

L

AUDIOPHILE



7^e Année - N° 31

Février
1984 - 35 F

**Page non
disponible**

L'amplificateur Kanéda

classe A

50 W + 50 W

(1^{re} partie)

Jean Hiraga

La haute fidélité a pour but final une impossibilité, consistant à tenter de reproduire les sons dans leur environnement acoustique d'origine, dépassant ainsi les notions d'espace et de temps. L'audio maîtrise diverses techniques, technologies et « know-how » électro-acoustiques acquis par l'expérience. La haute fidélité, elle, concerne la reproduction de l'art sonore qu'est la musique, l'audio en étant les moyens.

Technique d'un côté, musique de l'autre, technique au service de la musique, tout cela exige une passion, une bonne connaissance de ces deux matières. Depuis les débuts de l'enregistrement sonore, les prétentions ont toujours été les mêmes. Dès 1920, on a pu assister à des comparaisons « direct-musique enregistrée », exécutées à New-york ou à la salle Pleyel de Paris. Même à cette époque, les phonographes à cylindre annonçaient déjà des publicités tapageuses, de style tout à fait identique à celles que l'on peut rencontrer aujourd'hui, du genre « réalisme total, l'orchestre est devant vous, etc. ». Mêmes prétentions, mêmes buts et une infinité de moyens de s'y prendre pour essayer de s'en rapprocher le plus près possible. La haute fidélité, doit, théoriquement, être capable d'apporter à l'auditeur l'illusion parfaite de la réalité sonore ou, faute de mieux, un très haut degré de satisfaction, un enrichissement culturel et une source de loisirs découlant d'une grande passion pour la musique. Dans la réalité, on sait à quel point il est difficile de porter un jugement exact sur le degré de réalisme sonore d'un système de reproduction haute fidélité. Le jugement porté sur un certain type de reproduction sonore varie d'un sujet à un autre, d'un moment à un autre. Il est influencé par la distance enceintes/auditeur, par les caractéristiques des enceintes, par l'acoustique de la pièce. Un chef d'orchestre, parfaitement capable de discerner les plus petits écarts de hauteur de son ou de niveau dans son orchestre peut se trouver absolument incapable de porter un jugement valable sur une chaîne ou de pouvoir ajuster les délicats réglages d'un système quadri-amplifié.

Il en est de même pour le preneur de son qui, bien qu'habitué à écouter des sons réels pourra considérer comme « vrai » un certain type de mixage n'ayant rien à voir avec la réalité sonore. Quelques habitués à des systèmes de reproduction très évolués, peuvent, tout en ayant incontestablement de nombreuses qualités d'analyse physique et musicale des sons, avoir des « goûts » différents, des « styles d'écoute » personnels, chacun d'entre-eux étant souvent persuadé être le seul à ne pas se tromper.

Entre 1960 et 1970, les japonais, amateurs comme constructeurs, avaient encore beaucoup à apprendre. C'est pourquoi beaucoup d'entre-eux prenaient pour référence les travaux et les produits provenant d'Europe ou des U.S.A. Une bonne partie des premières enceintes « haute fidélité » conçues au Japon au cours des premières années de la stéréophonie procuraient un équilibre sonore pour le moins bizarre, porté souvent vers l'aigu. Assez longtemps, on supposa (en Europe notamment) qu'il s'agissait d'un équilibre mieux adapté à la « musique japonaise » et aux oreilles des extrême orientaux. En réalité, il s'agissait tout simplement du fait que les nouveaux tweeters de l'époque étaient montés sur des ensembles deux ou trois voies sur lesquels on se souciait plus de la linéarité de la courbe de réponse niveau/fréquence que de l'équilibre subjectif général. La lancée des tweeters à haut rendement, des cellules équipées de pointes lectrices à profil elliptique « améliorant l'aigu » n'allaient pas arranger les choses, du moins pendant cette période de transition, d'apprentissage. Depuis, on a pu remarquer que des progrès ont été énormes ont été effectués de ce côté, que ce soit à propos de l'industrie de la haute fidélité ou du côté amateur.

Or, il semble qu'en Europe, ce sens de l'équilibre sonore, cette sorte de « loi des 400 000 » se perde peu à peu, du moins pour ce qui concerne une certaine catégorie d'amateurs et de petits artisans en haute fidélité.

En parcourant les salons et salons parallèles de la haute fidélité des années 78-83 on a pu remarquer (sans devoir pour autant être un grand expert en la matière) l'extrême déséquilibre sonore de certaines installations, ceci au point que celles-ci auraient pu se trouver ridicules si elles avaient été exposées 15 ans

auparavant, dans les salons du Quai D'Orsay (où se tenaient les premières manifestations du Festival du Son). Pour en venir aux constatations faites plus haut dans l'introduction de cet article, il est assez incroyable de constater que, dans un pays où il est relativement facile d'écouter un orchestre, un opéra, un chanteur (en direct, bien entendu), un concepteur, un installateur et même un auditeur ne puissent se rendre compte immédiatement de défauts « gros comme des maisons ». C'est l'exemple du système sur lequel la chanteuse donne l'impression immédiate, (qui ne demande aucun temps de réflexion) d'avoir « une pince à linge lui serrant le nez », « une pomme de terre bouillante dans la bouche » et qu'elle « chante dans un tuyau ». Cet exemple n'illustrant qu'une petite partie des impressions ressenties à l'écoute. Or, il est difficile pour un amateur passionné de hi-fi mais encore peu expérimenté de savoir s'il s'agit vraiment de la conséquence de réglages difficiles, réalisés « en vitesse » sur un système d'écoute conçu normalement pour un appartement (ce qui est possible). Savoir si la personne présentant le système se rend vraiment compte ou non des défauts constatés, avouer ou ne pas avouer les reconnaître étant un autre problème.

Bien plus souvent que l'on pourrait le croire, de nombreux maillons de qualité ne sont pas utilisés au maximum de leur potentiel. Ce qui est navrant, en particulier lorsque que l'on s'aperçoit que le passionné, un salarié moyen, hésite entre l'achat du maillon X à 7 000 F et du maillon Y à 9 200 F, sans se rendre compte pour autant que son système, pourtant composé de bons maillons, est loin d'atteindre le confort d'écoute et la qualité d'appréciation musicale d'un vieux poste de radio des années 50.

Pour en revenir au montages

Kanéda, décrits en France, montés par des centaines de passionnés grâce à l'importation des composants nécessaires à sa réalisation et les descriptions faites dans les pages de L'Audiophile n'ont pas posé de problème majeur du côté réalisation comme mise au point. Entre temps, les amateurs ont pu néanmoins s'apercevoir qu'à partir d'un même schéma de base, les variantes de câblage, de composants, de précision de tri ou d'appairage, d'alimentation, on pouvait obtenir des résultats d'écoute compris entre le médiocre et l'exceptionnel. Du même coup, Kanéda démontrait lui aussi l'importance de petits détails jugés comme secondaires ou sans influence possible sur le résultat d'écoute.

Les montages Kanéda sont des montages destinés aux amateurs désireux de réaliser eux-mêmes des appareils permettant d'obtenir un très haut niveau de qualité subjective. Les quelques rares européens et français ayant eu la chance d'écouter ces maillons au Japon ont toujours été très impressionnés par les résultats d'écoute. D'autres ont assuré que le résultat d'écoute n'avait rien à voir avec ce que l'on obtenait en France, à quelques exceptions près.

L'ensemble de toutes ces constatations reste cependant très positif. En France, certains passionnés ont pu, eux-aussi, obtenir des résultats très prometteurs, se détachant parfois très nettement du « peloton » de tête constitué des maillons les plus prestigieux. Grâce à ce peloton, certains défauts ont pu être décelés et ont eu pour conséquence des améliorations, cette remarque étant réciproque.

Arriver à de très bons résultats en haute fidélité ne demande ni des oreilles d'or, ni le cerveau d'Einstein, ni le portefeuille du banquier. Le célèbre et modeste amateur japonais Tanaka l'a démontré depuis fort longtemps

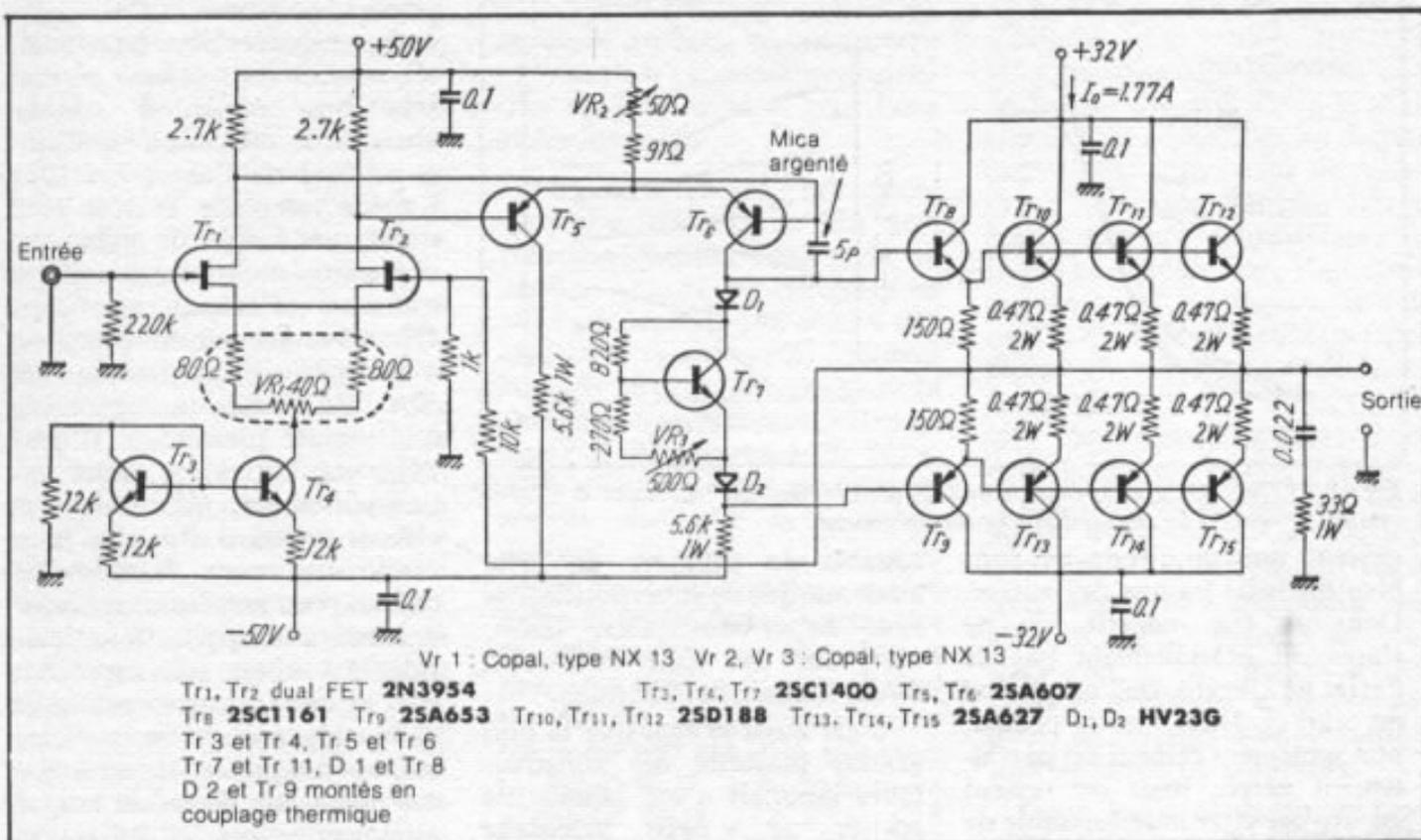


Fig. 1 : Amplificateur Kanéda, classe A, 50 W + 50 W, seconde version (1974). Section amplificatrice.

déjà. Pourtant, des constructeurs connus lui demandent conseil, lui demandent de porter un jugement sur tel appareil, ce qui semble ridicule lorsque l'on pense qu'un gros industriel japonais possède toujours plusieurs « grosses têtes » en haute fidélité, qu'il possède des auditoriums remarquablement bien équipés.

Si le jugement final porté sur un système de reproduction très évolué concerne aussi une question de « goût personnel », ceci ne représente en fait que la très petite partie « d'esthétique sonore » d'un ensemble ressemblant « comme deux gouttes d'eau » à la réalité sonore. L'appréciation étant subjective, varie donc, dans une certaine mesure, d'un individu à un autre. D'autre part, la technique de prise de son à deux microphones n'est que le début d'une longue chaîne électro-acoustique qui déforme la réalité sonore de façon définitive. On ne peut donc prétendre en dépasser ses

limites. Dans ces conditions, il est normal de penser que l'auditeur n'ayant aucune connaissance ni de la sonorité du violon enregistré sur le disque, ni de l'acoustique dans laquelle a été effectué l'enregistrement, ni de la sonorité propre des microphones, de la table de mixage, de l'amplificateur de gravure, de la machine à graver ou du pressage puisse prétendre que ce violon présente telle ou telle coloration. En fait, il existe des méthodes que l'on pourrait appeler de « réciprocité » qui permettent d'établir de façon irréfutable la présence de défauts, de colorations. Un amplificateur, dans un cas, peut manquer de « subtilité », en ne reproduisant qu'une petite quantité d'harmoniques contenus dans le signal. Un autre peut en « rajouter », produire un son « dur » ou « mou », les méthodes de comparaison et une écoute attentive permettant de déterminer avec une précision de plus en plus grande la personnalité sonore de chaque appareil.

Par effet de décantation, on peut alors éliminer une grande partie d'appareils et continuer les investigations. C'est alors que l'on s'aperçoit jusqu'à quel point il est possible de poursuivre ces recherches, que l'on peut se rendre compte jusqu'à quel point l'oreille est sensible aux nuances les plus délicates.

Une seule note de piano ou de flute écoutée à travers différents amplificateurs peut permettre de déterminer non seulement que les résultats sont différents les uns des autres mais que tel amplificateur a tendance à « raccourcir » la fin de la note, tel autre procurant un son moins stable, plus porté vers l'aigu ou bien plus « léger » ou « moins propre ». Pour ces tests comparatifs, certains disques sont si difficiles que l'on arrive pratiquement à la conclusion du signal qui « passe » ou ne « passe pas ». Dans un cas, négatif, on entend des médium-aigus sortant par « paquets ». Dans l'autre, positif, cela

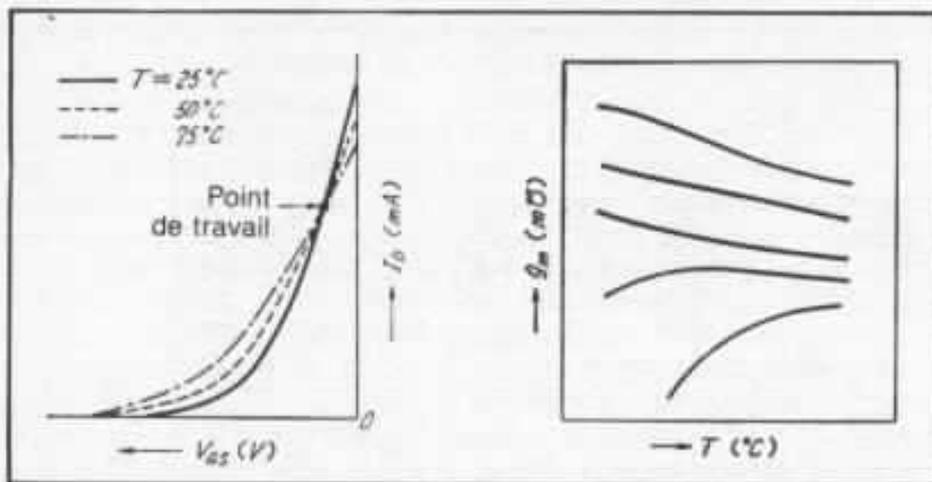


Fig. 2 : Effets de la température sur les paramètres du transistor à effet de champ et recherche du meilleur point de travail.

devient une multitude de sons bien distincts les uns des autres. Dans un cas, négatif, on ne s'aperçoit pratiquement pas de l'effet de vibrato, de l'amplitude de celui-ci. Dans l'autre positif, non seulement celui-ci est parfaitement perçu, mais on ressent encore cet effet indéfinissable de modulation, faible mais perceptible, de pression de l'archet sur les cordes.

L'amplificateur classe A Kanéda 50 W + 50 W, dix années après sa parution, reste encore une référence, que ce soit pour la revue japonaise « Radio Experimenter's Magazine » qui a publié depuis plus de 80 montages Kanéda ou pour des milliers d'amateurs japonais. Comme cela avait été dit souvent dans ces pages, le mariage de celui-ci avec l'enceinte Onken est exceptionnellement bon. A notre connaissance, et à condition d'avoir eu l'occasion d'en écouter un « vrai » au Japon, c'est le seul amplificateur qui soit capable de reproduire simultanément une quantité aussi grande de sons de nature très différente les uns des autres, ceci avec un effet d'influence d'un son sur un autre aussi faible. En plus de ces qualités, ses performances dynamiques dépassent largement la concurrence. Par rapport à ses 50 watts mesurés, c'est aussi le « plus puissant » subjectivement parlant. C'est encore le seul

capable de produire un effet aussi marqué de superposition de sons hyper-consistants, tenus, mats sur des sons infiniment doux, lointains et continus.

C'est aussi le seul que la plus grande majorité des constructeurs japonais n'ont jamais osé traiter de « petit bricolage d'amateur », la meilleure explication étant que la plupart d'entre-eux s'étaient fortement inspirés de ses montages différentiels à couplage direct.

Tandis que le préamplificateur Kanéda, du moins dans sa seconde version proposée dans L'Audiophile sous une forme remaniée et améliorée n'a pas posé pas de problèmes pratiques de réalisation et de mise au point, il n'en n'est pas de même pour l'amplificateur Kanéda classe A 50 W + 50 W.

Le schéma de base de la partie amplificatrice de celui-ci est simple. On le trouvera sur la figure 1. Tr 1 et Tr 2 étaient à l'origine des 2SK 30A G tandis que Tr 3 et Tr 4, régulateurs de courant, n'étaient à l'origine qu'un seul transistor, Tr 3, monté avec une diode régulatrice D 1. L'ancienne version est parue dans le n° 30 de L'Audiophile. Les transistors de sortie, sur la première version étaient les paires complémentaires 2SD 218 et 2SA 649, disponibles en boîtier TO 3. En 1972, la fabrication du 2SA 649 fut arrêtée. Ce fut le

premier obstacle. Ces paires étaient réputées pour leurs qualités subjectives : finesse du son, très bon équilibre sonore, absence de distorsion subjective et naturel de l'aigu. En 1974, Kanéda remplaça Tr 1 et Tr 2, transistors à effet de champ par une paire en boîtier unique, le transistor d'origine américaine 2N 3954. La raison principale n'était pas la disparition des 2SK 30A GR, mais un problème d'instabilité thermique. Il avait déjà été dit à ce sujet que l'amplificateur, monté dans un châssis standard d'origine Suzurando (un petit fabricant de châssis pour amateurs, la plupart destinés aux applications haute fidélité à tubes), était assez compact et que ses nombreux radiateurs dégageaient une chaleur assez conséquente. Il en résultait des problèmes divers au bout de quelques mois d'utilisation. C'est d'ailleurs la première raison pour laquelle ce circuit ne fut pas décrit dans ces pages.

Kanéda n'avait pas été sans remarquer qu'en remplaçant la paire différentielle 2SK 30A GR par le transistor double 2N 3954, le résultat subjectif n'était pas le même. En plus, il existait une différence de timbre selon l'origine des 2N 3954, tous d'origine américaine mais de conception parfois différente (substrat unique, substrats séparés et appariés). Les 2N 3954 disponibles au Japon étaient les National Semiconductor, les Analog Devices, les Solitron ainsi que quelques autres marques. Le National Semiconductor bien qu'assez bon dans l'ensemble ne procurait pas un son aussi « ouvert » que la paire 2SK 30AGR. Faute de mieux, Kanéda opta finalement pour la version 2N 3954 de Solitron, beaucoup plus agréable à l'écoute et au médium moins « coincé ». Sur le plan de la stabilité, on connaît certainement les possibilités remarquables de ce transistor pour ce qui concerne la précision d'appairage

thermique. Il faut ensuite penser que le montage travaille sous une tension d'alimentation assez élevée (± 50 V) ce qui réduit d'autant l'éventail du choix, surtout si l'on est à la recherche de transistors à effet de champ à très faible bruit capable de travailler sous des courants et tension assez importants. Il ne faut pas oublier non plus que l'amplificateur doit pouvoir supporter à son entrée un signal audio de l'ordre de 0,7 à 1 V sans risque de saturation et qu'il faut rechercher un modèle dont la valeur du g_m n'est pas trop élevée. Pour le 2SK 30A GR comme pour le 2N 3954, un signal d'entrée d'amplitude 0,7 V peut être injecté sans problème, en raison du faible tassement des courbes du V_{GS} sur la caractéristique de I_D . La valeur moyenne du g_m pour ces deux transistors n'est pas trop élevée (2,5 Mho en moyenne) et une analyse méthodique du comportement thermique permet de déterminer le point O, point de travail optimum pour lequel l'influence des variations de température est infime ou nulle. La figure 2 illustre sommairement les effets de la température sur la valeur du g_m , un point de travail optimisé éliminant ce problème. Le circuit Kanéda, contrairement aux récents circuits, n'utilise pratiquement aucun artifice tel que les circuits de contre-réaction actifs destinés à annuler ces effets, les résultats étant principalement la dérive en courant continu, l'augmentation du taux de distorsion ou les risques de l'emballement thermique. Ces conditions obligent d'exclure les possibilités d'employer des transistors excellents du côté subjectif, tels que le fameux 2SK 243-2, pour lequel la gate travaillerait dans sa région positive dès que le signal d'entrée dépasserait 0,2 V et dont le V_{DS} ne pourrait guère dépasser -30 V.

Plus récemment, de nouveaux transistors doubles à effet de champ mieux adaptés à ces con-

ditions sont parus récemment au Japon et certains existent même en version complémentaire. Une étude à ce sujet sera faite ultérieurement.

Pour en revenir aux transistors de sortie 2SD 218 et 2SA 649, fabriqués autrefois par NEC au Japon, Kanéda les remplaça en 1974 par les 2SD 188 et 2SA 627 bien connus, puisqu'ils équipent la majorité des montages Kanéda ainsi que l'amplificateur Hiraga classe A de puissance 20 W + 20 W. Ils représentent un bon remplacement de la première version Kanéda. L'ancienne paire reste néanmoins encore recherchée par certains amateurs japonais qui ont pu connaître la première version de l'amplificateur. Noter que la paire complémentaire 2SD 218/2SA 649 avait un P_C de 80 W, celui de la paire actuelle 2SD 188/2SA 627 n'étant que de 60 W. L'ancienne paire était par ailleurs avantagée par un C_{ob} de 200 pF (contre 300 pF sur la nouvelle paire), la valeur du f_T restant à peu près identique. Par contre l'ancienne paire était avantagée par une valeur de $r_{bb'}$ deux fois plus faible, soit 30 Ω au lieu de 60 Ω .

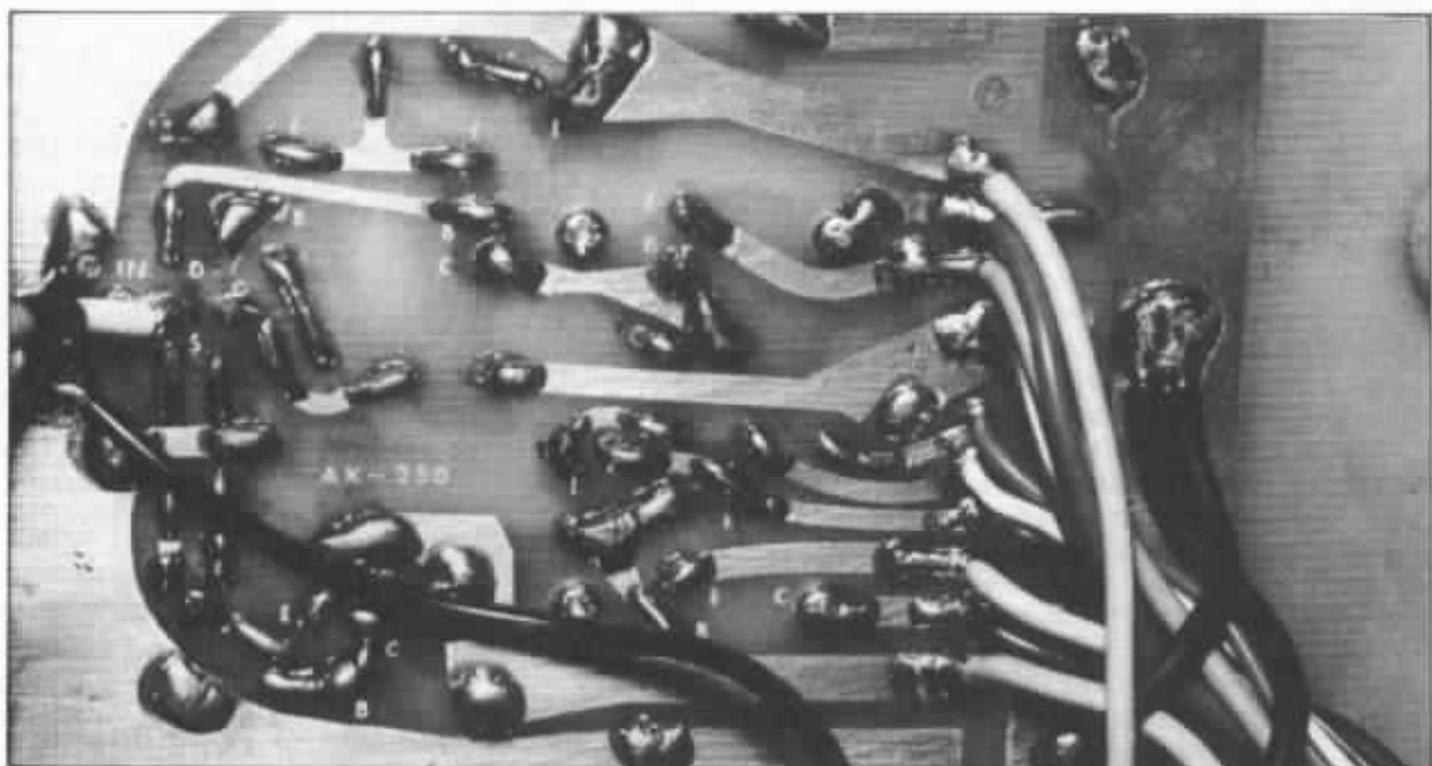
Actuellement, ni l'une ni l'autre paire n'est disponible, du moins fabriquée par la firme NEC.

Dans le montage publié sur la figure 1, les transistors Tr 8 et Tr 9, les bipolaires complémentaires 2SC 1161 et 2SA 653, d'origine NEC (structure silicium épitaxiale Mesa) sont devenus quasi-introuvables depuis quelques années déjà, la fabrication ayant été arrêtée en vue du remplacement de tous les petits et moyens boîtiers métalliques par les nouvelles séries moulées. Le remplacement de cette paire par un équivalent valable, non seulement sur le plan des caractéristiques mais aussi sur celle des qualités subjectives est celle qui pose le plus de problèmes. Il faut ensuite savoir que les transistors

Tr 3, Tr 4 et Tr 7, les 2SC 1400, d'origine NEC (NPN, structure silicium épitaxiale passivée) ont également disparu. Ceux-ci sont encore très recherchés au Japon car ils sont utilisés sur de nombreux montages Kanéda, filtres actifs comme amplificateurs. Dans l'ensemble, on s'aperçoit que tous les transistors, mis à part le 2N 3954 doivent être remplacés en vue d'une réalisation future. En effet, Tr 5 et Tr 6 ne sont également plus disponibles depuis environ 1 an. Imaginons ce que l'on risque d'obtenir, sans même avoir écouté la version d'origine, en remplaçant sans tests poussés les transistors d'origine par des soit-disant « équivalents » et si, de plus, pour des raisons pratiques et économiques, les circuits d'alimentation sont modifiés ou simplifiés.

Pour le premier étage, de type différentiel, il est essentiel de savoir si le choix doit se porter sur des transistors bipolaires ou à effet de champ.

Cette paire doit en premier lieu posséder de très faibles dérives thermiques afin que la sortie de l'amplificateur ne génère pas un signal continu positif ou négatif superposé au signal. Ces transistors doivent donc être couplés thermiquement ou encore être montés dans un boîtier métallique unique. De savoir si ces transistors doubles doivent être réalisés à partir du même substrat ou de deux substrats séparés est un autre petit problème. Sur le plan des dérives thermiques le monosubstrat est préférable. Pour d'autres raisons, les substrats séparés sont souvent préférables à l'écoute. Les transistors doivent ensuite posséder de bonnes caractéristiques de bruit. Il n'est pas rare de rencontrer, même parmi des appareils de haut de gamme, des amplificateurs dont le bruit de fond résiduel n'est pas négligeable, car devenant facilement audible sur un système de haut-



Etage d'entrée et pré-driver de l'amplificateur Kanéda classe A 50 W + 50 W.

parleurs à haut rendement. Le montage, à couplage direct, doit s'effectuer sans condensateur de liaison et sans risque de dérive due par exemple au vieillissement des composants. Le circuit d'entrée doit posséder un CMRR (taux de réjection en mode commun) aussi élevé que possible. L'étage d'entrée doit être également très performant en « Slew rate ». Un calcul rapide peut démontrer qu'un transistor à effet de champ possède un Slew rate au moins 20 fois plus rapide que celui d'un transistor bipolaire. Pour un couplage direct, la suppression du condensateur d'entrée sur un transistor bipolaire pose des difficultés de réglages (trimmers, diodes zener etc). Dans un montage différentiel, si, dans le but d'améliorer la réponse transitoire on augmente le courant émetteur, les performances en bruit résiduel diminuent d'autant. Le travail du montage différentiel est également influencé par le réglage du zéro en entrée, de même que l'insertion en série d'une résistance de base risque de diminuer

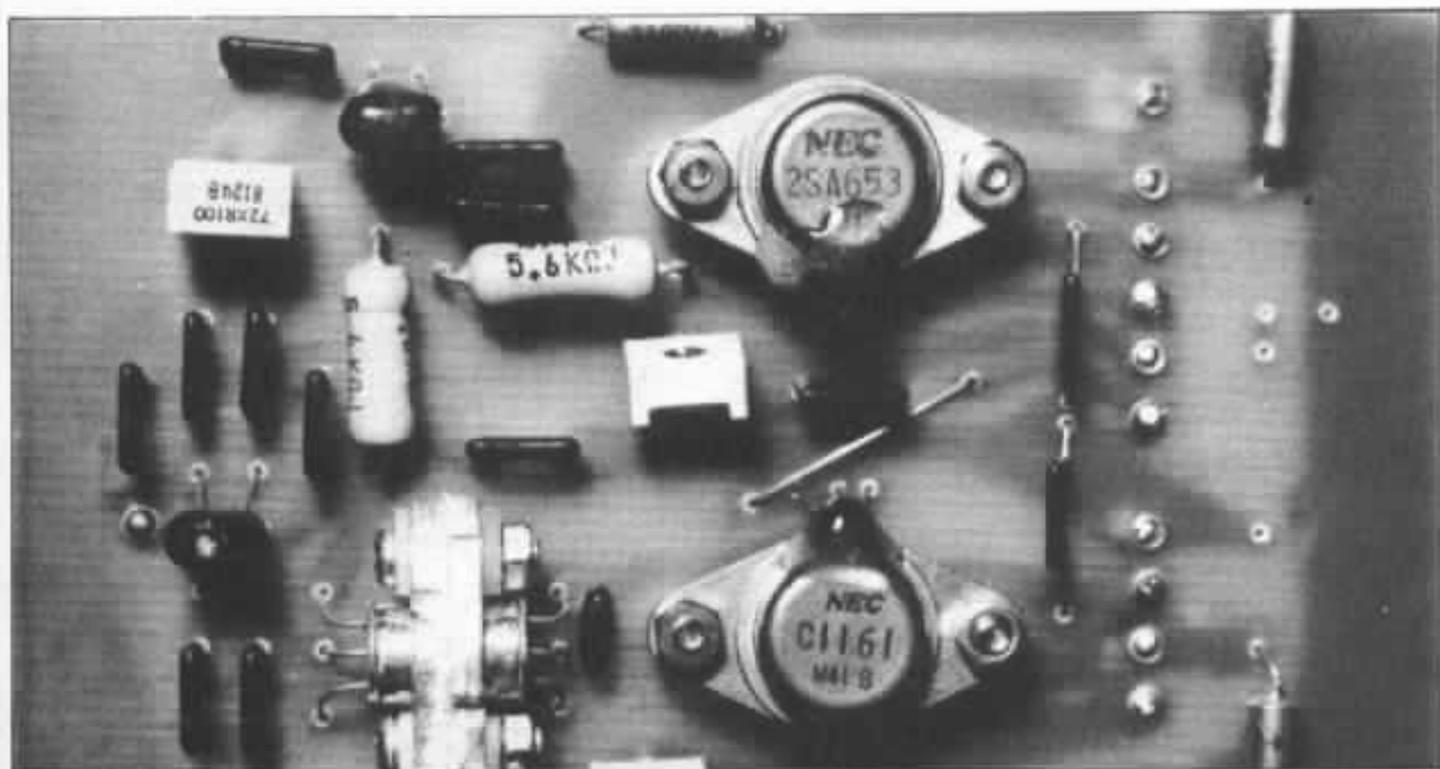
la qualité subjective (influence du comportement dynamique de la résistance). L'emploi d'un transistor à effet de champ double devient alors d'une nécessité absolue, du moins pour ce type de montage. Les réglages de zéro en entrée sont inexistantes. Un boîtier double permet d'obtenir un appareillage rigoureux et un bon comportement lors de variations de température. Les problèmes de bruit de fond cités plus haut ne se posent pas ou pratiquement pas. Ensuite, le transistor à effet de champ possède le gros avantage d'avoir une impédance d'entrée élevée, ce qui est loin d'être négligeable.

Dans le cas d'un montage différentiel, la paire de transistors à effet de champ, pour le même pourcentage d'appariage que celui d'une paire différentielle à effet de champ, procure une valeur de dérive en température 10 fois inférieure en moyenne. Inversement, pour un appariage identique, la paire bipolaire produira une dérive en température plus importante.

A titre documentaire, le

tableau de la figure 3 présente trois méthodes d'utilisation du transistor bipolaire que l'on rencontre couramment. Ce sont le montage en émetteur commun, en émetteur follower et le montage différentiel avec miroir de courant. Cette figure donne une représentation schématique des circuits, les valeurs que prennent, en basse fréquence, les impédances d'entrée et de sortie.

Sur la figure 4 figurent les variantes de possibilité d'emploi des transistors à effet de champ : montage FET différentiel, FET complémentaire, FET complémentaire avec régulateur à miroir de courant. Ces transistors ayant une fréquence de transition f_T élevée, il est intéressant de connaître les valeurs exactes que prennent l'impédance d'entrée et de sortie aux fréquences élevées. Notons que ces montages sont très utilisés sur les amplificateurs récemment conçus, ceci surtout depuis la mise sur le marché de transistors parfaitement appariés, montés en boîtier unique et vendus à des prix un peu plus abordables qu'autrefois. Plus récem-



Circuit imprimé de l'étage d'entrée et pré-driver.

ment encore, on peut même trouver, notamment au Japon, des paires complémentaires FET en canal N et P, de sorte qu'il devient possible de réaliser des montages tels que le double différentiel à effet de champ d'entrée. Certains amplificateurs japonais très récents mettent en oeuvre ce genre de circuit qui, en montage cascode muni de double régulation, le tout dans une configuration complémentaire complique sérieusement le premier étage mais permet d'améliorer considérablement plusieurs paramètres (linéarité, bande passante, stabilité).

Lors de l'utilisation d'un transistor à effet de champ, il est très intéressant de rassembler le maximum de renseignements techniques sur le transistor choisi, l'allure prise par le schéma équivalent en B.F. comme en H.F. On peut déterminer les valeurs exactes du gain, de la bande passante, déterminer les effets des capacités parasites sur la stabilité ou sur la largeur de la bande passante. Le tableau de la figure 5 donne ces précisions pour huit

sortes de montages souvent rencontrés, le cas (8) se rapportant à un différentiel bipolaire.

Gain, bande passante, distorsion des étages amplificateurs de tension

La configuration habituelle des amplificateurs à couplage direct s'assimile à ce que l'on peut voir sur la figure 6. Dans les montages simplifiés, on peut d'ailleurs faire suivre le transistor double à effet de champ d'un circuit intégré. Dans le cas de l'amplificateur Kanéda, le choix des différents paramètres de gain de bande passante, de distorsion, de stabilité et aussi (et surtout) de qualité subjective vont exiger des tests fastidieux et minutieux de chaque point du circuit, divers essais devant mener à la solution considérée comme étant la meilleure.

Dans un montage composé d'un double FET suivi d'un étage différentiel bipolaire monté en couplage direct, on charge généralement les collecteurs du troi-

sième étage de résistances de valeurs identiques. Certains ont pensé que, vu que la sortie était effectuée sur un seul des deux collecteurs, on pouvait relier à la masse le collecteur non utilisé. Ce montage fonctionne, mais comme le montre la figure 7 le taux de distorsion est élevé, bien que régulièrement montant. Sous cette condition, avec Tr 4 monté en collecteur commun, c'est-à-dire travaillant en émetteur follower, le signal de sortie provenant de Tr 2 (précédent étage différentiel) se retrouve sur l'émetteur de Tr 3. Cette tension étant en opposition de phase par rapport au signal appliqué à la base de Tr 3, le signal se retrouvant entre l'émetteur et le collecteur de Tr 3 va se trouver en quelque sorte amplifié, augmentant le niveau d'entrée et le gain de l'étage. D'emblée, ce montage paraît donc avantageux et on le trouve appliqué sur certains montages amplificateurs et préamplificateurs. Malheureusement la mesure du taux de distorsion le défavorise très nettement, ceci même par rapport à un montage

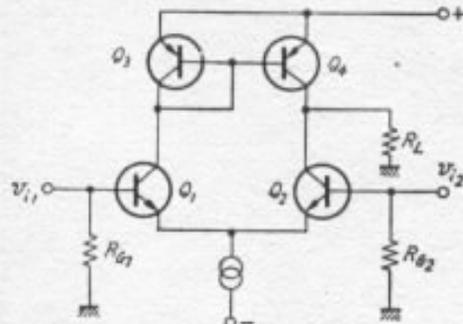
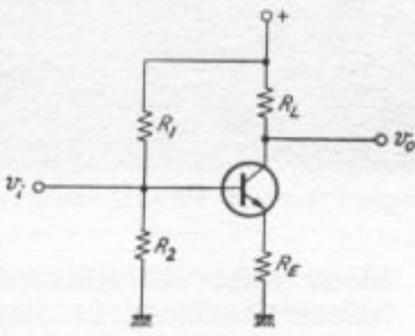
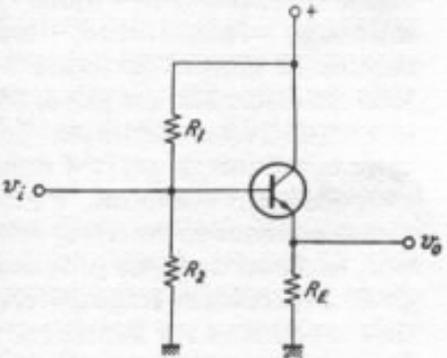
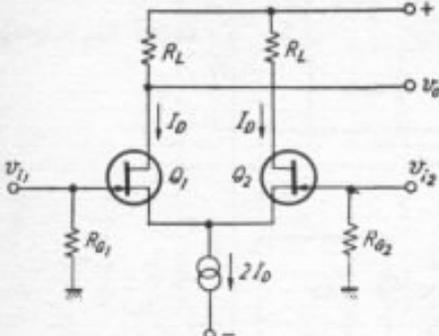
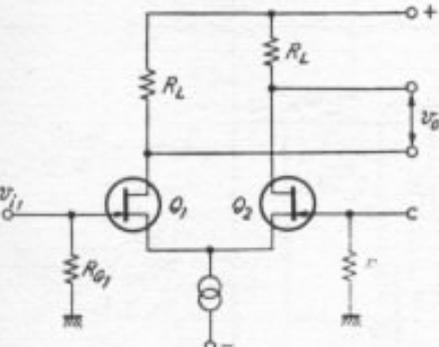
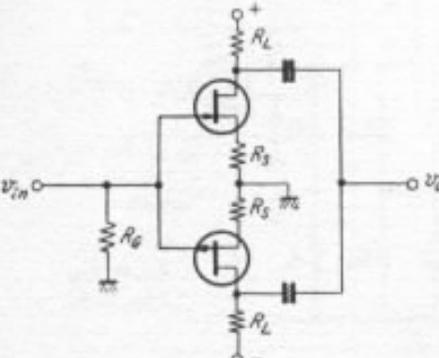
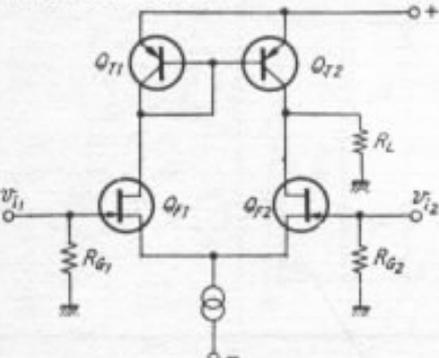
Circuit	Impédance d'entrée (en B.F.)	Impédance de sortie (en B.F.)
<p data-bbox="143 268 367 324">Différentiel avec miroir de courant</p> 	$Z_{in1} \approx R_{01} // 2h_{ie1}$ $= \frac{2h_{ie1} \cdot R_{01}}{R_{01} + 2h_{ie1}}$ $Z_{in2} \approx R_{02} // 2h_{ie2}$ $= \frac{2h_{ie2} \cdot R_{02}}{R_{02} + 2h_{ie2}}$	$Z_o \approx R_L$ <p data-bbox="1085 324 1356 392">quand $\frac{1}{h_{oe3}} + \frac{1}{h_{oe4}} \ll \frac{1}{R_L}$</p>
<p data-bbox="135 705 375 739">Émetteur commun</p> 	$Z_{in} \approx R_1 // R_2 // [h_{ie} + (1 + h_{\beta}) R_E]$ $\approx \frac{\frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} (h_{ie} + h_{\beta} R_E)}{\frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} + h_{ie} + h_{\beta} R_E}$	$Z_o \approx R_L$ <p data-bbox="1085 772 1324 840">quand $\frac{1}{h_{oe}} + R_E \gg R_L$</p>
<p data-bbox="135 1131 367 1164">Émetteur follower</p> 	$Z_{in} \approx R_1 // R_2 // [h_{ie} + (1 + h_{\beta}) R_E]$ $\approx \frac{\frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} (h_{ie} + h_{\beta} R_E)}{\frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} + h_{ie} + h_{\beta} R_E}$	$Z_o \approx \frac{R_E}{1 + \frac{h_{\beta} R_E}{h_{ie}}}$ <p data-bbox="1085 1243 1276 1288">quand $R_E \cdot h_{oe} \ll 1$</p>

Fig. 3 : Détermination de la valeur d'impédance d'entrée et de sortie des transistors bipolaires montés en différentiel, en émetteur commun ou en émetteur follower.

Fig. 4 : (A droite) Détermination de l'impédance d'entrée et de sortie pour les montages à entrée sur transistors à effet de champ : FET différentiel, FET complémentaire et FET complémentaire avec miroir de courant.

Circuit	Impédance d'entrée (en B.F.)	Impédance de sortie (en B.F.)
<p>FET différentiel (1)</p> 	$Z_{in1} = R_{G1}$ $Z_{in2} = R_{G2}$ <p>En H.F. :</p> $Z_{in1} = \frac{R_{G1}}{1 + \frac{1}{2} j\omega R_{G1} [C_{GS1} + C_{DS1} (1 - A_V)]}$ $Z_{in2} = \frac{R_{G2}}{1 + \frac{1}{2} j\omega R_{G2} [C_{GS2} + C_{DS2} (1 - A_V)]}$	$Z_o \approx R_L$ <p>Quand $\frac{1}{g_{DS}} \gg R_L$</p>
<p>FET différentiel (2)</p> 	$Z_{in1} \approx R_{G1}$ $Z_{in2} \approx R_{G2}$ <p>En H.F. :</p> $Z_{in1} \approx \frac{R_{G1}}{1 + \frac{1}{2} j\omega R_{G1} [C_{GS1} + C_{DS1} (1 - A_V)]}$ $Z_{in2} \approx \frac{R_{G2}}{1 + \frac{1}{2} j\omega R_{G2} [C_{GS2} + C_{DS2} (1 - A_V)]}$	$Z_o \approx R_L$ <p>Quand $\frac{1}{g_{DS}} \gg R_L$</p>
<p>FET complémentaire</p> 	$Z_{in} \approx R_G$ <p>En H.F. :</p> $Z_{in} \approx \frac{R_G}{1 + 2j\omega [C_{GS} + C_{DS} (1 - A_V)]}$ <p>Quand A_V : Gain en tension</p>	$Z_o \approx \frac{R_L}{2}$ <p>Quand $\frac{1}{g_{DS}} + R_S \gg R_L$</p> <p>En H.F. :</p> $Z_o \approx \frac{1}{2} \left[\frac{R_L}{g_{DS} R_L + j\omega R_L (C_{DS} - C_{GS})} \right]$ <p>Quand $\frac{1}{g_{DS}} \gg R_S$</p>
<p>FET complémentaire avec miroir de courant</p> 	$Z_{in1} \approx R_{G1}$ $Z_{in2} \approx R_{G2}$ <p>En H.F. :</p> $Z_{in1} \approx \frac{R_{G1}}{1 + \frac{1}{2} j\omega R_{G1} [C_{GS1} + C_{DS1} (1 - A_V)]}$ $Z_{in2} \approx \frac{R_{G2}}{1 + \frac{1}{2} j\omega R_{G2} [C_{GS2} + C_{DS2} (1 - A_V)]}$ <p>Quand A_V : Gain en tension</p>	$Z_o \approx R_L$ <p>Quand $\theta_{DS} + h_{oe} \ll \frac{1}{R_L}$</p>

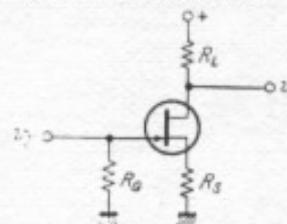
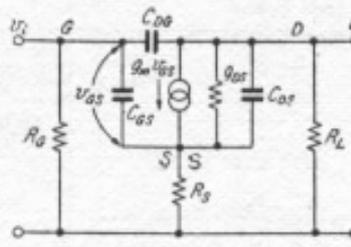
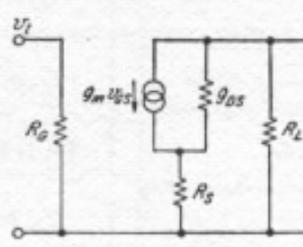
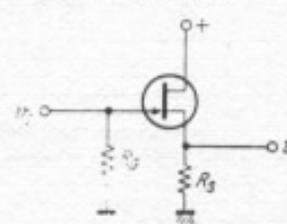
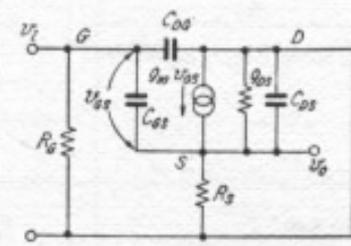
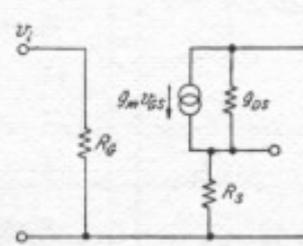
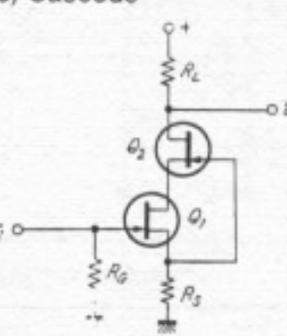
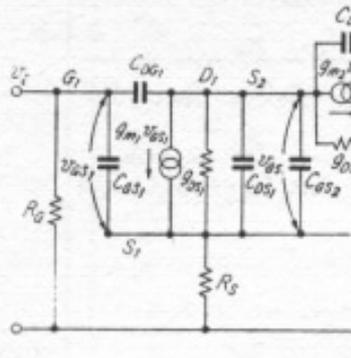
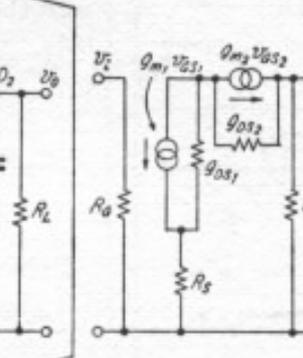
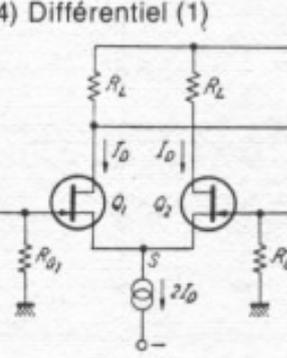
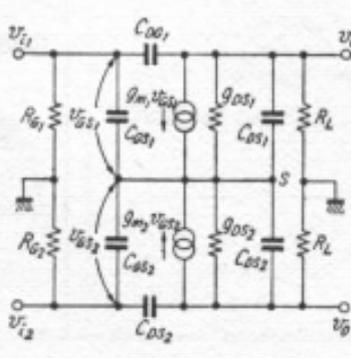
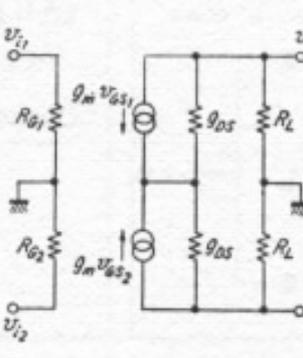
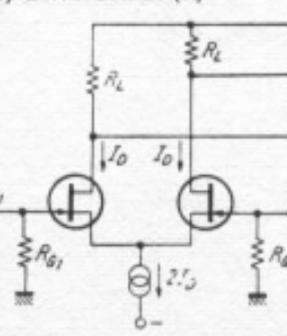
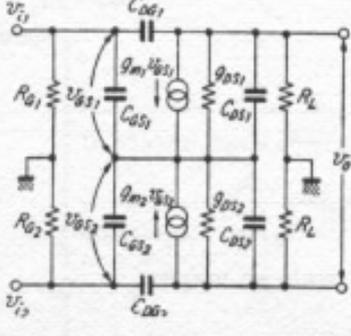
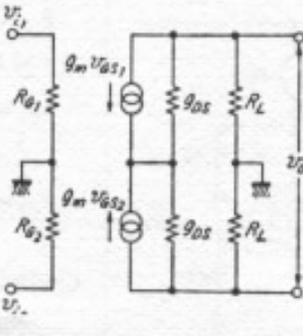
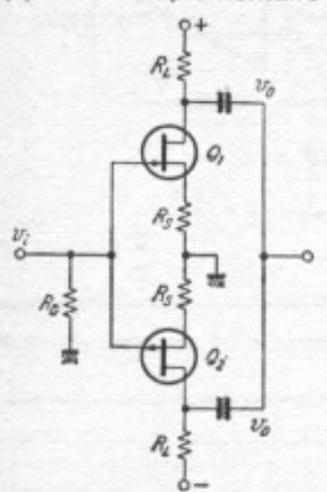
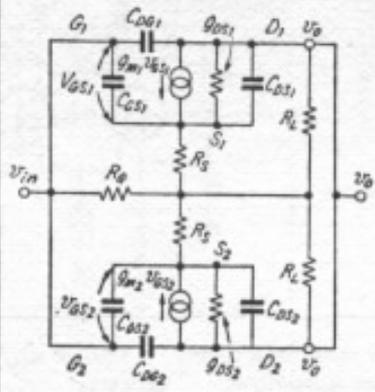
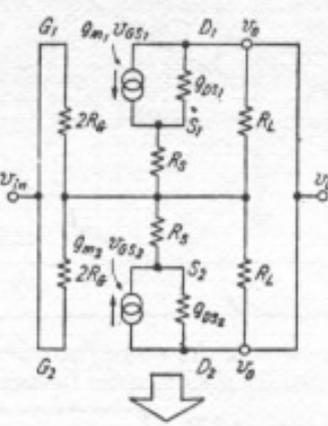
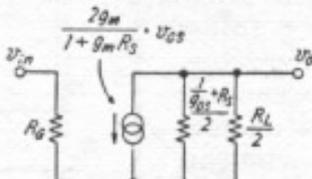
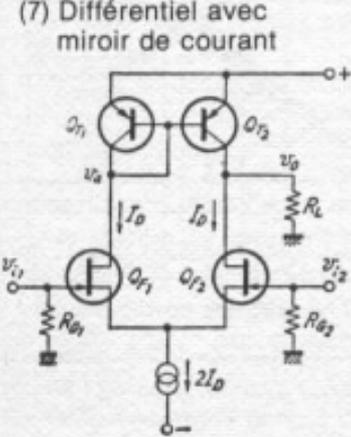
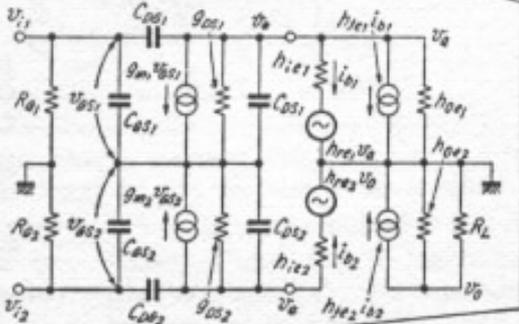
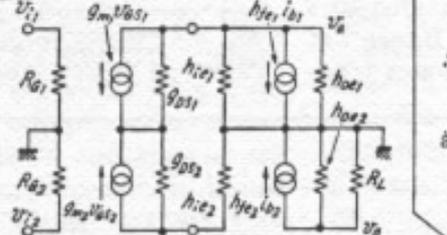
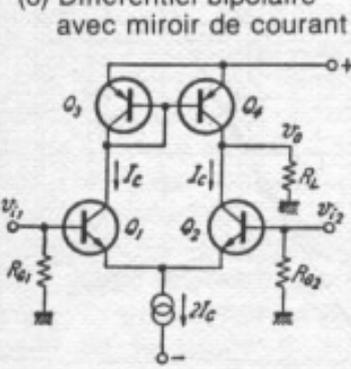
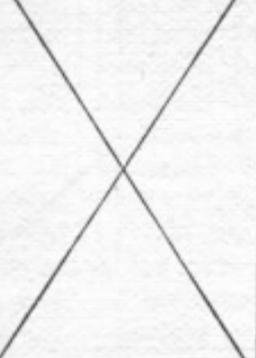
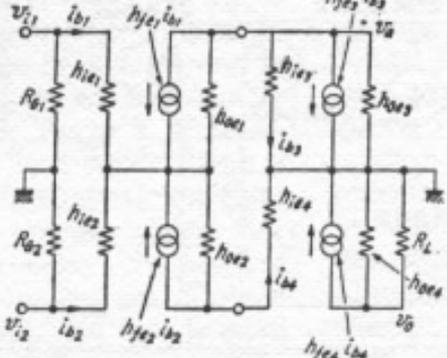
Circuit	Equivalent	Equivalent (en B.F.)	Gain (en B.F.)
<p>(1) Source commune</p> 			$A_v \approx -\frac{g_m R_L}{1 + g_m R_S}$ <p>quand $1/g_{DS} \gg R_L + R_S$</p>
<p>(2) Source follower</p> 			$A_v \approx \frac{g_m R_S}{1 + g_m R_S}$ <p>quand $g_m \gg g_{DS}$</p>
<p>(3) Cascode</p> 			$A_v \approx -\frac{g_{m1} R_L}{1 + g_{m1} R_S}$ <p>Avec Q 1 travaillant en B.F. $1/g_{DS2} \gg R_L + R_S$ $g_{m2} \gg g_{DS2}$</p>
<p>(4) Différentiel (1)</p> 			$A_v \approx -\frac{g_m R_L}{2}$ $v_o \approx \frac{g_m R_L}{2} (v_{i1} - v_{i2})$ <p>quand $g_{m1} = g_{m2}$ $g_{DS1} = g_{DS2}$ $1/g_{DS} \gg R_L$</p>
<p>(5) Différentiel (2)</p> 			$A_v \approx -g_m R_L$ $v_o \approx g_m R_L (v_{i1} - v_{i2})$ <p>quand $g_{m1} = g_{m2} = g_m$ $g_{DS1} = g_{DS2} = g_{DS}$ $1/g_{DS} \gg R_L$</p>

Fig. 5 : Transistors à effet de champ. Circuit, circuit équivalent et calcul du gain en basse fréquence.

