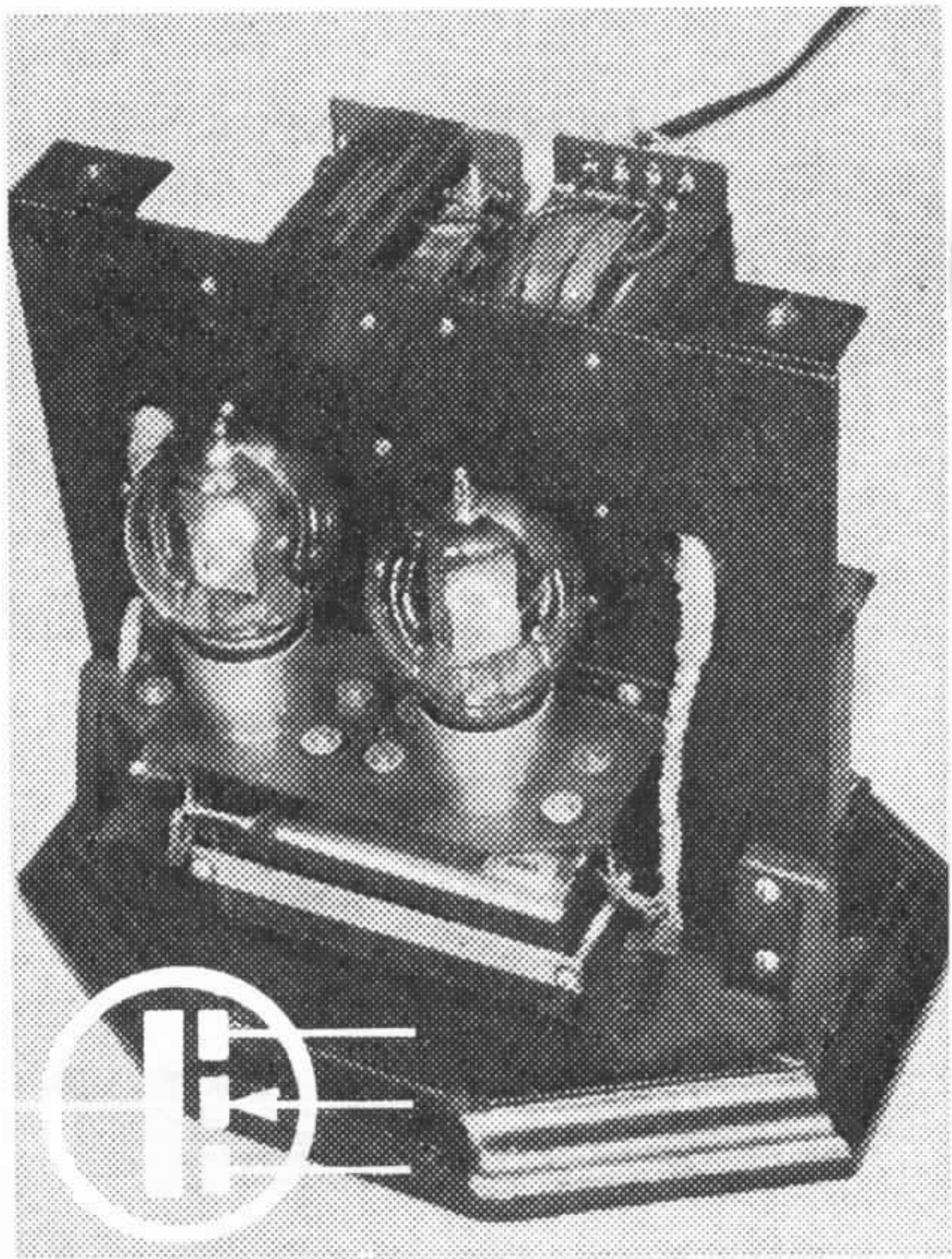


Fig. 13 : Aire de fonctionnement de sécurité SOAR typique du transistor 2SK 135.



