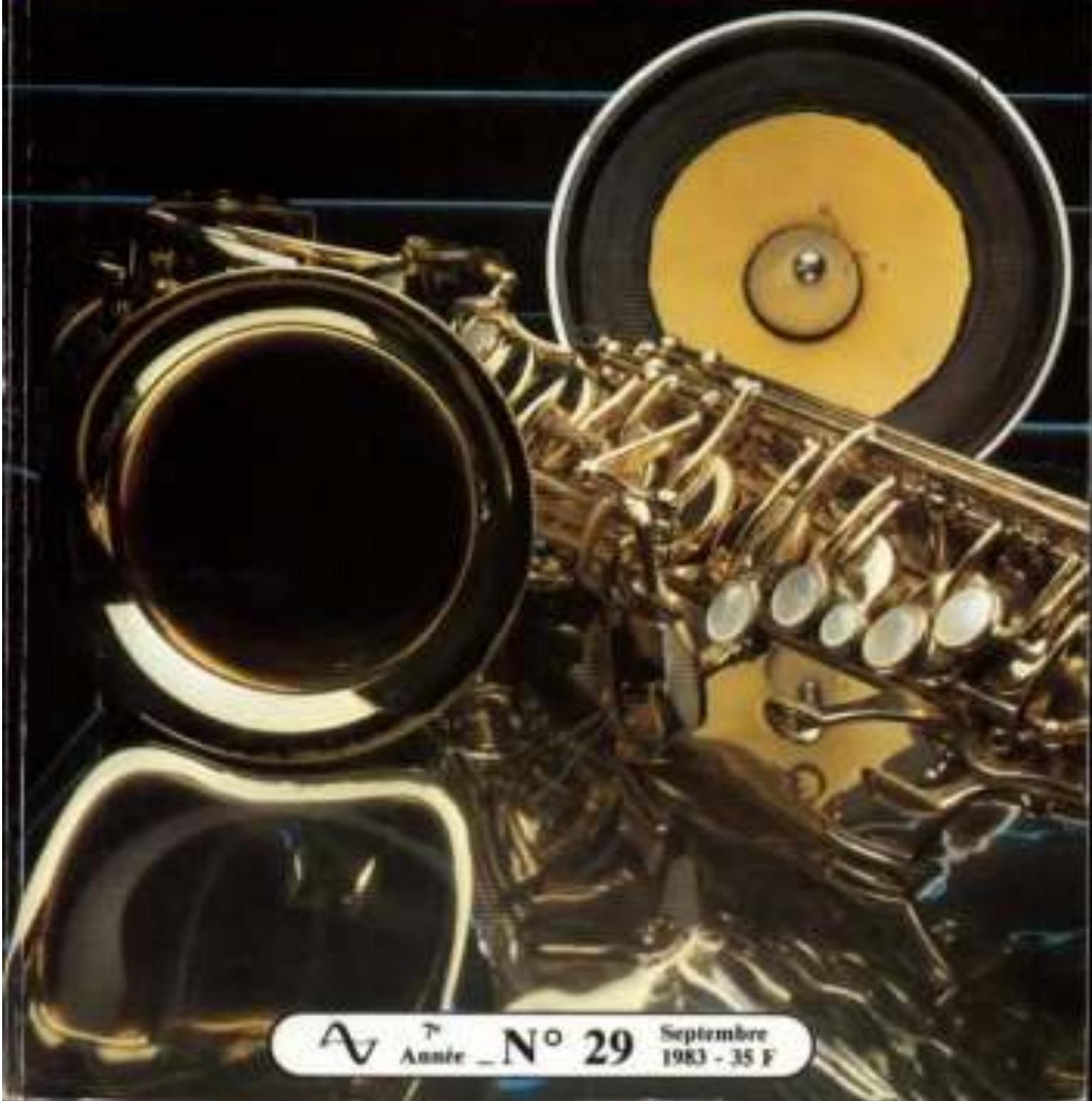


L'AUDIOPHILE



7^e Année - N° 29

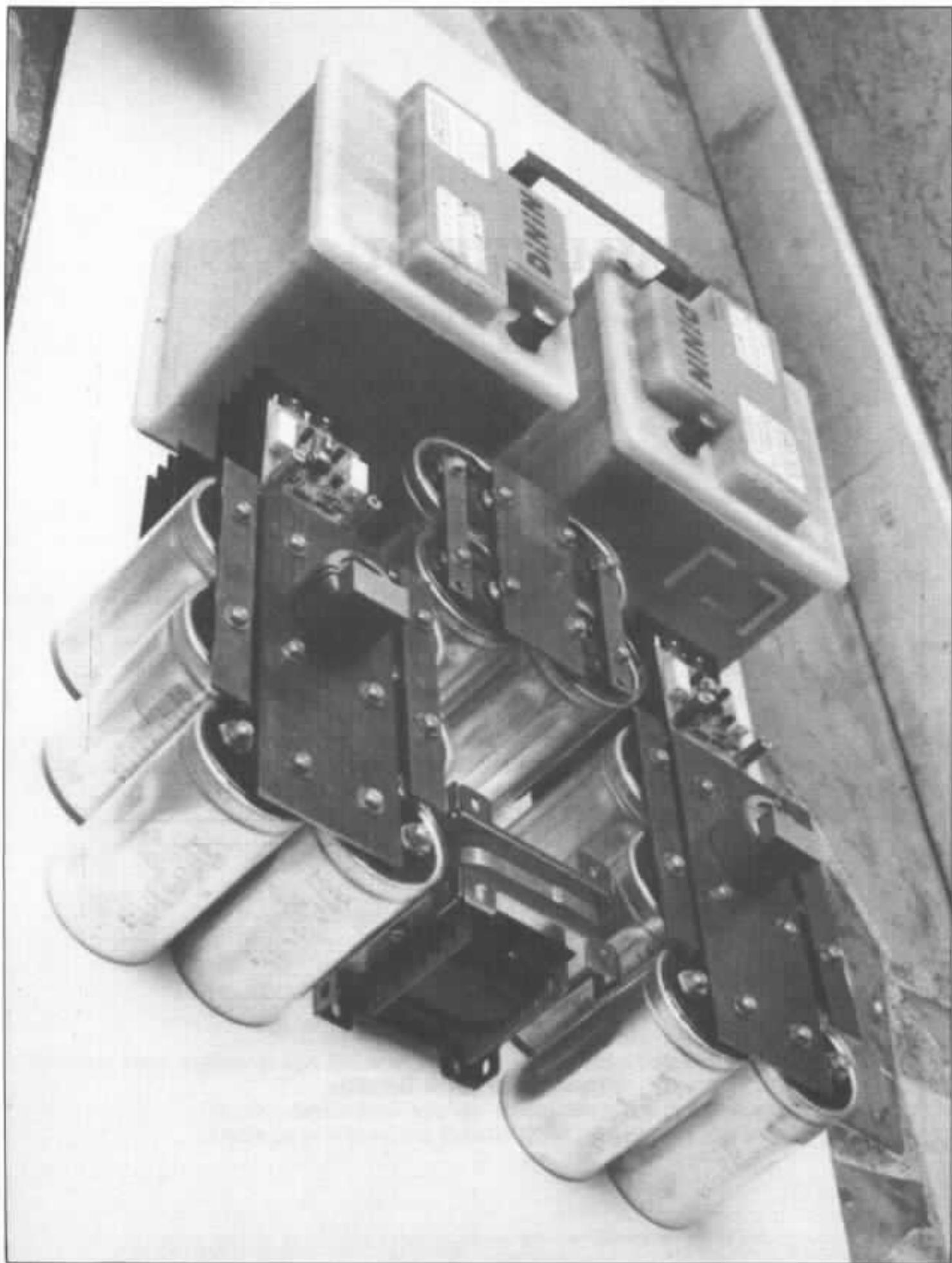
Septembre
1983 - 35 F

**Page non
disponible**

**Page non
disponible**

**Page non
disponible**

**Page non
disponible**



Amplificateur 8 W « Le Monstre » L'alimentation

Jean Hiraga

Le numéro 27 de l'Audiophile décrivait le montage de l'amplificateur transistorisé « Le Monstre ». Montage conçu en fonction d'un souci extrême de très haute définition des sons les plus complexes. La palette sonore naturelle, d'une richesse hallucinante, celle que l'on ne peut guère rencontrer que sur quelques rares amplificateurs à tubes triodes de fabrication artisanale déjà décrits dans ces pages, celle que l'on avait cru perdue à jamais sur les montages transistorisés, le montage « Le Monstre » tentait de lui redonner toutes ses couleurs, jusque dans ses demi-teintes les plus subtiles. Comme toujours, un schéma simple, original ; des composants actifs particulièrement sélectionnés, un choix minutieux des composants passifs. « Le Monstre » doit être avant tout compris comme étant un montage simple, peu puissant, mais grâce auquel la quantité d'informations perçues est telle qu'il peut cette fois se comparer sans fausse honte aux amplifications du genre « 300 B ». Le lecteur trouvera ici les détails concernant l'alimentation.

Avant-propos

Depuis le premier numéro de l'Audiophile, il avait souvent été question de propos parfois curieux d'une nouvelle vision de la reproduction sonore de haute qualité. Certains de ces propos concernaient des méthodes simples, efficaces, donnant rapidement accès à un niveau de qualité sonore appréciable. D'autres propos s'ouvraient sur un uni-

vers encore très mal connu de « son des composants », de contacts, de couvre-plateaux, de câbles, d'alimentations énormes ou de montages à tubes. Discutables, discutés, mal compris ou appréciés, il est fort agréable de constater, en 1983, qu'une forte majorité des appareils de qualité, de haut de gamme ou « ésotériques » ont fait un très gros effort dans ce sens. Quelques construc-

teurs reviennent à des montages simples et performants. D'autres n'hésitent plus à utiliser des accumulateurs pour les circuits d'alimentation de faible consommation. Parfois, les alimentations régulées disparaissent et font place à des filtrages en cellules RC à capacités de très forte valeur. Quelques autres oublient ce qui avait été déjà dit près de dix ans plus tôt et redécouvrent

les avantages de la classe A, des couvre-plateaux bien étudiés ou bien des enceintes à haut rendement.

Mais il ne fait aucun doute que seule la conjonction harmonieuse, pleine de bon sens, équilibrée de la grande majorité de ces conditions à remplir permet d'ouvrir la porte sur les étages supérieurs. Ce que l'on ne rencontre que trop rarement, malgré les bonnes volontés ou certaines bonnes prédispositions. Jusqu'à un certain pourcentage d'efforts mal répartis, les résultats ne se ressentent que très peu. Impression de stagner, de tourner en rond. Au-delà, le système commence à surprendre, à émouvoir, mais avec « des hauts et des bas », signe caractéristique d'une mise au point encore imparfaite d'un système aux possibilités pourtant certaines. Tout près de la perfection, le système dès les premières secondes d'écoute, « transporte » littéralement l'auditeur, au point que l'amateur de rock pourrait arriver à ressentir des frissons dans le dos à l'écoute de Debussy ou de Malher. La quantité d'informations reproduites est telle que le message « passe », transportant tout ce que le compositeur, l'interprète veulent faire ressortir, faire ressortir, faire écouter. Si le message « passe » dans un cas, ne « passe pas » dans l'autre, toute la valeur musicale de ce que l'on écoute en dépend. Dans ces conditions, il ne serait plus question de parler « d'ultime perfectionnements frisant le ridicule » mais presque d'une question de « vie ou de mort » de la reproduction sonore de haute fidélité.

« Le Monstre », pour ces mêmes raisons, n'aurait pu supporter les effets d'une alimentation ± 12 V courante.

Alimentation courante

Indispensable, souvent volumineuse, l'alimentation la plus courante des circuits électroni-

ques est réalisée à partir d'un transformateur d'alimentation, de diodes de redressement, de réseaux de filtrage. Ces circuits doivent être bien conçus, largement dimensionnés, stables, aptes à fournir un courant, une tension aussi parfaits que possible. En pratique, si l'on choisit un amplificateur classe B, 2×100 W chargé par des enceintes d'impédance 8Ω , on s'aperçoit que l'alimentation peut se trouver sollicitée par des crêtes de 7 A, celles-ci ne devant pas troubler pour autant la stabilité de l'alimentation. Cette dernière doit encore rester indifférente aux variations passagères de tension secteur, aux parasites que contiennent le secteur et elle ne doit pas être influencée non plus par des circuits placés dans son voisinage : tuners FM, magnétophones, moteurs, interrupteurs marche-arrêt, éventuelles alimentations à découpage employés dans certains récents appareils. Sur le plan commercial, elle doit encore rester compacte, légère, d'un prix de revient réduit. Contradictions, limites, compromis trouvés vont laisser l'alimentation imparfaite sur un plan « audiophile ».

Le montage le plus fréquent, que l'on voit sur la figure 1 est constitué d'un transformateur (EI, C. double C, tore, etc.) muni d'un primaire, d'un secondaire à point milieu, d'un pont redresseur à diodes au silicium et de condensateurs de filtrage. Pour mieux résister aux variations primaires et secondaires, le transformateur doit être surdi-

mensionné, les condensateurs de filtrage devant être de valeur relativement élevée. Dans cette condition déjà plus favorable, les diodes, le transformateur, le fusible doivent être en mesure de supporter le courant de charge des condensateurs au moment de la mise sous tension. Si, d'ores et déjà, on est limité par le prix de revient, l'encombrement, on ne peut qu'arriver à un mauvais compromis. Sur le plan des performances on est limité par la perte qu'apportent les diodes, les enroulements du transformateur, par le volume, les caractéristiques magnétiques des tôles. Pour un transformateur courant, les calculs d'induction maximum (B_m), de perte magnétique dans les tôles (P_i) et de perte dans les enroulements (P_c) s'effectuent comme suit :

$$B_m = \frac{E_1}{4K_f n_1 A} \quad (\text{Wb/m}^2) \quad (1)$$

$$P_i = \delta h \frac{f}{100} B_m^2 + \delta e \left(t \frac{f}{100} K_f B_m \right)^2 \quad (\text{W/kg}) \quad (2)$$

$$P_c = K_m I_1^2 (r_1 + r_2) \quad (\text{W}) \quad (3)$$

avec E_1 : tension primaire ; K_f : taux de forme d'onde ; n_1 : nombre de tours primaire ; A : section utile du circuit magnétique ; δh , δe : facteur de qualité des tôles ; r_1 , r_2 : résistance primaire, résistance vue du secondaire ; K_m : rapport impédance/résistance ; I_1 : courant primaire.

Comme l'indiquent les formu-

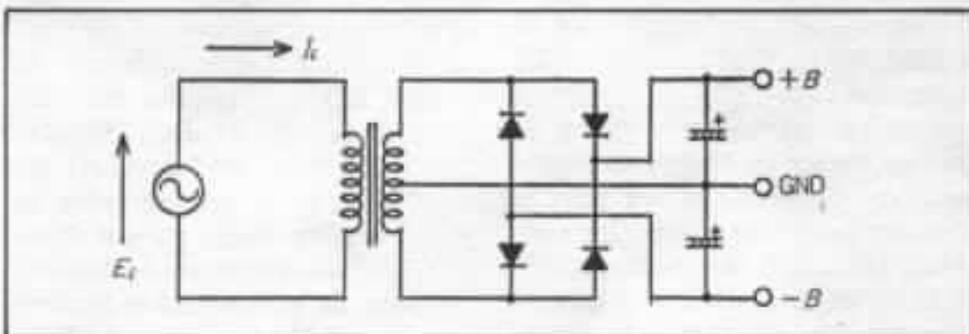


Fig. 1 : Alimentation courante à transformateur, redresseurs et capacités.

les, la perte dans les tôles, indépendante de la charge, est proportionnelle à $f.Bm^2$. Quant à la perte dans les enroulements, elle dépend cette fois du courant de charge et de la résistance des enroulements. Si, pour une raison économique, pour une raison de poids ou d'encombrements on réduit le volume des tôles, le volume de cuivre des enroulements, on se heurte au problème d'échauffement. En haute fidélité « grand public », la compacité des appareils, les problèmes de prix de revient, de poids, de rayonnement parasite font choisir le compromis consistant à avoir recours à des étages de puissance travaillant en classe B, en classe A « assistée », un échauffement anormalement élevé ne pouvant se produire que lors d'un fonctionnement prolongé à pleine puissance. Le transformateur d'alimentation, rayonnant peu, car réalisé à partir de tôles à faibles pertes, reste d'un coût peu élevé en raison de son volume. Dans une démarche résolument « Audiophile », le transformateur doit être surdimensionné. Le secondaire, chargé par les redresseurs, les capacités ne peut plus produire un signal parfaitement sinusoïdal (figure 2) et un surdimensionnement est avantageux. Par

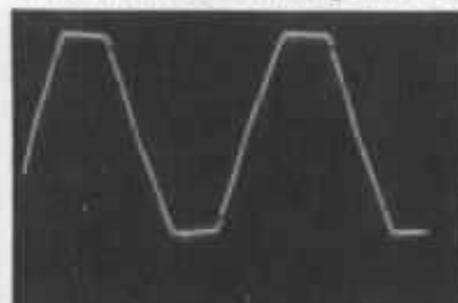


Fig. 2 : Forme du signal obtenu sur le secondaire chargé par le pont redresseur et par les capacités de filtrage. Remarquer la saturation de la sinusoïde.

contre, le montage ne sera pas à l'abri des variations secteur (ne serait qu'un volt ou deux), ceci même après deux cellules RC et malgré l'emploi de condensateurs de forte valeur (100 000 μF

pour 20 V de tension d'alimentation par exemple). Pour un préamplificateur, un filtrage vraiment bon et surtout indépendant des petites variations secteur doit posséder plus de six cellules RC ou LC (ce qui est encore mieux). C'était le cas notamment du circuit préamplificateur à tubes décrits dans le n° 21 de l'Audiophile. S'il s'agit, même en basse tension, de courants beaucoup plus élevés, la réalisation n'est pas pratique (encombrement, résistances de fort wattage, échauffement). En plus si, en classe A, on souhaite obtenir une alimentation vraiment stable, cette condition nécessite l'emploi de condensateurs de très forte valeur. Dans une réalisation commerciale d'amplificateurs de qualité, le 20 W classe A représente une bonne approche : transformateur fortement surdimensionné, condensateurs de valeur totale 408 000 μF . Dans le

cas du « Monstre », fonctionnant à partir d'une alimentation de ± 12 V, on aura besoin de quelque chose de beaucoup plus stable.

Alimentations régulées, alimentations à très haut rendement

Les alimentations à très haut rendement, de type à découpage, à triac et contrôle de phase, à choppers, ont pour avantage un rendement exceptionnel : travail en impulsion des transformateurs, dont le rendement devient tel que l'on peut les réduire en volume, transistors travaillant en repos/travail réduisant la dissipation collecteur, régulation de signaux carrés peu espacés.

La figure 3 illustre en exemple une alimentation à triac et contrôle de phase, pour laquelle les paramètres de courant et tension de sortie E_o et I_o sont représentés. Ce montage à haut rende-

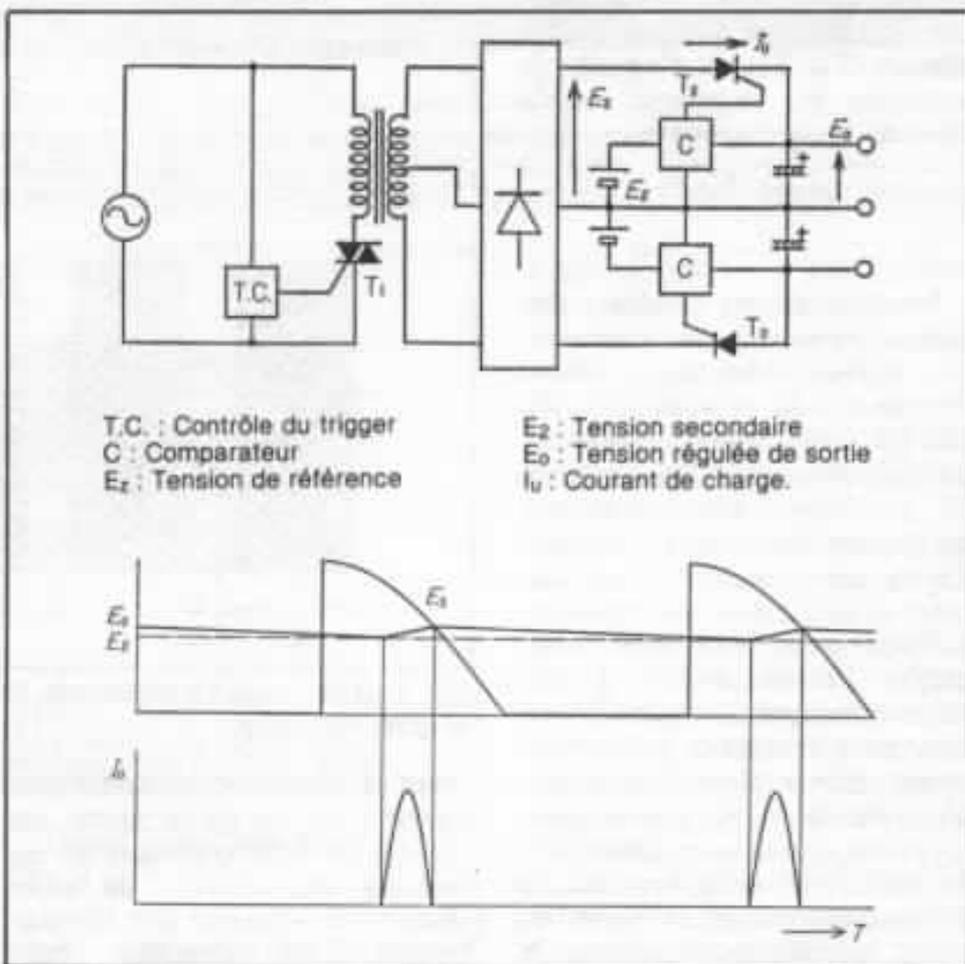


Fig. 3 : Alimentation haute efficacité à triacs et contrôle de phase, caractéristiques de tension et de courant de sortie.

ment peut s'améliorer par suppression des triacs sur le secondaire, par l'emploi d'amplificateurs opérationnels qui, reliés à un photo-coupleur, peuvent de la sorte contrôler le trigger du triac primaire. Réduction du prix de revient, de la taille du transformateur, amélioration sensible des performances de stabilité, d'insensibilité aux variations de tension primaire. Le gros inconvénient dans ce genre de circuit étant, mis à part la qualité spectrale de régulation dont il sera question plus loin, le bruit mécanique du transformateur travaillant en régime impulsionnel. Il doit alors être impérativement de haute qualité, imprégné, monté sur des suspensions amortissantes, le tout ne devant pas rayonner. La figure 4 montre l'aspect général de ce type de montage.

Concernant l'alimentation à découpage, représentée sommairement sur la figure 5, on voit que la tension de sortie V_{av} , obtenue à partir de signaux carrés espacés (T_{on} , T_{off}) et d'amplitude contrôlée V_0 , la valeur de V_{av} obtenue après filtrage étant de :

$$V_{av} = \frac{T_{on} V_0}{T_{on} + T_{off}}$$

Le rendement atteint des valeurs particulièrement élevées, les autres avantages étant l'absence de résidu 50 ou 100 Hz, une faible impédance, une très bonne régulation. Mais les meilleures alimentations à découpage, relativement onéreuses et assez encombrantes ont pour gros défaut un rayonnement parasite gênant d'où l'obligation d'avoir recours à plusieurs blindages. Un autre défaut étant de perturber le secteur lui-même. Sur le plan de la pureté spectrale de régulation ce montage n'est que moyennement performant, ceci malgré toutes les précautions prises, malgré les effets publicitaires présentant l'alimentation à découpage comme l'ultime perfectionne-

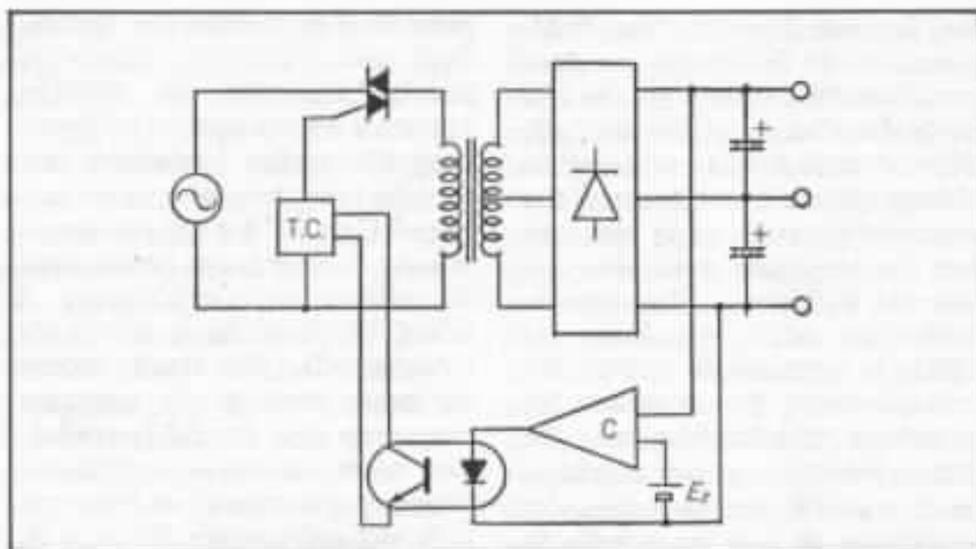


Fig. 4 : Version améliorée de l'alimentation de la figure 3. On note la présence d'un amplificateur opérationnel, d'un photocoupleur agissant sur le triac d'entrée.

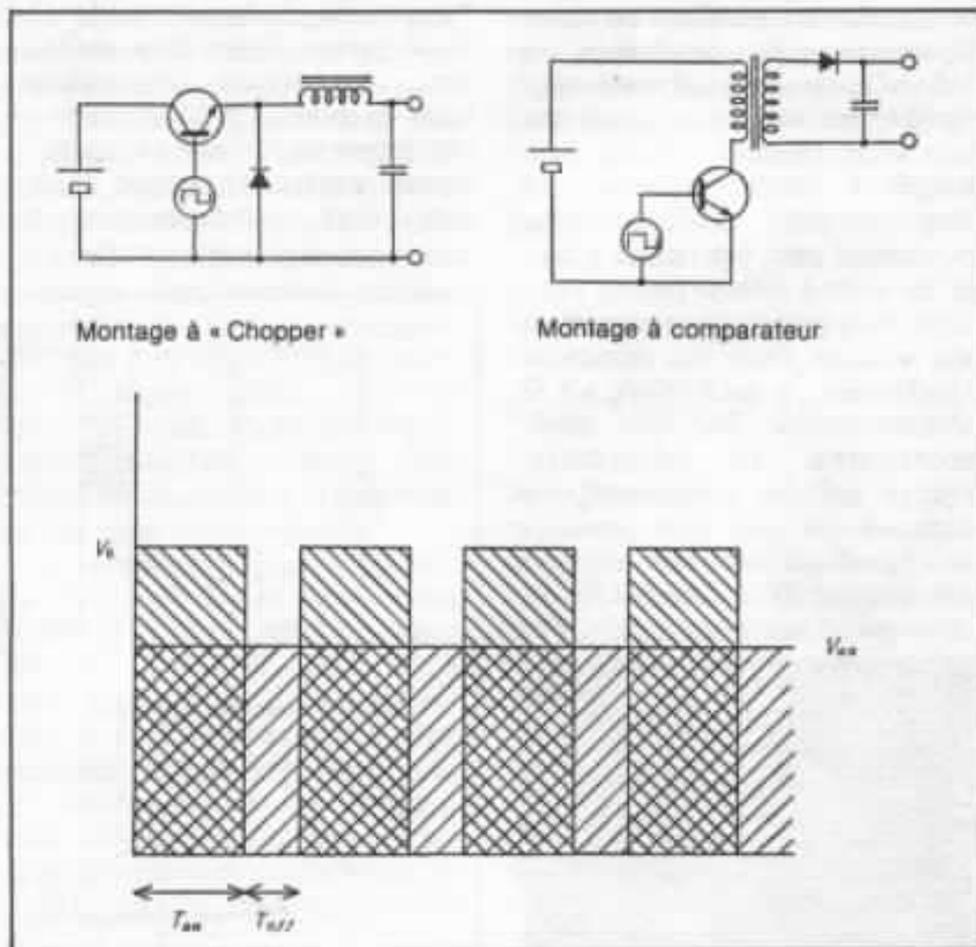


Fig. 5 : Alimentation à découpage. Principe et forme du signal de sortie avant et après régulation.

ment en matière d'alimentation, ce qui n'est vrai qu'en partie. En réalité, on a pu constater qu'un montage amplificateur de faible distorsion, alimenté soit normalement (pont redresseur, résistances, condensateurs, filtrage en Pi) soit à l'aide de ce genre de

montage pouvaient présenter des écarts notables au niveau du paramètre de distorsion/puissance, ce que l'on constate sur la figure 6. L'écart étant dû, dans le cas de l'alimentation à découpage, au bruit résiduel en mode commun. C'est ce que montre encore

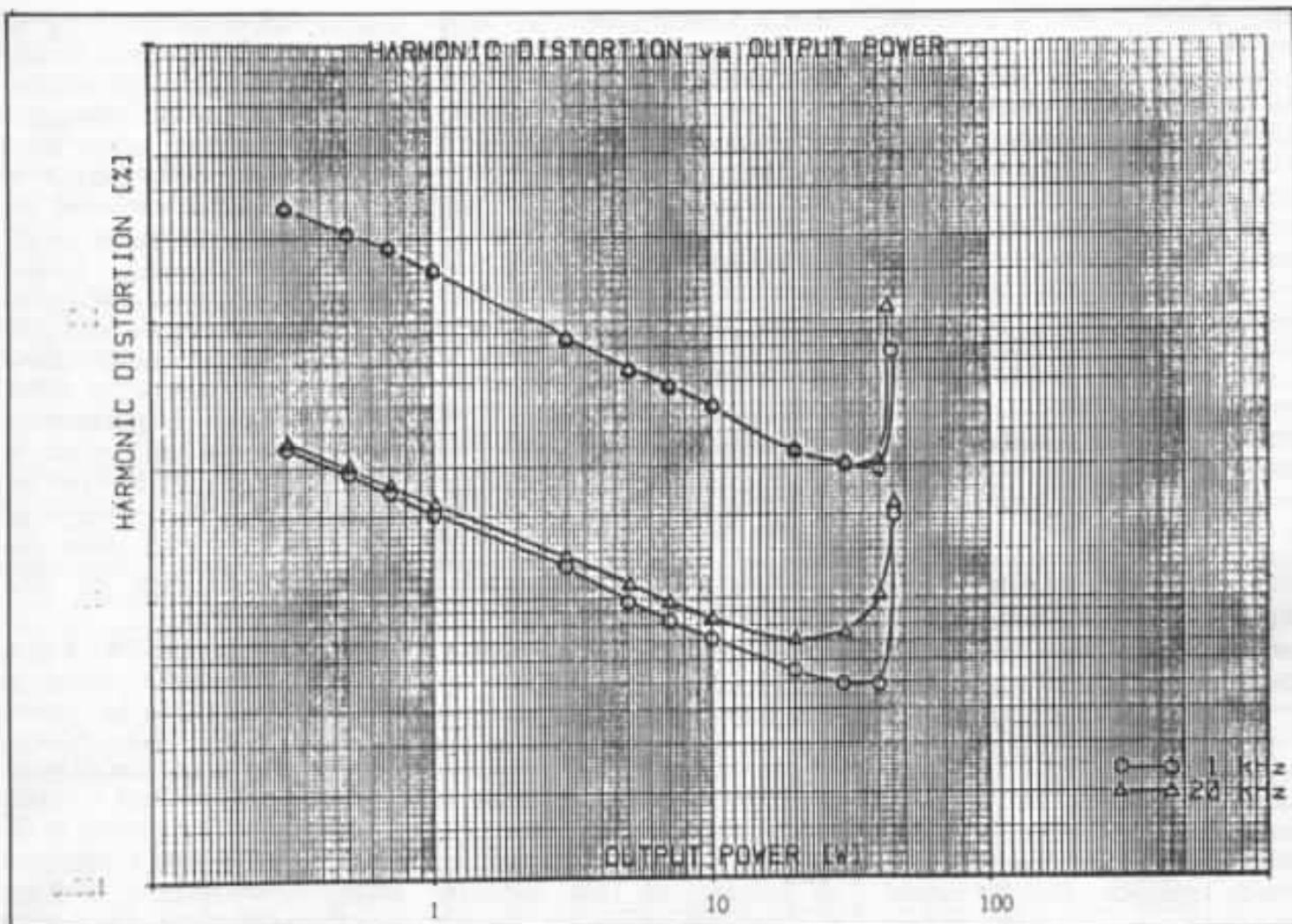


Fig. 6 : Paramètres distorsion/puissance d'un amplificateur alimenté soit par une alimentation à découpage de qualité moyenne (courbe supérieure), soit à l'aide d'un montage courant (transformateur, diodes, filtrage en Pi) (courbe inférieure). Le bruit résiduel en mode commun de l'alimentation à découpage est responsable de l'augmentation du taux de distorsion constatée.

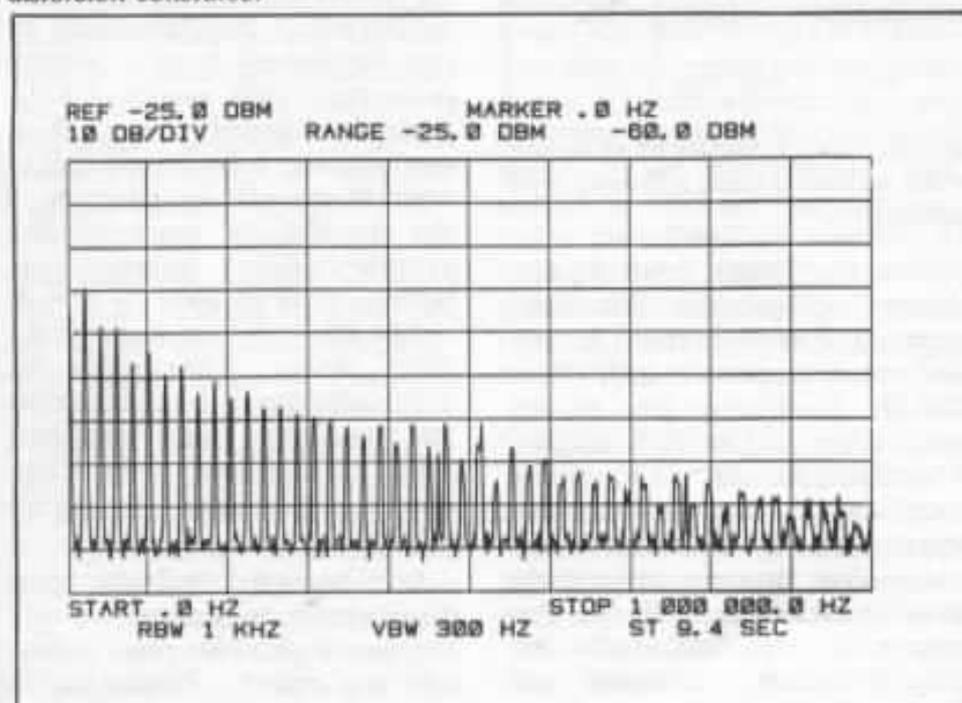


Fig. 7 : Analyse spectrale du bruit résiduel produit par l'alimentation à découpage employée sur la figure 6.

l'analyse spectrale (fig. 7). Dans les meilleurs cas, y compris les alimentations de ce type souvent utilisées dans les magnétoscopes, dans les lecteurs de disques compacts, on ne peut guère dépasser en bruit résiduel les performances de la figure 8.

Par ailleurs, les filtres secteurs employés en tête seront insuffisants pour protéger totalement des parasites d'autres maillons munis d'alimentations courantes. En somme, quelques avantages, la plupart technico-commerciaux dont le revers est l'apparition de plusieurs inconvénients.

On en revient alors à l'alimentation classique, dont le résultat en bruit spectral résiduel (fig. 9) dépasse celui des meilleures alimentations à découpage.

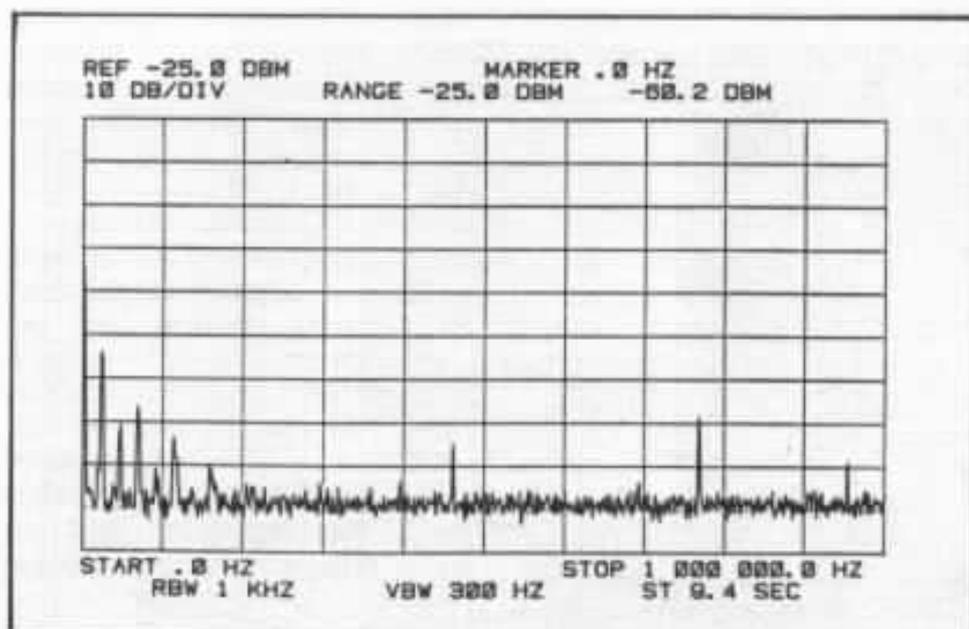


Fig. 8 : Spectre de bruit d'une alimentation à découpage de qualité. On remarque néanmoins la présence de plusieurs harmoniques.

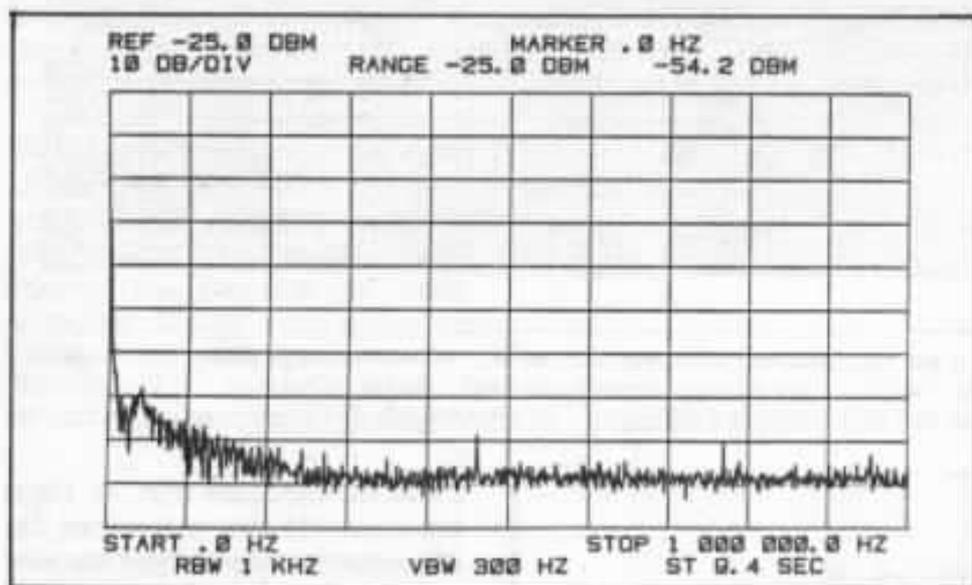


Fig. 9 : Spectre de bruit d'une alimentation classique, à filtrage en Pi simple. Le résultat est nettement supérieur à celui des versions à haute efficacité, malgré des résultats inférieurs sur d'autres paramètres.

L'alimentation du « Monstre »

De grande simplicité, l'alimentation de l'amplificateur classe A 2×8 W s'effectue par accumulateurs au plomb reliés à des condensateurs. D'une part, le schéma avait été étudié pour une alimentation sous ± 12 V. D'autre part, la consommation, raisonnable, permet une autonomie largement suffisante avant une recharge des accumulateurs.

D'habitude, le bruit résiduel de l'alimentation courante, non stabilisée, se situe vers -70 dB :

résidus de filtrage, bruit dû aux diodes redresseuses. En deça apparaît le bruit de fond, le ronflement de fréquences 100, 150 et 200 Hz. Un filtrage plus sérieux muni d'une self en tête, difficile à réaliser dans un petit volume mais devant être d'inductance appréciable et de faible résistance série, procure un recul du bruit jusque vers -90 dB. Par contre des circuits annexe de l'amplificateur, alimentés par des tensions plus basses que celles de l'étage de sortie et régulés par des diodes zéner ne peuvent

espérer dépasser un recul de bruit de l'ordre de -75 dB, sauf si ces diodes sont montées en parallèle sur des condensateurs d'assez forte valeur (10 à $50 \mu\text{F}$). Mais, même dans ce cas la limite se situe vers -90 dB. Sans entrer dans le détail des alimentations régulées, parfois extrêmement rapides et silencieuses, une alimentation par piles (ce que serait impossible dans le cas de l'amplificateur 2×8 W), celles-ci étant soigneusement découplées peut faire reculer le bruit jusqu'à -110 à -120 dB. Cette solution est très appréciable s'il s'agit d'alimenter des montages tels que les pré-préamplificateurs.

Au-delà de -120 dB, la qualité des composants devient de plus en plus critique. Le courant de fuite des piles, des condensateurs devient une source de bruit. Le passage du courant à travers les résistances composant le filtrage RC suffit pour produire un certain niveau de bruit, aussi bas soit-il. Celui-ci se situe entre -110 et -130 dB. Le but recherché vise les dernières limites offertes par les composants. La combinaison choisie : accumulateurs + condensateurs est non seulement la plus simple, mais aussi celle accédant à des valeurs d'impédance extrêmement basses, à des possibilités en courant transitoire énormes, à des valeurs de bruit résiduel exceptionnelles : quelques milliohms, plus de 1000 A, près de -144 dB..., le tout étant totalement absent d'une coloration éventuelle due à des composants tels que diodes, transformateurs, tôles magnétiques, selfs, résistances, transistors ou circuit intégrés.

En fait, il s'agissait aussi d'une solution unique vu que l'on remarquera un point important du circuit : l'alimentation commune des étages d'entrée avec ceux de sortie, ce qui exige une stabilité inconditionnelle.

Dans un montage à tubes tel que le 300B, de puissance 8 W environ, on est avantage par des tensions d'alimentation 30 fois supérieures, le signal d'entrée restant le même dans les deux cas. Si l'alimentation s'effectue à l'aide de tensions aussi basses que du ± 12 V, il est normal de penser que la stabilité de l'alimentation doit nettement dépasser le niveau d'une petite alimentation courante. Les premières confirmations de l'avantage décisif de l'alimentation d'amplificateurs de puissances par accumulateurs remontent à 1973, époque où un japonais, M. Hata (dont il avait été question dans ces pages à propos des tweeters ioniques) avant réalisé, pour une utilisation personnelle un amplificateur 2×25 W, ceci à partir de circuits hybrides (aux performances pourtant très moyennes), montage qui était alimenté par des accumulateurs de 70 AH (4, soit 2×24 V).

Cette expérience était elle-même issue d'une autre réalisée vers 1965 par le président d'une firme japonaise d'accumulateurs. Celui-ci, fort bien placé pour se procurer des accumulateurs, n'avait pas hésité à réaliser plusieurs pièces de son appartement en planchers démontables mais étanches, sous lesquels se trouvaient plusieurs dizaines d'accumulateurs. Il obtenait ainsi des tensions de 2,5 V, 60 V et 250 V qui alimentaient ses amplificateurs équipés de tubes triodes 2A3. Dans les deux cas, on obtenait des résultats absolument stupéfiants, de l'extrême grave à l'extrême aigu.

Dans le premier, à propos de degré de définition, un certain disque permettait d'entendre un bruit de montage de bande, des bruits de doigts frappant les touches du piano, un bruit de respiration, une infinité de micro-détails depuis le flou extrême jusqu'à l'extrême précision, ce qui en faisait un disque impossible à passer sur d'autres systè-

mes, tant la perte d'informations sonores était marquée. Par ailleurs, le circuit hybride, reconnu surtout pour ses caractéristiques d'agressivité dans l'aigu, perdait la plus grande partie d'un défaut que l'on attribuait à ce composant actif. Dans le second cas, le tube triode 2A3, toujours considéré comme inférieur à d'autres comme les 300B, 845, 252A, 275A sur des questions de transparence, de définition, de finesse, retrouvait des qualités difficiles à croire, tant le son du tube 2A3 (le plus courant au Japon à l'époque de la grande mode des tubes triodes) pensait être « cerné », tant les limites de ses possibilités semblaient être bien établies.

Si, dans ces deux cas le vibrato du violon dans Thais de Massenet passe, si la guitare de Manitas de Plata passe, si dans tous les autres cas on ressent comme un blocage, quelque chose qui ne passe plus, que l'on ne ressent plus aussi bien, comme une note soutenue dans un morceau de Chopin, on ne peut plus parler, à propos de telles sophistications des circuits, de complications ridicules. Le message passe ou ne passe pas. Préférences ou doute n'ont plus lieu d'être. A condition bien sûr qu'un maillon de la chaîne ne soit pas manquant ou n'ait pas été brisé involontairement. Il est ridicule de voir encore en 1983 des tests comparatifs de câbles ne menant à aucun résultat édifiant, à cause d'enceintes ne pouvant guère servir qu'à éteindre des bougies, des « étouffoirs ».

Circuit imprimé

Dans le n° 27 on a pu remarquer une erreur d'implantation des transistors d'entrée. La figure 10 montre le circuit imprimé sur lequel les transistors 2SK 170 et 2SJ 74 ont été remis dans le bon sens. Pour le circuit imprimé, presque symétrique, on remarquera que la résistance de 47 k Ω , celle de 10 Ω permettront

de repérer le sens du circuit, côté cuivre. Les transistors de sortie se montent sur des radiateurs, une plaquette de mica isolant la semelle métallique de ceux-ci du contact électrique avec les radiateurs. On doit également utiliser de la graisse de silicone pour permettre une meilleure conduction thermique. Le câblage de la masse peut poser des problèmes d'accrochage H.F. On doit relier la masse des prises d'entrée par un fil unique arrivant à la masse centrale de l'alimentation. De ce point, partiront deux fils de masse devant aboutir sur chaque plaquette. Pour la masse des sorties, relier la masse centrale de l'alimentation à chacune des deux bornes des sorties. En cas de tendance à l'accrochage on peut réduire la bande passante en mettant en parallèle sur la résistance de 220 Ω un condensateur de valeur comprise entre 4 700 pF et 10 000 pF. Cette valeur peut paraître élevée, mais il faut penser que la résistance de contre-réaction négative n'est que de 220 Ω .

Mesures

La figure 11 représente le résultat d'analyse du bruit résiduel sur une alimentation normale, munie d'un filtrage en Pi et de condensateurs de filtrage de 180 000 μ F. Malgré la présence de la résistance série, des condensateurs de forte valeur, on note la présence d'un léger résidu de filtrage, même si celui-ci est suffisamment faible pour ne pas risquer d'apporter un niveau de ronflement audible.

La figure 12, A et B montre que l'alimentation du « Monsieur » se trouvait très nettement supérieure aux possibilités de mesure, limitées à environ -120 dB. Ce qui confirme la valeur de -140 dB ou mieux, ceci dans le cas où le circuit est alimenté par des batteries, secteur débranché.