Circuit	Equivalent	Equivalent (en B.F.)	Gain (en B.F.)
<p>(6) Paire complémentaire</p> 		 <p>En considérant la paire comme étant parfaite.</p> 	$A_v \approx - \frac{g_m R_L}{1 + g_m R_S}$ <p>à condition que :</p> $g_{m1} = g_{m2} = g_m$ $g_{os1} = g_{os2} = g_{os}$ $1/g_{os} + R_S \gg R_L$
<p>(7) Différentiel avec miroir de courant</p> 			<p>A condition que tous les transistors soient parfaitement appariés.</p> $g_{m1} = g_{m2} = g_m$ $h_{fe1} = h_{fe2} = h_{fe}$ $h_{ie1} = h_{ie2} = h_{ie}$ <p>soit :</p> $v_o \approx - \frac{1}{2} g_m \frac{h_{ie}}{h_{fe}} (v_{i1} - v_{i2})$ $v_o \approx \frac{1}{2} g_m \frac{h_{ie}}{h_{fe}} \frac{h_{fe}}{h_{ie}} R_L (v_{i1} - v_{i2})$ $= - \frac{1}{2} g_m R_L (v_{i2} - v_{i1})$ $= g_m R_L (v_{i2} - v_{i1})$ $\therefore A_v = \frac{v_o}{(v_{i1} - v_{i2})} \approx g_m R_L$ <p>à condition que :</p> $h_{oe1} = h_{oe2} \ll \frac{1}{R_L}$
<p>(8) Différentiel bipolaire avec miroir de courant</p> 			<p>A condition que tous les transistors soient parfaitement appariés.</p> $h_{fe1} = h_{fe2} = h_{fe}$ $h_{ie1} = h_{ie2} = h_{ie}$ <p>ce qui donne :</p> $A_v = \frac{v_o}{(v_{i1} - v_{i2})} \approx \frac{h_{fe} R_L}{h_{ie}}$

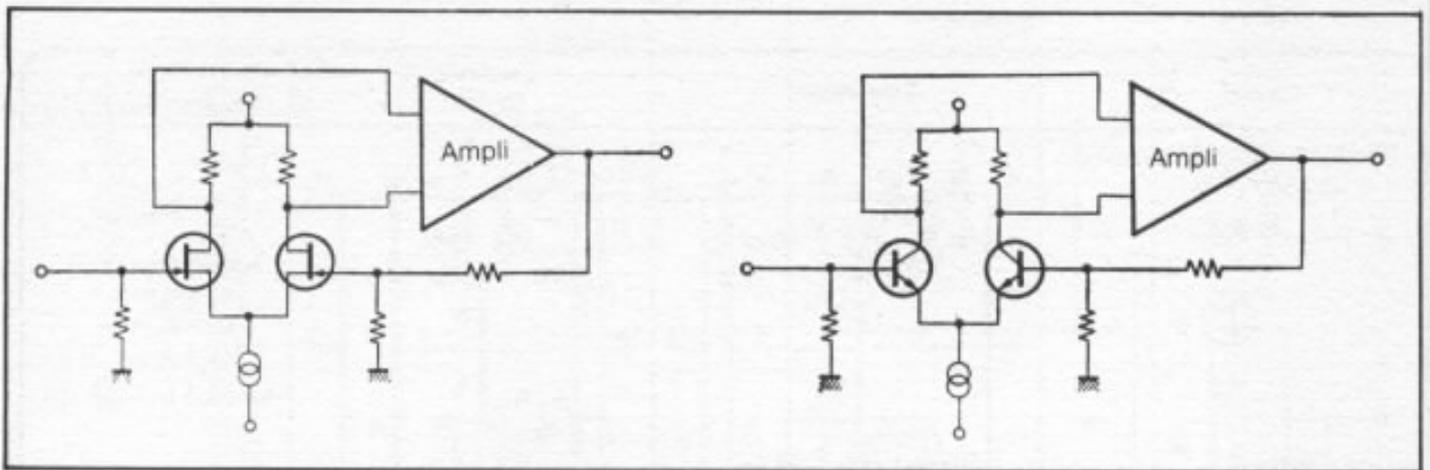


Fig. 6 : Configuration habituelle des amplificateurs à couplage direct, à entrée différentielle. A gauche, entrée avec transistors à effet de champ. A droite, avec transistors bipolaires.

monotransistor. Dès que l'on dépasse un niveau de sortie de quelques volts, la sinusoïde injectée à l'entrée prend une forme asymétrique, laquelle va se déformer de plus en plus jusqu'à la saturation, créant ainsi un fort taux d'harmonique 2 contenu dans la courbe mesurée. En conséquence, le circuit de la figure 7 ne peut prétendre à une appellation d'amplificateur « différentiel » ou symétrique.

La figure 8 montre l'allure que prend la partie amplificatrice de tension. La courbe de distorsion vis-à-vis du niveau de sortie montre que par rapport à la solution précédente, l'amélioration est énorme.

En montant les transistors 2SA 607 comme sur la figure 7 et en les faisant précéder des tran-

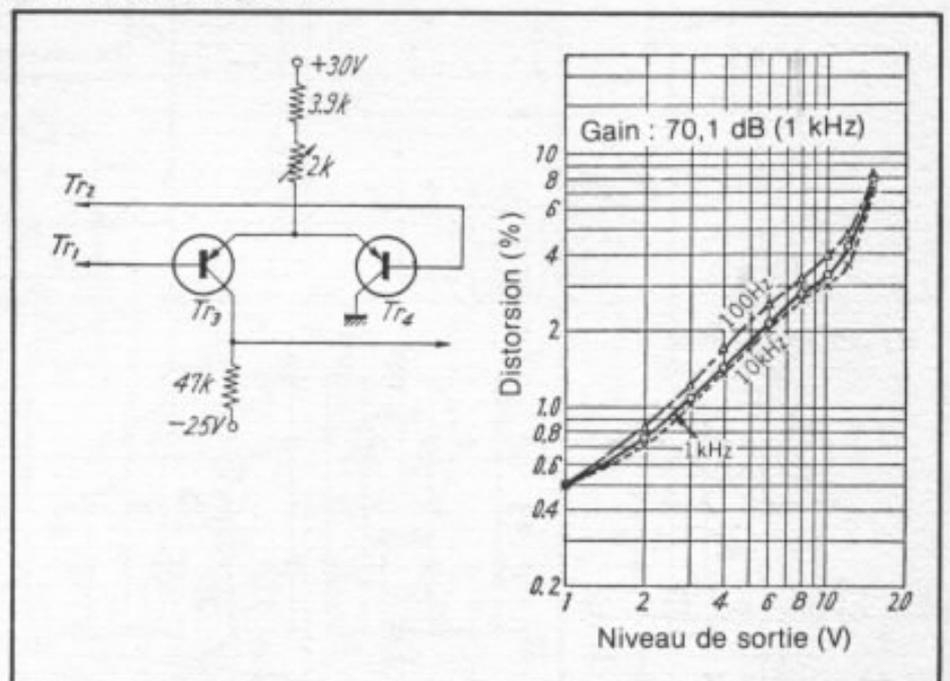


Fig. 7 : Caractéristique distorsion/niveau de sortie avec un montage amplificateur en tension à deux étages différentiels, le second étant asymétrique.

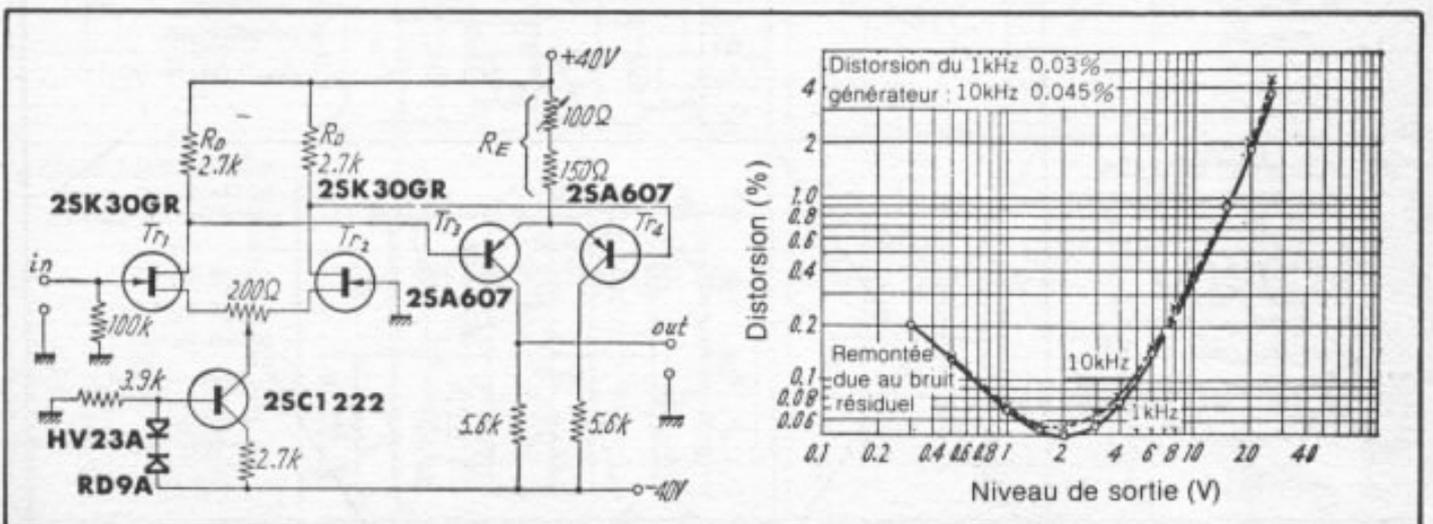


Fig. 8 : Caractéristique distorsion/niveau de sortie d'un montage amplificateur de tension du type Kanéda.

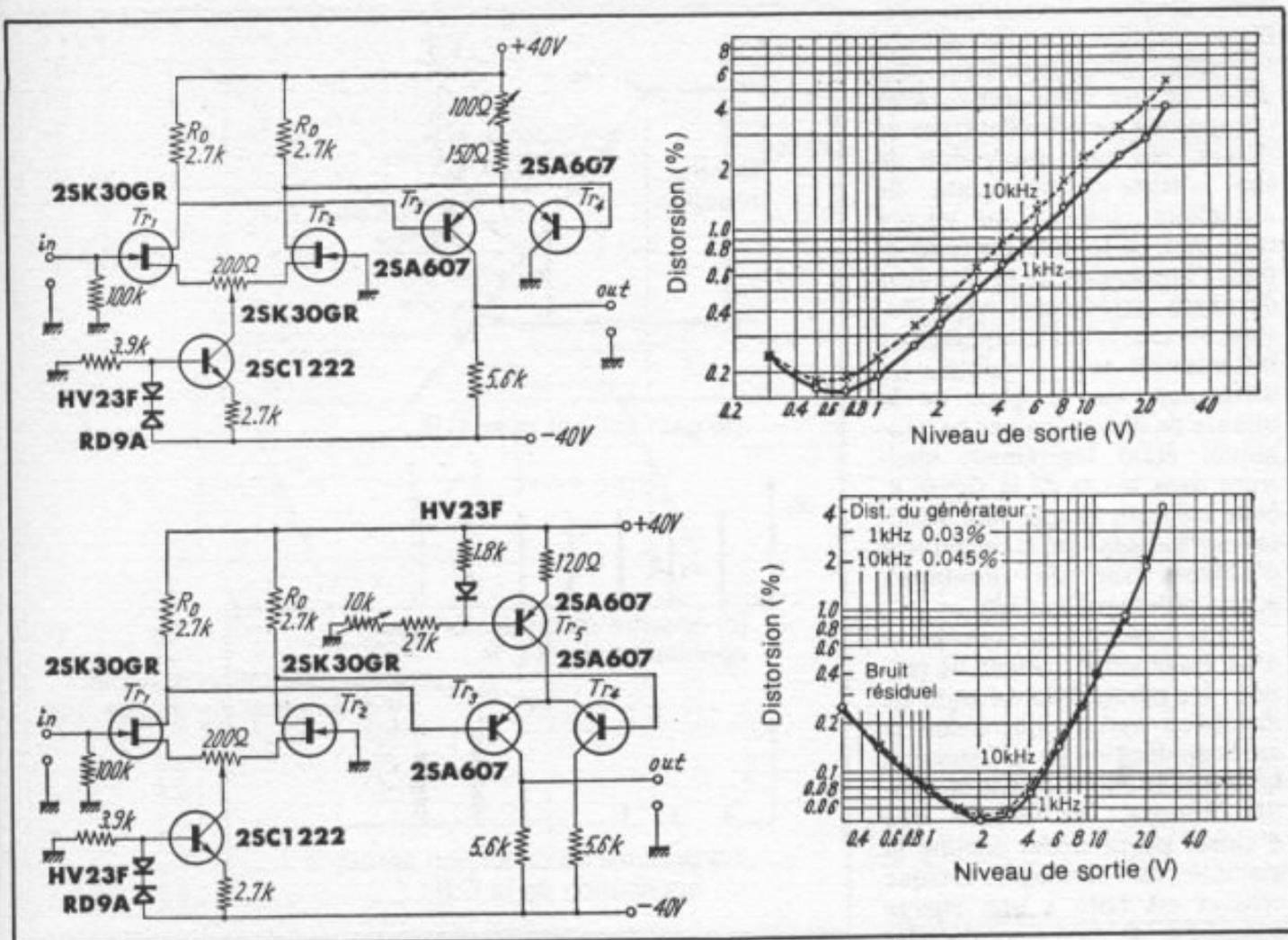


Fig. 9 : En haut, second étage asymétrique, souvent utilisé. En bas, la version symétrique. La différence ne tient qu'à une résistance mais l'écart de distorsion est dans un rapport de 1 : 10.

sistors à effet de champ 2SK 30A GR, montés en différentiel et régulés en courant par le transistor 2SC 1222 on obtient une caractéristique distorsion/puissance semblable à celle de la figure 9. Lorsque Tr 4 est monté en collecteur commun on retrouve sur la courbe distorsion/fréquence le phénomène précédemment constaté. En vue d'optimiser le travail du second étage, il serait intéressant de constater si une régulation série sur le second étage serait bénéfique du côté stabilité de travail, ce qui aurait pour résultat une diminution du taux de distorsion. Sur cette même figure 9 on s'aperçoit en fait que la courbe distorsion/puissance reste pratiquement identique à celle de la figure 8. Pour un niveau de sortie inférieur à

0,5 V, le bruit résiduel se fait ressentir d'une façon légèrement plus marquée. Il reste cependant intéressant de savoir ce que procurent subjectivement ces trois montages. Le choix des transistors permet d'aboutir déjà à de nombreuses combinaisons possibles. Kanéda se contente ici de prendre pour exemple le choix définitif en transistors, ou une solution très proche. La solution du transistor Tr 4 relié à la masse est loin d'apporter en finesse de restitution, en délié des notes, la qualité obtenue en adoptant le schéma de la figure 8. Ensuite, l'apport de Tr 5 sur la figure 9 est inutile, la constatation étant plutôt un appauvrissement, faible mais audible, du nombre d'informations perçues. Kanéda parle à ce sujet du son de peau d'un tambour et de l'allure sub-

jective en timbre et en durée entre l'attaque et l'extinction du signal. L'insertion du régulateur de courant apporte un son plus mat, ce qui pourrait faire penser à un travail plus stable, à un effet d'intermodulation moindre. En fait, on constate, après une écoute attentive qu'il s'agit d'une sorte de « simplification » du signal liée à une légère diminution de la dynamique, ce dernier paramètre n'étant ressenti que sur les transitoires : le son donne l'impression de « monter » très vite, mais un peu moins « haut », tout en s'arrêtant « pile » quand il le faut. C'est un phénomène que l'on peut constater d'ailleurs assez souvent sur des montages très sophistiqués, « bourrés » de régulateurs de courant. La première impression, très favorable, d'un son

hyper-propre, aux contours nets, d'une stabilité spatiale inconditionnelle, est défavorisée, lors d'une écoute comparative avec un appareil ne possédant pas ce défaut, par une impression de son « triste », manquant de « quelque chose », ou encore trop mat, à la fois profond et plat, l'impression de profondeur devenant rapidement une illusion, surtout si des comparaisons instantanées sont possibles. La différence, sur le plan de la mesure de distorsion par harmoniques étant légèrement meilleure dans le cas de la figure 8, cette solution simple sera adoptée par Kanéda. On la retrouvera d'ailleurs sur de nombreux autres montages Kanéda.

Dans le cadre de la conception d'un étage amplificateur de tension, les paramètres de gain, de distorsion harmonique avant et après application de la contre-réaction influencent énormément la qualité sonore, de même que d'autres phénomènes comme la stabilité du montage, lorsque celui-ci est relié à une charge complexe. Il faut, en premier lieu, ne pas perdre de vue que le taux de contre-réaction diminue dès que l'amplificateur n'est plus linéaire. En boucle ouverte, cet effet se fait ressentir selon les montages, entre 1 et 10 kHz, à quelques exceptions près. Obtenir un gain élevé, une bande passante très large et une stabilité inconditionnelle et un faible taux de distorsion sur charge complexe ou d'impédance relativement basse n'est pas une performance à laquelle on peut accéder facilement.

Le premier obstacle est celui de l'obtention d'une bande passante limitée dans l'aigu dès que l'on désire obtenir un gain assez important, soit 60 dB par exemple. En admettant que le spectre de distorsion soit composé, avant application de la contre-réaction, d'harmoniques d'amplitude égale, en appliquant la boucle de contre-réaction sur

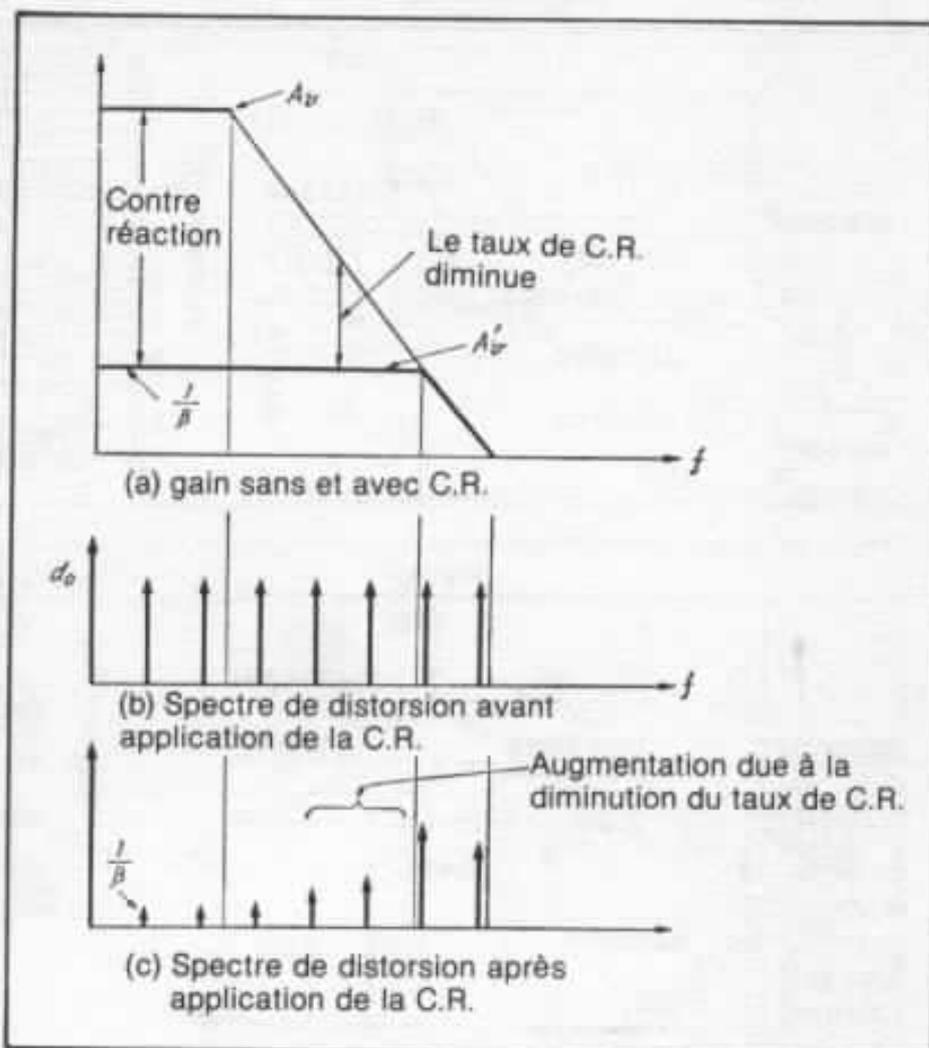


Fig. 10 : Effet de la contre réaction sur un amplificateur dont la bande passante est étroite : production de distorsion harmonique de rang élevé.

le montage, on obtiendra alors un spectre de distorsion semblable à celui de la figure 10 (c). En effet, la boucle n'agira que sur les premiers rangs d'harmoniques, (2,3,4). Sans parler des problèmes de stabilité pouvant se produire suite aux rotations de phase conséquentes ce genre de montage ne peut être exploité valablement, du moins s'il s'agit d'une application haute fidélité. Dans le montage choisi par Kanéda, le niveau de sortie moyen requis à la sortie des transistors 2SA 607 n'excède pas 3 V. Il est également recherché un gain compris entre 50 et 60 dB et une fréquence de coupure haute située entre 16 et 18 kHz, c'est-à-dire à la limite supérieure audible. Il est fort étonnant de constater qu'en plus des nombreuses exigences requises pour

ce montage, Kanéda finisse par y arriver. Le taux de distorsion harmonique, avant application de la contre réaction se situe aux environs de 0,05 % (la distorsion propre du générateur étant de 0,03 %) et la fréquence de coupure haute atteint 16 kHz.

La figure 10 donne un aperçu de l'effet d'une boucle de contre-réaction mal adaptée à un montage amplificateur. En plus du condensateur de correction de habituellement utilisé, la figure 11 montre trois cas typiques de montages amplificateurs de tension possédant des largeurs de bande différentes. En (a) il s'agit d'une bande passante très étroite, due à l'emploi de transistors d'entrée au f_T relativement bas. En (b), le f_T est plus élevé. En (c) la valeur du f_T est importante : il s'agit d'un transistor à

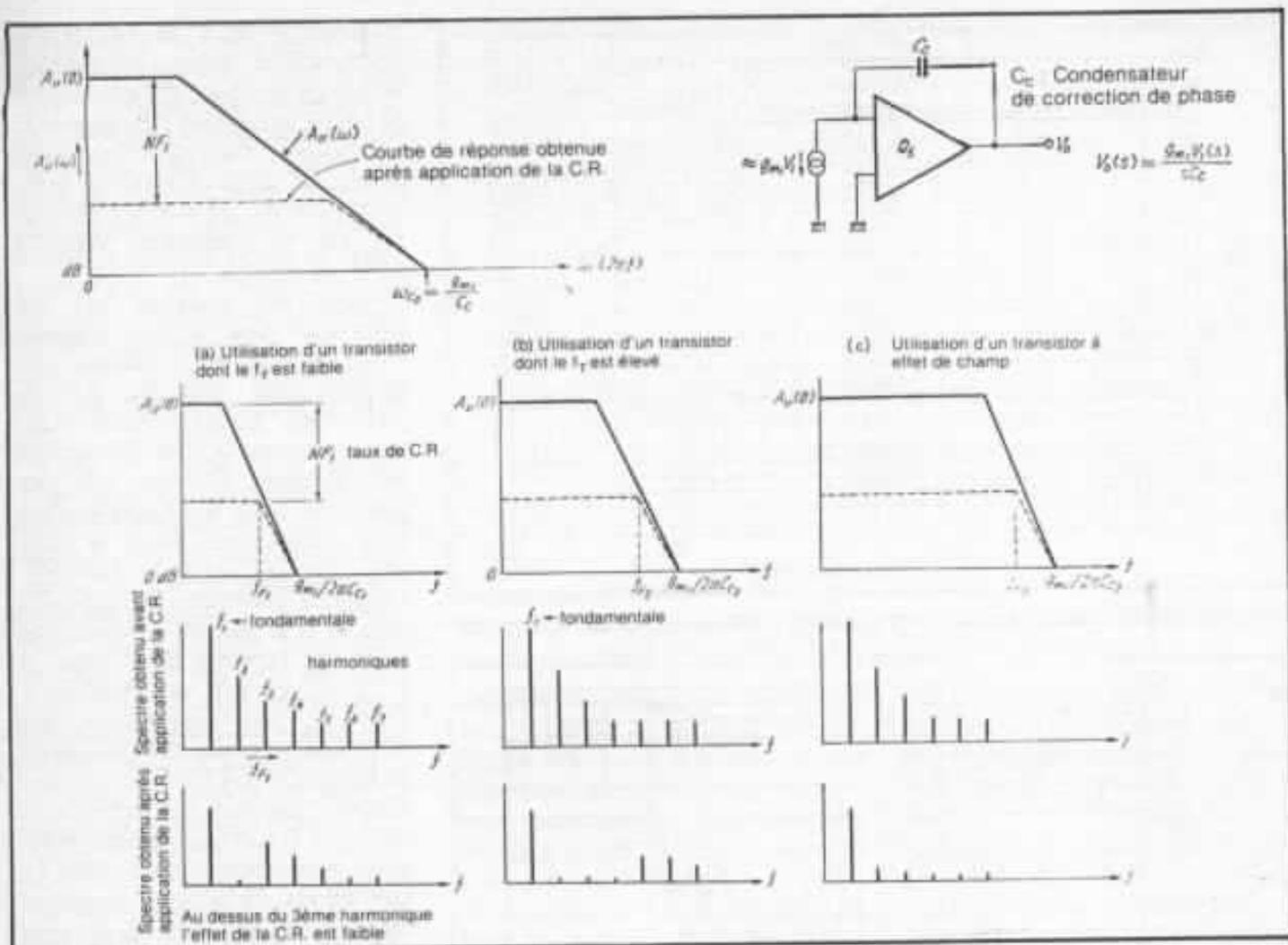


Fig. 11 : Effet de la contre-réaction sur la bande passante et sur le spectre de distorsion. Remarquer l'avantage offert par le transistor à effet de champ, par rapport aux transistors bipolaires au f_T faible ou élevé.

effet de champ. La solution (a), sans contre réaction, serait préférable à celle obtenue après application de celle-ci, l'ennui étant que la distorsion prend une valeur trop élevée pour rester insensible à l'oreille. On y remarque la curieuse absorption de l'harmonique 2, ce qui risque de rendre le son dur, plat ou au médium projeté. La solution (b) apporte, après application de la contre réaction une sorte de brillance dans l'aigu, le médium-aigu ou dans l'extrême-aigu, l'effet simultané d'une « minimalisation » combinée à une utilisation trop généralisée d'artifices comme les régulateurs de courant apportant un résultat que l'on connaît sous forme de produit fini qui, tout en étant impeccable sur le plan des mesures, s'avère rester médiocre à

l'écoute. La solution (c), qui utilise ici un transistor d'entrée double à effet de champ est la plus favorable. Une limite est cependant à déterminer en ce qui concerne la largeur de bande. Il existe, dans le cas de l'amplificateur Kanéda, le problème du gain. Sans ce dernier, il aurait été possible d'employer des transistors V-FET ou MOS-FET pour lesquels il aurait été possible de reporter la fréquence de coupure au delà de 100 kHz, ceci en boucle ouverte. Il faut enfin considérer les paramètres de gain et de fréquence de coupure non seulement des transistors pris séparément, mais aussi de ceux-ci lorsqu'ils sont montés dans le circuit amplificateur choisi. La figure 12 montre le choix établi par Kanéda pour le second étage. Le 2SA 607 représente le meilleur

compromis de gain élevé, de fréquence de coupure suffisante, et surtout celle d'un bon comportement lorsque ce circuit sera relié aux étages driver et de puissance, le tout étant soumis à la boucle de contre réaction générale. Cette figure montre que des transistors de structure V-FET comme le 2SK 63, au f_T dépassant facilement 100 kHz ne permettent d'obtenir un gain global en tension compris entre 29 et 37 dB environ, tandis que le minimum requis pour le montage Kanéda est de 52 à 53 dB.

Dans le haut de la courbe, on s'étonne de voir que le transistor bipolaire 2SC 1124, nettement plus favorable en apparence que le 2SA 607 n'ait pas été choisi par Kanéda. La courbe que l'on voit sur la figure 13 en donne la raison. Il s'agit en effet du

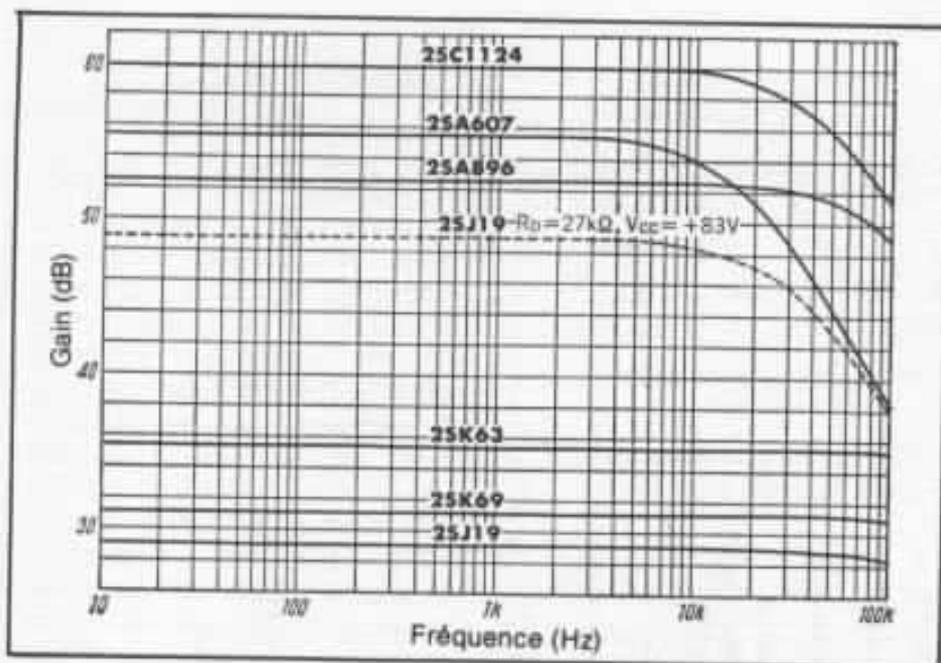


Fig. 12 : Gain, bande passante obtenus pour plusieurs types de transistors.

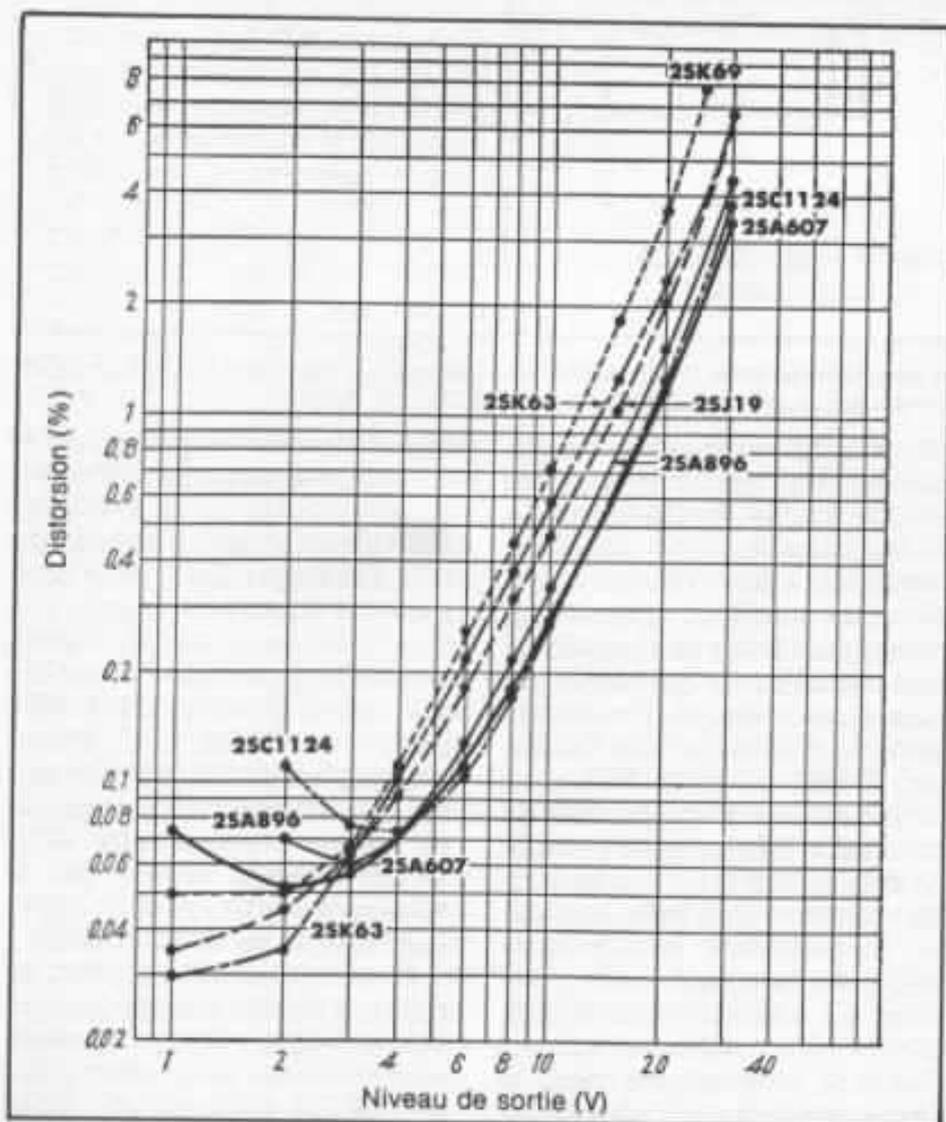


Fig. 13 : Paramètres distorsion/niveau de sortie de différents transistors en montage différentiel deux étages. Remarquer l'avantage du 2SA 607 vis-à-vis du gain obtenu.

paramètre taux de distorsion harmonique/ niveau de sortie du montage Kanéda, du moins pour la partie précédent l'étage driver. Sur celui-ci, les essais concernent le second étage différentiel composé soit de transistors bipolaires, soit de transistors V-FET à effet de champ.

Déjà, les courbes qui ont pourtant une allure générale assez proche pour chaque type de transistor, montrent que des transistors apparemment excellents, comme le 2SK 69 doivent être éliminés d'office. Par rapport aux deux meilleurs transistors sélectionnés pour le montage, les 2SC 1124 et 2SA 607, l'écart de distorsion moyen entre ceux-ci et le 2SK 69 représente en effet un rapport de l'ordre de 1 : 2,57, ce qui est beaucoup. Ceci est très regrettable, ceci d'autant plus que des transistors de structure V-FET, aux courbes d'allure proches des tubes triodes sont comparativement beaucoup moins bons sur ce point. Le 2SK 69 est, en plus un prototype élaboré qui n'a pas eu de suite commerciale, raison pour laquelle il ne figure plus sur les catalogues à partir des années 82.

Quand à la raison pour laquelle le 2SC 1124, fabriqué par Sony, n'a pu être utilisé dans le montage Kanéda, elle s'explique très facilement par le fait qu'il s'agit d'un transistor NPN. Pour le montage il aurait donc été nécessaire de trouver une bonne paire de transistors à effet de champ d'entrée, en canal P. Les recherches ayant été faites entre 1972 et 1977, on comprend que Kanéda n'ait pu trouver de transistors doubles de ce genre. Actuellement, les choses ont un peu changé. Cependant, il est préférable de ne pas trop s'enthousiasmer dès la sortie de certains transistors, surtout ceux à effet de champ. Il est bon de savoir que de nombreux transistors à effet de champ de puissance d'origine japonaise sont

déjà hors fabrication, que d'autres, testés en vue d'une étude de marketing risquent eux aussi de disparaître, ceci malgré un succès relatif remporté en quelques années. En plus, les constructeurs japonais, contrairement à certains autres ne fabriquent que sur commande, de sorte que la décision de stopper la fabrication de telle référence entraîne la non disponibilité presque immédiate de ce transistor.

Pour en revenir aux courbes de la figure 13, on remarque que pour des niveaux de sortie inférieurs à 4 V la dispersion augmente, les 2SK 63 (origine Sony, difficiles à trouver en premier choix), 2SJ 19 (Sony, hors fabrication) et 2SA 607 sont les mieux placés. Le 2SC 1124, performant par ailleurs se trouve moins bien placé en raison d'un problème de bruit résiduel faisant remonter la courbe de distorsion dans le bas.

Le 2SA 896 est un bon compromis mais Kanéda a choisi le 2SA 607 pour plusieurs raisons, dont deux principales. La première est celle du résultat final d'écoute, qui est d'ailleurs fonction du choix des autres transistors. Le second est la légère supériorité de ce transistor sur plusieurs paramètres mesurés. Sur le plan pratique, le 2SA 896 (Sony) possède un f_T un peu trop élevé. Sans correction de phase, la réponse transitoire ne serait que moyennement bonne. Cette correction de phase peut s'effectuer de différentes façons mais en comparant un montage muni d'une correction de phase à un montage qui, excellent en réponse transitoire est dépourvu de toute correction de ce genre, ce dernier s'avère toujours supérieur à l'écoute, l'autre n'apportant qu'un résultat moyen ou sans très grand intérêt : le son prend un caractère fade, plat et perd en richesse de timbre.

Sur de nombreux montages différentiels on remarque l'insertion de deux résistances placées

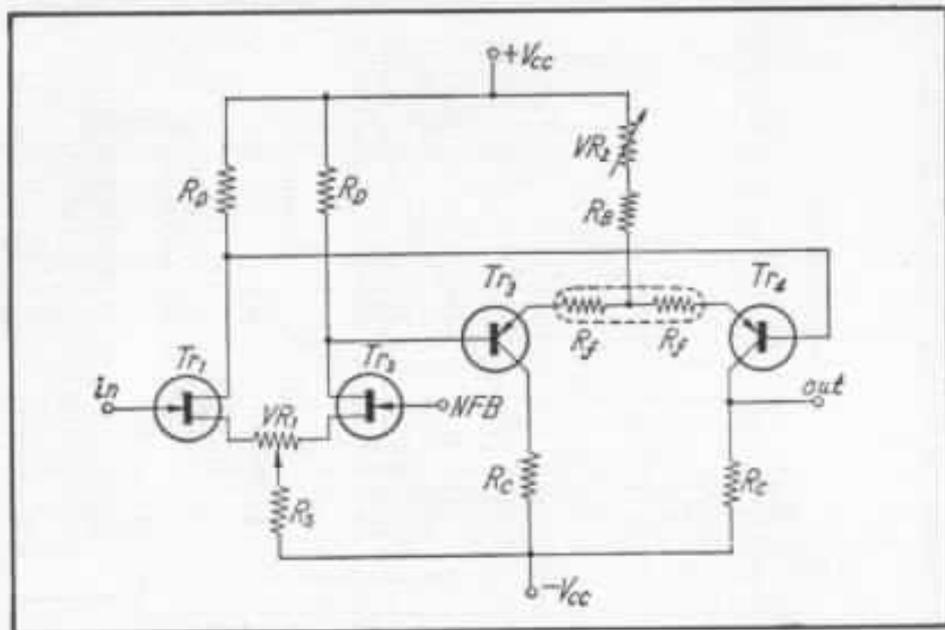


Fig. 14 : Contre-réaction en courant, produite par l'insertion des résistances R_f . On en tire peu d'avantages et beaucoup d'inconvénients.

entre les émetteurs du différentiel, comme on le voit sur la figure 14. Le point milieu est alors relié à la résistance d'émetteur principale, généralement ajustable. On produit alors un effet de contre-réaction en courant, grâce à l'introduction de ces résistances appelées ici « R_f ». Il en résulte, après introduction de ces résistances, une diminution du gain total ainsi qu'un affaiblissement du taux de distorsion harmonique. Entre les bases et les émetteurs du second étage différentiel on obtient en effet la différence entre la tension de sortie provenant de l'étage précédent et la valeur en tension (conversion courant/tension) due à l'introduction des résistances R_f et obtenue aux bornes de celles-ci. En l'absence de résistances R_f et en prenant pour exemple la paire différentielle d'entrée à effet de champ FD 1684 (Solitron) suivie des transistors 2SA 606 (proches des 2SA 607 mais au P_c plus faible), on obtient un gain de 53,4 dB à 1 kHz. Si on insère deux résistances de 100 Ω dans les émetteurs, le gain diminue et passe à 27 dB. De même, on constate que cette diminution de gain entraîne un élargissement de la bande pas-

sante utile. Le taux de C.R. appliqué à 1 kHz étant dans ce cas de 26,4 dB, les mesures prouvent que le taux de distorsion ne descend pas d'autant, mais de seulement 11 dB, la différence, 10,4 dB étant une production supplémentaire de distorsion. Si l'on passe à des fréquences plus élevées comme 10 kHz, les choses se gâtent : pour une niveau de sortie inférieur à 9 V, le résultat en distorsion est pire après insertion des résistances qu'avant. Par ce moyen, on augmente le taux de distorsion par harmoniques de rang élevé, le taux de distorsion par intermodulation transitoire. On produit alors un son coloré et artificiel, la perte de gain non négligeable étant un gros désavantage. On voit donc qu'il faut se méfier d'une « amélioration » surtout si les mesures sont rapides et simples.

En France, certains amateurs très prétentieux, mais n'ayant sans doute ni l'oreille, ni le système adéquat, ni la patience pour exercer ce genre d'expériences ont été jusqu'à prétendre avoir obtenu des « améliorations considérables » par rapport au montage d'origine, ceci en juxtaposant les effets de contre-

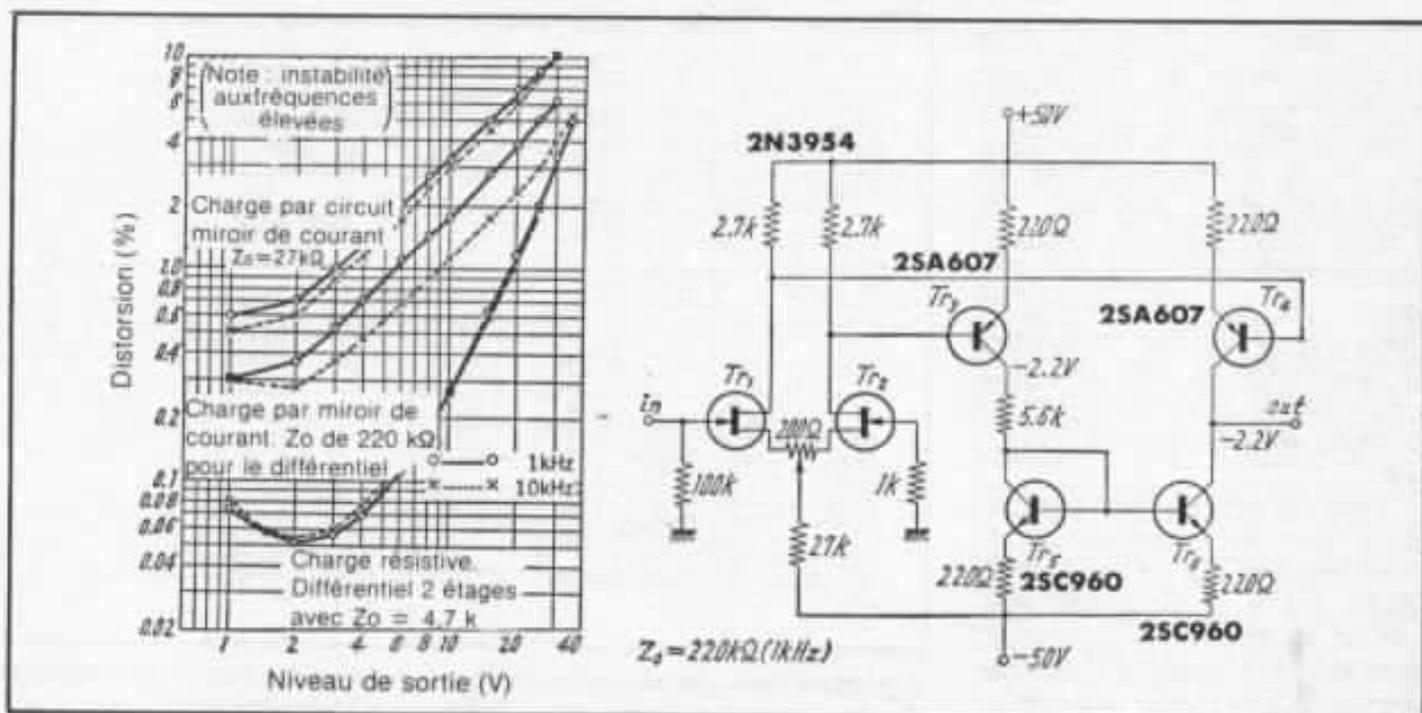


Fig. 15 : Circuit différentiel à deux étages chargé par miroir de courant. Effet de Z_o sur le taux de distorsion.

réaction en courant et ceux du circuit différentiel asymétrique, cités plus haut. Il semble évident que si, même à ce stade, le chercheur constate non pas une dégradation du signal audio mais au contraire une amélioration découlant de certains résultats de mesure, il s'avère difficile de faire confiance à d'autres améliorations de ce genre appliquées d'un bout à l'autre de la chaîne.

Il en est de même à propos des avantages, malheureusement très apparents seulement, que l'on peut tirer d'un second étage différentiel chargé par un circuit miroir de courant, illustré par la figure 15. Non seulement les mesures prouvent que l'on obtient des résultats médiocres, même sur charge d'impédance élevée, mais on constate en plus une instabilité du montage aux fréquences élevées obligeant d'ajouter des circuits stabilisateurs rendant le résultat encore inférieur. Le circuit doit être chargé par le driver qui travaille en émetteur follower, lequel doit attaquer les étages de puissance. En considérant des questions comme le gain en courant des étages de sortie, les variations de l'impédance de charge en fonc-

tion de la fréquence (haut-parleur), le travail de la boucle de contre-réaction générale sous ces conditions, on peut s'apercevoir que l'on aura vite fait d'aboutir à une non-symétrie de travail dynamique de Tr_3 et Tr_4 ce qui aurait pour effet la production d'une dérive continue asservie au signal audio.

Vu les problèmes posés, un tel montage, déjà instable sur charge pure, ne pourrait apporter satisfaction, une instabilité, un accrochage en haute fréquence sur un certain type de charge pouvant mener à la destruction de l'amplificateur comme des haut-parleurs.

Kaneda revendique d'ailleurs bien d'autres raisons pour lesquelles la charge par miroir de courant ne convient pas pour son montage.

On en revient alors au montage d'origine, à la formule équipée des 2SA 607. Ceux-ci permettent d'obtenir, sans aucune correction de phase, un résultat impeccable et satisfaisant sur tous les points. La fréquence de coupure haute, représentée sur la figure 16, peut sembler relativement modeste comparativement aux possibilités de certains transistors, certains montages. Elle est néanmoins parfaitement optimisée en fonction de l'ensemble

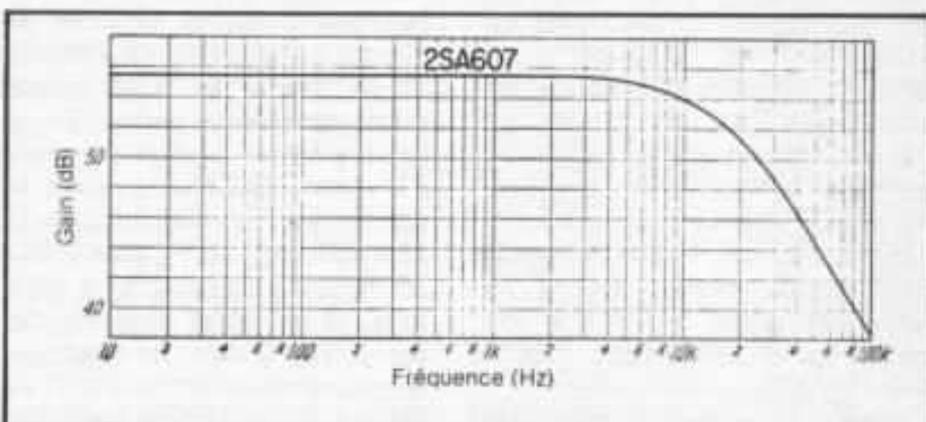


Fig. 16 : Bande passante en boucle ouverte des étages amplificateurs de tension du circuit Kaneda équipés des transistors 2SA 607.

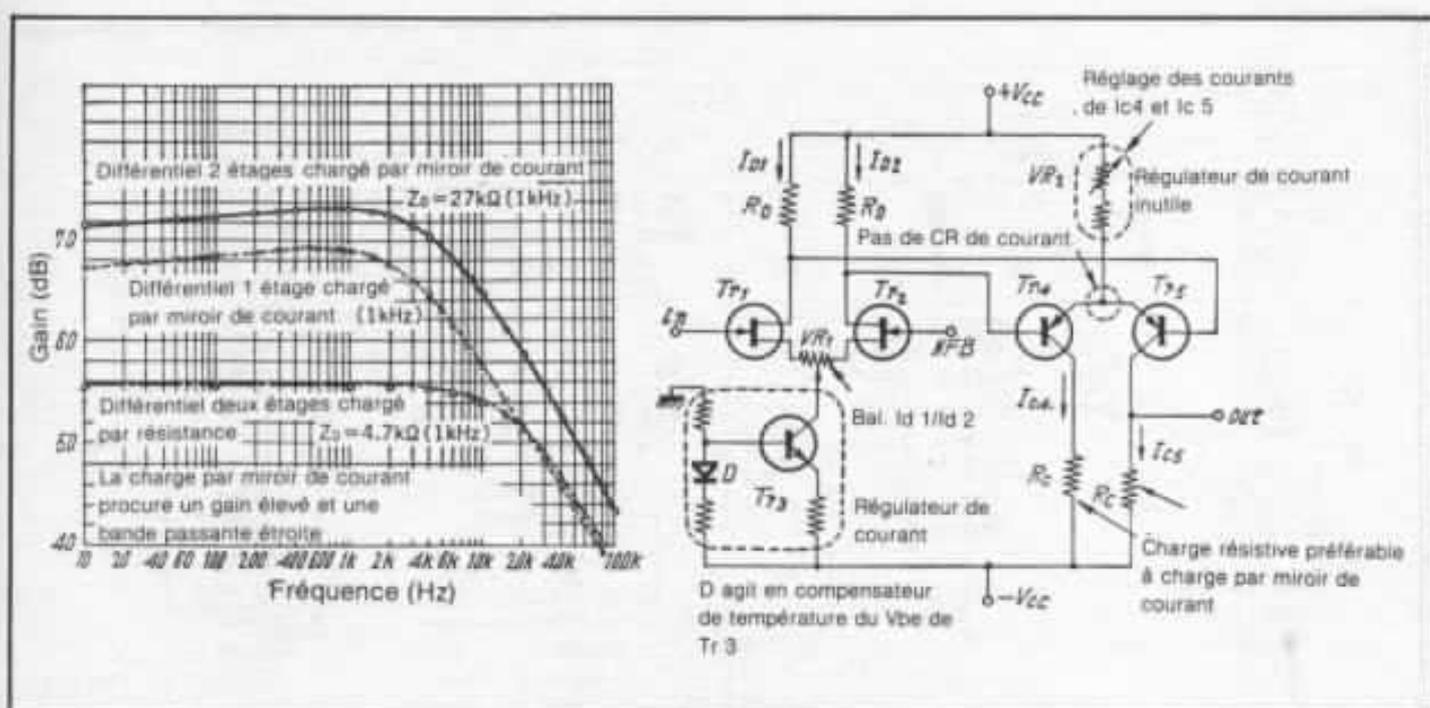


Fig. 17 : Bande passante de différents montages amplificateurs de tension et choix de montage proposé par Kanéda.

du montage amplificateur.

Les circuits Kanéda, amplificateurs comme préamplificateurs, frappent toujours par une extrême simplicité. Simplicité toute apparente comme on a pu le voir, puisque chaque point du circuit a fait l'objet d'une recherche minutieuse, d'une optimisation parfaite. Il est évident que, sans avoir pris préalablement connaissance des diverses expériences effectuées par Kanéda avant d'arriver au montage final, tout électronicien serait tenté de vouloir faire mieux. Ce laborieux travail, déjà fait par Kanéda lui-même, évite toute tentative, d'ailleurs inutile. Ceci n'exclue pas qu'il puisse exister d'autres possibilités menant au même niveau de qualité globale, dans d'autres configurations de circuits.

Pour ce qui concerne l'ensemble des petits détails dont il a été question ci-dessus, ceux-ci sont regroupés sur la figure 17. La courbe de gain vis-à-vis de la fréquence du montage final montre que l'on atteint pour le gain recherché de 56 dB la fréquence de coupure optimum de 16 kHz, tandis qu'avec la charge par miroir de courant, la fréquence

de coupure est trop basse. On constate ensuite que dans le cas de la charge par résistance avec $Z_0 = 4,7 \text{ k}\Omega$ la caractéristique de distorsion vis-à-vis du niveau de sortie reste excellente tandis que le montage chargé par miroir de courant avec $Z_0 = 27 \text{ k}\Omega$ produit un taux de distorsion pratiquement dix fois supérieur.

Kanéda insiste par ailleurs sur l'effet éventuel d'une instabilité du $-V_{CC}$ de l'alimentation sur le signal de sortie, selon le mode de polarisation de la base (ou de la gate) du transistor régulateur monté sur le premier étage. La figure 18 montre deux exemples typiques présentant cet inconvénient. Il en existe d'autres, la différence n'étant souvent visible qu'à partir du moment où les mesures sont effectuées. L'une de ces méthodes, consistant à relier la gate du transistor à effet de champ monté en régulateur au $-V_{CC}$ de l'alimentation reste un montage couramment utilisé, ceci même sur des appareils très évolués et ésotériques provenant des U.S.A., du Japon ou d'Europe.

Si on a pu remarquer les difficultés rencontrées dans le choix final de quelques transistors

représentant une petite partie du montage amplificateur classe A, le choix du transistor driver est encore plus critique. La solution une fois trouvée, on remarquera une application de ce montage, à quelques détails près, sur tous les amplificateurs Kanéda.

A titre documentaire, il est intéressant de connaître quels étaient les composants d'origine du montage Kanéda. On remarquera que du côté transistors, seules quelques rares références comme le 2N 3954 (Solitron), le 2SC 1775A, 2SA 872A et le 2N 3955 sont disponibles, 14 autres références passant dans l'appellation anglaise « discontinued » ou « obsolete ». Il est certain que pour un amateur japonais aimant « fureter » parmi les centaines de petits magasins des quartiers spécialisés de Tokyo, il est possible de trouver encore certaines références.

