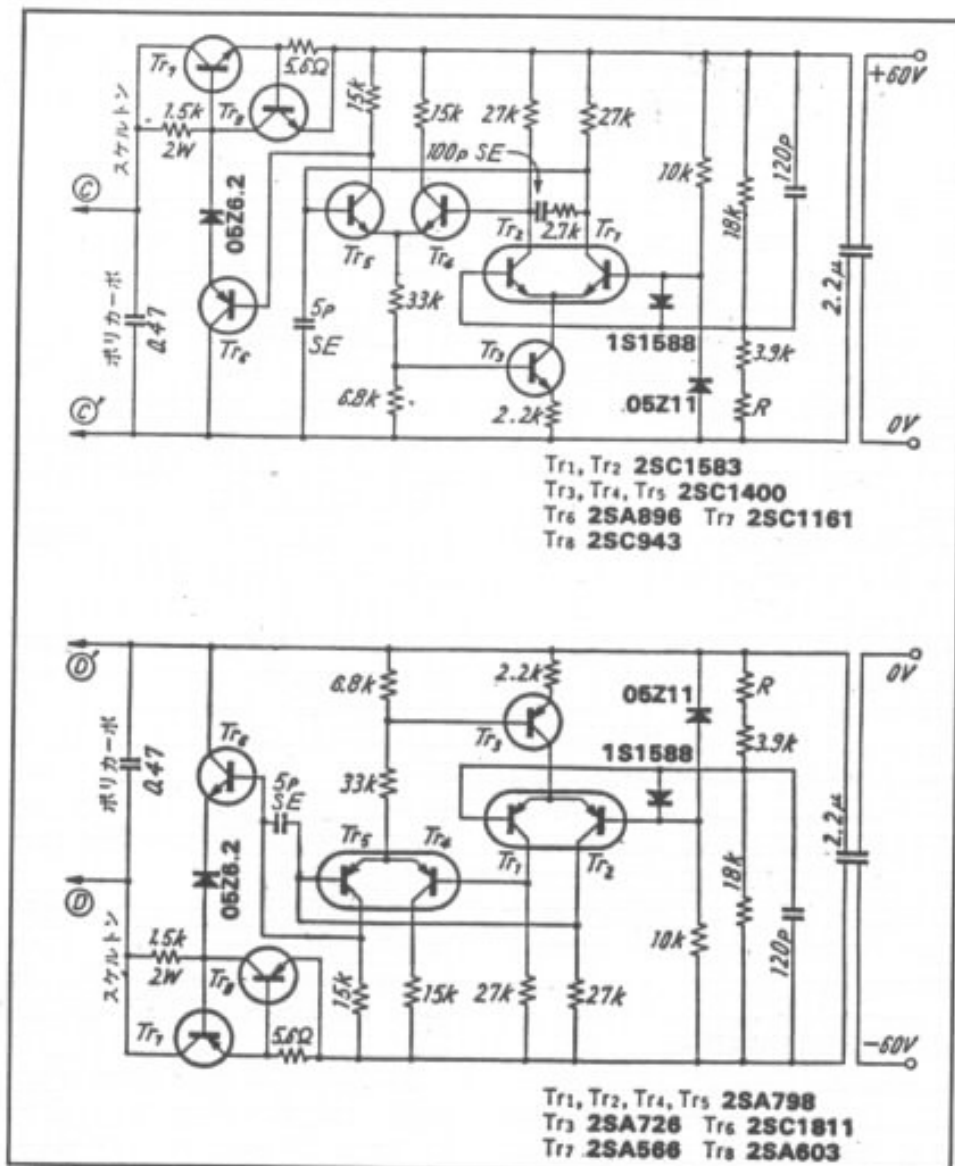
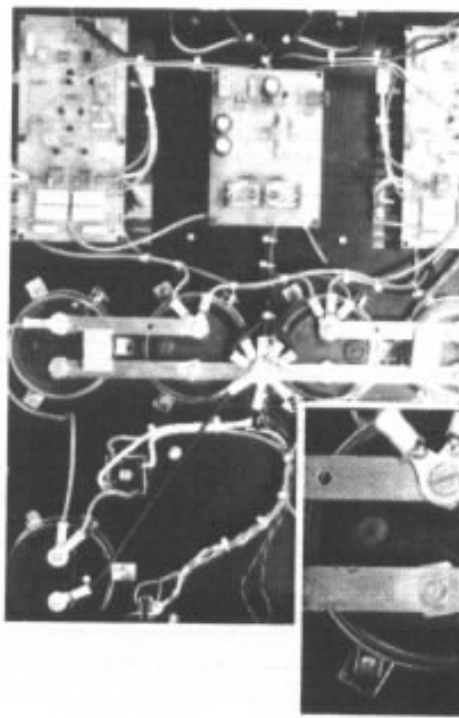


Fig. 3 : Structure de l'alimentation régulée. Schéma proposé par Guy Marec dans notre n° 39.

poinds, d'encombrement et de rendement par rapport au double C ou au torique (ce qui pour un kit n'est pas un critère décisif), en revanche sa mise en œuvre est plus simple ce qui constitue un avantage en terme de maîtrise des vibrations résiduelles et donc de bruit (le double C est délicat à maîtriser sur ce critère).