La figure 13 montre le spectre de distorsion de l'amplificateur, dont on remarquera le dégradé

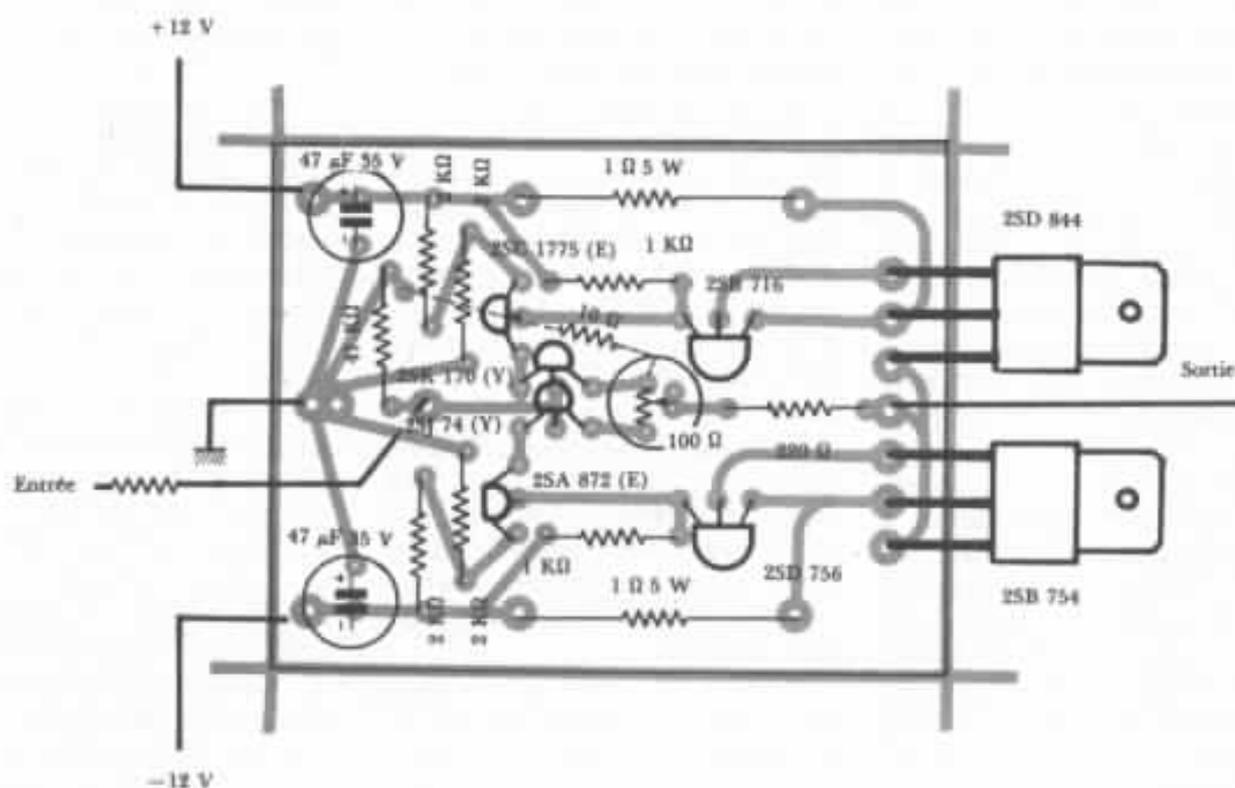


Fig. 10 : Implantation vue côté composants.

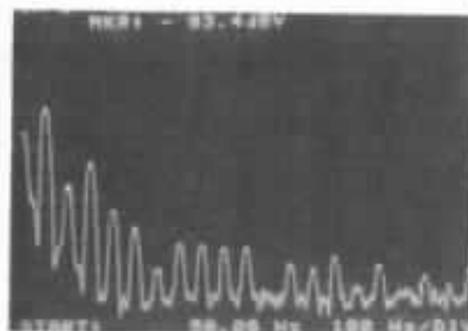


Fig. 11 : Spectre de bruit d'une alimentation 25 V, filtrage en Pi, muni de condensateurs de 180 000 μ F.



Fig. 12 : Mesure du bruit résiduel de l'alimentation avec batteries. A gauche : bruit résiduel de l'analyseur de spectre. A droite : bruit de l'alimentation. Les petites différences constatées sont dues essentiellement aux câbles de mesures.

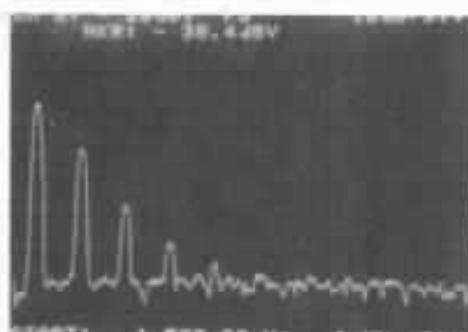


Fig. 13 : Spectre de distorsion de l'amplificateur 8 W « Le Monstre ».

très régulier. On le retrouvera d'ailleurs, ce qui est rassurant, pour d'autres fréquences et d'autres niveaux de sortie.

La figure 14 montre les composants utilisés pour cette alimentation expérimentale. Les accumulateurs sont de capacité 40 AH, capable de débiter plus de 170 A pendant plusieurs secondes. En parallèle sur ceux-ci se trouvent des condensateurs dont la valeur capacitive dépasse 1 Farad. La figure 15 montre schématiquement l'aspect de l'alimentation.

Dans un prochain numéro, nous reviendrons aux écoutes comparatives. D'ores et déjà, les premiers amateurs ayant construit cet amplificateur auront pu

noter immédiatement l'impression d'énorme réserve de puissance, un grave léger mais ferme, naturel et « rapide », un médium aigu très détaillé, naturel, le tout étant capable à la fois de reproduire des plans sonores nettement en avant des enceintes ou encore très loin derrière. Quant à l'impression de stabilité, d'assise des sons, l'alimentation y joue un rôle prépondérant. Enfin, à la grande surprise générale, on pourra constater qu'une puissance de 8 watts est suffisante dans une bonne majorité des cas.

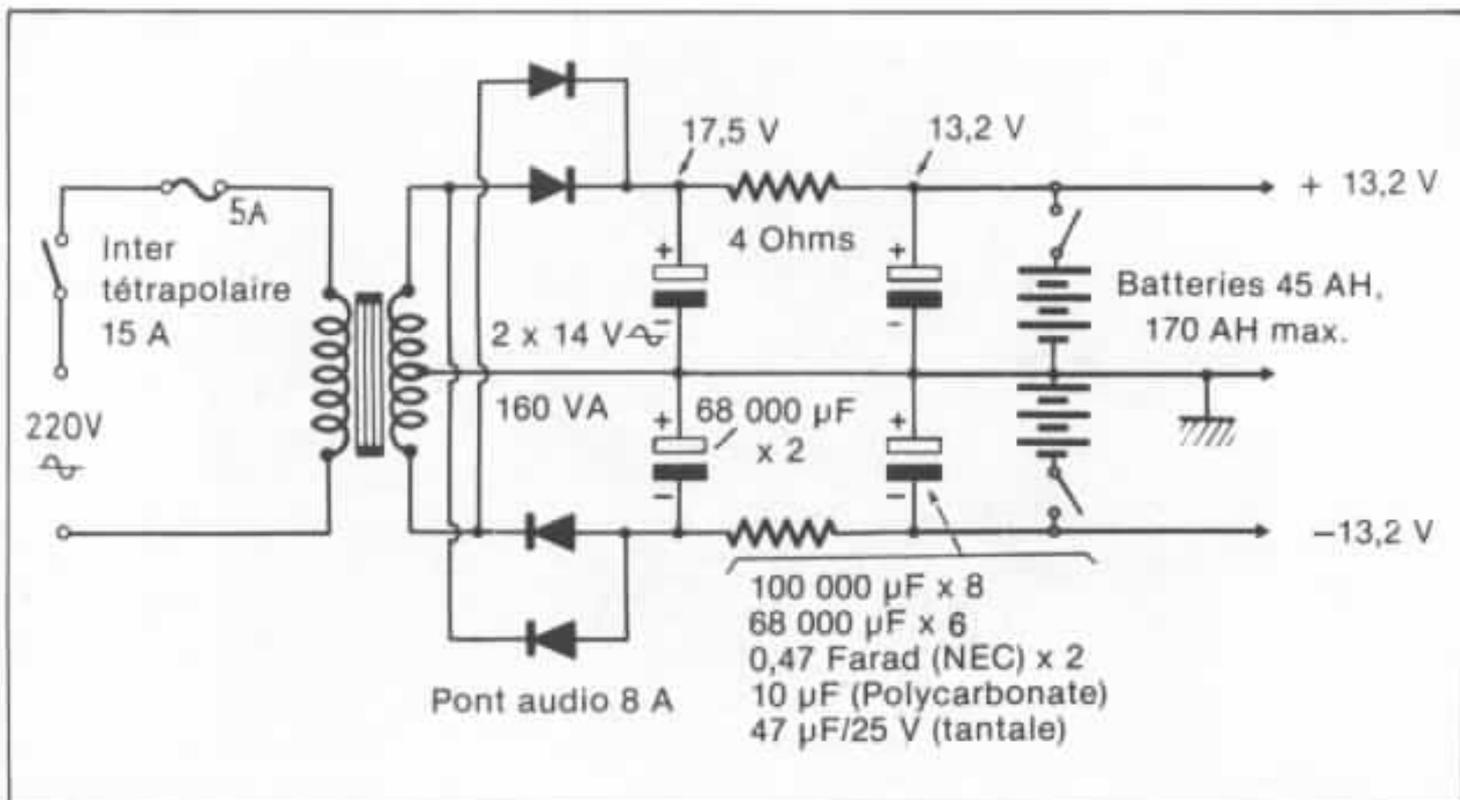


Fig. 14 : Synoptique de l'alimentation. Les composants mentionnés correspondent à la configuration la plus élaborée que nous avons réalisée. Il est bien évident qu'il est possible dans un premier temps d'utiliser une alimentation moins élaborée comme l'indiquent les trois configurations données en photos.

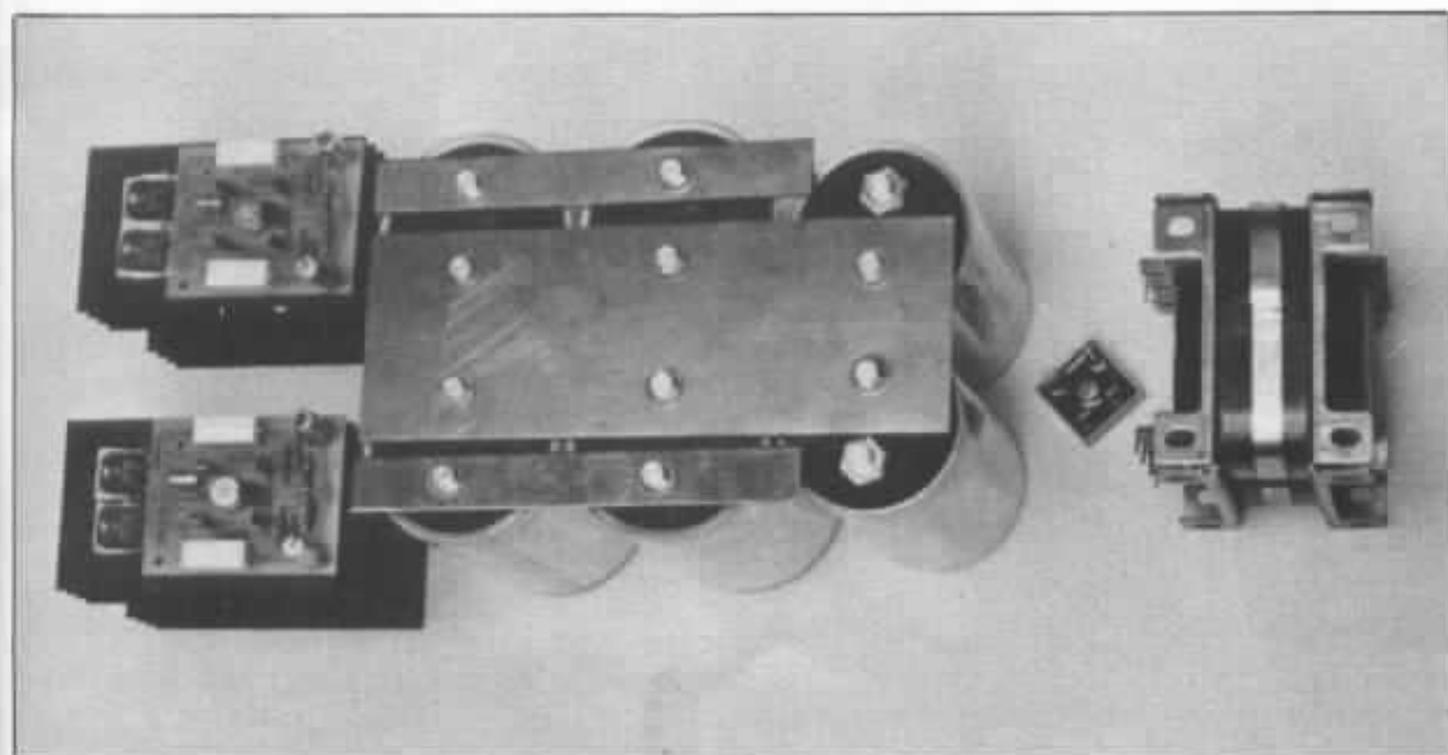


Fig. 15 : Configuration n° 1 de l'amplificateur 8 W. L'alimentation utilise 6 x 68 000 μ F. La résistance de filtrage de 4 Ω n'apparaît pas.

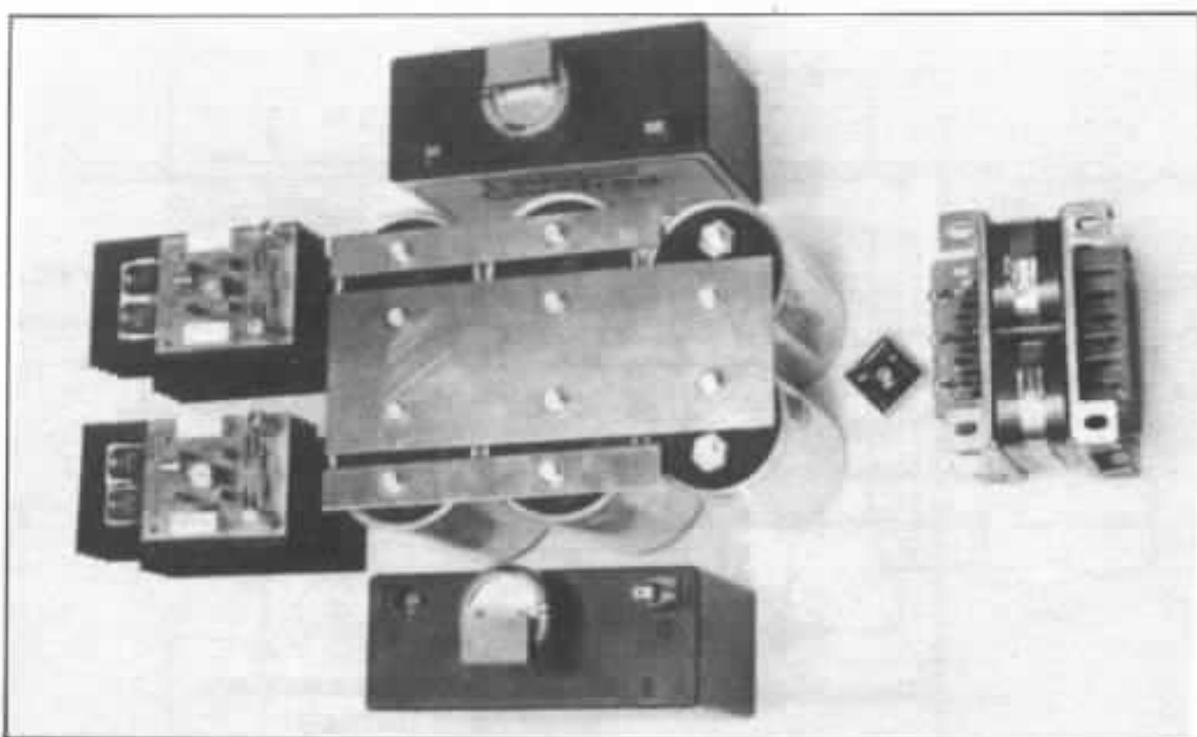


Fig. 16 : Configuration n° 2 de l'amplificateur 8 W. Des batteries de 12 V, 6 Ah sont ajoutées par rapport à la configuration 1. Des Supercapas de 0,47 F, découplées par des condensateurs polycarbonate de 2,2 μ F sont placées en parallèle sur les batteries.

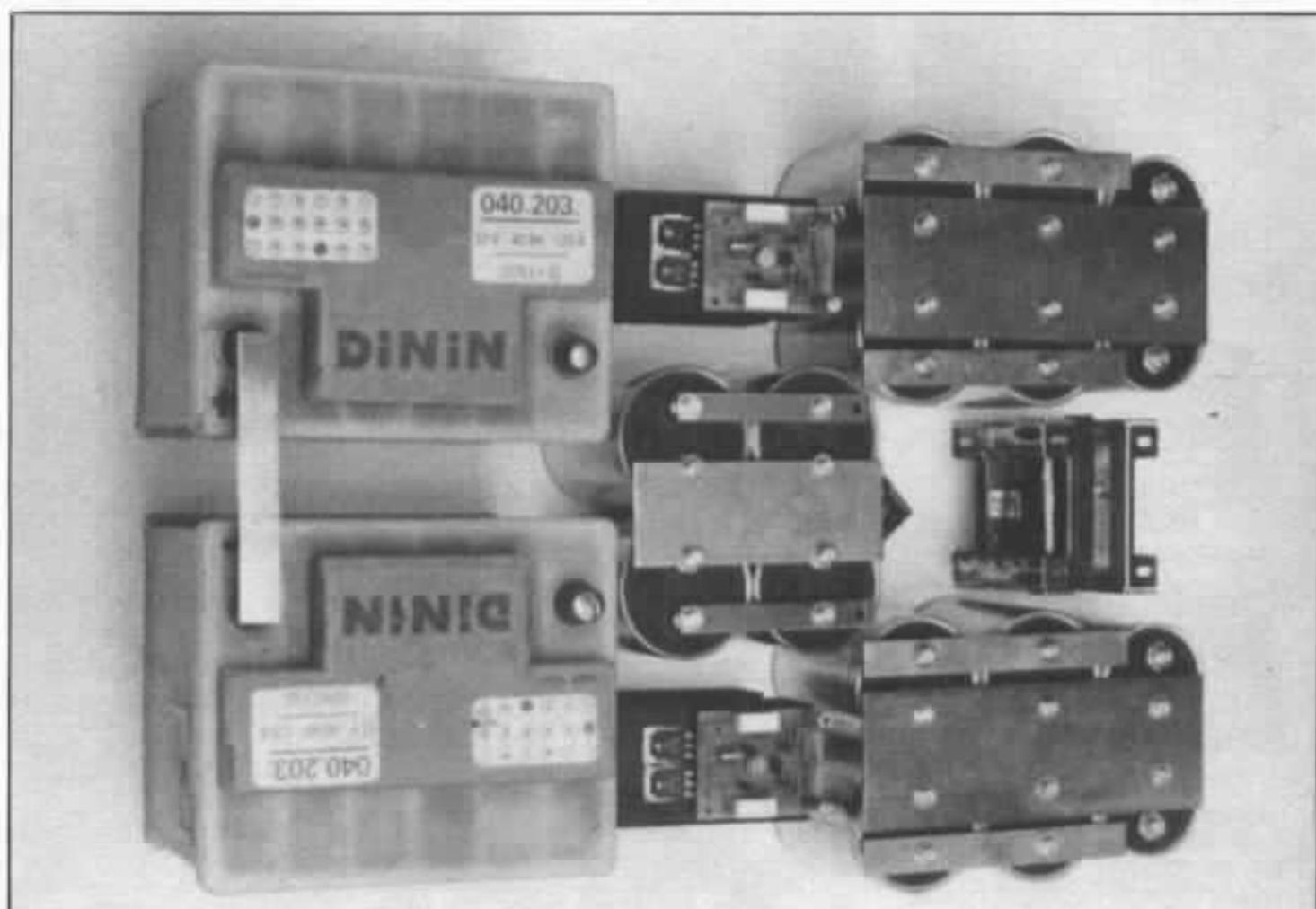


Fig. 17 : Configuration n° 3 de l'amplificateur 8 W. Les composants correspondent à la nomenclature de la figure 14.

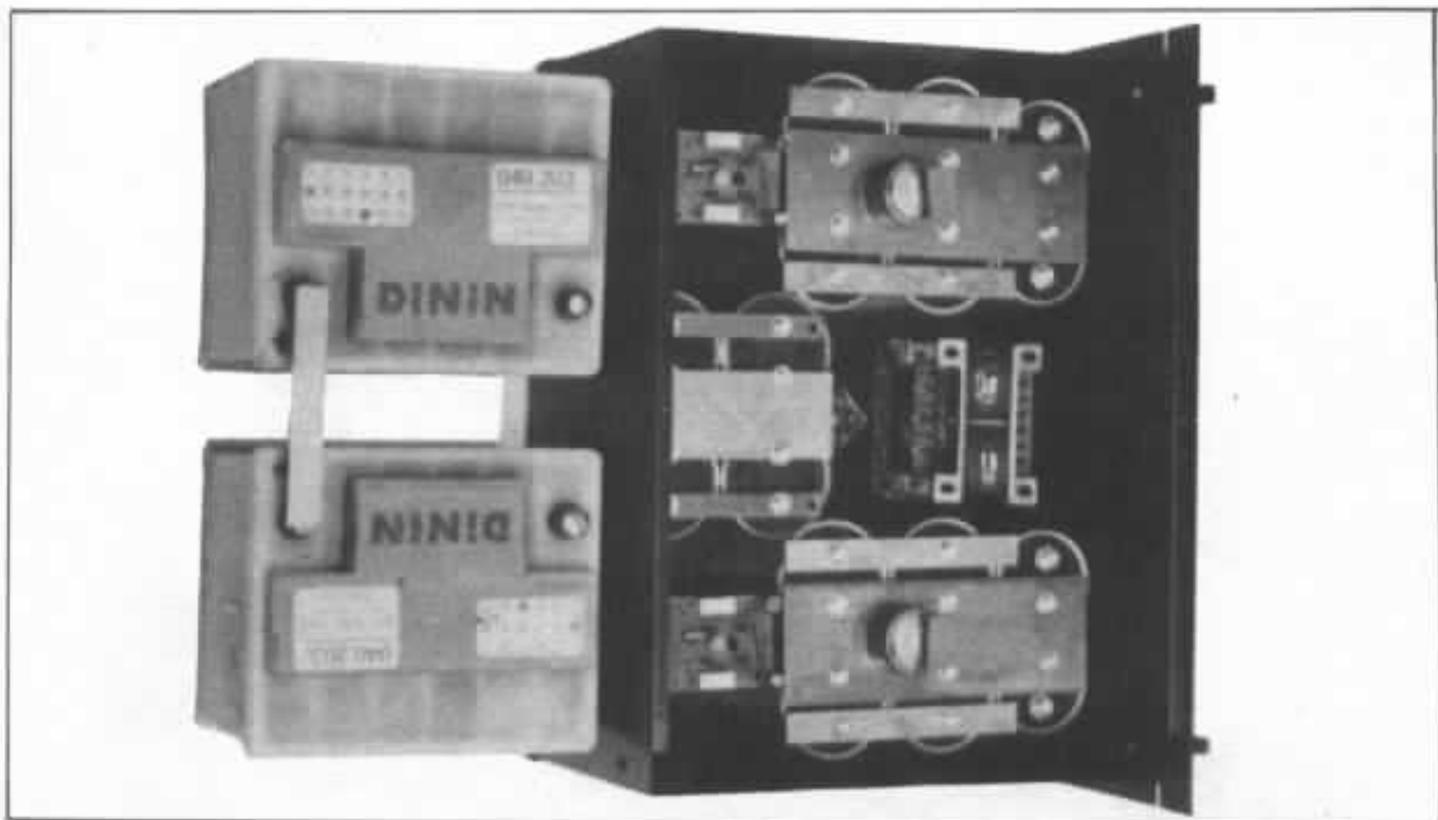


Fig. 18 : Implantation de la configuration n° 3 dans un coffret 5 unités.

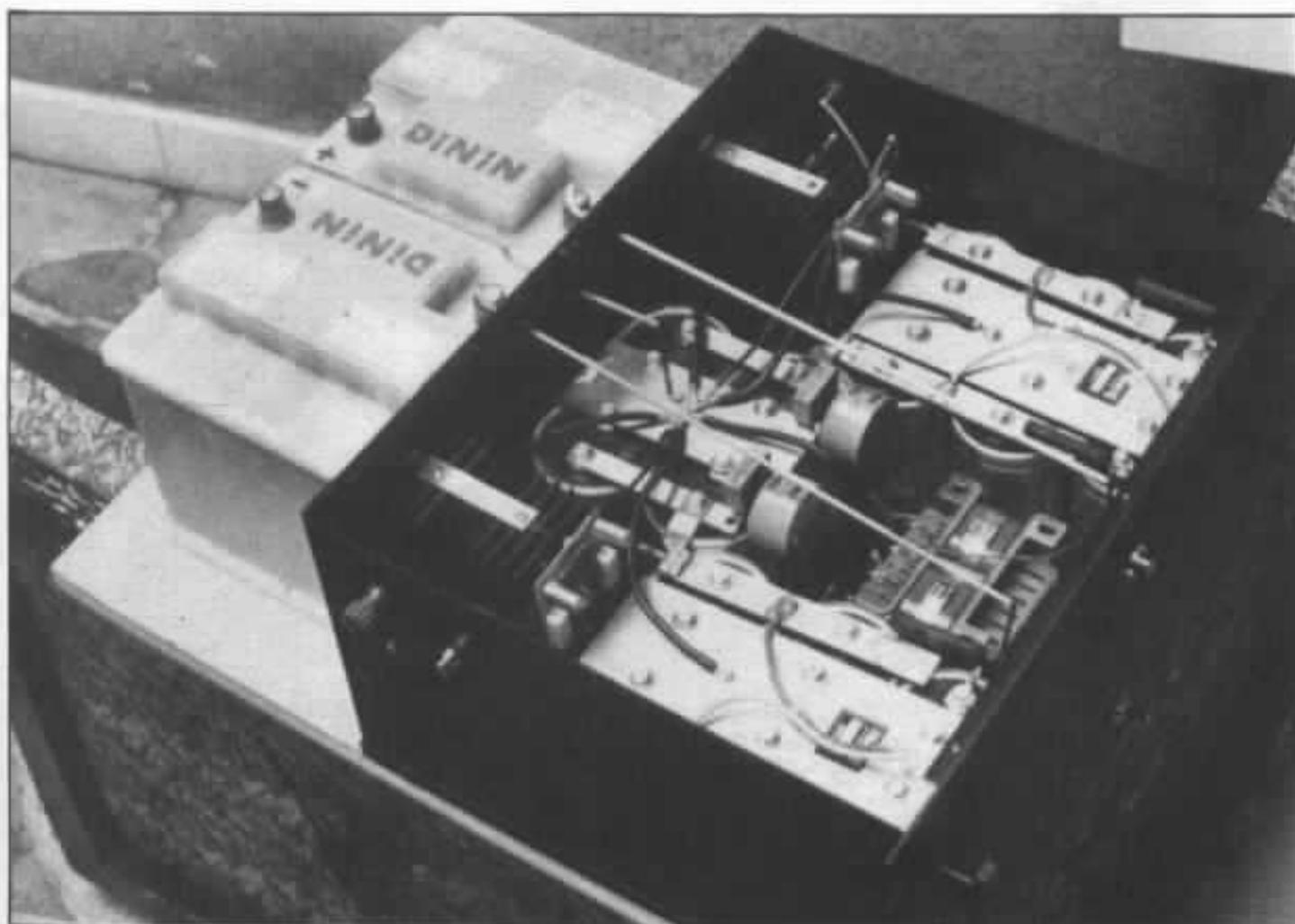


Fig. 19 : Le Monstre une fois câblée. On notera le câblage des masses en étoile.



NOVEA

PHOSSEC 500V ± 25%
Type 1

Capacity - 10% ± 50%

NFC 03110

68 000 μF

25 V in

8.5 A @ 100 Hz

110 25 V 60 G

7605 1571 630

00-18

CEF 22000 μF 46V

TB 8031

NFC
5 VDCI
120C1
0.47 F
N2 II

NEC
FA 10V 0.47F
NEC

Techniscale
by National

Maintenance free
Rechargeable battery
For cyclic and stand

TB 43 1000

Supercapa

Gérard Chrétien

Dans le n° 17, nous avons publié une photo d'une nouvelle génération de condensateur de très forte valeur proposé par Nec. Il s'agissait, à l'époque d'un prototype de 1 000 farads, d'un encombrement ridiculement faible. Depuis, le procédé a été appliqué à des versions commerciales de 0,5 F à 1 F sous l'appellation Supercapa. Nous vous proposons de vous en expliquer brièvement le principe de fonctionnement et les applications audio qui s'offrent à ce type de composants déjà fort populaire auprès des audiophiles japonais...

L'extension des systèmes numériques associés à des mémoires a nécessité le développement d'alimentations de sauvegarde pour prévenir toute coupure accidentelle de secteur.

L'utilisation de piles non rechargeables, telles que celles au lithium, présente un gros désavantage du fait qu'il est impossible de connaître leur état de charge à un instant donné.

Les batteries rechargeables du type cadmium-nickel garde une trace des décharges préalables (effet de mémoire), de plus elles nécessitent un circuit de charge spécifique. Les batteries au plomb étanches quant à elles sont trop encombrantes pour ce

genre d'application et ne supporte pas de grandes profondeurs de décharge.

Les Supercapas, développées par Nec, récemment introduites sur le marché, ouvre une voie totalement nouvelle : il s'agit d'un type de capacité résolument nouveau, procurant une capacité par unité de volume (pour une tension donnée) de 10 à 25 fois supérieure aux condensateurs électrolytiques conventionnels.

Ainsi, une Supercapa de 1 F/5 V a un diamètre de 45 mm pour une hauteur de 18,5 mm. Cela pour un coût très abordable de l'ordre d'une centaine de francs.

En outre, leur courant de fuite

de faible intensité en font des réservoirs d'énergie tout à fait révolutionnaires.

Conçues pour la sauvegarde des mémoires, elles sont également un composant du plus grand intérêt pour les réalisations de type audiophile où le problème crucial des alimentations n'est plus à démontrer.

1. Principe et structure

1.1. Principe de fonctionnement

A chaque interface entre deux matériaux différents il existe un réseau de particules chargées et de dipôles électriques orientés. Ce réseau est connu sous le nom de double couche électrique. La valeur élevée de la capacitance de

cette double couche provient du fait que des charges électriques s'accumulent à l'interface sous l'influence d'une différence de champ électrique entre les deux corps en présence. Dans les Supercapas, on utilise des particules de carbone activées d'une part, et d'autre part une solution

d'acide sulfurique jouant le rôle d'électrolyte, conducteurs d'ions.

La distribution des charges électriques à l'interface est donnée en figure 1A. La figure 1B illustre la concentration de charge à l'interface lorsqu'un potentiel est appliqué.

La figure 2 nous indique le modèle schématique d'une Supercapa. Si l'on note Φ_0 le potentiel électrique de la couche créée par les ions de signes opposés, δ la distance du centre des ions à une surface solide et si d représente une constante électrique, le nombre N de charge par

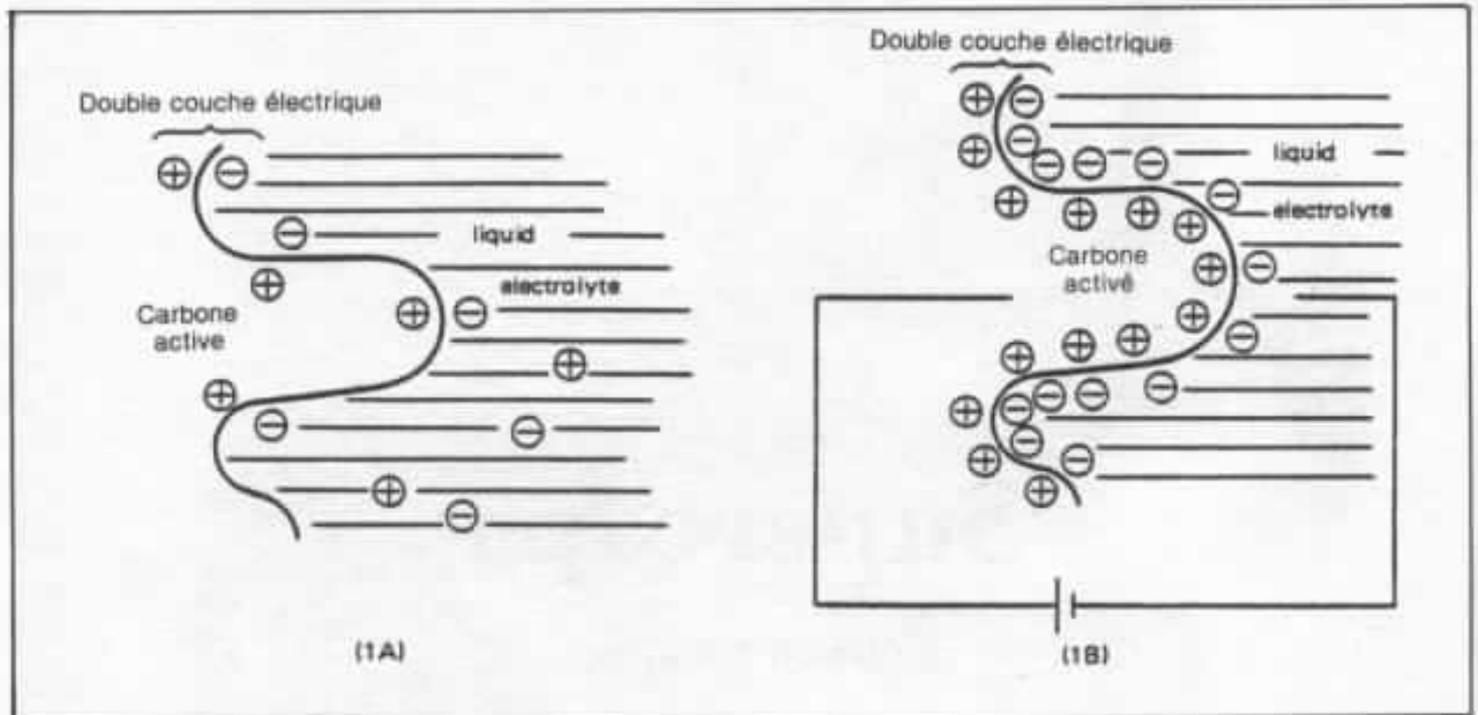


Fig. 1 : Schéma de principe d'une double couche électrique.

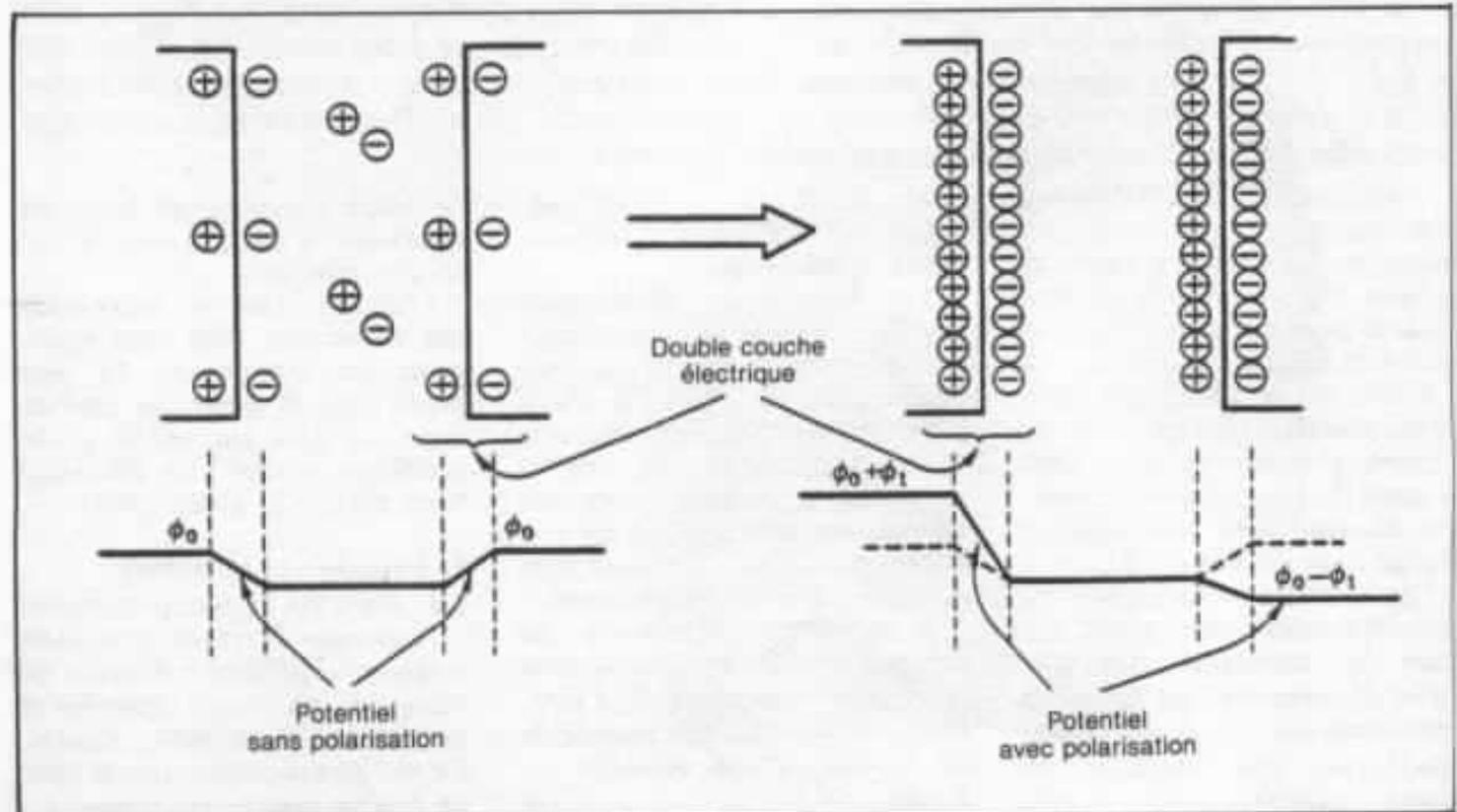


Fig. 2 : Schéma de principe d'une Supercapa.

unité de surface sera donné par

$$N_0 = \frac{d}{4\pi d_0} \times \Phi_0$$

cela lorsqu'aucun potentiel n'est appliqué.

Lorsqu'on applique un potentiel électrique extérieur, le potentiel de la double couche va passer de Φ_0 à Φ_1 et le nombre de charge va s'accroître à N_1 :

$$N_1 = \frac{d}{4\pi d_0} (2\Phi_1 - \Phi_0)$$

En d'autre terme :

$$N_1 = \frac{N_0}{\Phi_0} (2\Phi_1 - \Phi_0)$$

$$N_1 = 2 N_0 \frac{\Phi_1}{\Phi_0} (\Phi_1 > \Phi_0)$$

Donc si Φ_0 est de l'ordre de quelques millivolts, le potentiel externe de quelques volts, l'accroissement du nombre de charges est considérable. Nous avons là le principe de fonctionnement et la raison pour laquelle les Supercapas peuvent atteindre des capacités aussi élevées dans un aussi faible volume.

1.2. Structure

La vue en coupe d'une cellule élémentaire est donnée en figure 3. Les particules de carbone activé (le carbone activé consiste en un procédé spécifique ayant pour but d'obtenir une très haute porosité afin d'accroître la surface de contact. C'est un processus qui est largement utilisé dans les matériaux d'absorption d'odeurs). Dans les Supercapas, il est très important d'avoir une très grande surface, la capacité étant directement proportionnelle à ce paramètre. Les particules de carbone sont imbibées d'acide sulfurique dilué. Chacune des cellules est constituée de deux éléments, un séparateur perméable aux ions assure la division. Deux rubans conducteurs referment les cellules de part et d'autre. Le corps même de la cellule étant, bien évidemment, réalisé dans un corps non conducteur.

Une cellule peut supporter des

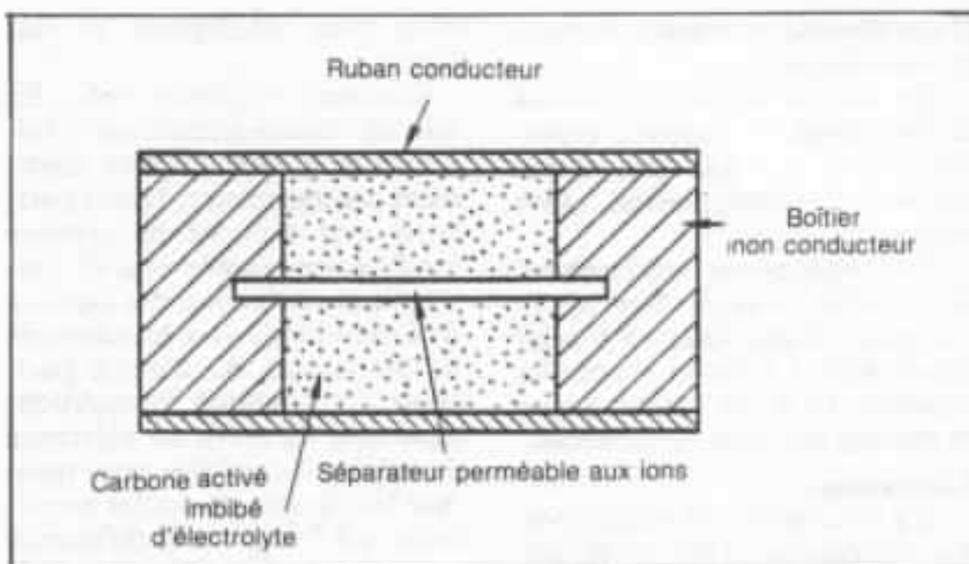


Fig. 3 : Cellule élémentaire d'une Supercapa.

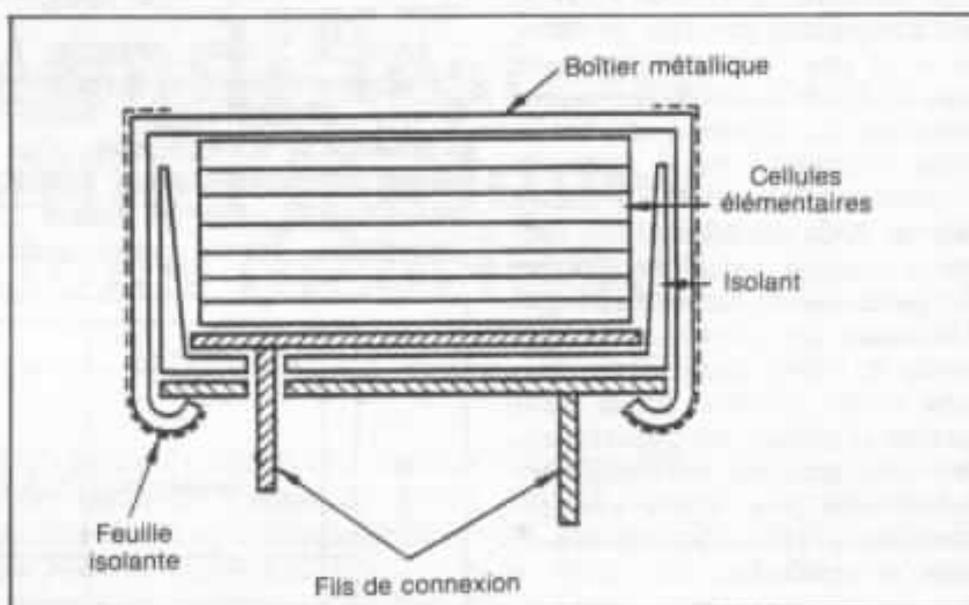


Fig. 4 : Vue en coupe d'une Supercapa.

tensions allant jusqu'à 1,2 V. Pour obtenir une capacité ayant la tension nominale de service requise, plusieurs cellules sont placées en série comme l'indique la figure 4.

2. Caractéristiques

Capacité très élevée en fonction du volume

La capacité par unité de surface d'une double couche électrique est estimée entre 20 et 40 $\mu\text{F}/\text{cm}^2$. La surface de contact du carbone activé est d'environ 10 millions de cm^2 par grammes. En conséquence, 1 g de carbone activé peut donner une capacité de 200 à 400 F !

Utilisation simple et haute fiabilité

Les Supercapas sont des condensateurs à part entière, aucune précaution particulière ne doit être prise concernant la charge ou la décharge, à l'inverse des batteries. En outre, les Supercapas ne sont pas affectées par un effet de mémoire des décharges précédentes.

Durée de vie

La quantité d'électrolyte étant très faible, la structure simple et hermétique, la durée de vie des Supercapas est plus grande que celle des condensateurs chimiques qui est estimée entre 3 à

7 ans (limitée principalement par le dessèchement).

Du fait de la faible quantité d'électrolyte, les risques d'explosion, dus aux gaz lors d'une mauvaise manipulation sont exclus.

Des surtensions relativement importante peuvent être appliquées aux Supercapas : 9 V pour les modèles 5 V ou 15 V pour les modèles 10 V ne créent aucun dommage pendant 30 secondes.

Limitations

Il y en a deux essentiellement. La première est la tension de service limitée, la tenue d'une cellule élémentaire étant de 1,2 V et les connexions réalisées en série, il n'est pas réaliste d'envisager des capacités de ce type en hautes tensions. La seconde, et c'est la plus ennuyeuse pour nous, la résistance série est relativement élevée. Cela est dû à divers facteurs résistifs dans l'électrolyte, les particules de carbone activé et résistance de contact entre carbone et ruban conducteur, liaison entre cellule... Aussi est-il exclu d'utiliser les Supercapas, en remplacement des chimiques habituelles pour filtrer une alimentation afin d'en réduire le taux d'ondulation.

Application à l'audio

Les Supercapas ont des applications dans le domaine audio qui restent limitées. Elles ne remplacent en rien les « bons vieux chimiques ». Des essais ont été faits sur le plan subjectif sur un prépréamplificateur, utilisées seules ces capacités procurent des résultats déplorables et donnent l'impression d'avoir affaire à une mauvaise pile, message confus grave boursoufflé.

Par contre, utilisées en réservoir tampon sur les accumulateurs, le résultat est remarquable, subjectivement le message semble dégraissé, cela sur tout le spectre, le signal musical est mieux séparé du bruit de fond du disque, de nombreux détails et nuances deviennent ainsi beau-

coup plus intelligibles et distincts.

Comment expliquer cela. En fait, une bonne alimentation doit satisfaire à deux critères quasiment contradictoire. D'une part, avoir une capacité de réponse extrêmement rapide afin de permettre la restitution des signaux de forte énergie avec le minimum de limitations et, d'autre part, avoir une stabilité inconditionnelle afin de servir de référence de tension inébranlable pour restituer les signaux de petites amplitudes qui font toute la différence entre un bon et système et un très bon système (ambiance, profondeur, nuances...).

Lorsque qu'on regarde à l'analyseur de spectre, la réponse d'une alimentation, même « musclée », à l'excitation d'un circuit (préamplificateur, amplificateur), on doit se rendre à l'évidence, notre super-alim

n'est « qu'un morceau de caoutchouc et non pas le bloc de béton » que l'on aurait pu espérer.