Cependant, le problème se complique car il faut ajouter les questions de lot de transistor, déterminant le H_{fe} , le tri et l'appairage pouvant exiger la disponibilité de plus de 50 transistors de même référence. Un article signé Kanéda publie entre-autres, à titre évocateur un

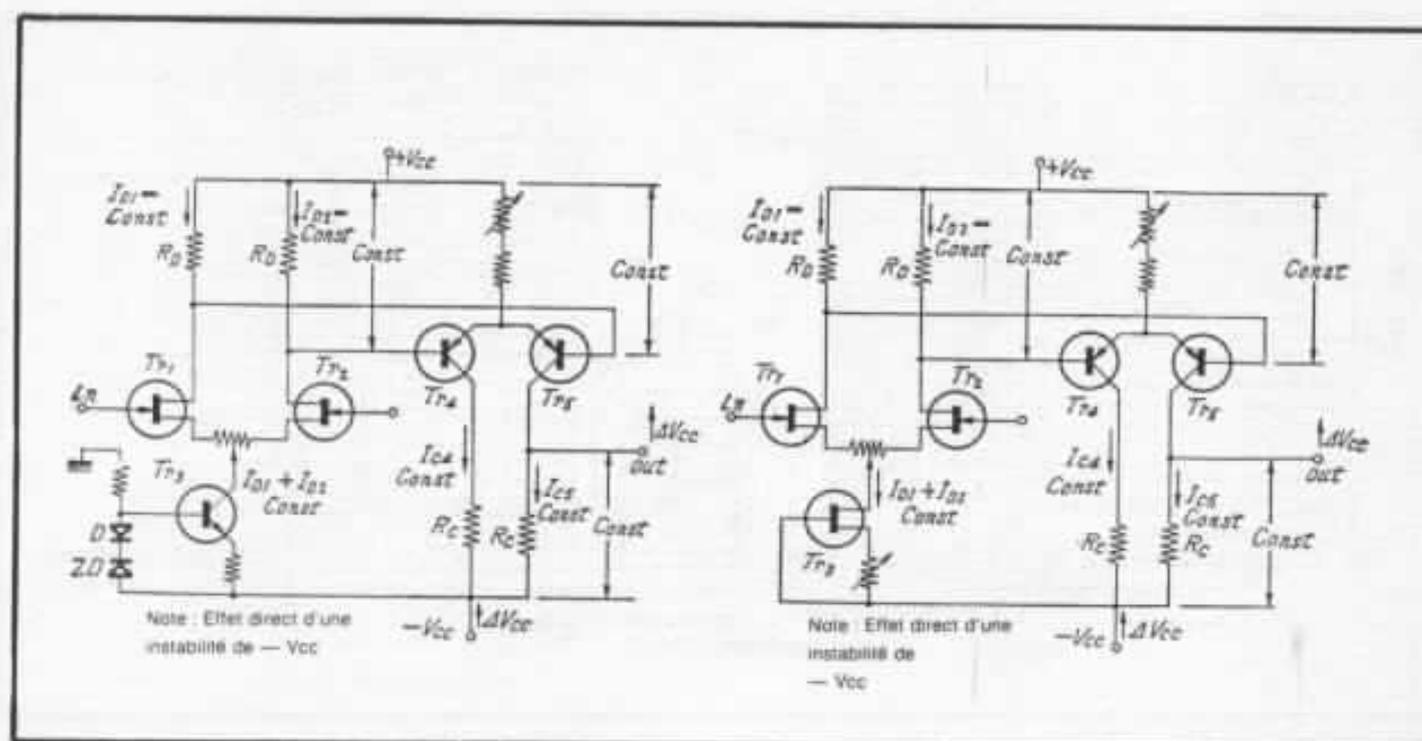


Fig. 18 : Effet des variations du $-$ de l'alimentation (ΔV_{cc}) du circuit. Le régulateur de courant introduit dans le premier étage, dans les configurations indiquées ci-dessus aura pour effet qu'une instabilité du $-V_{cc}$ de l'alimentation se retrouvera intégralement à la sortie du montage. Un mode de polarisation différent de la base ou de la gate du régulateur de courant permettra de minimiser cet effet.

tableau sur lequel figurent des dizaines de transistors de même type achetés dans plusieurs magasins, d'ailleurs indiqués dans chaque colonne. Il en résultait un rejet important, sauf pour certaines applications.

Lorsqu'un montage, une idée obtient un grand succès auprès des amateurs, la conséquence évidente est l'intérêt porté par certains petits revendeurs de composants qui essaient de profiter de l'occasion. Ainsi, deux ou trois d'entre-eux ont même été jusqu'à présenter des kits « conformes à l'original », munis néanmoins d'une certaine quantité de transistors d'une équivalence douteuse. Certains ont même été jusqu'à utiliser des alimentations régulées très sophistiquées. Suite à quoi Kanéda, après avoir comparé et testé ces appareils n'a pas hésité à donner sa réplique dans ses séries d'articles publiés jusqu'ici. Il faut cependant savoir que les montages vraiment originaux, tels que ceux montés par Kanéda

lui-même sont rares. Ils méritent d'être utilisés aux maximum de leurs possibilités en s'intégrant par exemple à des systèmes très évolués que l'on a pu voir sous forme de reportages publiés ces dernières années dans la Nouvelle Revue du Son.

C'est, en fait, dans de telles conditions que devraient être effectués des tests comparatifs ou bien des essais concernant les effets subjectifs découlant du remplacement de certains transistors d'origine par des équivalents. Il s'agit d'un travail de longue haleine. Fort heureusement, les transistors ne manquent pas et nous verrons dans les prochains numéros de L'Audiophile l'évolution que prendra ce projet.

Dans les pages suivantes, des photos de la version originale de l'amplificateur permettront de mieux faire connaissance avec la première version de 1972, équipée ici des transistors de sortie 2SA 649 et 2SD 218.

(à suivre)

Note de l'auteur

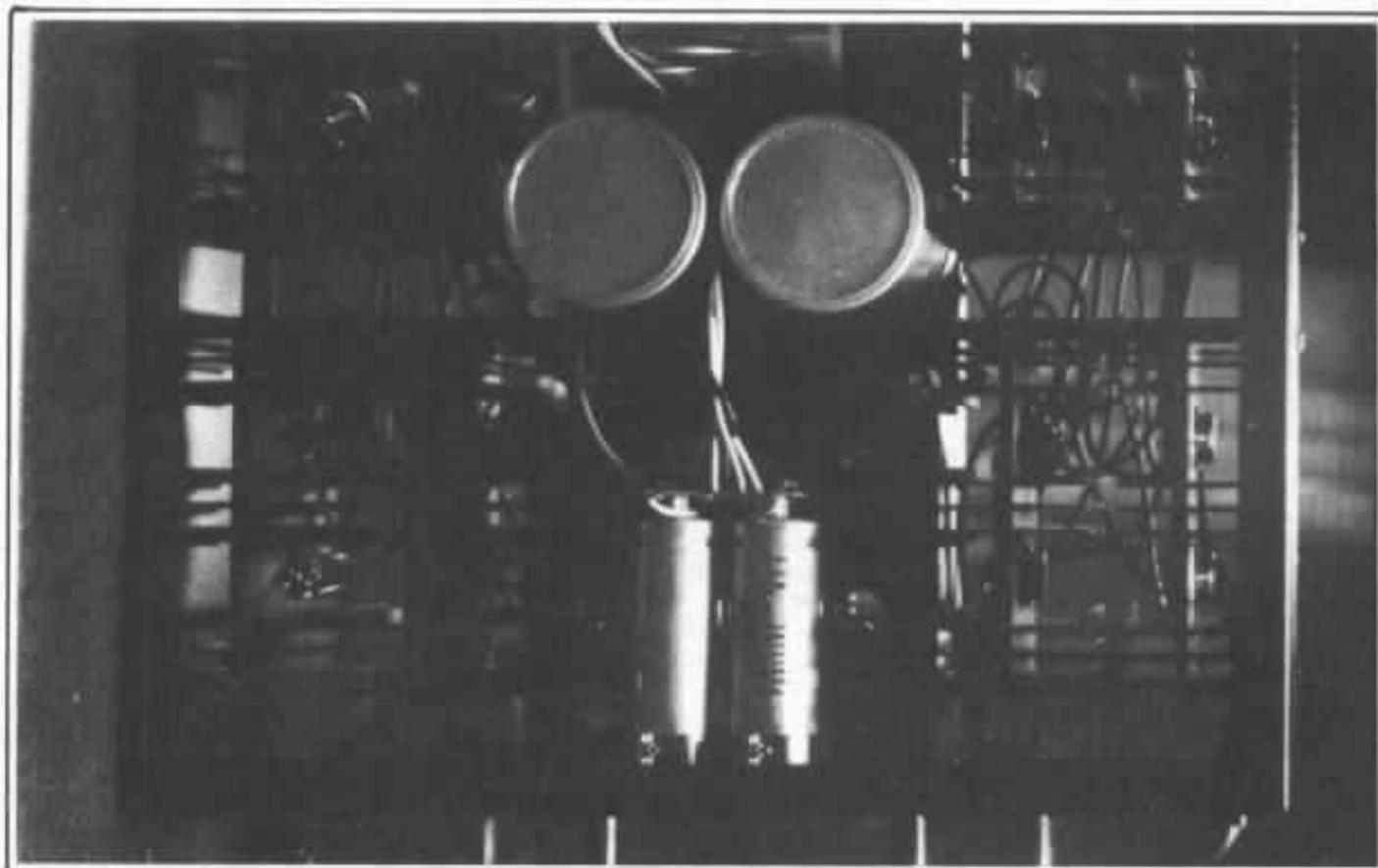
Une partie de cet article est basé sur la traduction partielle de certains passages du livre japonais intitulé « Audio D.C. Amplifiers », de Akihiko Kanéda, disponible chez son éditeur Seibundo Shinkosha, lequel publie régulièrement, depuis 60 ans, la célèbre revue « Radio experimenter's Magazine ». L'auteur y a apporté d'autres détails jugés utiles pour la meilleure compréhension de l'article.

A ce sujet, l'auteur remercie et s'excuse auprès de M. Kanéda. En effet, la préface du livre cité plus haut est dédiée à l'auteur (chose qu'il n'avait pas remarqué jusqu'ici), ainsi qu'à M. Tamaru (dont on connaît le système fabuleux à pavillons) et M. Koizumi (firme Onken).

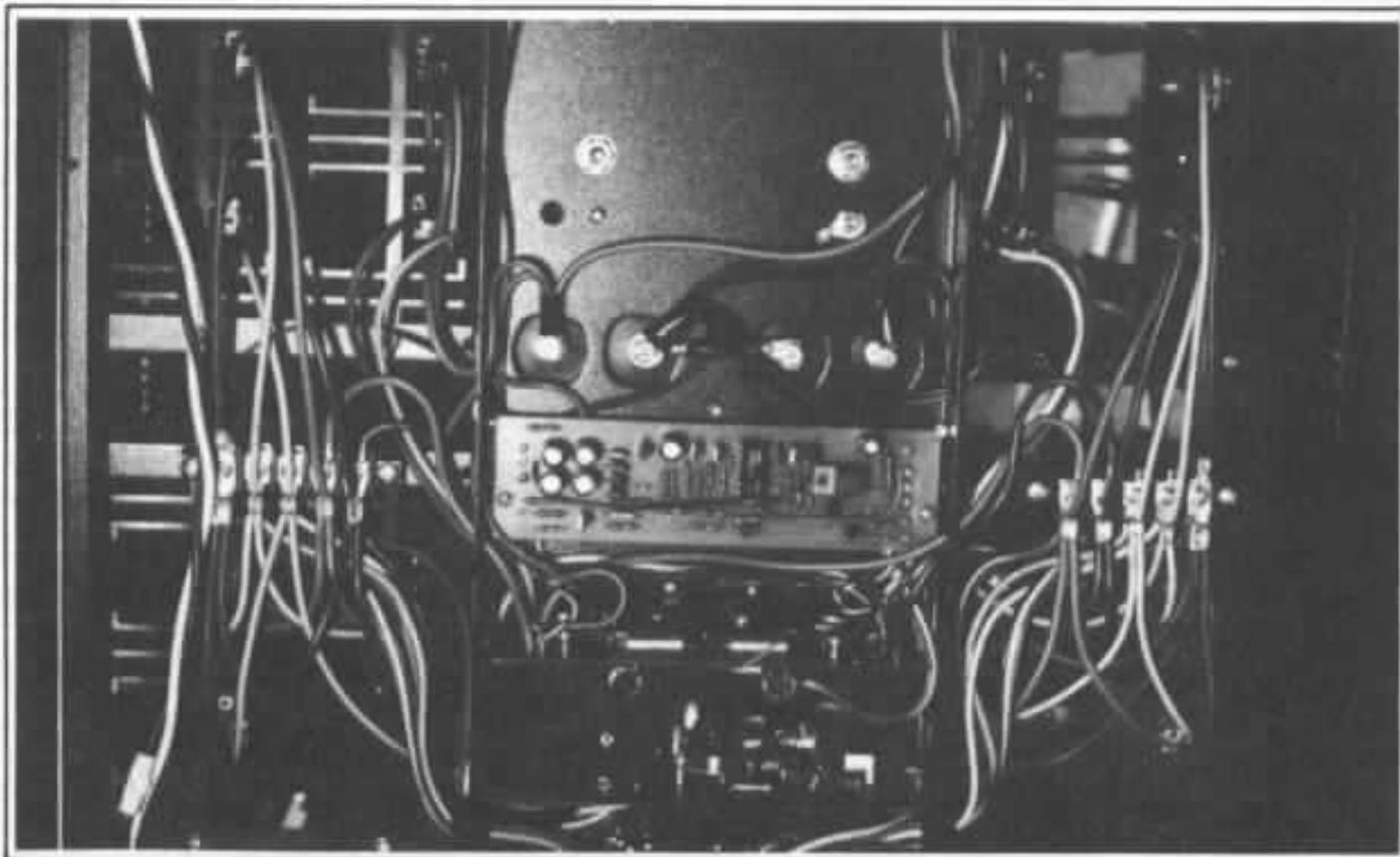
L'auteur remercie également M. Oizumi, rédacteur en chef de la revue Radio Experimenter's Magazine, dont la grande amabilité nous a permis la publication des articles concernant les réalisations Kanéda.

Composant	Type	Fabricant	Qté	Remarque	Composant	Type	Fabricant	Qté	Remarque
FET	2N3954	Solitron	2	$I_{DSS} > 1.5mA$	Résistance	220kΩ (5%)	Shinkogyo	2	
Tr.	2SC1400	N E C	6		film	5.6Ω (1/4W) (5%)	"	2	
"	2SA607	"	"	P.diff.	métallique	200Ω NX-13T	Copal	2	
"	2SA627	"	"	"	"	50Ω N-13T	"	2	
"	2SD188	"	2pair	P.compl	Trimmer	500Ω N-13T	"	2	
"	2SA653	"	"	"	"	2kΩ	"	4	
"	2SC1161	"	2pair	P.compl	Cond.	270pF	"	1	
"	2SA539	"	3	"	"	2.2μF25V	"	1	
"	2SC815	"	4	"	"	330μF6.3V	"	4	
"	2SC1161	"	1	"	"	1000μF80V	"	2	
"	2SB600	"	2	"	"	15000μF63V	"	2	
"	2SC1775	Hitachi	4	"	Cond.	10μF100V	"	2	
"	2SA872	"	2	"	tantale	22μF50V	"	2	
"	2SA366	"	2	"	"	47μF35V	"	2	
"	2SA896	Sony	2	"	"	10pF	Soshin	1	
"	2SC1124	"	1	"	"	24pF	"	2	
"	2SC1811	"	2	"	"	39pF	"	1	
"	2N3055	Mria	2	"	"	620pF	"	2	
Varistor	HV23G	Hitachi	4	"	"	1500pF	"	2	
Diode	1S1588	Toshiba	2	"	Cond.	0.1μF100V	"	2	
Zener	02Z6.2A	"	6	"	mica	0.1μF50V	"	8	
"	RD5A	N E C	1	"	"	0.022μF100V	"	2	
"	RD9A	"	2	"	Transfo	PR-7509S	Tamura	1	
"	RD11A	"	2	"	Boîtier	SR-4	Suzurando		
"	RD13A	"	2	"	C.I.	AT-20	Sato	4	
Pont	KHB2504	"	1	"	Radiat.	TF1310A-2	Flex	8	
"	W04	"	1	"	"	TF3210	"	1	
Ci	709CE	"	4	"	Inter	T-127	T M S	1	
Ci Op.	SN7400N	"	1	"	Inter	"	"	1	
Led	BD701R	Okaya	1	"	Jack	"	"	2	
"	BD701G	"	1	"	Bornes	T-3830	Sato		
Rés. film	0.47Ω (2W) (5%)	Fukushima	20	Eviter res. bob.	P. f u s .	"	"	4	
métallique	33Ω (1W) "	"	2	"	Fusibl.	"	"	1	
"	560Ω (2W) "	"	2	"	C o s s e	1L3p	"	2	
"	2.7kΩ (2W) "	"	2	"	"	1L2p	"	3	
"	3.9kΩ (1W) "	"	2	"	"	1L4p	"	1	
"	68Ω (1/4W) (5%)	Shinkogyo	2	"	Angl.	25mm	"	2	
"	91Ω "	"	2	"	Prise	"	"	1	
"	120Ω "	"	4	"	Câble	"	"	1	
"	150Ω "	"	2	"	Prise	"	"	1	
"	220Ω "	"	3	"	Support	5mm	"	7	
"	270Ω "	"	2	"	"	"	"	16	
"	300Ω "	"	2	"	"	"	"		
"	470Ω "	"	4	"	"	"	"		
"	820Ω "	"	2	"	"	"	"	1	
"	1.5kΩ "	"	4	"	Letras.	"	"	30cm	
"	1 kΩ (1%)	"	2	"	Blind.	2510A	Mogami		
"	2.7kΩ (5%)	"	4	"	Câble	20	"		
"	3.3kΩ (5%)	"	1	"	"	30	"		
"	3.9kΩ "	"	4	"	"	50	"	2	
"	5.6kΩ (1W)	"	6	"	Vis	3 #10mm	"		
"	6.8kΩ "	"	2	"	"	"	"	2	
"	8.2kΩ "	"	3	"	"	"	"		
"	10kΩ (1%)	"	2	"	"	"	"		
"	10kΩ (5%)	"	2	"	"	"	"		
"	12kΩ "	"	6	"	"	"	"		
"	22kΩ "	"	3	"	"	"	"		
"	33kΩ "	"	2	"	"	"	"		

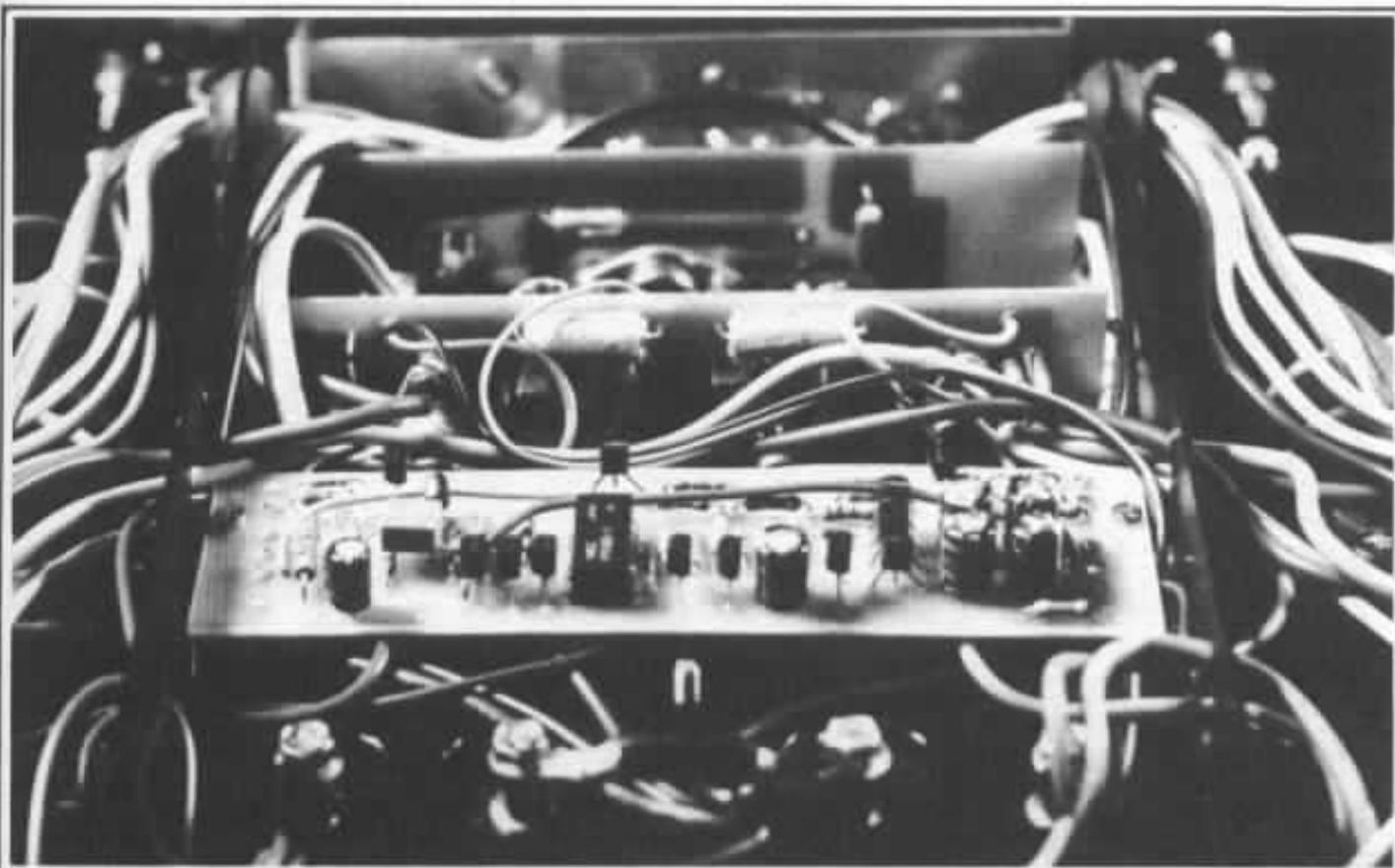
Tableau des composants de l'amplificateur Kanéda classe A 50 W + 50 W.



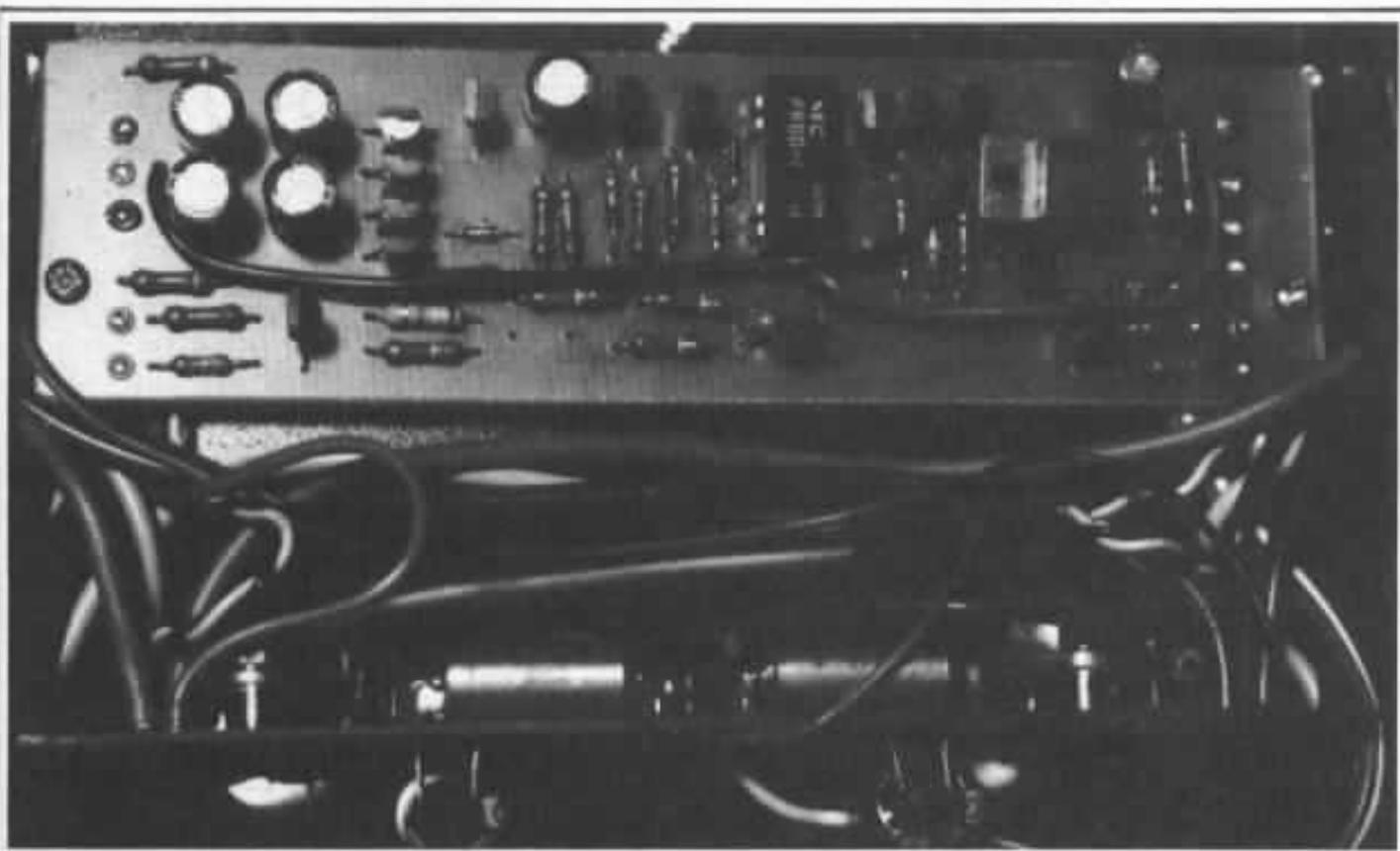
Amplificateur Kanéda classe A, 50 W + 50 W. Vue de dessus.



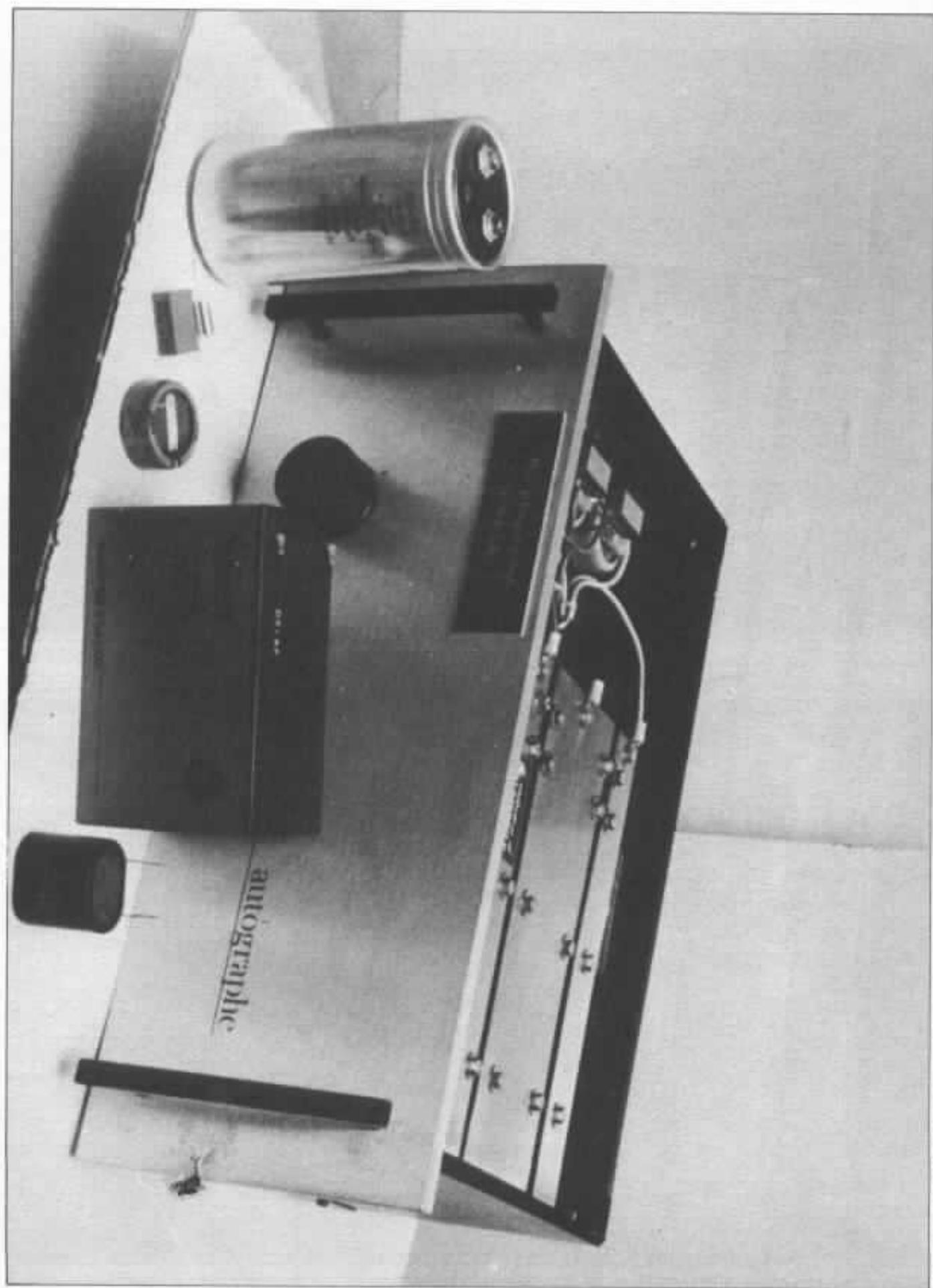
Amplificateur Kanéda classe A, 50 W + 50 W. Vue de dessous.



Amplificateur Kanéda classe A, 50 W + 50 W. Alimentation régulée et circuit de protection.



Amplificateur Kanéda classe A, 50 W + 50 W. Circuit de protection.



7
des
de
été
Au
A.
Hir
I. I.
S
desc
pré
(L'A
com
tion
circ
D
prép
qui
qual
ficat
soie
papi
d'ex
sché
d'av
de c

Le prépré Hiraga

La version Autographe

Gérard Chrétien

Tous les lecteurs connaissent le pré-préamplificateur Hiraga. Sa description a fait l'objet de deux articles dans les numéros 16 et 17. Depuis il a subi nombre d'évolutions bien que son schéma de principe n'ait pas changé. Il était important de faire le point sur les différents travaux qui ont été faits autour de ce circuit et principalement sur la version la plus évoluée, le modèle Autographe.

A. Retour sur le schéma Hiraga

1. Les particularités

Sans revenir en détail sur la description du schéma du pré-préamplificateur Hiraga (L'Audiophile n° 16 et 17), il convient tout de même de mentionner les astuces qui font de ce circuit une réalisation hors pair.

D'une simplicité extrême, le prépré Hiraga évite les écueils qui limitent subjectivement les qualités de bien des prépréamplificateurs bien que leurs circuits soient théoriquement sur le papier très performants. A titre d'exemple, revenons sur le schéma publié dans l'A.E.S. d'avril 80 utilisant un transistor de course développé par Philips,

le BFW 16A ($R_{bb'} = 4 \Omega$), ce circuit est indiqué dans l'article de Jean HIRAGA du n° 16 (fig. 4, page 10). Très bien conçu, ce schéma a tout pour séduire si ce n'est que le signal doit avant toute chose subir les sévices d'un condensateur chimique. Il n'y a pas d'autres technologie pour des valeurs de $1\ 000 \mu\text{F}$, cette valeur est très élevée pour garantir une impédance suffisamment faible. Tout amateur ayant un tant soit peu bricoler sait ce que peut donner un chimique en liaison ; sur l'entrée d'un prépréamplificateur de surcroît. Ce circuit a été conçu sans nul doute par un théoricien pour qui les composants passifs correspondent à l'idéal théorique. Loin s'en faut.

Le prépré HIRAGA (fig. 1) lui n'a recours à aucun condensateur de liaison en entrée, car le signal rentre sur l'émetteur d'un transistor bipolaire placé au potentiel 0 ou émetteur commun si vous préférez. Là aussi le choix d'un transistor bipolaire est sans conteste un atout de taille. La quasi-totalité des réalisations a recours à des effets de champ. Cela a de quoi surprendre lorsque l'on sait que l'atout maître de cette technologie est la très haute impédance d'entrée. Sur un prépré, c'est l'inverse qui est recherché. Bien sûr, les performances en bruit du bipolaire utilisé doivent être du plus haut niveau.

Autre astuce sur le prépré

Hiraga, le second transistor utilisé en régulateur de courant est couplé thermiquement au transistor amplificateur. Celui-ci assure une stabilité inconditionnelle au montage car il fixe le potentiel de base en relation avec les caractéristiques du transistor en fonction de la température. Donc nul risque de se retrouver avec un potentiel continu sur l'émetteur et donc aux bornes de la bobine mobile de la cellule, suivant l'état de chauffe du prépré.

En outre, ce transistor limite l'influence des fluctuations de l'alimentation. Quoique comme nous le verrons plus loin, les critères théoriques classiquement retenus ne sont pas suffisants pour définir pleinement les caractéristiques de fonctionnement réel.

Le gain du prépré Hiraga, de valeur élevée, 36 dB, constitue également un atout de taille. Bien sûr, ramener sur l'entrée du préamplificateur des pointes de plus de 100 mV peut en déranger plus d'un. Toutefois, nous pensons que nos lecteurs nous suivent, aussi ont-ils en leur possession des préamplis dont le seuil de saturation est à l'abri de tout soupçon. Quoi qu'il en soit, du point de physique, il semble évident qu'une amplification énergique des très petits signaux est la voie privilégiée pour extraire du bruit les petits signaux et sauvegarder la dynamique originale.

Divers essais ont été faits en limitant le gain. C'est facile, il suffit de faire varier la résistance de 2,2 kΩ de collecteur. Toutes les tentatives se sont soldées par des résultats inférieurs sur le plan subjectif. La résistance de collecteur fixe la pente de la droite de charge dynamique.

Dernier point pour clore ce paragraphe consacré aux particularités de ce schéma, le condensateur de sortie. C'est un handicap sans nul doute. Malheureusement, on ne peut s'en passer, il faut faire des conces-

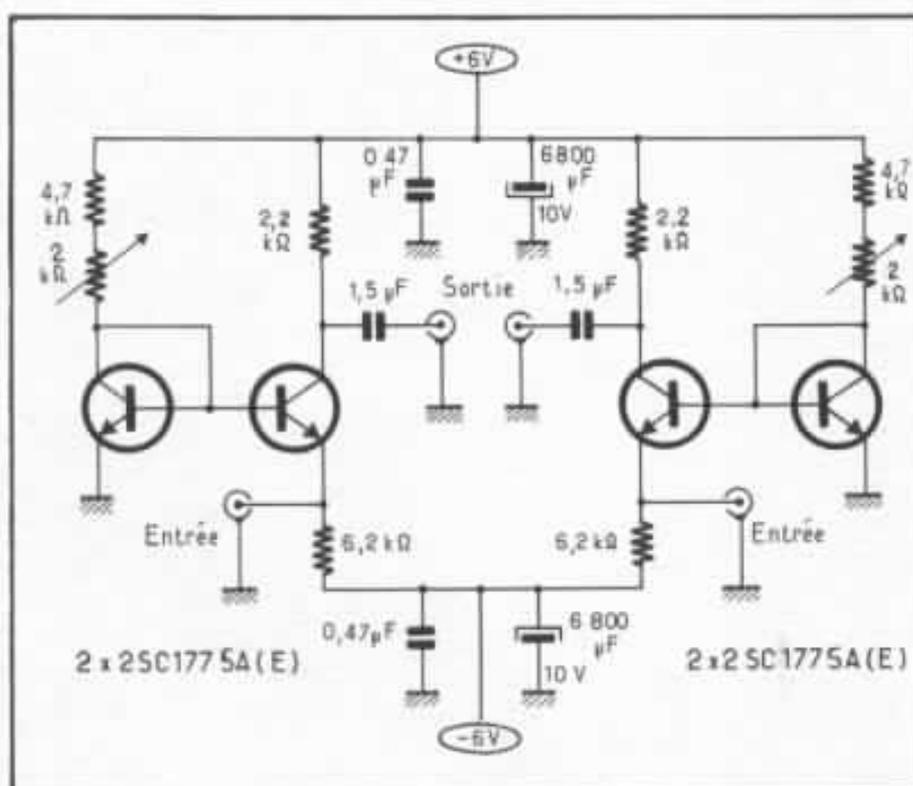
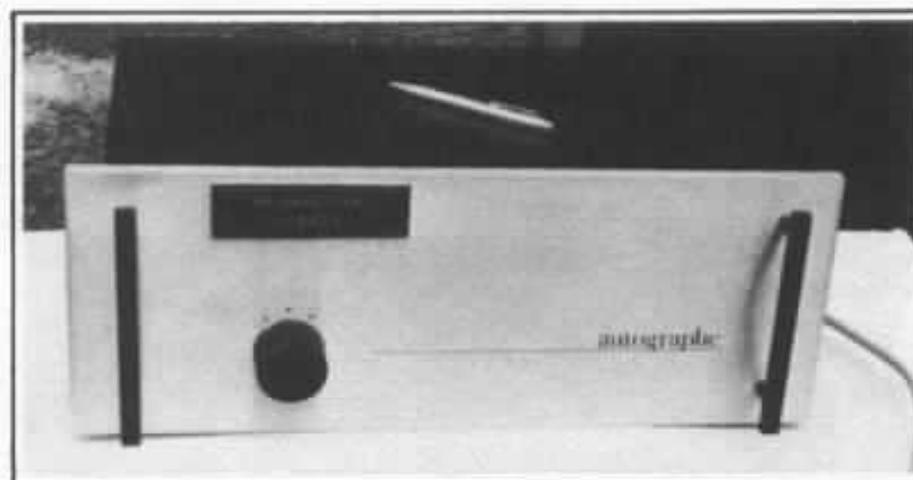


Fig. 1 : Le prépréamplificateur Hiraga dans sa version de base tel qu'il a été décrit dans les numéros 16 et 17, les deux canaux sont représentés.



L'ultime version du pré-préamplificateur Hiraga, son schéma de principe est identique à celui de la figure 1.

sions et stopper le continu. Cependant, la sortie se fait à assez haute impédance. Ce n'est pas critique, l'entrée phono d'un préamplificateur est de 47 k. Il faut toutefois veiller à la liaison prépré-préampli qui ne devra pas être trop longue ni trop capacitive. Aussi, le condensateur de liaison a une valeur relativement faible, 1,5 μF pour une coupure basse de 2 Hz, ce qui constitue une très bonne valeur. Heureusement, pour ces valeurs de capacité

on trouve désormais des produits excellents à diélectrique polycarbonate ou polypropylène décrits les détériorations apportées au signal restent du domaine « supportable ». Les plus exigeants pourront toujours se rabattre sur ce que la technologie moderne offre de mieux aujourd'hui et comme nous pourrons le voir plus loin...

2. Les performances

Les qualités du prépré Hiraga ne sont plus à démontrer, elles

fon
des
d'a
les
s'it
nir
l
sch
l'é
nit
de
pet
for
ais
et
ex
n'e
n'e
s'e
cui
réa
tou
toir
qu'
par
tio
gra
rem
E
l'éq
assi
cel
laq
ext
trô
L
Hir
ada
de l
que
Il y
brui
com
plus

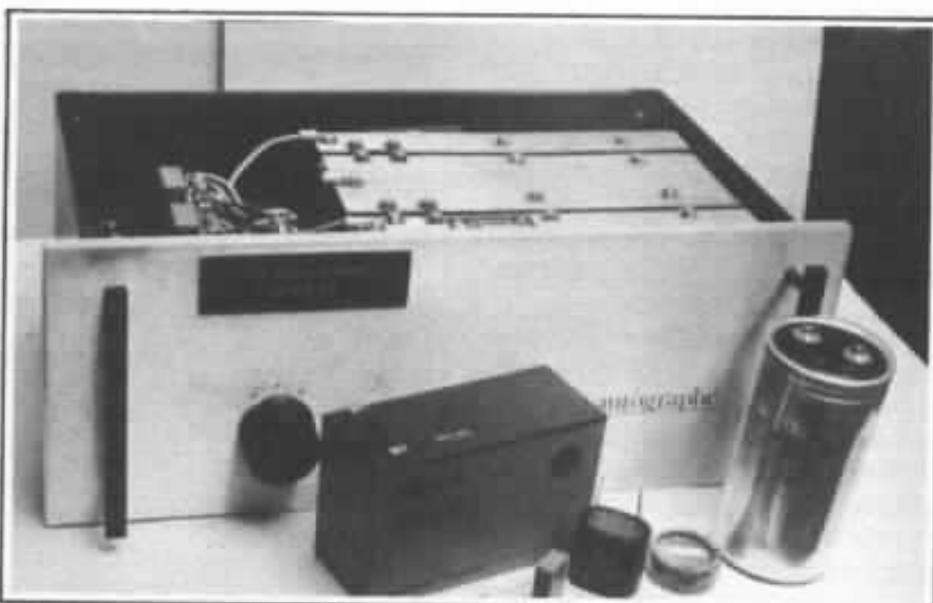
font depuis plus de trois ans et demi le bonheur de milliers d'audiophiles. Quels que soient les systèmes dans lesquels il s'intègre, les réactions sont unanimes.

Par quoi se caractérise le schéma Hiraga sur le plan de l'écoute ? Tout d'abord la définition qu'il procure est un atout de taille. Les nuances des plus petites modulations aux plus forts signaux passent avec aisance et naturel. Sa dynamique et sa linéarité dynamique sont exemplaires. Cette dynamique n'est jamais agressive, le son n'est jamais projeté. Cela s'explique par le fait que le circuit n'est pas du tout contre-réactionné et donc à l'abri de toute forme de distorsion transitoire. Cela explique également qu'il ne privilégie aucune zone particulière du spectre, la définition est manifeste de l'extrême-grave à l'extrême-aigu avec une remarquable ouverture.

Enfin, le couplage direct de l'équipage mobile de la cellule assure un asservissement idéal à celui-ci, c'est la raison pour laquelle les registres grave et extrême-grave sont si bien contrôlés.

La configuration du circuit Hiraga assure une auto-adaptation du circuit en fonction de l'impédance de la cellule puisque celle-ci est couplée en direct. Il y a toutefois des critères de bruit qui entrent en ligne de compte mais nous verrons cela plus loin.

Techniquement les performances sont à l'abri de toutes critiques. Le niveau de sortie au maximum atteint plusieurs volts du avant écrêtage, la bande passante dépasse 500 kHz à -3 dB. La réponse transitoire est difficilement mesurable, de même pour la distorsion bien que le circuit n'ait recours à aucune contre-réaction. La stabilité est excellente et les performances en bruit hors pair avec des transistors bien choisis comme nous le ver-



La version Autographe. L'alimentation et les condensateurs de liaison ont fait l'objet de développements sans compromis.

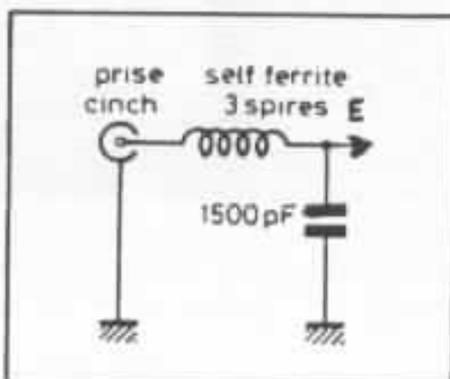


Fig. 2 : Filtre haute fréquence à placer en série sur l'entrée lorsqu'il se pose des problèmes de réception radio. La self est un modèle haute fréquence constitué de petits bâtonnets de ferrite autour duquel sont bobinées trois spires. La capacité sera un modèle au polypropylène.

rons. L'impédance d'entrée est bien évidemment liée au β des transistors pour une valeur moyenne de 250 l'impédance d'entrée est de l'ordre de 6 Ω . L'impédance de sortie enfin est de l'ordre de 2,6 k Ω .

3. Les limitations

Après avoir fait de tels éloges du schéma Hiraga, il convient pour être crédible de regarder avec lucidité ses limitations.

Le condensateur de liaison en sortie comme nous l'avons dit, doit être choisi avec le plus grand soin. C'est un point critique du montage, mais la technologie des

condensateurs actuels nous offre des solutions de qualité.

La bande passante très étendue a pour revers de ne pas atténuer les parasites haute fréquence susceptible d'être captés par le câble de liaison cellule-préampli. Un câble à blindage de haute qualité doit être utilisé. De plus, suivant l'environnement, si le problème est manifeste, il est aisé de réaliser un filtre haute fréquence placé en série sur l'entrée (fig. 2), lequel a l'avantage de ne pas limiter intrinséquement la réponse transitoire du préampli.

L'alimentation, pour des raisons bien évidente de bruit, doit s'effectuer à partir de piles ou de batteries. Il est inconcevable d'utiliser le secteur pour alimenter un tel schéma ou d'ailleurs tout autre préamplificateur. Arrivé à un taux d'ondulation, un bruit d'alimentation ainsi qu'à une réjection des parasites secteur qui en niveau soit en rapport avec l'amplitude des signaux à traiter est du domaine de l'utopie, les petits signaux délivrés par une cellule ont un niveau de l'ordre du μV .

La solution d'alimentation par pile est contraignante de par la nécessité d'avoir à ouvrir l'appareil pour effectuer le change-

ment. La pile PX 24 utilisée sur la version d'origine, outre son prix élevé, a une durée de vie qui, dans l'utilisation sur le prépré Hiraga, atteint à peine les 200 heures. Comme nous le verrons la solution des accumulateurs au plomb étanche a bien des avantages.

La version de base utilisant des transistors 2SC 1775 par ailleurs remarquables sur le plan subjectif, limite l'utilisation du prépré à des cellules d'impédance relativement élevée. Aussi les performances en bruit, critère capitale pour un préamplificateur sont-elles terriblement tributaires de la qualité des transistors utilisés.

B. Performances en bruit

1. Notions théoriques

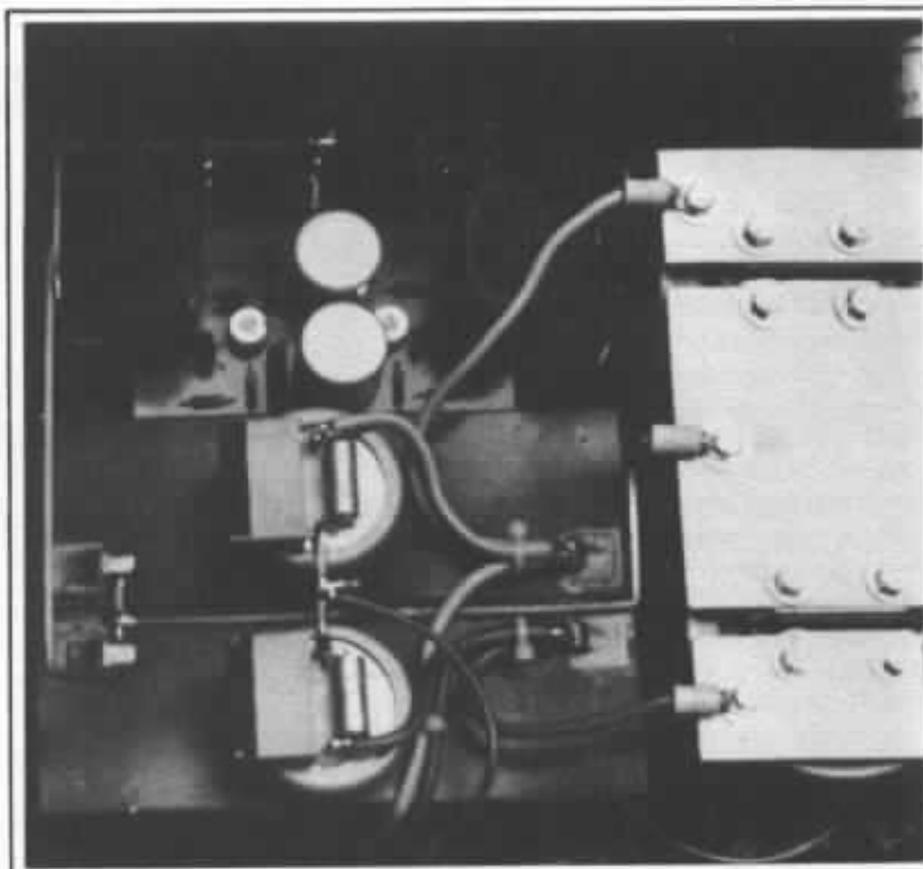
Notre propos n'est pas ici de rentrer dans le détail de l'analyse harmonique des fonctions aléatoires, outil mathématique de la compréhension des problèmes de bruit de fond. Il est important cependant de définir, le plus simplement possible, les paramètres essentiels du bruit, de sorte que le lecteur comprenne bien le pourquoi des choix qui ont été faits.

Philippe Faugeras dans le n° 21 a publié une étude sur les aspects théoriques du bruit de fond. Le lecteur désireux d'approfondir la question pourra s'y reporter.

Nous ne reprendrons dans cet article que les notions essentielles à la compréhension des performances en bruit du préamplificateur.

Dans un transistor, bipolaire ou Fet, le bruit est schématisé par deux générateurs. Un générateur de tension de bruit e_n et un générateur de courant de bruit i_n (cf. n° 21 p. 72).

Dans le cas d'un préamplificateur l'influence du générateur de tension de bruit est plus importante que celle du générateur de courant de bruit. L'explication en est simple. La



Vue de détail de l'alimentation de la version Autographe. Les performances en bruit des transistors utilisés sont telles qu'il a été nécessaire pour en tirer le bénéfice de développer une alimentation monstrueuse.

cellule à bobine mobile a une résistance interne faible, de quelques ohms à une centaine d'ohms. Cette résistance interne constitue pour le préamplificateur la résistance de source R_s . La tension de bruit apparaissant aux bornes de celle-ci sous l'effet du générateur de courant de bruit du transistor d'entrée du pré-amplificateur sera proportionnel à la valeur de la résistance R_s ($e_s = i_n R_s$). Comme R_s est faible, la contribution du générateur de courant de bruit au bruit global sera faible. Les Fet, excellents sur ce critère, par rapport aux bipolaires, ne tirent donc aucun avantage de la situation. Par contre, en termes de tension de bruit e_n , les bipolaires prennent le dessus et c'est la raison pour laquelle leur choix dans un préamplificateur ne laisse aucun doute.

Analysons à présent plus en

détail le problème du générateur de tension de bruit. Dans un transistor bipolaire, entre l'électrode, la patte de connexion, de la base B et la base réelle, physique, du semiconducteur du transistor B', il existe une résistance d'accès dénommée $r_{bb'}$ (aussi appelée résistance de surface de base). C'est une composante cruciale comme nous allons le voir. Cette résistance génère comme toute résistance un bruit thermique (terme en $4 kT r_{bb'}$, se référer à la figure 3). La caractéristique d'entrée d'un transistor dépend également d'une autre résistance que l'on appelle r_{be} , c'est la résistance existant entre la base réelle et l'émetteur du transistor. r_{be} est liée à un bruit non plus thermique mais de Shottky dépendant du courant I_c traversant le transistor (terme en

$$2 q I_c r_e^2 = 2 q I_c \left(\frac{r_{be}}{\beta}\right)^2$$

voir fig. 3).

Bruit thermique dans une résistance R

$$e_{th}^2 = 4 k T R \Delta f$$

- k : cste de Boltzmann $1,380 \cdot 10^{-23} \text{ J/}^\circ\text{K}$
- T : température absolue 300° K à la température ambiante
- Δf : bande de fréquence considérée.

Bruit de Schottky pour un courant I

$$i^2 = 2 q I \Delta f$$

- q : charge de l'électron $1,6 \cdot 10^{-19} \text{ C}$

Valeur optimale de la tension de bruit dans un transistor bipolaire

$$e_n^2 = (4 k T r_{bb'} + 2 q I_c r_e^2) \Delta f$$

- $r_{bb'}$: résistance d'accès à la base physique
- I_c : courant collecteur traversant le transistor
- r_e : résistance d'émetteur

$$r_e = \frac{1}{g_m} = \frac{r_{b'e}}{\beta}$$

où g_m : transconductance

$r_{b'e}$: résistance entre la base physique et l'émetteur

β : gain en courant ($\beta = g_m r_{b'e}$) en basse fréquence.

Fig. 3 : Définitions principales du bruit.

On voit donc que pour limiter le bruit $r_{bb'}$ devra être le plus faible possible afin de minimiser le bruit d'origine thermique dont elle est la source. De plus, β devra être le plus élevé possible. Bien sûr, suivant les transistors ce paramètre a des valeurs plus ou moins élevées mais ce n'est pas tout car β varie suivant la valeur du courant I_c traversant le transistor. Il faudra travailler à

courant suffisamment élevé pour que le bruit thermique de $r_{bb'}$ soit le seul à rentrer en ligne de compte (partie horizontale de la figure 4).

Voilà, nous avons défini les critères dominants du bruit. Le choix du transistor doit s'appuyer sur les deux notions suivantes :

- $r_{bb'}$ la plus faible possible ;
- β le plus élevé possible et donc

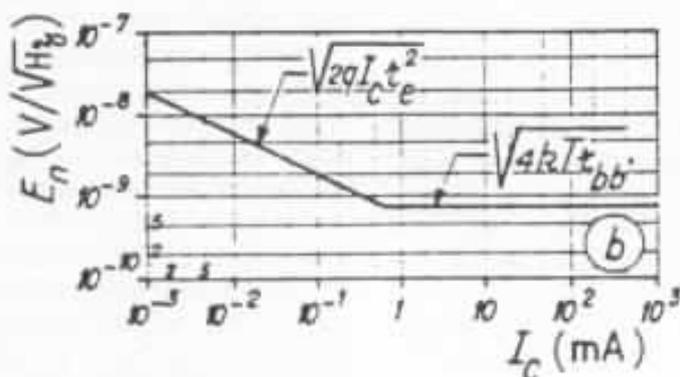


Fig. 4 : Variations de l'écart quadratique moyen de la tension de bruit à l'entrée d'un transistor bipolaire en fonction du courant collecteur. Il est clair qu'il est impératif de travailler à des courants collecteurs suffisants de l'ordre du milliampère pour se placer dans les conditions optimales c'est-à-dire sur le palier horizontal dont la limite est fixée par $r_{bb'}$. (D'après M. Savelli. Techniques de l'ingénieur).

un courant collecteur suffisamment élevé pour que l'influence du bruit lié à $r_{b'e}$ soit négligeable.

2. Le transistor 2SB 737R

Jean Hiraga fait mention, dans son article sur le pré-préamplificateur dans le n° 16 de la paire 2SB 737R/2SD 786R aux performances du plus haut niveau. Avant de les utiliser, nous avons comparé chacun de ces modèles à la version de base utilisant le 2SC 1775AE, réputé pour ses qualités subjectives. Le brochage était identique, la comparaison est simple. Avec le 2SD 786, qui est comme le 2SC 1775AE un NPN, aucune modification ne s'impose.

Toutefois avec le 2SB 737R qui, lui, est un PNB, il convient d'inverser les polarités des alimentations (fig. 5) et bien entendu, celles des condensateurs chimiques $6\ 800 \mu\text{F}/10 \text{ V}$ placés sur le circuit imprimé.

A l'écoute, nous avons préféré le 737, plus précis, plus défini que le 786.

Au vu des caractéristiques, l'explication peut se trouver au niveau de la fameuse résistance $r_{bb'}$ égale à 2Ω (typique) et 4Ω max. pour le 737 contre respectivement 4Ω et 6Ω max. pour le 786. Le bruit, avec le 737, est donc légèrement inférieur.

Sinon, le β est compris entre 120 et 560 suivant les lots et le f_T est de 100 MHz, cela pour les deux modèles.

Le 2SB 737R est donc le transistor rêvé pour le pré-préamplificateur Hiraga. Bien évidemment, le second transistor utilisée en régulateur de courant sera également un 2SB 737R car pour bien remplir son rôle, il doit avoir les mêmes caractéristiques et en particulier non-linéarités que le transistor amplificateur afin de parfaitement stabiliser l'ensemble.

Le courant collecteur, comme avec le 2SC 1775AE, est fixé à 1 mA. C'est une excellente valeur, suffisamment élevée

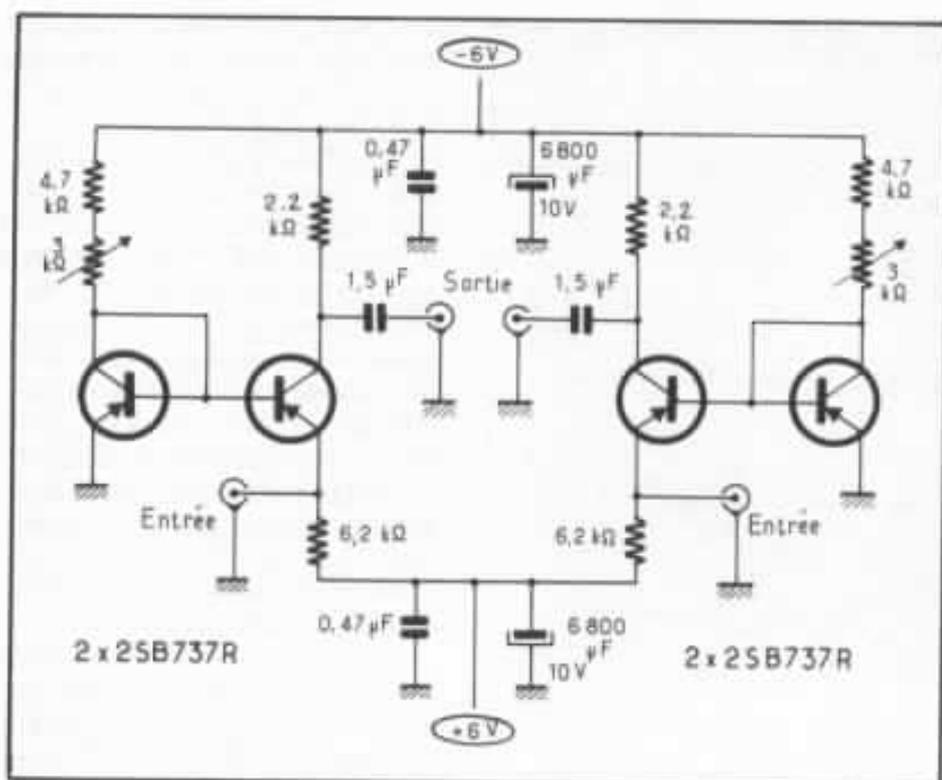


Fig. 5 : Le prépré Hiraga version 2 avec les transistors 2SB 737R. Ces transistors étant des modèles PNP, les polarités de l'alimentation par rapport à la version de base sont inversées ainsi que celles des deux chimiques de 6 800 μ F. Le courant collecteur pour chacun des deux transistors est de 1 mA. Le réglage du 0 V en entrée se fait en jouant sur les trimmers de 3 k Ω .

pour garantir des performances en bruit hors pair à la limite du mesurable (cf. article de Christian Combettes n° 27 p. 55).