Cette alimentation, vu son dimensionnement peut délivrer sans problèmes plusieurs dizaines d'ampère sur des appels de courant transitoire (ce qu'une alimentation régulée Kanéda ne peut faire).

L'alimentation régulée dont le schéma est indiqué en figure 3 est issu de l'article de Guy Marec



publié dans notre numéro 39. L'« adaptation française » a été réalisée par Pascal Pagan. Le lecteur pourra se reporter à notre précédent numéro pour des informations complémentaires relatives à l'alimentation.

L'adaptation de cette alimentation stabilisée a apporté une amélioration spectaculaire du rendu sonore. Les défauts constatés sur le premier prototype ont été éliminés et par suppression de l'effet de masque, les qualités déjà constatées se sont trouvées renforcées.

2. La réalisation

a- Le châssis

Dans la réalisation d'un kit la fabrication du châssis est sûrement la moins intéressante pour l'amateur. Pour être construit dans de bonnes conditions il est absolument nécessaire de posséder un petit établi, muni d'un bon étau ainsi que d'une perceuse sur pied. Pour l'amplificateur 50 W vu les dimensions et le nombre de trous à réaliser, ce travail devient très long et fastidieux et pourra rebuter plus d'un lecteur désireux de se lancer dans la fabrication du kit. Aussi un châssis percé, prêt à l'emploi sera proposé. Les dimensions externes sont 420 x 480 x 65 mm, la couleur retenue est noire avec une finition martelée. Son aspect général n'est pas sans rappeler le légendaire ampli 20 W Hiraga. Il comprend un fond en tôle de 1,5 mm, ajouré de façon à permettre une bonne évacuation des calories dégagées par les refroidisseurs. Une ceinture également en tôle sur laquelle est fixé à l'avant l'interrupteur marche-arrêt ainsi

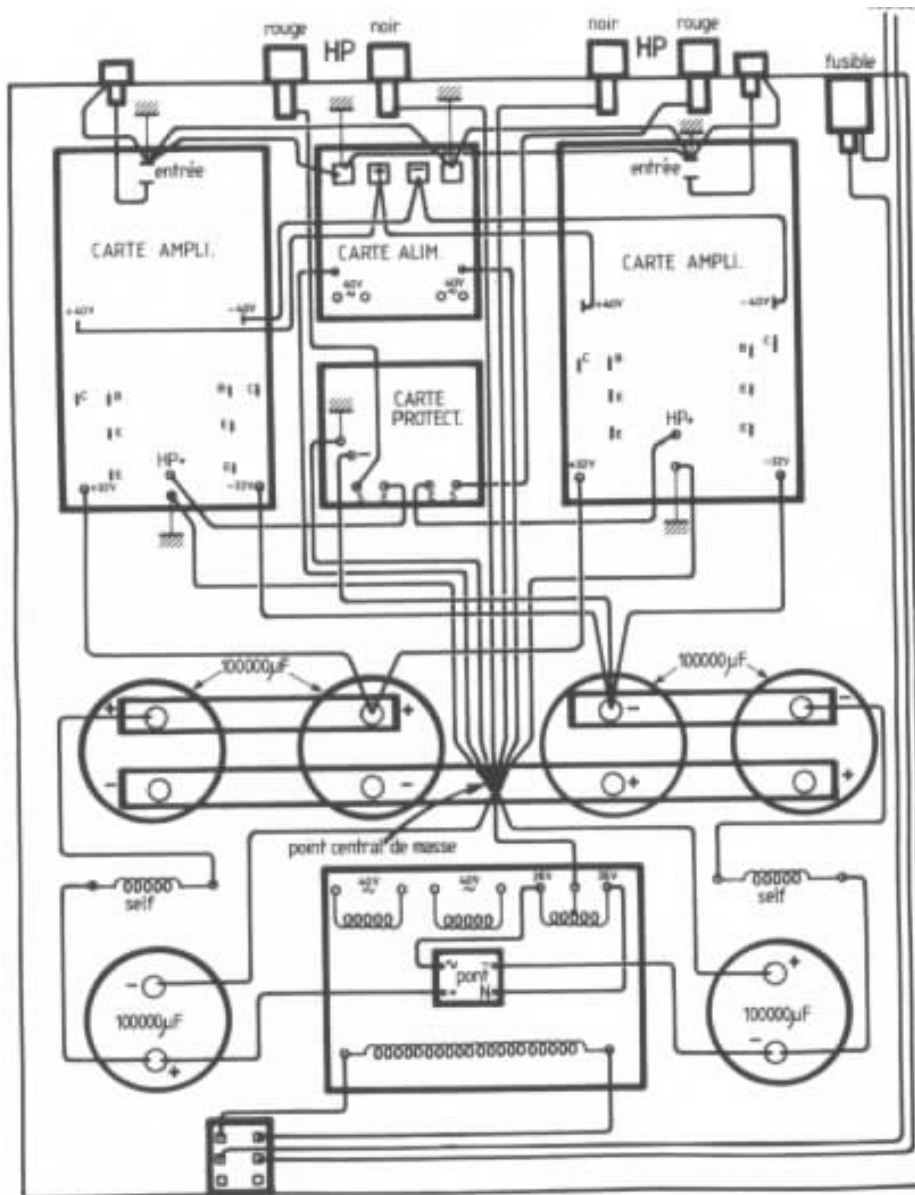


Fig. 4 : Plan de câblage. On notera le point de masse central illustré sur les photos ci-contre.

que les 2 voyants Led et à l'arrière, les cinchs d'entrée, les bornes HP, le porte fusible et le câble secteur.