Les Supercapas, comme nous l'avons mentionnés, présente une résistance série élevée, et ne sont donc pas à même de répondre dans un délai très bref sur une impulsion de forte amplitude. Toutefois on notera sur la figure 5 l'excellente linéarité en fonction de la fréquence, puisqu'à l'inverse des technologies chimiques, les Supercapas ne sont pas affectées par le phénomène d'ordre inductif. De plus, il ne faut pas oublier que la capacité des Supercapas est énorme. Elles jouent donc un rôle de stabilisation sur l'alimentation et limite les fluctuations de tension avec une constante de temps très élevée et évite les effets de masquage sur les signaux de faible amplitude.

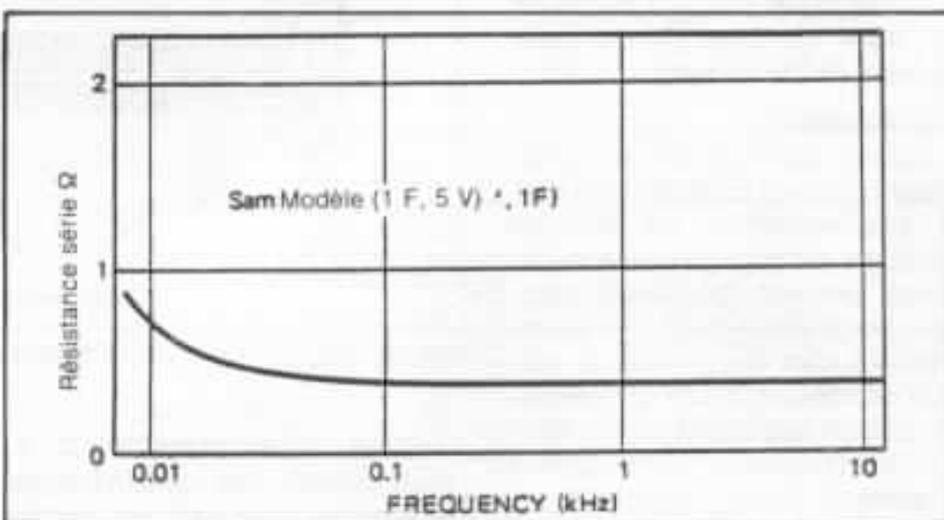


Fig. 5 : Résistance série en fonction de la fréquence.

L'utilisation des Supercapas est donc conseillée aux amateurs possédant déjà un système très résolvant. Il serait, par exemple, inutile d'investir dans des Supercapas pour un pré-préamplificateur si l'alimentation de celui-ci n'est pas effectuée par des batteries de qualité (nous préconisons des batteries au plomb étanche 6 V, 1 AH, genre Technacell de El Power, les modèles Oldhman que nous recommandons dans notre

n° 27 ne sont plus disponible en France...).

Les Supercapas offrent un intérêt évident sur les alimentations de circuit traitant des signaux de faible amplitude tels que les prépréamplificateurs sur les préamplis et amplis, les tensions d'alimentation dépassent les possibilités des Supercapas, à l'exception de certaines applications spécifiques telles que le 8 W le « Monstre » décrit dans ce numéro.

L'étage de sortie de l'amplificateur

1^{re} partie : quelques réflexions théoriques

Héphaïstos

Avec cet article, nous entamons le second volet de notre étude d'un amplificateur de puissance expérimental à transistor ; ce volet traite de l'étage de sortie, et fait suite au premier (« La distorsion dans l'amplificateur de puissance », l'Audiophile n° 28) qui a défini les objectifs de cette étude, ainsi que la stratégie retenue pour atteindre ceux-ci. Pour commencer voici une approche théorique pour mieux cerner les problèmes de l'étage de sortie et mieux comprendre l'étude pratique et l'expérimentation objective de différentes solutions techniques, qui seront l'objet du prochain article.

Pourquoi nous préoccuper en premier, du dernier étage et peut-être donner l'impression de prendre le problème à l'envers ? C'est que, par les puissances mises en jeu dans le dernier étage (tensions élevées et surtout forts courants), l'amplificateur de puissance se distingue des autres éléments de la chaîne électro-acoustique ; L'étage d'entrée comme nous le verrons bien plus tard, est confronté à des problèmes qui se retrouvent pour beaucoup d'amplificateurs bas-niveau.

De plus l'amplificateur de puissance n'est pas chargé par un

circuit électronique à l'impédance bien maîtrisée, mais par un haut-parleur ou une enceinte acoustique qui ne sont pas des charges faciles. D'un point de vue électrique ce sont même des moteurs, car ils transforment de l'énergie électrique en vibrations sonores, c'est-à-dire en énergie mécanique. Ils développent donc une force contre-électromotrice qui correspond à cette transformation d'énergie. Comme ce sont des moteurs réversibles, ils peuvent produire de l'énergie électrique, lorsqu'on leur fournit de l'énergie sonore, ils fonctionnent alors en microphone. Mais

le rendement de ces moteurs auxquels on demande des bandes passantes énormes, est très mauvais et les forces contre-électromotrices ou électromotrices dûes aux échanges d'énergie avec le milieu ambiant, sont inférieures d'un ordre de grandeur aux effets des résonances électriques et mécaniques du haut-parleur : C'est pourquoi on peut considérer en première approximation le haut-parleur comme un élément passif. C'est encore bien plus vrai dans le cas d'une enceinte acoustique car les haut-parleurs sont isolés par les éléments du filtre de répartition. Il

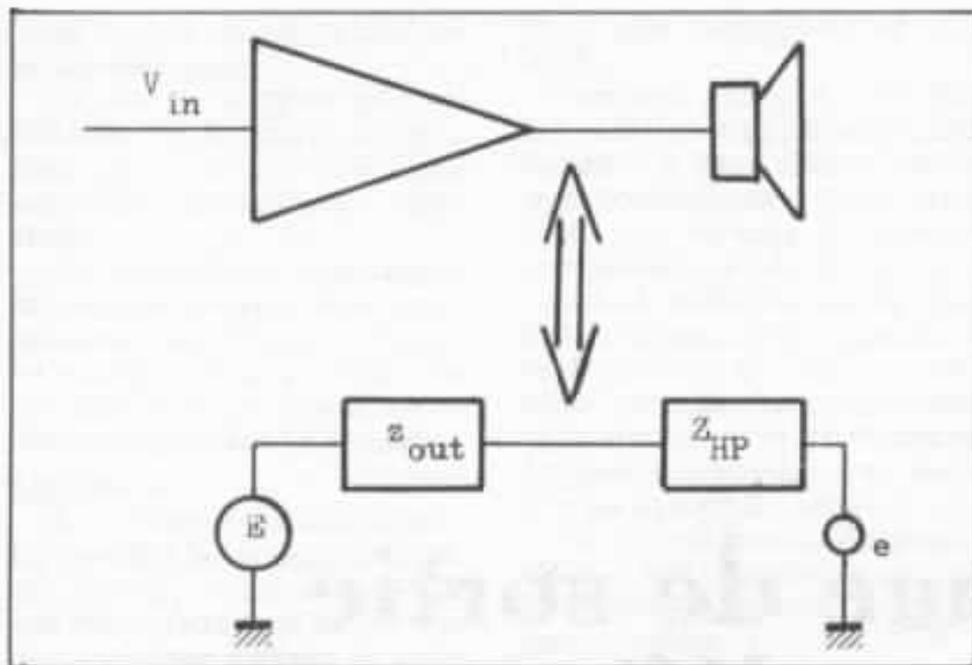


Figure 1 : Equivalence électrique de l'interface amplificateur haut-parleur.

s'agit là bien sûr d'un point de vue d'électronicien, et si nous faisons un instant l'hypothèse que nous avons affaire à des phénomènes linéaires (ce n'est malheureusement pas tout-à-fait le cas) nous pouvons considérer que l'interface entre l'amplificateur de puissance et le haut-parleur est équivalente au schéma de la figure n° 1, la force contre-électromotrice du haut-parleur étant souvent négligeable.

La valeur de l'impédance Z_{HP} du haut-parleur varie fortement avec la fréquence. La valeur de l'impédance de sortie de l'amplificateur z_{out} est voisine de l'impédance nominale du haut-parleur dans le cas d'un amplificateur de puissance à tube, et très faible dans le cas d'un amplificateur de puissance à transistor. C'est une convention généralement admise, car l'interface entre l'amplificateur et l'enceinte acoustique est aussi le point de rencontre de deux sciences, de deux techniques différentes : l'électronique et l'acoustique.

Mais cette espèce de standard qui permet aux électroniciens et aux acousticiens de créer des produits compatibles,

correspond-elle à un optimum ? Il est permis d'en douter : R. E. Werner («Loudspeakers and Negative Impedances» IRE Trans. on Audio de Juillet 1958) avait déjà constaté qu'une impédance de sortie négative pour un amplificateur de puissance à tube augmentait la bande passante dans le bas du spectre et améliorait la linéarité et la réponse impulsionnelle du haut-parleur qu'il commandait. Plus près de nous, l'AFDERS avait rendu compte du système «SEREA» (voir figure n° 2) : Celui-ci qui grâce à un transformateur de sortie d'amplificateur de puissance à tubes augmentait l'impédance de sortie d'un amplificateur de puissance à transistor accroissait également la qualité subjective de l'enceinte acoustique utilisée (Revue du

Son n° 254 de Juin 1974 p 82/4).

Ces résultats qui semblent contradictoires me plongent dans la perplexité et un des buts de cette étude d'amplificateur est de mieux maîtriser ce qui se passe à l'interface entre l'amplificateur de puissance et le haut-parleur, de rechercher l'impédance de sortie optimum pour l'amplificateur de puissance et de chercher à comprendre les raisons de cet optimum.

Nous faisons implicitement l'hypothèse que cette impédance optimum est résistive et ne dépend pas de la fréquence mais du haut-parleur ou de l'enceinte acoustique. Tout en pensant que nos objectifs de linéarité et de fidélité rendent une telle hypothèse vraisemblable, nous restons conscient du caractère contestable de celle-ci. Si cette impédance optimum se révélait ne pas être nécessairement résistive, le champ de nos investigations s'en trouverait singulièrement agrandi.

On peut m'objecter avec raison que dans une enceinte acoustique le filtre répartiteur peut masquer ou perturber cet optimum ; C'est vrai et cette recherche de l'optimum se fera aussi bien sur des enceintes acoustiques que sur des haut-parleurs isolés. Je suis au demeurant, un partisan de la multi-amplification qui me semble mieux à même de résoudre les problèmes liés à l'utilisation de plusieurs haut-parleurs. Je suis toutefois émerveillé par les résultats que certains parviennent à obtenir avec des filtres passifs.

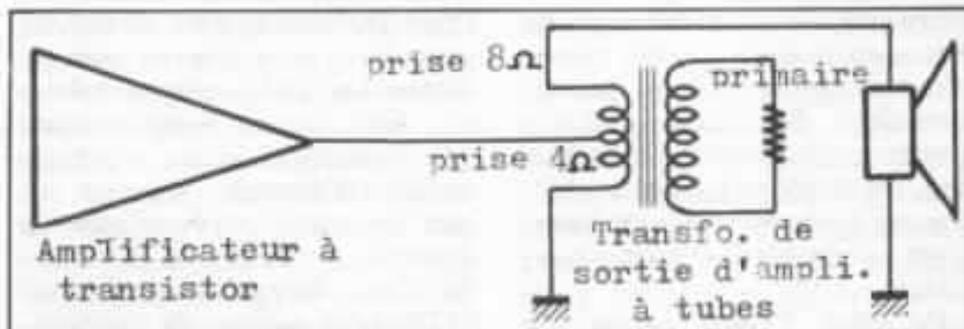


Figure 2 : Système SEREA.

quand je pense à tous les problèmes qu'il faut résoudre simultanément :

- Maîtrise de l'amplitude pour obtenir le filtre désiré

- Maîtrise de la phase pour un bon relais entre haut-parleurs

- Amortissement optimum de chaque haut-parleur

- Interface avec l'amplificateur pour ne pas présenter une impédance trop réactive

- Minimisation des pertes pour ne pas débiliter le rendement et tout cela avec des contraintes importantes au niveau des composants.

Je crois qu'il est plus simple de séparer les problèmes, de contrôler amplitude et phase à bas niveau, et d'interfacer directement amplificateur de puissance et haut-parleurs. Cette solution est plus coûteuse et jouit auprès de certains d'une mauvaise réputation : C'est qu'il existe de mauvais filtres actifs, que le réglage de l'ensemble filtres actifs + amplificateurs + haut-parleurs n'est pas évident à faire et que l'interface directe amplificateur de puissance-haut-parleur n'est pas aussi simple que cela.

La convention d'avoir comme impédance de sortie de l'amplificateur de puissance une faible valeur est évidemment plus simple et c'est la raison de son très grand succès commercial.

Un des buts de cette étude étant de déterminer l'impédance de sortie optimum de l'amplificateur de puissance, il nous faut réaliser notre amplificateur, or le choix des meilleurs circuits à retenir pour cela, dépend de l'impédance de sortie à obtenir. La boucle est bouclée et nous voilà dans un cercle vicieux.

Pour en sortir nous ferons comme si l'impédance de sortie optimum n'avait pas une valeur élevée : Cela permet de réaliser un amplificateur de puissance ayant en boucle ouverte une impédance de sortie assez faible, et ce sera à la contre-réaction de réaliser l'impédance de sortie

voulue. S'il s'avérait par la suite que l'impédance optimum était élevée, nous serions amenés à revoir nos circuits, mais pour l'instant nous retrouvons au niveau de l'étage de sortie les mêmes problèmes que les amplificateurs courants qui visent une impédance de sortie faible.

Abandonnons l'hypothèse que nous avons faite un moment sur la linéarité de l'amplificateur et du haut-parleur, et regardons la réalité en face : ces éléments ne sont pas linéaires, mais comme ils ne sont pas loin de l'être on peut utiliser le schéma de la figure n° 1, mais avec des éléments non-linéaires :

- Z_{HP} n'est pas linéaire, c'est bien dommage mais à moins que ses non-linéarités ne dépendent de z_{out} , nous n'y pouvons pas grand chose. Il faut pourtant noter que z_{out} et Z_{HP} formant un diviseur potentiométrique, les non-linéarités de Z_{HP} induisent des distorsions à la sortie de l'amplificateur de puissance.

- z_{out} n'est pas linéaire, il faut

réduire cette non-linéarité au minimum, nous verrons un peu plus loin comment.

- E n'est pas égal à $A.V_{in}$, car l'amplificateur n'est pas tout-à-fait linéaire (il faut rajouter ses distorsions) et à cause de la boucle de contre-réaction, l'amplificateur cherche à compenser les effets de Z_{out} (impédance en boucle ouverte).

Les mesures faites sur charges résistives ne permettent pas de séparer les deux dernières non-linéarités. Des mesures faites sur une charge plus complexe (dont le choix est plus ou moins arbitraire) donnent quelques indications sur les non-linéarités de z_{out} , mais cela n'est guère satisfaisant c'est pourquoi j'ai mis au point une nouvelle méthode de mesure des non-linéarités de sortie qui sera détaillée et utilisée dans le prochain article.

Analyse du schéma classique

Pour mieux comprendre les phénomènes non-linéaires qui se produisent dans l'étage de sortie d'un amplificateur de puissance,

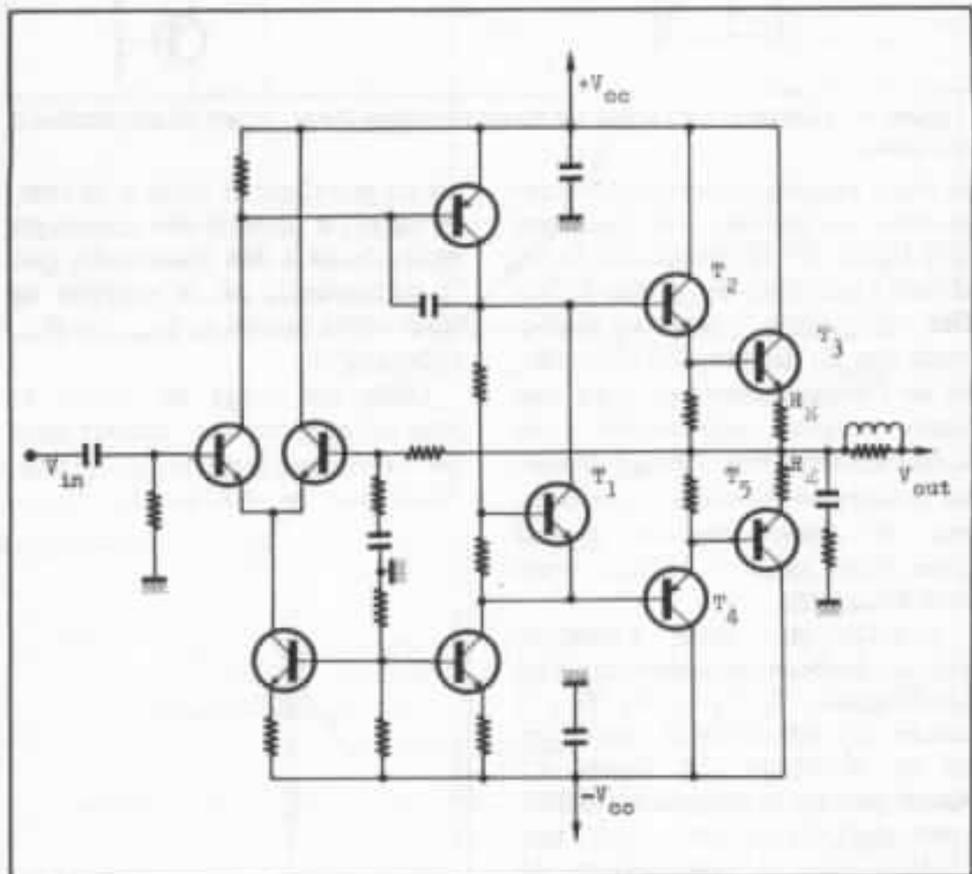


Figure 3 : Un schéma d'amplificateur de puissance très classique.

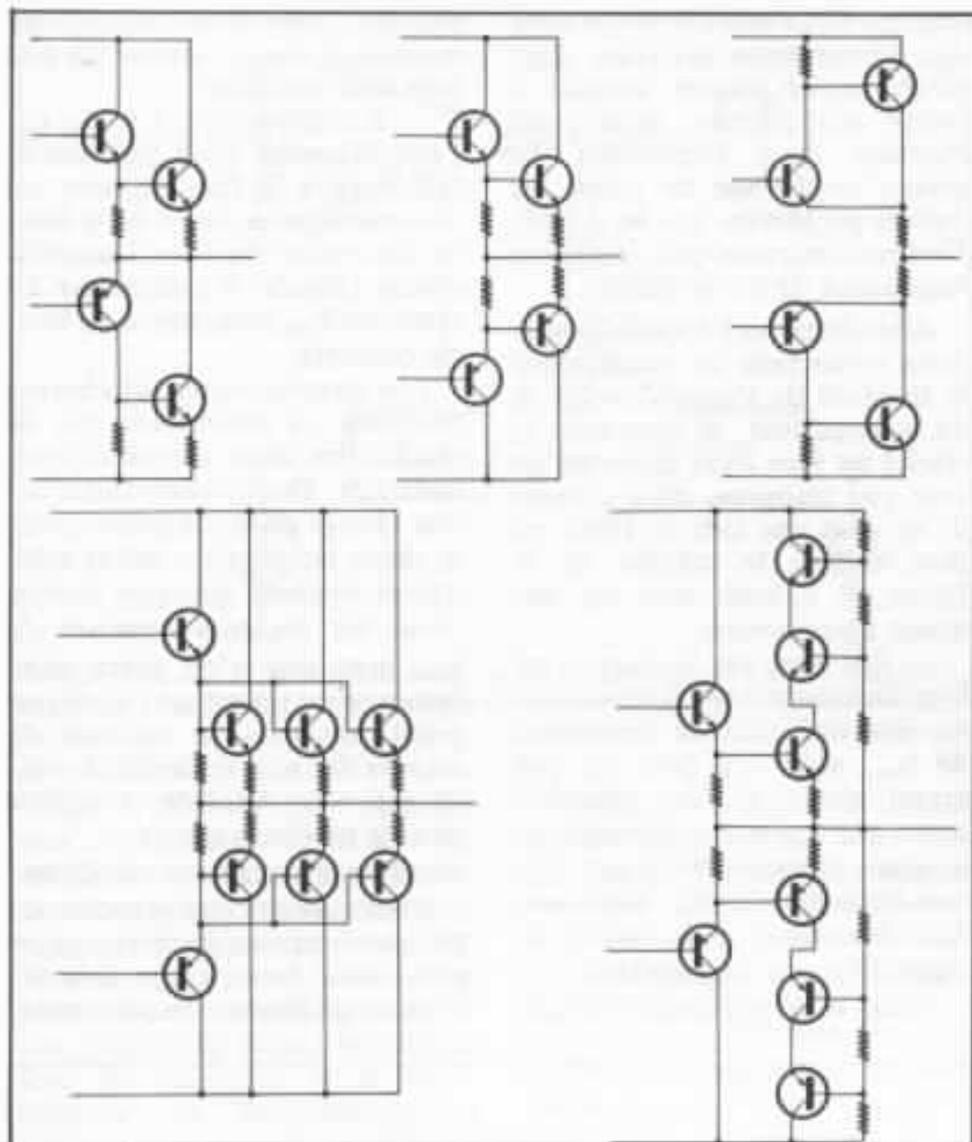


Figure 4 : Variantes de l'étage de sortie classique (tout circuit de protection a été omis).

je vous propose d'analyser ceux-ci dans un schéma très classique (Cf figure n° 3) : celui-ci à force d'être classique, est d'une banalité affligeante ; nous ne parlerons pas du différentiel d'entrée, ni de l'étage driver, ce n'est pas notre propos aujourd'hui ; ils interviennent pour l'étage de sortie comme les éléments de la boucle de contre-réaction global avec leurs gains et, hélas, leurs non-linéarités.

L'étage de sortie s'articule autour de deux montages du type Darlington, $T_2 T_3$ et $T_4 T_5$; il existe de nombreuses variantes de ce montage (Cf figure n° 4) soit par un arrangement différent des transistors, soit par l'utilisation d'association de transistors en parallèle, en série

ou en parallèle et série à la fois, de façon à obtenir des montages équivalents à des transistors que la technologie ou le marché ne nous offre pas (V_{CE} , I_{Cmax} ou P_{max} supérieurs).

Dans cet étage de sortie T_1 joue un rôle capital : monté dans un circuit multiplicateur de V_{BE} , c'est lui le point de fonc-

tionnement des transistors de notre étage de sortie. Le montage multiplicateur de V_{BE} est un montage qui s'est imposé au début des années 70 («Biasing Circuit for the Output Stage of a Power Amplifier - The V_{BE} Multiplier», M. Glogola, RCA note d'application AN-6297) après d'autres montages (Cf figure n° 5).

Le circuit de polarisation détermine la classe dans laquelle fonctionnent les transistors de sortie : je rappellerai rapidement qu'en classe A, le transistor amplifie la totalité du signal alors qu'en classe B, une seule polarité est traitée. On appelle classe AB un fonctionnement intermédiaire dans lequel la classe A subsiste jusqu'à un certain niveau. Les classes C et D correspondent à des fonctionnements hautement non-linéaires et nous n'en parlerons pas.

Etudions maintenant les non-linéarités de sortie de l'amplificateur de la figure n° 3. Tout d'abord intéressons-nous aux non-linéarités en boucle ouverte puis nous examinerons le rôle de la boucle qui réduit ces non-linéarités et qui en introduit d'autres.

En classe A

C'est le fonctionnement le plus linéaire, les transistors de sortie sont parcourus en permanence par des courants importants et leurs résistances de sortie dans le montage collecteur commun ($\frac{0,026}{I_c} \Omega$) est négligeable devant R_E . L'impédance de sortie du montage vaut alors :

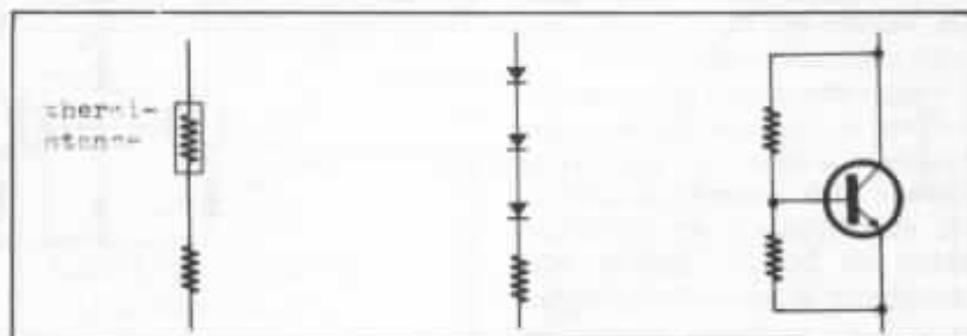


Figure 5 : Evolution historique du circuit de polarisation.

$$Z_{out} = \frac{R_E}{2}$$

Les autres sources de non-linéarités (variation de β , influence du transistor de commande, effet de la température, transitoires thermiques) sont également du second ordre.

En classe B

En fait dans le montage que nous étudions la classe B pure n'existe pas car c'est un point limite entre un fonctionnement en classe C et un fonctionnement en classe AB, et si on veut éviter que sous l'effet d'un transitoire thermique le point de fonctionnement aille faire un tour du côté de la classe C, on doit opter pour un fonctionnement en classe AB. En effet le circuit de polarisation malgré ses qualités ne peut tenir compte en temps réel du V_{BE} des transistors de sortie à cause des transitoires thermiques dus aux variations rapides de la puissance instantanée dissipée dans ces transistors. Il contrôle le point de polarisation avec une certaine constante de temps qui résulte de la transmission thermique entre la puce des transistors de puissance et celle du transistor de polarisation. Pour la suite de notre exposé nous négligerons cette source de distorsion pernicieuse et assez peu connue.

En classe AB

En fonction du courant de sortie soit un seul transistor fonctionne, soit les deux fournissent du courant. Quant I_{out} est faible, on voit bien sur le schéma équivalent à notre étage de sortie en classe AB (cf figure n° 6), que les deux diodes équivalentes conduisent : les deux transistors fournissent du courant, on est en classe A et l'impédance de sortie résulte de la mise en parallèle des impédances de chaque côté de l'étage de sortie.

Lorsque I_{out} croît, on voit aisément sur le schéma équivalent qu'à partir d'une valeur voisine de deux fois I_R (I_R est le courant de repos qui circule entre les deux transistors lorsque

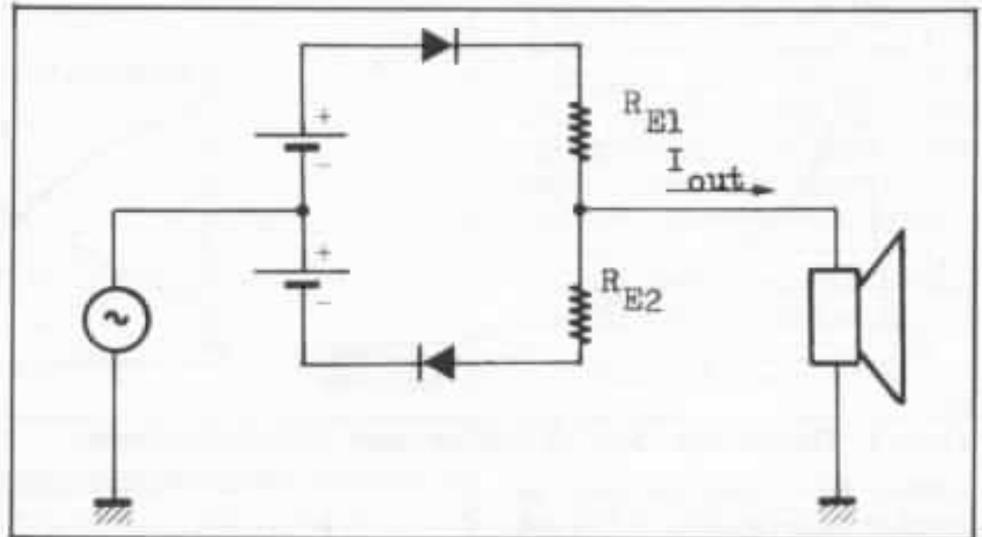


Figure 6 : Schéma équivalent de l'étage de sortie en classe AB.

$I_{out} = 0$) une des deux diodes se bloque ; I_{out} est alors fourni par un seul transistor et l'impédance de l'étage de sortie est alors celle de la branche qui fournit le courant.

La figure n° 7 nous montre la chute de tension v_{out} qui résulte du courant I_{out} et l'impédance Z_{out} correspondante. Comme nous sommes ici dans un fonc-

tionnement non-linéaire Z_{out} est définie comme étant l'impédance pour un signal infinitésimal :

$$Z_{out} = \frac{dv_{out}}{dI_{out}} \text{ puisque } R = \frac{U}{I}$$

Lorsque le courant fourni par un transistor devient faible, la résistance de sortie du transistor ($0,026 \Omega$) cesse d'être négligeable

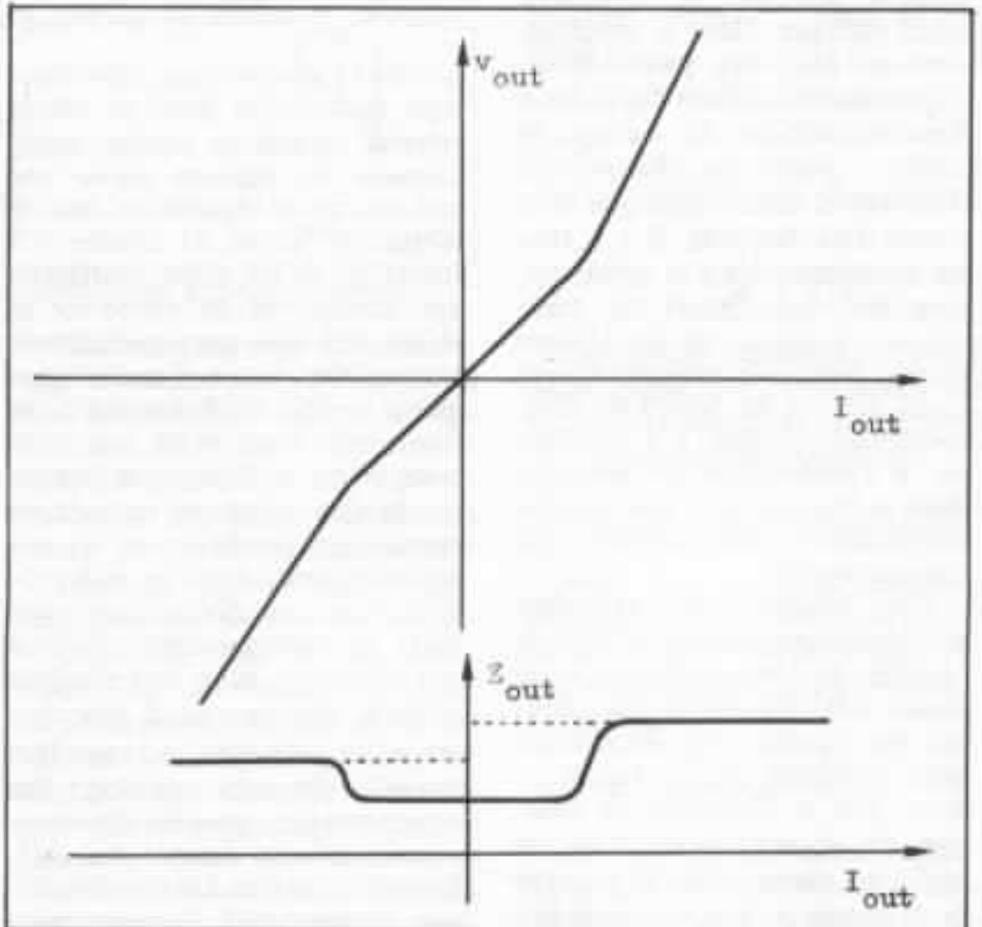


Figure 7 : Z_{out} en fonction de I_{out} pour la classe AB.

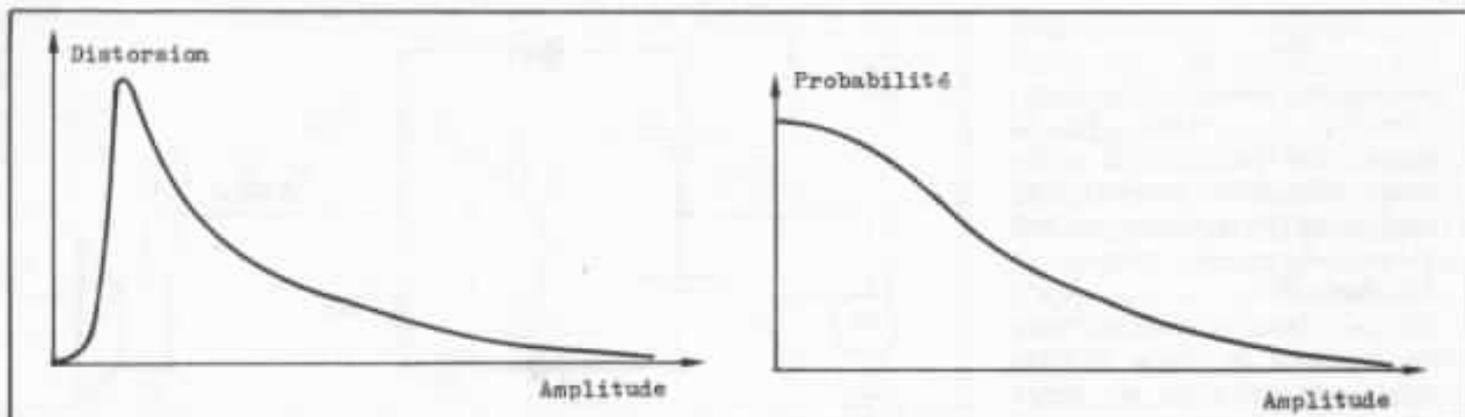


Figure 8 : Distorsion de l'étage de sortie en classe AB et signaux audio.

devant R_E ; cela arrondit les courbes de la figure n° 7. On voit aussi sur cette figure les effets de la petite différence qui existe entre les impédances de chacune des branches de l'étage de sortie. Cette différence est due à la non-complémentarité qui est inévitable entre des transistors de polarités différentes. Sur cette figure les effets de la variation des β qui sont négligeables au premier ordre n'ont pas été pris en compte.

Toutes ces considérations concernent bien sûr le comportement statique. Dans le fonctionnement réel des phénomènes dynamiques viennent dégrader le fonctionnement de l'étage de sortie : outre les phénomènes transitoires thermiques que nous avons déjà évoqués, il y a tous les problèmes liés à la commutation des transistors de puissance : ceux-ci généralement choisis pour leur robustesse sont assez lents et les temps de commutations relatifs à l'injection ou à l'évacuation de porteurs dans la base ne sont pas du tout négligeables par rapport aux signaux audio.

Pour conclure cette réflexion sur le comportement en boucle ouverte de l'étage de sortie en classe AB, regardons les effets sur les signaux des distorsions qu'il introduit. Sur la figure n° 8, on voit la distorsion en fonction du niveau pour l'étage de sortie en classe AB : le passage de la classe A à la classe B fait mal, on introduit une distorsion

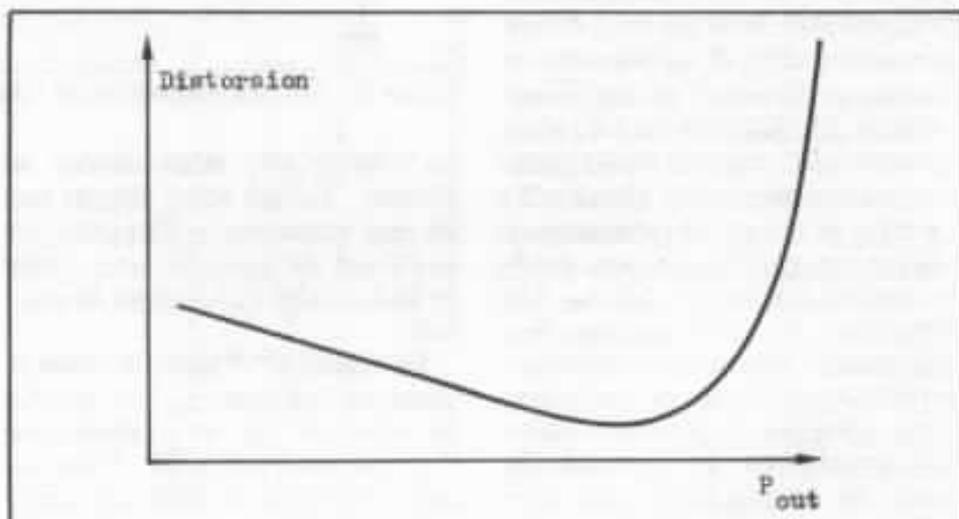


Figure 9 : Distorsion des am plis en classe AB.

de niveau absolu à peu près constant, qui décroît donc en valeur relative quand le niveau croît. Comme les signaux audio ont une courbe de répartition dans le temps en forme de cloche (Cf figure n° 8) les effets subjectifs des distorsions de sortie de la classe AB sont particulièrement redoutables. Et ce d'autant plus que la courbe de distorsion de la figure n° 8 ne rend pas bien compte de la distorsion perçue car la distorsion est estimée en énergie indépendamment de son contenu spectral ; or les pics produits par ces distorsions sont brefs et correspondent donc à peu d'énergie, mais leur contenu spectral correspond à des fréquences élevées auxquelles l'oreille est très sensible. On comprend pourquoi les constructeurs préfèrent donner des chiffres de distorsion à puissance élevée et pourquoi de nombreux amplificateurs du commerce ont

des courbes de distorsion ayant l'allure de celle de la figure n° 9. Cela explique aussi pourquoi la classe A a ses fanatiques.

Action de la contre-réaction

Bien que nous ayons déjà un peu abordé la conclusion de notre réflexion sur notre schéma classique, voyons le rôle que va jouer la contre-réaction dans les distorsions de sortie. Commençons par l'analyse qui est généralement faite et qui fait l'hypothèse (un peu trop naïvement à mon avis) que la contre-réaction utilise un amplificateur parfait.

La contre-réaction lutte contre les signaux qui apparaissent en sortie, qu'ils soient dus à l'action combinée de I_{out} et Z_{out} , aux forces électromotrices ou contre-électromotrices qui résultent des échanges d'énergie mécanique avec le milieu extérieur, ou aux non-linéarités de Z_{HP} . Elle les atténue donc, comme nous l'avons vu dans le

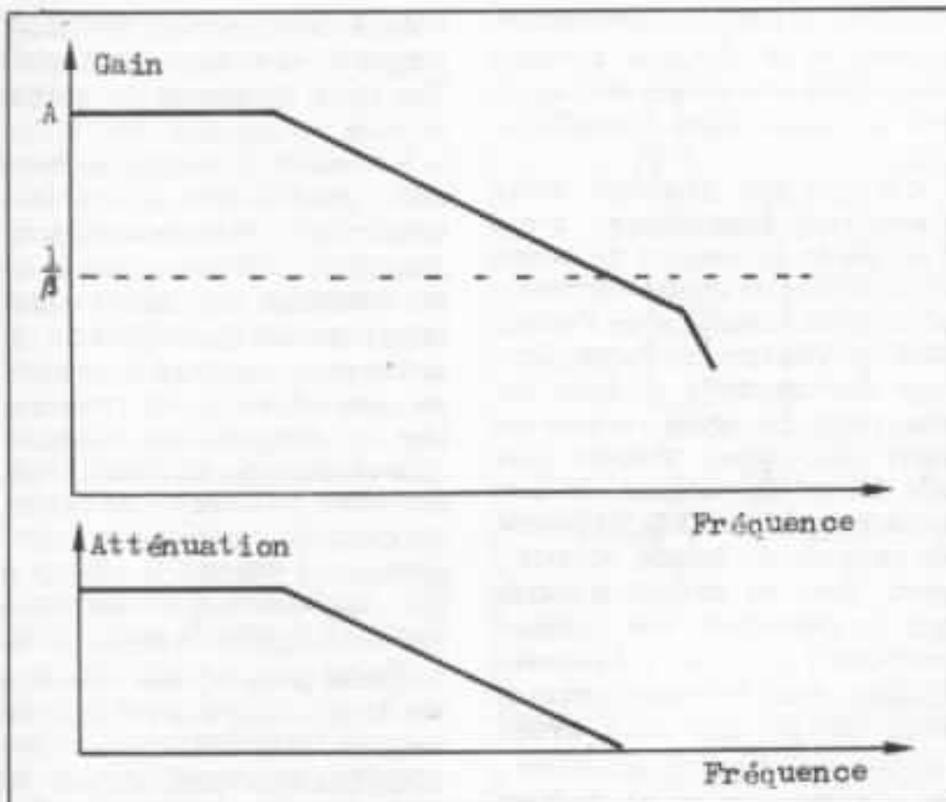


Figure 10 : Atténuation des phénomènes de sortie par la boucle de contre-réaction.

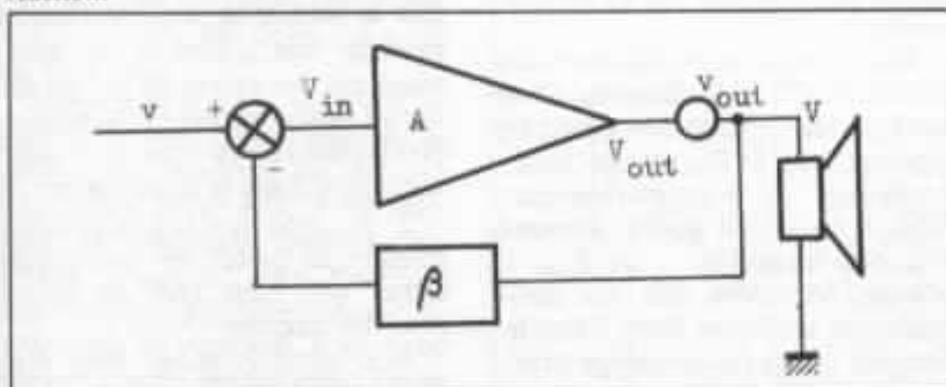


Figure 11 : Boucle de contre-réaction et signaux dus à l'étage de sortie.

précédent article, et cette atténuation est fonction de la fréquence (Cf figure n° 10), elle décroît avec celle-ci à partir de la fréquence de coupure en boucle ouverte de l'amplificateur.

Dans le cas des distorsions dues à l'usage de la classe AB pour l'étage de sortie, les boucles de contre-réactions habituelles des amplificateurs (gain rebouclé important pour les basses fréquences, gain rebouclé faible pour le haut de la bande audio et fréquence de coupure en boucle ouverte basse) accentuent le caractère agressif de ces distorsions en favorisant les composantes de fréquence élevée.

Malheureusement l'amplificateur n'est pas parfait, il possède ses propres distorsions contre lesquelles la contre-réaction lutte avec les limites que nous avons vues dans le précédent article. Et dans son action contre les signaux qui apparaissent en sortie, la contre-réaction de l'amplificateur met en jeu les non-linéarités de l'amplificateur ; dans les amplificateurs courants, ces non-linéarités sont loin d'être négligeables à cause de la recherche effrénée de gain à mettre sous la dent de la contre-réaction. Aussi faut-il nous occuper des effets de ces non-linéarités sur celles de sortie.

• Analyse statique des effets de la contre-réaction

Comme dans l'article précédent, étudions déjà de façon rigoureuse ce qui se passe en statique ; pour cela reprenons les mêmes conventions (figure n° 11).

L'amplificateur en boucle ouverte a une loi de transfert :

$$V_{out} = A \cdot V_{in} + \epsilon(V_{in})$$

ou encore :

$$V_{in} = \frac{1}{A} V_{out} + \delta(V_{out})$$

Si nous appelons V_{out_0} le signal de sortie de l'amplificateur non chargé, nous avons vu dans l'article précédent, qu'en rebouclant l'amplificateur à travers un réseau de gain β , nous obtenons un amplificateur dont la loi de transfert est :

$$v_o = V_{out_0} \left(\beta + \frac{1}{A} \right) + \delta(V_{out_0})$$

Avec un haut-parleur comme charge, nous avons appelé v_{out} les signaux dus à cette charge en boucle ouverte ; nous avons donc :

$$V = V_{out} + v_{out}$$

donc

$$V_{in} = v - \beta \cdot V = v - \beta \cdot V_{out} - \beta \cdot v_{out}$$

$$\text{or } V_{in} = \frac{V_{out}}{A} + \delta(V_{out})$$

On déduit rapidement de ces deux équations, l'influence de v_{out} sur la fonction de transfert de l'amplificateur rebouclé :

$$v = V_{out} \left(\beta + \frac{1}{A} \right) + \delta(V_{out}) + \beta \cdot v_{out}$$

Mais V_{out} est une grandeur théorique à laquelle on n'a pas accès, il vaut mieux utiliser V . En remplaçant V_{out} par $V - v_{out}$, on obtient :

$$v = V \left(\beta + \frac{1}{A} \right) + \delta(V - v_{out}) - \frac{v_{out}}{A}$$

En égalant les deux expressions qui donnent v avec et sans charge, puisque c'est la seule variable qui n'est pas modifiée

par le branchement de la charge ($v = v_o$), nous obtenons une relation entre V et V_{outo} qui permet de calculer la modification du signal en sortie de l'amplificateur rebouché, lorsqu'on branche la charge :

$$V - V_{outo} = \frac{\delta(V_{outo}) - \delta(V - v_{out})}{\beta + \frac{1}{A}} + \dots + \frac{v_{out}}{A \cdot \beta + 1}$$

On ne sera pas surpris de retrouver v_{out} divisé par le gain rebouclé, comme le dit l'analyse linéaire que nous avons faite tout à l'heure ; mais nous voyons apparaître un nouveau terme dû aux non-linéarités de l'amplificateur. Ce terme montre que si le signal de sortie a peu varié quand la charge a été branchée, grâce à l'action de la contre-réaction, l'amplificateur se trouve dans une configuration interne différente et que l'on voit apparaître les non-linéarités qui correspondent à cette modification.

On aurait pu obtenir la même formule en utilisant la distorsion exprimée en fonction de V_{in} , avec même, des calculs un peu plus simples ; mais si on calcule la variation du signal d'entrée qui compenserait la modification du signal de sortie due à la présence de la charge ($V = V_{outo}$) on peut obtenir :

$$v - v_o = \delta(V - v_{out}) - \delta(V_{outo}) - \frac{v_{out}}{A}$$

Je trouve que cette formulation, qui en fait ne change pas grand chose, montre mieux le rôle du gain en boucle ouverte (l'action du taux de contre-réaction n'est pas alors explicite).

● Analyse dynamique

Comme pour l'action de la contre-réaction dans un amplificateur (voir l'article précédent), une analyse rigoureuse des phénomènes dynamiques conduit à des calculs inextricables ; il est toutefois possible, en utilisant les

résultats de l'analyse dynamique linéaire et de l'analyse statique de se faire une bonne idée de ce qui se passe dans l'amplificateur.

Ce qui est nouveau dans l'analyse dynamique, c'est l'action de la coupure de bande de la boucle de contre-réaction : d'une part comme nous l'avons déjà vu, elle conduit l'amplificateur à se conduire vis-à-vis des distorsions de sortie comme un filtre passe-haut, d'autre part elle laisse les signaux de fréquence supérieure à la fréquence de coupure en boucle ouverte, avoir dans les circuits d'entrée qui la précèdent, des niveaux croissant avec la fréquence. Comme dans le fonctionnement sans charge que nous avons analysé dans l'article précédent, les non-linéarités qui en résultent sont combattues avec plus ou moins de bonheur par la contre-réaction.

Matti Ojala avait déjà dans ces colonnes (Cf L'Audiophile n° 6) analysé les interactions entre les signaux dus à Z_{out} et les non-linéarités de l'amplificateur. Mais il ne s'était guère intéressé aux non-linéarités de Z_{out} , il n'avait considéré que des non-linéarités statiques dans l'amplificateur (dans son montage expérimental, il les obtenait par un amplificateur opérationnel rebouclé par un réseau de résistances et de diodes) et la méthode de mesure qu'il utilisait pour mesurer les non-linéarités de sortie ne me semble pas satisfaisante (elle a les mêmes défauts que les mesures de distorsion qu'il dénonçait, lorsqu'il partit en guerre contre la distorsion d'intermodulation transitoire).