Par rapport à la version de base avec le 2SC 1775AE, l'amélioration du rapport signal/bruit est plus qu'appréciable. Potentiomètre de volume à fond, il faut tendre l'oreille pour percevoir le bruit de fond de la cellule, cela sur notre système ayant un rendement de 96 dB/W/m ! Ce gain sur le bruit s'accompagne tout naturellement d'un gain en dynamique « vers le bas ». Les petits signaux sont restitués avec une précision extrême.

De plus, de par son r_{bb} ridiculement faible, le 2SB 737R rend l'adaptation du pré-préamplificateur possible même avec des cellules de 2 Ω (association impossible avec le 2SC 1775AE pour des raisons de bruit). Cette particularité alliée à la configuration propre du schéma qui relie en continu à la cellule s'auto-adapte à son impé-

dance confère une universalité quasi-totale au pré-préamplificateur Hiraga. Seules les cellules à bobine mobile à haut niveau de sortie et par là, à haute impédance (supérieure à 100 Ω) ne donneront pas des résultats optimaux. Ce n'est pas pour ce genre d'utilisation que le pré-préamplificateur a été conçu. D'ailleurs, ces cellules sont proposées pour justement se passer de prépré ou de transfos tout en profitant de l'intérêt de la bobine mobile. Malheureusement, ce n'est qu'un compromis que nous ne retenons pas pour des systèmes de haute qualité. L'adaptation d'impédance de ce type de cellule avec l'entrée phono 47 k Ω d'un préamplificateur est loin d'être optimale...

C. Les évolutions autour du circuit Hiraga

1. Les transistors 2SB 737R

Comme nous l'avons vu dans le paragraphe précédent, ces transistors apportent un « plus »

considérable. La diminution du bruit de fond s'accompagne d'un piqué de restitution accru. Cela nous a aidé à mieux cerner les influences de la qualité de condensateur de liaison de sortie d'une part et de celle de l'alimentation d'autre part.

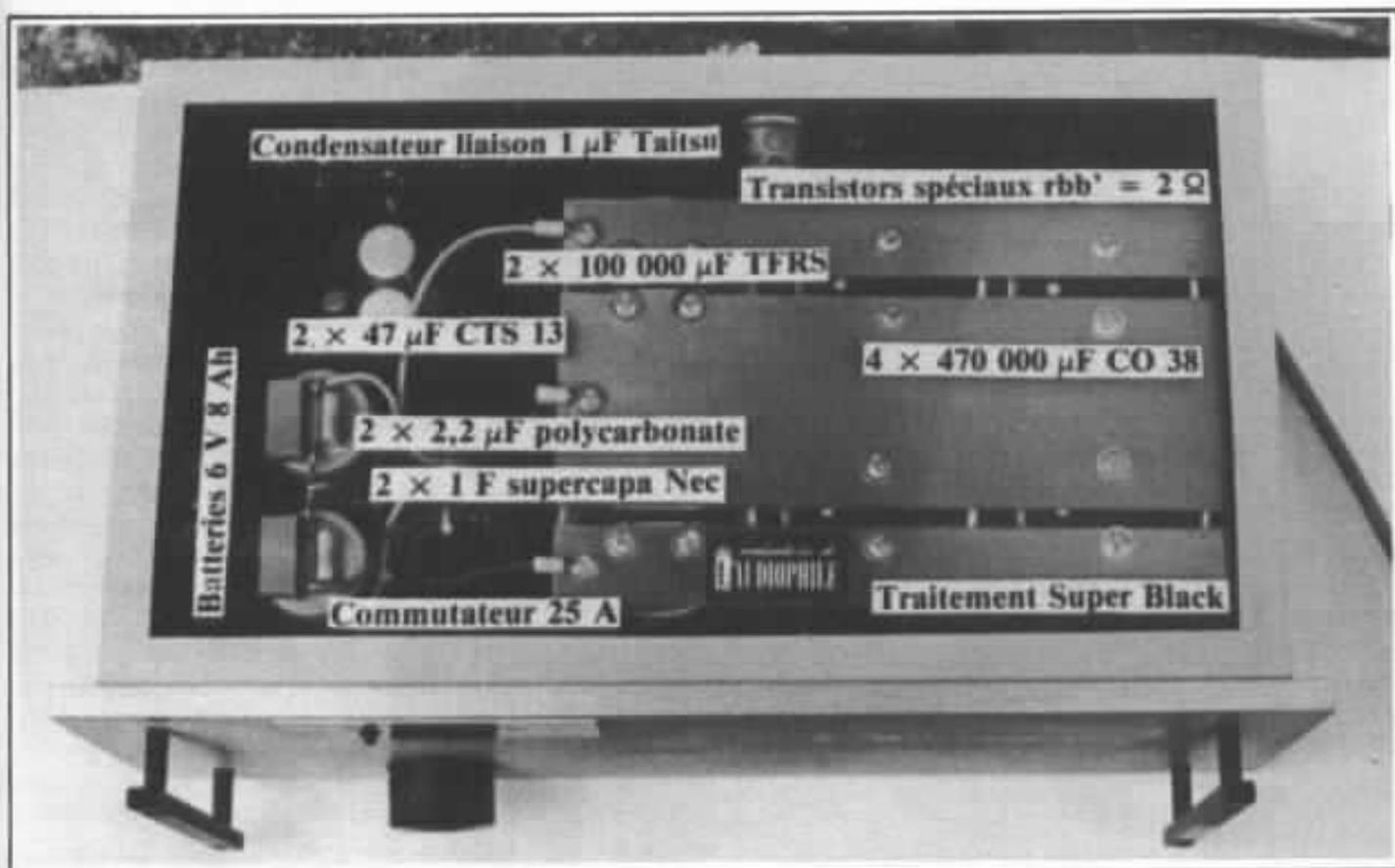
2. Le condensateur de liaison

Comme nous l'avons mentionné dans la première partie de cet article, le condensateur de liaison constitue un point critique du montage. Son choix doit se faire avec le plus grand soin.

Dans le numéro 16, Jean Hiraga recommande l'utilisation de deux 0,47 μ F/250 V PMT ITT jugés à juste titre excellents. Il est conseillé de les traiter au Superblack (vernis limitant les champs électrostatiques apparaissant sur les parties isolantes des composants). Ces condensateurs restent un très bon choix, surtout compte tenu de leur faible coût. Malheureusement, n'étant plus fabriqués, leur disponibilité devient critique.

Nous avons cherché des solutions de remplacement de qualité et peu onéreuses. Après multiples essais, nous avons opté pour une valeur un peu plus élevée de 1,5 μ F au lieu de 1 μ F constituée par l'association d'un 0,47 μ F/100 V MKS4 Wima et d'un 1 μ F polycarbonate.

Il semblerait que la valeur du condensateur de liaison soit étroitement liée à la qualité intrinsèque du condensateur du point de vue subjectif. Car, du point de vue technique, l'incidence se situe uniquement dans la fréquence de coupure basse qui passe de 3 Hz à 2 Hz... Ainsi, avec les modèles Taitso, polypropylène et armatures en cuivre rigide, nul besoin de passer à 1,5 μ . Le 1 μ Taitso procure sur le pré-préamplificateur Hiraga des résultats sans comparaison. Tous les amateurs qui ont pu faire l'essai, quel que soit la qualité de leur système, sont unanimes. Le message gagne en détails, en définition, en aisance.



Le premier prototype de la version Autographe réalisé à titre expérimental pour les Journées de la Haute Fidélité de mars 83 à l'hôtel Sofitel. Ce prototype regroupe toutes les évolutions qui ont été faites autour du circuit Hiraga.

Bref, il passe plus de choses, il y a un rideau en moins. Ceux qui douteraient encore de l'influence de qualité des condensateurs doivent faire cet essai...

3. L'alimentation

Là aussi, la configuration du schéma limite en théorie l'incidence de l'alimentation. Pourtant, qui a pu faire l'essai en remplaçant des piles de 200 mAh par des petits accumulateurs au plomb étanche de 1 Ah, a pu réaliser qu'il fallait aller au-delà des considérations théoriques élémentaires et que bien des paramètres d'importance minime a priori peuvent prendre le dessus lorsqu'un schéma est considéré sous l'angle de ses performances subjectives.

La grosse différence existant entre un accumulateur au plomb et une pile alcaline même de très bonne qualité est la capacité de réponse en courant. Un petit accumulateur un 1 Ah peut débiter en instantané jusqu'à 40 A !

Cela est lié naturellement à sa faible résistance interne de quelques centaines d'ohms en règle générale. Toutefois, cela n'explique pas tout surtout lorsque le schéma à alimenter ne consomme que quelques milliampères... Pourtant la seule explication se trouve dans la réponse transitoire de l'alimentation. En la surdimensionnant, on se garantit une capacité de réponse transitoire tout à fait exceptionnelle qui, bien naturellement, se perçoit de manière flagrante à l'écoute. Il faut comprendre que le prépré avec une fréquence de coupure très basse (c'est la seule solution pour avoir un grave d'excellente qualité) est amené à traiter des signaux infra-sonores, tels que voile ou excentrage de disque, résonance de cellule. Ces signaux ont une énergie importante et sollicitent donc l'alimentation à des fréquences extrêmement basses. Aussi, les signaux musicaux de petite amplitude

seront-ils masqués par ces onduations basse fréquence de forte énergie. Par contre, avec une alimentation « énorme » la référence de tension reste stable et permet de traiter des signaux dont l'amplitude dépasse à peine le microvolt. A ce sujet, il est possible de proposer au lecteur une analogie qui lui fera mieux comprendre le problème. Lorsqu'on veut effectuer la pesée de très faible masse, il est nécessaire d'avoir recours à des socles de balance d'une inertie colossale. Plus la masse à peser sera faible et plus le socle de balance devra être lourd. Pour un prépréamplificateur c'est à peu près le même paradoxe.

A titre expérimental, nous nous sommes amusés à pousser très loin l'alimentation de sorte à mieux quantifier les divers paramètres. Nous en sommes arrivés au « délire » que constitue la version autographe brièvement présentée dans le n° 28 dans la

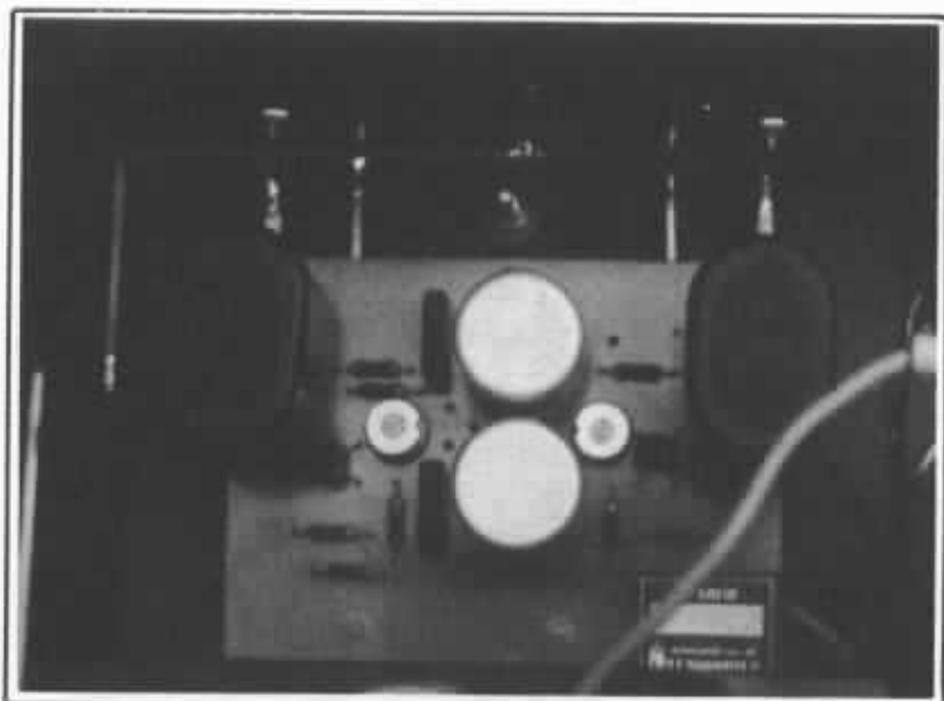


Fig. 6 : Détail de connexion des masses et des entrées-sorties sur le circuit imprimé de la version Autographe. Des barres de cuivre rigides sont utilisées.

rubrique « On en parle ». A la demande de nombreux lecteurs, nous allons vous donner plus d'informations sur cette super-version.

D. La version Autographe

1. Le circuit imprimé

De dimensions sans commune mesure avec la version de base, le prépré Autographe utilise cependant le même circuit imprimé. Tous les composants sont identiques à l'exception des condensateurs de liaison qui sont des Taitsu Hi-Lambda $1 \mu\text{F}$. Les pistes du circuit sont « armées » par de la petite barre de cuivre afin de combattre toute résistance parasite indésirable. Les résistances à film de tantale et les condensateurs de découplage des deux chimiques sont traités au Superblack.

Les connexions entrées-sorties s'effectuent par de la barre de cuivre de section carrée (fig. 6). Le raccord des masses des Cinch ainsi que celles de l'alimentation utilisent les mêmes barres de cuivre. Le châssis est raccordée à la masse générale au point central

se situant entre les prises Cinch d'entrée.

2. L'alimentation

Mieux que tout commentaire, nous vous donnons en fig. 7 le schéma général. Rien de très particulier si ce n'est que cette alimentation est poussée à l'extrême. Deux batteries de 6 V 8 Ah fournissent l'énergie. Ce sont des batteries au plomb étanche à très faible résistance interne. Vient ensuite un réservoir d'énergie constitué par $6 \times 400\,000 \mu\text{F}$ 10 V à faible résistance série. Le lecteur peut se poser la question de savoir pourquoi il est nécessaire d'utiliser de telles capacités chimiques lorsqu'on travaille sur batterie et où il n'y a pas de problèmes de filtrage d'ondulations. La raison en est simple. On n'a pas encore trouvé mieux que les chimiques pour constituer des réservoirs d'énergie à très basse impédance.

Une très bonne batterie a une résistance interne qui est supérieure de plus d'une dizaine de fois de celle d'un bon chimique.

En outre, une batterie en tant que générateur est le siège de phénomènes chimiques inhérents à son principe qui sont à l'origine de fluctuations, de bruit aléatoires. Bien que de niveau extraordinairement faible, il faut penser à tout lorsque l'on veut traiter des signaux d'aussi faible niveau que ceux que nous délivre la cellule dans de bonnes conditions. Point capital : les connexions, des chimiques en particulier. La seule solution valable est d'utiliser des plaques de cuivre de forte épaisseur, les bornes des condensateurs, même neufs, devront être minutieusement nettoyées, passées à la toile émeri très fine et enduites d'Electrolube (huile conductrice), les plaques de cuivre subissent le même traitement, des rondelles éventail sont montées sur les vis de fixation et mordent dans le cuivre.

Deux Supercapas de 1 F sont utilisées sur chacune des polarités de l'alimentation (voir L'Audiophile n° 29, l'article consacré à cette technologie). Elles jouent un rôle de « volant d'inertie » et lissent la réponse globale de l'alimentation.

Pour compenser la remontée selfique en haute fréquence des capacités chimiques, il est utilisé sur chacune des polarités un condensateur de $47 \mu\text{F}$ CTS 13 au tantale solide en parallèle avec un $2,2 \mu\text{F}$ polycarbonate Ero.

Un commutateur de très gros ampérage (risque d'arc à la mise sous tension compte tenu de l'énorme charge capacitive) permet de mettre le circuit sous tension et de l'arrêter. Sa troisième position est utilisée pour la charge des batteries. Charge qui s'effectuera naturellement en dehors des écoutes. Il est d'ailleurs conseillé de débrancher le secteur qui alimente le chargeur lors de l'écoute. De toutes les manières, compte tenu de la capacité des batteries, l'autonomie entre chaque charge est de plusieurs mois.

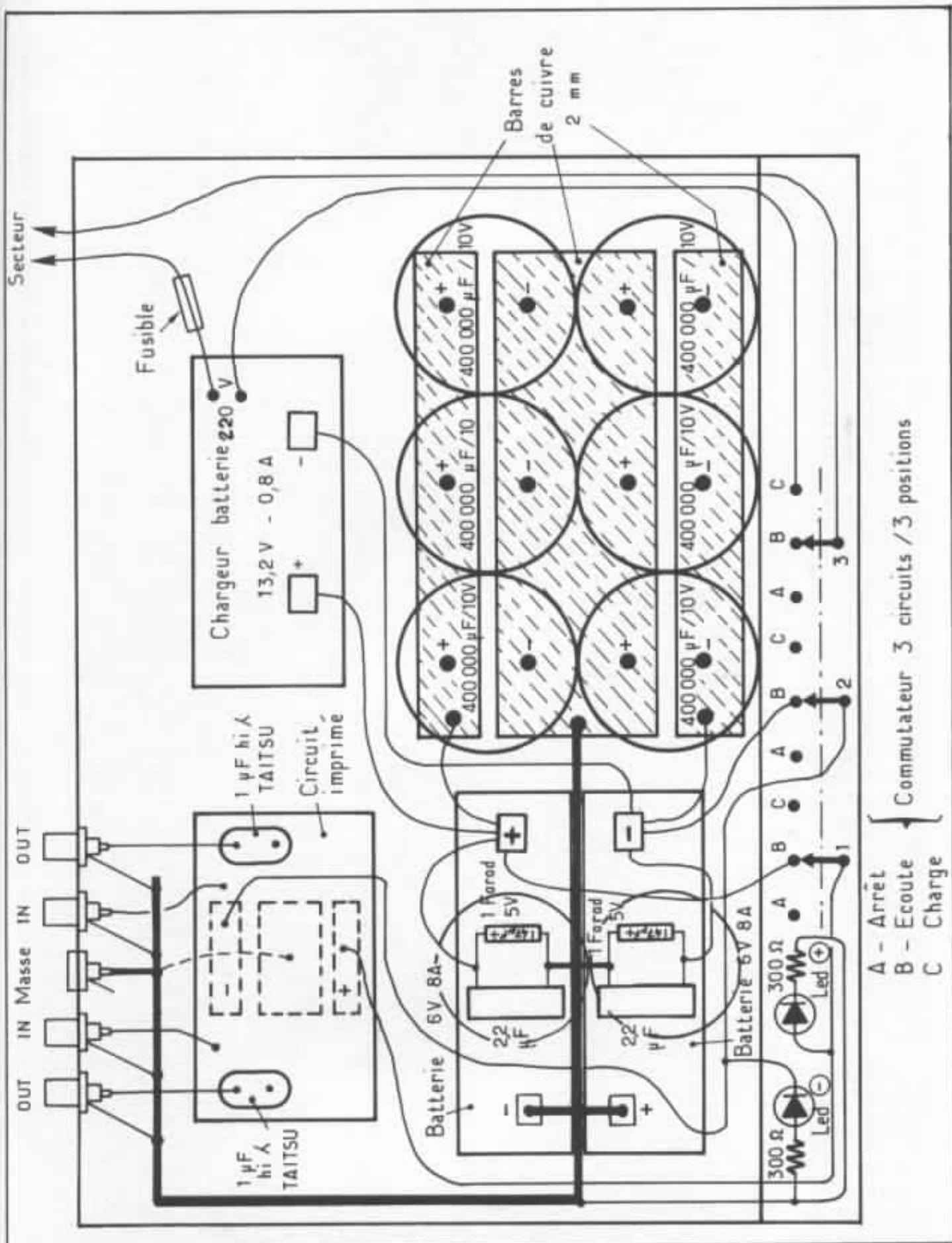


Fig. 7 : Schéma de l'alimentation de la version Autographe.

**Page non
disponible**

L'étage de sortie de l'amplificateur

2^e partie : une simulation sur ordinateur

Héphaïstos

Voici la suite de notre étude de l'étage de sortie de l'amplificateur de puissance. Rappelons que cette étude s'inscrit dans une étude plus vaste qui vise à définir et à réaliser un amplificateur de puissance expérimental qui nous aide à mieux comprendre les conséquences subjectives des défauts et des qualités électriques des circuits utilisés. Dans le premier article consacré à l'étage de sortie (L'Audiophile n° 29), nous avons abordé le côté théorique de la question et examiné différentes solutions déjà connues. Dans celui-ci, nous recherchons à l'aide de l'ordinateur des solutions et leurs réglages propres à satisfaire les qualités théoriques que nous avons définies.

Lorsque nous avons commencé notre simulation sur ordinateur, nous ne pensions pas lui consacrer un article complet, mais cet outil de conception s'est révélé si puissant et si fécond et les résultats obtenus si passionnants (même si, après coup, le calcul rend certains de ces résultats évidents) que ceux-ci méritent un exposé complet. En effet, la CAO (Conception Assistée par Ordinateur) est une nouvelle technique qui est de plus en plus utilisée dans les techniques de pointe. Elle prend place entre l'étude purement théorique et

l'étude expérimentale : comme on le verra dans cet exposé, elle prend le relais de l'étude théorique lorsque celle-ci conduit à des calculs inextricables qu'il n'est plus possible de maîtriser à la main. Elle permet des expérimentations fictives dans lesquelles des modèles mathématiques plus ou moins précis simulent une réalité moins complexe que celle de l'expérimentation réelle et dans laquelle on peut étudier simplement l'influence des différents paramètres. Car ceux-ci se maîtrisent alors aisément, indépendamment les uns des autres,

ce qui n'est pas toujours possible dans l'expérimentation réelle. Dans le cas qui nous intéresse (la simulation de circuits électroniques) la CAO ne permet pas de se passer de l'expérimentation réelle, à cause de l'imperfection des modèles mathématiques qui ne peuvent pas reproduire la réalité de façon absolue : même dans les industries électroniques de pointe (circuits intégrés ou circuits très haute fréquence, par exemple) où la CAO a pris une telle importance qu'elle est devenue indispensable pour toute nouvelle étude, et où on a déve-

loppé des programmes de simulation très puissants cette simulation ne se substitue pas à l'expérimentation réelle, mais doit être validée par celle-ci qu'elle a préparée et qu'elle aide à mieux comprendre. La CAO permet ainsi de réduire les délais et les coûts d'étude. Elle rend possible certaines études présentant un caractère systématique. C'est cette possibilité d'étude systématique que j'ai voulu utiliser dans cette application de la CAO aux problèmes des audiophiles.

Rappels

Dans l'étude de notre amplificateur de puissance, il y a deux règles qui nous guident pour la conception des différents circuits : linéarité et fonctionnement apériodique. Les circuits doivent avoir un fonctionnement linéaire, c'est-à-dire que les phénomènes électriques qui interviennent dans ceux-ci doivent être régis par des relations linéaires (par exemple : $U = a.I + b$). Les circuits doivent avoir un comportement apériodique, c'est-à-dire que leur comportement doit être indépendant du temps. Comme ce n'est pas physiquement possible, cette exigence est limitée aux signaux de la bande audio (20 - 20 000 Hz).

Pour ce qui est de l'étage de sortie, celui-ci se doit donc d'être linéaire et apériodique. Sa caractéristique essentielle : son impédance de sortie (l'impédance de sortie de l'amplificateur en boucle ouverte) est donc aussi linéaire ($\frac{dv_{out}}{di_{out}} = \text{constante}$) et apériodique. Pour le moment, nous visons à minimiser cette impédance de sortie.

La structure la plus simple pour l'étage de sortie est celle de la figure n° 1 : deux sources de courant élémentaires fournissent les deux polarités du courant de sortie :

$$I_{out} = I_+ - I_-$$

Au terme de l'étude théorique

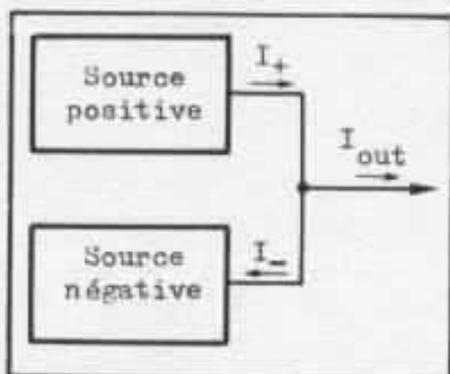


Fig. 1 : Circuit de sortie.

(voir L'Audiophile n° 29 pour les détails de cette étude), nous avons retenu deux solutions qui nous semblaient satisfaisantes sur le plan théorique :

- Tout d'abord la classe A classique dans laquelle les deux sources de courant sont linéaires et fournissent au repos ($I_{out} = 0$) un courant au moins égal à la moitié du courant de sortie maximum (cf. figure n° 2). C'est une solution bien connue et son seul défaut est également bien connu : le rendement des montages utilisant cette solution est mauvais. Celui-ci et la technologie limite la puissance que peuvent fournir ces montages.

- L'autre solution préconisée est une classe A au meilleur rendement : les deux sources de courants ne sont plus linéaires (cf. figure n° 2). Et si elles fournissent du courant en permanence,

le courant de repos est bien plus faible que pour la classe A classique ; le rendement est alors plus acceptable. L'impédance de sortie doit malgré tout rester linéaire, cette linéarité est obtenue lors de la mise en parallèle des impédances des deux sources parce que leurs non-linéarités sont exactement complémentaires.

Obtenir un fonctionnement linéaire satisfaisant (pour le rendement) en combinant des non-linéarités est contraire à notre règle qui veut que c'est en associant des circuits les plus linéaires possibles qu'on a le plus de chances d'obtenir un fonctionnement global le plus linéaire. Jouer ainsi avec les non-linéarités me fait l'effet de pactiser avec le diable, il conviendra d'être très vigilant pour ne pas être victime des non-linéarités que l'on utilisera.

Pour réaliser cette classe A efficace, trois schémas de principe ont été envisagés (cf. figure n° 3). La première solution utilise comme source élémentaire un amplificateur de gain 1 en série avec un réseau non-linéaire ; l'amplificateur est le plus linéaire possible de façon à bien maîtriser le comportement global du montage.

La deuxième solution utilise

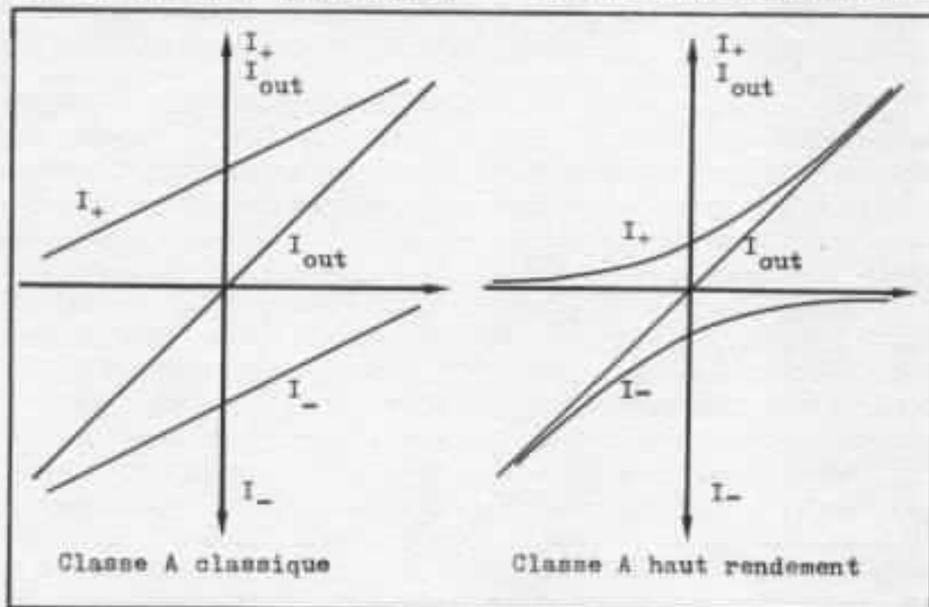


Fig. 2 : Allure des formes de courants recherchés.

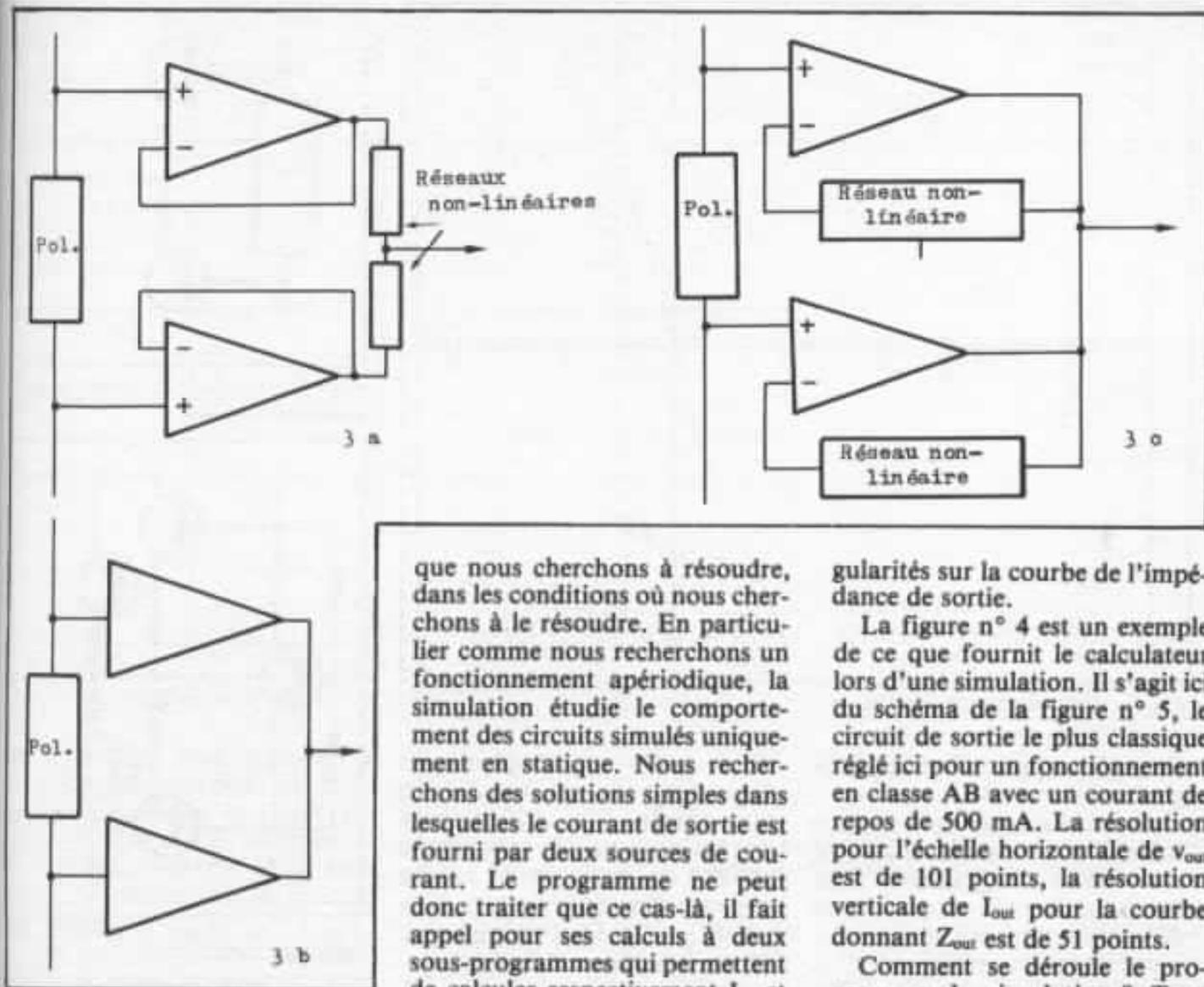


Fig. 3 : Les trois schémas de base.

que nous cherchons à résoudre, dans les conditions où nous cherchons à le résoudre. En particulier comme nous recherchons un fonctionnement apériodique, la simulation étudie le comportement des circuits simulés uniquement en statique. Nous recherchons des solutions simples dans lesquelles le courant de sortie est fourni par deux sources de courant. Le programme ne peut donc traiter que ce cas-là, il fait appel pour ses calculs à deux sous-programmes qui permettent de calculer respectivement I_+ et I_- en fonction de v_{out} .

Pour cette simulation nous avons utilisé un petit calculateur scientifique individuel. Bien que sa puissance de calcul soit déjà très importante (l'équivalent d'un gros ordinateur d'il y a vingt ans) il nous a fallu choisir un compromis entre la finesse des calculs et la durée d'exécution du programme, car le calcul de courbes, point par point, avec à chaque fois la résolution d'équations non-linéaires qu'il faut résoudre par approximations successives, représente beaucoup de calculs. Dans le compromis retenu, chaque graphique nécessite plusieurs millions de calculs et la précision est suffisante pour que les erreurs ne se traduisent que par quelques irrégularités sur la courbe de l'impédance de sortie.

La figure n° 4 est un exemple de ce que fournit le calculateur lors d'une simulation. Il s'agit ici du schéma de la figure n° 5, le circuit de sortie le plus classique réglé ici pour un fonctionnement en classe AB avec un courant de repos de 500 mA. La résolution pour l'échelle horizontale de v_{out} est de 101 points, la résolution verticale de I_{out} pour la courbe donnant Z_{out} est de 51 points.

Comment se déroule le programme de simulation ? Tout d'abord il faut intégrer au logiciel les équations qui lient I_+ et I_- à v_{out} . Puis on peut lancer le programme, il faut alors lui préciser les paramètres liés aux équations de I_+ et de I_- , la valeur de la polarisation V_p ou le courant de repos, ainsi que la valeur maximale de I_{out} . Le calculateur détermine alors l'échelle des v_{out} qui permet d'atteindre cette valeur de I_{out} ; puis il calcule I_+ et I_- pour des valeurs de v_{out} régulièrement espacées sur cette échelle. Il obtient alors I_{out} ; $Z_{out}(I_{out})$ est alors déduit de la courbe de I_{out} en fonction de v_{out} . Une fois que tous ces résultats ont été obtenus, il ne reste plus qu'à faire tracer les courbes des résultats, par le calculateur sur une table traçante.

au contraire des amplificateurs non-linéaires : la non-linéarité recherchée est justement celle de la fonction de transfert de ces amplificateurs.

Dans la troisième solution, la non-linéarité est due au réseau de contre-réaction qui reboucle un amplificateur linéaire. Dans toutes ces solutions, il faut bien prendre garde à circonscrire la non-linéarité à l'endroit nécessaire et la pourchasser dans le reste du circuit, sinon on risque de ne pas pouvoir dompter la non-linéarité.

Présentation du programme
Le programme développé limite ses ambitions au problème

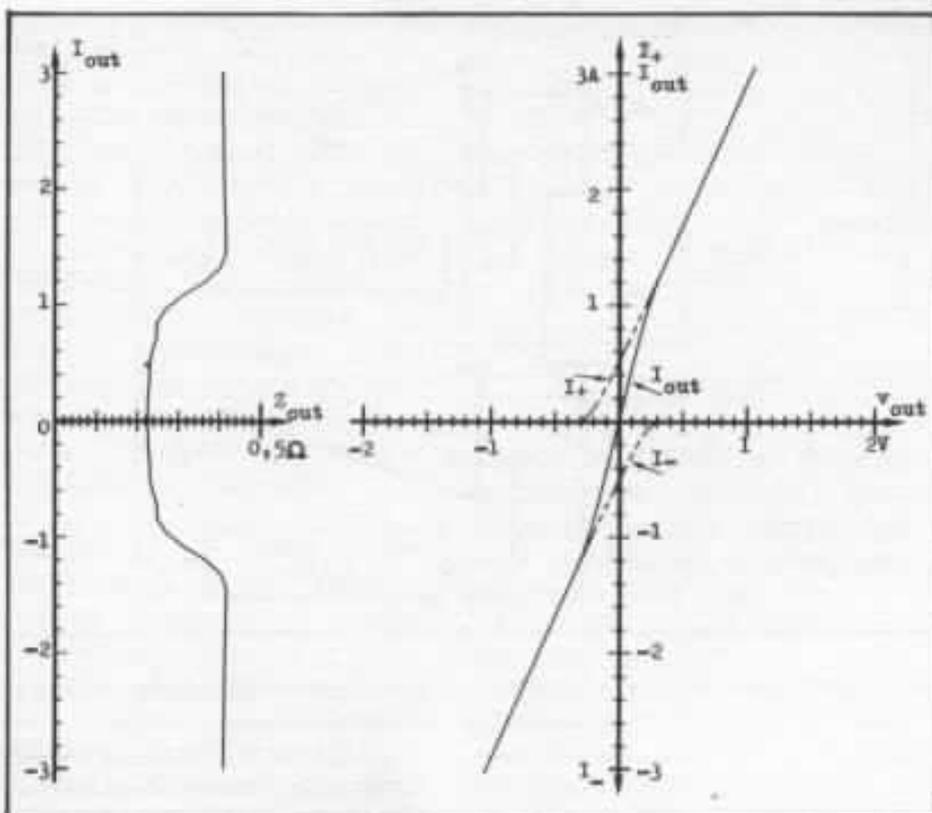


Fig. 4 : Exemple de simulation.

Première application du programme

Avant d'étudier de nouveaux circuits pour l'étage de sortie, avec notre programme, nous avons voulu voir ce qu'il disait du circuit de sortie le plus courant : celui de la figure n° 6. Pour le simuler nous avons introduit dans le programme les équations du schéma de la figure

n° 5 qui a un comportement identique mais qui est un peu plus simple. Les résultats sont très intéressants : ils montrent la validité du programme, car on retrouve des résultats bien connus et qui illustrent bien les limites de la solution classique.

Il faut surtout retenir des différentes simulations effectuées sur la solution classique les évolutions

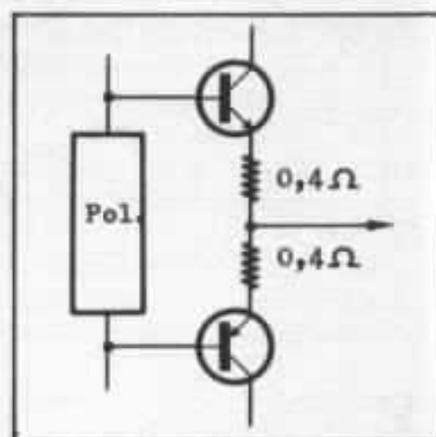


Fig. 5 : Schéma de principe de la solution classique.

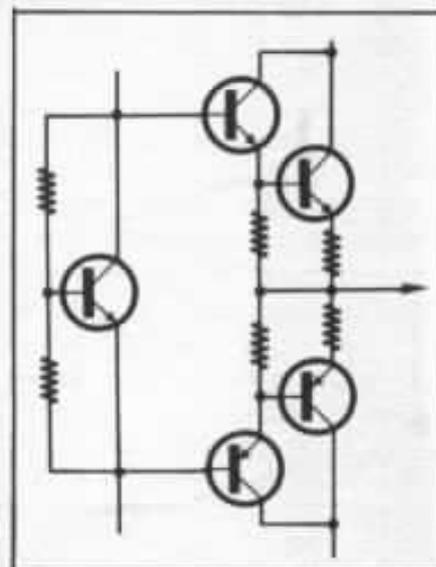


Fig. 6 : Le circuit de sortie le plus classique.

de la courbe d'impédance de sortie en fonction de la polarisation. Sur les figures nos 7 et 8 nous voyons cette évolution pour un courant de sortie de ± 3 A pour des résistances d'émetteur de $0,4 \Omega$.

Pour la figure n° 7 on voit cette évolution pour différentes valeurs du courant de repos (de 50 mA à 500 mA). Cela correspond à ce qui se passe lors du réglage de la polarisation de cet étage de sortie qui se fait souvent en mesurant le courant de repos.

Mais comme la commande se fait en réalité en tension, la figure n° 8 montre cette évolution quand la tension de polarisation varie (de 1,2 V à 3 V). On y voit bien le passage de la classe B à la classe A en passant par la classe AB, et on y retrouve de

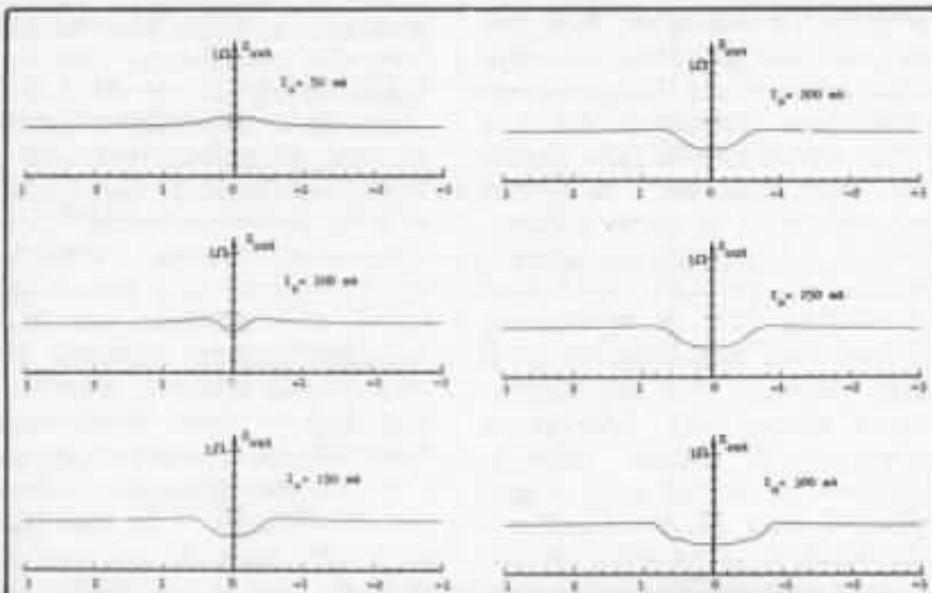


Fig. 7 : Evolution de Z_{out} pour le montage classique quand I_0 varie.

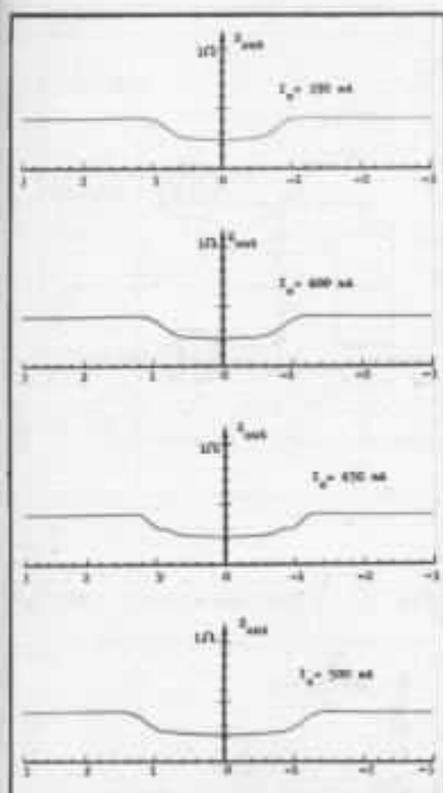


Fig. 7 bis : Suite de la figure 7.

résultats déjà bien connus : la linéarité de sortie de la classe A, les problèmes de la classe B ; pour la classe AB, la linéarité aux faibles courants et les accidents de linéarité lors du passage en classe B.

On peut rechercher un optimum de linéarité pour un courant de repos faible. C'est ce qui a été fait sur la figure n° 9 qui est un agrandissement des variations

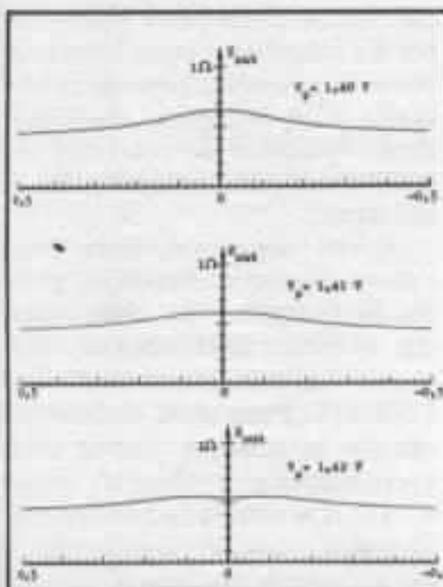


Fig. 9 : Recherche de l'optimum du circuit classique en classe AB.

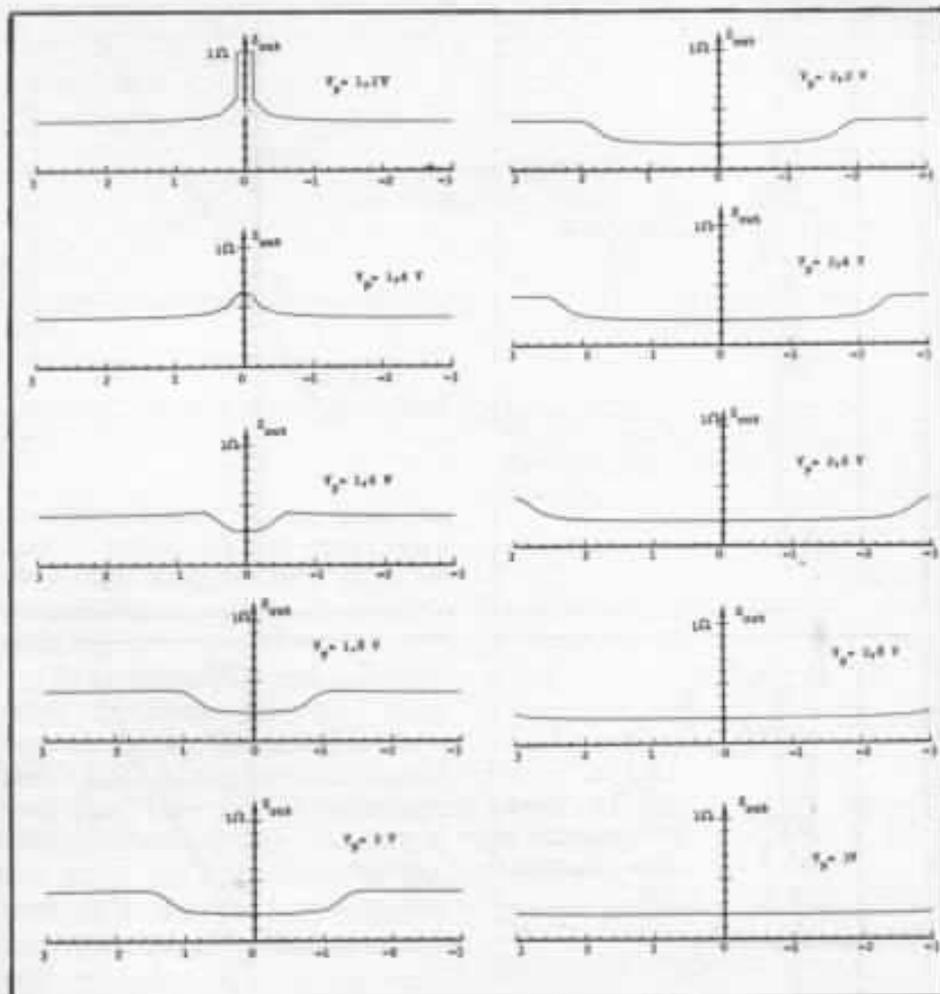


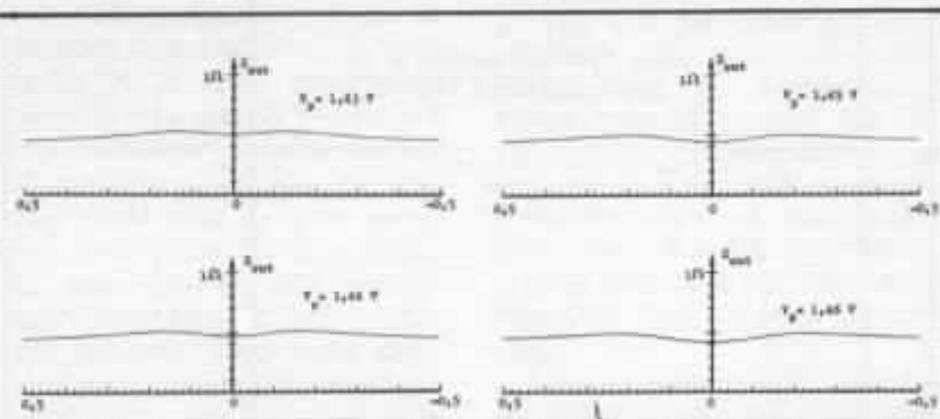
Fig. 8 : Evolution de Z_{out} pour le montage classique quand V_p varie.

de la figure n° 8 (I_{out} varie de +500 mA à -500 mA, la tension de polarisation est échantillonnée tous les 10 mV). Cet optimum situé aux environs de 1,45 V de tension de polarisation pour le montage simulé (figure n° 10).

Cela explique pourquoi si on cherche à régler la polarisation d'un tel montage avec un distor-

siomètre, pour un faible signal avec l'étage de sortie chargé par une charge résistive (méthode déjà plus élaborée que le réglage à l'ampèremètre), on obtient une courbe de distorsion en fonction de la polarisation qui a l'aspect de la figure n° 11.

Cet optimum est malheureusement délicat à maintenir à cause des problèmes thermiques. Sur la



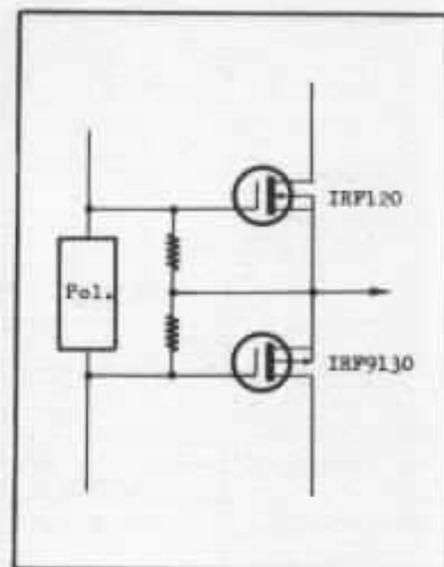
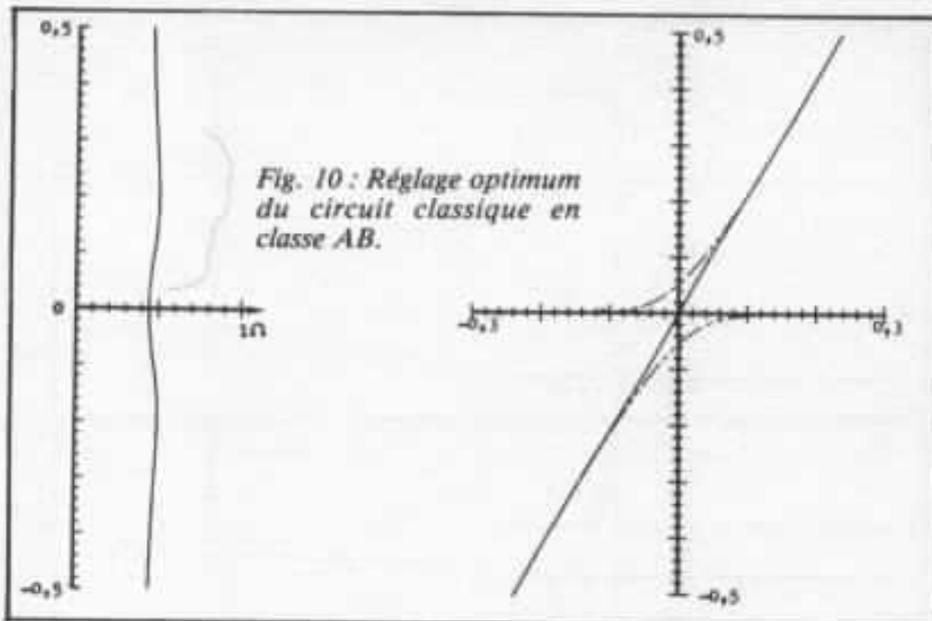


Fig. 13 : Etage de sortie à VMOS.

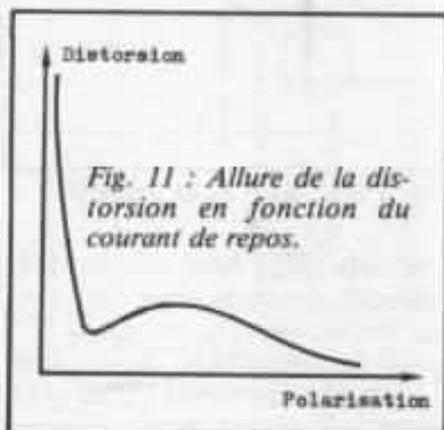
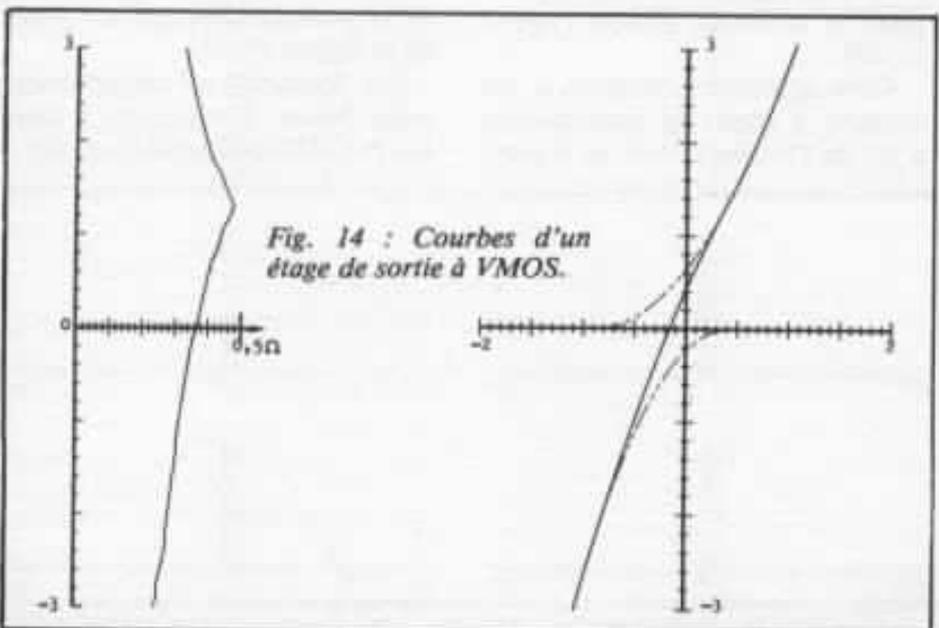
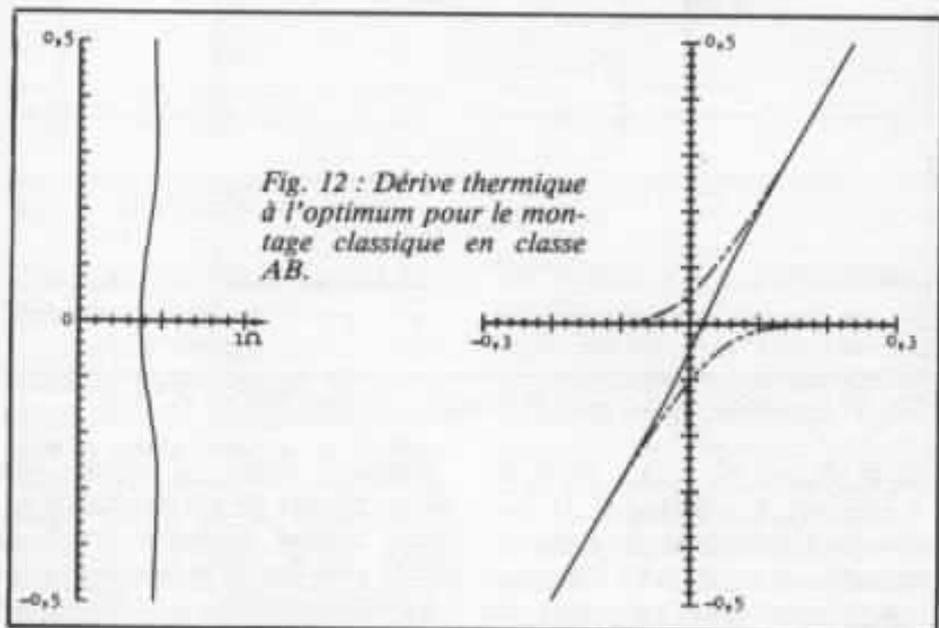


figure n° 12, on voit l'effet de l'élévation de 20° du transistor PNP. La courbe d'impédance de sortie est modifiée, et surtout la tension de sortie se décadre de 18 mV. Un échauffement de 20° est peu de chose pour un transistor de puissance, aussi les transistors thermiques sont-ils redoutables pour le réglage théoriquement optimum de cet étage qui n'est donc pas utilisable dans la pratique.