EXCLUSIF

10 W en classe A avec
1 seul transistor !

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

Jean Hiraga

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

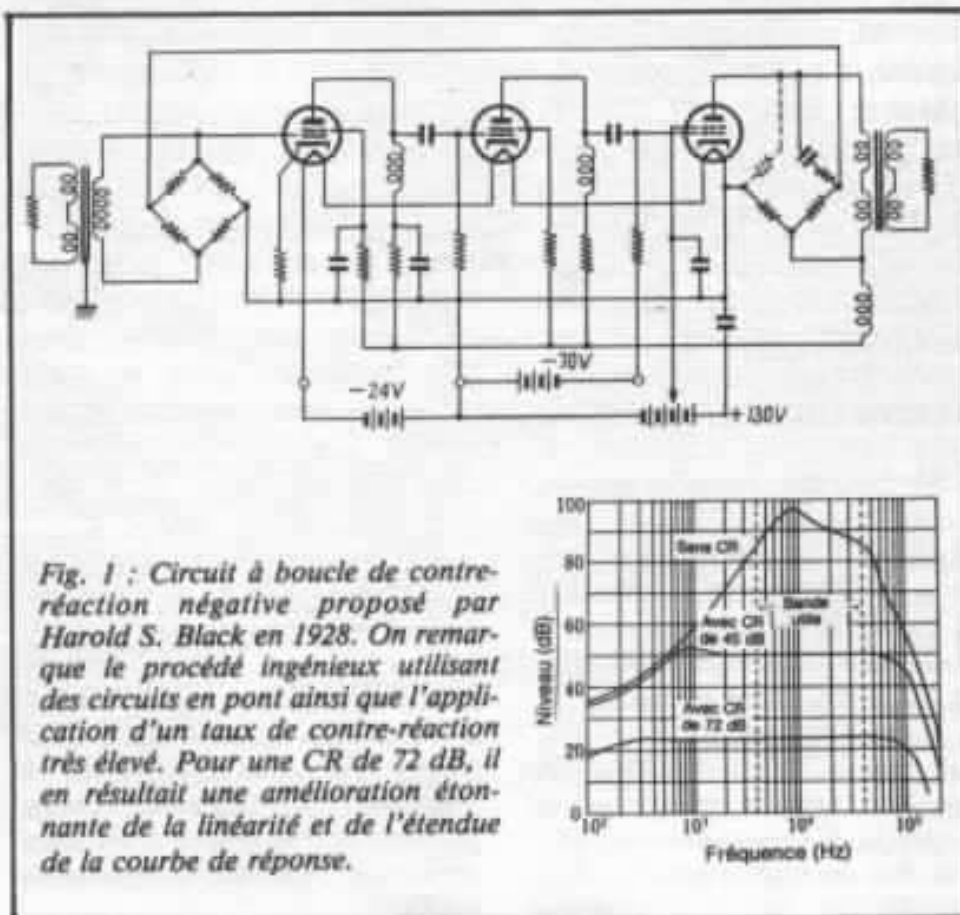


Fig. 1 : Circuit à boucle de contre-réaction négative proposé par Harold S. Black en 1928. On remarque le procédé ingénieux utilisant des circuits en pont ainsi que l'application d'un taux de contre-réaction très élevé. Pour une CR de 72 dB, il en résultait une amélioration étonnante de la linéarité et de l'étendue de la courbe de réponse.

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

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

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

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

L'amplificateur WE 25 B

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

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

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

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

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

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

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

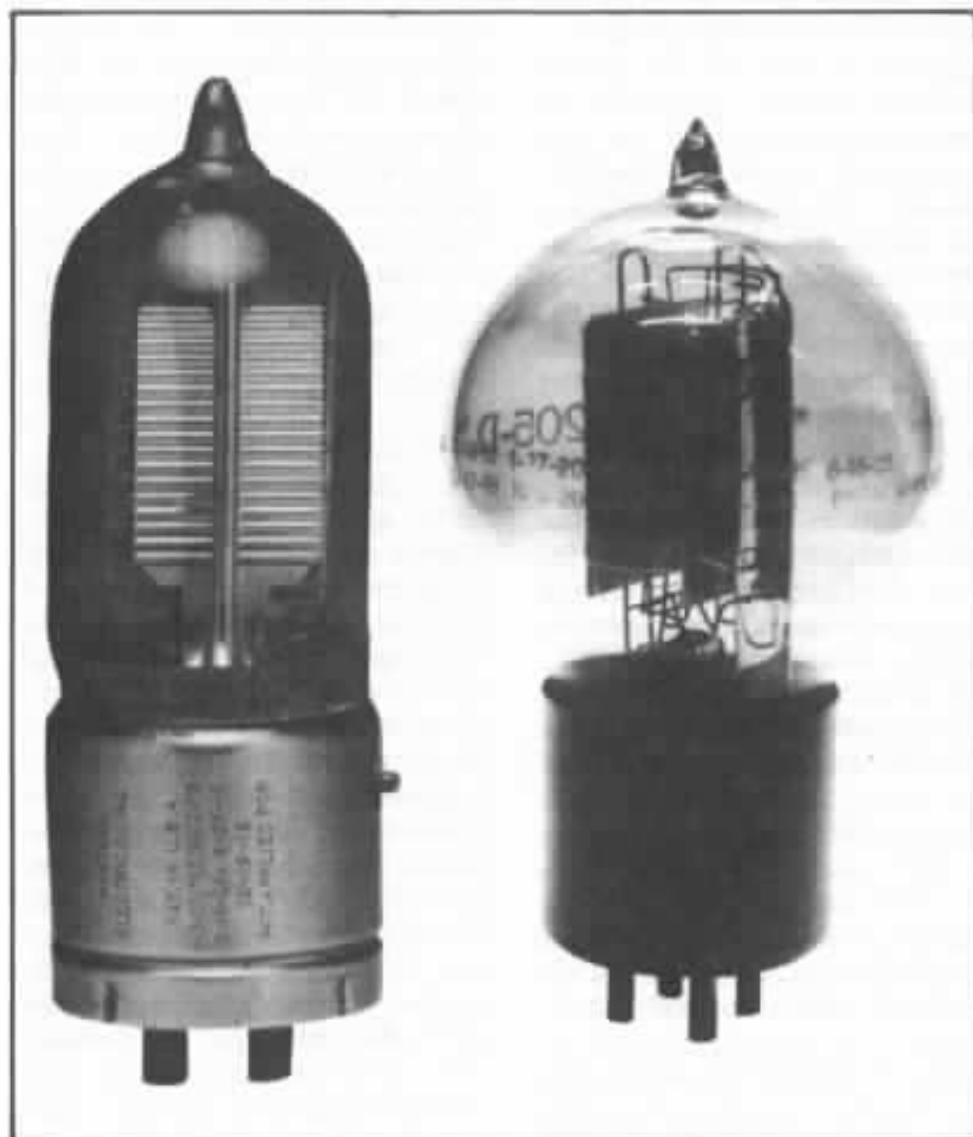


Fig. 2 : A gauche, le VT1/203 A, le premier tube triode commercialisé par Western Electric. A droite, le 205 D, utilisé sur l'amplificateur WE 25B en 1925.