Dans une deuxième version de cette étude («Intermodulation at the amplifier-loudspeaker interface», Wireless World de nov. et dec. 1980) (Lire aussi la lettre de E. M. Cherry relative à ces deux articles, dans le Wireless World de août 1981) les non-linéarités du montage étaient réduites cette

fois à une saturation et la méthode de mesure était modifiée mais conservait les mêmes défauts.

R. Cordell s'est aussi intéressé aux problèmes d'interface («Interface intermodulation in amplifiers», Wireless World de fév. 1983) mais il n'analyse le problème que de façon linéaire. Il utilise pour son expérimentation un amplificateur de puissance réel et une méthode de mesure voisine de celle de Matti Ojala deuxième manière ; il ne se soucie guère de l'origine des distorsions qu'il mesure et aboutit à des conclusions diamétralement opposées à celles de Matti Ojala.

Quant à nous, nos réflexions sur le sujet qui ont été exposées nous incite à définir pour notre amplificateur expérimental les règles suivantes :

1. Z_{out} doit être faible pour que la boucle de contre-réaction globale soit sollicitée au minimum par les effets de I_{out} ou des forces électromotrices ou contre-électromotrices qui prennent naissance dans le haut-parleur

2. Z_{out} doit être le plus possible linéaire et éviter les distorsions dures qui sont très agressives pour les oreilles

3. L'amplificateur doit être déjà très linéaire en boucle ouverte

4. La coupure de bande en boucle ouverte de la boucle de contre-réaction doit être à une fréquence supérieure à la borne supérieure de la bande audio pour que le fonctionnement de la boucle de contre-réaction soit aperiodique pour les signaux audio

5. Le gain rebouclé devra être suffisant pour que la boucle réduisent les défauts résultants de l'impossibilité d'appliquer certaines des règles précédentes de façon absolue

Il va de soit que ces règles devront être confirmées par des expérimentations objectives et subjectives.

Quelques solutions connues

Après avoir défini ces règles, intéressons-nous aux deux premières qui concernent directement l'étage de sortie et attachons-nous à trouver comment il est possible de les respecter le mieux possible. Pour cela nous examinerons des solutions qui ont déjà été proposées pour résoudre le problème, puis nous essaierons de voir s'il est possible de définir des raisons théoriques qui nous orienteraient vers telle ou telle solution.

Il ne saurait être question dans le cadre étroit de cet article d'aborder toutes les solutions que l'imagination des électroniciens a proposées pour résoudre les problèmes liés à l'étage de sortie de l'amplificateur de puissance, c'est pourquoi j'ai procédé à une sélection des solutions les plus caractéristiques que je connais pour que nous les examinions à la lumière de ce qui a été dit plus haut.

Après tout le bien qui a été dit dans cet article de la classe A, et après avoir dénoncé les défauts des classes B ou AB, il est légitime de s'étonner qu'il puisse exister d'autres amplificateurs que ceux travaillant en classe A. C'est que la classe A a un gros défaut : son rendement. Et la technologie des transistors actuels rend difficile la réalisation d'amplificateur de puissance en classe A capable de fournir plus d'une dizaine de watt. Malgré la perception logarithmique des niveaux, par l'oreille (une augmentation de puissance d'un facteur 10 est perçue subjectivement comme un doublement de la puissance) et le fait bien connu des audiophiles qu'un amplificateur de 10 watt en classe A donne une impression de puissance supérieure à un amplificateur de 40 watt en classe B, les fabricants d'amplificateurs de puissance proposent surtout des amplificateurs en classe AB suivant ainsi une mode imbécile (je pense que

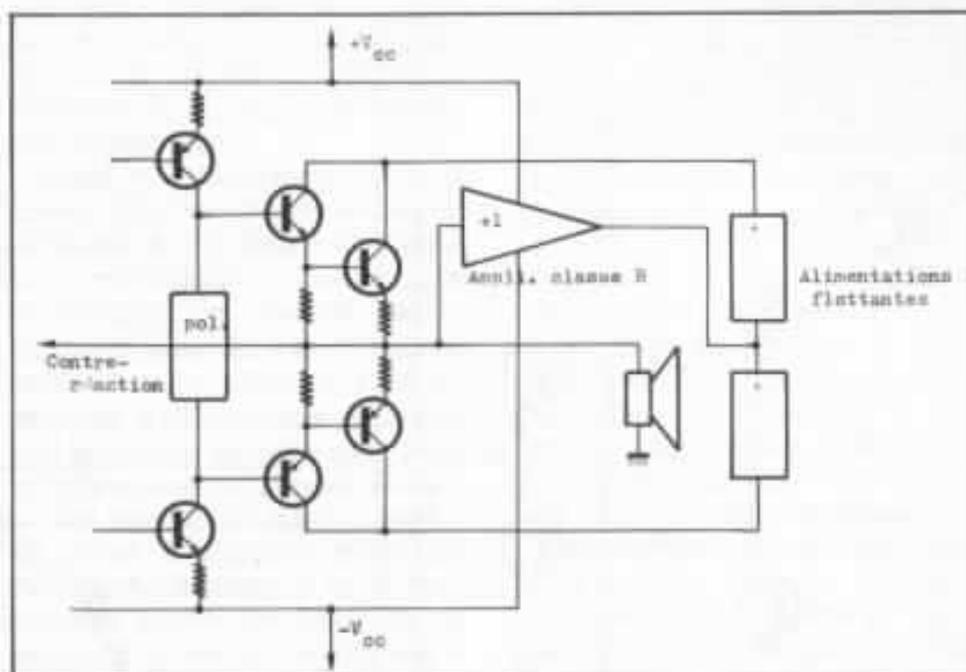


Figure 12 : Classe A avec alimentations flottantes.

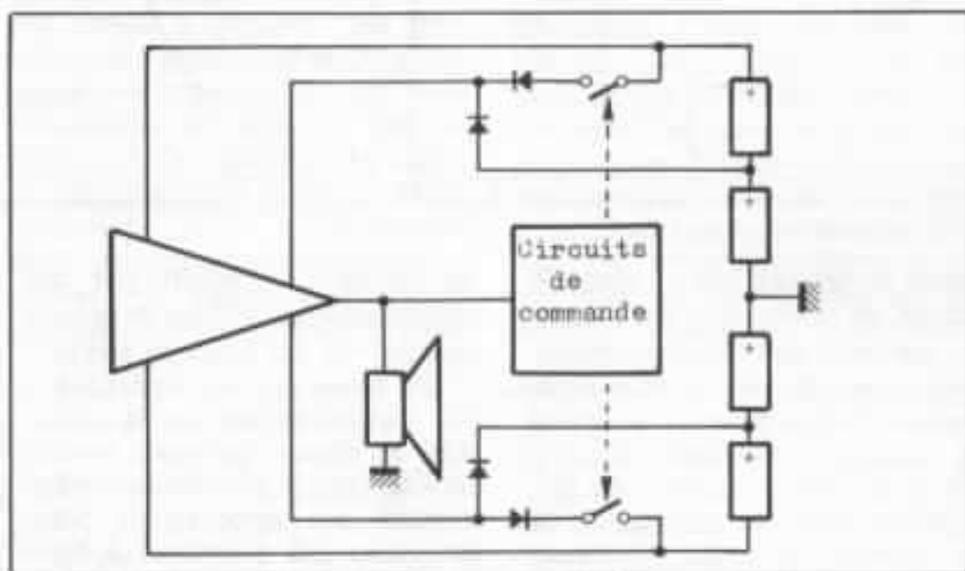


Figure 13 : Classe A avec alimentations commutées.

cette mode est plus imposée par leur publicité que subie par les constructeurs) qui pousse à la consommation de watt sans se préoccuper du rendement des enceintes acoustiques, ni des dégâts irréversibles que certains jeunes infligent à leurs oreilles.

Certains tentent de consoler la classe A avec la fringale de watt et accouchent de monstres voraces en énergie aux dimensions, poids et dissipations impressionnants. Mais cet aspect monumental qui rassure certains audiophiles peut être trompeur : je me souviens avoir été fort surpris par la courbe de distorsion

qu'un constructeur japonais fournissait pour un amplificateur de puissance travaillant en classe A (2 fois 30 watt) ; elle avait l'allure caractéristique de celle de la figure n° 9, et la remontée de la distorsion à bas niveau (caractéristique des défauts de la classe B) ne pouvait être expliquée par le bruit (sa valeur était également fournie par le constructeur). Ou la classe A n'est plus ce qu'elle était, ou cette classe A-là est très suspecte.

Une autre solution consiste à utiliser pour l'étage de sortie (Cf figure n° 12) deux alimentations flottantes de faible valeur, trans-

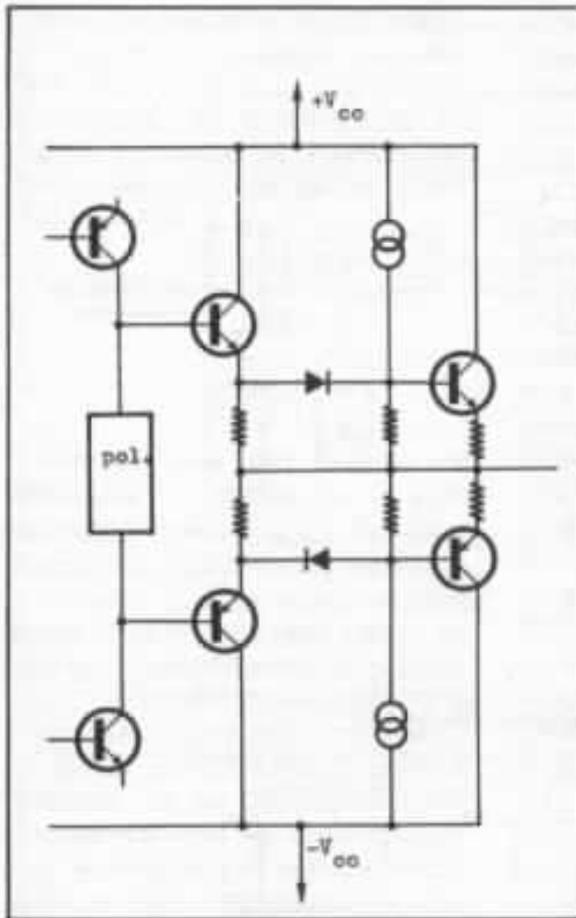


Figure 14 : Amélioration de la classe B qui évite les commutations.

latées en tension par un amplificateur en classe B. Cela permet au moyen d'une certaine complication des circuits de faire fonctionner l'étage de sortie en classe A, avec un rendement acceptable pour l'amplificateur. La dissipation moindre qui résulte de ce montage pour les transistors du dernier étage qui travaillent avec un V_{CE} faible limite les problèmes thermiques (transitoires thermiques par exemple) et donne plus de liberté dans le choix des transistors du dernier étage. Si le fonctionnement de l'amplificateur en classe B ne perturbe pas le fonctionnement du dernier étage (couplage parasite), je ne vois pas quel reproche théorique on pourrait faire à une telle solution.

D'autres ont également proposé d'utiliser plusieurs alimentations commutées en fonction de la tension de sortie (Cf figure n° 13); là aussi pas de reproche à faire sur le plan théorique, mais j'avoue être un peu inquiet pour

les parasites produits par des commutations mettant en jeu des courants et des tensions élevés.

Un autre axe de recherche a été l'amélioration de la classe AB, et depuis quelques années on voit fleurir pour de nouveaux circuits des appellations commerciales qui cherchent à faire croire qu'il est possible de réunir les avantages de la classe A et de la classe B. En fait ces appellations recouvrent des circuits extrêmement divers.

Certains, par exemple, voyant dans la commutation des transistors de sortie, la source de tous les maux, proposèrent un circuit dans lequel une polarisation auxiliaire maintient ces transistors dans un état de conduction (Cf figure n° 14). Effectivement lors du passage de la classe A à la classe B les transistors de puissance ne commutent plus : leur commutation est remplacée par celle des diodes de leur circuit de commande et une diode de moyenne puissance commute

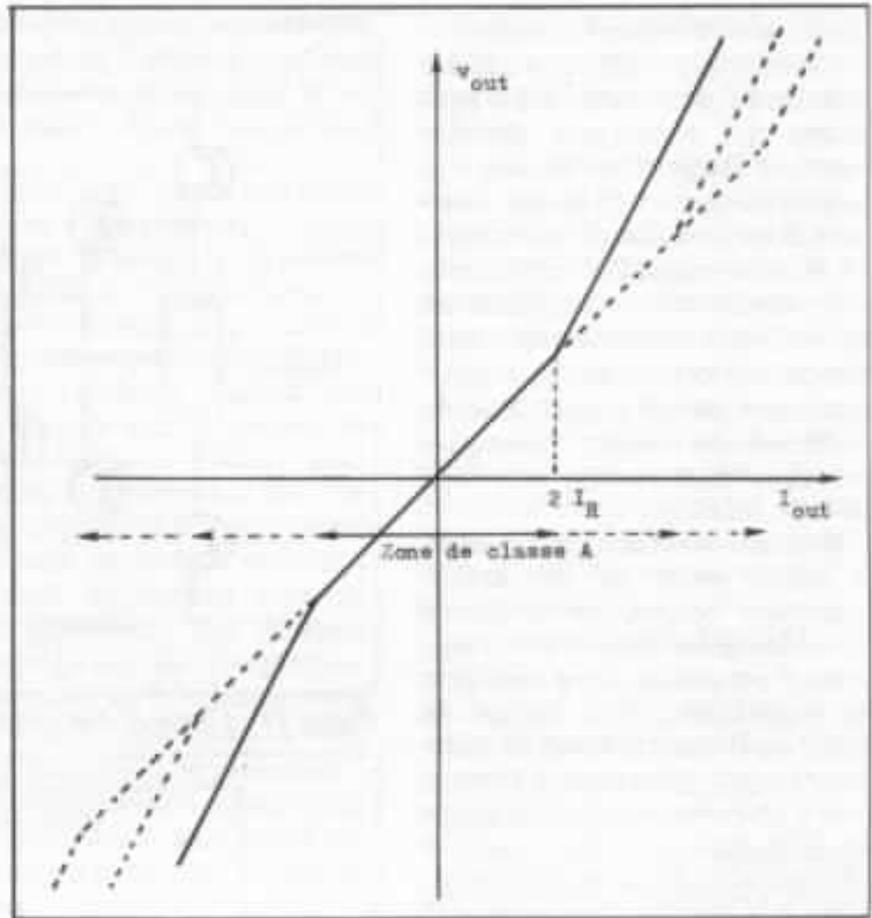


Figure 15 : Fonctionnement idéal de la classe A glissante.

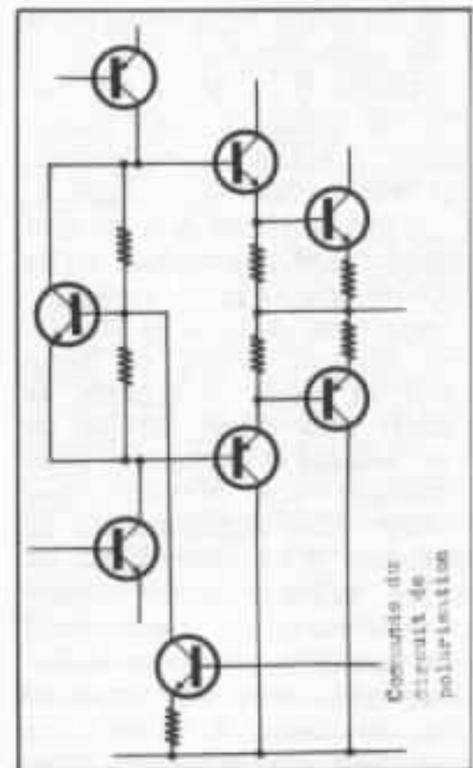


Figure 16 : Une tentative malheureuse de classe A glissante.

mieux et plus vite qu'un gros transistor de puissance. Mais le transistor maintenu en conduction laisse passer un courant à

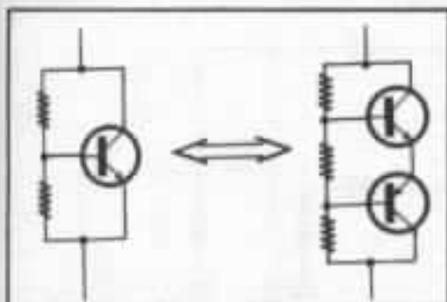


Figure 17 : Un autre multiplicateur de V_{BB}

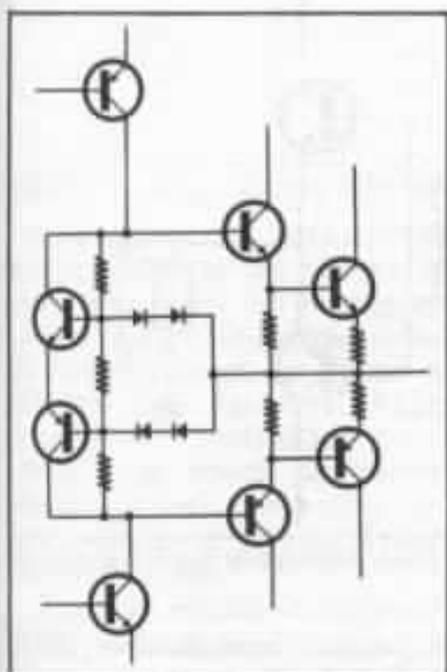


Figure 18 : Une classe A glissante ?

peu près constant, son impédance de sortie est alors très élevée et le problème des non-linéarités de Z_{out} est laissé de côté par ce montage.

Dans le fonctionnement de la classe AB, c'est la zone de travail en classe A (Cf figure n° 15) qui est intéressante ; tant que l'amplitude du courant fourni I_{out} ne dépasse pas $2 I_B$, l'étage de sortie reste en classe A et si on parvient à commander en temps réel la largeur de cette zone pour qu'elle encadre le courant de sortie, on devrait obtenir une espèce de classe A glissante ayant les qualités de la classe A et un rendement voisin de celui de la classe B. C'est la conclusion à laquelle j'avais abouti, il y a quelques années, mais ce n'est pas simple à obtenir : ma première idée avait été d'envoyer un signal de commande au circuit de polarisation (Cf figure n° 16) ; le point où le courant de commande intervient est à relativement haute impédance et ce courant de commande proportionnel au courant de sortie redressé provo-

quait une modification proportionnelle, du potentiel de sortie, et donc une distorsion de rupture de pente intolérable. Je pensais donc à une transmission de l'information de commande sans courant, grâce à un photocoupleur ; hélas je butais sur un nouveau problème (je montrerai des oscillogrammes de cette expérience intéressante dans le prochain article) et j'en arrivais à la conclusion que le circuit de commande d'une classe A glissante pour bien fonctionner se devait être situé au cœur de l'étage de sortie et n'absorber que des courants linéaires de la part de celui-ci. Le manque de temps à l'époque m'empêcha de pousser plus avant dans cette voie.

N.S. Pass a fait breveté pour Threshold Corporation (brevet US n° 3995228) un circuit de polarisation variable. Dans ce circuit il remplace le circuit de polarisation classique (le multiplicateur de V_{BB}) par un circuit équivalent à deux transistors (Cf figure n° 17), puis profitant de la symétrie que ne possédait pas le circuit classique, limite son

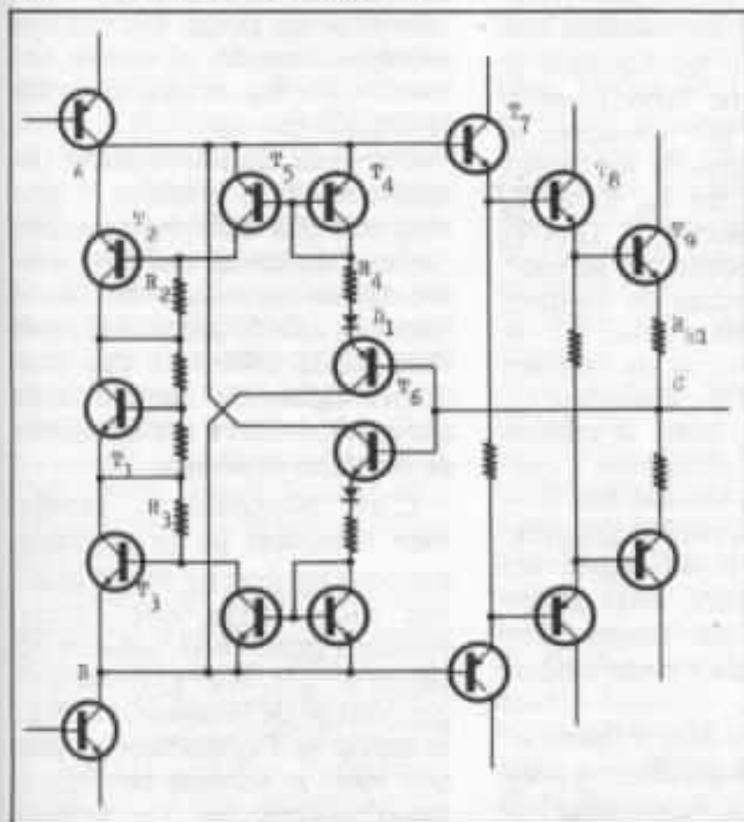


Figure 19 : Premier circuit proposé par Tanaka.

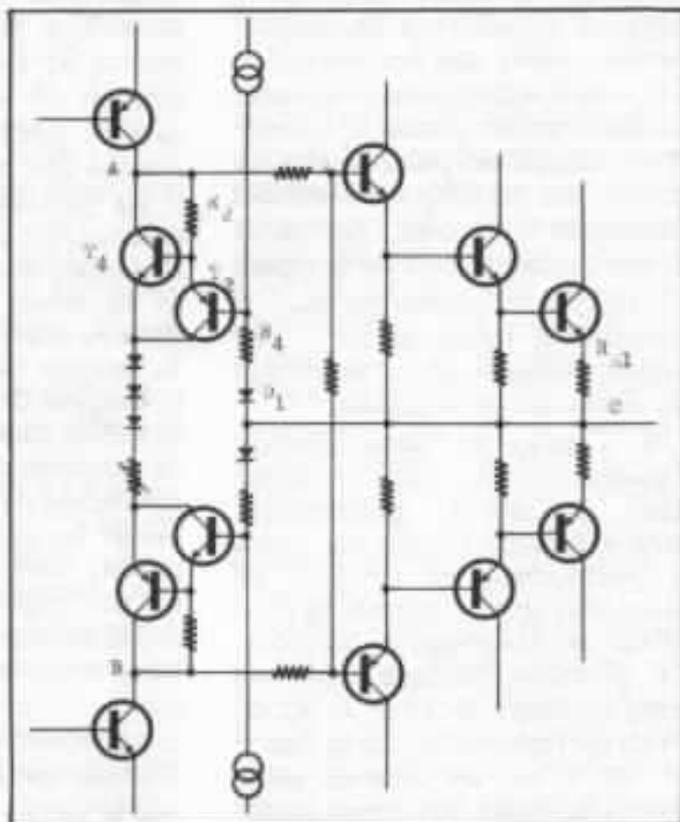


Figure 20 : Second circuit proposé par Tanaka.

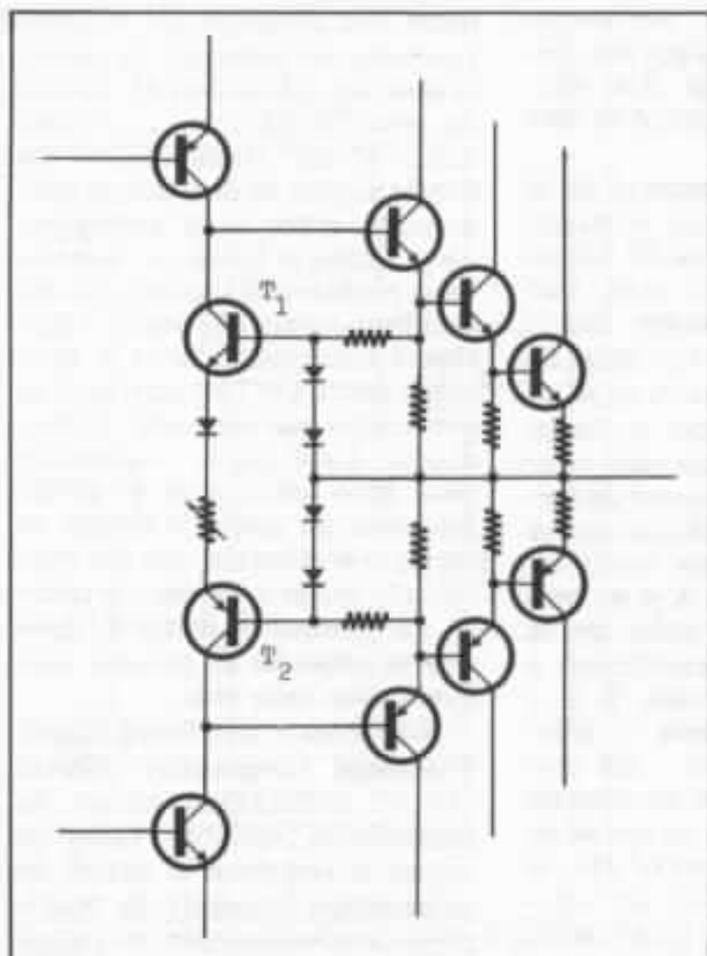


Figure 21 : Troisième circuit proposé par Tanaka.

excursion en tension par rapport à la sortie (Cf figure n° 18). Les transistors de sortie restent polarisés en conduction en permanence ; mais par les perturbations qu'il apporte dans le fonctionnement du circuit d'attaque et du circuit de polarisation, ce circuit est passible des mêmes reproches que ceux que nous avons fait au circuit de la figure n° 14 : ne pas linéariser Z_{out} . Il commet la même erreur : une action non-symétrique au niveau du circuit de polarisation.

S. Tanaka de Sansui Electric Company Ltd, nous propose dans un article passionnant («New Biasing Circuit for Class B Operation») du J.A.E.S. de mars 1981 trois solutions au problème de polarisation variable. La première (utilisée dans les amplificateurs A-X2 et A-X5 de JVC) est représentée sur la figure n° 19. C'est un schéma assez complexe mais son fonctionnement est assez simple : la tension

qui fixe la polarisation (entre les points A et B) est là due au multiplicateur de V_{be} (T_1), à deux jonctions (T_2 et T_3) et au potentiel aux bornes de R_2 et R_3 . Lorsque le courant de sortie croît (supposons le positif par exemple) la tension aux bornes de R_{E1} croît ; si les jonctions de T_4 , D_1 et T_6 compensent celles de T_7 , T_8 et T_9 la tension aux bornes de R_4 croît de la même façon, le courant dans R_4 augmente et grâce à T_5 et T_4 montés en miroir de courant le courant dans R_2 augmente de la même façon, donc la tension de polarisation compense l'augmentation de la tension aux bornes de R_{E1} par sa propre augmentation, mais à la différence des circuits précédents, cette action est symétrique par rapport aux deux branches de l'étage de sortie.

Le second circuit (Cf figure n° 20) bien que très différent a presque le même fonctionnement : la base de T_4 par l'intermédiaire de

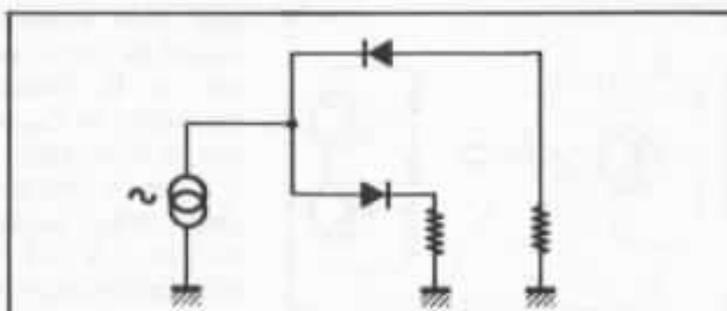


Figure 22 : Le principe de la classe B en courant.

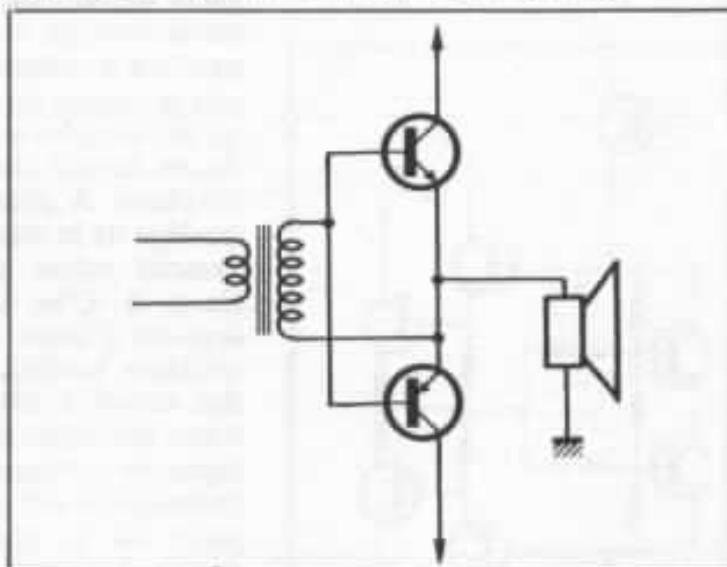


Figure 23 : Attaque à haute impédance des transistors de sortie en classe B.

la jonction base-émetteur de T_7 et de R_4 et D_1 parcourus par un courant fixe, a son potentiel référencé au point C ainsi toute augmentation de la tension aux bornes de R_{E1} se retrouve aux bornes de R_2 .

Ces deux circuits utilisent une contre-réaction positive et peuvent être très instables ; les résistances d'émetteur des deux transistors de puissance ne jouent plus leur rôle de protection ; avec l'instabilité inhérente aux transistors bipolaires, on peut avoir quelques craintes sur la fiabilité de ces deux montages.

C'est pourquoi S. Tanaka, bien conscient de ce problème, propose un dernier montage stable qui utilise une contre-réaction positive et négative (Cf figure n° 21). T_1 et T_2 forment un générateur de courant rattaché à la sortie de l'amplificateur alors que dans le schéma classique le multiplicateur de V_{BE} présente une basse impédance ; cette

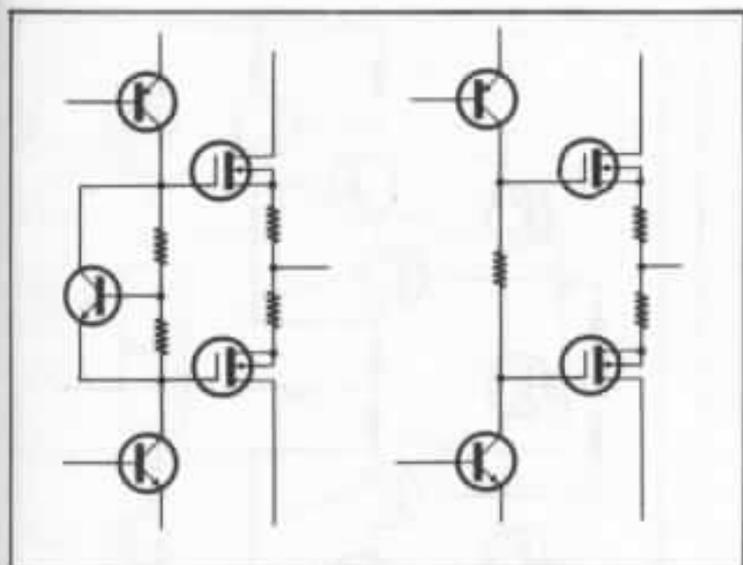


Figure 24 : Etage de sortie à MOSFET de puissance.

modification du principe de fonctionnement de l'étage de sortie peut avoir des conséquences sur le fonctionnement global de l'amplificateur, car le gain en tension des derniers étages dépend de l'impédance de la charge ; la boucle de contre-réaction globale devra donc être très tolérante et à cause de cela peu performante.

Parmi les solutions originales, celle que **Technics** propose sous le nom de «New class A», dans laquelle le point de polarisation est réglé par un ...microprocesseur (sic). Je connais bien les microprocesseurs pour les avoir utilisés à plusieurs reprises, et je me demande ce qu'ils peuvent bien venir faire dans cette galère : les informations nécessaires au pilotage optimum d'un amplificateur de puissance en classe B sont difficiles à mesurer et l'action d'un microprocesseur est digitalisée donc discontinue. Je crains qu'il s'agisse plus d'un argument commercial auprès d'un public généralement mal informé que d'un progrès technique réel.

Certains ont essayé de contourner les problèmes de la classe B que nous avons décrits, par l'usage d'attaque en courant : le schéma de la figure n° 22 permet un partage (parfait théoriquement) des deux polarités du signal.

C'est ce que nous proposaient déjà **J.J. Faran** et **R.G. Fulks** («High-impedance Drive for the Elimination of Crossover Distortion», IRE Trans. on Audio de juil./août 1962) au niveau des circuits d'attaque des transistors de sortie (Cf figure n° 23) grâce à l'usage d'un transformateur.

P. Blomley dans «New Approach to Class B Amplifier Design» (Wireless World de fev. et mars 1971) va encore plus loin : Il sépare selon le principe de la figure n° 22, les deux composantes du signal qu'il amplifie ensuite séparément. C'est une idée intéressante, mais je me pose des questions sur l'identité des gains des deux voies et sur l'influence des dérives continues sur le raccordement des deux morceaux du signal. En outre ce genre de circuit devrait être assez sensible aux caprices de la charge.

On a voulu voir dans les transistors de puissance à effet de champ la panacée : l'étage de sortie classique a vite été adapté à ces nouveaux venus (Cf figure n° 24). Pour le circuit de polarisation, il semble qu'il y ait deux écoles : l'une avec par exemple **E. Borbely** («High power high quality amplifier using mosfets», Wireless World de mars 1983») et **J.-L. Linsley Hood** («80-100 Watt Mosfet Audio Amplifier», Wireless World de juin, juil. et

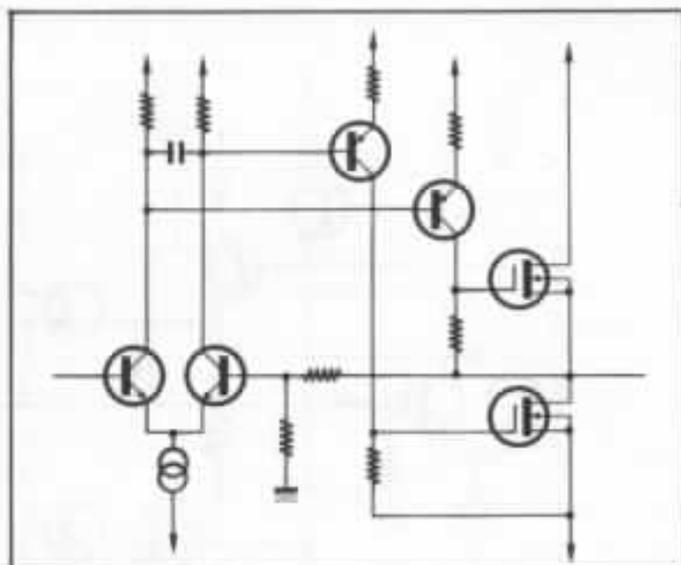


Figure 25 : Amplificateur à MOSFET canal N.

août 1982) conserve le multiplicateur de V_{BE} . Est-ce par traditionalisme, pour compenser le comportement thermique des MOS de puissance qui est voisin de celui des bipolaires pour les courants faibles ou pour avoir une polarisation facile à régler et indépendante du courant fourni par l'étage précédent ?

Pour l'autre école avec par exemple **T. Sampei**, **S. Ohashi** et **S. Ochi** («100 Watt Super Audio Amplifier Using New Mos Devices», IEEE Trans. on Cons. Elec. de août 1977) ou **C. Combettes** et **P. Faugas** («Réaliser un amplificateur Mos Fet de 2 x 50 W», L'Audiophile n° 24) on obtient la polarisation des transistors de sortie avec une simple résistance. Est-ce pour faire table rase des circuits associés aux bipolaires, pour simplifier les circuits ou pour utiliser la très grande stabilité thermique aux forts courants des MOS de puissance, qui fait que le montage s'autodémerde ? (j'espère que le lecteur voudra bien me pardonner ce terme technique un peu grossier mais qui dit bien ce qu'il veut dire).

Certains ne tranchent pas et **J. Konrath** dans «MOSFET pairs simplify audio-amplifier design» (Electronic Design du 2 août 1980) décrit un schéma de **David Hafner Co** qui se rattache à la première école et un de **Hita-**

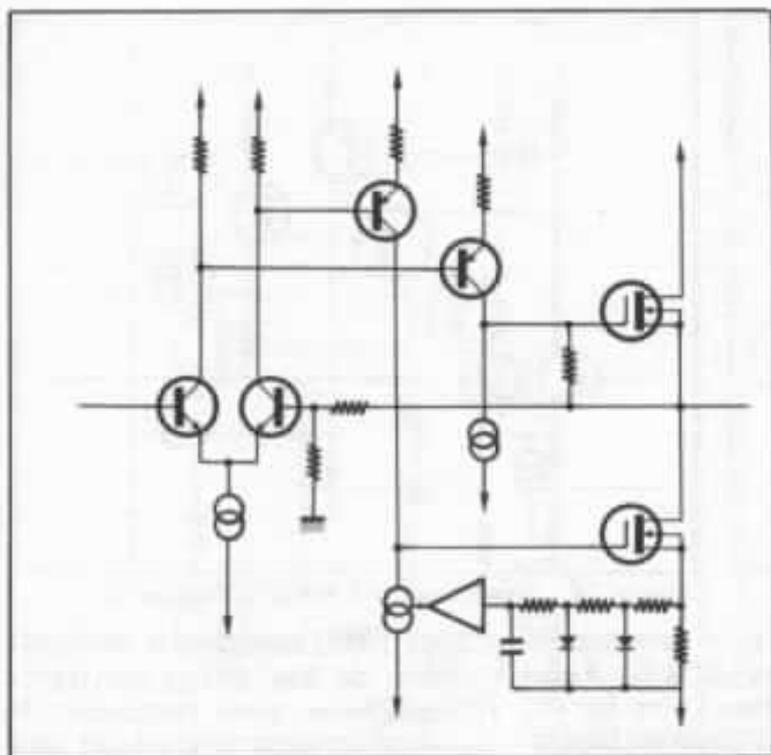


Figure 26 : Amplificateur à MOSFET canal N.

chi qui suit la seconde.

Siliconix qui est un très grand fabricant de Mosfet de puissance, mais qui ne fabrique que des Mosfet de la polarité la plus courante, a publié plusieurs schémas avec seulement des Fet canal N : « Power-fet amplifier designs boost fidelity, reduce complexity » (EDN du 20 sept. 1980) par **B. Harvey** avec un principe expliqué sur la figure n° 25 ; il faut croire que ce schéma avait des problèmes de dérive continue puisqu'une nouvelle version (« A simple direct-coupled power mosfet audio amplifier topology featuring bias stabilization », **B. Roehr** dans IEEE Trans. on Cons. Elec. de nov. 1982) fut publiée avec un circuit de commande de polarisation à la linéarité discutable (Cf figure n° 26). Je ne crois pas beaucoup à ce genre d'astuces pour des circuits qui recherchent une linéarité extrême.

Pour ce qui est de la transposition en MOS de puissance du schéma classique (Cf figure n° 24) je ne crois pas que cette transposition change grand chose pour les problèmes de

linéarité statique de Z_{out} . Pourtant ils commutent plus vite (attention toutefois aux capacités d'entrée qui sont un problème réel), ils sont thermiquement plus stables, les montages sont plus robustes (jusqu'ici j'en ai assez peu détruits, alors que plus d'une centaine de bipolaires de puissance sont morts entre mes mains au champ d'honneur de la recherche), c'est pourquoi je suis sûr qu'il s'agit là d'un progrès important pour nous, même s'il n'est pas décisif.

Avant de quitter les solutions proches du schéma classique, j'aimerais vous présenter le compromis auquel j'étais parvenu il y a quelques années et que j'avais utilisé pour l'amplificateur de puissance qui me dispense de la musique pendant que j'écris cet article. C'est un montage qui dérive du schéma classique ; le Darlington classique a été abandonné au profit d'un Darlington complémentaire pour avoir plus de bande en petits signaux et que les avatars du V_{BE} des transistors de sortie soient traités dans le rebouclage du transistor d'attaque ; celui-ci

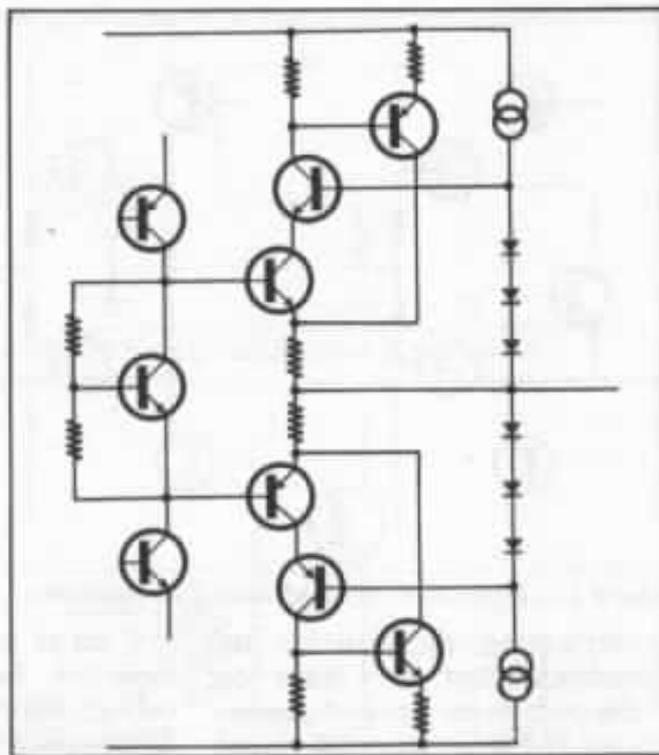


Figure 27 : Schéma de l'étage de sortie de l'amplificateur actuel de l'auteur.

bénéficie d'un montage cascade qui évite toute dissipation en son sein : pas de transitoire thermique et le couplage thermique avec le multiplicateur de V_{BE} (sur un radiateur isolé du radiateur principal) a un sens. Cet étage peut fournir 30 W et fonctionne jusqu'à 10 W en classe A.

Examinons maintenant des schémas qui s'éloignent du schéma classique, car bien entendu celui-ci a été souvent remis en cause. Quand on regarde le principe du schéma classique (les deux branches avec leurs Darlington montés en collecteur commun sont des amplificateurs de gain égal à 1) sur la figure n° 28, on peut être tenté de réaliser ces amplificateurs autrement, et même leur donner du gain (Cf figure n° 29). C'est ce qu'a fait **E.M. Cherry** (« A High Quality Audio Power Amplifier », Proc. of the IREE Aust. de jan./fév. 1978) dans le schéma très original (voir l'étage de sortie sur la figure n° 30) qu'il propose. Mais il est une autre application du principe de la figure 29 à laquelle nos lecteurs les plus avertis auront pensé

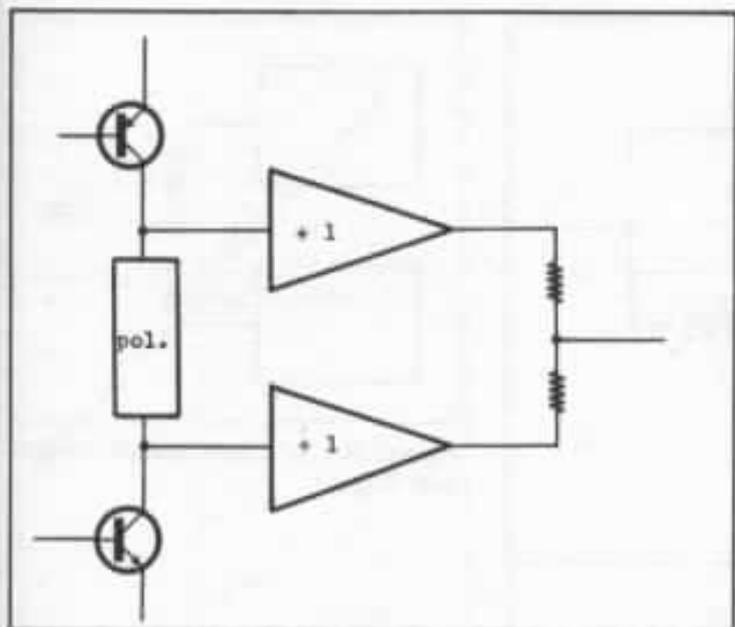


Figure 28 : Principe du dernier étage.

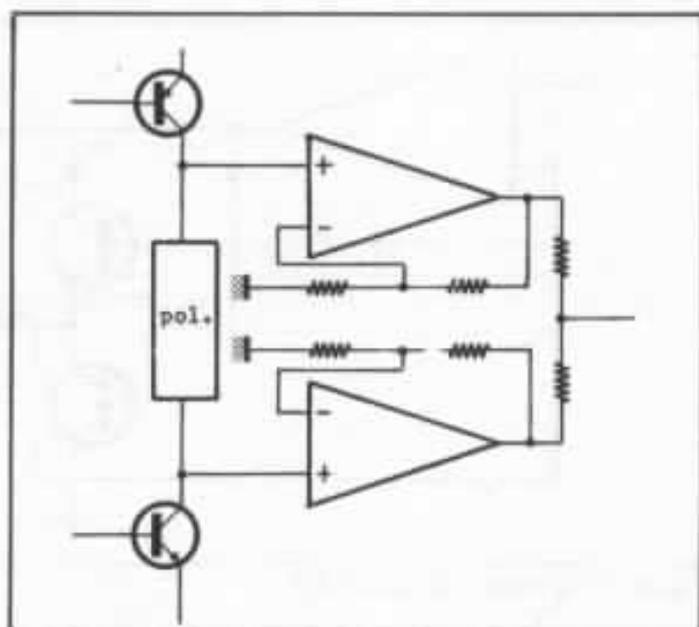


Figure 29 : Dernier étage avec gain.

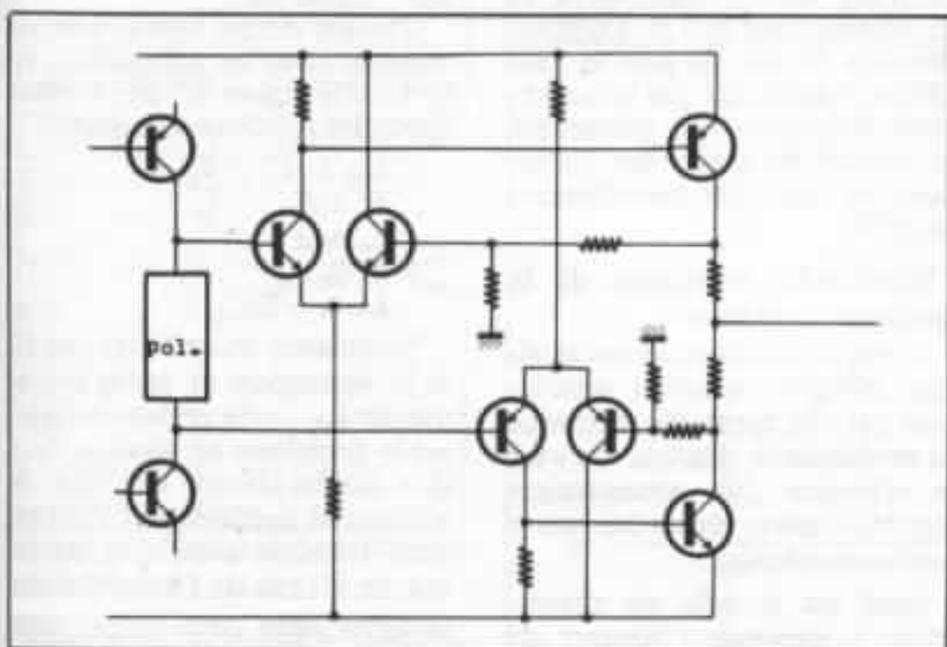


Figure 30 : Schéma de sortie de Cherry.

comme moi : les amplificateurs **Hiraga** 20W et 8W (L'Audio-ophile n° 10, 11, 15, 27, et ce numéro), en effet si l'on examine (figure 31) le schéma de principe de cet amplificateur, on peut voir que celui-ci est d'une simplicité exemplaire puisqu'il se réduit à un étage de sortie avec gain. Les qualités subjectives de cet amplificateur ne sont pas étonnantes : emploi de la classe A, contre-réaction globale réduite à une contre-réaction double locale, contre-réactions

qui surveillent les transistors de sortie.