Ayant ainsi retrouvé pour l'étage de sortie classique, grâce au programme de simulation, des résultats déjà connus, nous avons voulu examiner la solution à VMOS. Pour cela nous avons retenu le schéma publié dans L'Audiophile n° 24 (cf. figure n° 13). La simulation montre les fâcheuses conséquences de la non-symétrie des deux transistors (figure n° 14).



Fig

Fi
d'

D
li

les
ne
au
ne
dé
au
les
tr
ap
li
et
—
li
co
ph
qu
m
sa
—
du
ve
bl

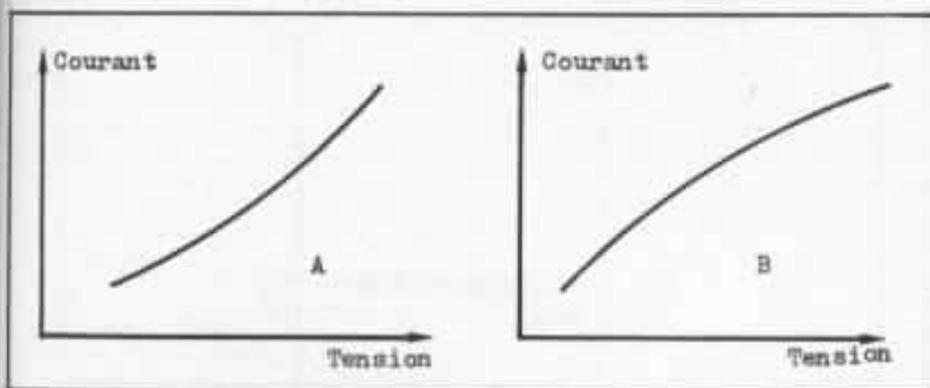


Fig. 15 : Les deux possibilités de non-linéarité.

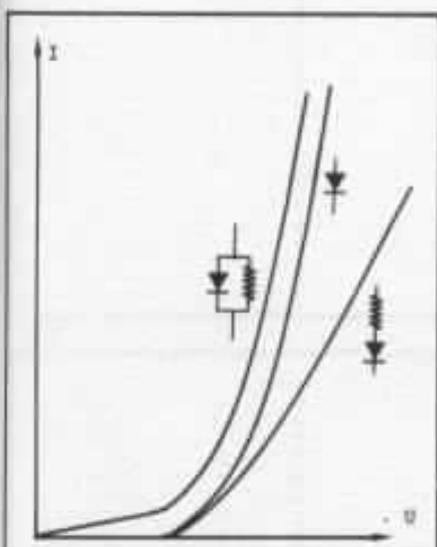


Fig. 16 : Tentatives d'ajustement d'une diode.

Du bon usage de la non-linéarité

Pour notre application, quelles sont les non-linéarités que nous pouvons utiliser ? Pour un audiophile habitué à traquer les non-linéarités, ce choix est moins déroutant qu'il pourrait paraître au premier abord. En effet, dans les deux cas, il faut bien connaître ces non-linéarités. Pour notre application il faut des non-linéarités connues, contrôlables et apériodiques :

- connues : la relation non-linéaire entre une tension et un courant doit correspondre à un phénomène physique bien expliqué et pour lequel on possède un modèle mathématique satisfaisant ;

- contrôlables : les paramètres du modèle mathématiques doivent être immuables ou ajustables ;

- apériodiques : il ne faut pas que le temps ou des constantes de temps interviennent dans les phénomènes produisant la non-linéarité.

Les semiconducteurs peuvent, sous certaines réserves, nous fournir les non-linéarités souhaitées : Les phénomènes physiques sont assez bien connus (attention toutefois aux effets parasites). On peut les incorporer à des montages où la non-linéarité peut être ajustée dans une certaine mesure, et il existe des composants avec de grandes bandes passantes et de faibles capacités, pour lesquels on peut considérer que le fonctionnement est apériodique dans la bande audio.

Pour les non-linéarités douces que nous pouvons utiliser, il y a deux possibilités : soit une conductance (ou une transconductance) qui croît avec le courant et la tension (figure N° 15 a), soit une conductance (ou une transconductance) décroissante (figure n° 15 b).

Je distinguerais deux types de réponses non-linéaires : le type dipôle et le type quadripôle. Parmi le type dipôle, l'élément à semiconducteur le plus connu, est la diode à jonction qui présente aussi bien en direct qu'en inverse (effet Zener et avalanche) des non-linéarités de conductance croissante. C'est intéressant, mais elle a du mal à satisfaire notre critère d'ajustabilité, même si des résistances en série ou en parallèle, permettent de modifier un peu sa courbe

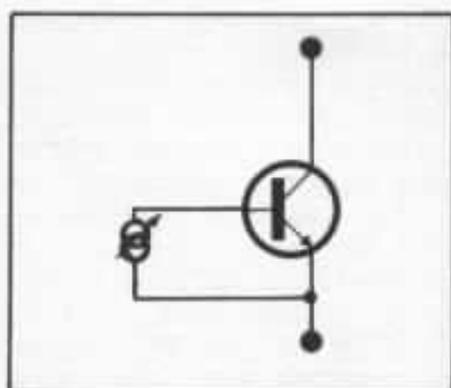


Fig. 17 : Dipôle non linéaire à conductance décroissante.

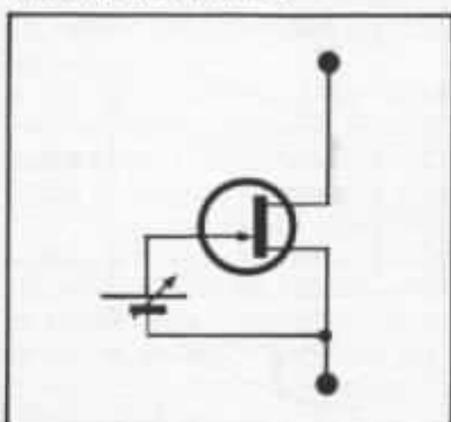


Fig. 18 : Dipôle non linéaire à conductance décroissante.

courant-tension (voir la figure n° 16).

Pour obtenir un dipôle présentant une non-linéarité de conductance décroissante, il faut utiliser un élément amplificateur ; on peut prendre un transistor bipolaire alimenté par un courant de base constant, que l'on utilisera entre collecteur et émetteur (cf figure n° 17) ; ou encore, un transistor à effet de champ entre source et drain avec une tension de commande fixe (cf figure n° 18). Les non-linéarités ainsi obtenues sont malheureusement sensibles à la température ; l'échauffement produit par les courants peut même, dans le cas du transistor bipolaire, conduire à des instabilités de caractéristiques (dans le cas le plus grave, cela va jusqu'à la destruction du transistor par seconde avalanche).

Pour le quadripôle à transconductance croissante, nous pouvons utiliser un transistor bipolaire (I_c par rapport à V_{be}) ou un

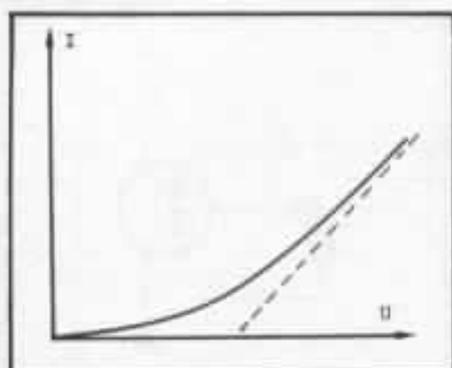


Fig. 19 : Courbe tension-courant recherchée.

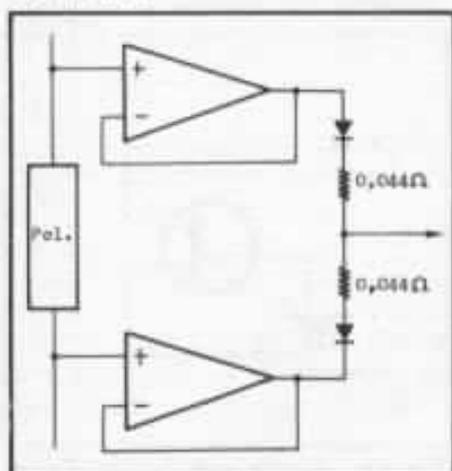


Fig. 22 : Première solution.

transistor à effet de champ (I_d par rapport à V_{gs}).

Je ne connais pas d'exemple simple de quadripôle à transconductance décroissante. Pour en obtenir, il faut combiner dipôle à conductance croissante et élément amplificateur linéaire.

Première solution

La première solution préconisée utilise un réseau non-linéaire en série, avec un amplificateur de gain + 1 (cf figure n° 3a) ; pour celle-ci, il nous faut un dipôle non-linéaire avec une caractéristique ayant l'allure de la figure n° 19, c'est-à-dire à conductance croissante. Un moyen évident d'obtenir cette caractéristique est l'emploi de diode à jonction ; sa caractéristique est donnée par :

$$I = I_s (e^{\frac{qV}{kT}} - 1)$$

Une première simulation faite avec deux diodes seules, identi-

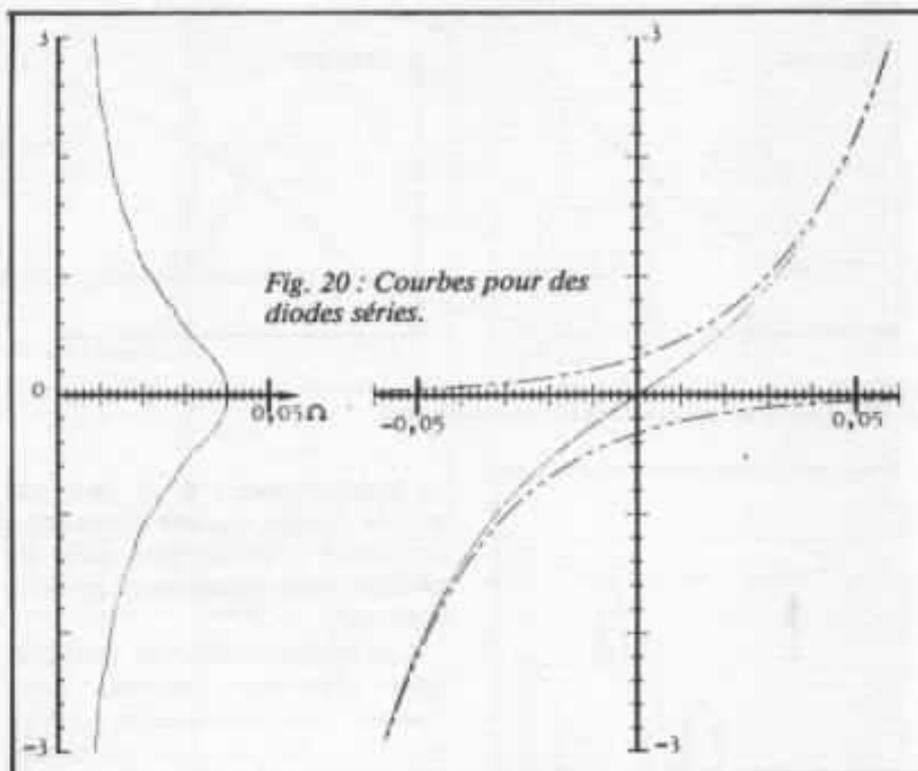


Fig. 20 : Courbes pour des diodes séries.

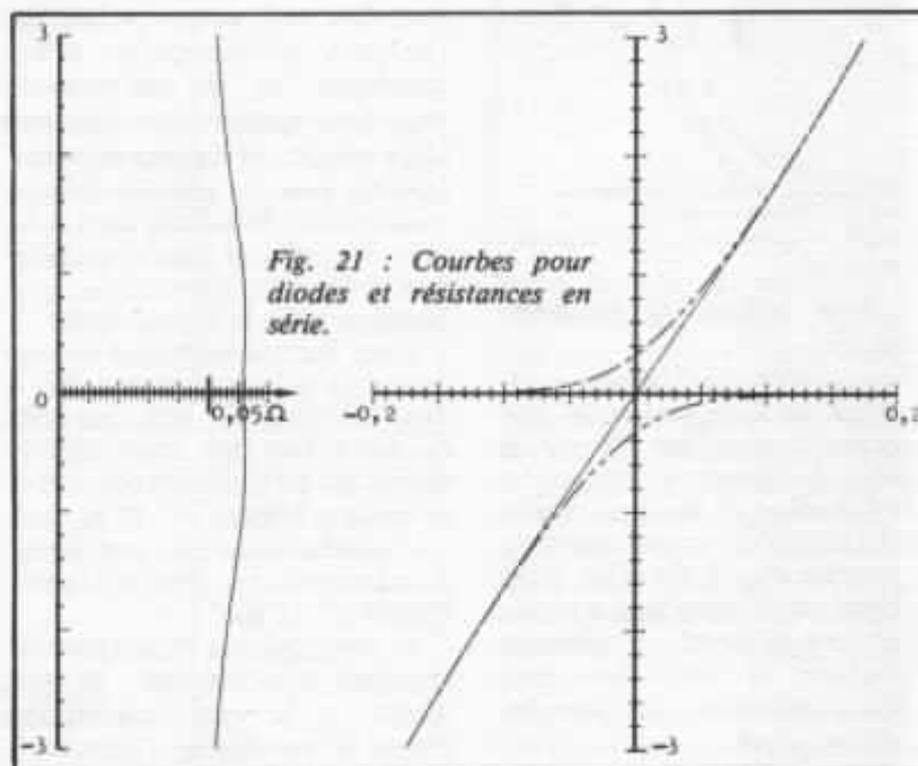
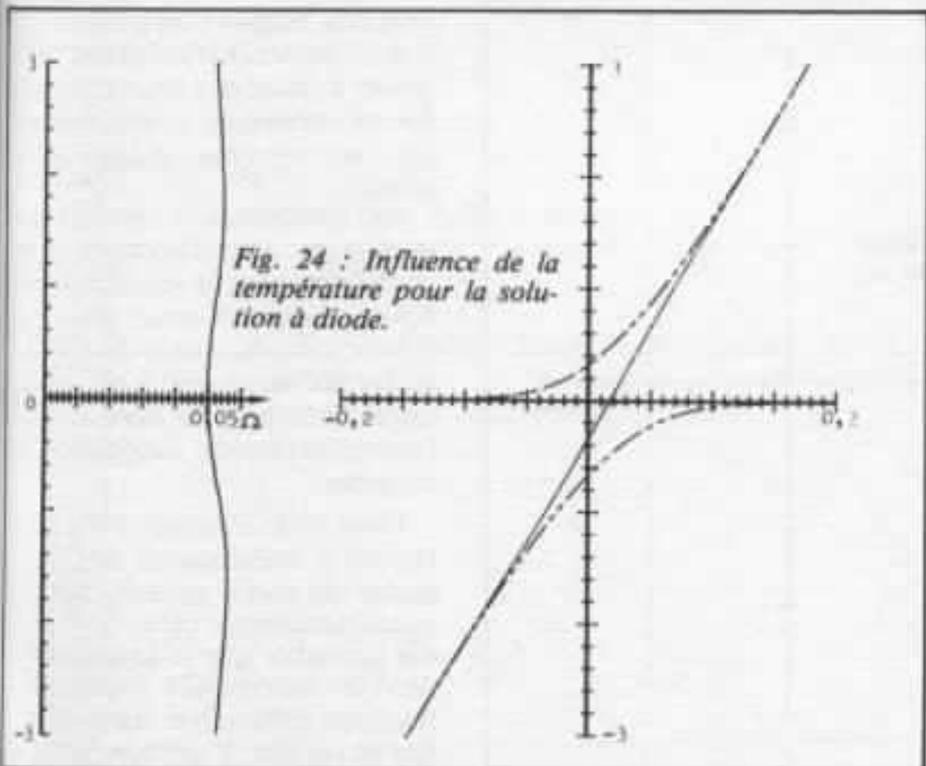
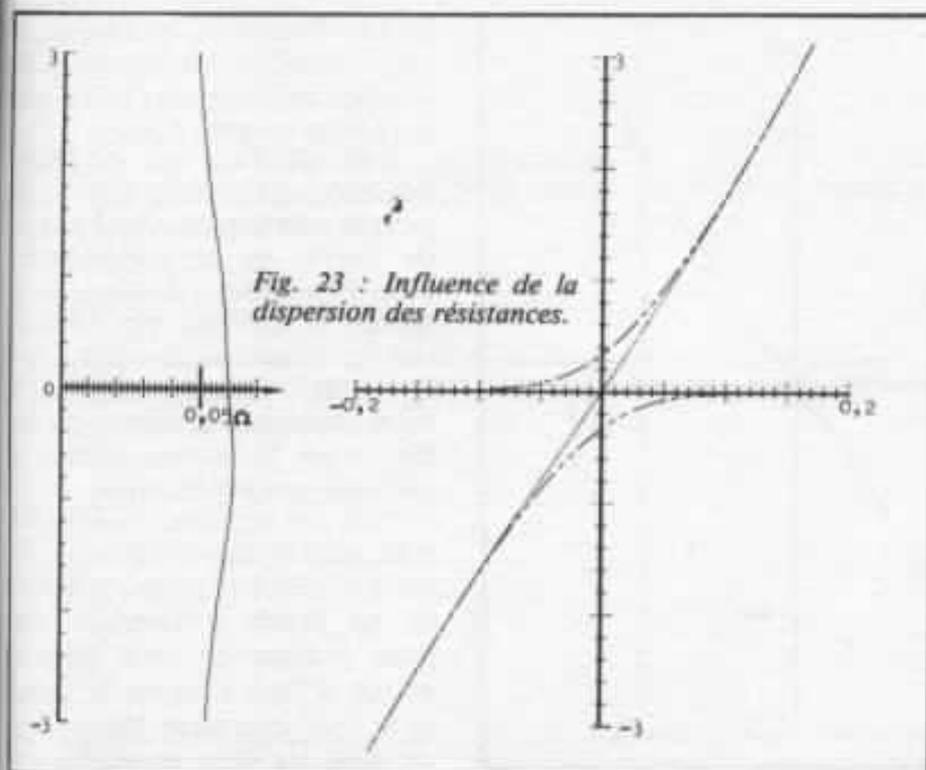


Fig. 21 : Courbes pour diodes et résistances en série.

ques, en série dans chaque branche et pour un courant de repos de 300 mA, nous donne la figure n° 20. On obtient une impédance, de sortie assez faible mais pas très linéaire. Pour linéariser cette impédance on peut mettre des résistances en série avec les diodes. Le programme de simulation permet, par des essais suc-

cessifs, de rechercher la valeur optimum de ces résistances série. Cette valeur semble se situer aux environs de 0,044 Ohms. Les courbes de la figure n° 21 montrent alors la courbe d'impédance de sortie obtenue : La valeur d'impédance se situant vers 0,06 Ohms. Le schéma de la première solution retenue sera donc celui de la figure 22.

ce
sit
ef
di
de
de
•
qu
let



Avant l'expérimentation de cette solution, le programme de simulation permet de voir les effets de certains problèmes : la dispersion des diodes, l'inégalité des deux résistances, l'influence de la température.

• La dispersion des caractéristiques des diodes résulte, principalement de l'inégalité des courants

inverses I_r . Ce courant est en gros proportionnel la surface de la jonction, nous avons donc fait une simulation avec une augmentation de 10 % de cette surface pour l'une des deux diodes. La variation de 10 % de I_r qui en résulte, n'a pas grand effet : Les courbes obtenues par la simulation sont quasiment identiques à

celles de la figure n° 22.

• L'inégalité et l'imprécision des deux résistances est un problème déjà plus sérieux. Les faibles valeurs recherchées sont difficiles à obtenir avec précision. Pour la simulation de la figure n° 23, la résistance de la branche positive est de 40 mΩ, alors que celle de la branche négative est de 44 mΩ. On voit sur la figure n° 23, que cette différence se retrouve sur la courbe d'impédance, mais que la non-linéarité de celle-ci conserve son ordre de grandeur.

• Les phénomènes thermiques sont toujours ennuyeux pour les montages à semiconducteurs. Dans la formule donnant le courant dans la diode que nous avons utilisée, la température intervient de façon explicite sous la forme de la température absolue T , et de façon implicite dans le courant inverse I_r . Ce dernier double tous les 6°.

La figure n° 24 représente le résultat de l'élévation de 20° de la température de la diode de la branche négative. Le principal effet est un décadage de la tension de sortie (environ 17 mV). Il est voisin de celui du circuit classique, mais ici la dissipation dans les diodes est bien inférieure à celle des transistors de puissance du montage classique. Ceux-ci, parcourus par le même courant, voient la tension d'alimentation alors que les diodes ne voient qu'une tension inférieure au volt.

La figure n° 21 est limitée à une excursion de 3 A. La figure n° 25 nous montre ce que donne la solution de la figure n° 22 jusqu'à 10 A.

On peut rechercher une autre configuration de cette solution. Si on se donne un courant de repos supérieur (1 A), on obtient les courbes de la figure n° 26 avec des résistances nulles. La recherche de la valeur optimale de ces résistances conduit à la valeur de 11 mΩ et aux courbes de la figure n° 27. Par rapport à

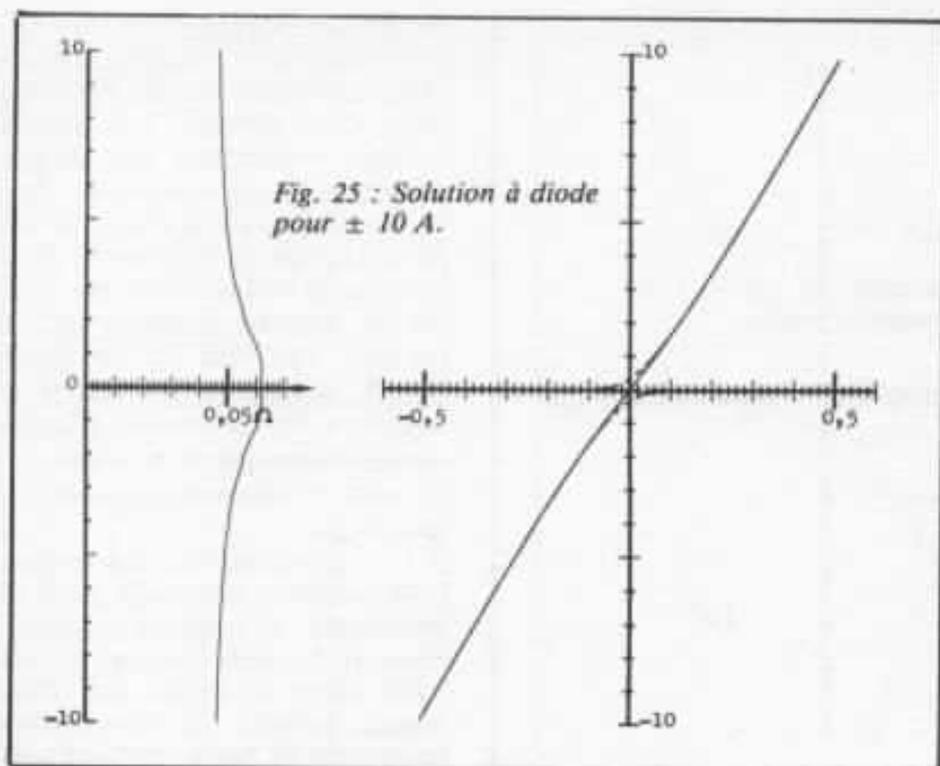


Fig. 25 : Solution à diode pour ± 10 A.

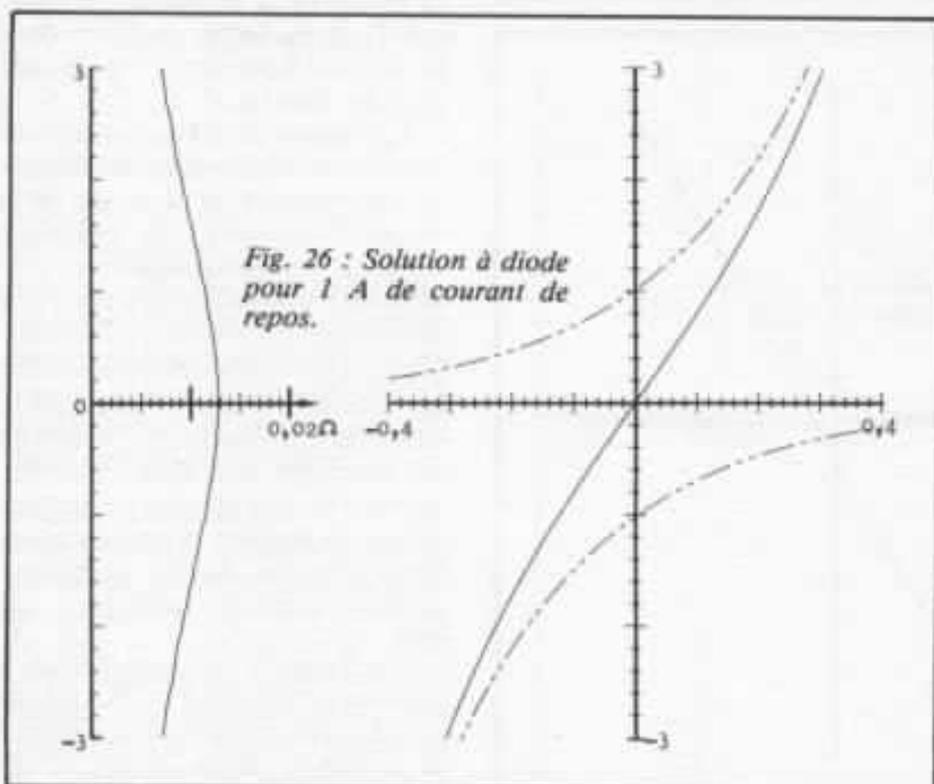


Fig. 26 : Solution à diode pour 1 A de courant de repos.

la configuration correspondant à 0,3 A de courant de repos on constate que la valeur de l'impédance de sortie a baissé (17 m Ω) et elle est bien plus linéaire. Sur ± 10 A, ce progrès de linéarité est encore plus spectaculaire (cf. figure n° 28).

Pour conclure l'étude de la première solution avec diodes et

résistances en série on peut dire que celle-ci a un comportement voisin de celui de la solution classique. Pour ces deux solutions, il existe deux optimum : l'un correspond à la classe A linéaire telle qu'elle est bien connue : le courant élevé réduit les non-linéarités des semiconducteurs dont l'impédance devient négligeable

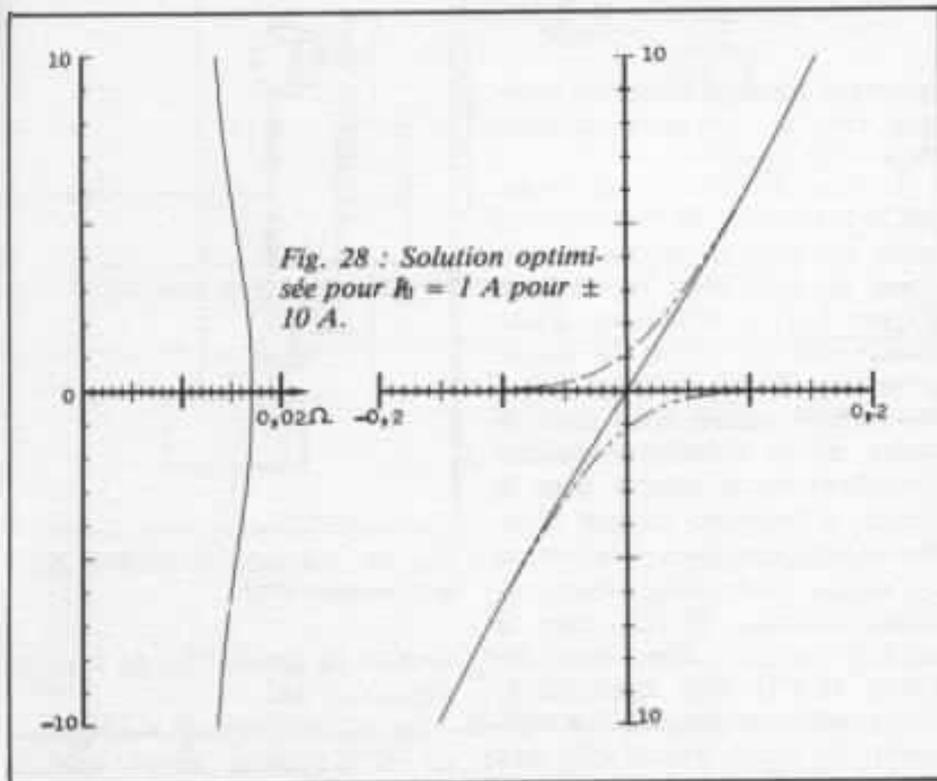
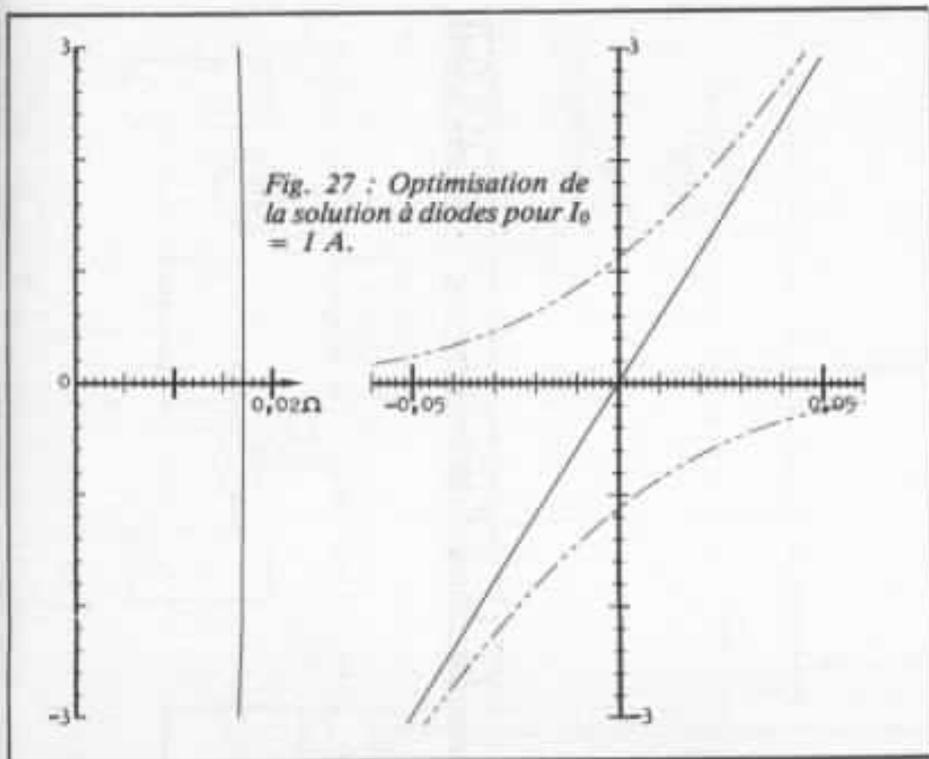
devant la résistance en série. L'autre correspond à un courant de repos plus faible mais le réglage est plus délicat.

Il est si délicat que son obtention est pratiquement impossible pour la solution classique à cause de l'effet de la température. Pour la solution à diodes et résistances il devient possible de réduire la résistance série, alors que pour la solution classique cette résistance devient trop faible, c'est la survie même du montage qui est en cause.

Pour cet optimum faible courant, plus le courant de repos est élevé et plus l'impédance de sortie est faible et linéaire. Mais pour profiter de cette linéarité accrue il faut abaisser la valeur de la résistance série. Nous avons vu dans les deux exemples étudiés que les valeurs nécessaires sont très faibles ; on peut arriver à des valeurs difficilement réalisables à cause des résistances des fils de connexion et des résistances internes des diodes elles-mêmes.

La possibilité d'obtenir des montages satisfaisants pour l'audiophile avec la solution à diodes et résistances série, sera donc fonction de la valeur de l'impédance de sortie qu'il est nécessaire d'obtenir. Ce sera donc à l'expérimentation subjective de trancher.

Dans cette solution, on a aussi vu que la linéarisation de l'impédance de sortie passait par une augmentation de celle-ci. Il semble probable que la linéarisation décrite corresponde à une amélioration subjective, mais il faudra le vérifier et définir la linéarité de l'impédance de sortie. Faut-il la définir de façon absolue (c'est-à-dire s'intéresser à l'amplitude des signaux harmoniques produits par un courant de sortie donné) ou de façon relative (c'est-à-dire comparer l'amplitude de ces signaux harmoniques à l'amplitude du signal produit par la partie linéaire de l'impédance de sortie) ?



Pour répondre à cette question, il n'y a que l'expérimentation subjective qui puisse trancher. S'il s'avérait que c'est la valeur relative qui compte il suffirait de mettre une résistance en série avec l'étage de sortie pour améliorer la linéarité de sortie. C'est pourquoi je crois plus à la première définition.

Seconde solution

Pour la seconde solution qui utilise une amplification non-linéaire pour fournir le courant (cf. figure n° 3b), il nous faut un élément amplificateur à transconductance croissante. La solution classique (cf. figure n° 6) réalise une telle non-linéarité mais généralement on combat

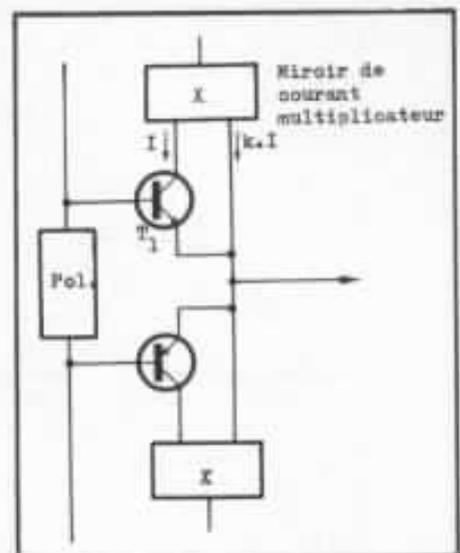


Fig. 29 : Première version de la seconde solution.

cette non-linéarité par la résistance série, qui réalise une contre-réaction principalement à cause des problèmes thermiques.

On peut obtenir autrement cette non-linéarité, par exemple en associant un transistor bipolaire à un circuit multiplicateur de courant linéaire (cf. figure n° 29). Le transistor T_1 a son courant collecteur qui suit la loi :

$$I_c = I_e \left(e^{\frac{q V_{be}}{kT}} - 1 \right)$$

Le circuit miroir de courant multiplicateur fournit un courant $k.I$, lorsqu'on lui fournit un courant I . On obtient donc un courant total :

$$I_t = I + k \cdot I = (k + 1)I$$

$$I_t = (k + 1) \cdot I \cdot \left(e^{\frac{q V_{be}}{kT}} - 1 \right)$$

La loi de courant est finalement la même que pour une diode. Cette solution est donc équivalente à la première solution à diode série, mais avec un courant inverse I , bien plus élevé. On pourrait alors penser que cette solution permet d'obtenir une résistance plus faible. La figure n° 30 nous montre malheureusement qu'il n'en est rien. Cette simulation faite avec un courant inverse $5 \cdot 10^6$ fois supé-

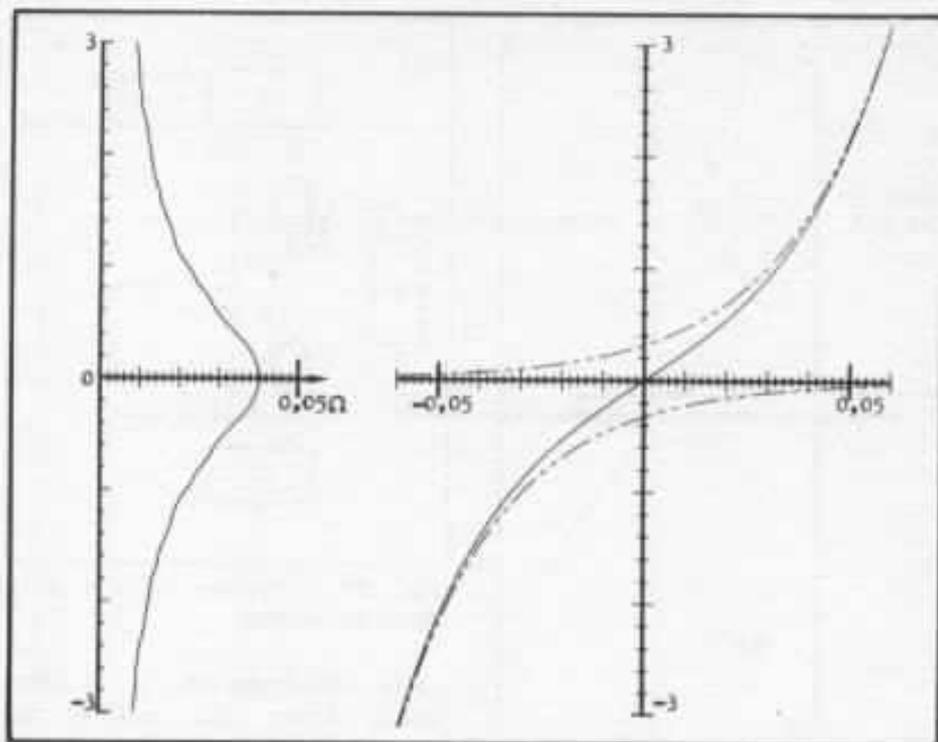


Fig. 30 : Courbes pour la seconde solution à transistor bipolaire.

rieur à celui de la figure n° 20, nous retrouvons les mêmes impédances, seule la tension de polarisation a dû changer (0,7 V contre 1,5 V précédemment).

Cela est dû aux propriétés de la fonction exponentielle qui définit la relation entre courant et tension dans une diode. L'impédance dynamique d'une diode

vaut $\frac{nKT}{q} \times \frac{1}{I}$ quel que soit

I . Cela veut dire que le schéma de la figure n° 29 aura le même comportement théorique que la solution à diode série et qu'il existe donc une impédance série optimum pour une classe AB à faible courant et que l'impédance obtenue dans cette configuration optimale est inversement fonction du courant de repos qu'on admet.

Sur le plan pratique, il existe toutefois deux différences importantes : la jonction qui définit la non-linéarité n'est plus parcourue que par un faible courant, les problèmes thermiques s'en trouvent grandement simplifiés et on peut même par un

montage cascode réduire à presque rien la puissance dissipée dans cette jonction.

L'autre différence importante est la réalisation de la résistance série. On peut la mettre simplement en série avec le montage (figure 31a) et bénéficier d'une contre-réaction (c'est la raison pour laquelle un montage voisin est parfois utilisé ainsi dans le cadre de la solution classique modifiée) ou la mettre dans le circuit d'émetteur (figure 31b). Sur le plan théorique cela revient au même, mais pour obtenir le même résultat, il faut dans le second cas une valeur de résistance $(k+1)$ fois supérieure. Cette valeur est plus facile à maîtriser, on ne se heurte plus aux limites qui brident la solution à diodes série.

Dans le schéma de la figure 32 qui se dégage pour cette solution, on peut reconnaître un schéma voisin de celui de l'amplificateur Hiraga n° 1. En effet, c'est le même principe dans les deux cas, mais l'amplificateur Hiraga utilise la classe A de façon classique comme le

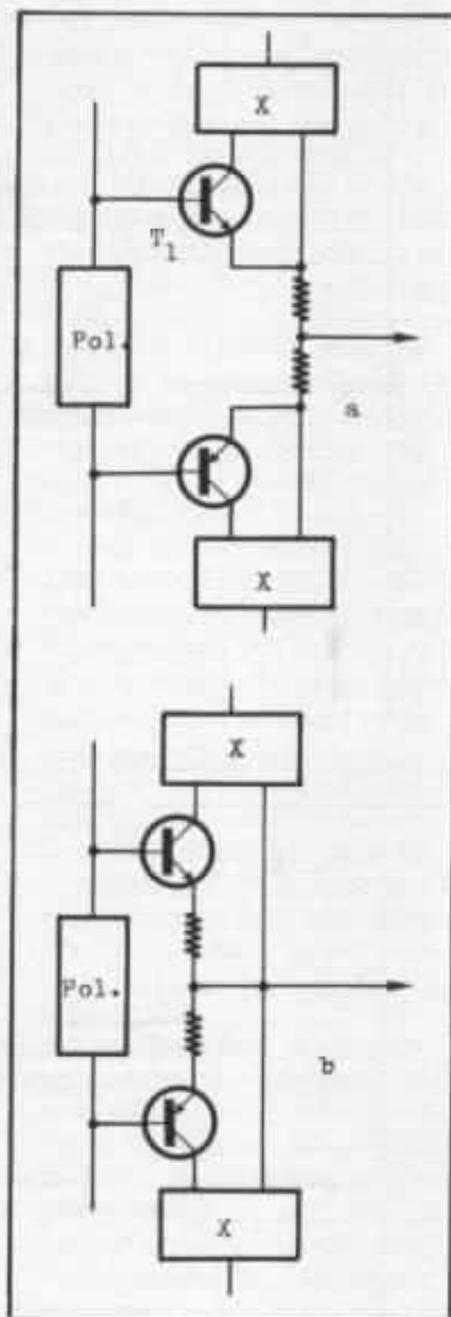


Fig. 31 : Les deux possibilités pour la résistance-série.

montre la simulation de celui-ci (figure n° 33).

Sa courbe d'impédance de sortie a la même allure que la courbe de la figure n° 7 qui correspond à 450 mA.

On peut aussi réaliser la seconde solution en utilisant la transconductance croissante d'un transistor à effet de champ (cf. figure n° 34). Le courant drain est donné par la relation :

$$I_d = I_{ds} \left(1 - \frac{V_p}{V_p}\right)^2$$

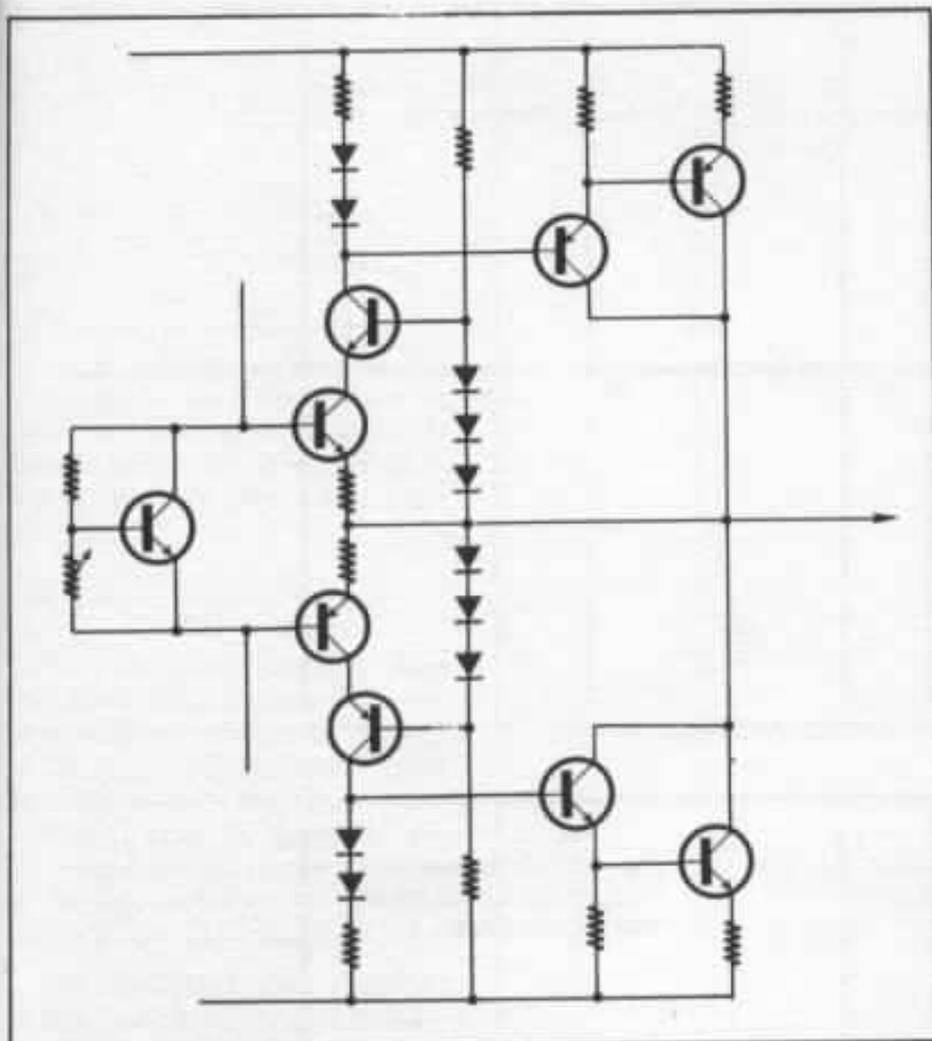


Fig. 32 : Schéma de la version bipolaire de la seconde solution.

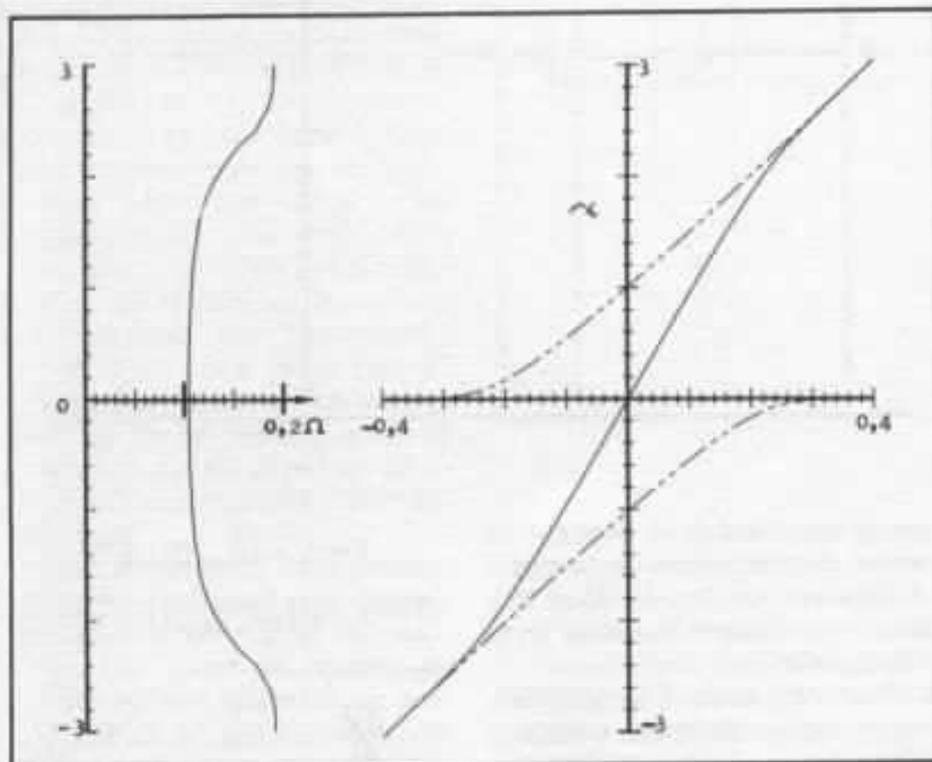


Fig. 33 : Courbes de l'amplificateur Hiraga n° 1.

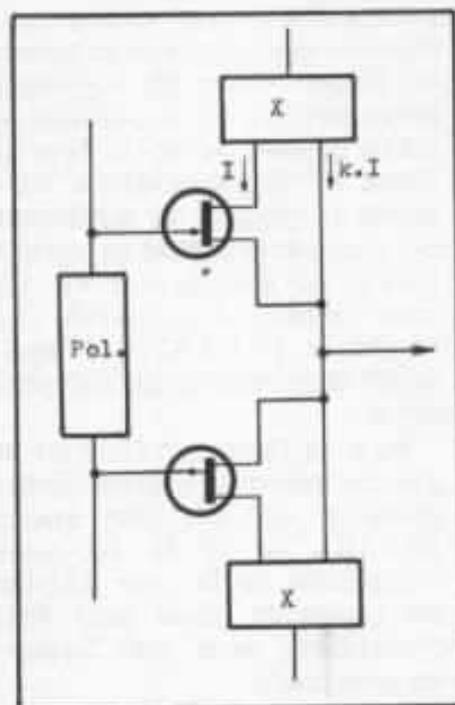


Fig. 34 : Seconde solution avec des transistors à effet de champ.

Le montage de la figure n° 34 aura donc de la même façon que le montage avec transistor bipolaire, un courant total défini par :

$$I_t = (k + 1)I_d$$

$$= (k + 1)I_{diss} \left(1 - \frac{V_{gs}}{V_p}\right)^2$$

Avec cette formule nous avons simulé le circuit de la figure n° 34 pour $V_p = -1 \text{ V}$, $(k + 1)I_{diss} = 4 \text{ A}$ et en nous fixant un courant de repos de 300 mA (cela conduit à une polarisation négative de $-1,45 \text{ V}$) et nous avons eu la bonne surprise d'obtenir les courbes de la figure n° 35 : la courbe d'impédance de sortie présente en son milieu un plat représentant une impédance constante. Cela correspond à la zone de fonctionnement en classe A, le circuit de sortie est alors parfaitement linéaire.

Cette zone linéaire résulte de la relation parabolique qui lie I_d et V_{gs} . Elle répond à la condition mathématique que nous avons définie à l'issue de l'étude théorique de L'Audiophile n° 29.

Pour explorer cet heureux

phénomène nous avons fait d'autres simulations de ce circuit en faisant varier les différents paramètres et en conservant le même courant de repos. Pour la figure n° 36, nous avons augmenté la tension de pincement des transistors à effet de champ (-3 V au lieu de -1 V). La zone linéaire a conservé son amplitude ($\pm 1,2$ A) et l'impédance dans cette zone est plus élevée.

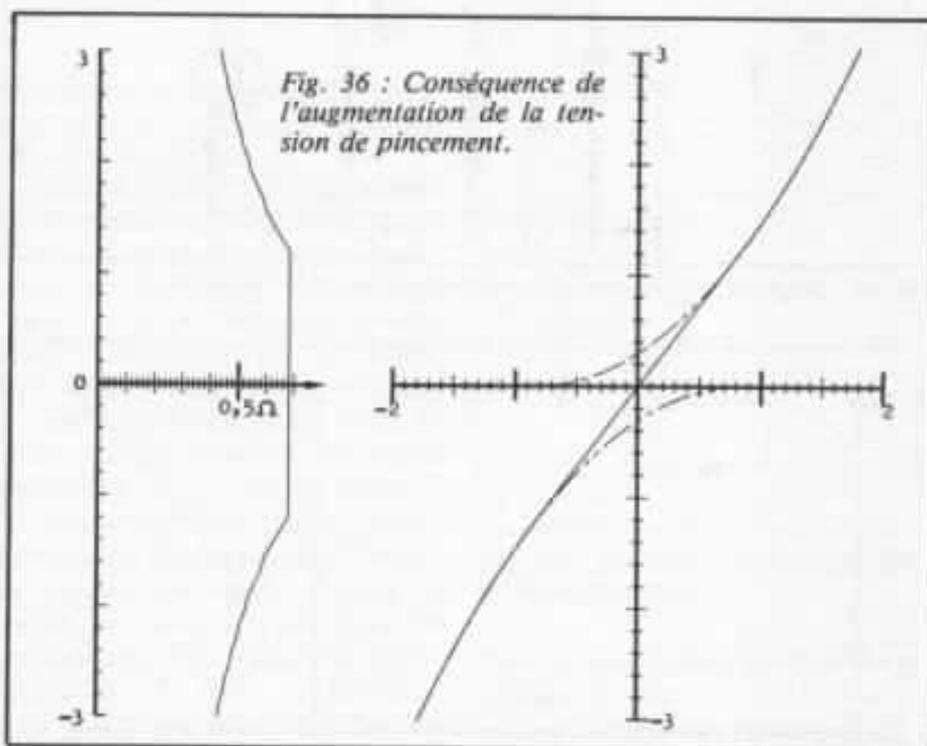
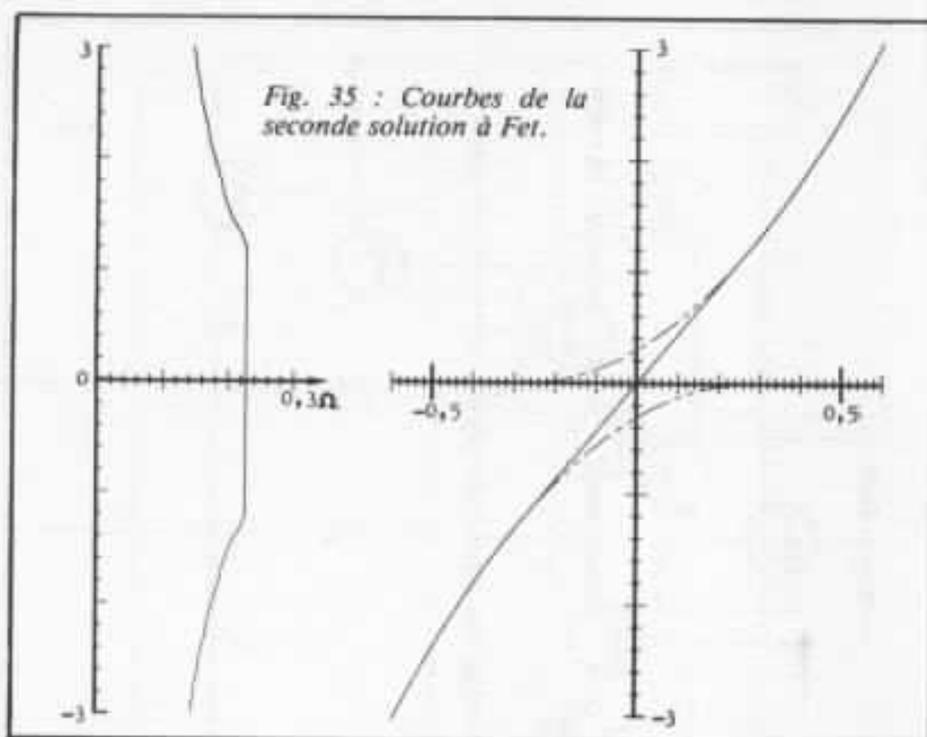
Pour la figure n° 37, c'est le gain du miroir de courant multiplicateur qui est plus grand ($(k+1)I_{\text{dss}} = 12$ A). Ici aussi l'amplitude de la zone linéaire est conservée, mais cette fois l'impédance de la zone linéaire est plus faible.

Pour juger de l'effet du courant de repos, nous avons repris les valeurs de la figure n° 35 pour une simulation avec un courant de repos porté à 600 mA (figure n° 38). La zone à impédance constante est accrue. Elle recouvre maintenant une dynamique de $\pm 2,4$ A. L'impédance correspondante a diminué.

Pour 0,6 A de courant de repos et pour un gain élevé du miroir multiplicateur ($(k+1)I_{\text{dss}} = 20$ A) on obtient les courbes de la figure n° 39.

Toutes les propriétés de ce circuit peuvent s'expliquer : on voit sur la figure n° 40 que les propriétés de la parabole des courbes des deux sources de courant font que, le point B correspondant au courant de sortie nul ($I_+ = I_- = I_0$) étant à égale distance de A et C, nous avons $I_m = 4I_0$; I_m est le courant fourni par une branche quand celui de l'autre s'annule, c'est donc le courant maximal que peut fournir ce montage en restant en classe A.

Dans le montage classique fonctionnant en classe A linéaire, le courant maximal fourni est de deux fois le courant de repos. Dans ce montage que je serais tenté d'appeler **classe A quadratique**, le courant maximal



est de quatre fois le courant de repos. Le rendement de la classe A quadratique devrait donc être deux fois meilleur que celui de la classe A linéaire.

Pour calculer l'impédance dans la zone linéaire, calculons l'impédance d'une branche pour $I = I_0$.

$$I = (k+1)I_{\text{dss}} \left(1 - \frac{V_{\text{gs}}}{V_p}\right)^2$$

$$dI = (k+1)I_{\text{dss}} \left(-\frac{2}{V_p}\right) \left(1 - \frac{V_{\text{gs}}}{V_p}\right) dV_{\text{gs}}$$

donc

$$R = \frac{dV}{dI} = \frac{-V_p}{2(k+1)I_{\text{dss}} \left(1 - \frac{V_{\text{gs}}}{V_p}\right)}$$

or

$$(1 - \frac{V_p}{V_p})^2 = \frac{I}{(k+1)I_{ds}}$$

donc

$$R = \frac{-V_p}{2(k+1)I_{ds} \sqrt{\frac{I}{(k+1)I_{ds}}}}$$

$$R = \frac{-V_p}{2 \sqrt{(k+1)I_{ds} \cdot I}}$$

La valeur de l'impédance de sortie du montage dans sa partie linéaire sera donc la moitié de la valeur de cette expression pour $I = I_0$.