Le dessus est réalisé dans une plaque de 3 mm en aluminium brossé noir.

b- Montage mécanique

La première opération consistera à fixer la plaque d'aluminium sur la ceinture à l'aide de 6 vis 4 x 10 à tête fraisée, retourner le châssis et visser le pont de diode. Puis passez au montage des transistors sur les refroidisseurs, les connexions vers le bas, prévoir 3 longueurs de 15 cm de câble lify 1 mm² de trois couleurs différentes en attribuant à cha-

que soudure toujours la même couleur par exemple vert pour les collecteurs, blanc pour les émetteurs et rouge pour les bases. Ces fils seront soudés ultérieurement sur les circuits imprimés de l'amplificateur.

Les transistors de puissance seront fixés au refroidisseur par l'intermédiaire d'une vis de 3 x 12 et ne pas oublier les micas isolants et la graisse silicone. Retourner le châssis et fixez les refroidisseurs par l'intermédiaire de 16 vis de 3 x 10 mais avant de réaliser cette opération fixer les 4 entretoises de longueurs 15 mm taraudées qui servent à supporter les cartes ampli (trous Ø fraisés sur le dessus).

La ceinture revient en place avant l'interrupteur marche arrêt et les 2 voyants led du système de protection contre le courant continu.

Sur la face arrière sont montés les 2 cinch (attention à avoir un bon contact de la masse avec le châssis), les 4 bornes HP (les noires vers l'intérieur du châssis), le porte fusible et le passe fil. Ce travail terminé on passera au montage des condensateurs de filtrage. Procéder au montage des colliers, placer les condensateurs dans leur collier en les introduisant par le dessus, l'appareil étant retourné. Les condensateurs côté bornes doivent affleurer le bord des colliers, seules les cosses de fixation doivent dépasser. Positionner les barres de cuivre comme indiqué sur les plans de câblage de la figure 4.

Après alignement angulaire des condensateurs fixer solidement les barres de cuivre et procéder ensuite au serrage final des condensateurs dans leurs colliers.

Ce travail effectué, on procédera au montage à l'aide d'entretoise filetée des deux cartes amplificatrices et du circuit de protection préalablement câblé à l'intérieur du châssis. La carte d'alimentation vient se fixer de la même manière sur le dessus du châssis entre les deux blocs de refroidisseurs. Cette disposition permet un câblage très compact.

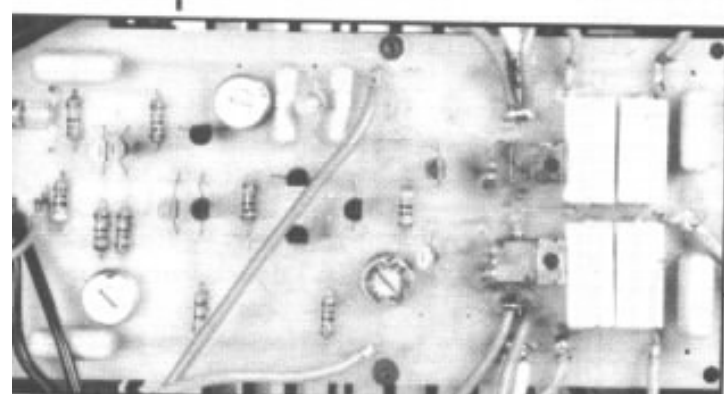
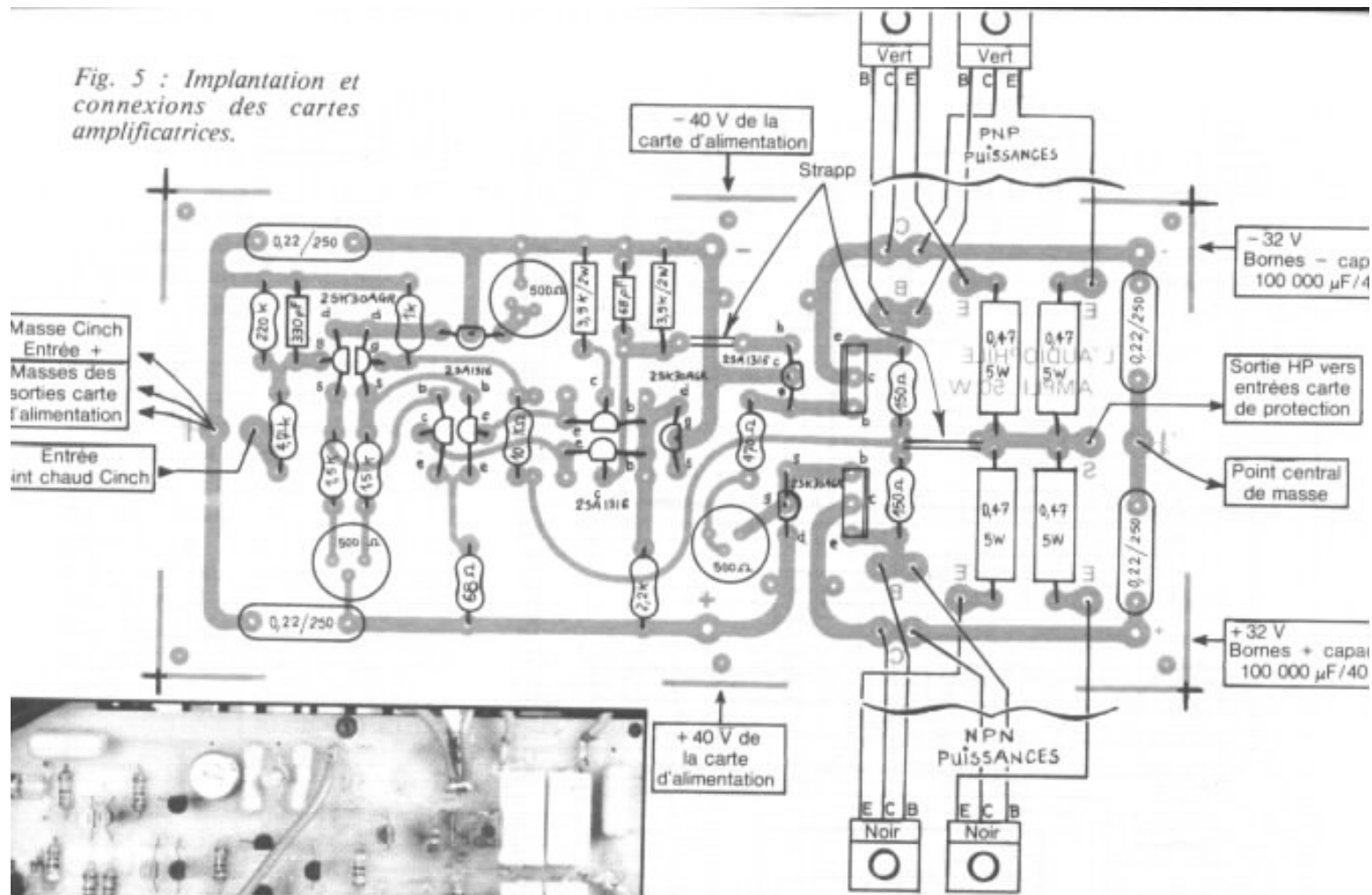
c- Câblages des circuits imprimés