Parmi les schémas qui s'écartent du schéma classique on peut signaler rapidement celui de **P.L. Taylor** («Audio Power Amplifier», Wireless World de juin 1973) (Cf figure n° 32). Son fonctionnement est très simple : T_2 monté en base commune empêche grâce à un asservissement qui utilise T_3 que le courant collecteur de T_1 mesuré dans R_1 ne devienne inférieur à une certaine valeur. C'est très astucieux

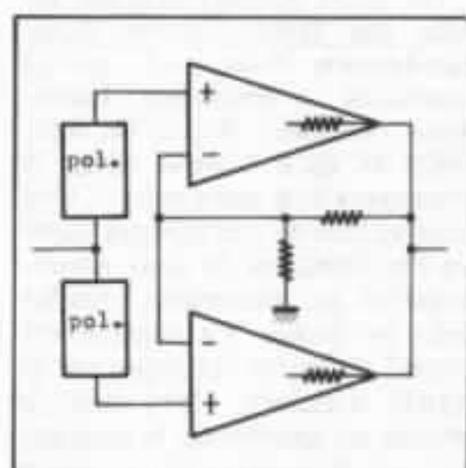


Figure 31 : Principe de l'amplificateur Hiraga.

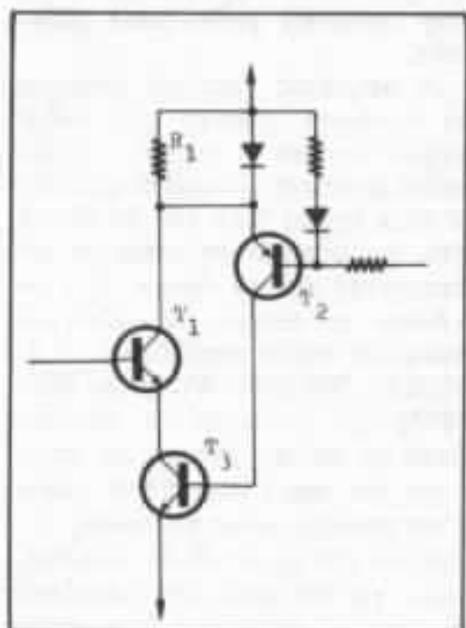


Figure 32 : Ampli de Taylor.

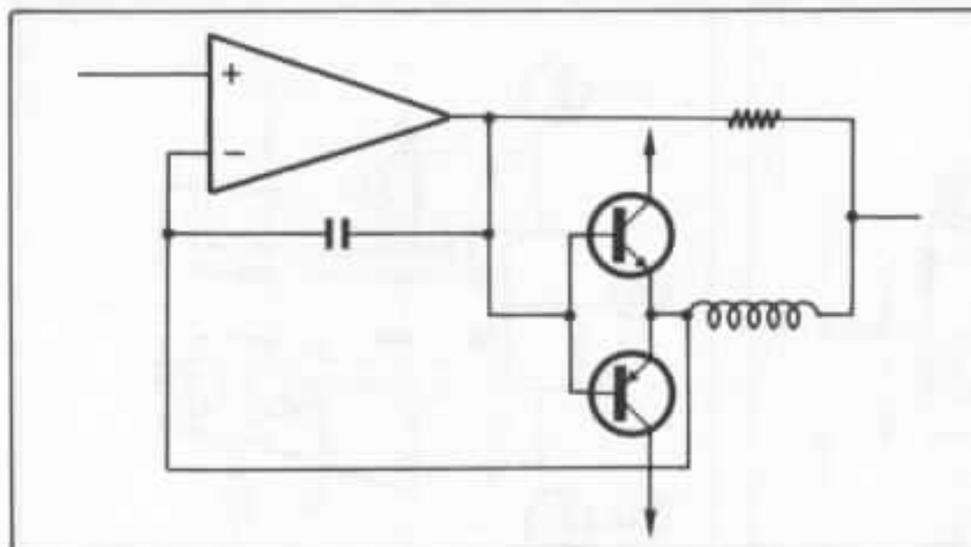


Figure 33 : Principe du Quad 405.

mais pas assez linéaire à mon gré.

Un autre schéma original est celui que nous propose **A.M. Sandmann** dans «A novel approach to amplifier distortion» (Wireless World de sept. 1982) et qu'il baptise classe S (Pourquoi S, à votre avis ?). Une analyse fine de son schéma montre l'imbrication de deux amplificateurs qui alimentent tous les deux la charge. Le premier est asservi de façon classique sur le signal d'entrée alors que le second est asservi sur le courant de sortie du premier : il cherche à l'annuler en débitant à sa place dans la charge. Pour les linéarités que nous recherchons c'est trop tortueux pour nous satisfaire.

Je voudrais finir cet examen de schémas connus par celui auquel revient la prime d'originalité pour ces dernières années, je veux parler bien sûr du **Quad 405**. Le schéma de principe est représenté sur la figure 33 ; ce schéma est extrait de «Current dumping audio amplifier» (P.J. Walker, Wireless World de déc. 1975) qui présente ce circuit. Dans ce circuit l'étage de puissance est sensé prendre le relais d'un amplificateur en classe A ; c'est ce qui apparaît en continu, mais en dynamique l'analyse devient très difficile à faire et les articles publiés à ce sujet ne

m'ont jamais convaincu. Le meilleur est sans doute «Current dumping -does it really work ?» (J. Vanderkooy et S.P. Lipshitz, Wireless World de juin et juil. 1978) qui montrent que les conditions théoriques qui permettent au circuit d'annuler les distorsions ne sont pas parfaitement remplies.

Recherche théorique de la meilleure solution

Après avoir examiné ces quelques circuits, essayons maintenant par une approche théorique du problème de dégager des axes de réflexion qui permettraient d'orienter notre recherche vers la meilleure solution.

Quel est le rôle du dernier étage ? Réponse : fournir du courant. Donc commençons par raisonner en termes de courant. Ce courant correspond à des signaux alternatifs entre 20 et 20 000 Hz, donc il est alternativement positif ou négatif. Or les éléments actifs que nous utilisons sont unipolaires (nota : l'usage du transformateur est a priori exclus, pour des raisons de linéarité), il nous faudra donc au moins deux circuits pour obtenir les deux polarités de I_{out} . Pour commencer faisons les choses simplement et limitons nous à deux circuits. C'est d'ailleurs le cas de presque tous les circuits que nous avons vus (à part ceux

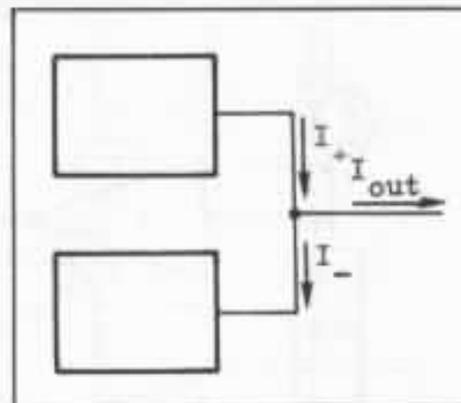


Figure 34 : Structure obligée du dernier étage.

qui utilisent deux étages de sortie travaillant en parallèle : Quad 405, classe S).

Chaque circuit fournit donc un courant nous les appellerons I_+ et I_- (Cf figure n° 34) et nous avons les relations suivantes :

$$\begin{aligned} I_{out} &= I_+ - I_- \\ I_+ &> 0 \\ I_- &> 0 \\ I_+ &> I_{out} \\ I_- &> -I_{out} \end{aligned}$$

Supposons maintenant que I_+ et I_- dépendent de façon univoque de I_{out} ; cela revient à analyser le problème en statique ou à dire que les circuits de l'étage de sortie sont apériodiques. Comme cette dernière condition est un but au niveau de l'amplificateur complet dans cette étude, nous acceptons cette hypothèse de bon cœur.

Donc

$$I_+ = H(I_{out})$$

$$I_- = G(I_{out}) = H(I_{out}) - I_{out}$$

Si on porte ces fonctions sur un graphe commun (Cf figure n° 35), les inégalités ci-dessus limitent les zones que peuvent occuper ces fonctions (figure 35 a) et la connaissance de l'une des fonctions entraîne celle de l'autre (figure 35 b).

Nous sommes maintenant prêts pour notre étude graphique. Sur la figure n° 36 nous avons représenté des graphes de I_+ et I_- en fonction de I_{out} : la

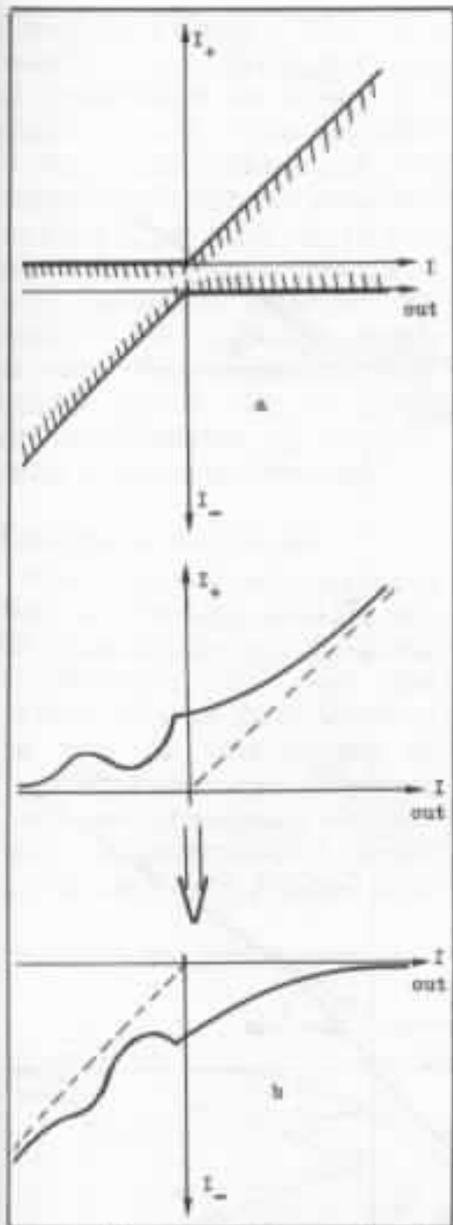


Figure 35 : I_+ et I_- en fonction de I_{out}

classe B (a), la classe A telle que nous l'avons décrite (b), la classe A résultant d'un collecteur commun chargé par une source de courant (c), la classe AB (d), la classe A glissante d'un circuit dérivé d'un circuit classe B (e), la classe A glissante d'un circuit dérivé d'un circuit classe AB (f).

On voit bien sur ces courbes que la dégradation du rendement pour ces différentes solutions est matérialisé par la zone comprise entre les courbes, l'axe horizontal et la première bissectrice (Cf figure n° 36 g) et que les cassures qui interviennent sur ces courbes et qui correspondent à des changements de mode de fonctionne-

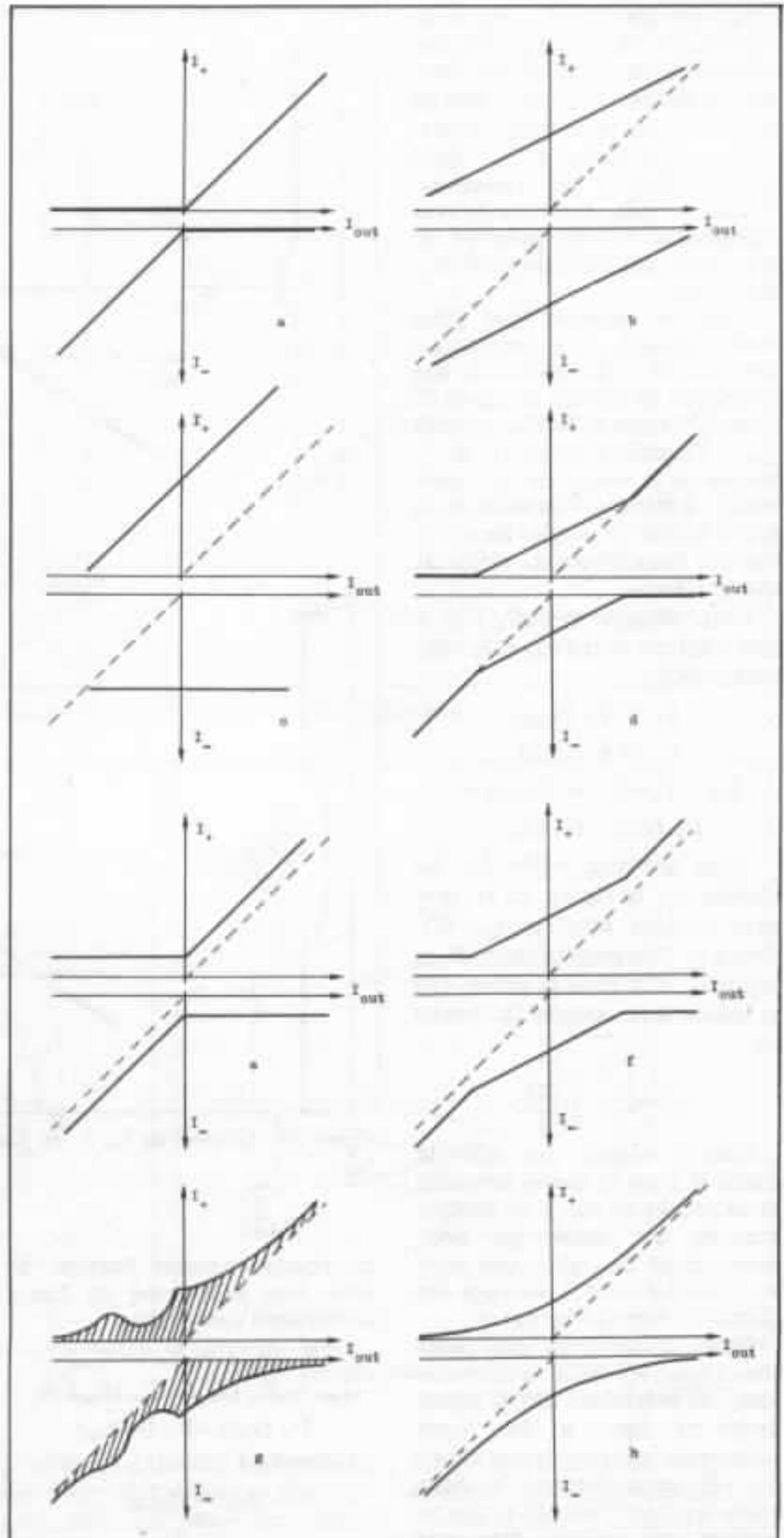


Figure 36 : Etude graphique des relations de I_+ et I_- avec I_{out}

ment, peuvent être à l'origine de distorsions dures caractéristiques des étages de sortie. C'est pourquoi la meilleure solution devrait avoir des courbes d'allure hyperbolique (Cf figure n° 36 h) qui conduiraient à des variations douces de Z_{out} ; essayons de voir maintenant s'il est possible de minimiser ces variations et Z_{out} elle-même.

Dans la solution que nous recherchons, I_+ et I_- ne s'annulent jamais ; I_{out} provoque des variations de tension en sortie de l'amplificateur en boucle ouverte v_{out} ; l'équilibre entre I_+ et I_- résulte de la valeur de v_{out} ; cela revient à dire que l'impédance de sortie résulte de la mise en parallèle des impédances de sortie de chaque circuit.

Pour chaque circuit, il y a une relation entre v_{out} et le courant fourni :

$$I_+ = F_+(v_{out})$$

$$I_- = F_-(v_{out})$$

$$I_{out} = I_+ - I_- = F(v_{out}) =$$

$$F_+(v_{out}) - F_-(v_{out})$$

Nous pouvons reprendre les courbes de la figure 35 en prenant comme abscisse v_{out} (cf. figure n° 37 a pour la classe B, et figure n° 37 b pour la classe AB) et même leur associer la courbe de

$$Z_{out} = \frac{dv_{out}}{dI_{out}}$$

Nous y voyons que pour la classe B c'est la partie arrondie de la courbe de sortie de chaque branche qui cause les non-linéarités de Z_{out} , alors que pour la classe AB c'est le mélange des parties droites qui les cause.

Dans la solution que nous cherchons, les deux courbes de sortie ne présentent pas de partie droite (cf. figure n° 38). Aussi surprenant que cela puisse paraître, cela veut dire que les deux branches de l'étage de sortie ne seraient pas linéaire, mais que leur mise en parallèle donnerait

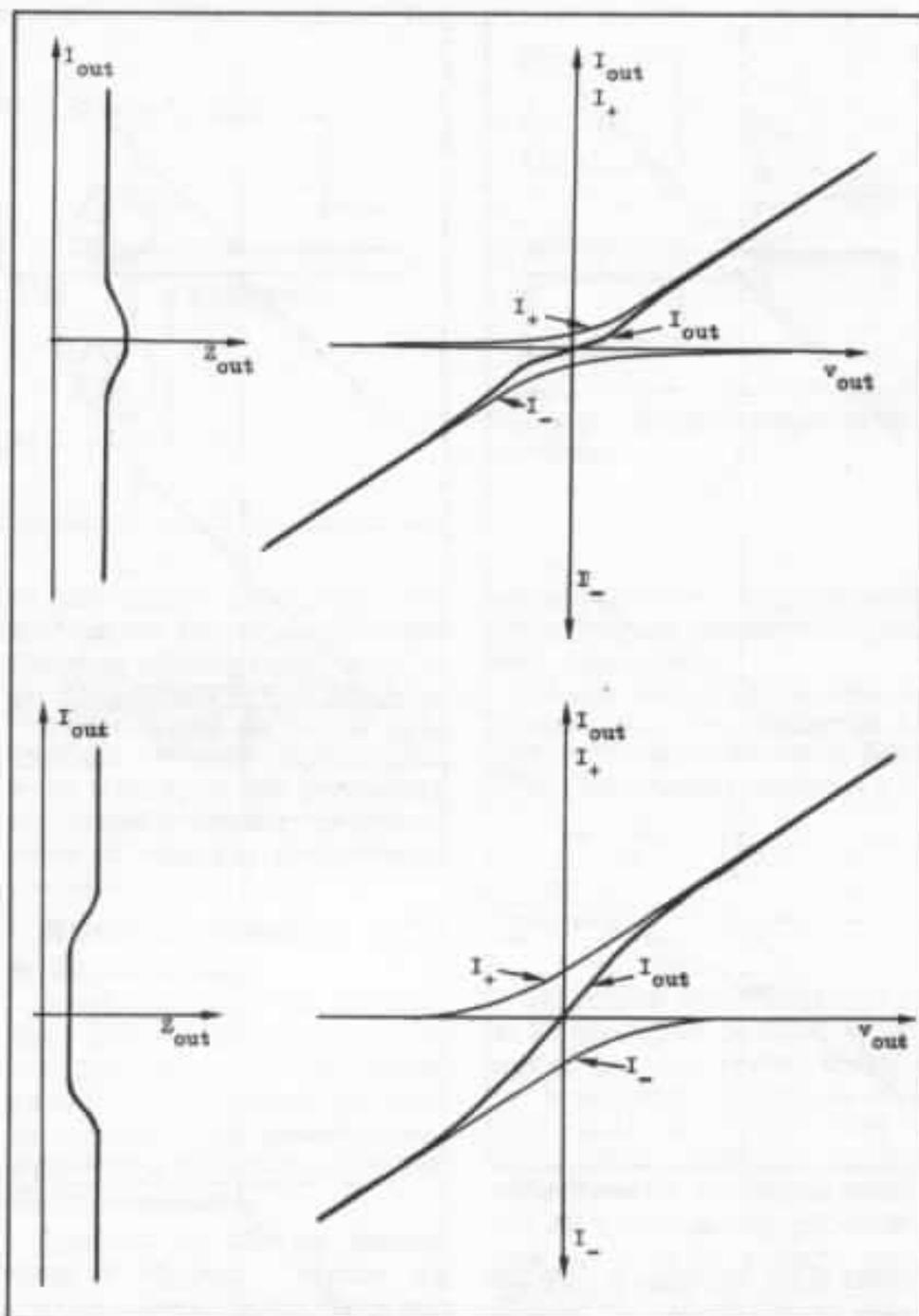


Figure 37 : Graphes de I_+ , I_- en fonction de v_{out} et de Z_{out} en fonction de I_{out}

un fonctionnement linéaire. Si nous leur supposons un fonctionnement symétrique :

$$F_-(v_{out}) = F_+(-v_{out})$$

$$I_{out} = F_+(v_{out}) - F_-(v_{out}) =$$

$$F_+(v_{out}) - F_+(-v_{out})$$

on cherche à obtenir

$$v_{out} = R \cdot I_{out}$$

$$I_{out} = \frac{1}{R} v_{out}$$

Pour cela il faut que la partie impaire de la fonction F_+ se réduise à

$$\frac{1}{2R} v_{out}$$

ce qui est une condition mathématique assez simple.

Comment obtenir les circuits de sortie avec la non-linéarité que nous recherchons ? Le plus facile semble être de partir du

schéma de la figure n°28 et de le modifier : on utilisera un circuit de polarisation de valeur fixe (positive, nulle, voire négative) et des amplificateurs dont on recherchera la linéarité associés à un élément ou à un réseau présentant la bonne non-linéarité en série (première solution, Cf figure n° 39) ou dans la boucle de contre-réaction (seconde solution, Cf figure n° 40) ; ou utiliser des amplificateurs qui posséderaient la bonne non-linéarité.

Conclusion provisoire

Pour conclure cette approche théorique des problèmes du dernier étage de notre amplificateur de puissance, on peut dire qu'outre l'usage de la classe A qui reste la voie royale de l'amplification de puissance (avec malheureusement ses problèmes de rendement) il semble qu'il puisse y avoir d'autres solu-

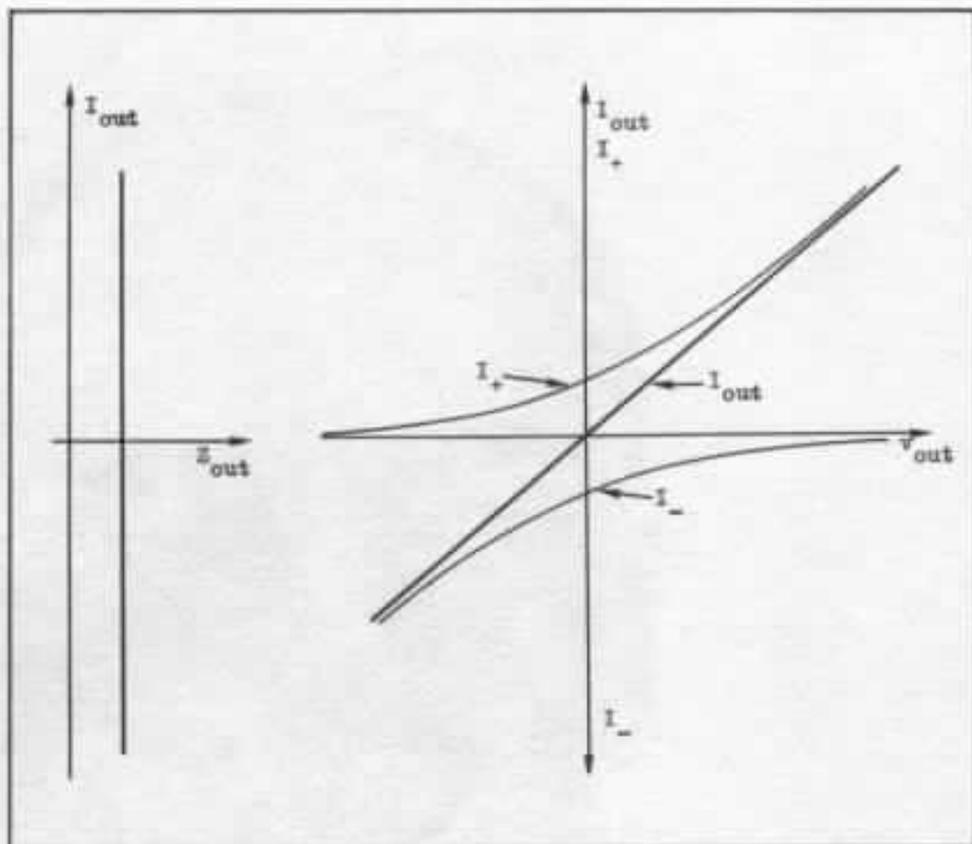


Figure 38 : Courbes de la solution recherchée.

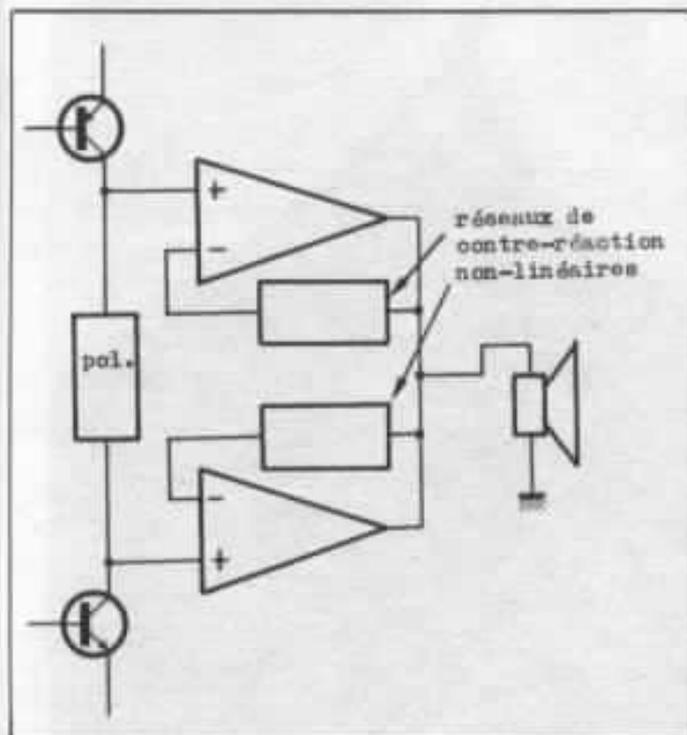


Figure 39 : Première solution.

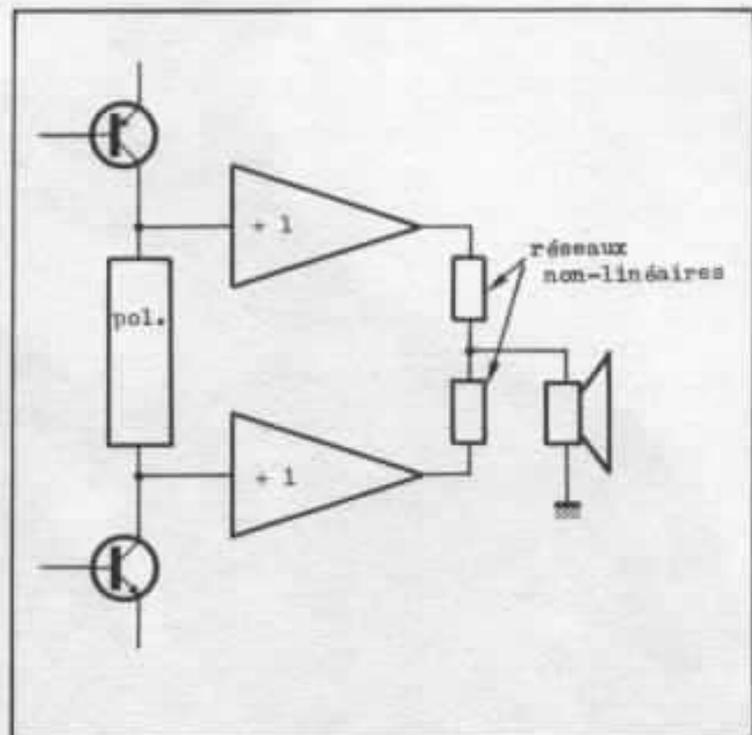


Figure 40 : Seconde solution.

tions qui soient à même de satisfaire nos rêves de linéarité. Il s'agit maintenant de les trouver. Dans le prochain article nous examinerons quelques solutions

possibles, dont le fonctionnement sera simulé sur ordinateur pour voir l'influence des variations ou des dispersions des composants sur la linéarité de Z_{out} et

nous expérimenterons avec une nouvelle méthode de mesure les circuits classiques et les nouvelles solutions les plus prometteuses.

A suivre ...

**Page non
disponible**

Thorens - 100 ans

Gérard Chrétien

Avec cet article, nous inaugurons une nouvelle rubrique consacrée aux grands noms qui ont jalonné l'histoire de la haute fidélité. Nous nous efforcerons de vous communiquer le maximum de détails et d'informations susceptibles d'expliquer l'apport de ces novateurs. Pour le premier volet de cette rubrique, l'honneur revenait tout naturellement à la firme Thorens qui fête cette année son centenaire.

Cent ans consacrés à la restitution musicale, c'est une première !

A la fin du siècle dernier, le jeune Herman Thorens s'intéresse aux systèmes de reproduction sonores domestiques de l'époque, les boîtes à musique. Il décide de créer une société de production. Le Jura suisse constitue une région privilégiée pour ce genre d'activité. En effet, l'expérience de la fabrication des montres offre un personnel tout à fait qualifié dans le domaine de la mécanique de précision. En 1883, Herman Thorens enregistre la société Thorens dans la commune de Sainte-Croix située à 1 000 m d'altitude dans le can-

ton de Vaud.

Ses boîtes à musique connurent un rapide succès et notons que celles-ci sont toujours fabriquées par Thorens.

Herman Thorens, très au fait des nouveautés dans le domaine de la reproduction du son, se lança très tôt dans la réalisation de gramophones à cylindre dont le premier modèle proposé par la firme date de 1898.

Il s'orienta ensuite vers le disque, inventé par Emile Berliner, avec des gramophones, pick-up et tourne-disques.

Thorens est donc incontestablement le plus ancien constructeur à s'être consacré à la reproduction sonore.

Les principales étapes

Entraînement électrique, 1928
(fig. 1)

Thorens avait déjà acquis une solide réputation dans les moteurs à ressorts. Le moteur électrique fait son apparition en 1928. Alimenté en tension alternative ou continue de 100 à 280 V, l'entraînement électrique proposé par Thorens faisait déjà appel à un entraînement « indirect » par courroie, jugé supérieur à l'entraînement direct. Un régulateur à boule monté sur vis sans fin filtre les perturbations provenant des variations du secteur. La lutte contre les vibrations parasites, les jeux mécaniques et les bruits mécaniques est

déjà d'actualité. On peut lire dans la documentation de l'époque : « Le modèle MM est le plus silencieux de tous les mouvements. La suspension par lanières de cuir maintenues en tension par trois ressorts puissants isole complètement le moteur de tout contact avec la platine ».

La pick-up électrique, 1929 (fig. 2)

Il remplace le système à diaphragme. Son principe de fonctionnement repose sur la base de la réluctance variable. Il doit être relié à un amplificateur. La même année Thorens dépose un brevet concernant l'entraînement direct, brevet qui a d'ailleurs été repris dans les publicités de la marque il y a quelques temps lors de la lutte partisane entraînement direct/entraînement par courroie.

Les automatismes, années 30-40 (fig. 3 et 4)

Les automatismes font leur apparition dans la seconde moitié des années 30, avec des ensembles moteurs-bras de lecture munis d'un départ et d'un arrêt entièrement automatique. Le moteur est à induction (50 Hz) à vitesse unique.

En 1943, Thorens propose le CD 30, premier changeur de disques. En 1948, apparaît sous un « look » pour le moins extraordinaire le modèle Symphony, premier changeur de disques double face.

Équipement professionnel, années 40 (fig. 5 et 6)

Juste après la guerre on voit apparaître des lecteurs destinés à la radiodiffusion avec des performances de haut niveau. Ainsi, en 1946, le modèle D200, fonctionnant selon le principe électrodynamique tient à 2 dB de 30 Hz à 10 kHz. L'ensemble lecteur + bras pèse 1,650 kg (les disques étaient plans à l'époque). Le niveau de sortie est très élevé, près de 40 mV à 1 000 Hz pour 3,35 cm/s, l'impédance est basse, de 200 Ω à 1 000 Hz.

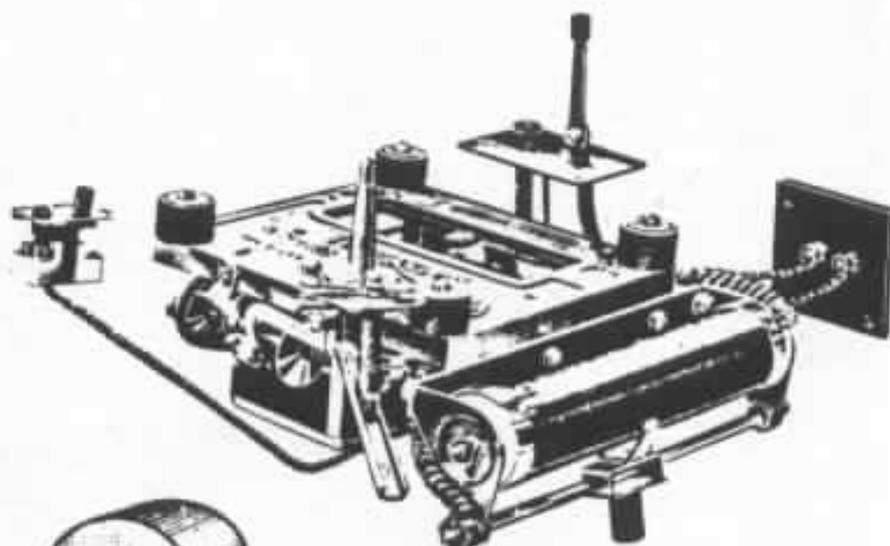


Fig. 1 : L'un des premiers moteurs électriques pour phonographe (1928).



Fig. 2 : Pick-up électrique (mai 1929).

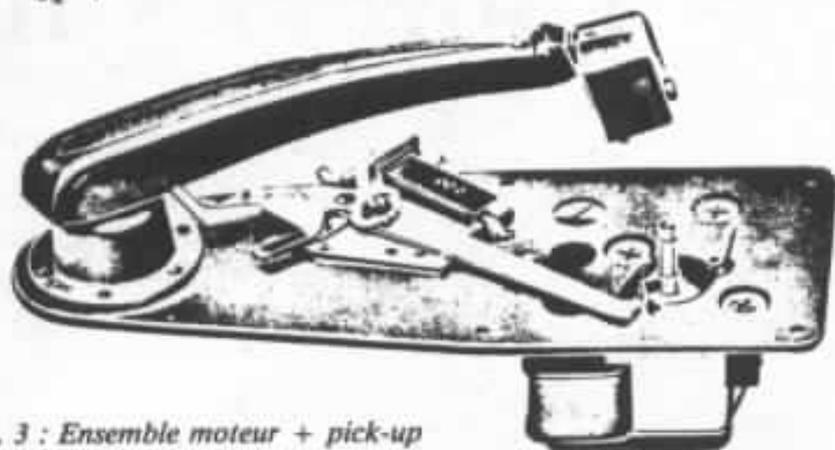


Fig. 3 : Ensemble moteur + pick-up entièrement automatique (1938).

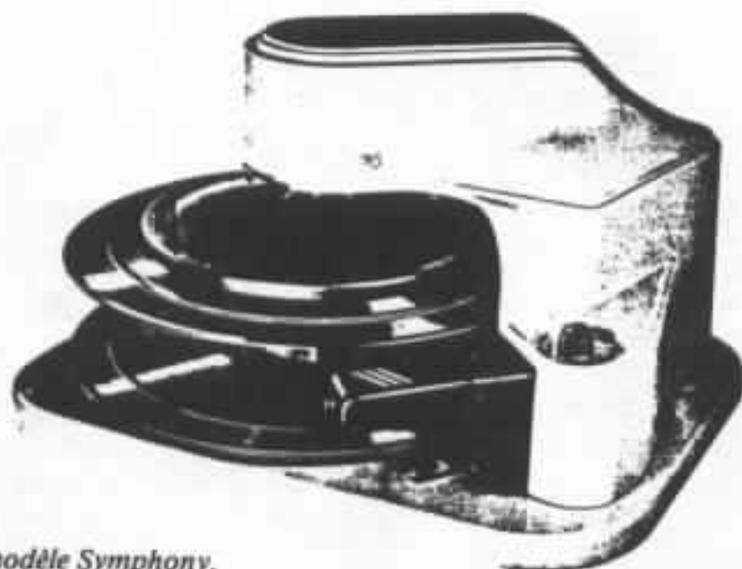


Fig. 4 : Le modèle Symphony, changeur double face (1948).



Fig. 5 : Lecteur professionnel D200 destiné à la radio-diffusion (1946).

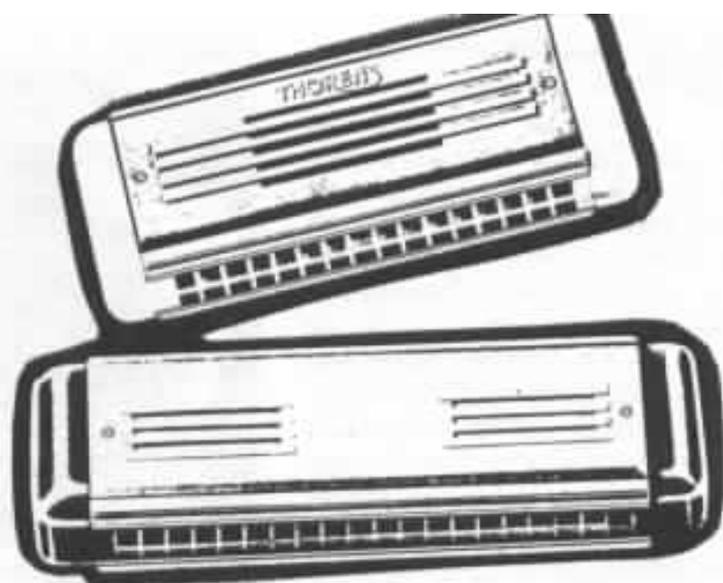


Fig. 7 : « Harmonicas suisses de haute qualité accordés électriquement » (1948).



Fig. 8 : Briquet modèle 1945.



Fig. 9 : L'ancêtre du Sound burger, le modèle Excelda était un lecteur de voyage en forme d'appareil photographique (1948).



Fig. 6 : Machine à graver modèle R 25 PV « pour l'enregistrement direct professionnel » (1946).



Fig. 9 bis : L'ancêtre du disque numérique. Mouvement à musique à disque interchangeable (1966).



Thorens propose également à la même époque des machines à graver, de haute précision, destinées à la gravure directe, appelée à l'époque « enregistrement direct », telles que le modèle R25 PV.

Activités annexes (fig. 7 et 8)
Outre l'activité initiale des boîtes à musique perpétuée depuis cent ans maintenant, Thorens a fait des incursions dans des domaines aussi différents que : harmonicas (« accor-

dés électriquement », précise une publicité de 1948), briquets et même des fixations de skis, dans la seconde moitié des années 30. Il faut dire que son implantation géographique prédisposait la firme à ce genre d'activités...

La TD 124, 1957 (fig. 10)

Il n'est plus besoin de présenter ce modèle de légende à nos lecteurs. Un article a été consacré à cette remarquable platine dans notre revue n° 17 par M. Verdier. Nous mentionnerons simplement l'accroche publicitaire utilisée lors de sa sortie : « *Le tourne-disque qui fait oublier l'intermédiaire mécanique entre l'amateur et la musique.* » Accroche qui n'est pas sans rappeler le titre d'un article paru dans le n° 8 de l'Audiophile tout début 79 « la mécanique s'entend ou le son des platines », période à laquelle on a réellement repris conscience du rôle fondamental de la platine et où les simples critères de régularité et de précision de vitesse de rotation avancés par le marketing de l'entraînement direct était loin d'être suffisants !

La TD 150, 1964 (fig. 11)

Cette table de lecture inaugurerait l'entraînement par courroie avec contre-platine suspendue pour la firme Thorens (ce principe avait déjà été proposé trois ans plus tôt par AR). La TD 150, il faut bien le reconnaître, est à l'origine de toutes les platines de qualité actuelles.

Vingt ans après, la TD 160 Super, modifiée en quelques points d'importance mineure, reste la platine commerciale offrant le meilleur rapport qualité/coût et sans aucun doute la plus vendue sur le marché audiophile.

Nous ne saurions passer sous silence la TD 125 ainsi que les modèles qui en ont dérivé dont le dernier, la TD 226. Cependant, tous ceux-ci reposent sur les bases de la fameuse 150.

Les platines lourdes (fig. 12 et 13)

Les Japonais, s'ils n'ont pas réussi à imposer l'entraînement direct dans les milieux audiophiles, sont incontestablement à l'origine des platines lourdes, au milieu des années 60. Toutefois, celles-ci sont toujours restées au



Fig. 10 : La légendaire 124 (1957).

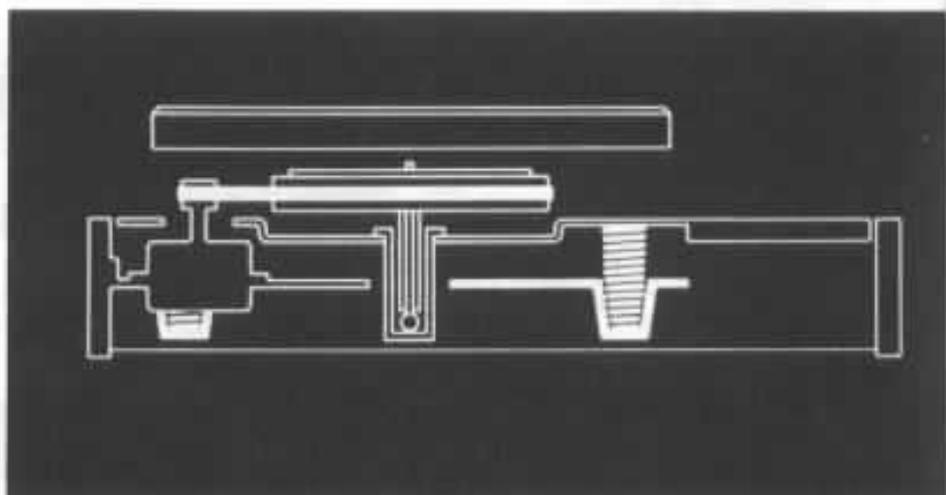


Fig. 11 : La révolutionnaire TD 150 (1964).



Fig. 12 : La Référence (1979).



Fig. 13 : La Prestige (1983).

stade artisanal et réservées à des inconditionnels avertis (Onken, Melco...)

Thorens est le seul constructeur ayant « osé » sortir une platine lourde qui soit un produit commercial.

En 1979, était présentée la fameuse Référence. Toujours fabriquée, elle trouve son principal débouché, pour ne pas dire l'essentiel, au Japon. Est-ce un hasard ?

Cette année, à l'occasion du centenaire, Thorens annonce une version « domestiquée » de la Référence. C'est le modèle Prestige. Il sera disponible probablement en 1984. Son prix devrait être approximativement de moitié celui de la Référence. C'est une platine lourde, entraînée bien naturellement par courroie avec un système de régulation tachymétrique.

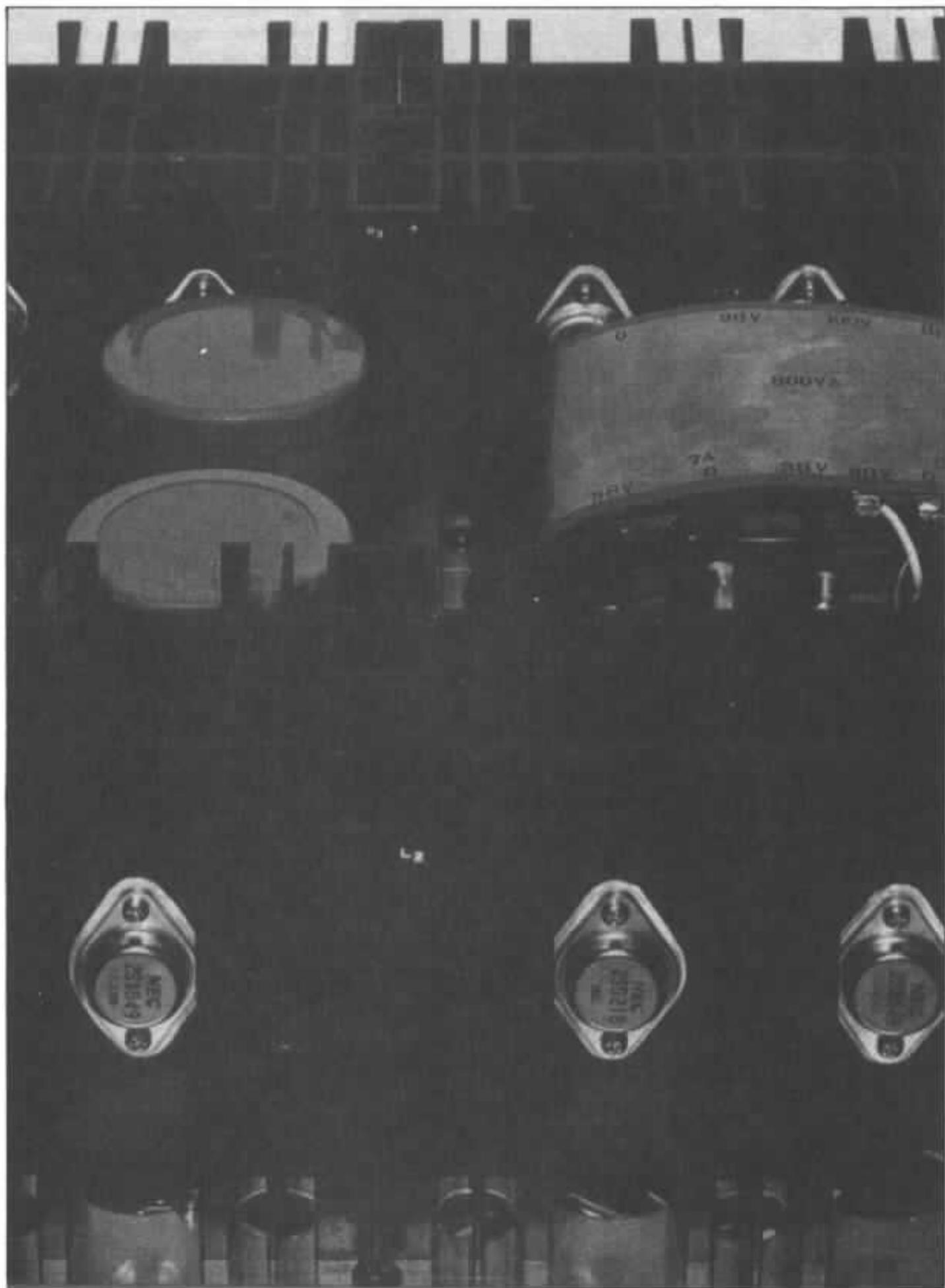
Le plateau est de structure anti-résonante. Les fréquences de résonance sont de 2,8 Hz dans le sens horizontal et de 3,5 Hz dans le sens vertical.

Nous ne manquerons pas de revenir sur cette superbe réalisation.

Thorens aujourd'hui

Thorens est restée une société de taille relativement modeste en comparaison des grands groupes qui font la haute fidélité d'aujourd'hui, puisqu'elle n'emploie que 450 personnes. La majorité d'entre elles travaillent dans l'usine de Lahr en Forêt Noire (RFA) où se concentre toute l'activité de production haute fidélité. Il subsiste en Suisse la production traditionnelle des boîtes à musique ainsi que celle des pièces de précision pour platines.