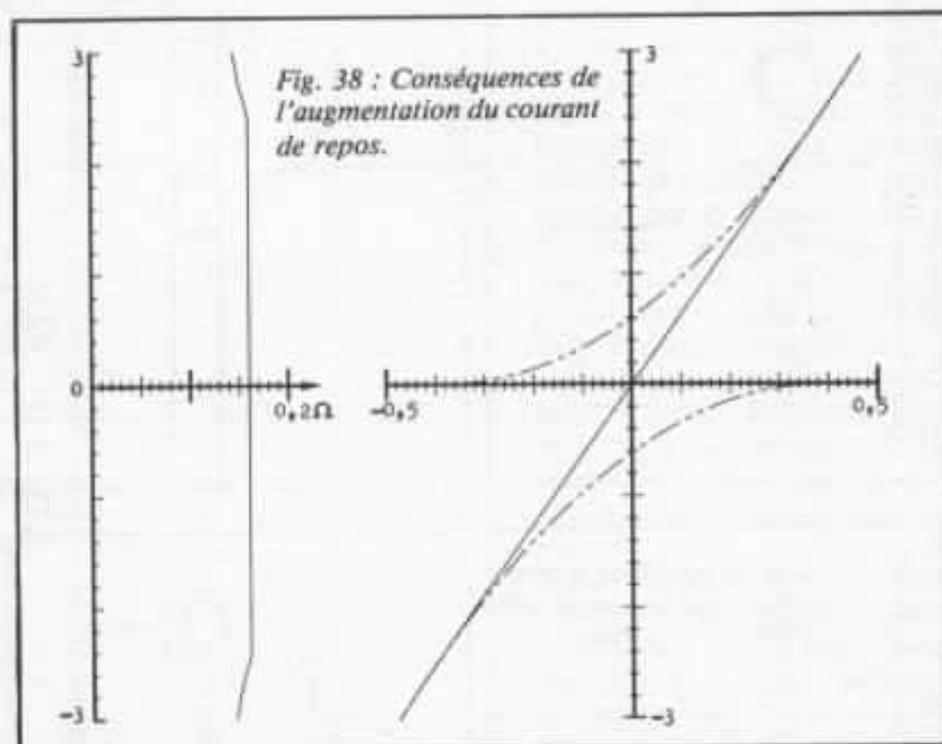
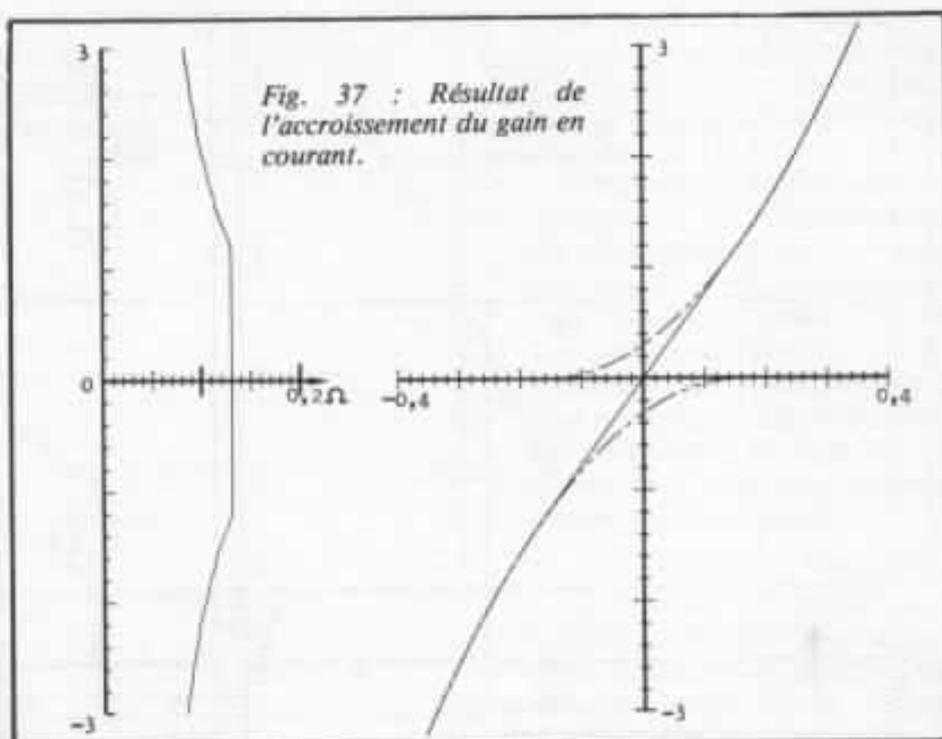
$$Z_{out} = \frac{-V_p}{4 \sqrt{(k+1)I_{ds} \cdot I_0}}$$

Cette formule explique bien les phénomènes trouvés dans nos simulations. Pour la figure n° 35, Z_{out} vaut $0,228 \Omega$; pour la figure n° 36, Z_{out} vaut $0,684 \Omega$; pour la figure n° 37, Z_{out} vaut $0,132 \Omega$; pour la figure n° 38, Z_{out} vaut $0,161 \Omega$; pour la figure n° 39, Z_{out} vaut $0,072 \Omega$.

Une résistance-série améliore la linéarité du montage à transistors bipolaires. Nous avons donc été intéressés par les résultats de l'adjonction de deux résistances-série. Les conclusions de la simulation faite avec une valeur de $0,2 \Omega$ (fig. n° 41) sont catastrophiques. Il ne faut donc absolument aucune résistance en série.

Pour juger des effets de la dissymétrie entre les deux branches, nous avons fait une simulation en déséquilibrant les valeurs des tensions de pincement : -1 V et $-1,2 \text{ V}$ (voir fig. n° 42). La dissymétrie se traduit par la perte de la linéarité dans la zone de classe A, et par un décadage d'une soixantaine de millivolts.

Sous l'effet de la température, les caractéristiques des transistors à effet de champ se modifient. La figure 43 montre les résultats d'une élévation de température de 20° pour le transistor de la branche négative : l'effet est très différent de celui qui se



manifeste pour les bipolaires. Le décadage est faible mais la perte de linéarité est importante.

Ces deux dernières simulations montrent bien deux écueils dans la mise en œuvre de la seconde solution, avec des transistors à effet de champ.

Pour obtenir la linéarité

recherchée, il faut donc tenir compte des dispersions des caractéristiques des transistors à effet de champ, et de la non-complémentarité d'un transistor à canal N avec un transistor à canal P, et utiliser un montage dans lequel un réglage permet de corriger ces points :

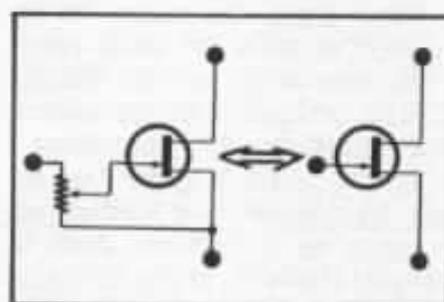
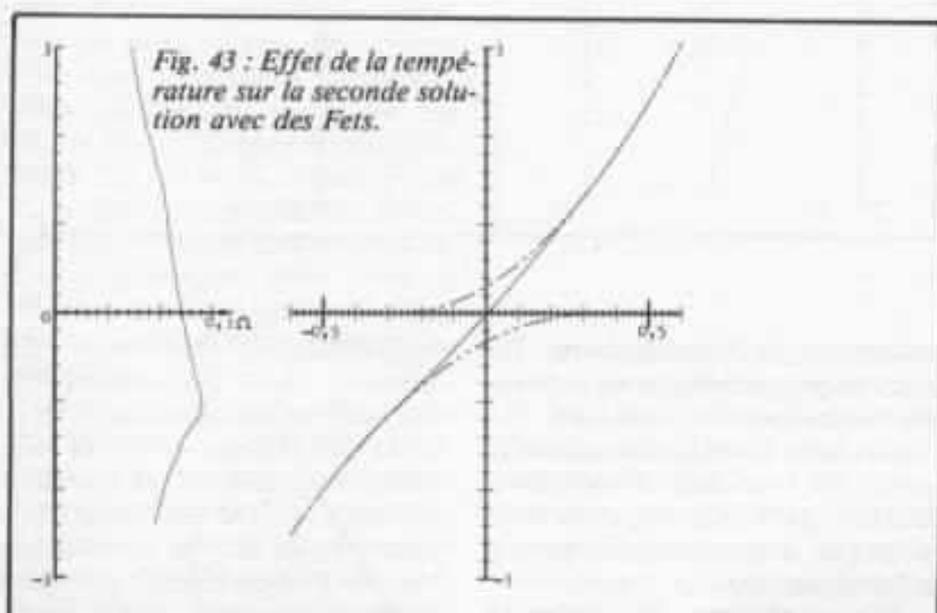
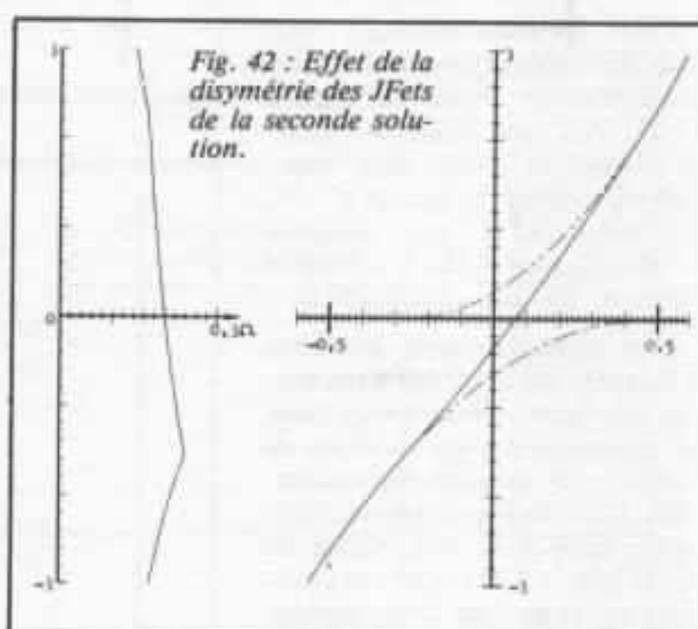
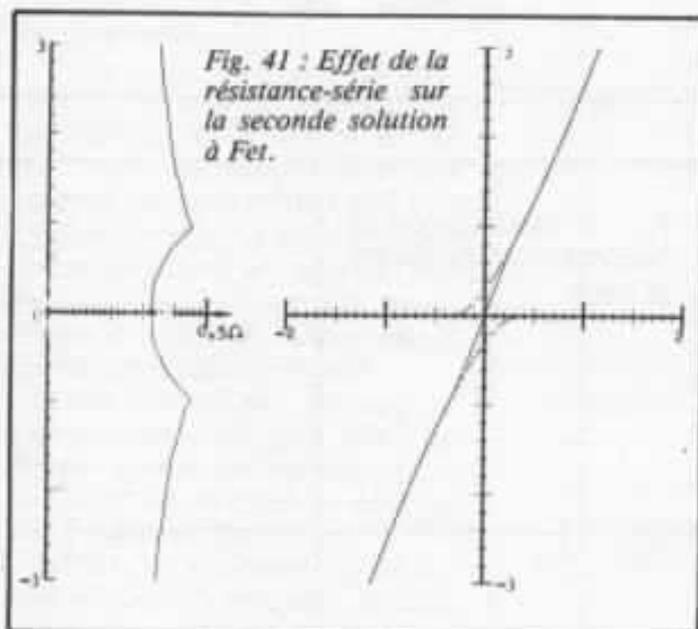
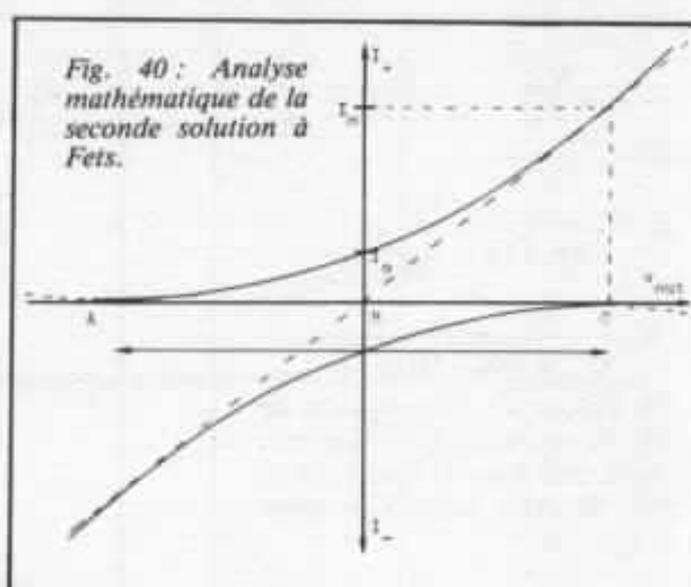
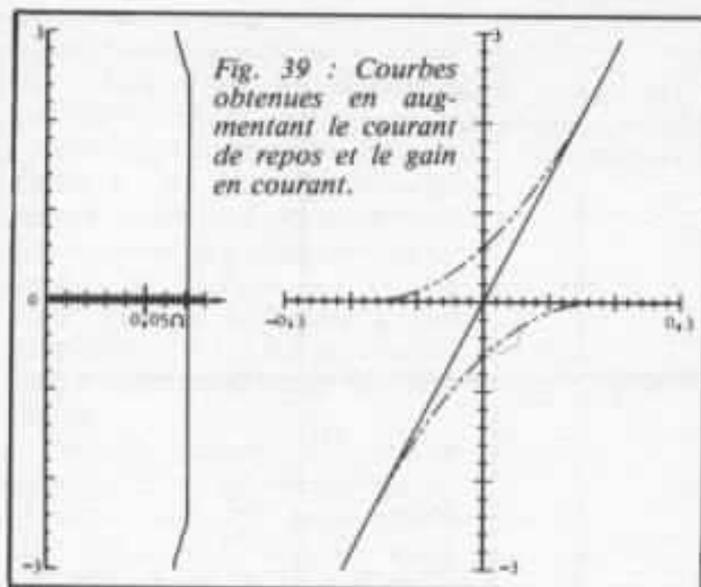


Fig. 44 : Principe de réglage de V_p .

• Réglage de V_p : Grâce à la très grande impédance d'entrée des transistors à effet de champ, il est très facile au moyen du montage de la figure n° 44 d'obtenir, moyennant une diminution de l'impédance d'entrée (une très

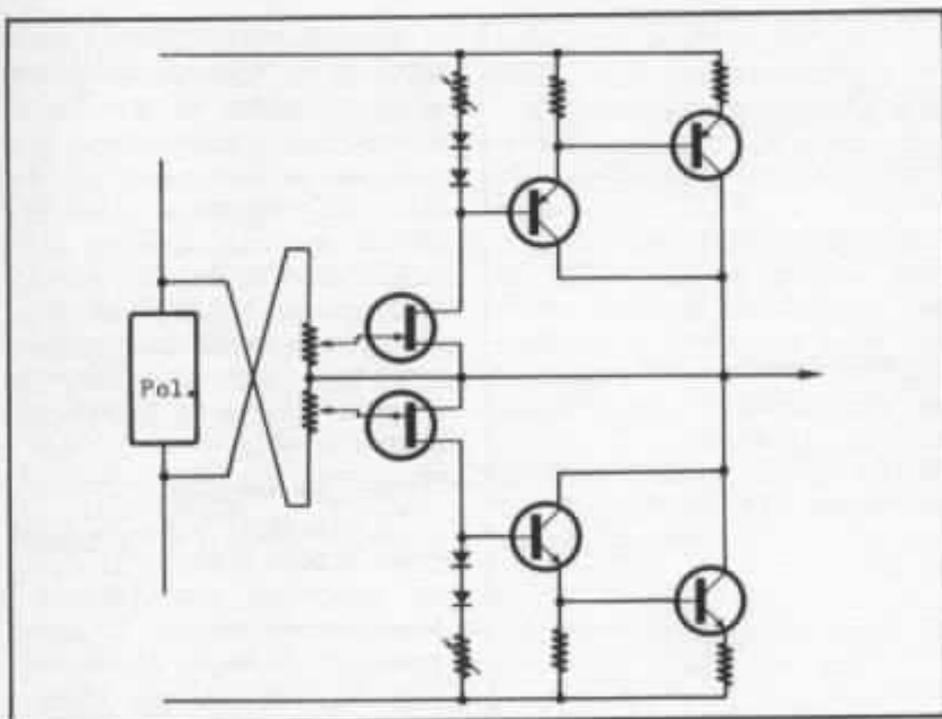


Fig. 45 : Schéma de la seconde solution avec JFet.

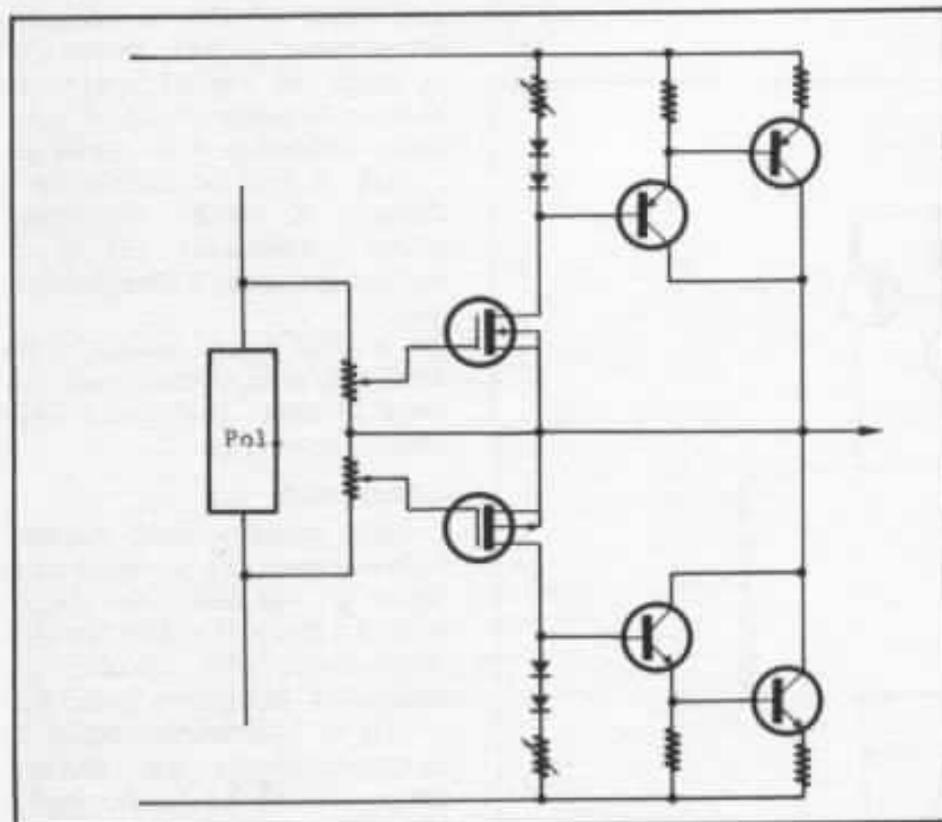


Fig. 46 : Schéma de la seconde solution avec MosFet.

forte valeur n'est pas nécessaire ici) un montage équivalent à un transistor à effet de champ dont on peut augmenter la tension de pincement.

Nous avons vu que nous avons intérêt à minimiser sa

valeur absolue, il faudra donc augmenter la valeur de celui des transistors qui a le plus faible V_p et l'aligner sur la valeur de l'autre.

• *Réglage de I_{ds}* : Il n'est pas possible de régler ce paramètre,

mais ce qui compte dans le montage c'est la valeur de $(k+1)I_{ds}$. Il faudra donc un montage miroir de courant multiplicateur réglable.

On obtient ainsi le montage de la figure n° 45. On remarquera les conséquences de la polarisation négative nécessaire au montage : les deux entrées des deux branches sont croisées. On peut retrouver une polarisation positive en utilisant des transistors à effet de champ de type Mos. En effet, leur courant drain est donné par la relation :

$$I_d = \alpha(V_{GS} - V_{GS(th)})^2$$

C'est une loi parabolique comme celle des transistors à effet de champ à jonction mais elle est décalée en tension d'entrée. On retrouvera donc les mêmes propriétés que celles du montage à JFet pour un schéma à peine différent (fig. n° 46).

Le choix entre les deux technologies se fera en fonction des performances des deux montages (effets secondaires non pris en compte par la simulation) et des problèmes d'approvisionnement (les MosFets faibles signaux nécessaires ne sont pas faciles à trouver surtout en canal P).

Pour les problèmes thermiques, il faudra être très prudents et en tenir compte dans l'expérimentation ainsi que pour la choix de la solution retenue finalement.

Le schéma de la figure 34 peut faire penser à certains lecteurs au schéma du second amplificateur Hiraga, 8 W « Le Monstre » (L'Audiophile n° 27 et 29) à juste raison, c'est la même structure de base. Il diffère toutefois en deux points. Il y a d'abord la présence de résistances en série avec les sources des transistors à effet de champ de commande. Cela permet de travailler avec une polarisation nulle, ce qui présente l'avantage d'une très grande simplicité, mais qui (comme le montre la figure n° 41) dégrade la linéarité.

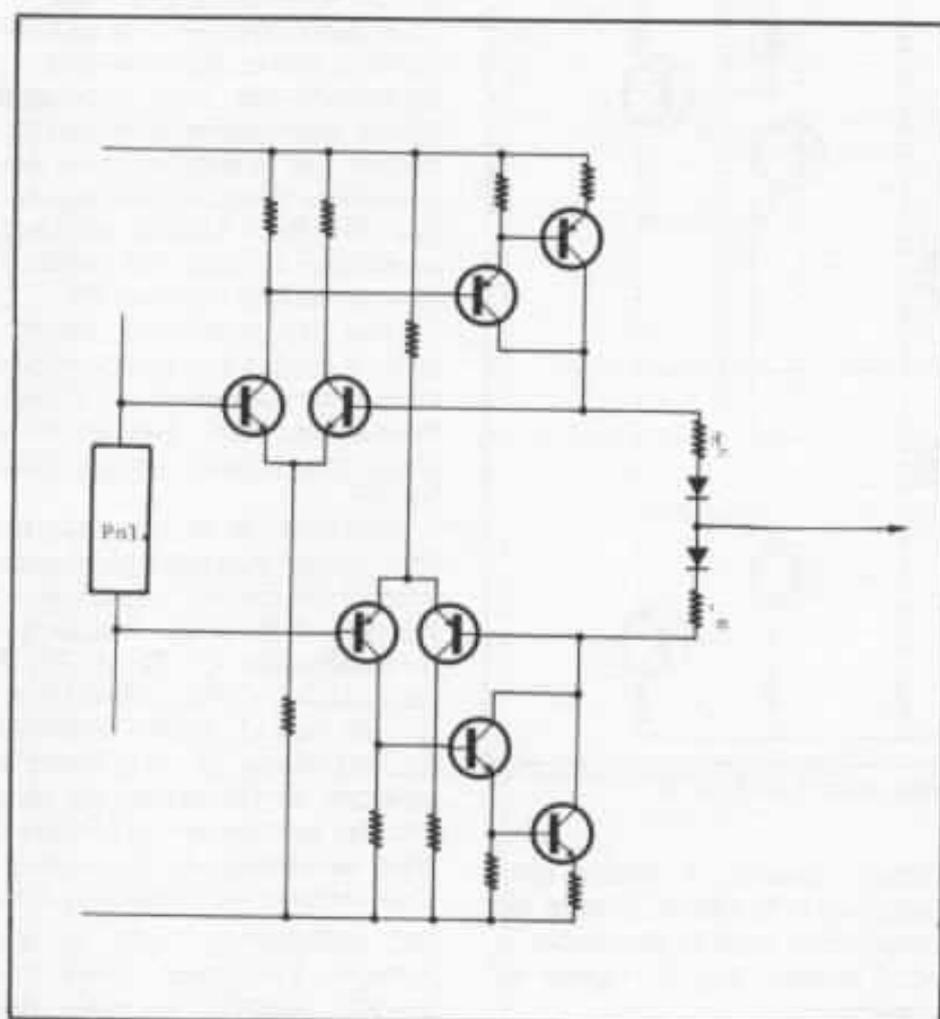
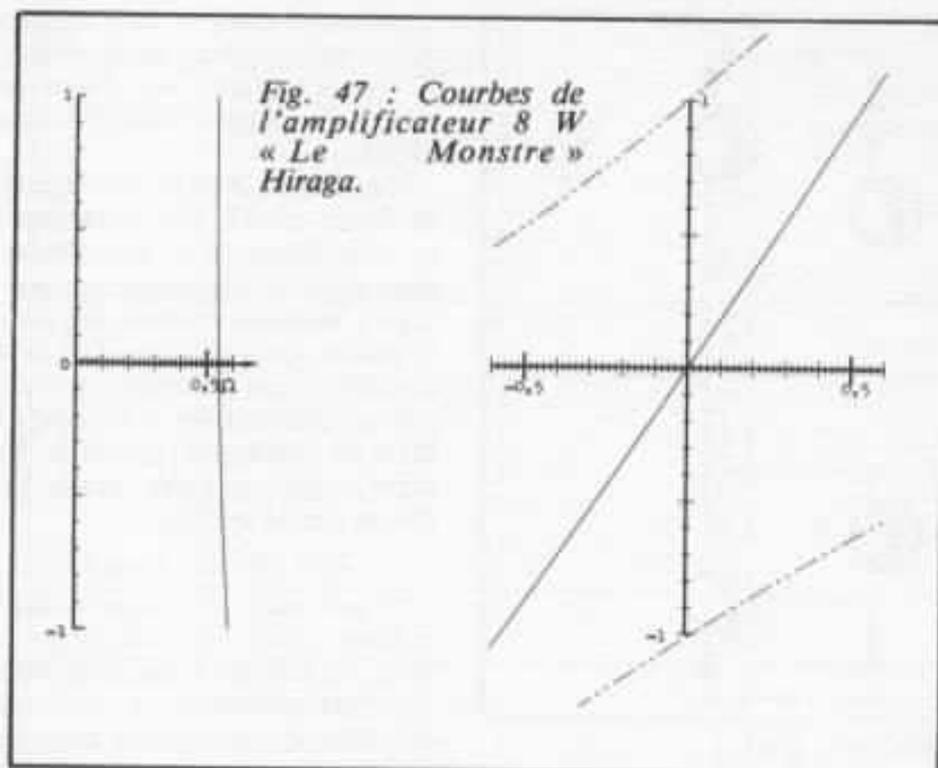


Fig. 48 : Première solution à diodes série.

La seconde différence est le courant de repos très important. Celui-ci permet de travailler sur l'équivalent d'une faible partie centrale de la courbe d'impédance de la figure n° 41, et ainsi de ne pas trop souffrir de la dégradation de linéarité due à la présence des résistances. C'est bien ce que confirme la simulation faite sur le schéma de l'amplificateur 8 W Hiraga (figure n° 47).

Troisième solution

La troisième solution utilise pour chaque branche de l'étage de sortie un amplificateur à transconductance linéaire, rebouclée de façon non linéaire (fig. 3C). Je n'ai pas réussi à trouver un tel réseau de contre-réaction satisfaisant : pour l'utiliser il faut un point de référence. Or, le montage étant flottant, et la sortie de l'amplificateur de chaque branche étant directement connectée à la sortie de l'étage, il faut se raccrocher à l'entrée et perdre l'avantage d'une impédance élevée et linéaire présentée à l'étage précédent.

qui n'aient pas ce défaut, je les étudierai avec intérêt mais j'ai pour l'instant abandonné cette voie de recherche.

Conclusion

Cette étude a donc dégagée trois solutions. La première (voir figure n° 48) utilise des diodes série. La seconde utilise la transconductance non linéaire des transistors bipolaires (voir fig. n° 32) et la troisième utilise la transconductance non linéaire des transistors à effet de champ (voir figure n° 45 ou 46). Les deux premières solutions ont un comportement théorique équivalent à celui de la solution classique : il existe un optimum de linéarité à faible courant de repos pour lequel l'impédance de sortie vaut à peu près :

$$Z_{out} \approx R_s \cdot 1,5 \approx \frac{0,2 \cdot 10^{-3}}{I_0}$$

Cet optimum est sensible à la température (problème de déca-
drage) et assez pointu : dans la
pratique R_s étant choisi, il fau-
dra régler la polarisation pour
obtenir cet optimum.

La troisième solution (la plus
intéressante à mon avis) définit
une nouvelle classe A (la classe A
quadratique) qui a un comporte-
ment parfaitement linéaire sur
une plage de $\pm 4.I_0$. L'impé-
dance est fonction de différents
paramètres mais l'obtention de
ce fonctionnement linéaire
dépend de la symétrie des deux

branches, la valeur de la polari-
sation intervenant assez peu.

Ce montage est sensible à la
température dans la mesure où
elle déséquilibre les deux bran-
ches.

Il va falloir maintenant trans-
former l'essai et montrer que
cette classe A quadratique est
réellement utilisable avec ses
avantages : par exemple un
amplificateur fonctionnant en
classe A quadratique jusqu'à
20 W et pouvant fournir 100 W
en classe B sur 6Ω , aurait un
courant de repos :

$$I_0 = \frac{1}{4}I_m = \frac{1}{4} \times \sqrt{\frac{20}{6}} \\ = 833 \text{ mA}$$

une tension d'alimentation de

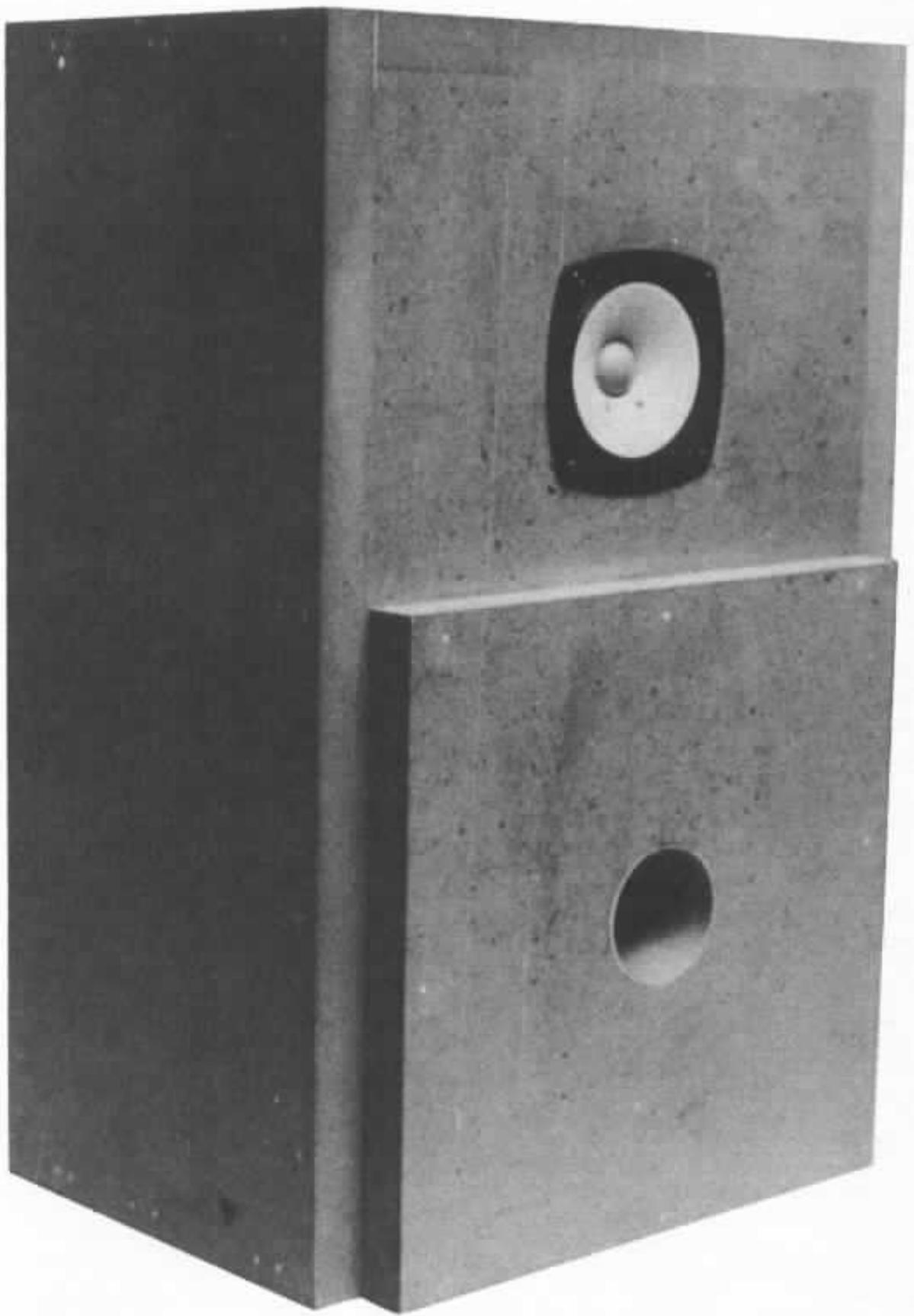
$$V > \sqrt{100 \times 6} = 24,5 \text{ V}$$

donc une puissance au repos de

$$P_0 = 0,333 \times 25 = 20,8 \text{ W}$$

Si un tel amplificateur a les
qualités subjectives que cette
étude permet d'espérer ce serait
un compromis qui devrait rallier
bien des suffrages.





Le Fostex FE-103 Sigma

Gérard Chrétien

Dans notre n° 29 de septembre, nous vous parlions dans la rubrique « On en parle » du petit haut-parleur Fostex FE-103, véritable coqueluche depuis plus de vingt ans auprès des amateurs japonais. Nous vous indiquions également un schéma de charge bass reflex pour ce haut-parleur. De nombreux lecteurs, curieux d'en savoir plus, nous ont posé de nombreuses questions à ce sujet. Depuis, nous avons travaillé la question, fait différents essais et pris le recul nécessaire pour vous en parler plus en détails. A l'origine, nous ne pensions pas consacrer un article proprement dit à ce 10 cm qui « encaisse » à peine une dizaine de watts ! Pourtant, les résultats nous ont tellement séduits que nous n'avons pu nous refuser ce plaisir.

Les caractéristiques

Comme nous le mentionnions dans le n° 29, le Fostex FE-103 existe en deux versions : FE-103 et FE-103 Sigma. De références extrêmement proche, ces deux haut-parleurs s'avèrent tout de même très différents. La membrane d'une texture commune aux deux modèles est, à n'en pas douter, l'un des points forts, de ces haut-parleurs. Elle n'est pas sans rappeler la membrane en bryistol beige des fameux Lowther. Plus musclée, la version 103 Sigma possède un moteur beaucoup plus puissant, le poids total s'en ressent puisqu'il est de 960 g dans la version Sigma pour

630 g dans la version de base (plus précisément les moteurs ont respectivement des masses de 386 g et 193 g).

Tous deux de 100 mm de diamètre, leurs fréquences de résonance est de 80 Hz pour le 103 et de 70 Hz pour le Sigma. Cela s'explique par une masse légèrement plus élevée pour la seconde version, soit 2,9 g contre 2,7 g.

La précision donnée par le constructeur sur ces fréquences de résonance est de ± 15 Hz, c'est une tolérance qui peut paraître large, toutefois le lecteur doit savoir que c'est une valeur tout à fait courante pour des haut-parleurs fabriqués en

série importante.

Le Q_0 est respectivement de 0,35 et 0,32 pour le normal et le Sigma, les rendements de 89 dB/W/m et 90 dB/W/m.

Les fréquences de coupure hautes sont dans les deux cas de 18 000 Hz. La puissance admissible est de 15 W en régime musical aux dires du constructeur, pour l'instant nous n'en avons pas encore grillés !

Nous vous donnons en figure 1 les courbes constructeur des deux modèles, ainsi que les courbes d'impédance.

La charge

Le type de charge que nous

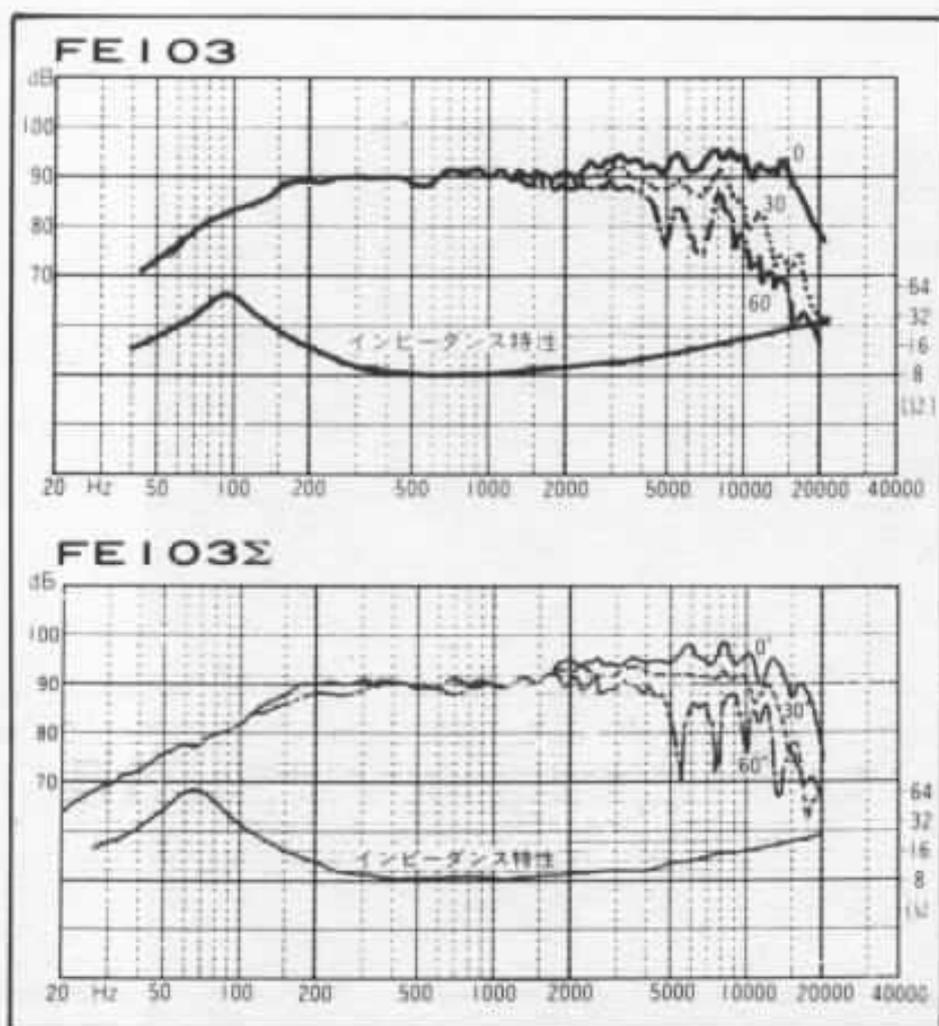


Fig. 1 : Courbes de réponse et d'impédance pour le FE-103 et le FE-103 Sigma. Documents constructeur.

avons retenu est bien évidemment un accord bass reflex en prenant soin d'avoir un rapport de surface évent/surface haut-parleur élevé. Dans notre cas, nous avons retenu une valeur de 0,7, soit un diamètre de 70 mm pour l'évent, sa profondeur est fixée à 139 mm. Nous vous donnons à nouveau le schéma de l'enceinte en figure 2. Il est identique à celui paru dans le n° 29.

Réaliser dans un aggloméré spécial extrêmement inerte, les parois ont une épaisseur de 25 mm, l'assemblage doit être effectué de manière à garantir une rigidité maximale. Ainsi, pour notre prototype, comme l'indique les photos, la paroi arrière vient s'encaster sur la paroi latérales usinées en feuillure. L'étanchéité doit naturellement être parfaite.

Le panneau recevant l'évent vient se plaquer sur l'enceinte proprement dite, il est vissé et collé. Il participe à renforcer encore la rigidité de l'ensemble.

Le haut-parleur vient se fixer sur l'enceinte par la face avant avec, bien naturellement, un joint d'étanchéité.

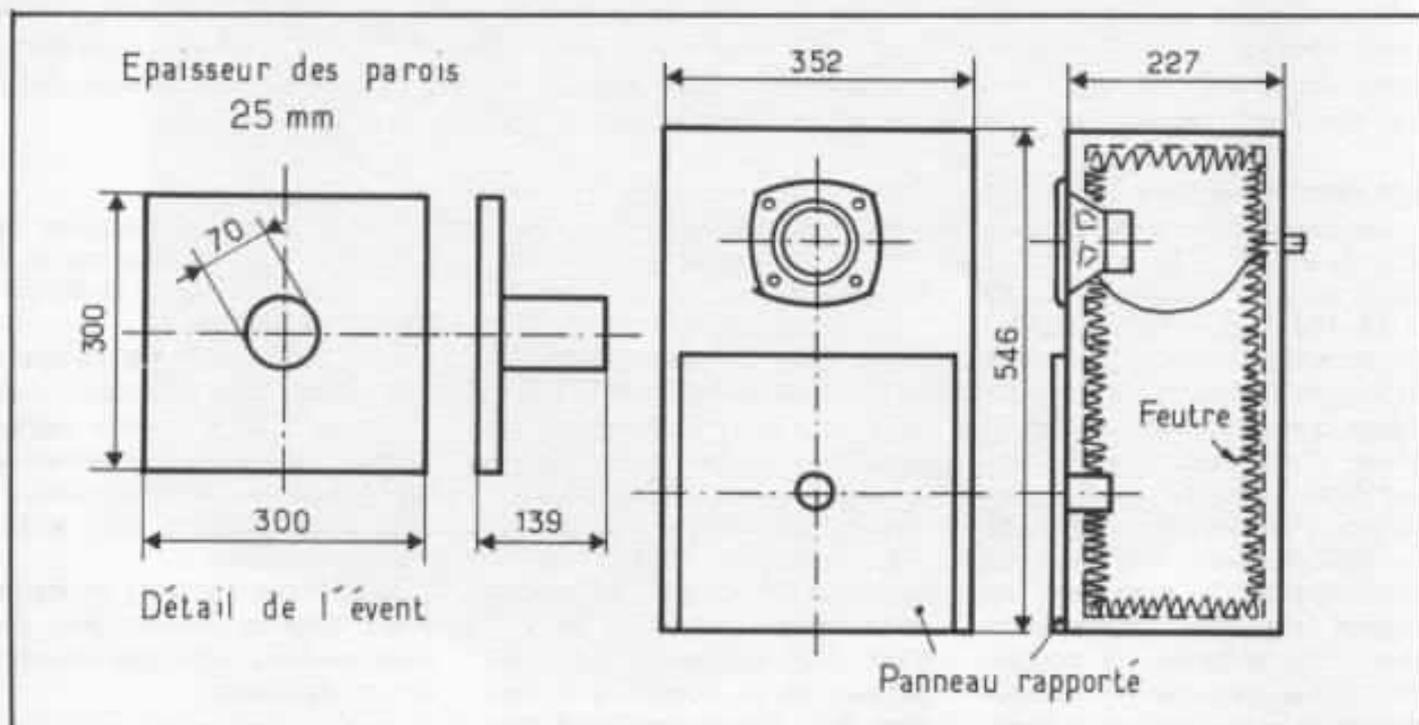


Fig. 2 : Plan de réalisation de l'enceinte. Le feutre captonne toutes les parois intérieures de l'enceinte. Utiliser pour sa réalisation un matériau à très haute densité, le plus inerte possible.

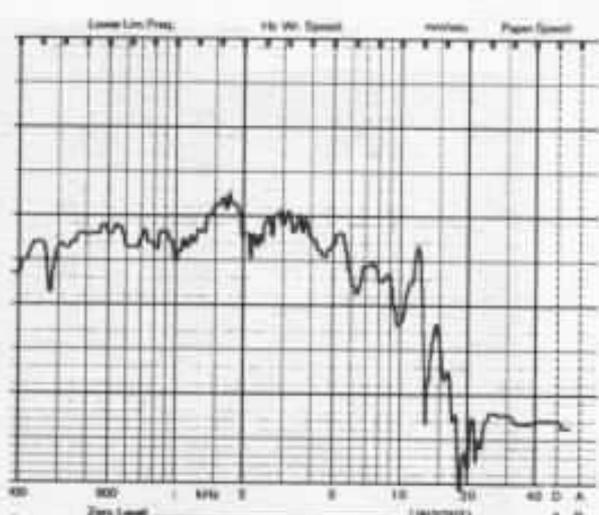
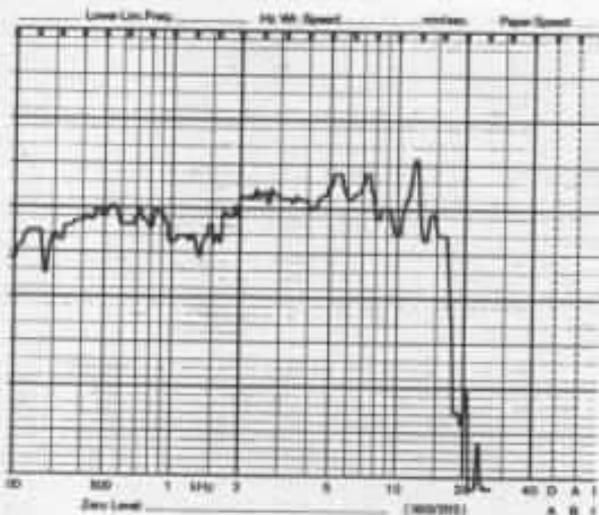


Fig. 3 : Courbes de réponse dans l'axe et à 30° à partir de 200 Hz de l'enceinte équipée du FE-103 Sigma.

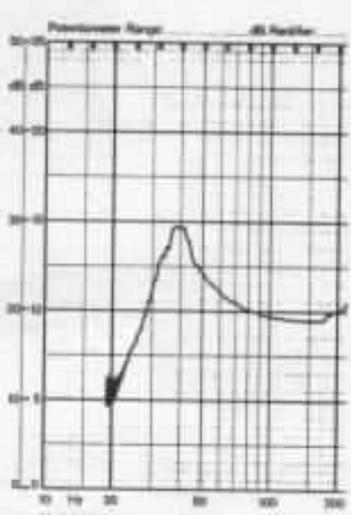
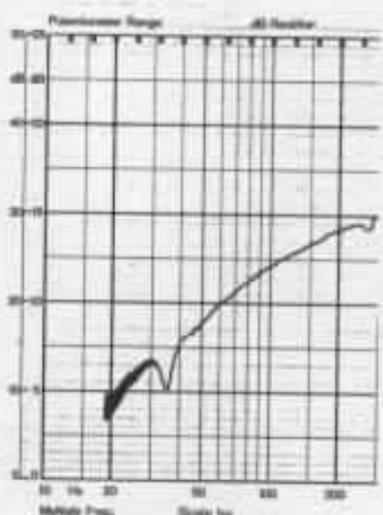


Fig. 4 : Réponse dans le grave. La courbe régulièrement descendante représente l'émission directe du haut-parleur. L'autre, avec une accentuation marquée à 40 Hz, est la réponse de l'événement. Ces mesures ont été faites à proximité de chacune des sources d'émission. Pour avoir une idée de la réponse globale, il convient de faire la sommation entre ces deux courbes.

L'intérieur de l'enceinte est capitonné sur toutes les parois avec du feutre de laine, d'épaisseur 10 mm, tel celui utilisé dans les caissons Onken.

Enfin, l'événement est réalisé dans un tube de PVC collé sur la face avant.

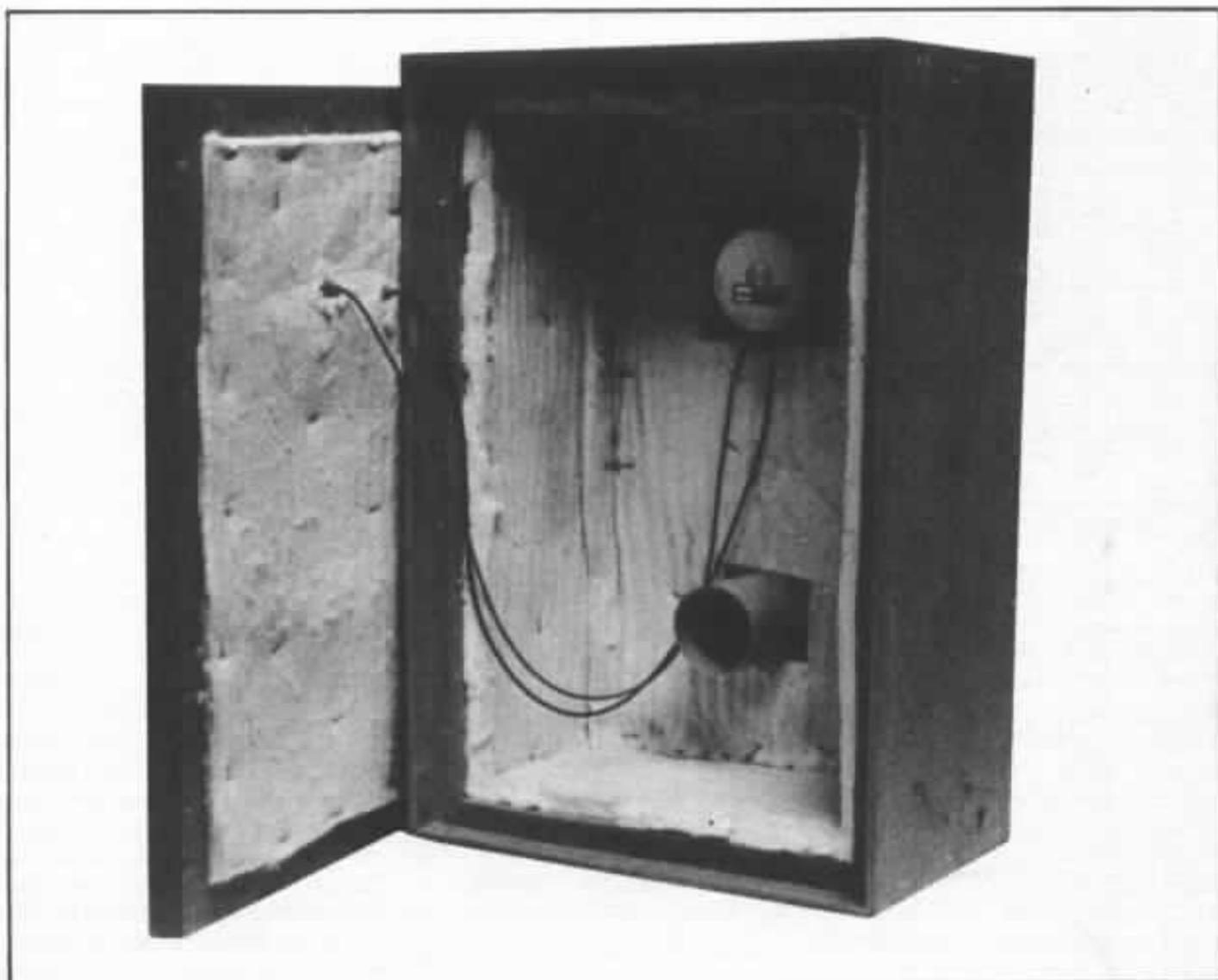
Les performances

Nous vous donnons en figure 3 la réponse de l'enceinte dans le médium-aigu à partir de 200 Hz dans l'axe et à 30°. On retrouve, à quelques petites différences

près, les performances données par le constructeur. On notera un léger creux dans la réponse dans l'axe entre 1 000 et 2 000 Hz. Celui-ci n'est en rien critique puisqu'en s'écartant de l'axe la courbe s'atténue très progressivement à partir de 2 000 Hz. Il apparaît à 12 kHz un petit pic qui d'ailleurs se retrouve à l'écoute et donne une légère accentuation à l'aigu. Cela n'est pas désagréable, bien au contraire, sans cette accentua-

tion la restitution sera sans doute un peu terne avec une impression de manque d'aigus. Enfin, la courbe régulièrement montante dans l'axe est un bon point.

Pour le grave, nous vous donnons en figure 4 la réponse jusqu'à 200 Hz. Pour bien voir ce qui se passe entre l'émission du haut-parleur et celle de l'événement, les mesures ont été faites à proximité de chacune des sources d'émission. Dans le grave, bien évidemment, l'événement prend le relais et délivre son maximum d'amplitude à 40 Hz. Il faut noter à ce sujet que sur l'exemplaire avec lequel nous avons fait ces mesures, la fréquence de résonance du haut-parleur était de plus de 90 Hz, aussi un accord d'événements placé vers 50 Hz aurait été préférable. L'écart peut paraître important par rapport aux données du constructeur, nous sommes aux limites des tolérances de ± 15 Hz qu'il annonce. Cependant, il conviendra d'analyser l'évolution de ce paramètre dans le temps. Il faut savoir que tout haut-parleur se rûde, la suspension périphérique et le spider s'assouplissent, ce qui a pour effet de faire baisser la fréquence de résonance. C'est un point très important ainsi sur les caissons Onken équipés du 416-8, le rûdage du haut-parleur



L'intérieur de l'enceinte est revêtu de feutre sur toutes les parois. C'est un feutre de 10 mm d'épaisseur à base de laine. Sa densité est de l'ordre de 1 500 g au m² dans cette épaisseur.

est capital et change du tout au tout la reproduction (cf. L'Audiophile n° 2). Bien sûr, nous avons affaire ici à un petit haut-parleur, les exigences sont naturellement moindres.

Nous terminerons ce paragraphe consacré aux mesures en vous communiquant les performances de distorsion en fig. 5 où sont représentés le niveau de l'harmonique 2 (niveau le plus faible à 30 Hz), et l'harmonique 3 (niveau le plus élevé à 30 Hz). Les résultats sont tout simplement superbes compte tenu des moyens mis en œuvre. Les niveaux respectifs des harmoniques 2 et 3 se suivent très progressivement en fonction de la fréquence sans prédominance

d'harmonique 3. Au-delà de 5 kHz, il ne subsiste quasiment plus que l'harmonique 2. C'est un point à mettre en rapprochement avec l'absence de toute dureté dans le haut du spectre.

L'écoute

Il est presque gênant de parler de l'écoute de cette petite enceinte. Les résultats obtenus sont tellement extraordinaires compte tenu des moyens mis en œuvre et de la petitesse du haut-parleur qu'il en est difficile d'être crédible sur le papier. Il faut l'écouter.

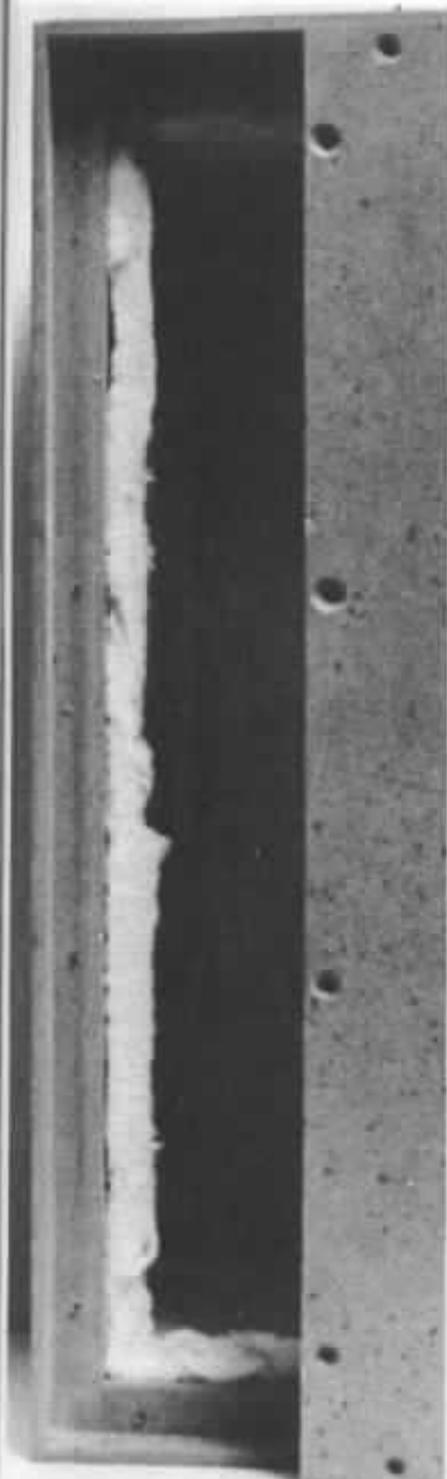
L'homogénéité d'ensemble est excellente. Le grave est présent, bien sûr vous n'aurez jamais l'énergie d'un 38 cm, et confère à l'ensemble un très bon

équilibre. Pourtant, ce n'est pas le niveau de grave que cette petite enceinte est capable de restituer qui surprend le plus mais plutôt son extraordinaire capacité de résolution et cela sur tout le spectre. Quel que soit le message, on perçoit une multitude d'informations, de petits détails. L'absence de tout filtrage, le haut-parleur étant en prise directe sur l'amplificateur, n'est certainement pas étranger à cette étonnante définition.