Pour la réalisation complète ils sont au nombre de quatre : deux pour l'amplificateur proprement dit, un pour la protection continu et un autre pour l'alimentation régulée.

Carte ampli

L'implantation des composants sur la carte est donnée figure 5. Le circuit imprimé est en verre epoxy, l'épaisseur des pistes de cuivre est de 70 µ, après étamage l'épaisseur totale est de

Fig. 5 : Implantation et connexions des cartes amplificatrices.



120 μ . Les résistances utilisées sont les fameuses « couche tantalé ». Elles sont fortement recommandées dans tous les montages audio, elles sont caractérisées à l'écoute par un son clair et naturel. Côté bruit de fond et stabilité elles sont également remarquables, les trimers sont de marque Cosmos et de référence RA12P. Leur dérive de 30 ppm les rend indispensables dans ce genre d'électronique côté subjectif, ils représentent très peu de dégradation. Il est bien entendu que tous les transistors font l'objet de tris et d'appairage très serré, la méthode est rigoureusement identique à celle décrite dans le n° 32 pages 14 et 15. Seuls les transistors 30AGR d'entrée sont couplés thermiquement (colle cyanolite). Ne pas oublier les strapps, le premier réunissant la résistance de 3,9 k Ω

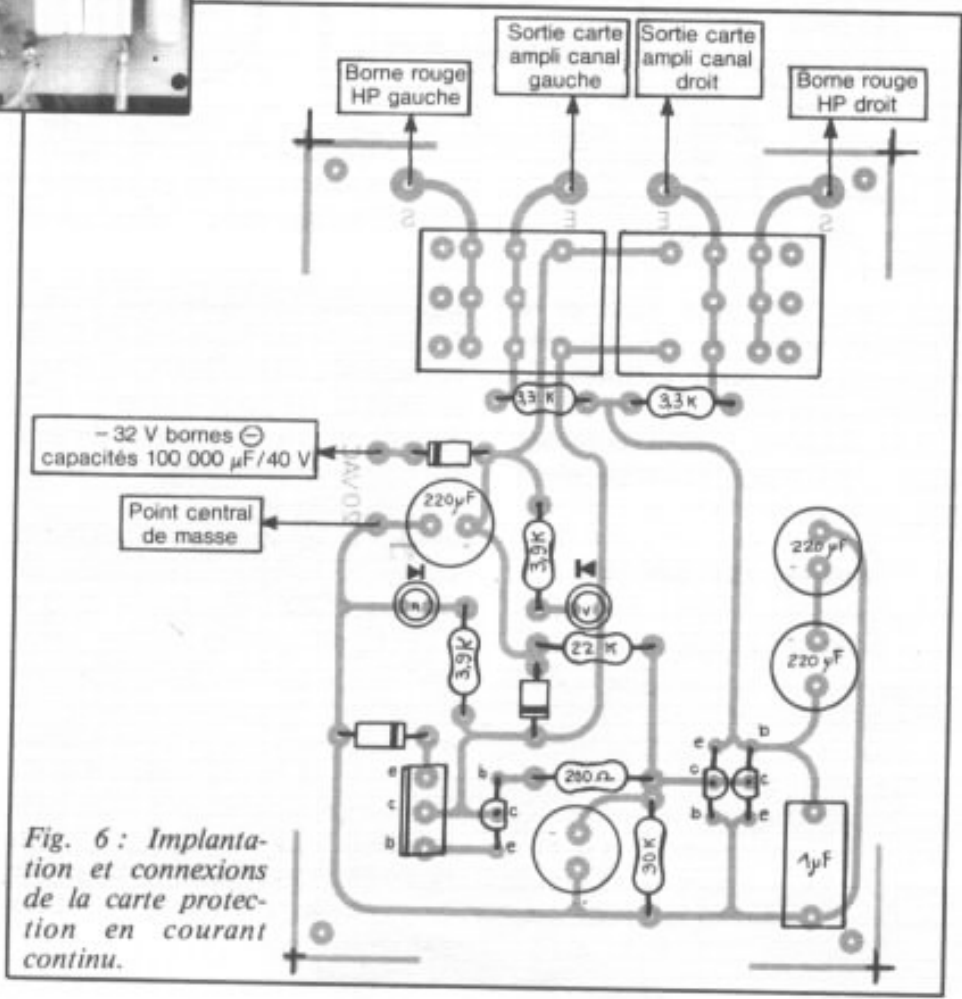
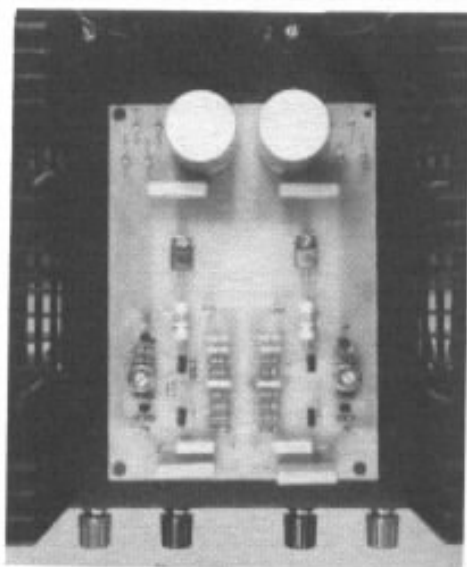