La qualité et la fiabilité légendaires des produits Thorens n'est pas le fait du hasard. Un acquis de cent ans allié à une politique rigoureuse basée sur une philosophie résolument audiophile porte indéniablement ses fruits.



Les amplificateurs Kanéda classe A 15 W, 30 W, 40 W, 50 W et 70 W

Jean Hiraga

Plus de 10 ans après la parution des montages Kanéda dans la revue japonaise « Radio Experimenters Magazine », la renommée de ces circuits n'a fait que grandir. Akihiko Kanéda, 36 ans, professeur de physique à l'Université d'Akita, entreprenait dès 1971 un travail de longue haleine, publiant pratiquement tous les mois une réalisation d'amplificateur, de préamplificateur, de pré-préamplificateur, montages pratiquement toujours basés sur les circuits amplificateurs à couplage direct. En 1972, alors que l'amateurisme japonais en hifi était surtout porté vers les montages à tubes, Akihiko Kanéda abordait le problème de l'amplificateur BF à transistors selon une philosophie particulièrement appréciée des nombreux audiophiles japonais.

La revue « Musen to Jikken » (Musen signifiant radio et Jikken voulant dire expérimentations), une revue d'amateurs de radio et de hifi fort connue, au sommet de la gloire grâce surtout aux montages à tubes décrits entre 1965 et 1970, décidait de réaliser, grâce à ses collaborateurs extérieurs, un système d'écoute dit de « référence », qui, résolument d'avant-garde, avait pour but de dépasser très largement les possibilités des électroniques et des enceintes disponibles sur le marché. En 1971, ce n'était encore qu'un projet. Du côté

société Onken avait quitté depuis quelques années déjà la firme Goto Unit, spécialisée dans les chambres de compression de qualité. La revue misait beaucoup sur ses travaux qu'il n'hésitait pas à publier et non à cacher jalousement, ce qui était justement le cas de Kato et de Goto pour les chambres de compression. En 1965, Onken proposait déjà, pour un prix relativement abordable, une table de lecture munie d'un plateau de bronze de 20 kg entraîné par fil. A cette époque, peut d'amateurs prêtaient attention à de telles réalisations artisanales, mis à part

quelques perfectionnistes. Eijiro Koizumi travaillait avec acharnement sur les chambres de compression, sur les pavillons et le célèbre Nasta Iwata, dont il a été déjà question dans l'Audiophile, fut l'un de ses premiers clients. Les premiers moteurs Onken étaient en quelque sorte, une synthèse relativement bonne des meilleures réalisations Goto, Altec et Western Electric. Les chambres de compression, les pavillons en vogue depuis longtemps au Japon étaient disponibles sous plusieurs marques importées ou non, de fabrication artisanale ou industrielle. Parmi

les grandes marques, on notait Victor (JVC), avec les moteurs et pavillons directement dérivés du partenaire américain RCA, aux conceptions tournant autour du grand acousticien Olson. On notait encore Pionnier et Onkyo deux fabricants de haut-parleurs de longue date, ainsi que Matsushita (Technics) et Mitsubishi. Parmi les artisans dans ce domaine, les deux principaux étaient Goto Unit et Y.L. (Yoshimura Laboratory), la gamme Y.L., très étendue, étant composée de moteurs de conception très proche des réalisations Western Electric. Pour les réalisations de haut de gamme, seules quelques réalisations Goto, les pavillons et moteurs réalisés par l'extravagant M. Ken Kato sortaient réellement de l'ordinaire. Les moteurs Goto, excellents, mais reconnus aussi comme fragiles au moindre choc électrique atteignaient déjà un prix élevé surtout pour deux ou trois versions. Quant aux moteurs Kato, fabriqués et vendus au « compte-goutte », ils étaient nettement supérieurs mais assez irréguliers. M. Tanaka, un amateur chevronné des tubes, des chambres de compression, de la

reproduction en monaural était alors passionné pour les moteurs Goto et Kato.

Mais, si les réalisations Onken étaient encore très loin du niveau de qualité de reproduction sonore atteint en 1973, puis en 1978 et enfin en 1983, l'influence de M. Tanaka sur M. Koizumi fut énorme. Grâce à ses conseils, grâce aux essais comparatifs Onken-Kato (ces derniers étant très rares sur le marché japonais), Onken améliorait ainsi très rapidement ses chambres de compression et ses pavillons. Ce grand pas en avant fut définitivement franchi en 1972, le jour où M. Tanaka avait insisté pour obtenir d'Onken un moteur sortant vraiment de l'ordinaire, capable d'apporter les qualités des moteurs Western Electric, Goto, Kato et Onken, ceci sans leurs principaux défauts. Après les moteurs OS-455 des années 65 naissait ainsi, grâce à M. Tanaka, un moteur beaucoup plus sophistiqué, le OS-500. A part notre ami Tanaka, les premiers possesseurs de ces moteurs furent M. Tamaru (voir les articles parus dans la Nouvelle Revue du Son) et M. Iwata. Loin de s'arrê-

ter à ce succès qui fut remarqué dans les revues (bancs d'essais et tests d'écoute comparatifs entre autres), Onken créait en 1972 son moteur OS-500 MT « Titan », le premier utilisant une membrane en titane, un véritable tour de force pour l'époque (et même en 1983). Former, à partir d'une feuille plane, en titane recuit de seulement 23 microns d'épaisseur, une membrane sans formation de plis sur la périphérie paraissait impossible. Onken lui, n'hésitait pas franchir le pas dans de lourds investissements : sept moules de mise en forme, dont certains en platine, une presse de 15 tonnes, sans parler des frais de remplacement des moules ne résistant pas à la pression. Associée à une pièce de phase d'une finition que M. Tanaka voulait parfaite, cette membrane en « titane 999 recuit » (999 correspondant au degré de pureté du métal, qui était dans ce cas de 99,999 %) donnait naissance au moteur OS-500 MT, sans doute le plus prisé des amateurs japonais au cours de la décennie 1972-1982.

La revue avait enfin trouvé du côté enceintes quelque chose de

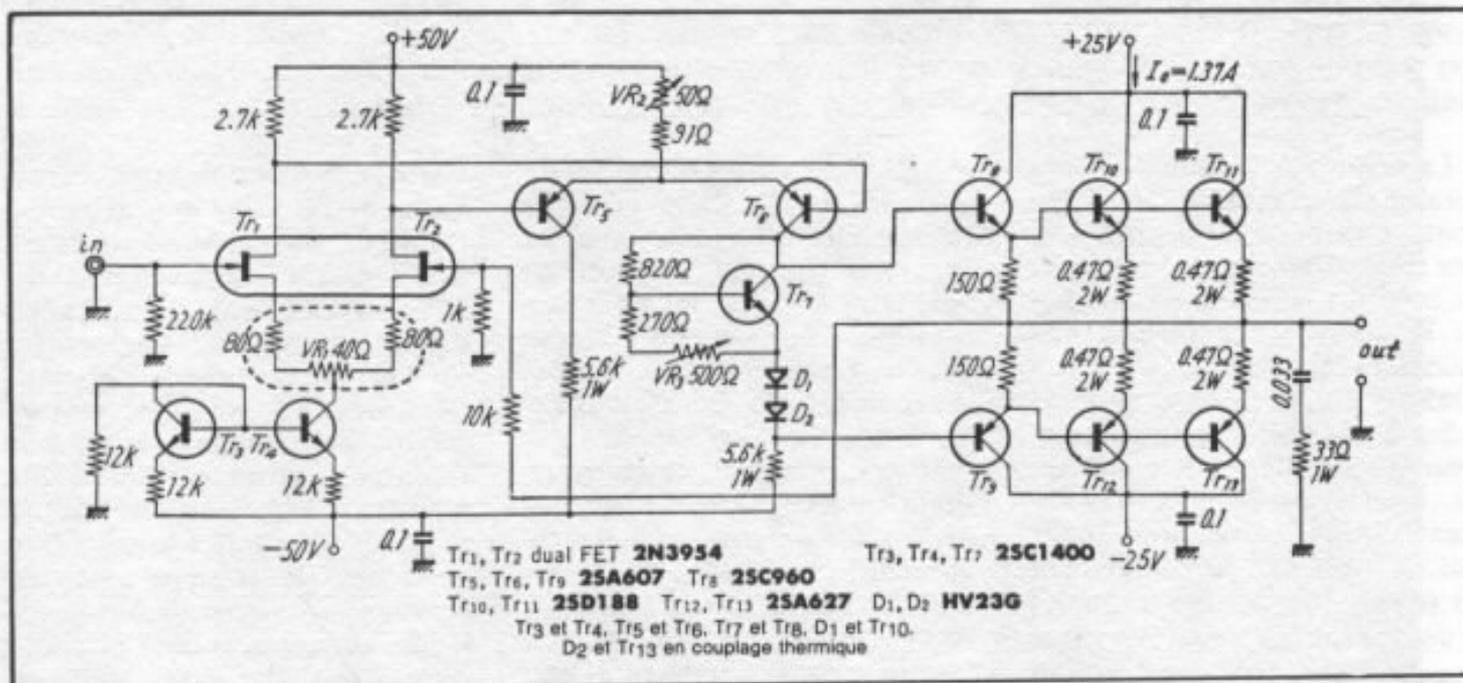


Fig. 1 : Amplificateur 30 W classe A. Le schéma du 15 W diffère simplement par la tension d'alimentation : 20 V au lieu de 25 V et Tr_8 2SC 959, Tr_9 2SA 606, $I_e = 0,97$ A.

fort intéressant, ceci d'autant plus qu'Onken venait de réaliser, avec l'aide d'un professeur d'acoustique de l'université de Tokyo, la fameuse enceinte Onken.

Or, les moteurs et réalisations Onken n'auraient peut-être jamais connu le succès que les lecteurs de l'Audiophile connaissent sans doute sans l'appui de la partie électronique qu'apporta Akihiko Kanéda à partir de 1972. S'aidant des moteurs Onken lui apportant un complément important d'informations sonores, de définition, il étudiait minutieusement la réalisation

d'un préamplificateur transistorisé à couplage direct. Résolument différente, sa démarche consistait, après avoir défini la meilleure façon d'utiliser les transistors bipolaires, les schémas permettant de s'affranchir du maximum de condensateurs étage par étage, de décortiquer le montage étage par étage, transistor par transistor, travaux d'une ampleur considérable basés sur les mesures, la recherche d'adaptation optimum des transistors, la recherche d'un très faible taux de distorsion en boucle ouverte, ceci à partir de niveaux de sortie particulièrement bas. Recherches

minutieuses sur l'étage différentiel, sur le circuit émetteur-follower, études sur la linéarité, la distorsion de linéarité en courant continu, sur l'effet adjoint de différents circuits régulateurs de courants. A cela s'ajoutait l'évaluation subjective conséquente du résultat obtenu dans chaque cas, ainsi que celle concernant différentes marques, différents types de transistors.

Kanéda arrivait ainsi à dissocier le « son » produit par un certain type de montage de celui produit par le composant actif même ou par les circuits d'alimentation.

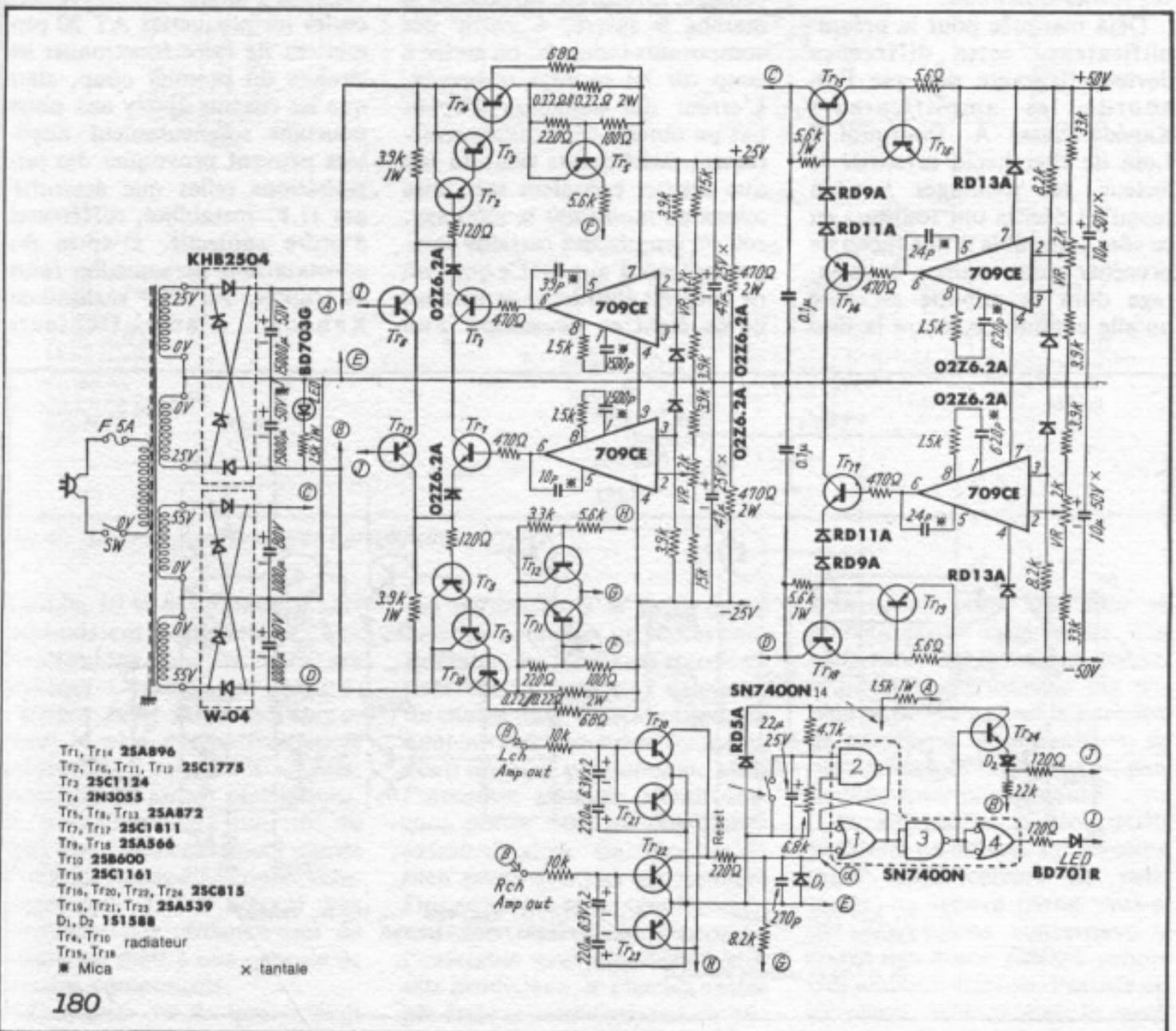


Fig. 2 : Alimentation régulée de l'amplificateur 30 W.

Le préamplificateur Kanéda, celui que les lecteurs connaissent, détaillé sur quelques 30 pages sous une forme pourtant résumée, s'étend sur 20 pages pour seulement l'étage de sortie ou sur plus de 15 pages pour le choix final du potentiomètre de volume. S'il est déjà très agréable d'obtenir de très bons résultats en suivant les lignes et les données principales, on peut constater, surtout si l'on peut avoir l'occasion (très rare) d'écouter le montage original monté et réalisé par M. Akihiko Kanéda même, que l'on est en fait bien en dessus des possibilités réelles du circuit.

Déjà marquée pour le préamplificateur, cette différence devient flagrante dès que l'on aborde les amplificateurs Kanéda classe A. Pourquoi ? Loin de chercher à mystifier le lecteur, les montages Kanéda jusqu'ici décrits ont toujours eu ce côté admirable d'une façon de procéder pour réaliser le montage dont la minutie est telle qu'elle commence, outre la liste

complète des composants et de leur origine, par le nom des magasins où l'on peut se procurer tel composant, par des tests systématique, des montages annexes destinés à effectuer un tri serré des composants, un mode d'appairage adapté au montage. Parmi l'incroyable quantité de détails fournis au lecteur, Kanéda entretient entre autre le lecteur des différences à la mesure ou à l'écoute constatées entre différentes marques, différents lots de transistors de caractéristiques semblables ou proches, de celles constatées entre différents modes de câblage. En suivant fidèlement la marche à suivre, à partir des composants indiqués, on arrive à coup sûr au résultat recherché. L'erreur des amateurs n'ayant pas pu obtenir de résultats entièrement satisfaisants vient du fait que ceux-ci pensaient soit faire mieux en modifiant le montage, soit en remplaçant certains composants par d'autres. Ce que l'on ne pourrait aborder sérieusement qu'en étant en possession d'un

vrai Kanéda, afin de pouvoir déjà faire aussi bien, puis tenter de faire mieux, ceci en procédant par petites étapes successives. Fort curieusement, Kanéda déconseille totalement l'emploi du verre époxy pour les circuits imprimés. Certains de ces articles concernent justement des essais comparatifs à ce propos et plusieurs de ses constatations ont été vérifiées par d'autres chercheurs.

Les circuits imprimés standard AT 20 Hayato représentent selon lui le meilleur compromis, ceci pour une question de matériau, de perforations. Sur quelques versions d'alimentations régulées seules les plaquettes AT 20 permettent de faire fonctionner les circuits du premier coup, alors que les circuits époxy aux pistes pourtant soigneusement disposées peuvent provoquer des perturbations telles que accrochages H.F. instabilité, différences d'ordre subjectif. D'après des constatations personnelles faites au Japon, sur 100 réalisations Kanéda d'amplificateurs

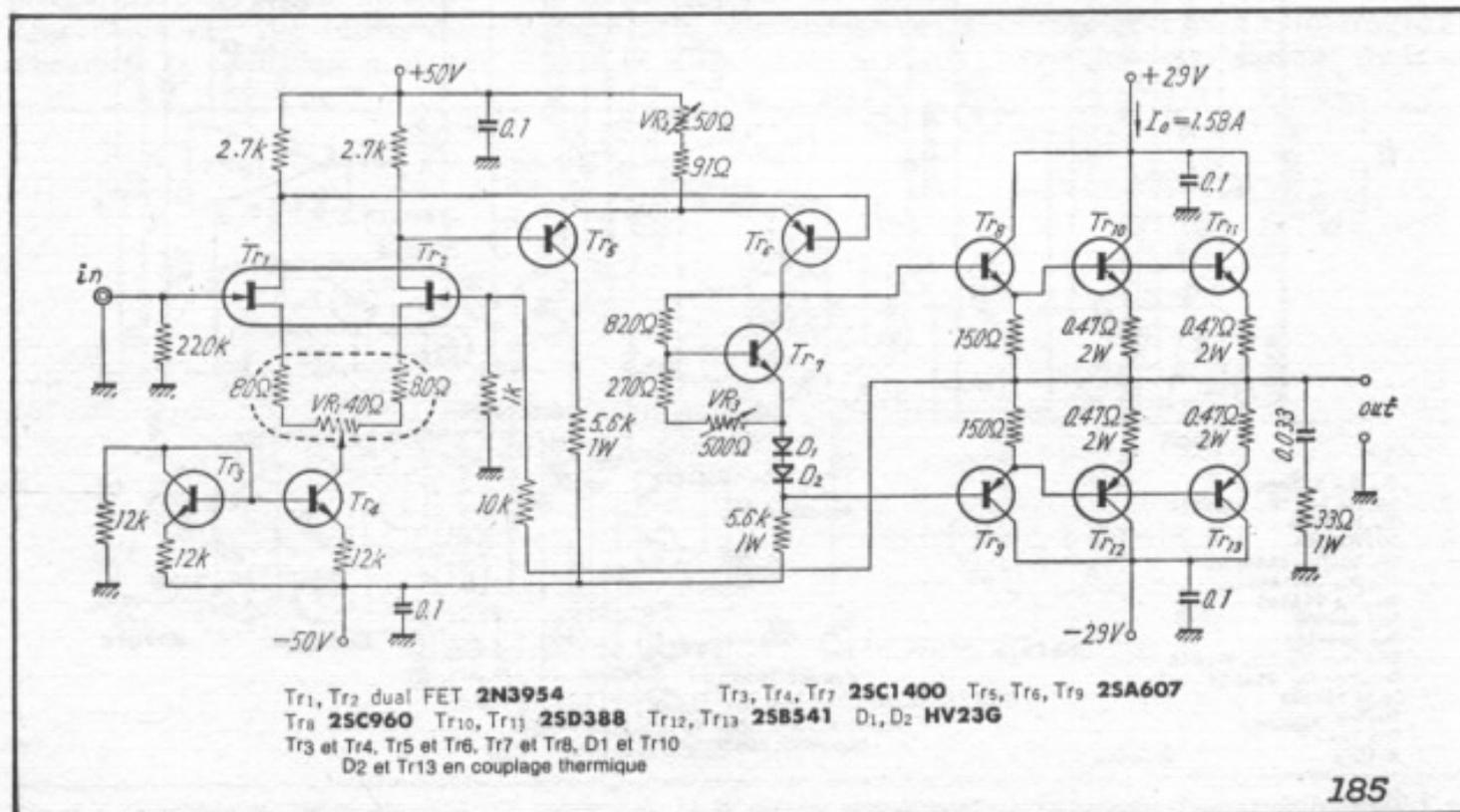


Fig. 3 : Amplificateur 40 W classe A.

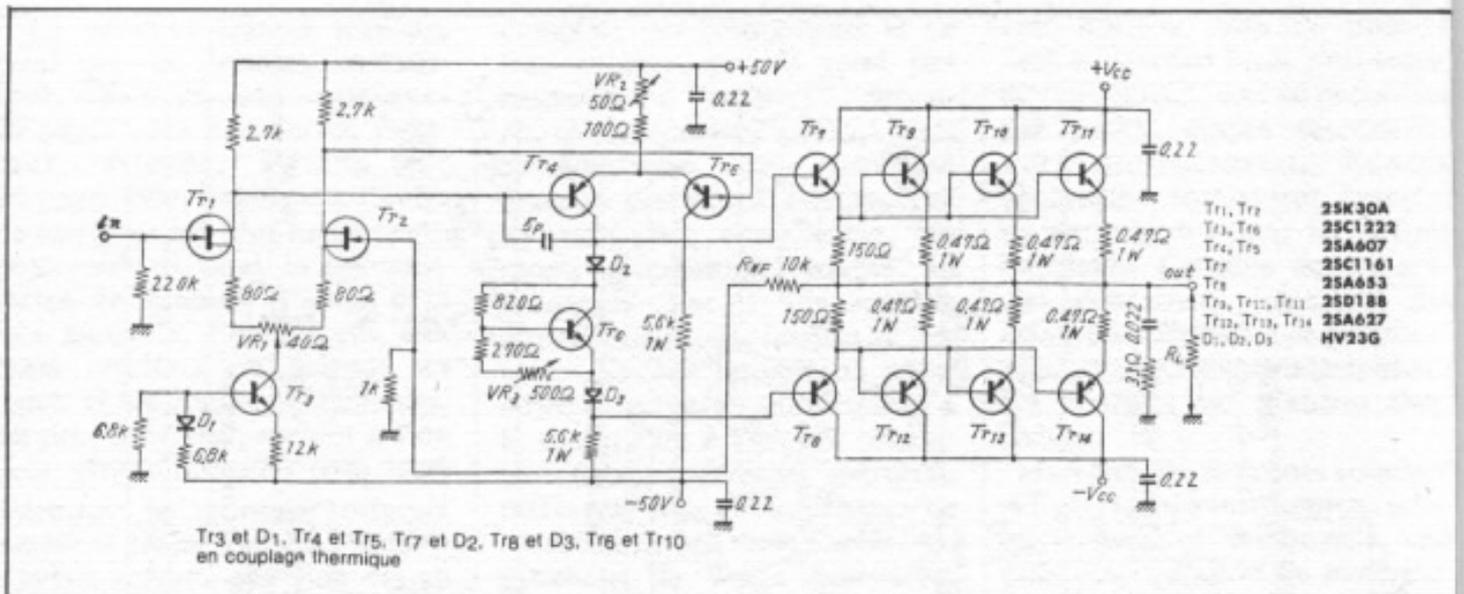


Fig. 5 : Amplificateur 50 W classe A ancienne version 1972.

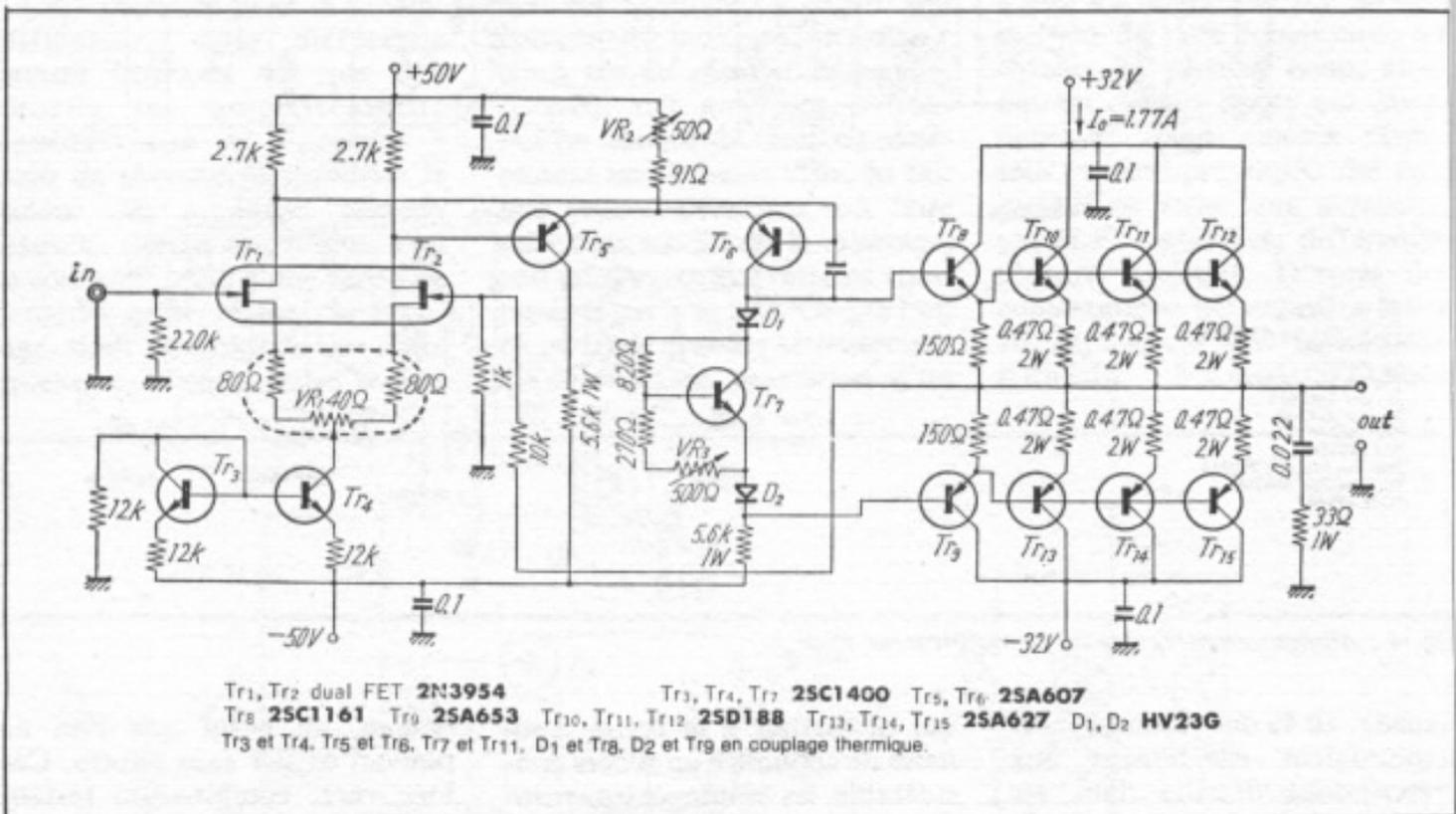


Fig. 6 : Amplificateur 50 W classe A nouvelle version 1977.

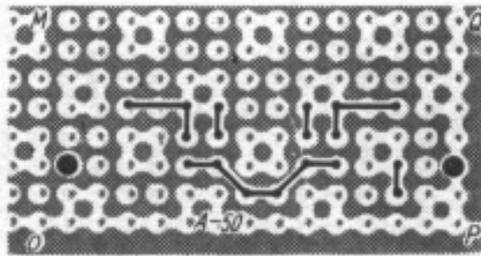
Sur dix montages relatant de définition exceptionnelle, de dynamique très élevée on est parfois choqué de voir (et d'entendre) combien les écarts notés sont importants. Sur tous ces plans les descriptions faites par Kanéda sont non seulement beaucoup plus minutieuses, mais entièrement vérifiables à

l'écoute, à condition de posséder bien sûr un système composé de maillons procurant un niveau de qualité à la hauteur.

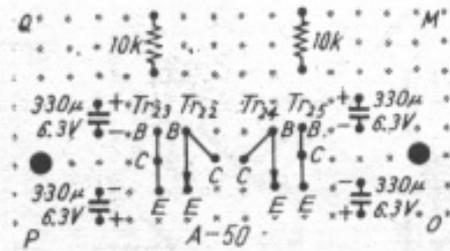
Les amplificateurs classe A Kanéda

Les réalisations Kanéda sont nombreuses : plus de cent. En classe A, 8 montages, dont le

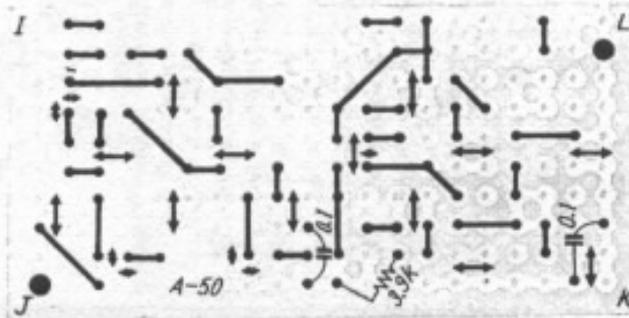
fameux 50 W + 50 W, paru en deux versions. Les circuits ont toujours une allure très proche. Les transistors employés sur les deux premiers étages sont presque toujours les mêmes : 2 SK 30 AGR, 2 N 3954, 2 SA 607. Les étages de puissance, au nombre de paires de transistors de puissance près, sont aussi presque



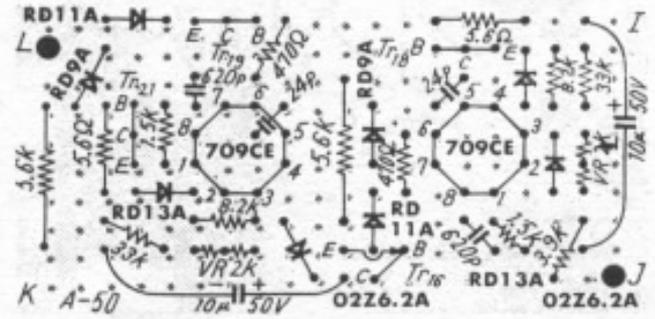
Détection de dérive en continu côté pistes.



Détection de dérive en continu coté composants.



Circuit de régulation ± 50 V côté pistes.



Circuit de régulation ± 50 V côté composants.

Fig. 7 : Amplificateur 50 W classe A, détails d'implantation de la détection de dérive en continu et du circuit de régulation ± 50 V.

toujours les mêmes : 2 SA 627/2 SD 188, 2 SD 388, 2 SB 541.

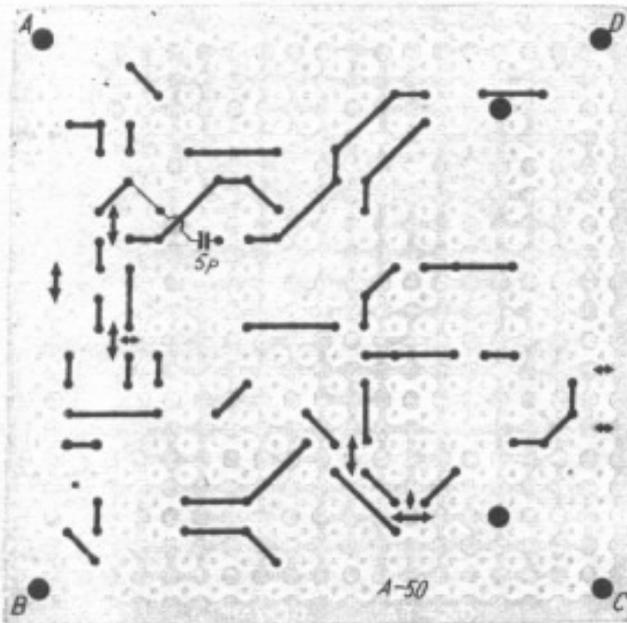
Sur les montages classe A Kanéda les variantes en termes de sonorité sont faibles. On ressent bien sur les écarts très nets de puissance entre une version 15 W et une autre de 70 W. On ressent aussi les légères pertes qu'apportent la mise en parallèle de plusieurs paires de transistors de puissance, l'écart net, sur le plan de la définition, des petits détails, des nuances, constaté entre les 2 SA 627/2 SD 188 et les 2 SB 541/2 SD 388, la différence de sonorité notée entre le double FET 2 N 3954 et les 2 SK 30 AGR.

Dans le rapport puissance réelle/impression de puissance subjective, la version 50 W + 50 W représente une exception. Une description détaillée sera sans doute décrite ultérieurement, munie de nouveaux transistors drivers enfin trouvés (les

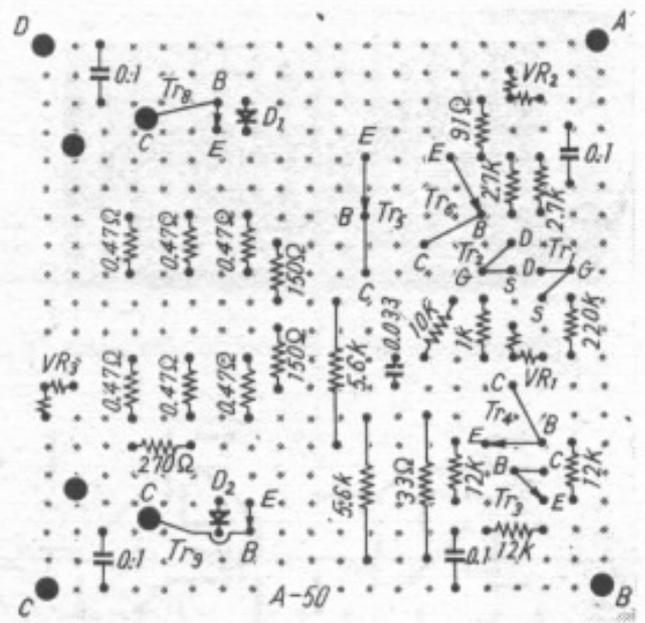
anciens, devenus introuvables, rendant la réalisation quasi-impossible).

Les versions 15 W + 15 W et 30 W + 30 W s'apparentent quelque peu au 20 W classe A des réalisations de l'Audiophile. Par rapport au 20 W classe A, la version 30 W + 30 W offre une meilleure tenue dans le grave, un médium-aigu très fin, doux et défini, proches du 20 W avec à la fois un côté moins «chaud» (ce qui n'est pas une critique dans le cas présent). Sans doute pour une question de montage, de présence d'alimentation régulée ou non, le 20 W classe A semble monter un peu plus haut mais moins vite. Le côté très doux de l'extrême aigu est sans doute dû au bénéfice de l'alimentation régulée tandis qu'une certaine brillance du médium aigu pourrait provenir de l'insertion de cette alimentation régulée. Pour des enceintes à haut rendement

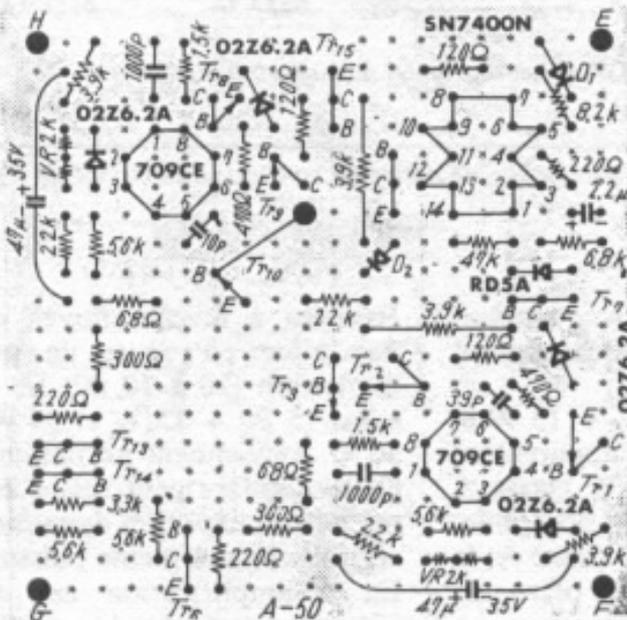
écoutées à niveau moyen dans des pièces d'écoute de petite dimension (20 à 30 m²) les versions 15 W + 15 W et 30 W + 30 W conviennent parfaitement. Cette dernière peut même étonner par ses capacités dynamiques en utilisation à pleine puissance. En tri-amplification ces deux versions conviennent parfaitement dans le médium-aigu. Par contre, pour la voie grave, seules les versions 50 W + 50 W et 70 W + 70 W conviennent vraiment, en particulier si l'on souhaite utiliser l'enceinte Onken au maximum de ses possibilités. La version 40 W + 40 W, conçue curieusement à partir des transistors de sortie 2 SD 388/2 SB 541 est réservée plutôt à la reproduction exclusive du grave. Ces transistors de sortie, d'un Pc de 80 W (au lieu de 63 W pour les 2 SA 627/2 SD 188) sont reconnus par Kanéda (et par bien d'autres) comme étant bien adaptés à la



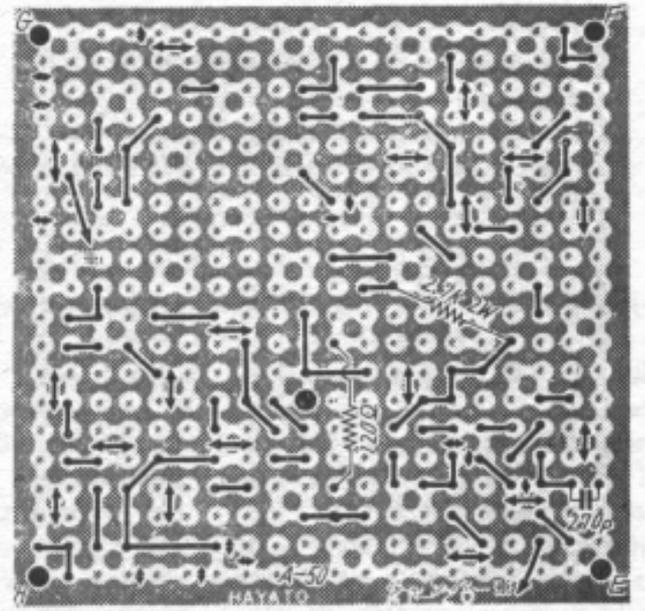
Circuit ampli côté pistes.



Circuit ampli côté composants.



Circuit de régulation ± 32 V côté composants.



Circuit de régulation ± 32 V côté pistes.

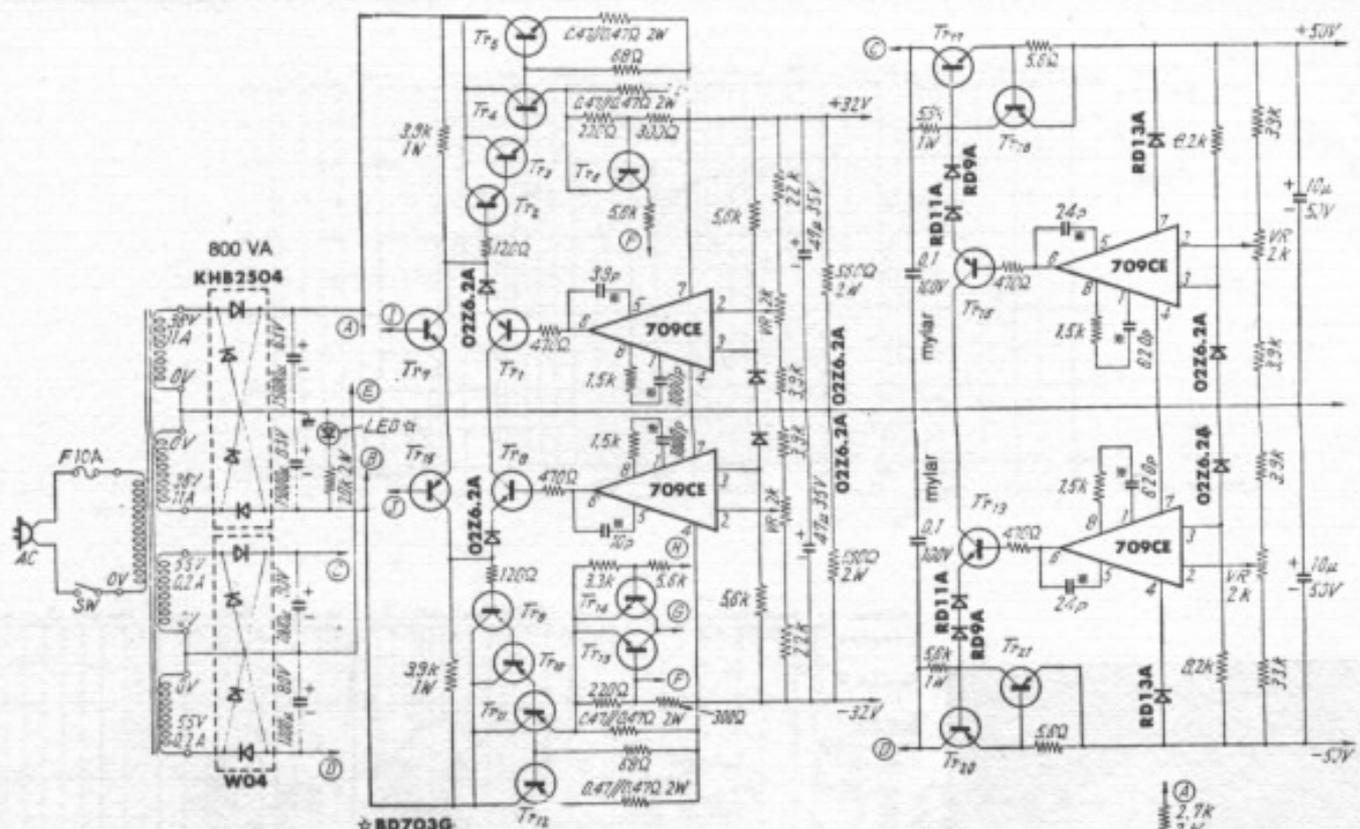
Fig. 8 : Amplificateur 50 W classe A, détails d'implantation du circuit ampli et du circuit de régulation ± 32 V.

reproduction du grave (attaques, fermeté, dynamique) mais comme étant par contre moins favorables à la reproduction de l'aigu (manque de finesse, légère dureté). En tri-amplification, le choix souvent adopté est 50 W + 50 W (grave) 30 W + 30 W (médium) et 15 W + 15 W (aigu) ce dernier étant très remarquable entre 5 et 20 kHz.

Comme cela avait été dit de

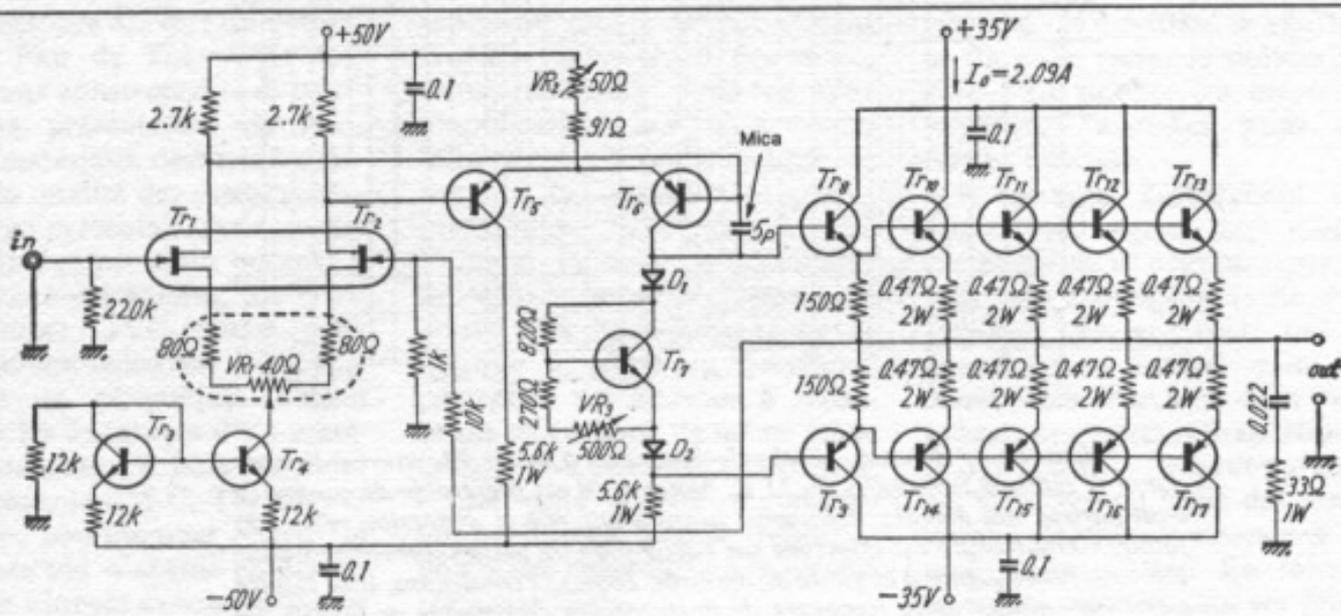
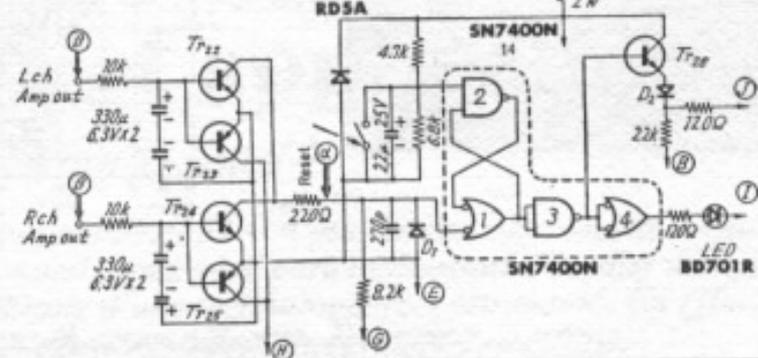
nombreuses fois à propos des amplificateurs classe A Kanéda, des problèmes de fiabilité à long terme, de température, de réglages, de composants impossibles à se procurer (même au Japon) n'auraient pas rendu utile une description très détaillée d'un des montages Kanéda. Dans un proche avenir, la version 50 W modifiée, munie de nouveaux transistors drivers d'origine Tos-

hiba remplaçant les 2 SA 653/ 2 SC 1161, de nouveaux transistors de sortie, sera décrite avec tous les détails permettant la réalisation à partir de composants que l'on pourra se procurer. D'autre part ce sujet très riche demandera une mise en page sur plusieurs articles traitant chacun d'un thème particulier, le tout visant à la meilleure compréhension possible de la philosophie Kanéda.