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

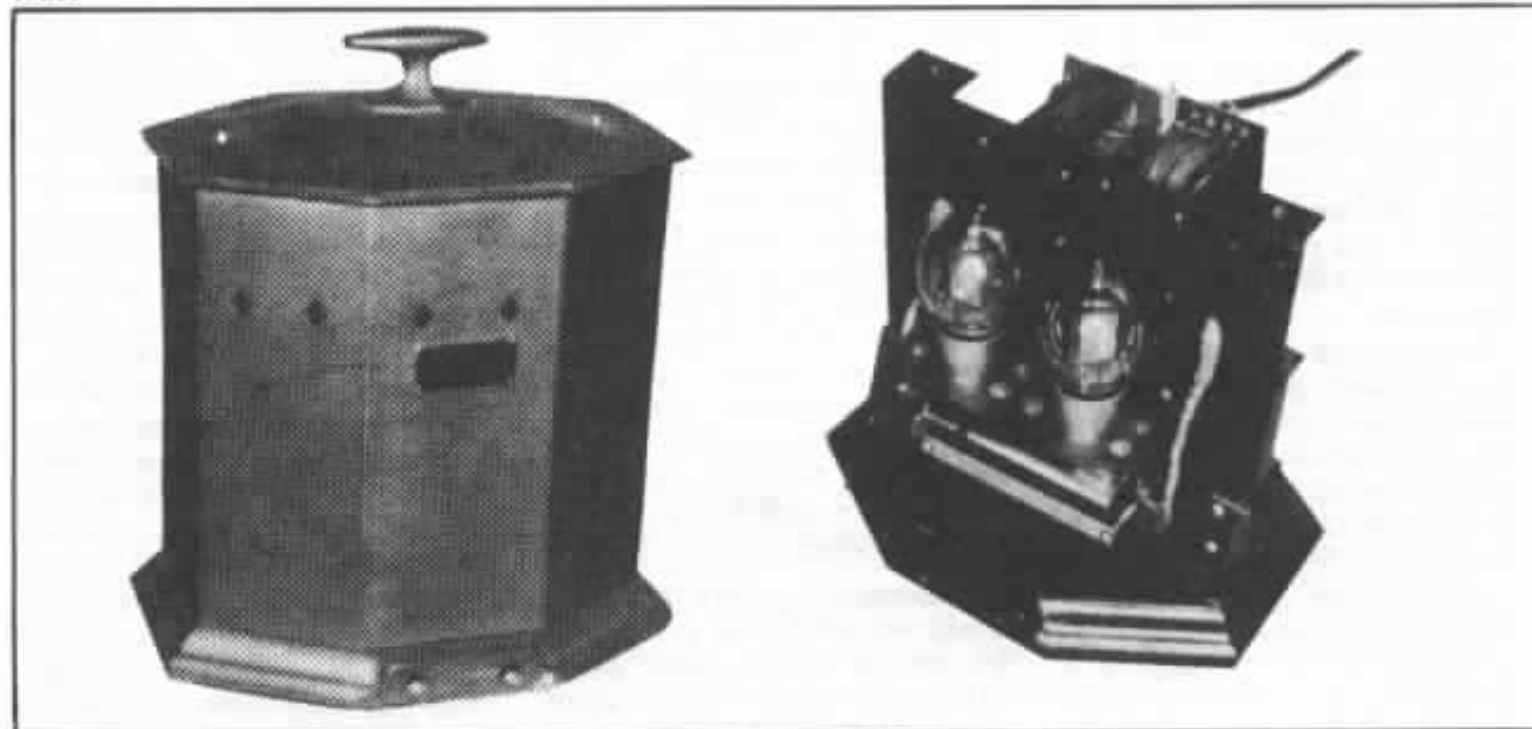
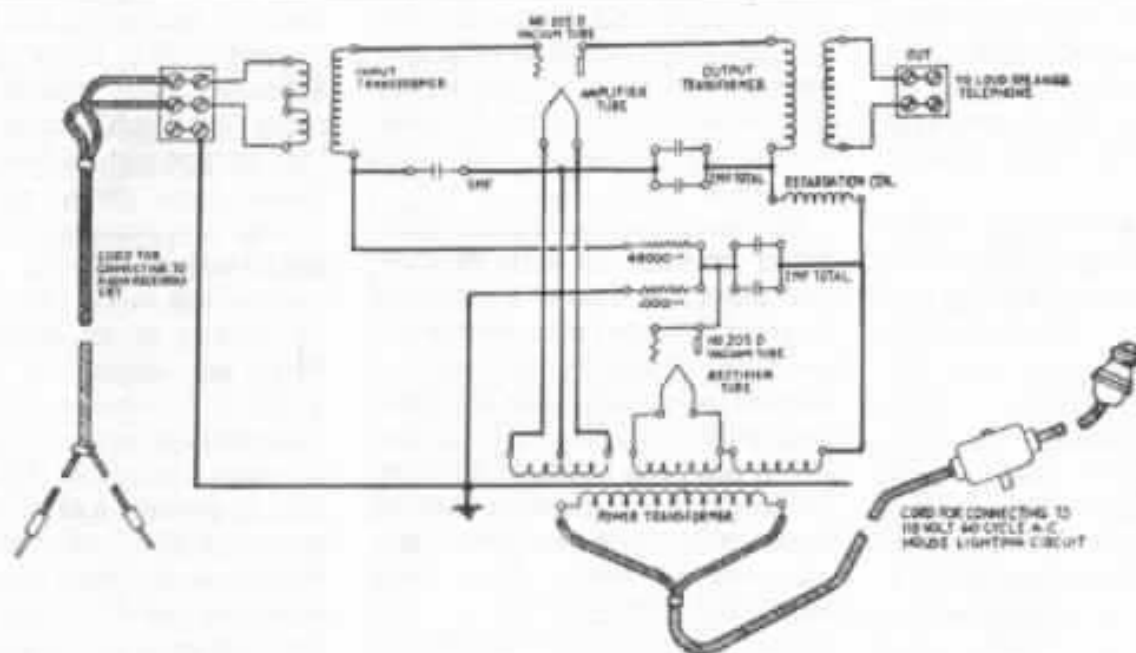


Fig. 3 : Amplificateur de puissance Western Electric WE 25B. Circuit et aspect extérieur. Le circuit amplificateur n'utilise



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



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

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

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

Les amplificateurs de puissance mono-étage.