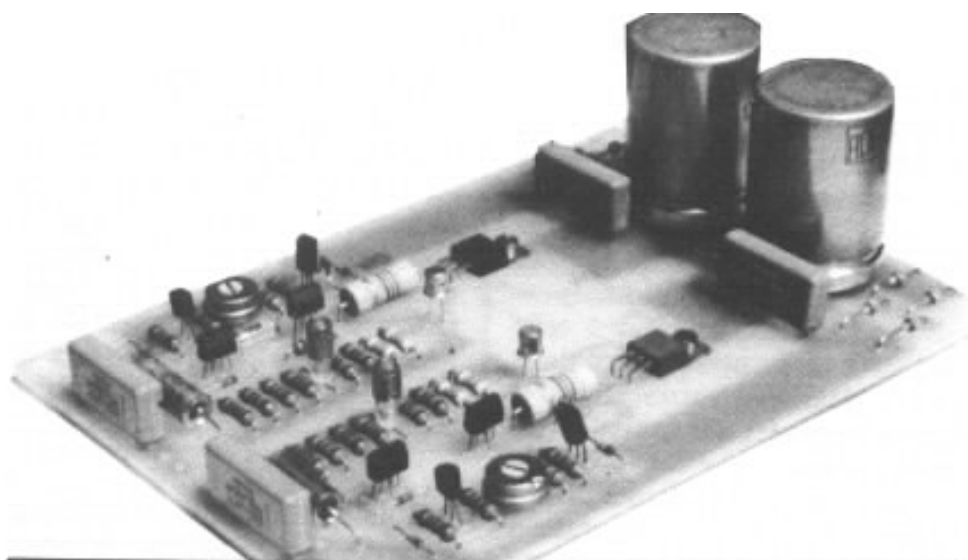


Fig. 6 : Implantation et connexions de la carte protection en courant continu.

à la base du transistor T7, le second court-circuitant la résistance Rx de 68 Ω. Les queues des résistances de 0,47 Ω/5 W, 150 Ω, 3,9 kΩ (côté - 40 V) et 1 kΩ (en série avec D1) ne seront pas coupées, après soudure côté cuivre. Elles seront réintroduites côté composant et serviront de cosse pour les diverses connexions à réaliser (points E.B.C.). Le condensateur de 27 pF sera soudé sous le circuit imprimé.



Carte protection

Elle correspond à la description parue dans l'Audiophile n° 41 pages 80 et 81. Ce montage peut très bien fonctionner avec une alimentation (négative par rapport à la masse) de 20 à 36 V. En 32 V les résistances en série avec les voyants led sont passées à 3,9 kΩ. Ce circuit de protection sert également de temporisation à l'allumage (10 s) et à l'extinction (5 s). Prévoir quatre longueurs de 40 cm en câble fin pour alimenter les voyants leds. Cette protection utilise un relai pour sortie HP, les trois inverseurs étant mis en parallèle pour abaisser la résistance de contact, l'implantation des composants est indiquée fig. 6

Carte alimentation régulée

Cette alimentation est en réalité constituée de la réunion de deux alimentations entièrement séparées une pour la partie posi-