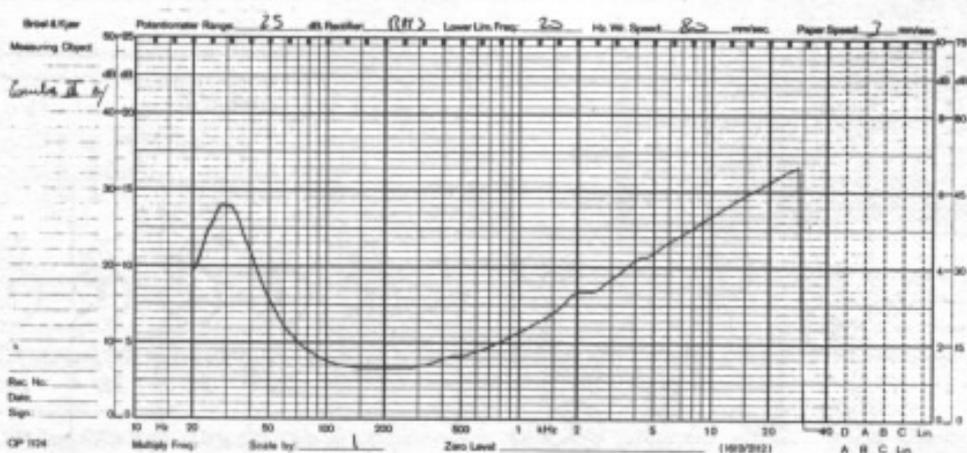
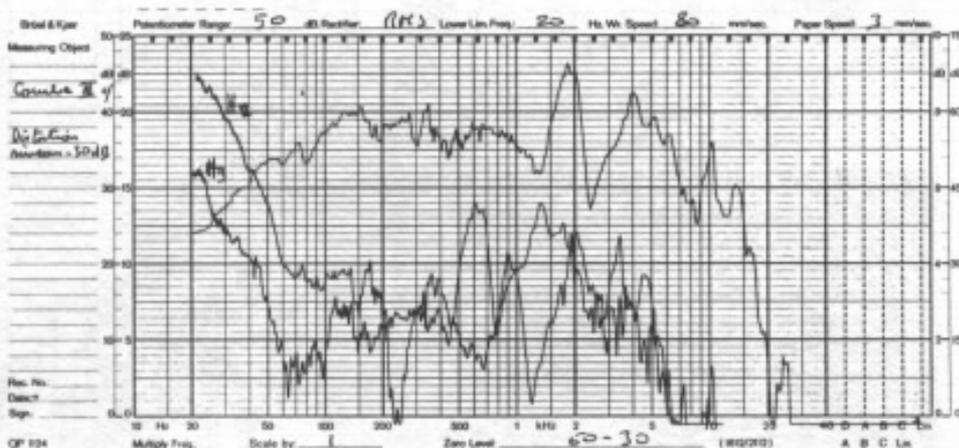
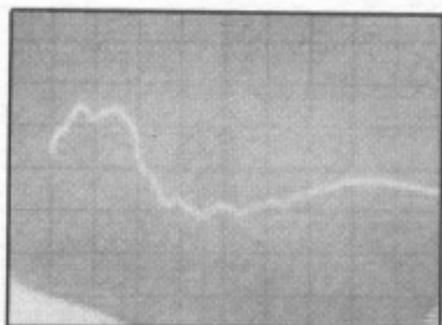
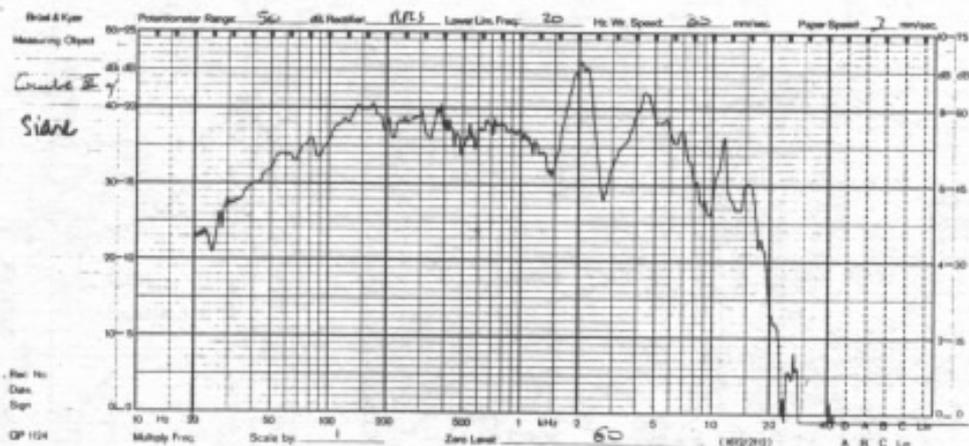
- Tr1, Tr2 25A896 Tr3, Tr4, Tr5, Tr6, Tr7, Tr8 25C1775 Tr9 25C1134
 Tr10, Tr11 2N3055 Tr12, Tr13 25C1811 Tr14, Tr15, Tr16 25A872
 Tr17, Tr18 25A566 Tr19, Tr20 25B600 Tr21 25C1161
 Tr22, Tr23, Tr24, Tr25 25C815 Tr26, Tr27, Tr28 25A539
 D1, D2 151588
 Tr29, Tr30, Tr31, Tr32 radiateur
 M Mica

Fig. 9 : Schéma de l'alimentation régulée de l'amplificateur 50 W classe A.



- Tr1, Tr2 dual FET 2N3954 Tr3, Tr4, Tr7 25C1400 Tr5, Tr6 25A607
 Tr8 25C1161 Tr9 25A653 Tr10, Tr11, Tr12, Tr13 25D188 Tr14, Tr15, Tr16, Tr17 25A627 D1, D2 HV23G
 Tr20, Tr21, Tr22, Tr23, Tr24, Tr25, Tr26, Tr27, Tr28 radiateur

Fig. 10 : Schéma de l'amplificateur 70 W classe A.



Courbe de réponse, courbe de distorsion à -30 dB, courbe d'impédance et réponse transitoire du 31 C. Noter qu'il est préférable de couper ce haut-parleur dès 400 Hz, fréquence jusqu'à laquelle la distorsion reste très faible. Cette mesure est effectuée sur baffle-plan de petites dimensions dans une salle non adaptée à ce genre de mesures. Dans ces conditions, il ne faudra pas tenir compte de la remontée de la distorsion en-dessous de 70 Hz. La réponse sur signal carré révèle une aptitude excellente en réponse transitoire.

Le 31 C de Siare Performances et application

Charles-Henry Delaleu

Présenté au Festival du Son 1982, le haut-parleur Siare 31 C n'est pas vraiment une nouveauté. Toutefois, sa commercialisation est récente. Aussi, nous a-t-il paru intéressant d'étudier dans nos colonnes ce transducteur équipé d'une membrane d'une technologie fort attrayante. En effet, le 31 C est le premier haut-parleur à disposer d'une membrane en carbone anisotrope.

Fin octobre 82, lors du dernier Audio Fair de Tokyo, de très nombreux constructeurs de haut-parleurs présentaient de nouveaux matériaux destinés à améliorer la qualité des membranes.

Onkyo présentait une nouvelle enceinte équipée d'un boomer à membrane deltaolefin, matériau synthétique, JVC optait pour l'aluminium recouvert d'une fine couche de céramique, Sansui vantait les avantages d'un matériau composite à base de polypropylène, le PM-C, Technics et Chrysler continuaient avec la structure nid d'abeille en aluminium et Pioneer avec le polymère graphite.

Tout cela pour montrer les efforts déployés dans le domaine. A noter que d'autres

exposants moins connus avaient recours également à des matériaux nouveaux pour ce type d'application : le PVC, le titane, le beryllium, le bore, la fibre de verre, le mica, le polypropylène... Précisons que Yamaha, pionnier en la matière, les lecteurs se souviennent sans doute des haut-parleurs de la marque à dôme en beryllium, présentait un boomer à membrane en carbone de même technologie que celle du 31 C et pour lequel cette société japonaise, notons-le c'est si peu fréquent, paiera des redevances à la société française Siare.

Les constructeurs français ont, eux aussi, fait preuve d'imagination en la matière ces dernières années avec des matériaux

tels que : le bexiflex, le néoflex, la fibre de verre, le polycarbonate sans oublier les nouvelles structures utilisées pour les dômes Cabasse.

Si certains recherchent des nouveautés pour des motifs essentiellement commerciaux, il faut bien avouer que la fibre de cellulose, papier, n'est pas la panacée pour confectionner des membranes de qualité. Si la technologie des moteurs magnétiques et des saladiers de haut-parleurs est bien connue, celle des membranes donnent naissance à de nombreuses écoles. En fait, le principal reproche qui est fait à la membrane en fibres de cellulose est son manque d'homogénéité. Pour mieux comprendre les avantages que procurent tel

ou tel matériau en fonction de telle ou telle caractéristique spécifique, nous allons définir brièvement les paramètres mécaniques qui régissent le fonctionnement d'une membrane.

La théorie

Mouvement d'une masse suspendue

Soit une masse suspendue par l'intermédiaire d'un ressort, nous allons écarter cette masse de sa position d'équilibre, fig. 1.

La masse est écartée de sa position d'équilibre et ramenée par une force de rappel F

$$F = -Kx$$

F = force

K = raideur

x = élongation

s'agissant d'un mouvement oscillatoire

$$\omega = \sqrt{\frac{K}{M}}$$

$$T = 2\pi \sqrt{\frac{M}{K}}$$

Rappel

$$\omega = \frac{2\pi}{T}$$

ω = pulsation

T = période

Energie d'une masse suspendue en vibration

Dans notre système périodique, l'énergie passe successivement de la forme potentielle (énergie emmagasinée dans le ressort) à la forme cinétique (appliquée à la masse M). Tous corps en vibration possède une énergie mécanique proportionnelle à son inertie, du carré de la fréquence.

Amortissement

Dans le cas où le mouvement de la masse suspendue n'est pas entretenue, celui-ci va voir son amplitude diminuée au cours du temps, l'énergie sera dissipée sous forme de chaleur ou de rayonnement acoustique.

On dit qu'il y a amortissement. L'amortissement est dû à

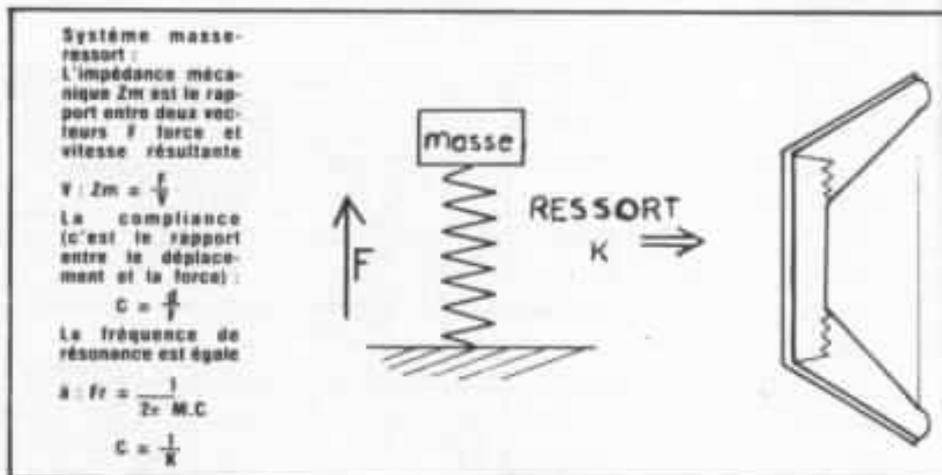


Fig. 1 : Le système masse-ressort.

Grandeurs électriques	Grandeurs mécaniques	Grandeurs acoustiques
force électromotrice	force mécanique	pression acoustique
charge électrique	déplacement	variation de volume
courant	vitesse linéaire	flux de vitesse
résistance	résistance mécanique	résistance acoustique
inductance	masse	masse acoustique
capacité	élasticité	élasticité acoustique
impédance	impédance mécanique	impédance acoustique

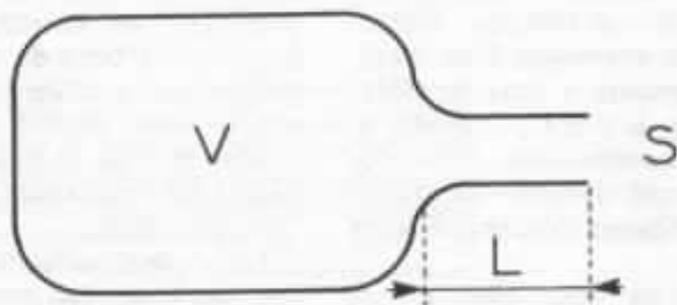
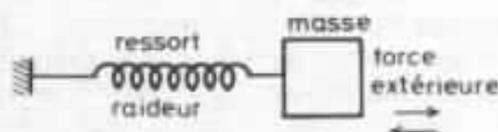
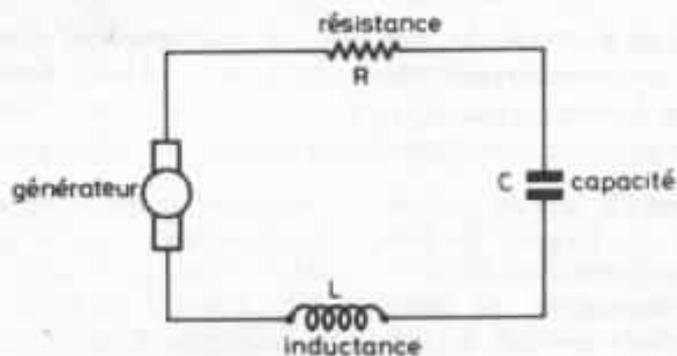


Fig. 2 : Analogie entre grandeur électrique, mécanique et acoustique.

	MODULE DE YOUNG (da N/mm ²)	DENSITE (kg/m ³)	VITESSE DU SON ($\sqrt{e/\rho}$) 3.16 m/s
Carbone anisotrope	7 600	1,76.10 ³	6.600
Aluminium	7 000	2,7.10 ³	5.100
Polymère graphite	7 000	1,8.10 ³	6.200
Papier	200	0,5.10 ³	2.000

Fig. 3 : Comparatif des différents matériaux couramment utilisés pour la réalisation des membranes de haut-parleurs.

REFERENCE DU HAUT-PARLEUR=	31 C
NUMERO DE CODE=	03068302P
FREQUENCE DE RESONANCE=	23.29592239 HZ
RCC	= 7.2 OHMS
DM	= 2.12479158992
DE	= .430943646406
DTS	= .358278675584
MMS	= .0518079932332 kg
CMS	= .000900914696067 mn
RMS	= 3.5689479219 n
DIAMETRE ACTIF	= .26 m
SURFACE ACTIVE	= .0530929158457 m ²
MAS	= 18.3790735497 kgm ⁴
CAS	= 2.53955033976E-6 m ⁵ n
VAS	= .356677305669 m ³
FACTEUR de FORCE (BL)	= 11.2560051185 tm
FACTEUR D ACCELERATION	= 217.263870226
CES=	= .000408910447284 FARAD
RES=	= 35.5 OHMS
LES=	= .114143775948 HENRY
RENDEMENT	= .0100453705307 O/O
EFFICACITE	= 91.89052604 dB

Fig. 4 : Paramètres électro-mécano-acoustiques du 31 C calculés par ordinateur.

une force qui s'oppose au mouvement. Il peut être solide ou visqueux.

Systèmes oscillants

Par analogie entre les grandeurs électriques, mécaniques et acoustiques un haut-parleur possède trois systèmes oscillants, fig. 2

Mécanique : système masse-ressort

Electrique : circuit RLC

Acoustique : résonateur d'Helmoltz.

Circuit mécanique

Lorsqu'un système mécanique est mis en mouvement par une force F, ce système exerce une réaction égale à la force. Un circuit mécanique est défini par les paramètres suivants :

— une impédance mécanique

- une admittance mécanique
- une réactance mécanique
- une masse mécanique
- une raideur mécanique.

Circuit acoustique

Nous pourrions par analogie démontrer que nous obtenons les mêmes termes que pour le circuit mécanique, mais quelques précisions sont nécessaires pour l'impédance et la raideur acoustique.

Impédance

$$Z = \frac{P}{U}$$

Z = impédance

P = pression

U = SV = flux de vitesse à travers un élément de surface, c'est le produit de l'aire S de cet élément par la composante V de la vitesse acoustique.

Raideur

$$K = \frac{X}{P}$$

K est la raideur, P est la pression, X correspond au volume acoustique qui, sous l'action extérieure, d'un piston par exemple, varie d'une quantité X.

Module de Young et célérité acoustique

Module de Young

Exemple : soit un fil métallique de longueur L et de section S soumis à une force de traction F, ce fil subit un allongement l :

$$E = \frac{F}{S} \times \frac{L}{l}$$

Célérité

On appelle célérité (vitesse de vibration, vitesse acoustique) le dérivé géométrique par rapport au temps du déplacement d'une particule. On la formule habituellement :

$$C = \frac{E}{\rho}$$

ρ = densité du matériau.

Critères de choix

Après ces définitions quelque peu indigestes pour les néophytes, notons que :

— Pour fonctionner correctement, un haut-parleur devra être muni d'un équipage mobile de poids et de raideur parfaitement déterminés

— Afin de rayonner correctement, une membrane devra être rigide pour un bon fonctionnement en piston

— Afin d'avoir une bonne réponse transitoire, une membrane devra avoir un module de Young très important

— Afin d'avoir une célérité maximum à l'intérieur du matériau, le module de Young devra être très grand et la densité très faible.

Le 31 C a été élaboré sur la bases de ces critères. Si l'on se réfère au tableau de la fig. 3, on constate que le carbone anisotrope offre en matière de module

S-----	= 16	
VOLUME DE LA BOITE	= .730022144	m3
COUPURE F-3dB	= 16.2639664804	HZ
FREQUENCE DE RESONANCE	= 25.3717877095	HZ
S-----	= 11.3	
VOLUME DE LA BOITE	= .5155781392	m3
COUPURE F-3dB	= 19.352952922	HZ
FREQUENCE DE RESONANCE	= 25.3717877095	HZ
S-----	= 8	
VOLUME DE LA BOITE	= .365011072	m3
COUPURE F-3dB	= 23.0007219746	HZ
FREQUENCE DE RESONANCE	= 25.3717877095	HZ
S-----	= 5.7	
VOLUME DE LA BOITE	= .2600703888	m3
COUPURE F-3dB	= 27.2489036986	HZ
FREQUENCE DE RESONANCE	= 25.3717877095	HZ
S-----	= 4	
VOLUME DE LA BOITE	= .182505536	m3
COUPURE F-3dB	= 32.5279329609	HZ
FREQUENCE DE RESONANCE	= 25.3717877095	HZ
S-----	= 2.8	
VOLUME DE LA BOITE	= .1277538752	m3
COUPURE F-3dB	= 38.8783160774	HZ
FREQUENCE DE RESONANCE	= 25.3717877095	HZ
S-----	= 2	
VOLUME DE LA BOITE	= .091252768	m3
COUPURE F-3dB	= 46.0014439493	HZ
FREQUENCE DE RESONANCE	= 25.3717877095	HZ
PRINTER (1) / SUITE DU PROGRAMME (2)		

Fig. 5 : Volume et fréquence de coupure d'une enceinte bass-reflex chargée par un 31 C pour différents alignements *s* de surtension de l'enceinte.

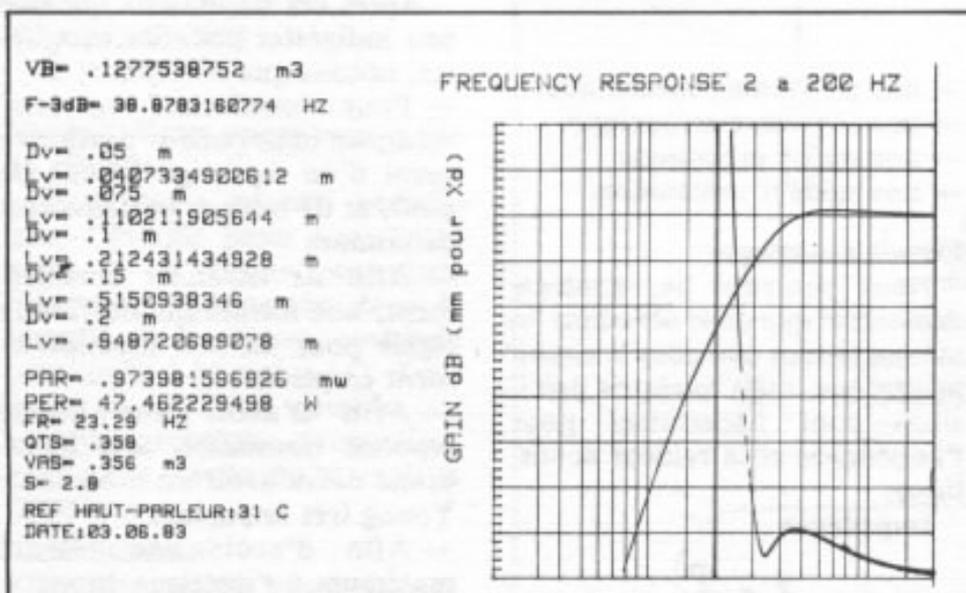


Fig. 6a : Simulation par ordinateur de trois charges acoustiques bass-reflex. Se référer à la fig. 6 b et c.

de Young et de vitesse du son à travers le matériau, des performances remarquables, supérieures à celles des matériaux habi-

tuellement rencontrés. La densité du carbone anisotrope peut être considérée comme acceptable.

Performances du 31 C

La bobine mobile du 31 C est réalisée en fil d'aluminium, mesure 20 mm de hauteur, elle baigne dans un entrefer de 10 mm et de 45 mm de diamètre, le moteur est équipé d'une ferrite de 156 mm, le saladier est en fonte d'aluminium coulé.

La rigidité de la membrane apporte des performances en matière de distorsions tout à fait remarquable. La réponse transitoire est très homogène, cela grâce à une célérité élevée à travers la membrane. Un petit reproche toutefois qui concerne la courbe de réponse qui présente, en effet, un creux entre 400 et 600 Hz. Il est donc très vivement conseillé de couper ce transducteur à 400 Hz.

Le rendement moyen jusqu'à 400 Hz est de 94 dB/1 W/1 m. Nous donnons en figures 4 et 5 les paramètres électro-mécano-acoustiques du transducteur ainsi que les charges acoustiques.

Applications du 31 C

Du point de vue charge, nous nous sommes orienté vers un modèle du type Jensen Onken, fidèlement à notre philosophie. Nous donnons en fig. 6 les paramètres de l'enceinte, les plans détaillés sont décrits en fig. 7. Nous ne reviendrons pas sur les conseils de montage d'une enceinte de ce type. Ils ont été largement détaillés dans les numéros précédents de l'Audio-ophile, le n° 26 en particulier. Nous recommandons très vivement l'utilisation d'un contreplaqué de hêtre multiplis de 25 mm, genre Nantex. L'amortissement interne se fait comme pour les autres enceintes du même type par un feutre de 10 mm d'épaisseur, de faible densité, placé sur toutes les parois internes à l'exception, bien naturellement des événements.

Cette enceinte de grave pourra être utilisée avec l'excellent PM6 Lowther, lequel peut descendre

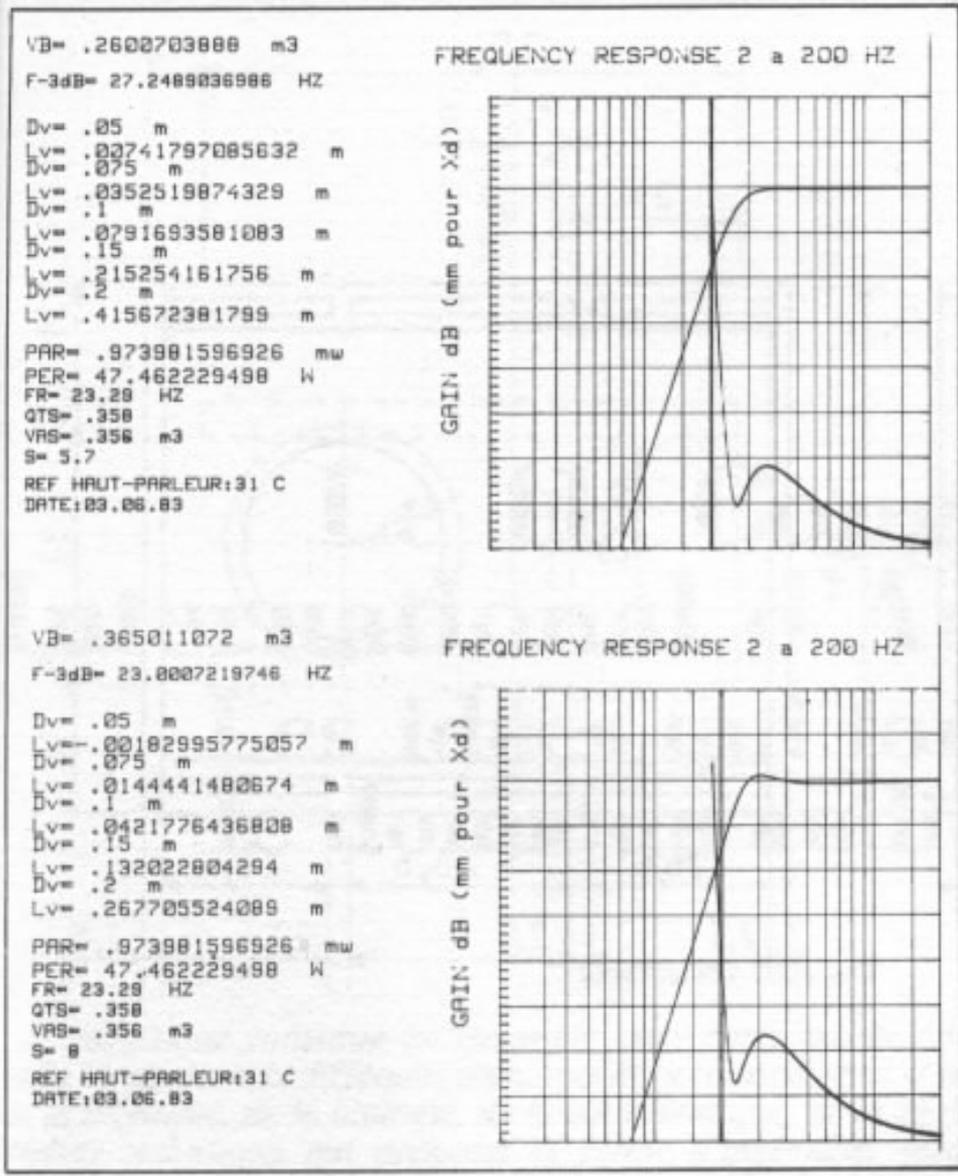


Fig. 6b et c : Simulation par ordinateur de trois charges acoustiques bass-reflex pour le 31 C, coefficient de 2,8 - 5,7 - 8. Noter la courbe de réponse amplitude-fréquence dans chacun des cas ainsi que la courbe de déplacement du cône. Sur la partie gauche de chaque graphe, le volume de charge, la fréquence de coupure à - 3 dB ainsi que quatre dimensions d'événets sont proposées. Dv caractérise le diamètre, Lv la longueur. PAR et PER définissent respectivement la puissance acoustique et électrique du transducteur dans la zone d'élongation linéaire. Elles sont donc différentes de la puissance électrique-thermique.

sans difficulté aucune jusqu'à 400 Hz, et le tweeter Fostex T925 dans l'aigu. Nous donnons à titre indicatif un schéma de filtre passif en fig. 8, il s'agit d'un filtrage à 12 dB par octave à temps de propagation de groupe constant. Le filtrage entre le médium et l'aigu pourra s'effectuer sur la base du filtre donné en p. 39 du n° 27. Il conviendra toutefois de placer un potentiomètre à impédance constante sur le médium afin de rattraper la différence de 2 dB de rendement entre le grave et le médium. Dans le cas d'un utilisation en filtrage actif, d'ailleurs très recommandée, aucune modification ne s'impose. Dernier point, n'oubliez pas que dans le cas d'un filtre passif, la self se trouvant en série avec le boomer peut avoir une résistance série extrêmement faible, c'est un élément sur lequel il ne conviendra pas de faire des économies...

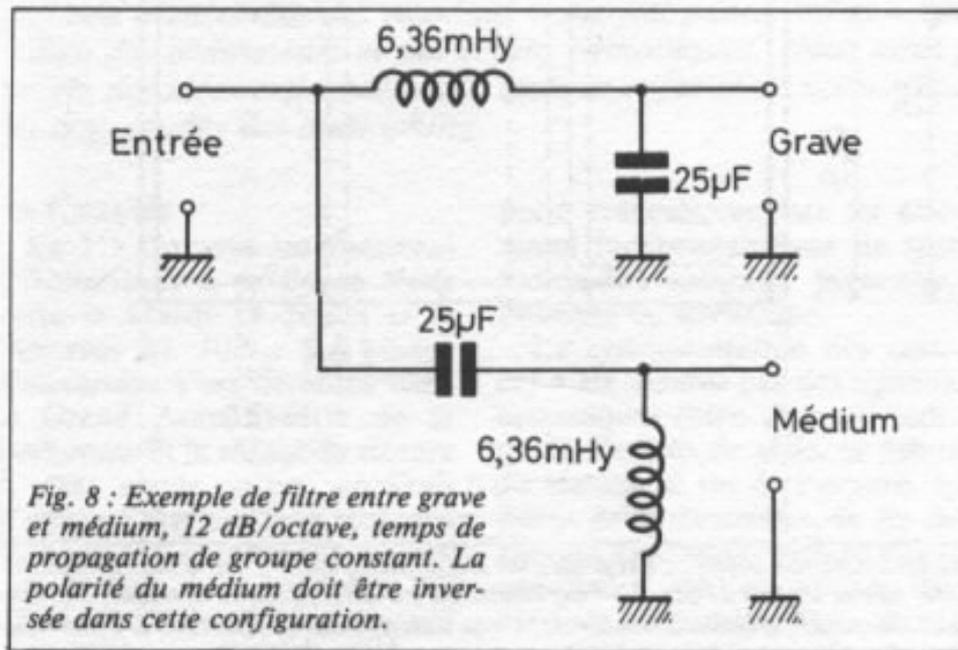


Fig. 8 : Exemple de filtre entre grave et médium, 12 dB/octave, temps de propagation de groupe constant. La polarité du médium doit être inversée dans cette configuration.

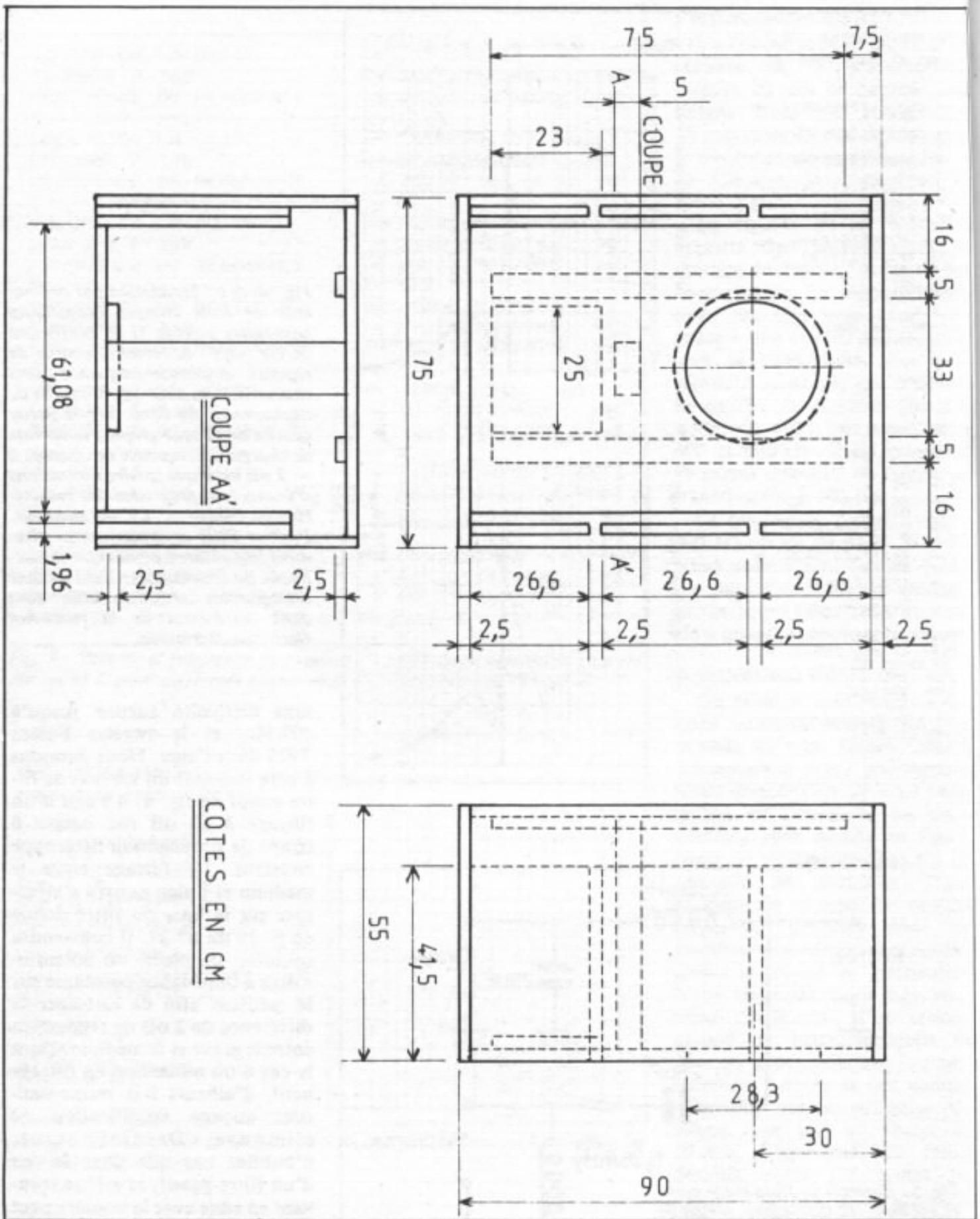


Fig. 7 : Plan de l'enceinte choisie pour une optimisation idéale, c'est-à-dire un alignement de 5,7. Dans ces conditions, la fréquence de coupure est très intéressante, elle se situe à 27 Hz. Le bois choisi est un contreplaqué multiplis de hêtre de 25 mm, les conditions d'assemblage sont identiques à celles données dans nos descriptions préalables. L'amortissement s'effectuait par du feutre de 10 mm placé sur chacune des parois internes. Nous restons fidèle à notre philosophie.

Le 11^e Congrès International d'Acoustique

Les idées qui touchent le domaine audiophile

Gustavo Alcuri

L'acoustique constitue un ensemble assez complexe de disciplines scientifiques. Dans cette vaste interaction de différents domaines de la connaissance, il est possible de trouver des éléments de la physique, de la biologie, de la mathématique, de la géologie, de la linguistique... et leurs dérivés techniques qui prennent la forme d'ingénierie, médecine, architecture, métallurgie, électro-acoustique... Mais aussi, dans ce labyrinthe de chiffres, d'analyse et de calcul, la musique est là, pour nous rappeler que l'art n'est pas absent dans le monde des sons et des vibrations. On peut donc imaginer qu'un congrès d'acoustique ressemble, un peu, à une grande université ; et une vue d'ensemble des réunions nous fait penser au concept antique de philosophie en plein milieu des ordinateurs et des écrans cathodiques. Nous nous proposons de condenser dans cet article des idées exprimées dans cette manifestation scientifique selon une optique qui concerne les inquiétudes des audiophiles.

Le Congrès

Le 11^e Congrès International d'Acoustique a eu lieu à Paris entre le Mardi 19 Juillet et le Mercredi 27 Juillet. La séance d'ouverture s'est déroulée dans le Grand Amphithéâtre de la Sorbonne, et la séance de clôture a été suivie d'un cocktail d'adieu. Entre ces deux réunions mondaines les Séances de Travail ont eu lieu dans les salons de l'Hôtel Sofitel, où 13 salles ont accueilli les participants qui ont

parlé français, anglais ou allemand indépendamment de leur nationalité chinoise, japonaise, italienne ou soviétique.

La synchronisation des séances a été assurée par des signaux acoustiques (bien sûr) qui indiquent l'entrée en salle, le début de séance, la fin de l'exposé, le début de la discussion, la fin de séance. Ce travail réglé au chronomètre a été infiltré par des activités socioculturelles, manifestations artistiques et visites

techniques, qui ont permis de connaître le Centre d'Essais de la SNECMA, le Centre d'Essais des Propulseurs à Saclay, le Centre National d'Etude des Télécommunications à Lannion, l'Institut de Recherche et de Coordination Acoustique/Musique (IRCAM), le Conservatoire National des Arts et Métiers, une réalisation Saint Gobain, le Centre Scientifique et Technique du Bâtiment, l'Union Technique de l'Automobile, et le

Département Acoustique de EDF. La dimension du travail des Organisateur (le Groupement des Acousticiens de Langue Française sous l'égide de la Commission d'Acoustique de l'Union de Physique Pure et Appliquée) est mise en évidence par les aspects du Congrès déjà décrits et par quelques données complémentaires :

- Un millier de participants
- 32 pays représentés
- 790 communications et conférences
- 12 tables rondes

Les sujets abordés ont été organisés de la manière suivante :

- Thème 1. Acoustique physique - Audio - Fréquence et infrasons (8 sous thèmes)
- Thème 2. Acoustique Physique - Ultra-sons - Hypersons - Acoustique sous Marine (10 sous thèmes)
- Thème 3. Physio et Psycho-Acoustique (7 sous thèmes)
- Thème 4. Communication Parlée (8 sous thèmes)
- Thème 5. Chocs, Vibrations, Acoustique dans les solides (8 sous thèmes)
- Thème 6. Mesures, Transducteurs, Electroacoustique (10 sous thèmes)
- Thèmes 7. Acoustique Appliquée - Architecture, Urbanisme et Aménagement (8 sous thèmes)
- Thème 8. Acoustique Appliquée - Acoustique Industrielle (7 sous thèmes)
- Thème 9. Acoustique Musicale (5 sous thèmes)

Dans un domaine proche des problèmes qui préoccupent directement les audiophiles nous avons noté le fait suivant :

les sous thèmes «transducteurs - haut-parleurs - microphones», «oscillateurs - amplificateurs - atténuateurs - lignes-asser-vissements» «enregistrement et reproduction» et systèmes «microphoniques - antennes», qui font partie du thème 6, ont regroupé un total de 36 travaux

présentés dont 11 appartenaient à des auteurs japonais. (3 français, 3 polonais, 6 allemands) sommes-nous devant un épiphénomène, ou véritablement l'industrie reflète l'activité scientifique ?

Demain dans l'industrie ?

Parmi les travaux de l'équipe japonaise, deux chercheurs de la Ricoh Co-Ltd, nous parlent d'un nouveau haut-parleur fonctionnant selon le phénomène d'interaction non-linéaire des ondes sonores. Le principe déjà appliqué dans le domaine de sonars sous-marins, trouve un nouveau développement dans le terrain de la diffusion acoustique aérienne.

Les auteurs ont pensé à l'utilisation d'un réseau de transducteurs ultrasonores émettant un faisceau modulé en amplitude par un signal audio. L'onde ultrasonore modulée en amplitude est auto-décodée lors de sa propagation grâce à la non-linéarité de l'air.

Dans ces conditions les caractéristiques de directivité sont très marquées. Le haut-parleur marche selon les principes suivants : lorsqu'une onde sonore présentant un spectre composite est propagée dans l'air, une nouvelle émission sonore à spectre différent est apparue comme conséquence de l'interaction non-linéaire des ondes. Des développements mathématiques précis ont permis la construction d'un haut-parleur qui comporte 547 transducteurs type PZT. Sa fréquence de résonance est proche de 40 kHz et on obtient une pression sonore de 100 dB à 1 m du plan d'émission. La figure 1 montre la distribution spectrale de l'onde primaire, tandis que l'onde secondaire est représentée du point de vue spectral, par la courbe de figure 2. La nouvelle émission présente les diagrammes de directivité correspondants aux figures 3 et 4. Il est évident que les haut-parleurs classiques sont loin de présenter la

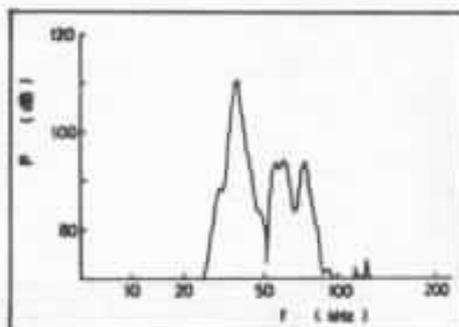


Fig. 1 : Distribution spectrale de l'onde primaire (M. Yoneyama).

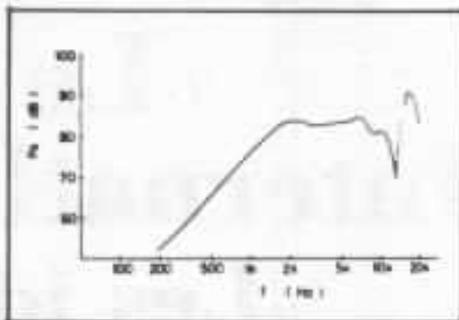


Fig. 2 : L'onde secondaire montre cette nouvelle répartition spectrale

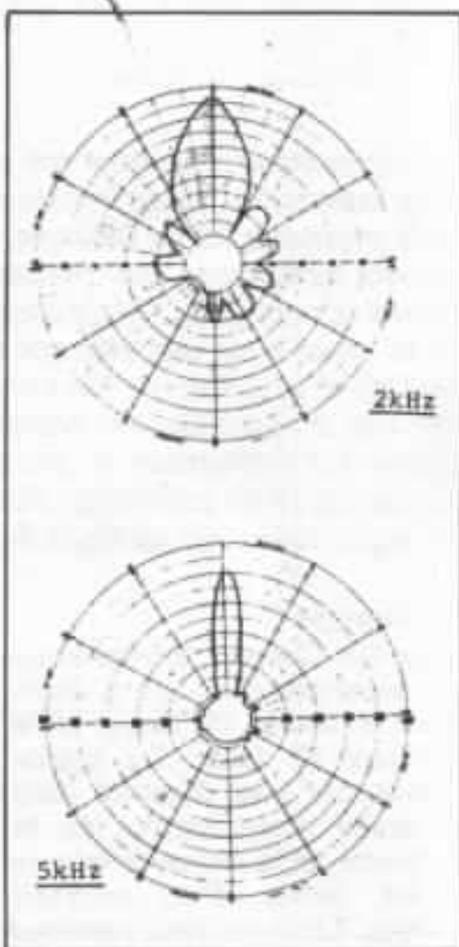


Fig. 3 et 4 : Directivité obtenue par les transducteurs fonctionnant selon le principe d'interaction non-linéaire.

directivité obtenue par Mrs Yoneyama et Fujimoto. La matérialisation du procédé est encore limitée par l'existence de certains problèmes techniques, mais les fondements de ces véritables canons sonores sont maintenant maîtrisés par les chercheurs.

Nous avons cité les expériences de ces deux scientifiques japonais comme exemple d'une activité de laboratoire qui semble se développer à l'encontre de la tendance industrielle. Tout le monde rêve des haut-parleurs non directifs, et voilà qu'on cherche le moyen de concevoir des transducteurs ultra-directifs. Alors, mise à part la possibilité de trouver des applications spécifiques de cette idée, n'est-il pas le rôle de la science de regarder dans la direction ou (apparemment) il existe un certain vide ?

En matière de reproduction électro-acoustique, nombreux sont les laboratoires qui se sont penchés sur le problème du rapport existant entre certains paramètres physiques et l'intégration perceptive du signal acoustique. A cet égard nous avons retenu les conclusions du travail de M. A. Miroslava (Yugoslavia) qui a étudié l'influence des différentes formes de la réponse en phase des haut-parleurs dans l'évaluation subjective de la reproduction sonore : «les résultats de l'évaluation subjective montrent que les différentes formes de la réponse en phase des haut-parleurs, sont à l'origine de modifications négligeables dans le programme émis, particulièrement dans une salle normale. Les petites modifications de la qualité sonore sont uniquement perceptibles par les auditeurs ayant une oreille très sensible. La réponse en phase est seulement importante dans le cas d'une reproduction de très haute fidélité». Dans d'autres termes, les audiophiles sont des êtres privilégiés qui méritent des efforts par-

ticuliers de la part des concepteurs, même si les phénomènes de base ne sont pas très bien compris par la science.

Les conditions d'écoute, la perception spatiale, la localisation stéréoplanique ont été l'objet de plusieurs études mathématiques et expérimentales aussi bien en Hongrie, qu'en France, au Japon, en Allemagne ou en Suède. Cependant, malgré l'existence, aussi, d'un grand nombre de données dans le terrain de la physiologie sensorielle et de la psycho-acoustique, il est trop tôt pour élaborer une théorie d'ensemble capable d'expliquer les innombrables situations de l'écoute et de l'intégration perceptive.

Le concept de qualité est arrivé aussi au niveau des prothèses auditives. Un travail de J. Mantel explique les principes d'un dispositif d'aide à l'audition compatible avec les critères de qualité de l'écoute haute fidélité. Les capacités de l'électronique moderne rendent possible la conception de prothèses adoptées à la restitution d'une bonne partie de l'information musicale captée dans l'environnement acoustique du patient. Le même auteur affirme que les dispositifs digitaux seront la cible de l'industrie des années quatre vingt dix en matière d'applications médicales des systèmes électro-acoustiques.

Nous avons constaté, en même temps, une tendance marquée vers l'utilisation des méthodes de test et de mesure se rapprochant des conditions normales de fonctionnement des éléments analysés. Cette orientation a été aperçue dans des travaux de normalisation, d'évaluation d'agressions acoustiques, d'appréciation des qualités de salles, et ceci n'est qu'une reconnaissance par la collectivité scientifique d'un ensemble de problèmes ressenti depuis longtemps à l'échelle de l'audiophile averti. Dans ce sens

trois chercheurs allemands (Polack, Alrutz et Schroeder) ont proposé une nouvelle méthode de mesure du temps de réverbération au travers d'un rapport prouvé entre la Fonction de Transfert de Modulation (complexe) (le MTF a été décrit par Houtgast et Steenecken en 1973 lors d'une application concernant l'intelligibilité de la parole dans une salle) et la réponse impulsionnelle d'un système de transmission linéaire. Dans les conditions établies par les auteurs n'importe quel signal peut servir à la détermination du temps de réverbération d'une salle, à la place des signaux élémentaires couramment utilisés. Nous pourrions donc étudier les propriétés de réverbération d'un volume fermé à l'aide d'une émission musicale, pour nous placer dans les conditions réelles d'utilisation du local. Cette affirmation a exigé une rigoureuse justification théorique et une vérification expérimentale. La première partie qui fait appel aux transformés de Fournier et aux fonctions de corrélation nous semble trop spécialisée pour être détaillée dans ce résumé ; mais on remarque que le calcul de la CMTF (Complex MTF) se développe en deux parties. Le signal est traité par un filtre d'octave (700-1400 Hz), par un convertisseur analogique-digital, et il est ensuite conditionné pour l'obtention du CMTF. Cette deuxième étape est matérialisée dans les représentations graphiques des figures 5 et 6.

D'autres méthodes de détermination de TR ont été exposées par différents auteurs, mais toujours dans un souci de compréhension profonde du phénomène modélisé par des procédés de calcul évolués.

La France est très forte en traitement du signal. Et le niveau de nos chercheurs se reflète dans les travaux d'acoustique qui font

appel à «des méthodes et des techniques, fondées le plus souvent sur la théorie des fonctions aléatoires, qu'il faut mettre en oeuvre chaque fois que l'on reçoit un message à travers une ligne de transmission qui n'est pas absolument parfaite»*.