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

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

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

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

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

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

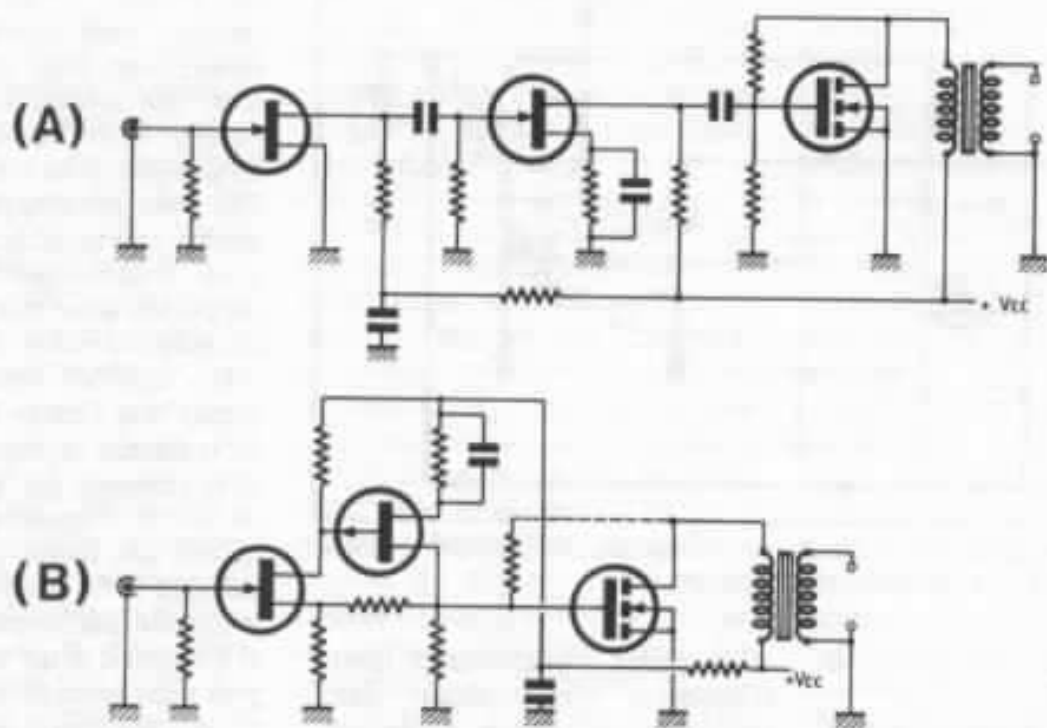


Fig. 6 : Circuits théoriques, proposés par M. Hikaru Araï en janvier 1983 dans la revue japonaise *Radio Technic*. En A, circuit 3 étages à couplage RC. En B, circuit 3 étages à couplage direct. Noter, sur les deux montages proposés, la présence d'un transformateur de sortie.

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

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

ainsi que des dispersions dues à la fabrication.

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

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

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

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

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

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

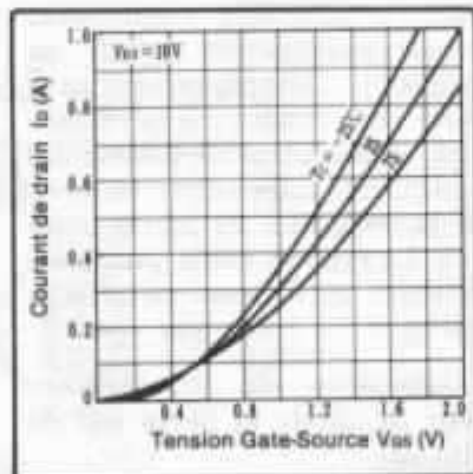


Fig. 7 : Caractéristique I_D/V_{GS} en fonction de la température.

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

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

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

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

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

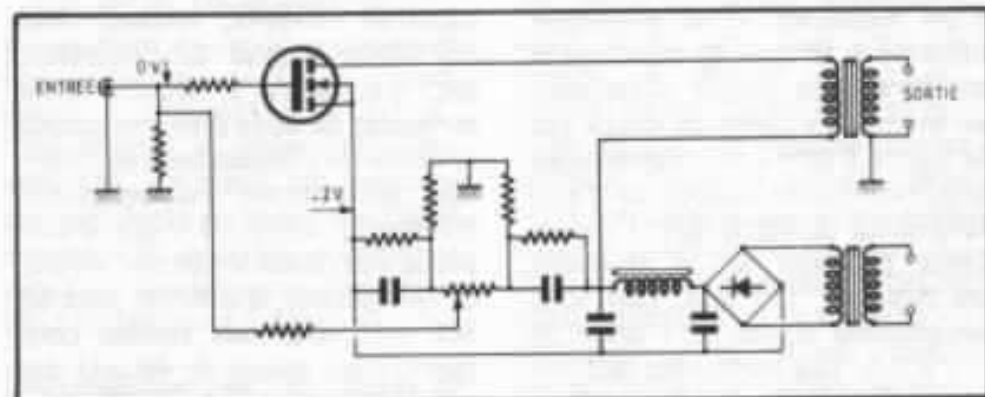


Fig. 8 : Premier projet du circuit amplificateur de puissance Némésis, à couplage direct en entrée. Cette solution, qui présentait plusieurs inconvénients, n'a pas été retenue.