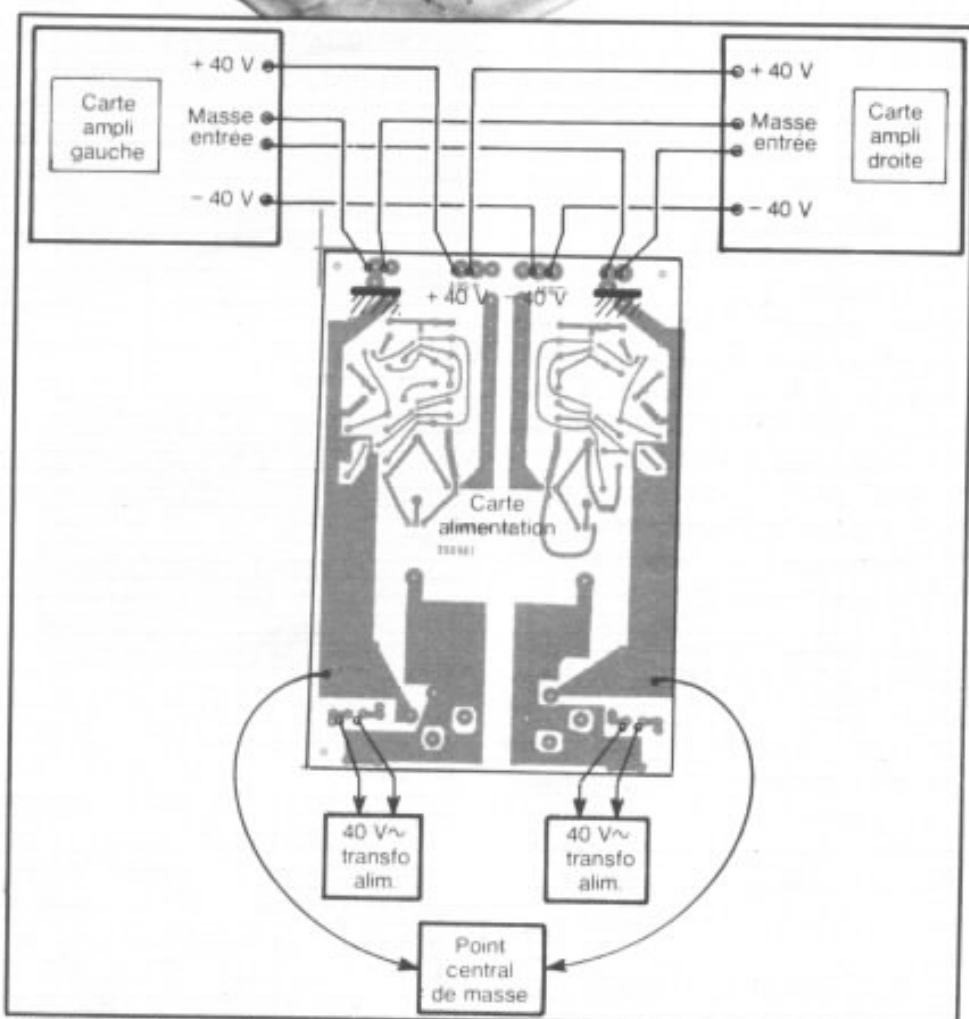


Fig. 7 : L'alimentation régulée positionnée sur le dessus entre les refroidisseurs est totalement séparée pour chacune des polarités, comme le montre le schéma de connexion.

tive + 40 V, l'autre pour le - 40 V. Cette façon de procéder se retrouve dans les alimentations régulées de laboratoire, elle permet d'obtenir une meilleure diaphonie ce qui est très favorable pour la stabilité de l'image stéréo. Les composants utilisés sont tous de haute technologie, à noter en particulier les condensa-

teurs de filtrage de marque ERO série EYV de valeurs 1 000 μF/100 V. Tous les transistors sont d'origine japonaise. Pour des raisons de simplicité et afin de vous éviter tout désagrément, cette alimentation régulée est fournie précâblée. Le câblage de raccordement est indiqué figure 7.

d- Le câblage

Pour obtenir un câblage clair et précis il est préférable de se fixer un code de couleur rigoureux. En principe la couleur rouge est réservée à la polarité positive des alimentations (passive et régulée). La bleue à celle négative et la noire au câblage des masses, les autres couleurs seront réservées aux autres interconnexions.

Ainsi le 26 V alternatif du transformateur d'alimentation sera câblé en lify $2,5 \text{ mm}^2$ (blanc ou vert) ; prévoir deux longueurs de 20 cm à souder sur les bornes marquées AC du pont de diode. Le point O étant relié directement au point central de masse. Les deux secondaires de 40 V seront réunis à la carte alimentation régulée par du lify de 1 mm^2 , prévoir quatre longueurs de 30 cm environ (jaune ou vert). Il en sera de même pour le primaire 220 V en direction de l'interrupteur marche-arrêt.

Pour les selfs deux longueurs de 15 cm en $2,5 \text{ mm}^2$ sont nécessaires (rouge pour la partie positive et bleue pour le négatif).

Les cartes amplificatrices sont reliées à l'alimentation de puissance par du lify $2,5 \text{ mm}^2$ rouge et bleu. Utiliser du câble de même type pour le raccordement des sorties via le circuit de protection, ainsi que pour l'ensemble du câblage des masses qui aboutit au point central.