La dynamique d'ensemble, est très bonne, les écarts de niveau sont parfaitement respectés sans tassement excessif sur les fortes modulations.

Bien sûr, l'aigu est un peu tronqué, il est difficile de tout

D
a
st
fe
p
u
a
q
se
es



Détail de l'assemblage, le panneau arrière démontable vient s'encaster sur les parois latérales usinées en feuillure. L'assemblage doit être le plus précis possible pour garantir une excellente étanchéité.

avoir. Il est pourtant d'excellente qualité, doux et fin à la fois.

Pour conclure, nous vous conseillons d'utiliser cette petite enceinte avec des amplificateurs

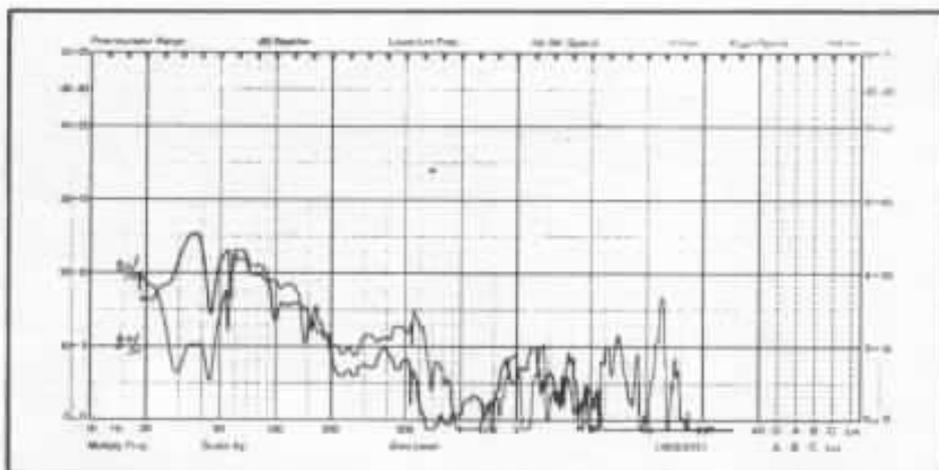


Fig. 5 : Distorsion de 20 à 20 000 Hz de l'enceinte. La courbe de niveau le plus élevé à 30 Hz représente l'harmonique 3, l'autre l'harmonique 2. On notera qu'à partir de 200 Hz, le niveau de distorsion ne dépasse guère 1 %.

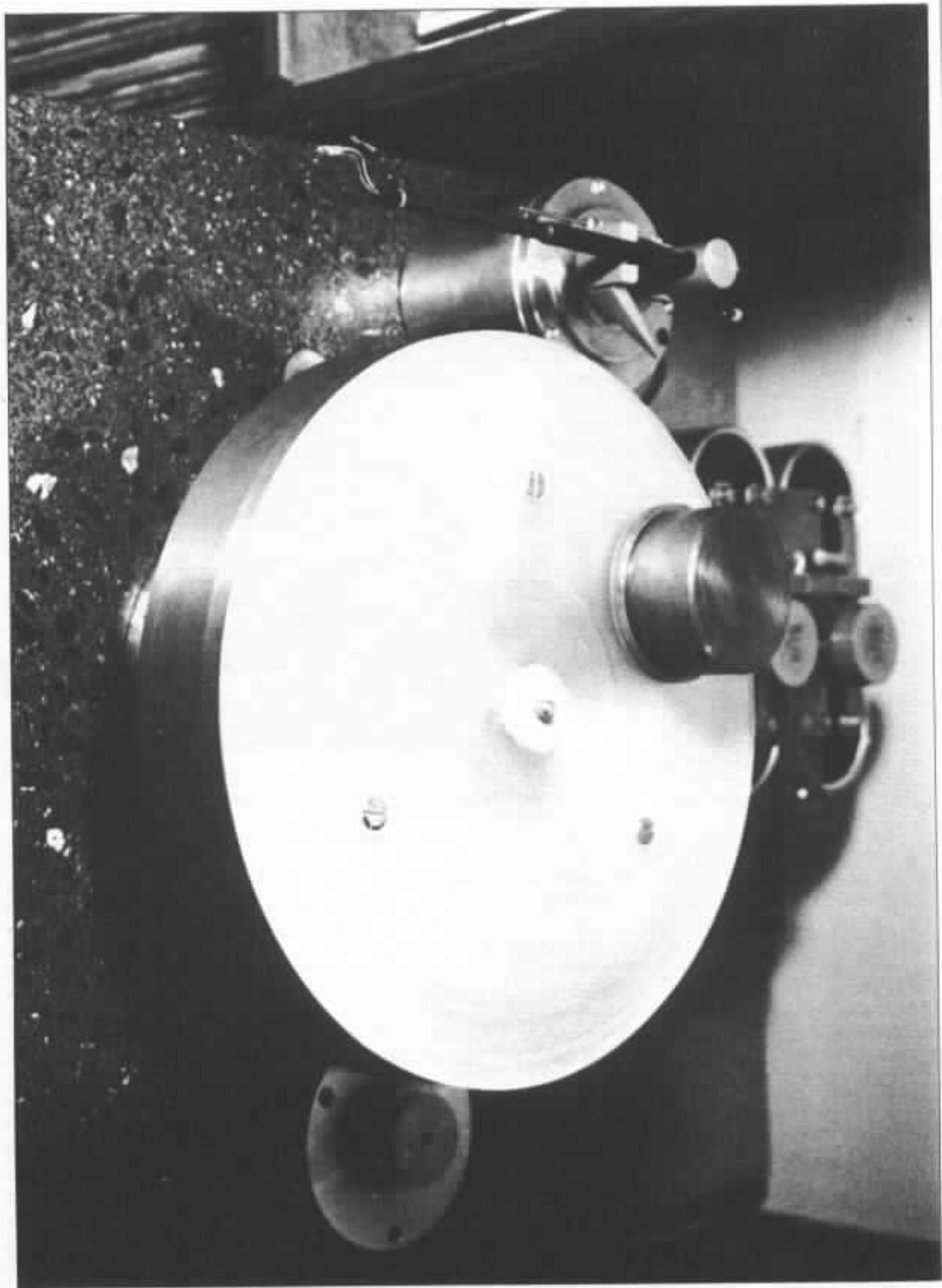


Le moteur du FE-103 Sigma. A l'origine, il était constitué de deux ferrites superposées. Désormais, il n'y en a plus qu'une seule et très largement dimensionnée.

de qualité car son pouvoir de résolution ne pardonne aucun défaut d'électronique. Ne pas utiliser d'amplificateurs trop puissants, ils risqueraient de dégrader le haut-parleur dont la puissance admissible reste toutefois limitée. Avec un 20 W ou même un 8 W classe A avec lesquels nous avons essayé ce modèle les résultats sont superbes. Le rendement de l'enceinte est de l'ordre de 92 dB/W/m. Et croyez-nous, il est possible de sortir des niveaux acoustiques très importants avec une qualité digne de gros systèmes. L'image sonore enfin, du fait que l'on travaille en large bande, est

magnifiquement restituée puisqu'il n'y a strictement aucun problème de phase.

Nous ne saurions qu'encourager le lecteur à entreprendre cette réalisation très économique puisque le FE-103 Sigma coûte à peine plus de 250 F. Ne pas négliger la qualité des matériaux employés pour réaliser la caisse. Ce haut-parleur mérite d'être soigné. Il existe sans doute d'autres optimisations possibles pour ce haut-parleur si toutefois nous obtenons des résultats encore supérieurs, ce qui ne serait pas rien, nous ne manquerions pas de vous les communiquer.



L
b
d

1

F

c

s

c

l

r

c

l

e

t

Autour de la platine Verdier

Jacques Le Dauphin

La platine Verdier décrite dans les numéros 13, 14 et 15 a suscité bien des enthousiasmes. L'auteur nous livre ici le fruit de ses essais autour de cette remarquable platine. Il analyse les problèmes posés par le couvre-plateau, le support de la platine et le préamplificateur et propose des solutions originales pour aller encore plus loin...

1. Couvre-plateau

Le problème des couvre-plateaux est un sujet d'actualité chez les audiophiles (cf. NDRS novembre 83), qui cherchent constamment à améliorer leur système, et qui constatent que les disques s'obstinent à poursuivre leur cure d'amaigrissement et ne renoncent pas à prendre le voile. Tôt ou tard, ils se penchent sur ce thème de recherche : le couvre-plateau.

Une fois de plus, Jean Hiraga a été le premier à attirer leur attention sur ce problème. Dès 1977, dans le n° 11 de la Nouvelle Revue du Son, il publiait un article intitulé : « Lorsque les couvre-plateaux prennent de l'importance... » et proposait une solution artisanal à base de pâte à modeler !

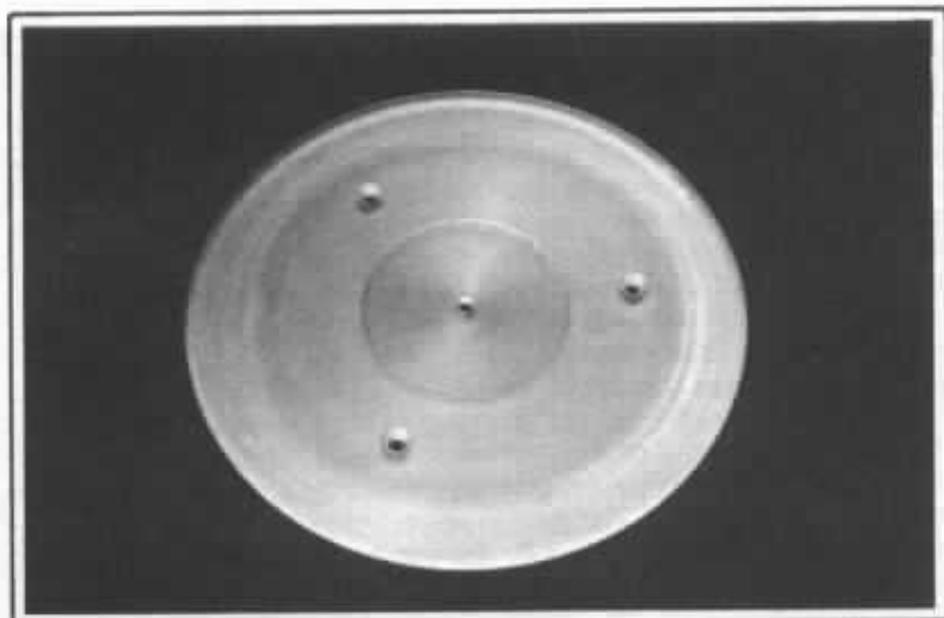


Photo 2 : Le couvre-plateau développé par l'auteur. Il comporte, successivement du centre à la périphérie, un dégagement central pour l'étiquette du disque, une partie plane et un relèvement curviligne sur les 5 cm de la périphérie.

Les tables de lecture « à l'époque » étaient légères, avec des plateaux résonnants, et le but des couvre-plateaux était d'essayer d'absorber ces résonances sans trop « manger » d'information. Les perfectionnistes se sont depuis orientés vers des plateaux massifs et inertes. Le but du couvre-plateau est alors devenu la recherche du couplage le plus intime possible entre disque et plateau, souvent au moyen d'un palet-presseur.

C'est ainsi que sur la platine Verdier les résultats obtenus sans couvre-plateau, avec un palet-presseur lourd, sont déjà très bons et en tout cas supérieurs à ce qu'on obtient avec un couvre-plateau absorbant.

Un problème subsiste : celui du voilement des disques, d'autant plus crucial lorsqu'on utilise une cellule à bobine mobile de faible compliance.

La solution idéale paraît exister : le plateau aspirant qui permet un couplage parfait et qui redresse les disques les plus récalcitrants. Si l'amélioration de la qualité d'écoute est indéniable, la dégradation de la face du disque en contact avec le plateau est non moins indéniable ! La seule solution semble être d'acheter les disques en double et de bien repérer les faces utilisées.

J'ai préféré remiser (provisoirement ?) ce magnifique accessoire et essayer de trouver une solution de remplacement, quitte à admettre un retour en arrière dans l'extraction du maximum d'informations. Lors de la réalisation de la platine, j'avais procédé à un usinage en cuvette du dessus du plateau, suivant la formule couramment adoptée, soit une conicité de 30° et un dégagement au niveau de l'étiquette. Pour la mise en service du plateau Audiotechnica, j'avais réussi horizontalement le dessus du plateau pour parfaire le contact. N'étant pas très désireux de refaire l'opération inverses, n'étant pas entièrement satisfait,

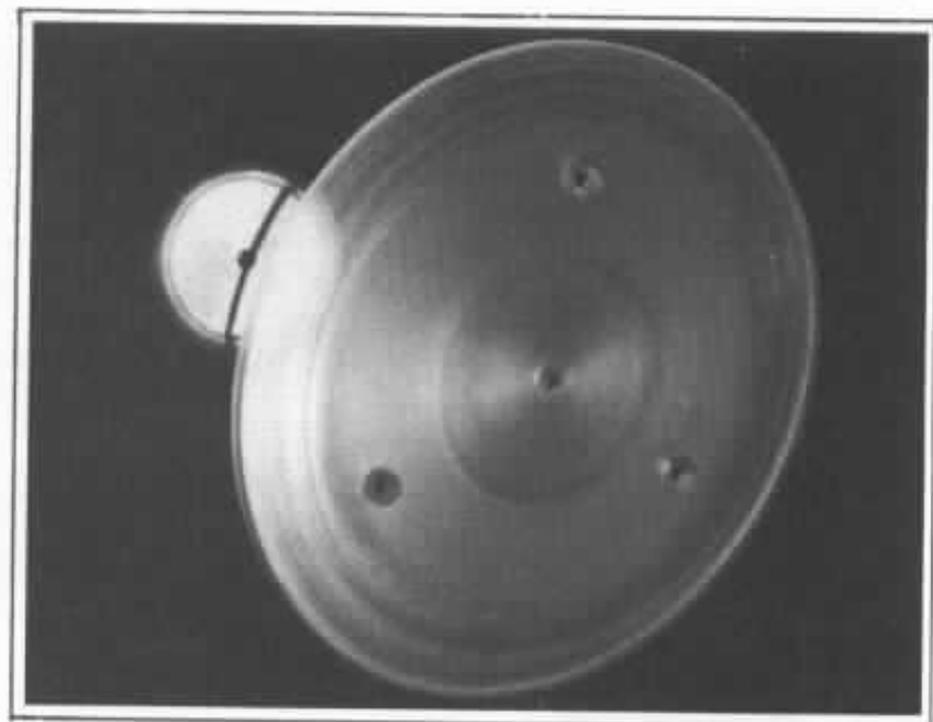


Photo 3 : Couvre-plateau et palet presseur : on distingue la couronne d'appui extérieur, en plexiglass, collée sur le palet-presseur ; l'état de surface du couvre-plateau est volontairement non parfaitement lisse pour faciliter l'entraînement du disque (changements de disques sans arrêter la platine).

d'autre part, des résultats obtenus avec la forme en cuvette habituelle (le couplage est très bon au centre, mauvais à la périphérie ; les bords du disque se relèvent ; on ne corrige pas les disques voilés), je décidais d'entreprendre la réalisation d'un couvre-plateau.

La matière et la forme

J'ai tout de suite pensé à utiliser du plexiglass, désirant rester dans la voie du couvre-plateau rigide, et en raison des qualités d'inertie de ce matériau qui se rapproche par ailleurs de la matière des disques.

La recherche d'un compromis satisfaisant entre le couplage intime avec le disque et le redressement du voilement m'a conduit à expérimenter la forme suivante (voir figure 1) :

- un dégagement central au niveau de l'étiquette (\varnothing 110) ;
- une partie horizontale de \varnothing 110 à \varnothing 240 ;
- un relèvement curviligne sur 0,4 mm de hauteur du \varnothing 240 au \varnothing 290 ;
- un chanfrein de 5 mm à 30°, pour la saisie du disque et pour

dégager le bourrelet périphérique.

Quelques détails qui changent tout

La profondeur du dégagement central (1 mm) garantit que la surépaisseur de l'étiquette, variable suivant les disques, lui sera toujours inférieure. Par contre, cela implique qu'avec l'usage du palet-presseur, le disque, à nouveau, se relève sur les bords du plateau. C'est ici que se situe une petite astuce, inspirée du couvre-plateau de la platine Oracle (cf. Audiophile n° 17) : une petite rondelle de mousse plastique d'épaisseur environ 4 mm et de \varnothing 35 mm joue le rôle d'un ressort empêchant la partie centrale du disque de porter sur le fond du dégagement. Le palet-presseur est, lui, muni d'une couronne d'appui extérieur, toujours en plexiglass, reportant son action sur un diamètre intermédiaire (environ 70 mm).

On parvient expérimentalement à trouver un équilibre entre la masse du palet-presseur et l'élasticité de la rondelle de

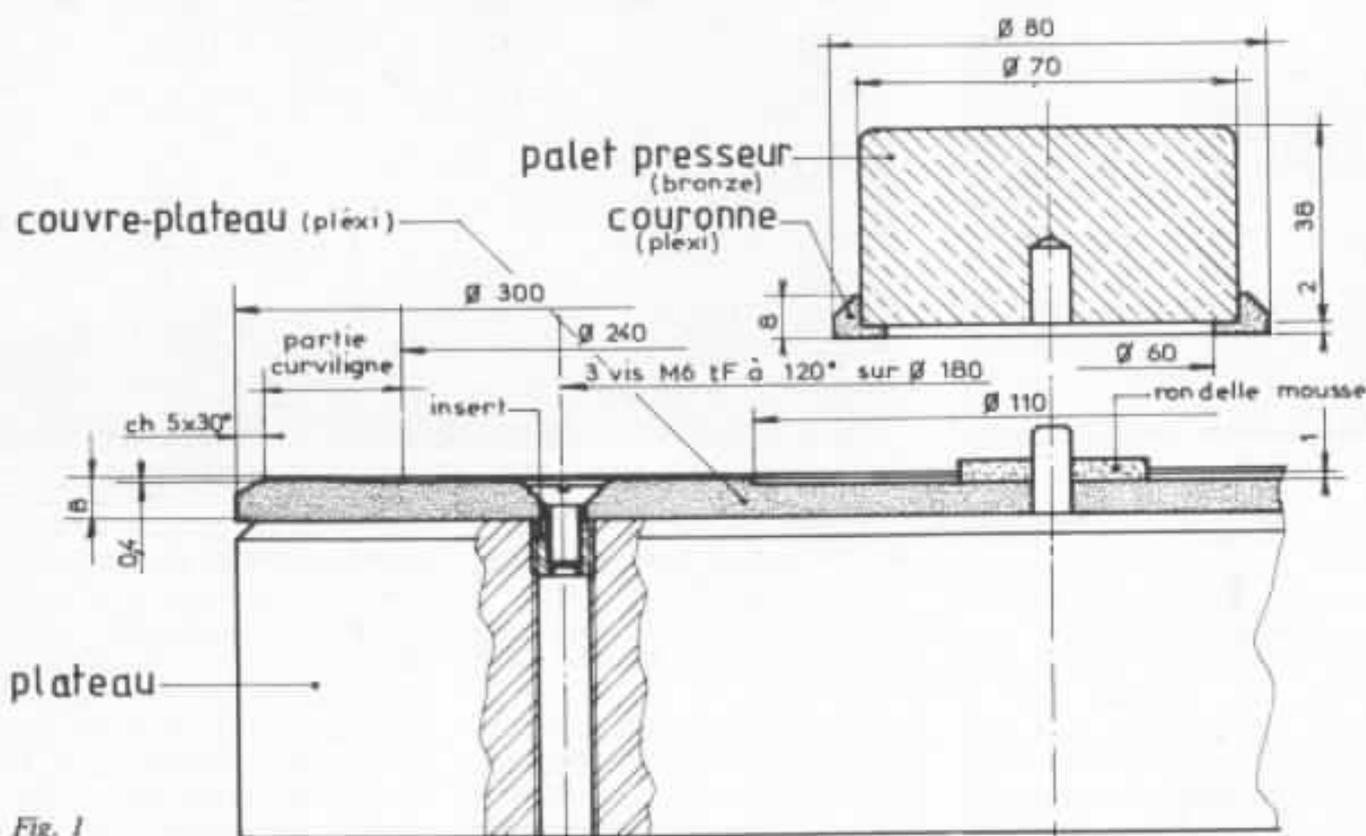


Fig. 1

mousse, pour que la grande majorité des disques porte sur la partie horizontale et sur le bord extérieur du couver-plateau.

De plus, on introduit une légère contrainte à l'intérieur de la matière du disque qui prend la forme représentée figure 2 de manière exagérée.

La surépaisseur de 0,4 mm de la partie curviligne a été déterminée expérimentalement pour réaliser un compromis entre le contact du disque et le rattrapage du voilement. Il y a une zone (vers $\varnothing 240$) où le contact n'est pas parfait, mais je pense que l'effet de contrainte mentionné plus haut compense ce défaut. Une surépaisseur plus importante réduit encore ce contact, tandis qu'une surépaisseur plus faible réduit la correction des voiles.

Une dernière précaution, dont l'effet est sensible à l'écoute, notamment dans la tenue du grave, le couver-plateau est fixé par vis sur le plateau. Le plateau du tour sur lequel ont été usinés

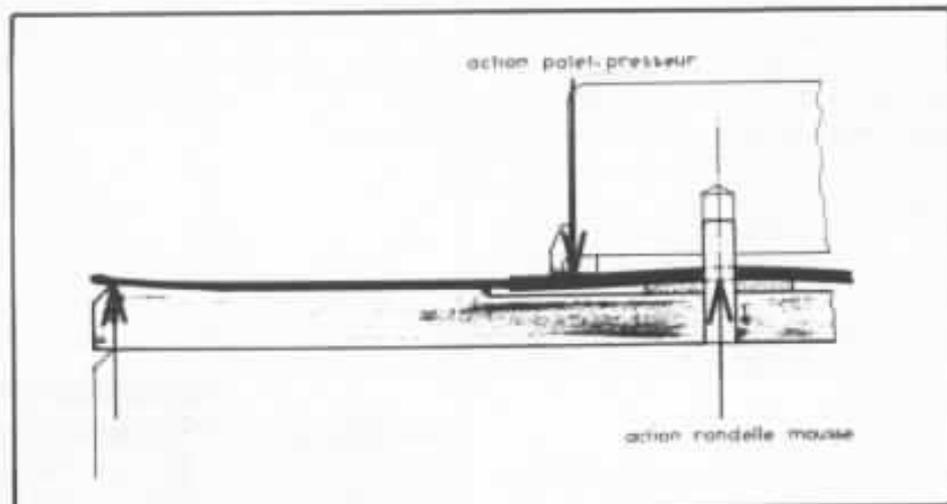


Fig. 2 : Principe de fonctionnement.

les éléments de la platine présentait trois trous à 120° sur un $\varnothing 180$ (et non pas deux comme sur la description de J.-C. Verdier). J'ai réutilisé ces trous pour la fixation du disque brut de plexiglass lors de son usinage, mais aussi pour la fixation du couver-plateau sur le plateau de la platine par trois vis en laiton et trois inserts vissés et collés dans le plateau. Les inserts sont en

duralumin (vis et inserts amagnétiques).

Le couver-plateau est traité au Permostat pour limiter les effets électrostatiques.

Les résultats

Ce couver-plateau est très neutre sur tout le spectre de fréquence. On perd très peu en détails, en tenue dans le grave et spatialisait par rapport à l'Audiotechnica.



Photo 4 : Détail du socle de la platine.

C'est ainsi que sur le disque bien connu « Cantate Domino », dont la plage « Jul-sång » est intéressante pour juger l'effet de profondeur et de l'image, on constate que si l'orgue est un tout petit peu moins distant, les chœurs continuent d'occuper un espace plus large que celui des enceintes. Très spectaculaire !

Les résultats d'écoute sont, par exemple, supérieurs à ceux obtenus avec l'Audiotechnica utilisé avec un palet-presseur mais sans faire le vide.

En ce qui concerne le rattrapage du voilement ce couvre-plateau se révèle efficace (sur des disques raisonnablement déformés).

Le compromis recherché est donc obtenu de façon très satisfaisante.

2. Socle de platine

Un socle de platine (voir photo 4) particulièrement inerte a été réalisé de la façon suivante :

- une plaque de base 55 cm × 55 cm en Nantex de 25 mm d'épaisseur ;
- six couches de 12 briques pleines par couche, soit un poids total d'environ 180 kg, empilées à sec, mais collées par des rubans préformés en mastic butyl-polysobutylène. (Ces rubans adhésifs, d'élasticité permanente, sont utilisés par les miroitiers) ;
- une dalle supérieure en mar-

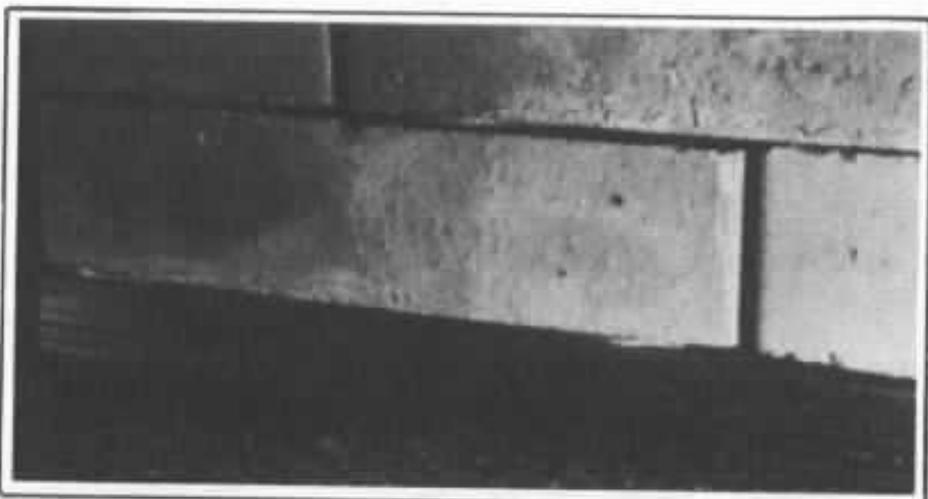


Photo 5 : Le socle de la platine repose sur la dalle par l'intermédiaire de quatre pieds traversant le plancher.

bre d'épaisseur 3 cm, collée par le même mastic ;

— sur la plaque de base sont fixés quatre pieds en tube carré creux.

Le socle de platine ne repose pas sur le plancher-bois mais sur la dalle de structure : les pieds en tube carré passent dans quatre trous percés dans le plancher bois (voir photo 5).

Les résultats obtenus avec ce

socle de platine sont remarquables, et très supérieurs à ceux obtenus précédemment avec un bloc de béton de 250 kg directement sur le plancher-bois. On peut ainsi suivre au stéthoscope le bruit du moteur de la platine, très net au niveau de la dalle de marbre supérieure, malgré la masse du support-moteur en fonte, et devenu inaudible au niveau de l'embase en Nantex.

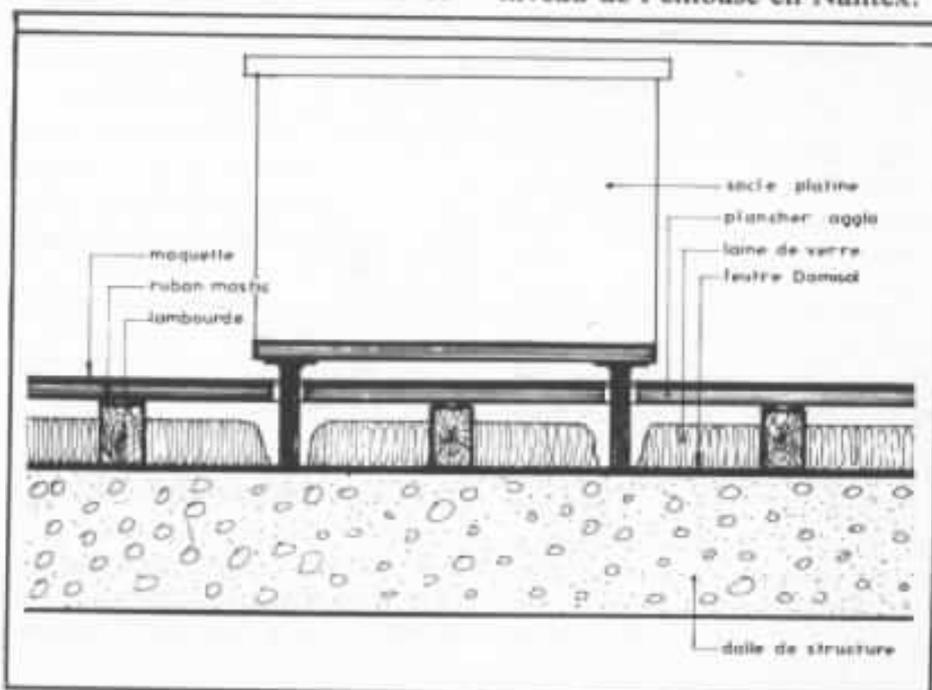


Fig. 3 : Le sol de la pièce (prévue au moment de la réalisation des travaux pour son usage en auditorium) comprend : une dalle béton ép. 20 cm (poutrelles préfabriquées, hourdis et chape) ; un feutre Domisol 317 de chez Isover (voile de fibres de verre surfacé par un film de bitume grésé) ; un plancher en aggloméré CTB-H de 22 mm d'ép. posé sur lambourdes avec découplage par rubans de mastic visco-élastique mentionné plus haut ; un feutre de laine de verre ép. 6 cm est déroulé entre les lambourdes ; un revêtement en coco est collé sur le plancher.

Les résultats sur le plan acoustique global du plancher décrit ci-dessus sont également intéressants.

3. Montage du prépré HIRAGA dans l'embase du bras de la platine Verdier

On sait que le prépréampli Hiraga, sans filtre à l'entrée, est très sensible aux parasites HF. Ayant subi ce problème (entendre des conversations entre cibistes pendant l'écoute d'un disque n'est pas forcément le but recherché par les audiophiles), et l'ayant résolu en raccourcissant à l'extrême les câbles de liaison du bras au prépré, il m'est venu l'idée d'aller encore plus loin et d'incorporer ce dernier dans l'embase du bras de la platine Verdier. Les dimensions de cette embase permettent une telle solution qui n'est évidemment pas généralisable.

Le schéma de principe est montré figure 4 et le détail du circuit imprimé figure 5. Les composants prennent place sur un disque de 0 74 mm, fixé par vis et entretoises sur le couvercle de l'embase.

Les fils de sortie du bras traversent le C.I. par un trou central pour ne pas introduire d'effort de torsion sur ces fils. Les câbles blindés de sortie modulation ainsi que les trois fils d'alimentation sont soudés directement sur le circuit (voir photo 6). Un bouchon obturateur à travers lequel passent ces différents fils est fixé par vis

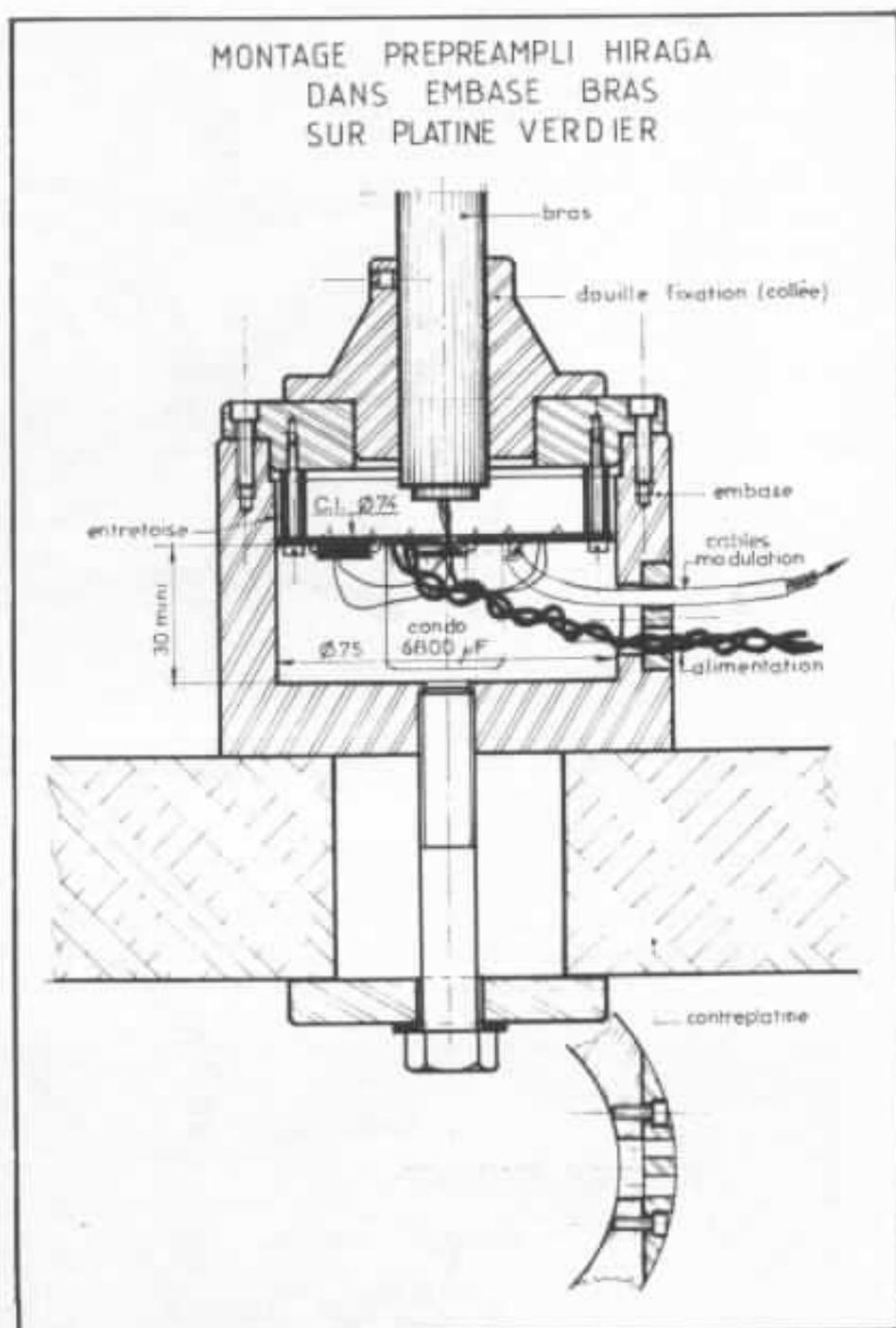


Fig. 4 : Montage prépréampli Hiraga dans l'embase bras sur platine Verdier.

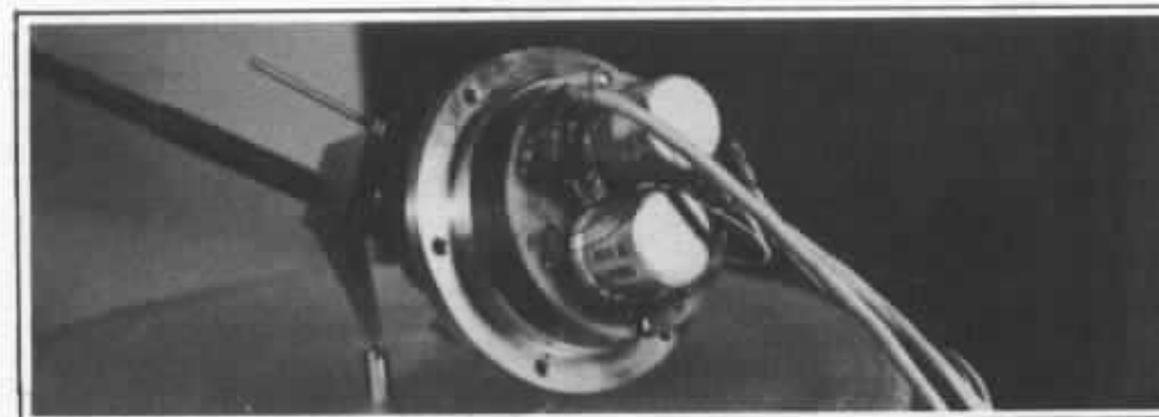
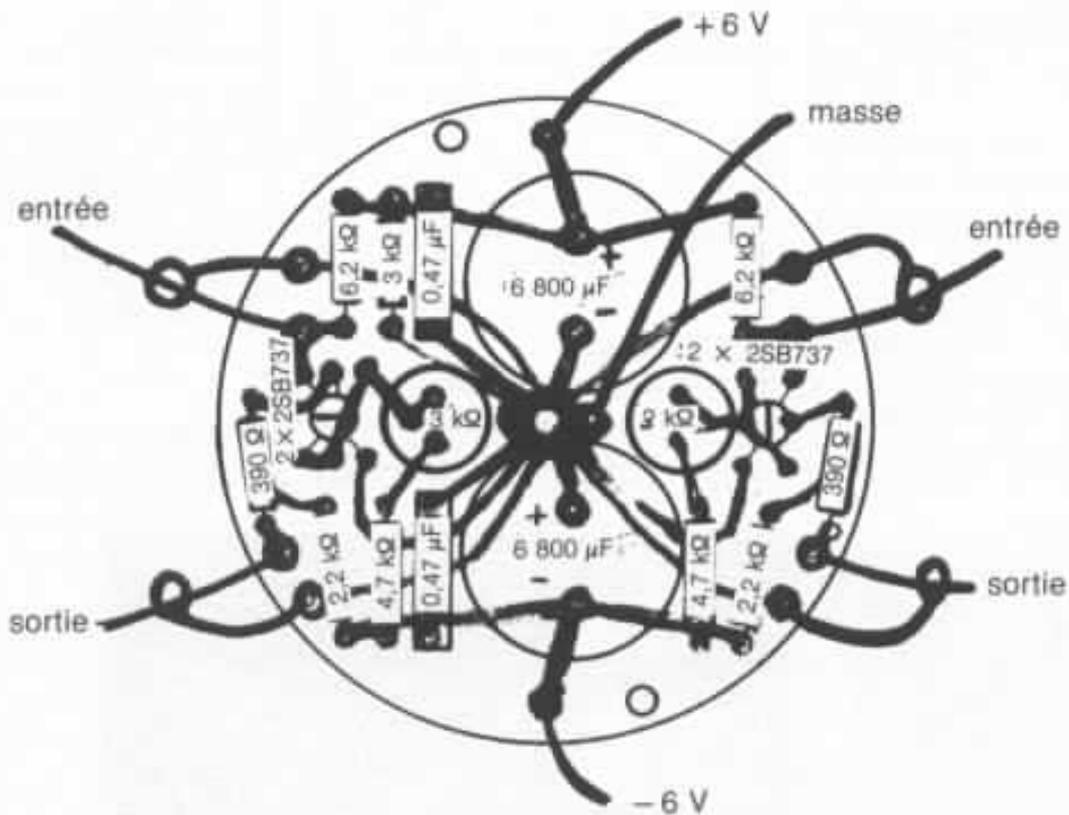


Photo 6 : Le prépré sur son embase.



C.I. côté cuivre



C.I. côté composants

Fig. 5 : Circuit imprimé et implantation du préamplificateur monté dans l'embase de bras de la platine Verdier.

dans un logement fraisé dans l'embase (photo 7). Le blindage constitué par l'embase est ainsi refermé. On vérifie auparavant que le fût vertical du bras ne viendra pas toucher le C.I. lors du réglage en hauteur du bras.

Le bloc-alimentation (photo 8) est placé derrière la platine. Il faut donc un support de platine de taille confortable !

Les condensateurs de sortie du préampli, des Taitso de $1 \mu\text{F}$ dans ce cas, sont placés *dans le préampli*, derrière les prises d'entrée (photos 9 et 10).

On remarquera sur ces photos du préampli Kanéda et de son alimentation, que le préampli comporte deux niveaux :

- une partie inférieure, plus longue, où l'on trouve en partant de l'arrière, les prises P.U., les capas du prépré, l'étage RIAA, les capas de sortie de cet étage, les commutateurs de fonction sur la face avant ;

- une partie supérieure où se regroupent les autres prises d'entrée et de sortie, l'étage linéaire, puis les potentiomètres de volume sur la face avant.

Les deux circuits imprimés sont décalés pour permettre l'accès aux trimmers de réglage.

Cette disposition permet de respecter des liaisons relativement courtes, surtout au niveau correction RIAA.

La construction des boîtiers est basée sur l'utilisation d'un profilé de menuiserie aluminium (« coulisse » de $10 \times 50 \times 10$), très pratique pour des réalisations « slim line » sans outillage lourd tel que cisaille-guillotine et plieuse.

La photo 11 montre un filtre Kanéda et son alimentation (alim. stab. Guy Marec - Audio-ophile n° 11) dont les boîtiers sont réalisés sur le même principe.

Les câbles de sorties sont soudés sur les potentiomètres de niveau. On fait donc l'économie des prises Cinch de sortie. Cette méthode (idem sur le prépré décrit) consistant à munir les



Photo 7 : Le support de bras fraisé constitue un excellent blindage pour le prépré.

boîtiers de prises d'entrées et de câbles directement soudés pour les sorties est intéressante car elle permet de réduire le nombre de contacts tout en conservant une

souplesse dans les branchements entre les divers maillons.

Tous les essais restent possibles sans avoir recours au fer à souder.

Pour en revenir à la version du préampli décrite plus haut, l'intérêt de cette solution est de :

- raccourcir de façon radicale la liaison cellule-prépré ;

- remplacer les contacts traversés par un signal de très faible niveau par des soudures ;

- offrir un blindage très sérieux !

Le fait que depuis quelque temps je n'éprouve plus ce sentiment pénible qu'un jour « ça marche » et que le lendemain « ça ne marche pas du tout » n'est peut-être pas étranger à cette suppression des problèmes de contacts.

Par ailleurs, l'utilisation des condensateurs Taitso en sortie, l'alimentation par batteries, super-capas et charge capacitive importante, constituent par rapport à la version de base une amélioration vraiment extraordinaire.

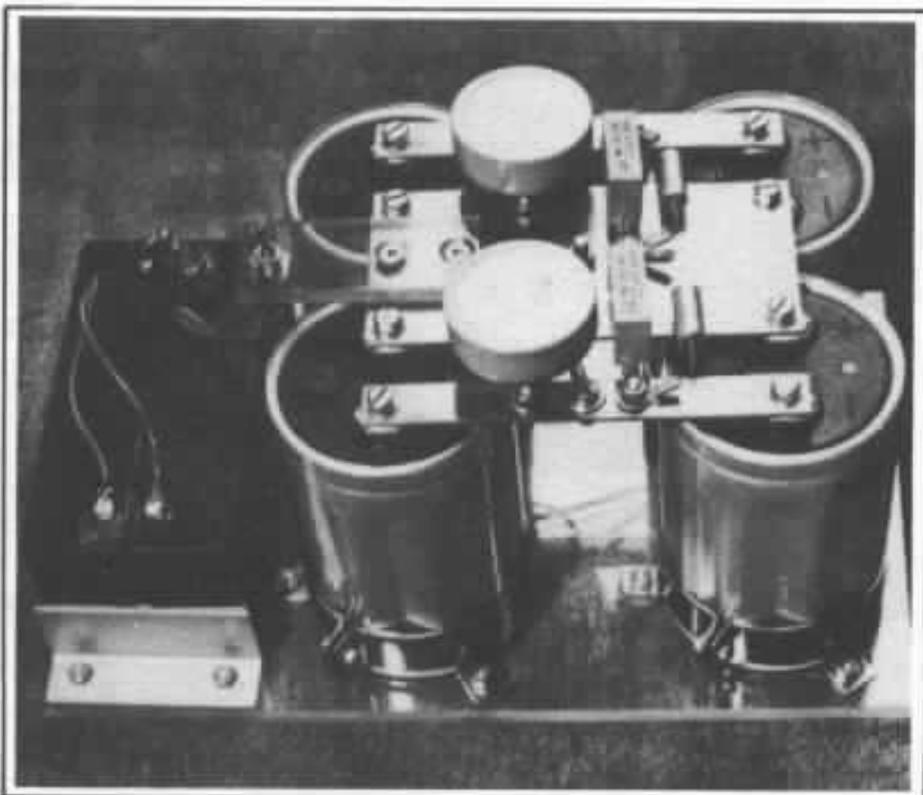


Photo 8 : Bloc alimentation du prépré.

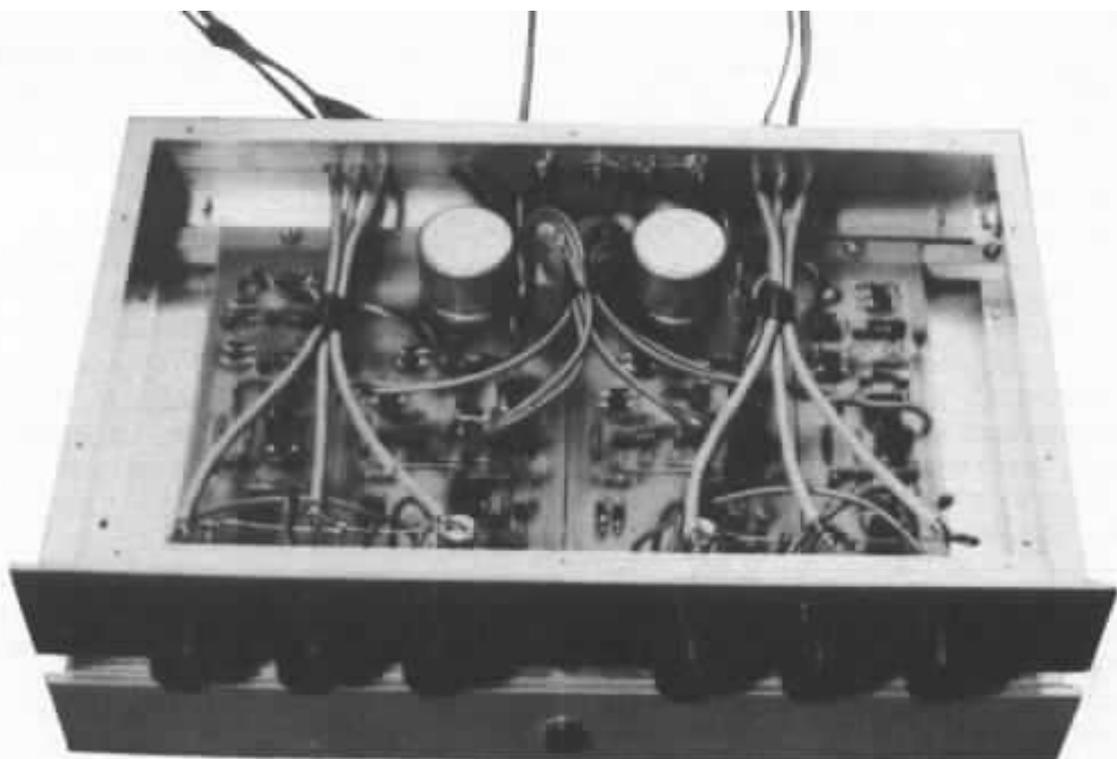
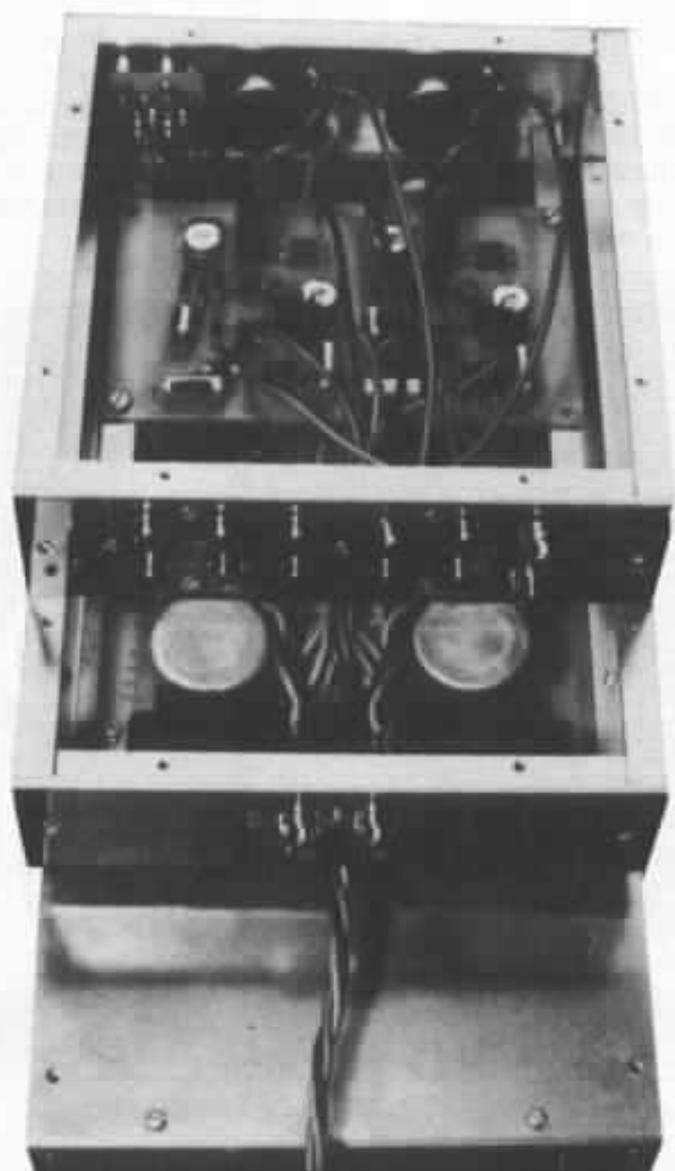
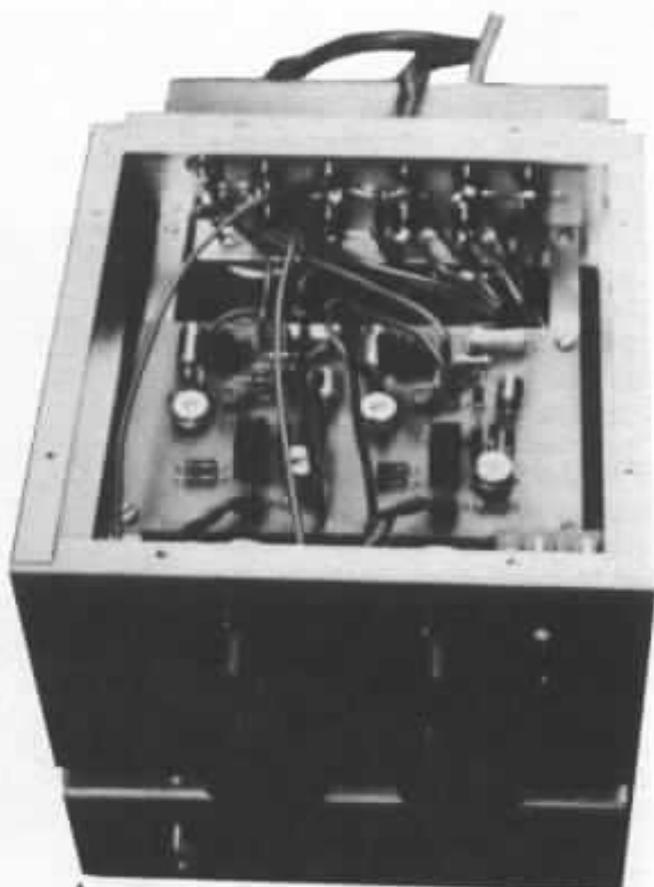


Photo 11 : Le filtre actif Kanéda.



◀ *Photo 9 : Le préampli Kanéda, vue de l'arrière.*



▲ *Photo 10 : Le préampli Kanéda, vue de l'avant.*

Le numérique et l'audio

1^{re} partie

Charles-Henry Delaleu

Digital, attention danger ! D.A.D. contre M.A.D. (Digital Audio Disc contre musiciens anti-digital). En fait, le digital n'a pas fini de faire parler de lui dans le monde des amoureux de la musique. Mais pourquoi utiliser des 0 et des 1 pour traiter le son ?...

Beaucoup parlent du digital, peu connaissent son principe. En fait, à la veille du boom de l'informatique deux clans se dessinent : les pour et les contre. Il y a quelques années, la révolution en électro-acoustique était l'avènement de la stéréophonie, les démonstrations allaient bon train, et les balles de ping-pong se promenaient de gauche à droite, de droite à gauche. On criait au scandale, cette restitution n'avait rien à voir avec la musique. Or, peu de temps après l'auditeur faisait connaissance avec des enregistrements qui n'étaient que des trucages, la vraie prise de son stéréo s'imposait et finalement tout le monde était satisfait.

Il y a quelques années, Philips présentait au FIS les premières démonstrations publiques de



L'excellent lecteur Aurex-Toshiba XR-Z90.

reproduction sonore à l'aide du numérique. Ce n'est que deux années plus tard lors de la commercialisation des premiers exemplaires qu'allait se manifester les « anti-digital ».

Les premiers traitements numériques du signal sont assez anciens, mais deux problèmes

majeurs empêchaient leur utilisation en application grand public :

- le coût ;
- le stockage de l'information.

Mais avant d'aller plus loin faisons un petit détour et comparons le numérique et l'analogique.

Grâce aux progrès croissants intervenus ces dernières années, il est devenu fréquent de comparer des grandeurs analogiques et des grandeurs numériques que ce soit dans le cas de reproduction sonore ou de métrologie. Car en effet c'est l'instrumentation qui a permis de développer ces nouvelles techniques. La reproduction du son n'aura été qu'un des aboutissements.

Le signal analogique

Un signal analogique est un signal dont la valeur varie avec le temps de manière continue. Son amplitude instantanée est elle-même une variable appartenant à un domaine limité. Dans l'exemple du signal sinusoïdal, l'amplitude parcourt les valeurs de $-A$ à $+A$ (signal sinusoïdal : $A \sin(\omega t + \theta)$). La majorité des signaux analogiques peuvent se décomposer sous forme d'une somme pondérée de signaux sinusoïdaux.

L'avantage d'un signal analogique est sa facilité à se prêter à la transmission. Ses inconvénients sont plus nombreux. Sensibles aux parasites, il peut être déformé en amplitude, en phase, et en distorsion, par le système de transmission. Il se prête difficilement aux opérations de multiplications analogiques sans perdre de précision. Enfin il est difficile à mémoriser.

Le signal numérique

A l'inverse du signal analogique, le signal numérique est représenté sous la forme d'une suite de symboles. Dans le cas d'un système linéaire, le signal sera alors constitué par une série de 0 et de 1 que l'on peut matérialiser par l'absence d'impulsions (ou état logique).

Le signal numérique est caractéristique de la valeur d'une grandeur à un instant donné. La valeur que représente un signal ne peut être que discrète, car les symboles qui le composent ne peuvent varier que par bonds.

Les avantages du numériques sont les suivants :

- Faible sensibilité aux imperfections du système de transmissions ;
- Peu sensible aux bruits ;
- Précision du signal conservée lors d'opérations ;
- Mémorisation du signal très facile.

Le seul inconvénient du signal numérique est le fait qu'il nécessite une bande passante plus importante qu'un signal analogique pour être représenté.

Ainsi, grâce à ces nouvelles techniques, il devient possible d'effectuer toutes sortes de manipulations du signal, avant très difficiles à réaliser, voire impossibles à maîtriser.

Enfin, l'avènement des techniques d'intégration à grande échelle (MSI) des composants électroniques autorise désormais un faible coût de ces techniques de numérisation. Il y a vingt ans un convertisseur simple coûtait 50 000 F. Aujourd'hui, le même appareil construit en technologie MSI vaut environ 500 F. De plus, pour ce dernier, le volume est sans comparaison et la fiabilité nettement accrue.

Des 0 et des 1

Nous sommes tous les jours des utilisateurs du système décimal, que nous employons sans doute à cause de nos dix doigts, nous nous servons de dix chiffres allant de 0 à 9. Les machines numériques ne possèdent pas dix doigts. Elles sont composées de systèmes logiques qui obéissent à des éléments de type « relais », qui ne disent que oui ou non. Elles laissent ou ne laissent pas passer un courant. Elles ne peuvent donc compter que jusqu'à deux. Ainsi on représentera le passage du courant par oui et inversement. Dans le système binaire les nombres sont écrits

exclusivement avec des oui et des non.

Le système binaire repose donc sur les puissances du nombre deux. Mais allons un peu plus loin et approchons-nous de la mathématique. Comment écrire des nombres importants avec deux chiffres. Prenons les nombres 1, 10, 100, 1000 et leur puissance de deux correspondante.