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

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

Conception du transformateur de sortie et de la self de filtrage

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

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

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

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

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

soit une valeur proche de 200 mH.

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

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

soit une valeur d'environ 16 mH.

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

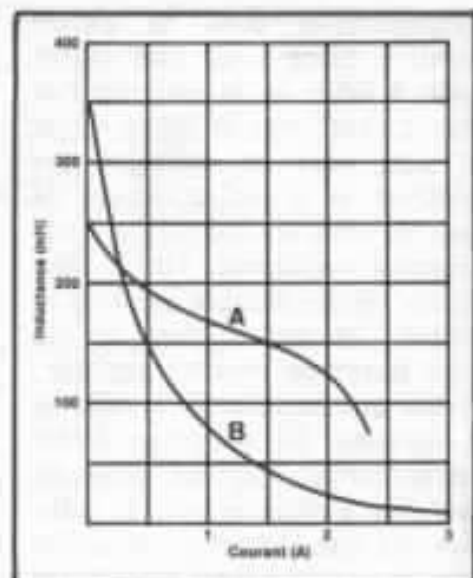
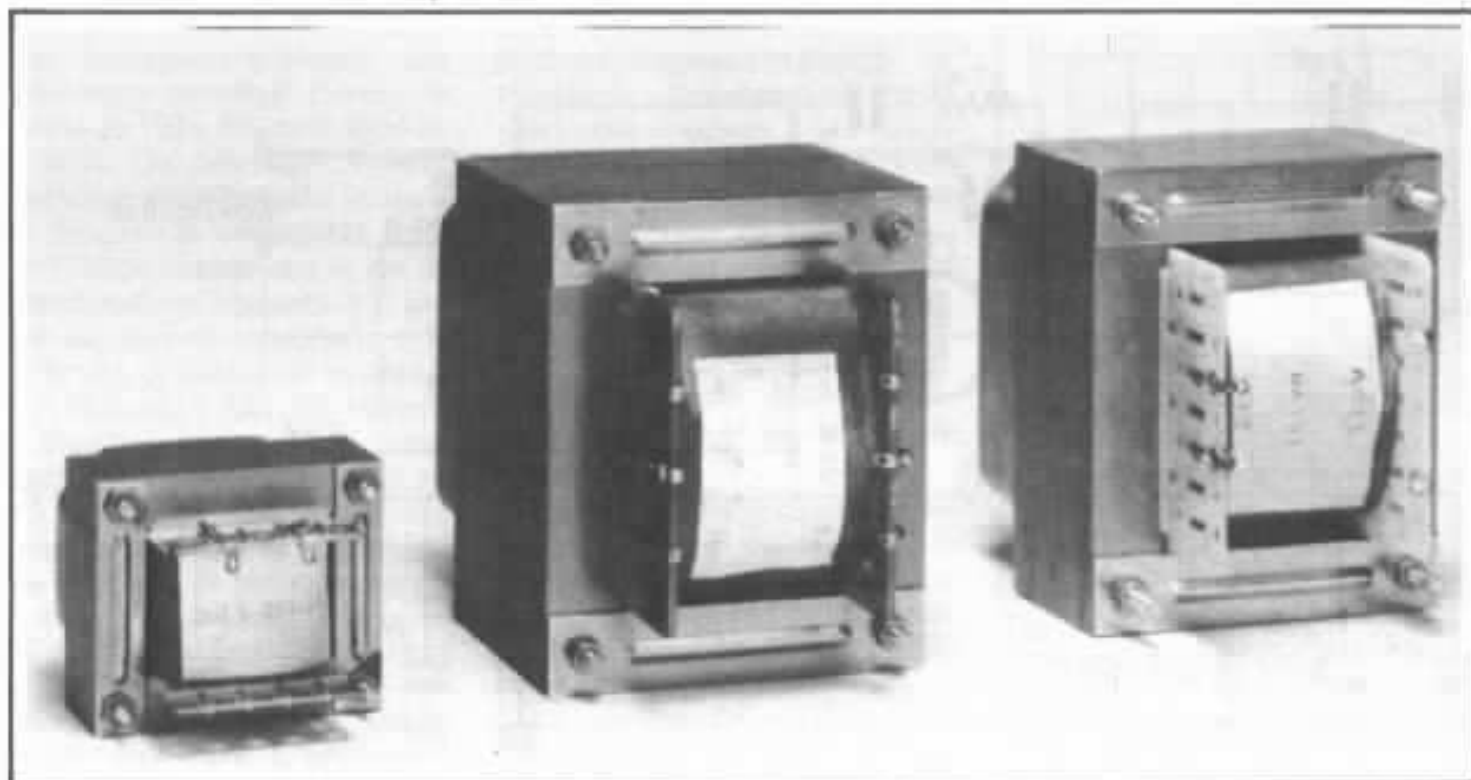


Fig. 9 : Variation de l'inductance d'une self de filtrage en fonction du courant passant dans celle-ci. En A, un modèle de dimensions moyennes et de résistance 4 Ohms. En B, un petit modèle, de résistance 1,4 ohm.

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

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



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

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

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

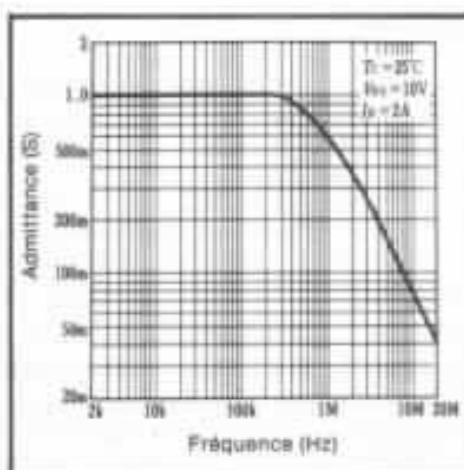


Fig. 11 : Caractéristique d'admittance de transfert, vis-à-vis de la fréquence, du transistor MOS-FET 2SK 135.