3 Réglage et mise au point

Après avoir une dernière fois vérifié le plan général de câblage comme indiqué sur la figure 4, on réglera le trimer VR3 à la position minimum, VR1 et VR2 seront mis en position médiane. On peut effectuer maintenant le branchement au secteur. Attendre 1 minute environ - si la led rouge reste allumée ne pas s'en soucier- et procéder au réglage suivant.

a Courant de repos

Régler le courant de repos à l'aide du trimer VR3 en plaçant un voltmètre aux bornes d'une résistance de $0,47 \Omega$, l'aiguille doit indiquer $0,410 \text{ V}$. Faire la mesure sur les trois autres résistances et réajuster légèrement si nécessaire de façon à obtenir la même lecture sur les quatre résistances.

b- Dérive continue

Régler la dérive continue en sortie HP, brancher le voltmètre entre la masse et la sortie HP sur la carte ampli droite. Avec VR1 amener l'aiguille vers le zéro en changeant de calibre si nécessaire. Refaire la même opération sur l'autre carte. A un certain moment la led rouge va s'éteindre et la jaune s'allumer, preuve que la dérive en continu est passée à moins de 1 V sur les deux canaux.

c- Ecrêtage

Le trimer VR2 sert à régler correctement le signal à l'écrtage.

Brancher un générateur BF réglé sur 1 kHz à l'entrée de l'amplificateur, un scope et une résistance de $8 \Omega/100 \text{ W}$ en sortie HP. Régler VR2 de façon à obtenir un écrtage bien systématique comme indiqué figure 8. Le réglage de VR2 a une influence sur la dérive en continu de l'amplificateur il faudra retoucher si nécessaire VR1 de façon à annuler l'augmentation de dérive. Une fois le réglage réalisé ne jamais retoucher à VR2.

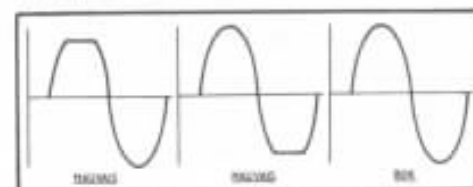


Fig. 8 : Réglage de l'écrtage.

Si vous ne possédez pas de générateur ni d'oscilloscope, procéder de la façon suivante. Brancher un voltmètre entre la masse et le point de jonction des sources de T1 et T2, régler à

$-1,15 \text{ V}$. Retoucher éventuellement VR1 pour abaisser la dérive, cette solution permet de « dégrossir » le problème.

Ces trois opérations terminées poser sans le visser le fond et faire chauffer l'amplificateur environ 1/2 heure, temps nécessaire pour stabiliser les dérives en température, reprendre les réglages de la dérive et du courant de repos, vous constaterez que ceux-ci ont légèrement changé, cela est normal et ne doit pas vous inquiéter.

Toutes les électroniques constituées d'une paire différentielle Fet sont sensibles à leur impédance d'entrée (courant de fuite de gate) pour une stabilité inconditionnelle des dérives en sortie. L'impédance que voit l'amplificateur côté entrée doit être *rigoureusement fixe* il est donc fortement déconseillé d'utiliser un préampli avec sortie sur potentiomètre. De plus les dérives des maillons se connectant avant l'ampli doivent être également réduites à zéro de façon à ne pas faire fonctionner le système de protection sur les fortes modulations, dans le cas contraire nous avez toujours la ressource d'insérer un condensateur de $0,47 \mu\text{F}$ en série avec l'entrée de l'ampli.

Maintenant vous pouvez brancher votre préampli ou votre filtre actif. Il vous faudra reprendre à nouveau les réglages du courant de repos et de la dérive (capot recouvrant le fond mais pas fixé). Une fois les mesures affinées vous pourrez fermer le fond et profiter pleinement de votre nouvel amplificateur (la première semaine vérifier à l'aide d'un voltmètre la dérive aux bornes du HP)

4 Mesures

Voici les mesures relevées sur la réalisation ayant servi de base à cet article.

Puissance : à 1 kHz 58 W à 1% de distorsion

Bruit de fond : 110 dBA

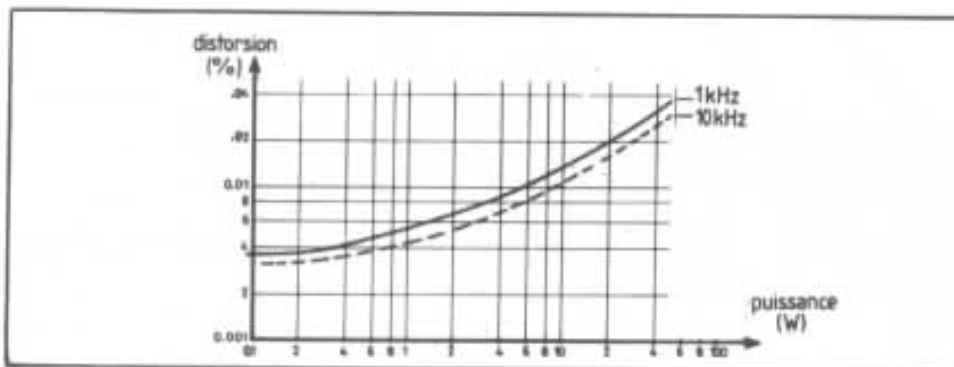


Fig. 9 : Courbes de distorsion en fonction de la puissance pour deux fréquences : 1 kHz et 10 kHz. A noter la courbe très régulière et très douce, sans remontée à très faible niveau ainsi qu'une distorsion inférieure à 10 kHz par rapport à 1 kHz, ce qui est extrêmement rare sur une électronique.