Le nombre de zéros correspond à la valeur de l'exposant. Maintenant essayons de réaliser une suite de nombres avec un ou deux chiffres, soit :

0 = 0
1 = 1
10 = 2
11 = 3
100 = 4
101 = 5
110 = 6
111 = 7
1000 = 8
1001 = 9
1010 = 10

Avec des 0 et des 1 nous pourrions donc écrire les nombres, et plus nous pourrions utiliser de 0 et de 1 et plus nous pourrions écrire des nombres importants. Ainsi avec huit chiffres (0 et 1) nous pourrions écrire 256 nombres. Chaque ensemble de huit 0 et/ou 1, peut être appelé octet, mais en audio nous ne connaissons pas cette appellation car les compact-disques utilisent deux octets ou plus simplement seize bits. On appelle bit l'information (0 ou 1) contenue dans un élément binaire.

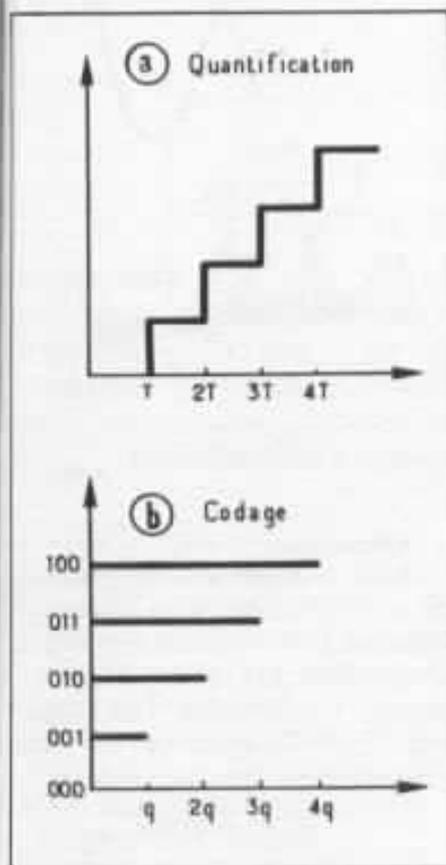
Soit un ensemble de 8 bits : $2^8 = 256$

Soit un ensemble de 16 bits : $2^{16} = 65\,536$

Plus nous disposerons de bits et plus nous pourrions écrire une valeur avec précision. En effet, si je désire écrire 10 volts, je pourrais soit l'écrire avec 8 bits soit

Nombre dans le système décimal	1	10	100	1 000	10 000	100 000
Puissance de 10 correspondant	10^0	10^1	10^2	10^3	10^4	10^5

avec 16 bits, dans le cas d'un rapport de 0 à 10 volts je noterais 10 volts avec 256 niveaux successifs (8 bits), avec 16 bits je disposerais de 65 536 niveaux. En conclusion, j'aurai une précision d'environ 40 mV. dans le premier cas et environ 152 microvolts dans le deuxième cas. (Pour simplifier l'exposé nous ne tenons pas compte de la virgule). Rappelons-nous que le signal numérique est caractéristique de la valeur d'une grandeur à un instant donné. La valeurs que représente un signal ne peut être que discrète, car les symboles qui la compose ne peuvent varier que par bonds (première loi). C'est la quantification.



Principe de la quantification et du codage.

La vitesse

Nous venons de voir que nous pouvions représenter la valeur d'une grandeur avec un système binaire utilisant des 0 et des 1. De plus, nous avons vu que nous pouvions écrire une valeur avec un certain nombre de bits (géné-

ralement 8 ou 16). En fait, nous allons envoyer dans notre système de transmission des nombres binaires l'un après l'autre. Deux solutions sont autorisées, soit nous envoyons nos informations sur la même ligne, et donc chaque bit l'un après l'autre, soit en parallèle sur 8 ou 16 lignes. Dans le deuxième cas, il est évident que le transport d'une information sera beaucoup plus rapide. Dans le cas du signal numérique, nous emploierons donc la deuxième solution. Nous ferons une transmission parallèle (deuxième loi).

L'échantillonnage

Afin de pouvoir traiter notre information (son) nous allons découper le signal sinusoïdal en échantillons, ainsi chaque partie pourra être représentée par une opération binaire. Ceci sera effectué par le convertisseur analogique-digital. Inversement le convertisseur digital-analogique nous donnera une tension à partir d'un code binaire. La conversion d'un échantillon nécessite un certain temps, il sera donc nécessaire que le signal ne varie pas pendant cette opération. Dans le cas contraire nous nous retrouverions avec un résultat sans commune mesure avec le but recherché. Il est donc souhaitable que l'amplitude de l'échantillon reste constante pendant le temps de conversion. Ceci est rendu possible grâce à l'échantillonneur bloqueur placé avant le convertisseur. Ce circuit de maintien est placé entre l'échantillonneur et le convertisseur proprement dit. Il est réalisé à l'aide d'un condensateur que l'on charge à la valeur de l'échantillon.

Un module d'échantillonnage et de maintien possède une entrée et une sortie analogique pour un signal à échantillonner. Il est actionné par une commande numérique (horloge). Il a deux modes de travail :

— l'échantillonnage

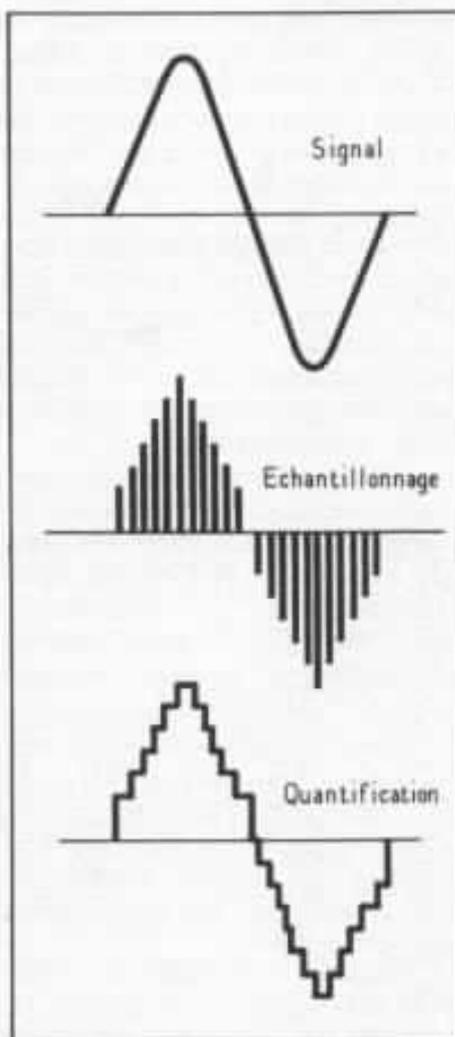
— le maintien

Il passera successivement de l'un à l'autre sous la commande de l'horloge. Pendant le temps d'échantillonnage le niveau logique est 1, inversement pendant ce maintien il est à 0.

Pour effectuer ces deux opérations (échantillonnage, maintien), le circuit de base comprend un commutateur analogique contrôlé par le signal de commande. Un condensateur maintient le signal de sortie pendant le niveau logique 0, un amplificateur opérationnel isole ce condensateur de la charge.

Défauts de l'échantillonnage

Erreur de décalage : Il s'agit



Echantillonnage et quantification d'un signal.

de l'existence d'un signal de sortie lorsque le signal d'entrée est inexistant. Ce défaut peut être

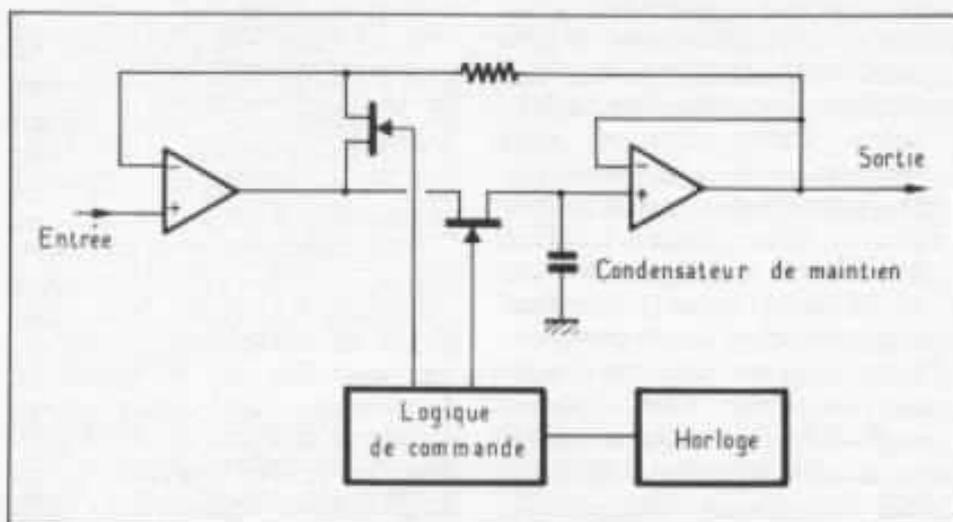


Schéma de principe d'un échantillonneur-bloqueur.

compensé à l'aide d'un potentiomètre (erreur de zéro).

Erreur de gain : Le signal de sortie n'est pas égal au signal d'entrée, mais proportionnel. Il s'agit d'une erreur de gain de l'amplificateur. De plus, lors de la décharge du condensateur de maintien on retrouve une fraction de sa charge antérieure. Ces deux phénomènes peuvent être maîtrisés en réglant le gain global du système, et en utilisant des condensateurs de très hautes qualités (polypropylène, polystyrène, polycarbonate).

Temps d'ouverture : Il s'agit de la précision du temps d'ouverture qui s'écoule entre l'instant de commande, et l'instant où le commutateur de l'échantillonneur est effectivement ouvert. Pour diminuer ce retard on commande l'interrupteur en avance.

Erreur de charge : Cette erreur est due au transfert de charge de la capacité de l'interrupteur. A cause de ces suroscillations il se produit des régimes transitoires qui introduisent des acquisitions supplémentaires.

Maintien : Il s'agit des non-linéarités dynamiques du système (transparence du circuit variateur de charge du condensateur de maintien).

Défauts de l'ensemble échantillonneur-convertisseur
Bruits de quantification

Un signal sinusoïdal échantillonné donne naissance à des bruits de quantificateur. Ils sont dus aux erreurs de quantification. Ceci provient du fait que l'on remplace une valeur exacte du signal par une valeur approchée. (Rappelons-nous qu'en numérique nous obtenons une valeur discrète). Cette distorsion due aux bruits du quantificateur est semblable aux bruits blancs. Plus nous utiliserons de bits pour représenter notre signal, moins ce défaut sera sensible.

Bruits

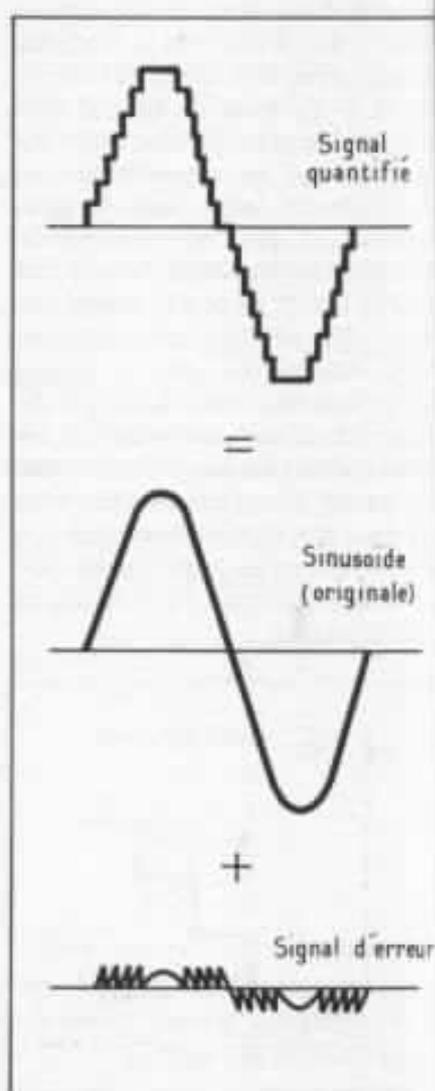
Les systèmes digitaux ne supportent pas la surmodulation, dès lors ils occasionnent des bruits importants dus à la distorsion. Il s'agit d'un écrêtage dur.

Théorème de Shannon

Grâce aux transformées de Fourier il est possible de connaître la composition du spectre d'un signal, or si on échantillonne ce signal à une fréquence $F_e = 2 F_{max}$ les spectres ne se recouvrent pas. Il est donc nécessaire d'échantillonner à une fréquence égal ou supérieure au double de la fréquence maximale à transmettre :

$$T = \frac{1}{2 F_{max}}$$

T : temps d'un échantillonnage, F_{max} : fréquence maximale à transmettre.



Erreurs d'échantillonnage.

Aliasing

Afin d'éviter des repliements de spectre on place un filtre anti-aliasing à l'entrée du système de conversion AD, avant le convertisseur. Ce filtre doit être à pente très raide. Ce passe-bas aura une fréquence de coupure égal à :

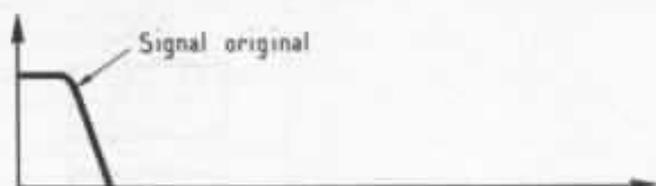
$$F_c = 2 F_{max}$$

De même pour supprimer les traces de l'échantillonnage, à la lecture on placera après le convertisseur DA un second filtre à pente raide.

Support de stockage

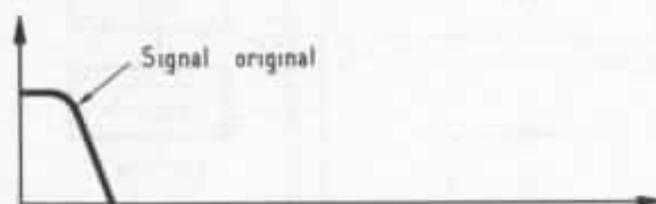
La simplicité de la représentation du signal binaire autorise de nombreux types de supports d'enregistrement :

(1) - disque mécanique



(a)

Changement de spectre de fréquence d'un signal du à l'échantillonnage (pas de présence d'aliasing)



(b)

Changement de spectre de fréquence d'un signal du à l'échantillonnage (présence d'aliasing)

L'aliasing.

- (2) - disque magnétique
- (3) - bande magnétique
- (4) - cassette magnétique
- (5) - disque optique
- (6) - RAM
- (7) - circuit logique

En application audio, nous pourrions utiliser les procédés 1-2-3-4-5, en informatique 2-3-4-6, en automatisme 2-4-6-7.

En fait, nous allons, pour écouter un extrait d'une œuvre musicale, utiliser un certain nombre d'informations de base :

- représentation sur 16 bits
- durée 30 mm
- échantillonnage à 45 kHz.

Il faudra donc $16 \times 45 \cdot 10^3 \times 30 \times 60$ valeurs élémentaires des informations pour gérer l'unité de stockage. Soit des capacités de plusieurs centaines de mega à

plusieurs giga informations de base. Nous dépassons largement les possibilités des systèmes 2-6 et 7.

Le disque mécanique

Procédé RCA ce système est actuellement abandonné. Rappelons que les informations 0 et 1 (creux et bosses) gravé sur le disque sont lues par un transducteur piezo-électrique.

Avantage : faible coût

Inconvénient : usure.

Le disque magnétique

D'une capacité de stockage faible, le disque magnétique sera réservé à la métrologie. Avantages :

- Opérations mathématiques sur les échantillons
- Archivage.

La bande magnétique

Réservé aux professionnels la bande magnétique est surtout utilisée en studio d'enregistrement.

La cassette magnétique

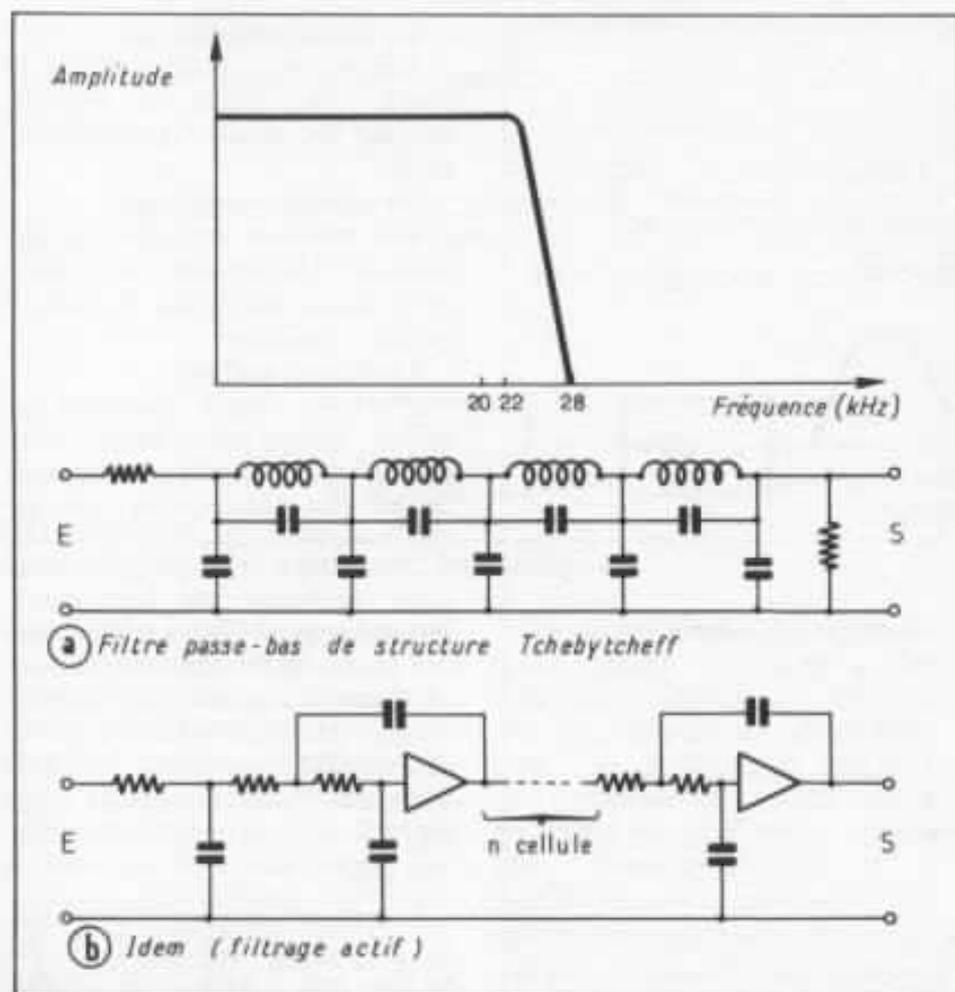
Les premiers exemplaires réalisés par Alpine sont intéressants, mais nous attendons la suite : avenir prometteur.

Le disque optique

C'est le grand gagnant en audio. Lancé par Philips, suivi par Sony ce procédé a l'avantage de ne pas occasionner d'usure sur le support comme le procédé RCA. Grâce aux progrès sans cesse croissant en intégration électronique et l'industrialisation des diodes laser semi-conductrice ce procédé sera de plus en plus performant et de moins en moins cher (8 000 F au début, 4 700 F aujourd'hui, combien demain ?...)

RAM

Une mémoire élémentaire haut de gamme à une capacité de 64 K, une carte peut aller jusqu'à 512 K, c'est trop faible pour écouter de la musique, mais suffisant pour la métrologie. Toutefois, il me semble que l'avenir est là : il paraît dérisoire de vouloir enregistrer une symphonie sur une mémoire RAM pourtant... 1 K, puis 2 K, puis 4 puis 8, 16, 32, 64, les mémoires de base sont de plus en plus puissante. Des chercheurs américains étudient dans la Silicon Valley la possibilité d'utiliser, non pas des semi-conducteurs mais des éléments biochimiques. Déjà des diodes ont été réalisées, mais nous savons déjà que les possibilités de stockage d'un élément dans cette technologie est énorme (supérieures aux autres procédés). Le problème majeur concerne la connection de tels systèmes avec l'environnement extérieur. En fait, en rêvant un peu nous pouvons très bien imaginer dans 20 ans, 30 ans, ..., enregistrer une symphonie com-



Le filtre passe-bas.

plète dans une petite puce. Ce jour le seul élément en mouvement (mécanique) sera le haut-parleur. Il n'y aurait plus aucune pièce en déplacement dans le lecteur, il suffirait d'enficher un module : usure nulle, fiabilité sans commune mesure avec les procédés actuel, encombrement minimum. Cela peut paraître de la folie, de l'irréalisable, mais il suffit d'observer les progrès de l'informatique depuis vingt ans pour se convaincre du contraire.

Circuit logique

La logique câblée ne possède pas les capacités requises.

Conclusion

Pourquoi insister sur le numérique malgré tous les défauts que nous venons de voir ? Nous pouvons admettre que l'analogique est très loin de ne présenter que des avantages.

1. Aucun système n'est parfait.
2. Nous comparerons aujourd'hui

d'hui des produits analogiques qui ont déjà un long passé, avec la première génération d'appareils numériques.

3. Le numérique offre des possibilités de trucage, de montage, de manipulation impossible à réaliser avec l'analogique.

4. Nous pouvons recopier sans problème un enregistrement en numérique sans dégrader le signal.

5. Nous pouvons garder toute la précision d'un signal lors d'opérations en numérique.

Mais alors pourquoi tant de démarches contre le digital.

A. Il semble que toutes les démonstrations n'ont pas été à la hauteur. Problèmes de lecteurs, d'amplificateurs, d'enceintes ?...

B. Beaucoup ont tenté de se faire une opinion sur un lecteur, mais qu'ont-ils comparé, le lecteur ou le support (disque).

C. Beaucoup d'ingénieurs du

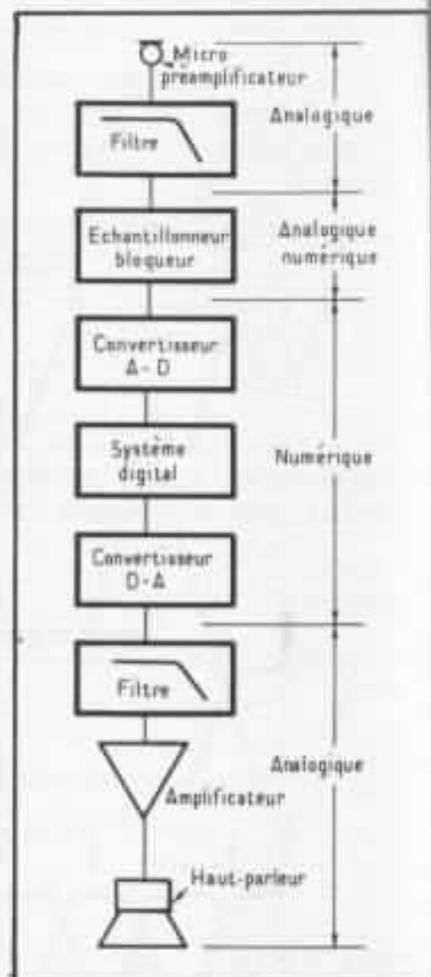


Schéma de principe d'une chaîne audio-numérique.

son ont profité des possibilités du numérique pour pousser sur les niveaux, rapprocher les micros, etc. Finalement, le résultat esthétique est parfois désastreux. Il faut donc être très attentif lors de comparaisons, et savoir juger d'une part le lecteur, d'autre part la valeur du message sonore.

Finalement, nous aurons peut-être été victime d'une campagne publicitaire trop bien faite, nous nous attendions à la merveille des merveilles, nous avons eu quelque chose de très bon.

Le bon vieux disque mécanique a encore de beaux jours à passer avec nous, il fera encore quelques progrès, mais le numérique n'est encore qu'à sa tendre enfance et saura devenir adulte très vite pour notre plus grand plaisir. Numérique contre analogique ? Analogique contre numérique... A suivre

On en parle

Retour sur le 8 W

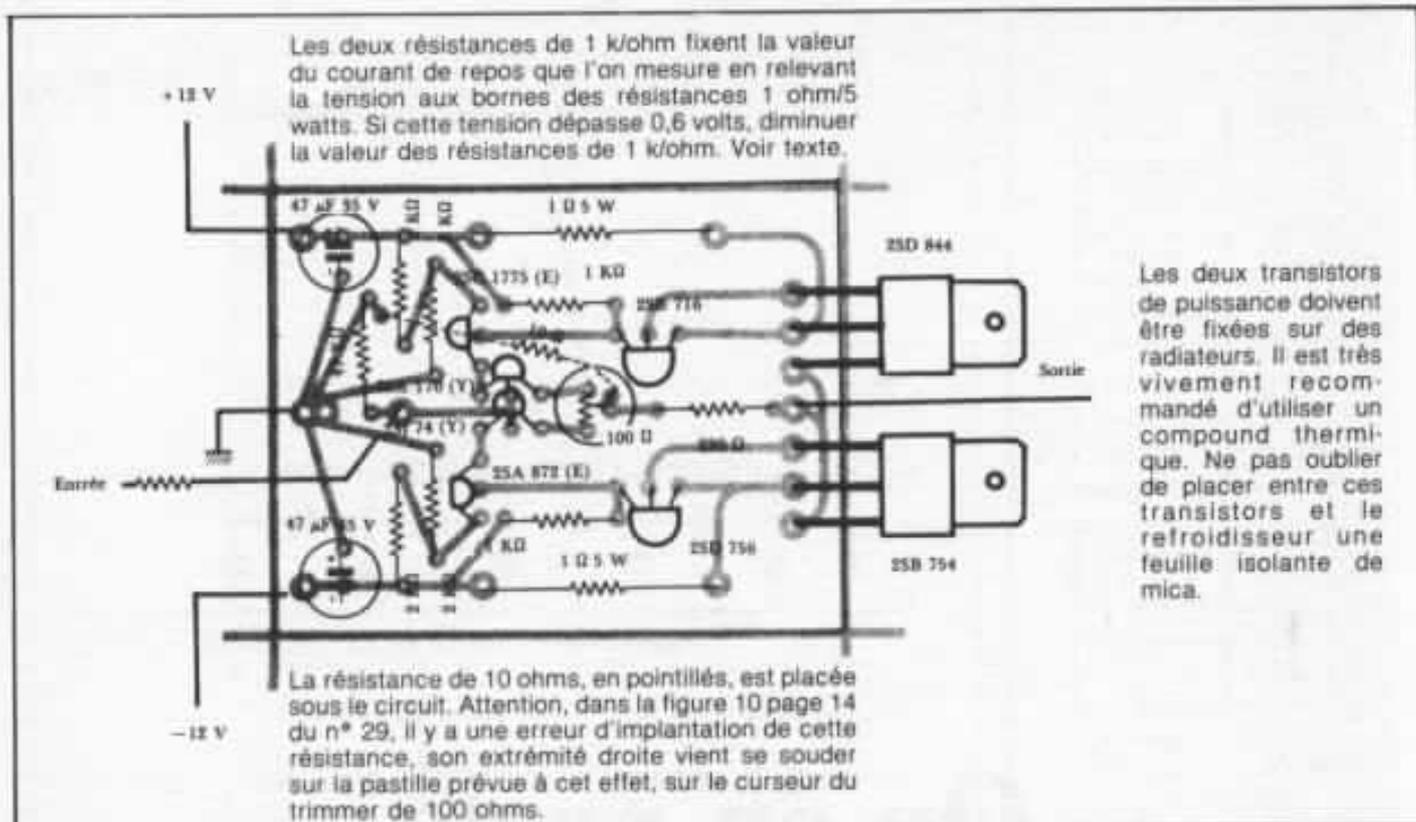
« Le Monstre »

Décrit dans les n° 27 et 29 de L'Audiophile, cet amplificateur est en train d'acquérir une très solide réputation dans le petit monde des audiophiles perfectionnistes. Plusieurs centaines ont déjà été réalisés depuis mai 83 et le « feed-back » que nous avons eu de nos lecteurs est unanime, cet amplificateur fait la différence ! Chose surprenante, cet amplificateur qui était conçu à l'origine pour alimenter le médium ou l'aigu dans les systèmes multi-amplifié donne des résultats extraordinaires dans le grave. Nous avons pu faire divers essais et il est vrai que sur des messages ne nécessitant pas un niveau d'énergie très important dans le secteur grave, le 8 W possède une qualité de restitution hors pair dans ce registre. Le son est remarquablement nuancé, faisant apparaître une variété insoupçonnée de couleurs

sonores qu'il est rare d'entendre sur un système de reproduction. Il faudra attendre le 50 W Kanéda qui, comme vous l'avez vu dans ce numéro, est en préparation, pour concilier ces qualités avec un niveau important.

Les différents essais dans le registre grave que nous avons pu faire, mettent très clairement en évidence les différences existant entre les configurations 1, 2 et 3 mentionnées dans le n° 29. Nul doute que le Monstre s'avère supérieur aux deux autres configurations et surtout à la version 1 sans batterie. L'avantage des batteries utilisées seules ou en tampon avec le secteur apparaît très clairement en écoute large bande. L'explication peut se visualiser très simplement et de manière très significative à l'oscilloscope double trace. Une trace visualise le signal de sortie et l'autre trace le comportement de l'alimentation en alternatif. L'amplificateur est excité par un signal sinusoïdal dont on fait

varier la fréquence. Il apparaît très clairement à partir de 50 Hz lorsque l'on diminue la fréquence que la fréquence de charge qui est, bien évidemment celle du secteur, n'est pas suffisamment rapide pour alimenter les capacités de filtrage de l'alimentation. On pourrait penser qu'une charge capacitive d'un demi Farad, voire de 1 Farad est suffisante pour pallier cette lenteur, il n'en est rien et le signal de modulation se retrouve sur l'alimentation qui, telle un morceau de gélatine, fluctue en fonction du signal. Bien sûr, on pourrait penser qu'en dessous de 50 Hz, un peu de distorsion ramenée par l'alimentation n'est pas très critique. Ce serait oublier que simultanément l'amplificateur est amené à reproduire des signaux de fréquence plus élevés qui, de surcroît, ont des amplitudes beaucoup plus faible dans les registres médiums-aigus. Le bruit ainsi ramené par l'alimentation masquera tous les signaux



Les deux transistors de puissance doivent être fixés sur des radiateurs. Il est très vivement recommandé d'utiliser un compound thermique. Ne pas oublier de placer entre ces transistors et le refroidisseur une feuille isolante de mica.

de petite amplitude. Le résultat d'ensemble manquera de clarté, de piqué.

La batterie permet de remédier à cette carence en fournissant de l'énergie entre les alternances du secteur.

De nombreux lecteurs se sont posés la question suite à l'article du n° 29, à savoir si dans la version « Monstre » le secteur était utilisé uniquement pour la charge des deux grosses batteries de 40 A/h. En fait, deux modes d'utilisation sont possibles. Les batteries utilisées seules comme sources d'alimentation mais attention, l'autonomie ne dépasse guère quelques heures, les batteries au plomb sont allergiques aux décharges profondes et leur durée de vie en dépend, 12,2 V est une limite inférieure à ne surtout pas dépasser. La seconde utilisation qui est celle que nous employons le plus couramment consiste à n'utiliser les batteries qu'en tampon, le secteur chargeant en permanence l'alimentation. Bien sûr, dans cette solution, le bruit de l'alimentation

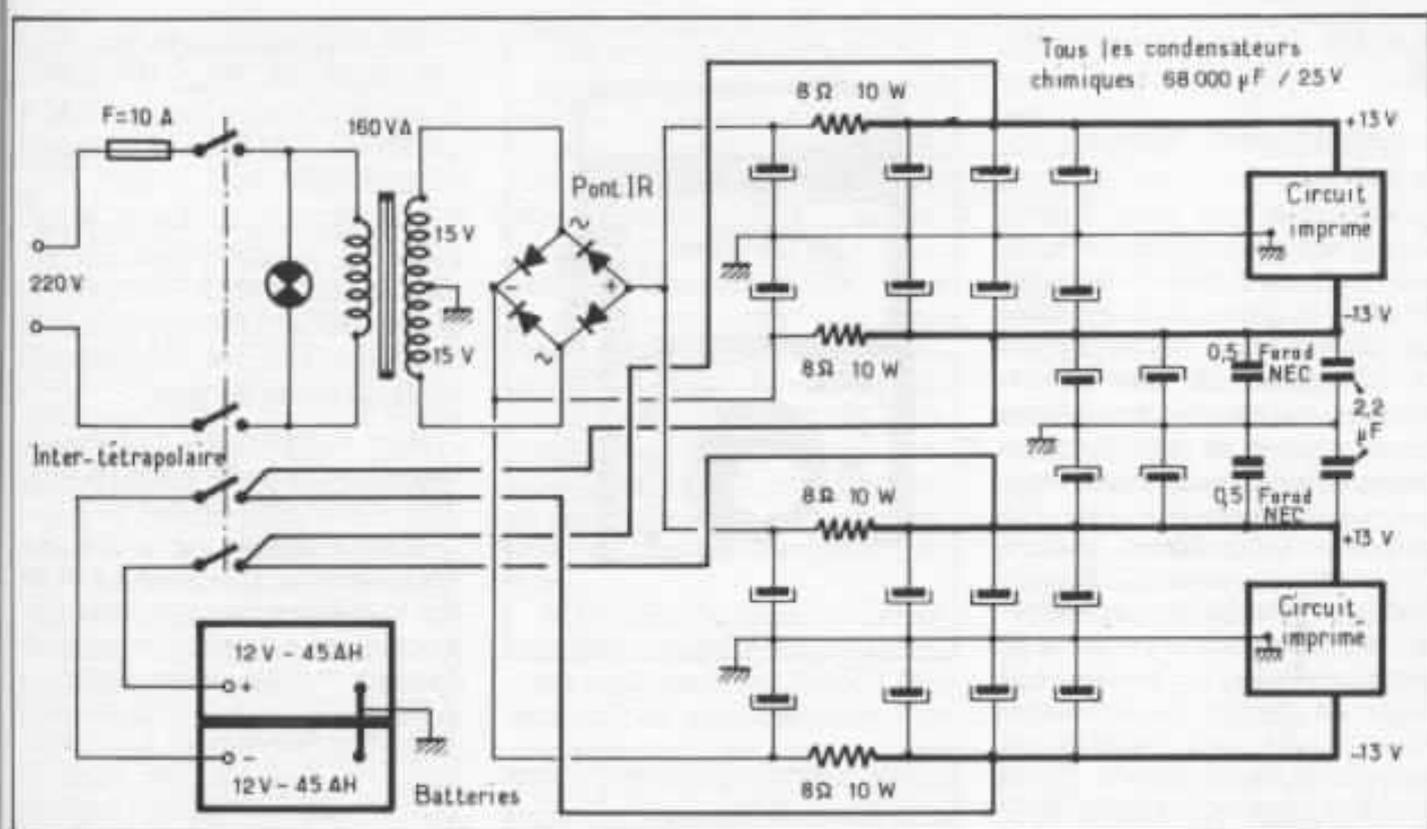
remonte considérablement, de 30 à 40 dB, cependant, malgré cela, le Monstre reste un amplificateur sans concurrence même s'il perd en « luminosité » par rapport à son fonctionnement sur batterie sans secteur.

La réalisation de l'amplificateur, quelle que soit la configuration choisie, ne pose aucun problème. Pour l'implantation dans le châssis, le lecteur pourra se référer au n° 15 de L'Audiophile (malheureusement épuisé) dans lequel est décrit la réalisation du 20 W Hiraga. Il conviendra de respecter les grandes lignes en ce qui concerne le câblage des masses afin de symétriser parfaitement les positif et négatif de l'alimentation de sorte que les résidus d'ondulation de filtrage (ainsi que les pics de commutation de redresseur et les non-linéarités de saturation de transformateur) qui arrivent en opposition de phase sur chacune des branches positives et négatives, s'annulent. Il faudra prévoir, même pour la configuration 1, un boîtier de dimensions suffi-

santes qui puisse accepter la configuration 2. Le passage de la configuration 2 à la configuration 3 se faisant par l'adjonction d'un autre coffret. En effet, il serait dommage de se priver des possibilités d'évolution quasiment illimitées de cet amplificateur.

Au plan électronique, la réalisation est d'une simplicité élémentaire, les deux petits circuits imprimés viennent se fixer par l'intermédiaire des transistors de puissance au radiateur. Il est très vivement recommandé d'utiliser un compound thermique. Deux entretoises en nylon clipsées sur les refroidisseurs reçoivent la carte aux deux angles opposés aux transistors de puissance.

Le 8 W fonctionne en classe A, il ne faut pas le perdre de vue. Le courant de repos a donc une importance capitale. Sa valeur ne doit pas être trop faible car l'amplificateur passera en classe AB sur les forts signaux, ni trop élevée car elle imposerait une dissipation trop importante aux transistors de puissance qui,



outre le fait d'en limiter la durée de vie, peut conduire à un emballement thermique. En effet, les caractéristiques des transistors de puissance sont liées à la température des jonctions et au-delà d'un certain seuil, il y a emballement c'est-à-dire que plus la température monte plus le courant augmente. La valeur optimale se situe entre 0,5 et 0,6 A.

Pour mesurer ce courant de repos, il suffit de relever la tension aux bornes des résistances de 1 Ω 5 W cimentées. La tension doit donc être comprise entre 500 mV et 600 mV. Suivant les lots de tri de transistors, 2SD 844/2SB 754 d'une part et 2SB 716/2SB 756 d'autre part on se place dans les conditions de fonctionnement non-optimales du point de vue courant de repos. Le remède est extrêmement simple. Si le courant de repos est trop élevé, il suffit de diminuer les résistances de polarisation des transistors 2SB 716 et 2SD 756 dont la valeur initiale est de 1 kΩ. Ces résistances

venant sur les bases de ces transistors déterminent leur point de fonctionnement et par là même le courant collecteur dont dépend le courant de repos. En règle générale, il suffit de passer de 1 kΩ à 910 Ω pour que le courant de repos reprenne une valeur correcte.

La valeur des tensions d'alimentation doit se situer entre 12 V et 13,5 V si toutefois la valeur mesurée dépassait cette tension, il conviendrait d'augmenter très légèrement la résistance de filtrage 4 Ω 20 W. Une valeur de tension trop élevée ne présente pas de risque pour le circuit si la valeur du courant de repos ne dépasse pas les limites du courant mentionnées préalablement. Toutefois, dans la version ultime où des Supercapas de 0,47 Farads sont utilisées, la tension d'alimentation ne doit excéder en aucun cas 13,5 V.

Pour terminer, il conviendra d'effectuer le réglage de la tension d'offset de sortie, c'est-à-dire la différence de potentiel continue apparaissant entre les

bornes positive et négative de sortie haut-parleur. Il est conseillé de faire ce réglage en deux temps. Avant la première mise sous tension placer le curseur du trimmer de 100 Ω dans la position médiane de sa course ; mettre sous tension en prenant soin de charger l'entrée par votre préamplificateur ou votre filtre actif et régler le curseur du trimmer de sorte à annuler la tension continue en sortie (voltmètre calibre 100 ou 200 mV en continu). Laisser l'amplificateur trouver son point de fonctionnement thermique, 20 à 30 mn et parfaire le réglage. Bien réalisé, l'amplificateur 8 W est d'une stabilité exemplaire, la dérive n'excède pas quelques dizaines de millivolts. En tout état de cause, il ne sert absolument à rien de s'arracher les cheveux pour obtenir une dérive de 0 mV ! Réalisez que 100 mV de dérive représente une puissance de 1,25 mW ! Nous publions enfin le schéma détaillé de l'alimentation de la configuration 8 W « Le Monstre » à la

demande de très nombreux lecteurs.

Impédancemètre Sanwa fo-Res

Dans le n° 25 de L'Audio-ophile, dans cette même rubrique, nous parlions d'un petit appareil de mesure japonais le FZ-1DII qui permettait la lecture directe de l'impédance des haut-parleurs, la mesure des valeurs de capacités et de selfs dans des plages correspondant à celles que l'on utilise généralement dans la réalisation de filtres passifs d'enceintes acoustiques. Remarquable en tous points, cet appareil fait désormais le bonheur de plusieurs dizaines d'amateurs et même de professionnels (constructeurs de haut-parleurs et d'enceintes acoustiques). Nous venons d'apprendre que la fabrication de ce modèle est arrêtée mais, rassurez-vous, les ingénieurs de Sanwa, fabricant d'appareils de mesure à vocation audio, destinés aux amateurs et aux professionnels, ont sorti un nouveau modèle qui reprend les principales caractéristiques de la version mentionnée ci-dessus avec des améliorations substantielles. En outre, cette nouvelle version est équipée d'un fréquencemètre numérique, il porte la référence FZ-1C.

• Principales caractéristiques

Cet appareil est constitué en fait de cinq modules réunis dans un seul boîtier :

— Générateur de fréquence sinusoïdale

Trois gammes : 15 Hz - 150 Hz ; 150 Hz - 1 500 Hz ; 1,5 kHz - 15 kHz.

Tension de sortie réglable, 1 V max./600 Ω , lecture directe de la fréquence sur le fréquencemètre.

— Impédancemètre

Valeur d'impédance variant entre 0 Ω et 400 Ω entre 15 Hz et 5 kHz.



Lecture analogique sur le grand cadran.

— Capacimètre

Trois gammes 10 μ F - 0,05 μ F ; 100 μ F - 0,5 μ F ; 1 000 MF - 5 μ F.

— Self-mètre

Trois gammes 0,02 mH - 5 mH ; 0,2 mH - 50 mH ; 2 mH - 500 mH.

— Fréquence-mètre audio

4 digits (10 Hz - 100 kHz).

Tension d'entrée de 100 mV à 100 V RMS. Précision $\pm 0,01$ %.

Par rapport à la version précédente, la tolérance générale des mesures passe de 2 % à 1 %, ce qui est une belle performance pour des mesures d'impédance de capacités et de selfs.

Bien évidemment, le fréquencemètre et le générateur peuvent être utilisés séparément.

Nous insistons sur le fait que cet appareil n'a aucun équivalent sur le marché français. Bien sûr, le prix est supérieur à celui de l'ancien modèle, il est d'environ 2 500 F TTC. Toutefois, ramené à chaque fonction et à la précision des mesures, cet appareil possède un rapport performances/prix insurpassable. Le prix d'un simple self-mètre dépasse très largement le prix du FZ-1C. Cet appareil comblera sans nul doute tous les inconditionnels de la fabrication personnelle d'enceintes acoustiques et aussi d'électroniques.

Autre nouveauté chez le même constructeur, un autre impédancemètre, le ZS-1 qui, lui, permet la lecture directe de l'impédance d'entrée de n'importe quelle électronique : préamplificateur, préampli, ampli, filtre électronique... L'appareil est muni d'un générateur de fréquence fixe (1 kHz). La lecture se fait directement sur un grand cadran avec trois gammes : 0 - 100 Ω ; 0 - 1 k Ω ; 0 - 100 K Ω . La précision est de l'ordre de 3 %. Un appareil d'une grande utilité, aussi bien pour les amateurs que pour les professionnels. En effet, l'adaptation entre les maillons est directement liée à la valeur des impédances d'entrée et celle-ci ne peut guère être déterminée qu'à partir des données du constructeur quand celui-ci les mentionne dans ses notices d'utilisation.

Grosses capas, du nouveau

Nos fidèles lecteurs connaissent l'importance capitale de la qualité des condensateurs chimiques dans une alimentation audio. Les divers articles publiés sur ce sujet par Guy Marec, Héphaïstos, Jean Hiraga, mettent clairement en évidence la nécessité de travailler sous de très faibles impédances de sortie d'alimentation. Nous n'avons qualitativement pas encore trouvé mieux pour les alimentations d'amplificateurs de puissance que les grosses alimentations passives non régulées utilisant des charges capacitives très élevées. Aussi, sommes-nous tout naturellement à l'affût de toute nouveauté en ce domaine.

En novembre, à l'occasion du Salon International des Composants, nous avons découvert une nouvelle série de condensateurs chimiques à très hautes performances. Leur esthétique n'est pas sans rappeler certaines réalisations destinées à l'audio et proposées par des constructeurs japonais tels Elna : gaine noire satinée et inscriptions dorées. Ces superbes condensateurs au vu des caractéristiques techniques que nous avons reçues depuis s'avèrent extrêmement performantes en matière de durée de vie et de tenue en température. Siemens a sans doute voulu développer un condensateur industriel à toute épreuve qui puisse être utilisé dans l'aérospatiale où ces impératifs sont majeurs. Nous vous donnerons à titre d'exemple des performances d'un 100 000 microFarads, 25 V, de la série Sikorel 125 (valeur la plus élevée proposée dans cette tension en valeurs standards par Siemens) :

- résistance-série à 100 Hz et à 20° : 10 milliohms ;
- impédance maximum à 20 kHz et à 20° : 7 milliohms ;
- courant maximum à 100 Hz à 125° (contrainte particulièrement sévère) : 12 ampères ;

— self-série équivalente 20 nH.

La durée de vie, c'est un des critères de l'argumentation Siemens est donnée pour 500 000 heures à 40° C, soit une durée cinq fois supérieure à cette température par rapport aux fabrications classiques. Cette durée de vie devient douze fois supérieure à 85° C ! La plage d'utilisation en température est donnée entre - 55° C et + 125° C. Siemens annonce une durée de stockage illimitée sans qu'il y ait lieu de leur faire subir un traitement de « réactivation » avant utilisation.

Afin que les lecteurs s'y retrouvent dans ces différentes valeurs, nous vous communiquons à titre indicatif les performances d'un condensateur Sic Safco série TFRS (référence souvent utilisée dans ces colonnes en matière de condensateurs, cf. articles de Guy Marec) dans la valeur standard la plus élevée en tension nominale de 25 V soit 33 000 microFarads.

- Résistance-série à 100 Hz 20° : 2,6 milliohms ;
- Impédance à 10 kHz à 20° : 1,3 milliohm ;
- Courant max. à 100 Hz et à 85° : 36 ampères, et 40 ampères à 1 kHz.

Mentionnons que ces données sont des données constructeur et que l'encombrement de ce condensateur est le même que celui du modèle Siemens donné en exemple, soit un diamètre de 77 mm pour une hauteur de 145 mm.

Puisque nous sommes dans le sujet, nous allons vous faire une petite confidence. Nous travaillons depuis quelques mois déjà, sur une « super-version » du 20 watts classe A Hiraga. Il comporte nombre d'évolutions dont nous ne pouvons pas encore vous faire part, mais disons qu'elles sont de taille ! Le coût sera substantiellement plus élevé puisque nous estimons à l'heure où nous rédigeons ces lignes que cette

super-version coûtera approximativement le double de la version de base. Cela pour vous donner un ordre d'idées. Dans le développement de cette super-version, nous nous sommes bien naturellement penchés sur le problème de l'alimentation et des améliorations qu'il était possible d'apporter par rapport à la version de base. Rappelons tout de même que celle-ci possède une capacité totale de filtrage de près de 420 000 microFarads, ce qui est une performance pour un produit commercial au prix auquel il est proposé.

Pour progresser de manière significative, la seule issue pour nous était de pousser aux limites la technologie actuelle des condensateurs chimiques. Nous tenons à remercier M. Walpoel de la société CEF dont il est le directeur technique, pour son ouverture d'esprit, sa disponibilité et ses compétences. En effet, grâce à lui, nous pensons être en mesure d'équiper la super-version de condensateurs de performances hors pair. Jugez-en, il s'agit de modèles 250 000 microFarads, 25 volts, de dimensions identiques à celles des modèles dont nous vous parlions précédemment, soit 77 mm de diamètre pour 145 mm de haut.

Les performances annoncées sont les suivantes :

- résistance-série à 100 Hz et à 20° : 1,5 milliohm ;
- impédance à 20 kHz à 20° : 1,2 milliohm ;
- self série équivalent : 12 nH ;
- courant maximum à 100 Hz, 40° en régime permanente : 60 ampères. En régime transitoire le constructeur nous annonce des performances de plusieurs milliers d'ampères...
- courant max. à 100 Hz 85° : 35 ampères en régime permanent ;
- courant max. à 20 kHz, 40° : 66 ampères ;
- courant max. à 20 kHz, 85° : 38 ampères.

Ces valeurs sont données pour des échauffements inférieurs à 15° pour les tests à 40° et à 5° pour les tests à 85°.

Avec de telles performances, il conviendra de reconsidérer les câblages afin de sauvegarder ces valeurs extraordinairement faibles de résistances séries.

Ces modèles devraient être disponibles à partir du mois d'avril et leur coût ne devrait pas dépasser trois fois le prix de la version 68 000/25 V utilisée actuellement sur la version de base de l'amplificateur 20 W. Le prix du microFarad sera donc sensiblement inférieur avec des performances en matière d'impédance et de capacité de courant hors du commun. A suivre...

Nettoyeur de disques « Compact » Nagaoka CD 1100K.

Le nettoyage des disques conventionnels vise essentiellement des problèmes mécaniques de lecture, les parasites concernant, mis à part l'usure et les rayures, des problèmes de poussière et de charge électrostatique.

Pour les disques numériques au standard international « Compact Disc », on a plus ou moins laissé croire que le disque était non seulement inusable, mais qu'il était possible d'y laisser de traces de doigts gras, de le rayer sans pertes de qualité ni risque de production de parasite. En réalité, on s'aperçoit qu'il en est bien autrement. Certains appareils, déjà sensibles aux vibrations parasites externes, ne supportent pas des rayures que l'on aurait pu supposer être sans aucune influence sur le système de lecture. On sait par ailleurs que le système de correction de codage appelé « CIRSC » (Cross Interleave Reed Solomon Code) ne peut agir que jusqu'à certaines limites au delà desquelles on obtient un « décrochement » dans la lecture. La surface du disque, qui est toujours d'un poli et d'une planéité impeccables

doit donc être parfaitement propre. Le matériau utilisé se raye facilement et il se charge en électricité statique. Déjà, on commence à parler de la mise au point de prototypes d'appareils divers destinés au nettoyage des disques compacts. Certains appareils sont mêmes destinés à repolir complètement la surface de disque rayés et inutilisables.

Nagaoka est l'un des premiers à proposer une trousse de nettoyage pour disques compacts. Elle est composée d'un tampon de nettoyage réalisé à partir d'une peau de chamois très fine. Ce tampon permet, de même qu'à l'aide de la brosse spéciale, de retirer les poussières et les traces d'empreintes de doigts. Ce kit de nettoyage contient également un aérosol sans gaz, qui évite le refroidissement brutal de la surface du disque, un effet qui provient de l'évaporation du gaz propulseur (ce qui pourrait provoquer des ruptures mécaniques et microscopiques à la surface du disque). Les agents nettoyants contenus dans l'aérosol « CD » sont de type non-ionique et ne contiennent pas de solvants. C'est un accessoire qui devrait désormais être à la portée de tout utilisateur de disque compact. Il s'avèrera infiniment plus efficace qu'une manche de chemise.

AL-1 Oil Damped Head Shell

Le porte cellule AL-1 est un accessoire révolutionnaire. C'est en effet le seul au monde qui peut permettre un découplage mécanique total entre le bras de lecture et le phonolecteur, sans pour autant poser des problèmes de roulis dynamique ou de point de repos mal déterminé. C'est encore le seul qui puisse permettre, grâce à son découplage visqueux, une réduction notable de la résonance grave du bras de lecture. L'amplitude de cette résonance est souvent assez grande pour provoquer une saturation de l'entrée phono du

préamplificateur (surtout pour les fréquences inférieures à 20 Hz), et un effet d'intermodulation conséquent sur tout le spectre audible. Ce porte-cellule, d'aspect extérieur conventionnel est en fait un assemblage de plusieurs pièces mécaniques : cou-teaux, cuvettes, bain d'huile. Les lecteurs intéressés trouveront un article détaillé concernant ce porte-cellule dans la Nouvelle Revue du Son de Mars 1984. Le bras de lecture, totalement découplé, ne « s'entend plus » et l'amélioration subjective est étonnante. Sur le plan de mesures, le constructeur japonais a noté également des écarts sensibles, tant du point de vue niveau de sortie que du point de vue lisibilité. Une seule petite critique que l'on pourrait faire sur ce produit est non pas son prix (qui vaut largement l'écart des résultats obtenus avant et après), mais un problème de longueur de vis de fixation de la cellule sur la partie découplée. Trop longue d'un millimètre, elle peuvent entraver le bon fonctionnement du découplage. Un autre inconvénient est qu'une fois rempli, le porte cellule doit rester en position horizontale. C'est le premier porte-cellule qui est fourni avec une seringue. Il n'est cependant pas nécessaire d'être « piqué » pour entendre les améliorations obtenues grâce à l'utilisation du porte-cellule AL-1. Le constructeur japonais recommande l'utilisation des cellules Denon DL 103, DL 103D et DL 103M, lesquelles sont particulièrement bien adaptées à ce porte-cellule.

Enceinte Onken

Etjiro Koizumi, de la firme Onken a proposé récemment aux très nombreux utilisateurs de l'enceinte qu'il a décrit il y a plus de 10 ans dans la revue japonaise « Musen to Jikken » (Radio Experimenter's Magazine), une modification des événements de celle-ci. Elle concerne l'équilibre sub-

jectif qui résulte de l'enceinte posée directement sur le sol, sans socle intermédiaire. Il faut se rappeler que sur les toutes premières versions de l'enceinte Onken proposée par Koizumi, la partie inférieure de l'enceinte était surélevée d'environ 5 cm, ce socle étant constitué d'un tasseau placé sur le pourtour et fixé sous l'enceinte. Certains utilisateurs constatèrent qu'en retirant ce socle et en posant directement l'enceinte à même le sol, en plaçant au dessous du feutre de faible épaisseur, on obtenait un meilleur amortissement de la paroi inférieure (ce qui est évident) et également des meilleurs résultats d'écoute (ce qui a pu être vérifié). Plus tard, on proposa d'ajouter à l'intérieur de l'enceinte une sorte de « rideau » destiné à amortir l'onde arrière, principalement aux fréquences comprises entre 500 Hz et 1 500 Hz, (là où justement le haut-parleur a le plus de rendement).

Plus tard, certains utilisateurs de l'enceinte Onken, équipés en tri-amplification active, avaient remarqué que dans des pièces d'écoute de petites dimensions, il était préférable de réduire légèrement la taille des événements.

Onken propose aux utilisateurs de ses enceintes deux formules. La première consiste à utiliser deux rouleaux de feutre fortement comprimés, que l'on introduit dans les événements, à la partie inférieure de l'enceinte. Ces rouleaux doivent avoir un diamètre légèrement supérieur à 50 mm et une longueur de 41 cm. Il sont introduits de force de façon à obturer une partie des deux événements latéraux inférieurs.

La seconde solution consiste à placer, aux mêmes endroits, deux tasseaux de longueur 41 cm, de largeur 5 cm et de hauteur 3,5 cm. L'amélioration serait sensible, à condition bien sûr de posséder un local dont l'acoustique est correcte.

Enceinte Jensen

Lorsque l'on parle de l'enceinte Onken, on pense souvent au principe Jensen, à événements latéraux, proposée par cette firme américaine un peu avant la seconde guerre mondiale, puis commercialisée au début des années 50. L'enceinte prenait alors pour référence « H 223 », tandis que le haut-parleur qui équipait celle-ci était le fameux coaxial G- 610. N'oublions pas que Peter Jensen, qui fonda la firme Jensen le 25 décembre 1915 est, à l'image de James B. Lansing un nom historique dans l'histoire des haut-parleurs américains. La prospérité de cette firme, l'originalité et la qualité des produits proposés au public ont fait qu'en 1984, près de 2 000 personnes sont employées dans la grande usine localisée dans l'Illinois. Les lecteurs seront sans doute intéressés de connaître quelle allure pouvait avoir la formule originale, ceci par rapport à l'enceinte « Onken » proposée 20 ans plus tard. Le

plan de l'enceinte, coté en pouces, montre que le « design » d'origine est relativement éloigné de la formule proposée plus tard par Onken, moyennant une longue optimisation. Les lecteurs trouveront le plan de cette enceinte sur la figure. On constate qu'il s'agit d'un modèle d'encoignure sur lequel les événements sont disposés à l'arrière, sur les pans latéraux coupés. On remarquera par ailleurs des dimensions et un volume interne très différent de ceux de l'enceinte Onken. A titre documentaire, il est intéressant de savoir que l'enceinte Onken existe en plusieurs versions, dont une qui possède des bords latéraux avant arrondis et ses six événements groupés au bas de l'enceinte. Une autre version possède des parois non parallèles, le volume global restant identique. L'enceinte dans la version que nos lecteurs connaissent reste cependant un très bon compromis lié à une fabrication aisée.