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

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

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

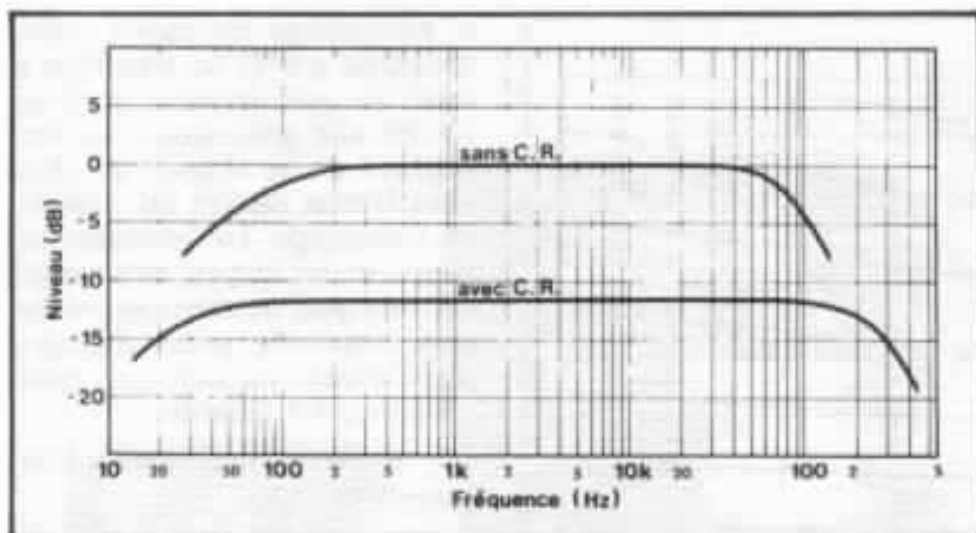


Fig. 14 : Courbe de réponse amplitude/fréquence de l'amplificateur, sans et avec contre-réaction, dont le taux est de 12 dB. Remarque que, même sans C.R., la courbe s'étend jusqu'à 95 kHz, à ± 3 dB près. La chute de niveau aux fréquences graves est due essentiellement à une limitation pratique de la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

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

Mesures

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

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

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

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

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

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

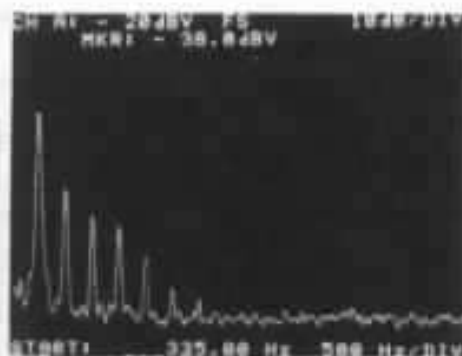
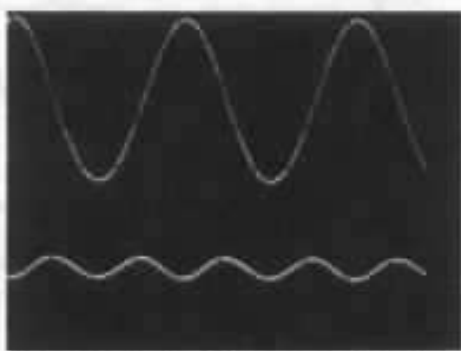
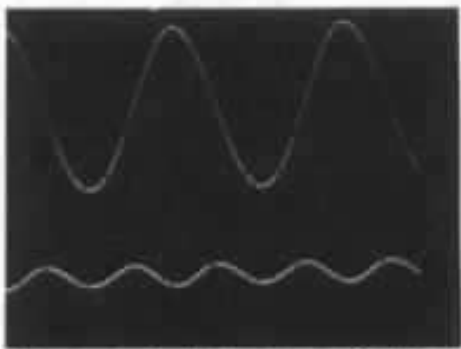


Fig. 15 : Spectre de distorsion harmonique d'un circuit amplificateur «Némésis» à étage unique. La fréquence est de 335 Hz et la puissance de sortie est de 1,5 W. Remarque la bonne régularité du dégradé harmonique.