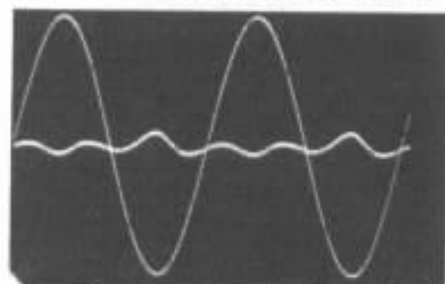


Fig. 10a : Forme de la distorsion à 50 W à 10 kHz. Niveau de distorsion 0,035 %.

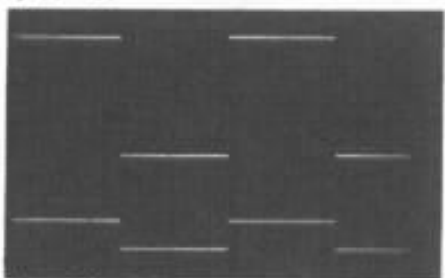


Fig. 10b : Réponse sur signal carré à 20 Hz. En bas le générateur (1 V/div.), en haut l'amplificateur (5 V/div.).

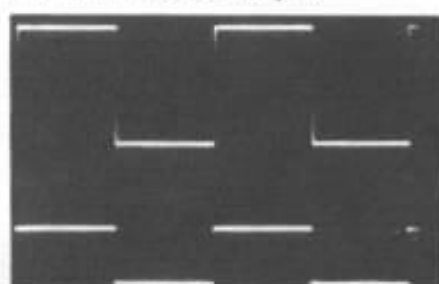


Fig. 10c : Réponse sur signal carré à 1 kHz. Mêmes conditions que pour la fig. 10b.

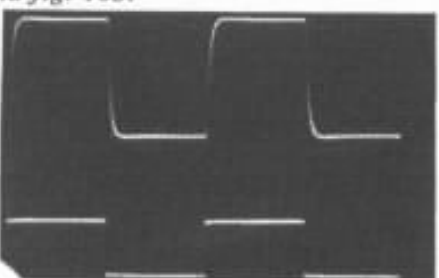


Fig. 10d : Réponse sur signal carré à 10 kHz. Mêmes conditions que pour la fig. 10b.

Bande passante :
à 20 W DC- 80 kHz
à 50 W DC- 80 kHz
Signaux carrés : voir photos
Sensibilité : 1,85 V

Ecoute

Si, comme nous l'avons l'avons mentionné précédemment, l'écoute du premier prototype s'était avérée très moyenne, les diverses évolutions décrites dans la présente réalisation ont véritablement transformées les performances subjectives de cet amplificateur. L'apport de l'alimentation régulée y est pour beaucoup.

Pour les tests d'écoute, nous

avons utilisé nos références habituelles bien connues de nos lecteurs : Voix du Théâtre/TAD 2001 + pavillon Le Dauphin en passif, Onken 360 litres avec médium-aigu Onken, également en passif et enfin le Système W en actif. Sur chacun de ces trois systèmes, nous avons pour ainsi dire redécouvert la partie grave. Associé à ce type d'enceintes, notre amplificateur permet d'obtenir des résultats très supérieurs, dans ce secteur, à tous ceux que l'on avait connus. Incontestablement, on retrouve les performances décrites par Jean Hiraga et Guy Marec relatives aux grands systèmes japonais. De l'extrême-grave au bas-

médium, l'amplificateur se caractérise par un son d'une très grande légèreté avec une variété de sons inouïe. Les ambiances de salles, la profondeur d'un enregistrement, bref tout ce qui participe à recréer dans sa salle d'écoute l'émotion de la musique vivante est reproduit avec une très grande vérité. Nul doute, cet amplificateur constitue, à l'heure actuelle, la meilleure solution d'amplificateur de grave pour les différents systèmes d'enceintes que nous avons décrits, lorsque l'on fonctionne en multi-amplification.

En écoute large bande, notre amplificateur classe A 50 W révèle une balance tonale très légèrement descendante (comme celle obtenue avec la version Kanéda). La reproduction est d'une très grande justesse et d'une définition poussée. Le médium, à la fois doux et transparent, risque de surprendre plus d'un amateur d'électronique à tubes... L'extrême-aigu révèle un filé très délicat. En matière de dynamique, il se révèle d'une linéarité exemplaire. Les plans sonores sont remarquablement respectés. En première impression, il semble quelque peu retenu, mais très vite on réalise que c'est l'absence de toutes mises en avant ou projections (très souvent responsables d'une impression de « fausse » dynamique). Seule une écoute prolongée mettra pleinement ses qualités fondamentales en valeur. En multi-amplification, il s'associe à merveille avec des amplificateurs monotriode type 300 B ou VT 52.

Mentionnons enfin pour terminer, surtout à l'attention de nos jeunes lecteurs, que certains articles publiés dans nos précédents numéros apporteront un complément d'information à la présente description pour ceux qui souhaitent réellement approfondir le sujet : voir pour cela L'Audiophile n^{os} 1, 2, 24, 32, 33, 39 et 42.