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



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

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

L'écoute

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

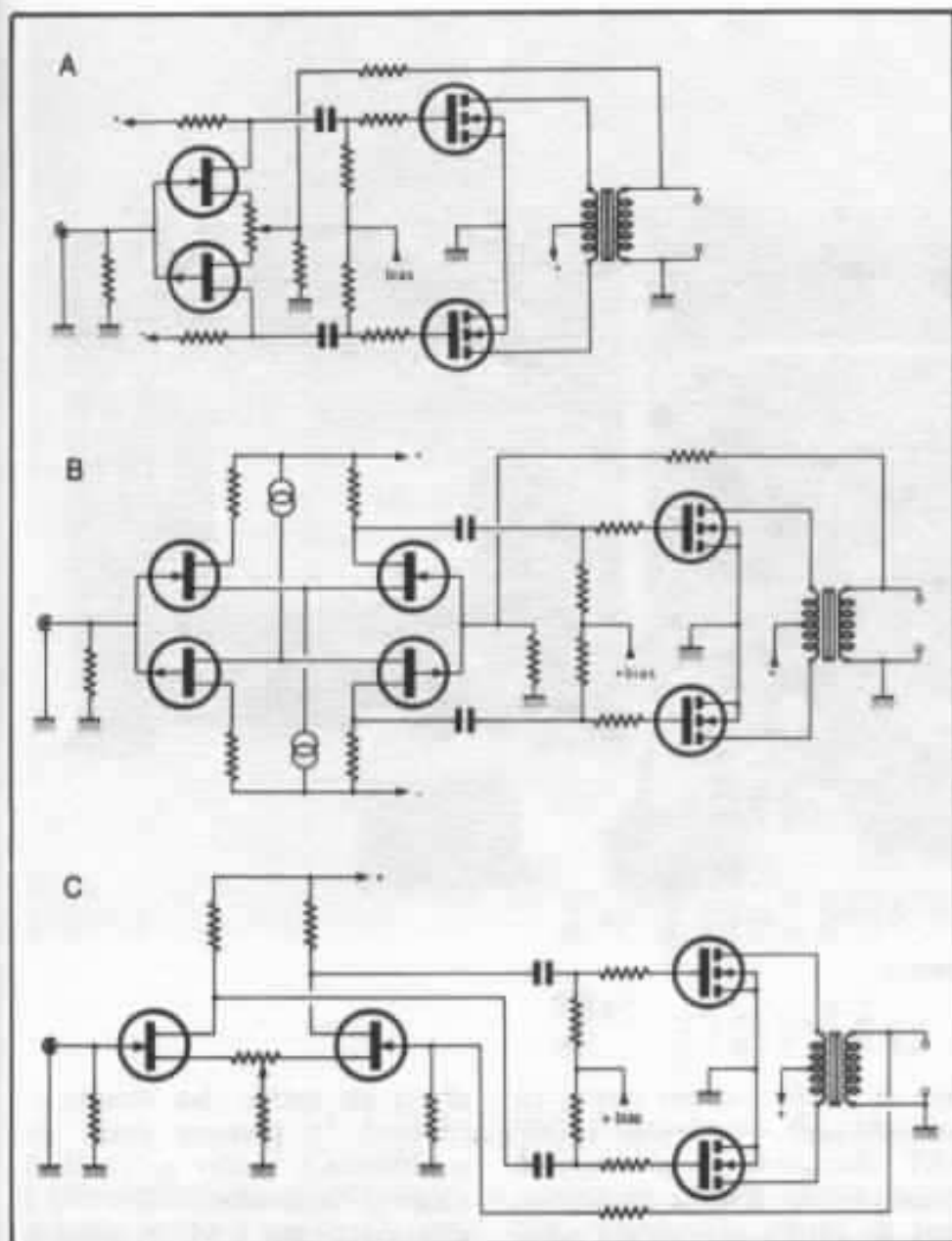


Fig. 17 : Projet de 3 montages push-pull à transformateur de sortie, utilisant des transistors de puissance MOS-FET canal N et un étage d'entrée à effet de champ. En A, entrée FET complémentaire. En B, entrée FET complémentaire et différentielle. En C, entrée FET différentielle.

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

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

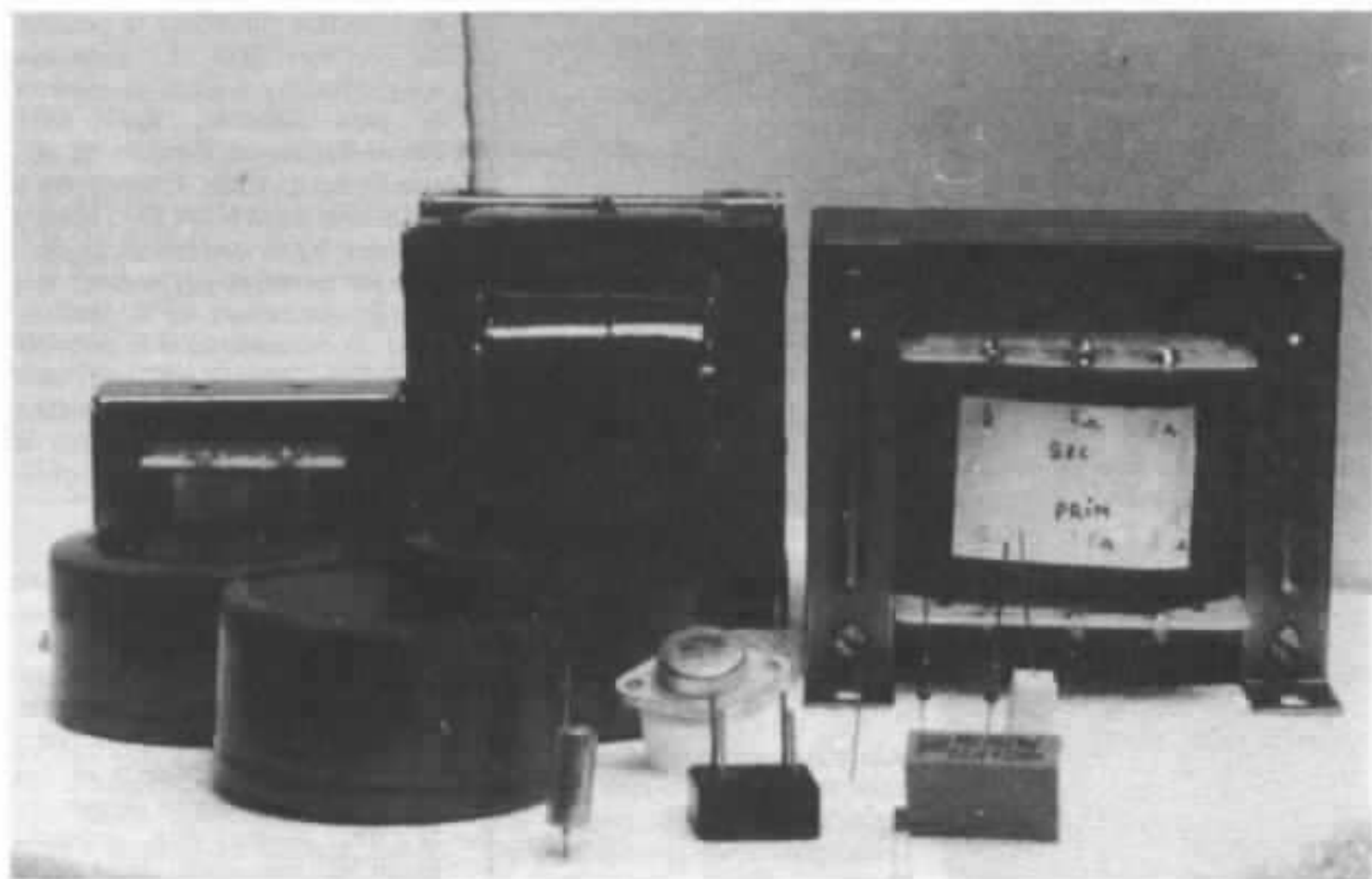
En associant cet amplificateur à une cellule à jauge de contrainte telle que celle qu'avait mis au point Technics il y a dix ans (elle permettait d'obtenir un niveau de sortie de 1 volt et n'exigeait pas de correction de gravure RIAA) il devient possible de réduire au phonolecteur et à l'amplificateur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

Comme on devait s'y attendre,

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

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

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



Les principaux composants du circuit Némésis.

Projets futurs

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

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

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

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

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



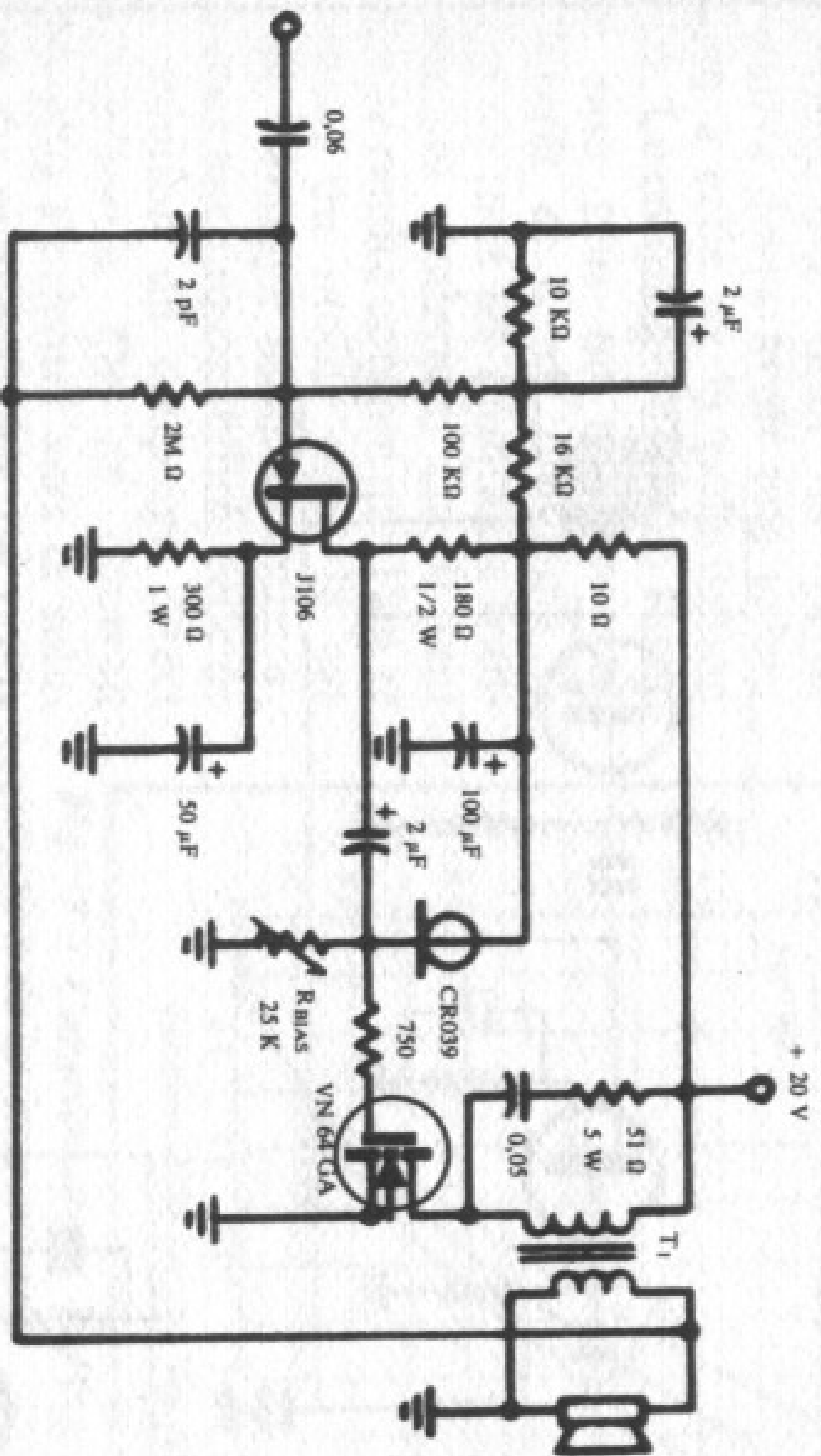


Fig. 4 : Circuit amplificateur de puissance à étage de sortie simple précédé d'un étage driver FET, proposé par Siliconix en 1982.