Dans le grand thème «Mesures, Transducteurs, Electro-acoustique», et inclus dans le sous thème «Analyse et Traitement du Signal - Imagerie - Intensimétrie - Holographie», trois chercheurs du CNET (Julien, Gilloire et Saliou) nous parlent de la caractérisation d'une méthode de mesure de réponse impulsionnelle. «La mesure des réponses impulsionnelles liées à un phénomène acoustique est le point de départ pour traiter aussi bien les problèmes de caractérisation, de modélisation et de reproduction de ce phénomène acoustique. Un compromis entre la qualité acoustique et la puissance des transducteurs amène à travailler avec de mauvais rapports signal sur bruit. La mesure décrite ici pallie cet inconvénient. Nous avons procédé à une étude expérimentale systématique pour vérifier les performances théoriques de cette mesure. Les systèmes mesurés étaient principalement des haut-parleurs et des filtres analogiques». Nous vous épargnons les critères mathématiques qui ont permis d'affirmer que le travail présente «une évaluation expérimentale d'une méthode de mesure acoustique prometteuse. Les résultats obtenus confirment les performances théoriquement attendues...». «Nous utilisons cette méthode de mesure pour l'étude des systèmes acoustiques de prise et de restitution du son». Nous avons cité cette recherche uniquement pour montrer que les problèmes qui intuitivement préoccupent les utilisateurs de systèmes de prise et de restitution du son, sont considérés au plus haut niveau par des équipes de

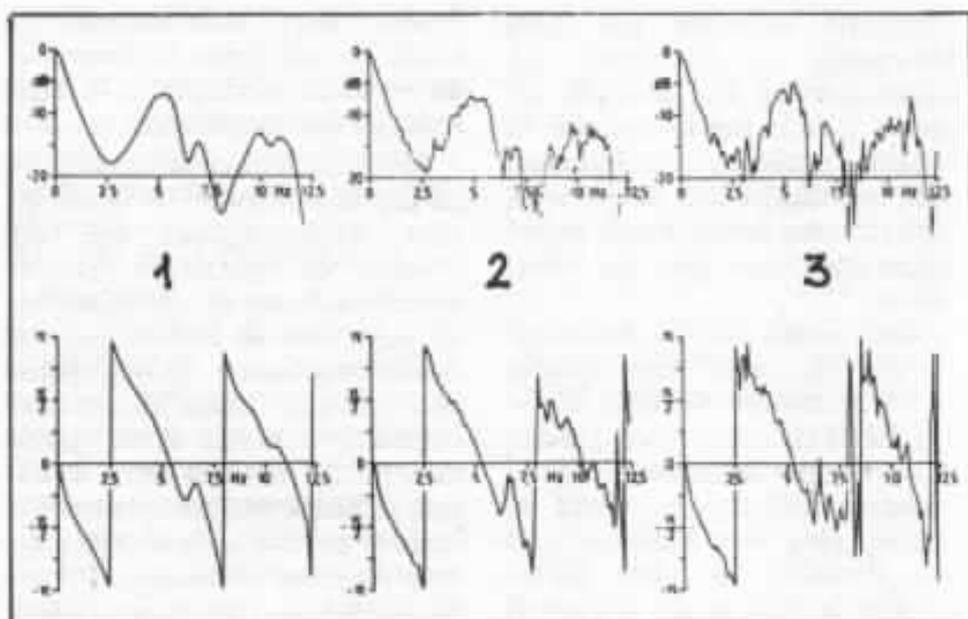


Fig. 5 : Détermination du TR avec un signal musical - modules et phases du CMTF pour un modèle de calcul.

- 1— CMTF théorique
- 2— CMTF empirique pour un bruit modulé
- 3— CMTF correspondant à une émission musicale

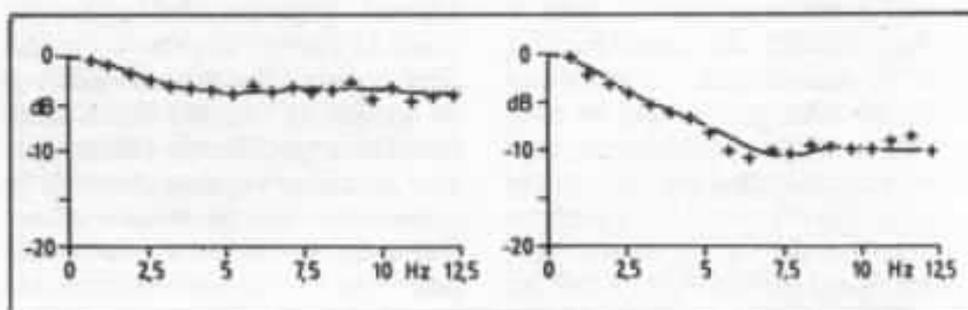


Fig. 6 : MTF théorique pour un microphone directionnel et omnidirectionnel. Les croix indiquent le CMTF empirique pour un bruit modulé de manière pseudo-aléatoire

recherche qui se trouvent, en principe, éloignées des situations pratiques.

En matière de reproduction musicale, trois scientifiques japonais se sont intéressés à la qualité du son musical reproduit en présence de bruit. Ils affirment que cette qualité est affectée par le bruit selon un phénomène de masquage, et ils cherchent les caractéristiques optimales de la réponse en fréquence d'un signal musical pollué par l'environnement. Les résultats obtenus permettent d'arriver à une compensation physique du message musical, traduite au niveau de l'auditeur sous forme

de restitution de l'information masquée par le bruit ambiant. Les applications de ce procédé peuvent être nombreuses et intéressantes, mais, dans la présentation du travail les auteurs n'en parlent pas ; nous sommes toujours dans un terrain strictement scientifique.

Transducteurs et numérique

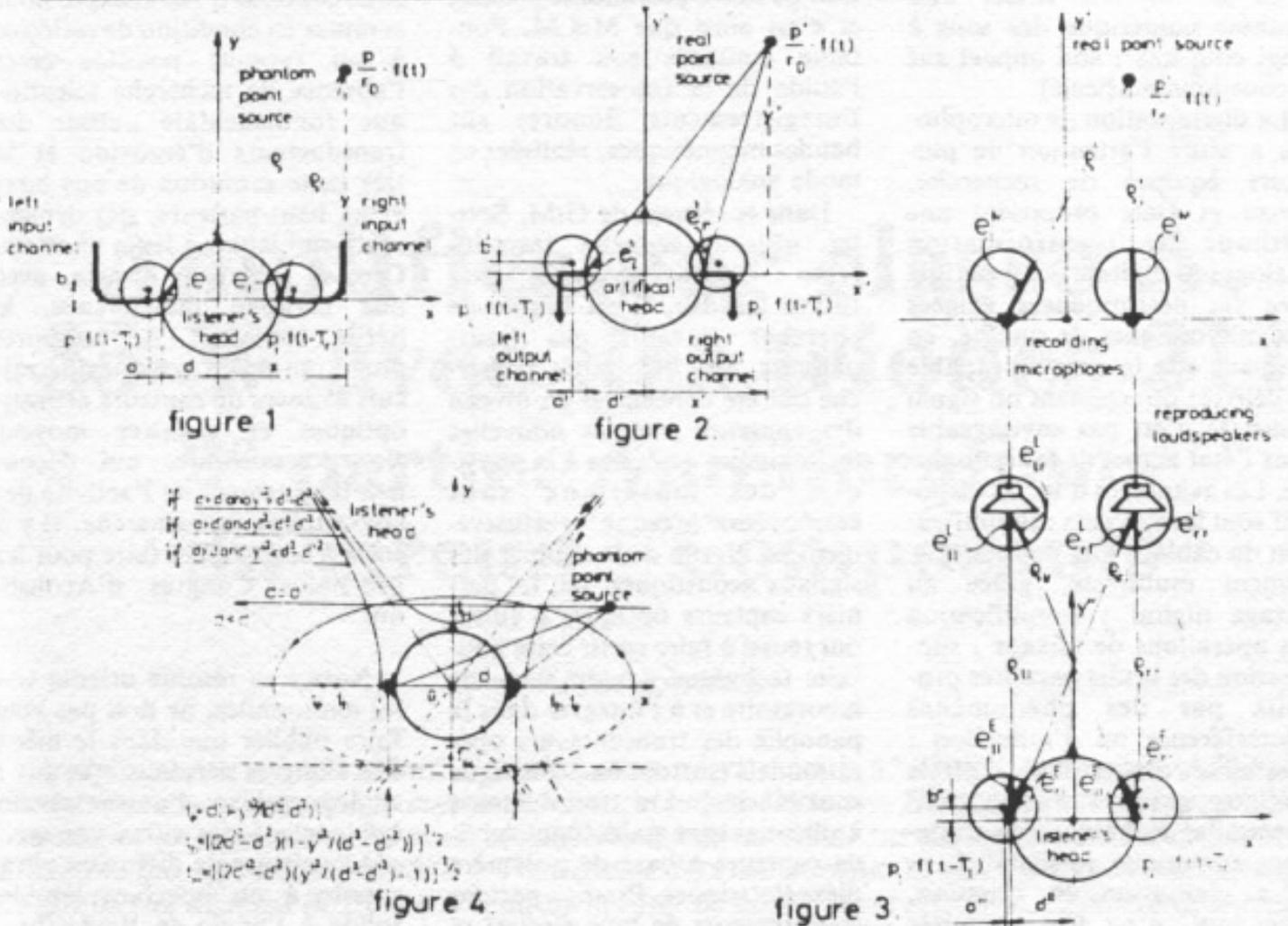
«Le numérique» a été bien représenté au 11e Congrès d'Acoustique. Nous ne parlerons pas des méthodes de calcul numérique en acoustique, qui ont mérité une conférence de

*J. Max-Traitement du signal, Masson 1972.



GAÁL Dezső

A SIMPLE MATHEMATICAL THEORY OF STEREOPHONIC LOCALIZATION



$$e_l = \left\{ \frac{a^2 b^2 c^2 - 2[ab(x-d) + by + cz]}{[x^2 + y^2 + (x-d)^2]^{3/2}} \right\}^{1/2} \quad 4.1$$

$$e_r = \left\{ \frac{a^2 b^2 c^2 - 2[-a(x+d) + by + cz]}{[x^2 + y^2 + (x+d)^2]^{3/2}} \right\}^{1/2} \quad 4.2$$

Where: $f(t)$ is any periodic function depending on time; a, b, c are transformations of the center of the spherical directional characteristic with a radius equal to unity. If we take into account that the pressure wave amplitude of a point source depends reciprocally on the path then on base of our new theory the initial equations are:

$$p_l f(t - \tau_l) = p f(t - \kappa p_l / c) / p_l \cdot e_l^i ; p_r f(t - \tau_r) = p f(t - \kappa p_r / c) / p_r \cdot e_r^i \quad 4.3$$

$$\text{and from 4.3 follows:} \quad p_l = p \cdot e_l / p_l ; p_r = p \cdot e_r / p_r ; \tau_l = \kappa \cdot p_l / c ; \tau_r = \kappa \cdot p_r / c \quad 4.4$$

where κ includes the frequency dependence of τ_l and τ_r . It can be determined on base of measured values given in the literature (e.g. in [4]). Inserting now (4.4) into 4.4 we get:

$$p_l^2 = p^2 \left\{ G \frac{[x^2 + y^2 + (x-d)^2]^{3/2} - 2[-a(x+d) + by + cz]}{[x^2 + y^2 + (x-d)^2]^{3/2}} \right\} \quad 4.5$$

$$p_r^2 = p^2 \left\{ G \frac{[x^2 + y^2 + (x+d)^2]^{3/2} - 2[a(x-d) + by + cz]}{[x^2 + y^2 + (x+d)^2]^{3/2}} \right\} \quad 4.6$$

$$\tau_l = \kappa \cdot [x^2 + y^2 + (x+d)^2]^{1/2} / c ; \tau_r = \kappa \cdot [x^2 + y^2 + (x-d)^2]^{1/2} / c ; G = 1 + a^2 + b^2 + c^2 \quad 4.7$$

With help of equations (4.5), (4.6), (4.7) the place coordinates and the pressure amplitude of the phantom source are expressible as follows:

$$x = c^2 \cdot (\tau_l^2 - \tau_r^2) / 4d\kappa^2 ; y = \{ Ab + c [B(c^2 + b^2) - A^2]^{1/2} \} / (b^2 + c^2) \quad 4.8$$

$$z = \{ A \cdot c + b [B(c^2 + b^2) - A^2]^{1/2} \} / (b^2 + c^2) \quad 4.9$$

$$p = \left\{ c^2 \cdot [p_l^2 \tau_l^2 - p_r^2 \tau_r^2] / \kappa^2 \left[\frac{G}{c} (\tau_l - \tau_r) - 4ad \right] \right\}^{1/2} \quad 4.10$$

where:

$$A = \left\{ \frac{c_0 G}{2\kappa} \left(\frac{p_l^2}{p_r^2} \tau_l^2 - \tau_r^2 \right) - d \left[\frac{c_0^2 (\tau_l^2 - \tau_r^2)}{4d\kappa} \left(\frac{p_l^2}{p_r^2} \tau_l^2 - 1 \right) - d \left(\frac{p_l^2}{p_r^2} \tau_l^2 + 1 \right) \right] \right\} \cdot \left(\frac{p_l^2}{p_r^2} \tau_l^2 - 1 \right)^{-1}$$

$$B = \frac{c_0^2 (\tau_l^2 - \tau_r^2)}{2\kappa^2} - \left(\frac{c^2}{c_0^2} \cdot \frac{\tau_l^2 - \tau_r^2}{4d} \right) - d^2$$

* Kuhn, E.F. Model for the interaural... JASA, vol. 62, 1977 (197-167)

Fig. 7 : Ces éléments de calcul ont permis d'élaborer une interprétation mathématique du processus de localisation spatiale dans l'écoute stéréophonique. Les lecteurs non-spécialistes apprécieront, au moins, que certains secteurs de l'écoute haute fidélité sont pris très au sérieux au niveau de la recherche fondamentale (Dezso Gaal, Hongrie).

mise au point (R. Sez nec), mais regardons les domaines voisins de la reproduction sonore. (La création musicale a été aussi liée aux nouvelles techniques, et nous citons à ce sujet la conférence de M.J.C. Risset «La synthèse numérique des sons à vingt cinq ans : son impact sur l'acoustique musicale»).

La digitalisation de microphones a attiré l'attention de plusieurs équipes de recherche. Kenzo et Date proposent une méthode de transformation analogique-digitale compatible avec les performances exigées aux microphones de qualité, en estimant que la capsule capable de délivrer directement un signal numérisé n'est pas envisageable dans l'état actuel de la technologie. Les avantages d'un tel dispositif sont les suivants : simplification du câblage lors de l'enregistrement multipiste, grâce au mixage digital ; simplification des opérations de mixage ; suppression des bruits parasites produits par des phénomènes d'interférence ou d'induction ; possibilité d'obtention d'effets spéciaux grâce à l'application directe des techniques de traitement numérique du signal.

La réalisation en question, cependant, n'est pas optimisée dans la réponse dynamique. Les travaux japonais annoncent à notre avis, une prochaine généralisation de la technique numérique dans la prise de son : Katakura, Miura et Dote ont travaillé sur la conception synthétique d'un filtre acoustique pour

microphone numérique ; Tsukatan, Aroi et Yagi ont décrit un répéteur de son numérique. Simultanément, et heureusement, nous trouvons des spécialistes préoccupés par la conservation de notre patrimoine sonore, et c'est ainsi que M.J.M. Fontaine consacre son travail à l'étude de la Conservation des Enregistrements Sonores sur bandes magnétiques, réalisées en mode analogique.

Dans le résumé de G.M. Sessler «Electro-acoustic transducers» : récent progress and future trends», il est inutile de chercher l'avenir des haut-parleurs. Les efforts de recherche ont été concentrés au niveau des capteurs ; et les nouvelles technologies associées à la physique des matériaux sont employées presque exclusivement au niveau de la capture des signaux acoustiques. Ici, les derniers capteurs optiques à fibres ont réussi à faire sortir cette nouvelle technique de son stade de laboratoire et à l'intégrer dans la panoplie des transducteurs opérationnels (surtout en acoustique sous-marine). Les transducteurs à silicones sont maintenant suivis de capteurs à base de polymère piézoélectriques. Pour sa part les transducteurs de type électret et ses dérivés ont mérité plusieurs communications : intégration d'un système silicone-electret-condensateur, étude du rapport signal/bruit dans les microphones électret-condensateur, perfectionnements dans les matériaux constitutifs. La piézo-

électricité a été l'objet, naturellement de plusieurs études aussi bien de caractère technologique que dans le domaine de la connaissance fondamentale. C'est ainsi qu'après 8 jours de Congrès International d'Acoustique nous sommes en condition de réfléchir à un rapport possible entre l'absence de recherche scientifique fondamentale autour des transducteurs d'émission et la très lente évolution de nos bons vieux haut-parleurs, qui demeureraient semblables à leurs ancêtres. Ceux-ci regardent encore, avec une certaine indifférence, le défilé incessant de supports numériques, de systèmes de calculs avancés de capteurs acousto-optiques et d'autres moyens électro-acoustiques qui découlent directement de l'activité des laboratoires de recherche. Il y a encore beaucoup à faire pour les prochains Congrès d'Acoustique.

Nota : ce résumé orienté vers les audiophiles, ne doit pas vous faire oublier que dans le même 11e Congrès d'Acoustique il y a eu des centaines d'autres travaux qui portent des titres comme : «Mécanismes de diffusion ultrasonore à un interface liquide-solide à l'angle de Rayleigh» ; «Protocole d'évaluation de la prévalence d'atteintes auditives dues au bruit à l'échelle d'un établissement industriel»... ou «Evolution des capacités d'audition et des émissions acoustiques en fonction de l'âge chez le Lérot».



Amplificateur classe A, 35 W avec des triodes 211

2^e partie. Améliorations du circuit - Composants

José Gomes

Après quelques améliorations, l'amplificateur décrit dans le n° 22 de l'Audiophile a déjà fait tomber beaucoup de préjugés auprès de ceux qui ont pu l'écouter. Hors des modes, cet amplificateur atteint un degré de vérité musicale difficile à trouver même sur des appareils haut de gamme. L'auteur, qui rappelons-le habite le Portugal, a dépensé quelque 25 000 FF (!) en composants, de nombreux mois de travail et a dû surmonter de nombreuses critiques. Cependant, le résultat est là, s'imposant de lui-même ; aussi ses efforts ont-ils été largement récompensés.

L'histoire d'un amplificateur

Depuis le premier article paru dans l'Audiophile, l'amplificateur a subi de nombreux essais comparatifs et a été soumis à plusieurs modifications. Toutefois, les premiers pas ont été très décevants. En fait, c'est un amplificateur capricieux dont le câblage et l'implantation des composants sont extrêmement critiques. Même les « habitués du tube » ne doivent pas regarder le montage comme celui d'un amplificateur push-pull classique.

En résumé, l'histoire de l'amplificateur 211 peut se décomposer en quatre périodes :

A. Premières expériences, résultats médiocres. Finalement, le premier prototype fut réussi avec deux transformateurs d'alimentation par canal (antérieur au schéma décrit dans le n° 22), équilibre raisonnable entre registres, aigu particulièrement beau, bonne dynamique, grave un peu gonflé, présence exceptionnelle.

B. Deuxième prototypes conforme au schéma présenté dans le n° 22, meilleur équilibre grave et médium-grave excellent ; aigu et présence bons mais inférieurs au premier prototype.

C. Troisième prototype, avec un transformateur d'alimentation par canal, plus surdimen-

sionné et une construction interne différente, améliorations dans les filtrages, introduction de la polarisation des 211 par résistance cathodique. Surprise ! L'amplificateur oscille irrémédiablement à 500 kHz. Associé à un modulateur, peut-être qu'on aurait un bon émetteur d'onde moyenne.

D. Quatrième prototype, avec deux transformateurs d'alimentation par canal, modification de la résistance de charge des tubes de puissance, amélioration de l'alimentation du premier étage. Après quelques retouches dans les composants passifs, le résultat est incroyable. Distorsion

subjective nulle, dynamique et présence exceptionnelles, les transitoires les plus difficiles du piano et des percussions sont parfaitement respectés ; l'aigu rappelle celui obtenu dans les amplificateurs mono-triode. L'écoute devient très analytique, les limitations du pré-amplificateur peuvent devenir évidentes, les disques de qualité moyenne sont impitoyablement mis à nu (ça c'est une tragédie pour les disques pressés au Portugal). En particulier, une des séances d'écoute est devenue une expérience inoubliable. L'ampli à 211 a été comparé à cinq amplificateurs de puissance. On y trouvait entre autres :

— Un hybride, 2 x 50 W classe B, origine japonaise, manifestement médiocre

— 2 x 100 W classe A, origine japonaise, considéré comme supérieur à la moyenne du commerce

— Quad 2, à tubes, modifié par l'auteur.

Les enceintes d'origine américaine employaient le système de labyrinthe pour adapter le haut-parleur de graves (JBL). Malheureusement, l'expérience a dû s'effectuer dans une salle presque cubique et sans traitement acoustique du tout. Les résonances dans le grave et même dans le médium-grave étaient évidentes et bien désagréables. Eh bien, avec l'amplificateur à 211, même si l'écoute ne devenait pas exempte de critique, comme par miracle les défauts de la salle d'écoute disparaissaient. Malgré un facteur d'amortissement plus bas, de l'ordre de 6, la supériorité était évidente. L'explication vient peut-être de l'absence de distorsion d'interface que Matti Ojala a découvert. Si je n'avais pas entendu, je ne le croirais jamais !

L'amplificateur a été presque entièrement reconstruit par trois fois et en ce moment une nouvelle reconstruction est en cours, elle aboutira à la version définitive.

Après deux ans d'expérience, les dernières modifications s'attachent à l'implantation des composants et au contrôle de l'extrême-grave. Les lecteurs impatientes de connaître les détails de construction devront attendre encore quelques mois jusqu'à ce que la version définitive soit parfaitement testée.

Quelques limitations du schéma présenté dans le n° 22

Dans un amplificateur conventionnel (à tubes ou semiconducteurs) les capacités distribuées entre le + et le - de l'alimentation n'affectent pas, en principe, la réponse en fréquence. Cependant, dans un montage en pont, les deux alimentations sont flottantes et les capacités parasites entre elles sont apparues en parallèle avec la charge. Le résultat est une limitation aux fréquences plus élevées pouvant se traduire par des conséquences subjectives catastrophiques. D'ailleurs, ces capacités peuvent être à l'origine de bosses et de déviations de phase très gênantes. Un point très critique est le transformateur d'alimentation où il y a aussi des inductances de dispersion parmi les nombreux enroulements. Le transformateur présenté dans la première partie possédait une disposition des secondaires qui tentait de minimiser ces effets. Avec le transformateur du troisième prototype, les soins de construction ont été volontairement négligés pour faciliter le montage. Le résultat a été l'oscillation de l'amplificateur. Ainsi, et malgré un montage plus encombrant, j'ai retenu la solution de deux transformateurs indépendants dans chaque moitié avec des avantages évidents de stabilité et de réponse en régime transitoire.

D'un autre côté, les alimentations de 1,25 kV avec un filtrage par condensateur simple avaient une régulation insuffisante. Aussi, ai-je préféré passer à un filtrage en π avec L et C, et la

polarisation fixe des 211 a donné lieu à une polarisation automatique avec résistance cathodique. Cette modification, effectuée pour des raisons purement techniques, s'est traduite subjectivement par une profondeur accrue de l'image sonore. Pour maintenir les conditions de fonctionnement des 211, la tension passe à 1,33 kV et ceci est dû à la chute de 80 V dans la résistance de polarisation. Attention ! Ce sont des tensions très élevées et étant données les fortes énergies stockées (plus de 75 J), la manipulation du circuit en marche est très dangereuse et doit être interdite. Uniquement pour des raisons de sécurité, l'amplificateur sera relié à la masse (ce qui est un inconvénient pour le rapport S/N).

Les alimentations de plaque ont subi d'autres améliorations, telles que :

— filtrage en π double

— suppression totale des condensateurs électrochimiques

— élimination des diodes Zener de protection (voir DZ1 dans le schéma de la première partie) ; ces diodes haute tension fonctionnent par effet d'avalanche et sont fort bruyantes.

La troisième amélioration a consisté dans la réduction de la charge équivalente plaque à plaque des tubes de sortie ; de 20 k Ω on est passé à seulement 11,45 k Ω . De cette façon, le montage devient moins critique et l'étage de puissance est plus sensible. La modification a été obtenue en reliant le + des deux alimentations haute tension aux points 2 et 4 du primaire du transformateur de sortie lesquels sont des dérivations à 43 % (fig. 1). En fait, le transformateur UTC LS-35 a été conçu pour le montage ultra-linéaire des tubes EL 34. Cette possibilité conduit à un fonctionnement hybride des tubes 211 dans ce sens que le montage est partiellement en pont et partiellement en push-pull parallèle. A ce propos,

un ami faisant de l'humour a baptisé ce montage du nom d'« ultra-linéaire à triodes ».

La dernière et peut-être la modification la plus importante du point de vue subjectif a été l'introduction d'une boucle de contre-réaction de 7 dB entre les deux étages (fig. 1). D'une simplicité extrême (R15 sur le schéma global), cette boucle agit de préférence sur les harmoniques impairs. Théoriquement, un amplificateur symétrique dès l'entrée jusqu'à la sortie aura un spectre de distorsion seulement constitué par des harmoniques impairs. Heureusement, la symétrie parfaite n'existe pas. Pourtant, nous sommes loin des caractéristiques spectrales de Wegel et Lane ou du spectre de distorsion d'un amplificateur type 300 B comme il a été supé-

rieurement démontré par Jean Hiraga dans son article « Harmonie et distorsion ». La première version de l'amplificateur à 211 n'avait aucun dispositif pour réduire la distorsion par H3, H5, ... L'introduction de R15 va permettre l'obtention d'un spectre de distorsion plus équilibré. Bien qu'introduisant une réaction très petite (4,5 dB dans le premier étage et 2,5 dB sur l'étage de puissance), cette résistance apporte une augmentation de définition significative.

Quelques mesures

Les valeurs qui vont suivre ont été obtenues sur le quatrième prototype. Ce sont des mesures conventionnelles mais qui donnent une idée de la qualité de l'ampli. La version définitive, avec une implantation symétri-

que et des composants plus sélectionnés à tolérances serrées, doit améliorer encore ces valeurs surtout le rapport signal/bruit. J'espère présenter les tests de la version définitive accompagnés des spectres de bruit et de distorsion.

Bruit avec l'entrée fermée sur 600 Ω et sortie résistive de 8 Ω, référé à 35 W :

$$S/N = 85 \text{ dB}$$

Bande passante à 1 W, sur charge résistive de 8 Ω (- 2 dB) :

de 15 Hz à 67 kHz

Bande passante à 10 W, sur charge résistive de 8 Ω (- 2 dB) :

de 10 Hz à 67 kHz

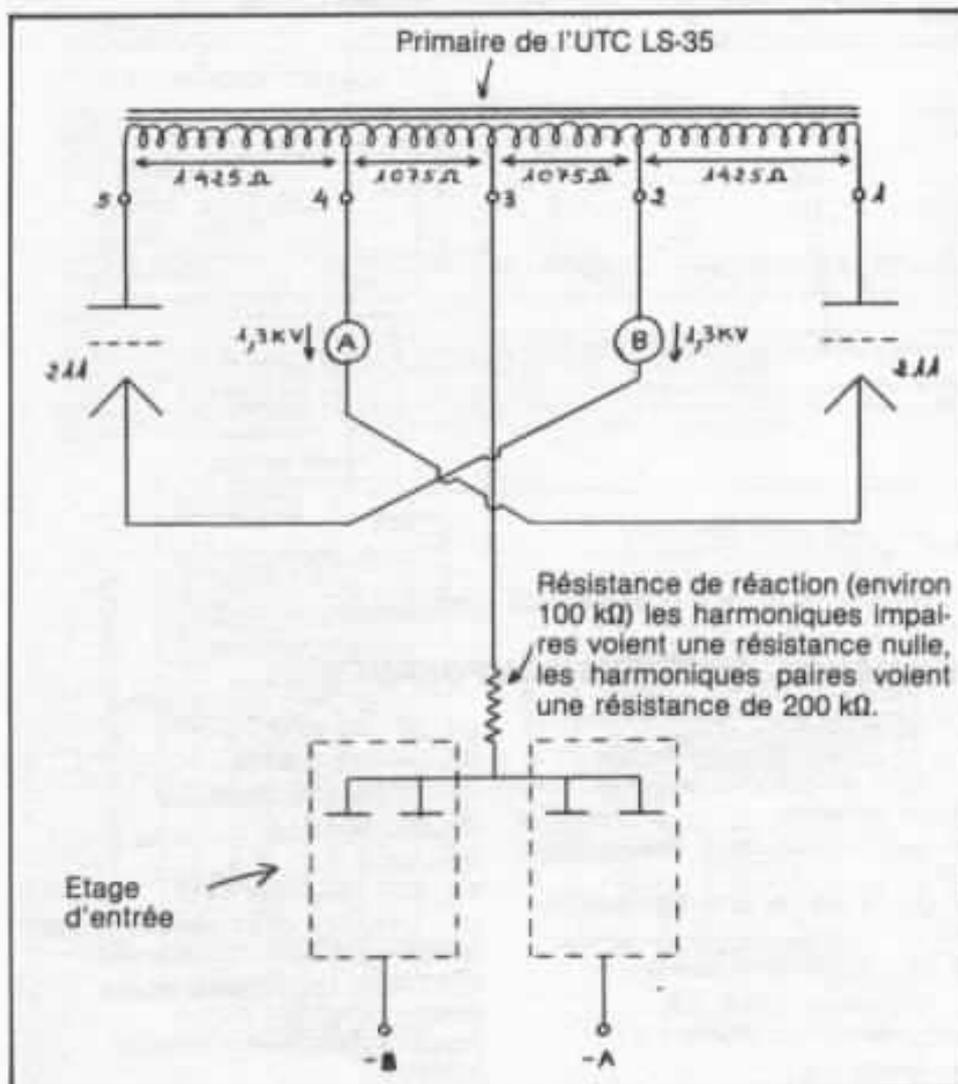


Fig. 1 : Schéma de principe illustrant les liaisons au transformateur de sortie et la réaction.

Mesures de distorsion + bruit

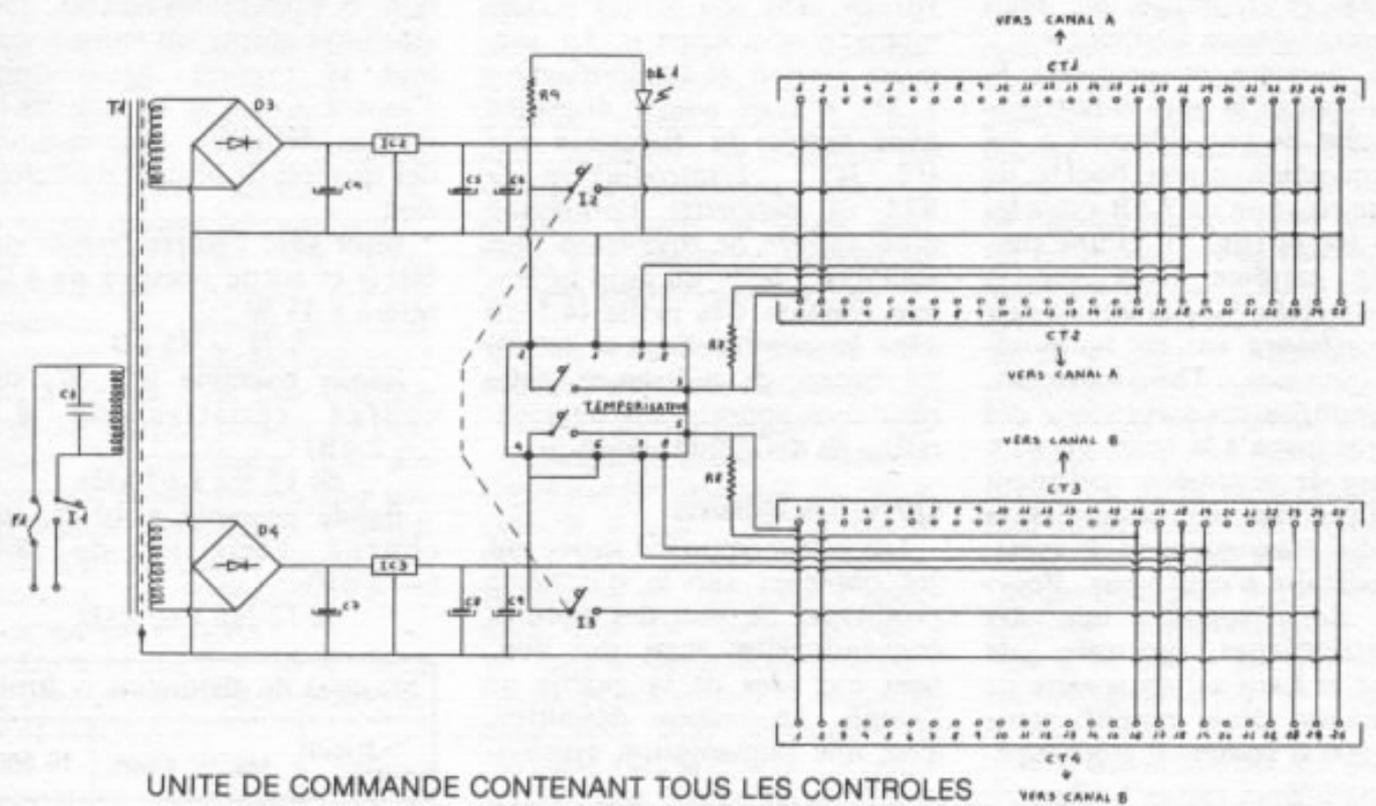
f(Hz)	100	1 000	10 000
5	0,1%	0,1%	0,1%
10	0,1%	0,1%	0,1%
20	0,2%	0,15%	0,15%

Il faut remarquer que ces valeurs ont été mesurées sur un prototype qui possède des différences significatives par rapport à la version définitive. Ainsi, les valeurs présentées doivent être pris avec quelques réserves bien qu'il faille distinguer la légère diminution du taux de distorsion avec la fréquence.

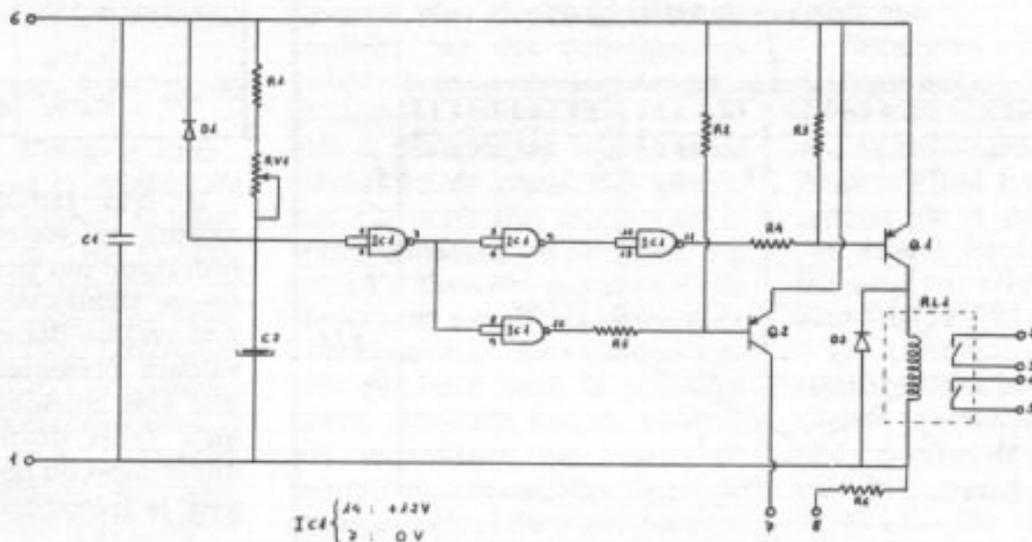
La version définitive

Sur les figures 2 et 3, on peut voir le schéma de la version définitive.

Le tube 5R4-GB est employé presque dans les conditions de tension maximale. Comme on peut le voir dans l'extrait du manuel RCA ci-joint, le fabricant recommande un intervalle d'au moins 10 secondes entre l'application de la tension de filaments et la tension de plaque. Dans ces circonstances, il s'est imposé un circuit temporisateur qui servira aussi au pré-



UNITE DE COMMANDE CONTENANT TOUS LES CONTROLES



TEMPORISATEUR D'ENVIRON 20 S A DEMARRAGE IMMEDIAT

UNITE DE COMMANDE - LISTE DES COMPOSANTS

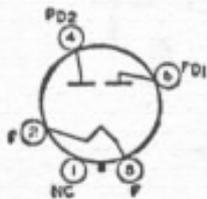
R1 - 470 K, 1/4 W, 5 %
 R2 - 10 K, 1/4 W, 5 %
 R3 - 10 K, 1/4 W, 5 %
 R4 - 47 K, 1/4 W, 5 %
 R5 - 27 K, 1/4 W, 5 %
 R6 - 330 Ω, 1 W, 5 %
 R7 - 680 Ω, 1 W, 5 %
 R8 - 680 Ω, 1 W, 5 %
 R9 - 1 K, 1 W, 5 %
 RV1 - 100 K, 1/2 W

T1 - transformateur 2 × 18 V, 2 A
 avec 1 blindage magnétique et 1 blindage électrostatique.

C1 - 22 nF, 250 V
 C2 - 47 μ, 16 V, électrochimique
 C3 - 0,47 μF, 250 V, RIFA 271 M (papier métallisé)
 C4, C7 - 2 200 μF, 35 V, électrochimique
 C5, C8 - 2 200 μF, 16 V, électrochimique
 C6, C9 - 10 μF, 25 V, tantale
 I1 - interrupteur 250 V, 2 A
 I2-I3 - interrupteur double 1 A
 F1 - fusible 2 A

D1, D2 - 1N 4006
 D3, D4 - RONT 5005
 DL1 - diode LED rouge
 Q1, Q2 - BC 261A
 IC1 - 4011
 IC2, IC3 - régulateur 7812
 CT1, CT2, CT3, CT4 - connecteur AMP femelle - 205 207-1 ou équivalent
 RL1 - relais téléphonique double Bobine - 1,75 kΩ
 Relais - « Reed Switch » Hamlin MDRR-4.

Fig. 3 : Schéma de l'unité de commande.



FULL-WAVE VACUUM RECTIFIER

5R4GYB

Coated-filament type used in power supply of transmitting and industrial equipment. Rated for a maximum peak inverse plate voltage of 3100 volts and maximum peak plate current of

715 milliamperes at altitudes up to 20,000 feet, it may be used at altitudes up to 40,000 feet with reduced plate voltages. Requires Octal socket and may be operated in vertical position, base up or down, or in horizontal position with pins 2 and 4 in vertical plane. OUTLINE 20, Outlines Section.

FILAMENT VOLTAGE (AC/DC)*	5	volts
FILAMENT CURRENT	2	amperes

HALF-WAVE RECTIFIER

Maximum Ratings:	For altitudes up to:		
	40000	20000	feet
PEAK INVERSE PLATE VOLTAGE	2650 max	3100 max	volts
AC PLATE SUPPLY VOLTAGE (Per plate, rms, without load)	See Rating Chart I		
PEAK PLATE CURRENT (Per plate)	715 max	715 max	ma
DC OUTPUT CURRENT (Per plate)	See Rating Chart I		
HOT-SWITCHING TRANSIENT PLATE CURRENT (Per plate)	■		
BULB TEMPERATURE (At hottest point)	230 max	230 max	°C

Typical Operation with Capacitor-Input Filter:

	For altitudes up to:		
	40000	20000	feet
AC Plate-to-Plate Supply Voltage (rms, without load)	1400	1500	2000
Filter-Input Capacitor	20	20	20
Total Effective Plate Supply Impedance (Per plate)*	225	250	375

DC Output Voltage at Input to Filter (Approx.):

	40000	20000	feet
At Half Load, ma=75	-	910	volts
At Half Load, ma=125	750	-	volts
At Full Load, ma=150	-	800	volts
At Full Load, ma=250	605	-	volts

Voltage Regulation, Half-Load to Full-Load Current, (Approx.)

	40000	20000	feet
	145	110	170
DC Output Current	250	150	150

Typical Operation with Choke-Input Filter:

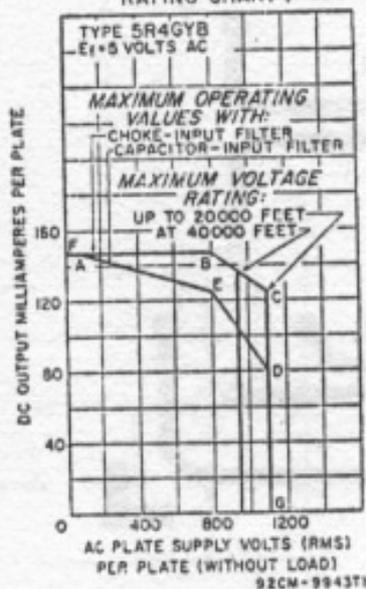
	For altitudes up to:		
	40000	20000	feet
AC Plate-to-Plate Supply Voltage (rms, without load)	1500	1900	volts
Filter-Input Choke	5	10	henries
DC Output Voltage at Input to Filter (Approx.):	For dc output:		
ma=87.5	-	800	volts
ma=125	600	-	volts
ma=175	-	760	volts
ma=250	560	-	volts
Voltage Regulation, Half-Load to Full-Load Current, (Approx.)	40	10	volts
DC Output Current	250	175	ma

* See accompanying chart for operating conditions requiring delay in application of plate voltage until filament has reached operating temperature.

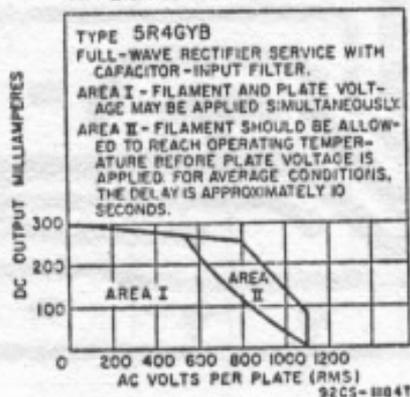
• If hot-switching is required in operation, choke-input circuits are recommended. Such circuits limit the hot-switching current to a value no higher than that of the peak plate current. When capacitor-input circuits are used, a maximum value of 3 amperes should not be exceeded.

• Indicated values for conditions shown will limit peak plate current to maximum rated value. When a filter-input capacitor larger than 20 microfarads is used, it may be necessary to use more plate-supply impedance than the value shown to limit the peak plate current to the rated value.

RATING CHART I



OPERATING AREAS FOR SIMULTANEOUS AND DELAYED APPLICATION OF PLATE VOLTAGE



chauffage des autres tubes. J'ai opté pour une commande à distance pour des raisons d'arrangement et de liaison aux autres éléments de la chaîne. D'ailleurs, il faut l'avouer, j'ai voulu faire un peu d'électronique pour l'électronique (fig. 4).

La raison de préférer l'utilisation de flat-cable à 25 conducteurs dont on n'utilise moins de la moitié est l'introduction de plusieurs tensions de l'amplificateur et une « gestion de la sécurité » réalisé par microprocesseur. Ce sont des améliorations de l'unité de commande qui n'ont rien à voir avec le fonctionnement de l'amplificateur proprement dit.

A remarquer aussi le recours à des fiches AMP à 25 contacts (dorés) (Photo 3) pour la liaison de chaque canal à l'unité de commande ainsi que pour l'insertion des régulateurs qui alimentent les filaments des E83CC (fig. 5, 6 et photo 4).

Un autre aspect à détacher est le filtre constitué par les éléments L1, L2, C1 et C2 destiné à l'élimination des bruits de mode commun et différentiel provenant du secteur. Bien sûr, il est possible d'employer un filtre complet tels que ceux fournis par Siemens, Schaffner, etc. Sur le schéma, il a été prévu une réaction négative totale facultative à travers la résistance R16. Son utilisation n'est pas recommandée, exception faite s'il devient absolument nécessaire d'augmenter le facteur d'amortissement de l'amplificateur.

L'on trouve de nouveau le transformateur d'entrée LS-68 qui réalise la séparation galvanique entre les deux moitiés et fonctionne comme déphaseur. D'autres solutions ont été essayées tels que l'« optocoupleur » et l'entrée classique sans transformateur. La première solution a donné des résultats très mauvais. La deuxième a conduit à des résultats acceptables mais bien inférieurs à ceux

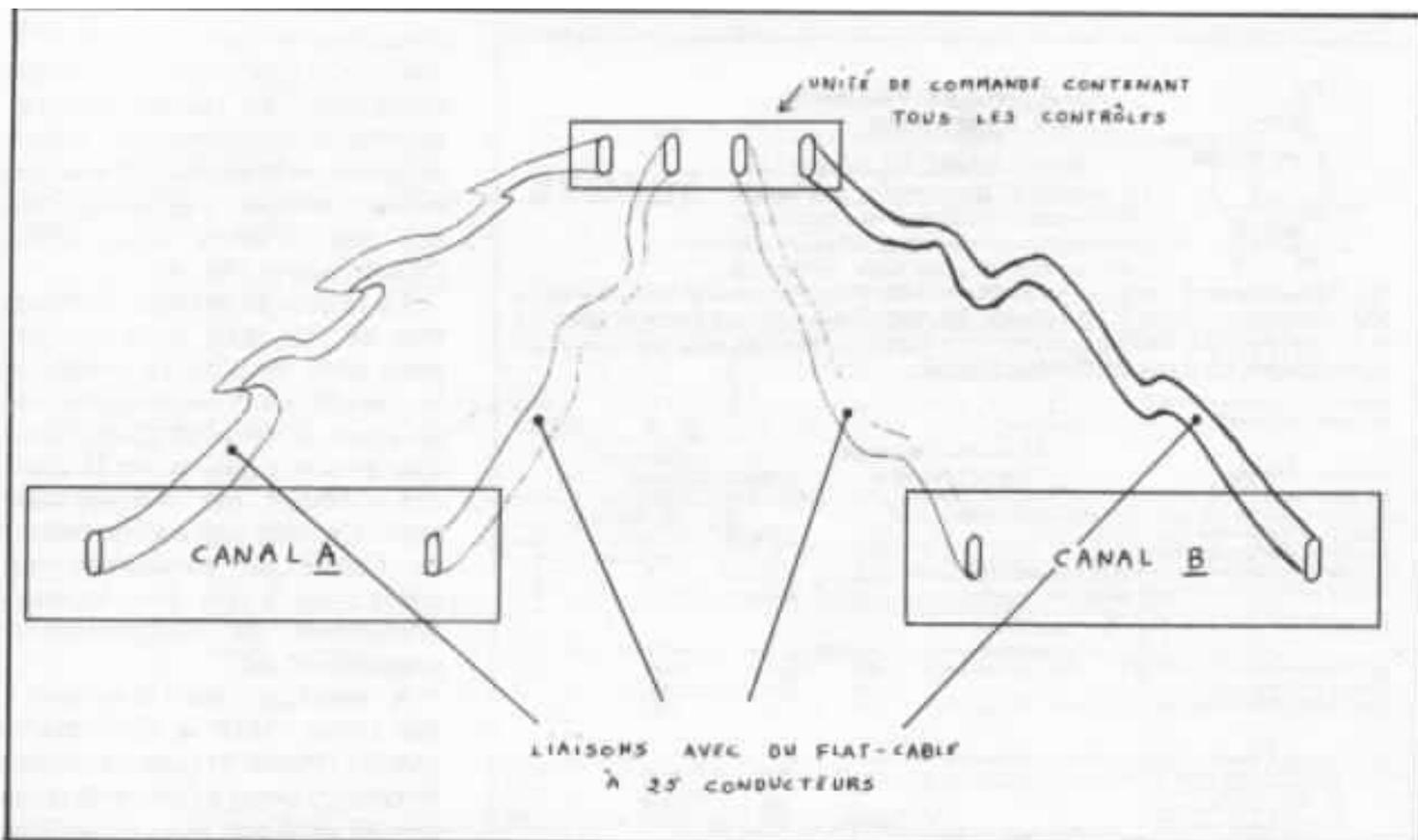


Fig. 4 : Schéma de « boîtier » de l'unité de commande relié aux deux canaux amplificateurs.

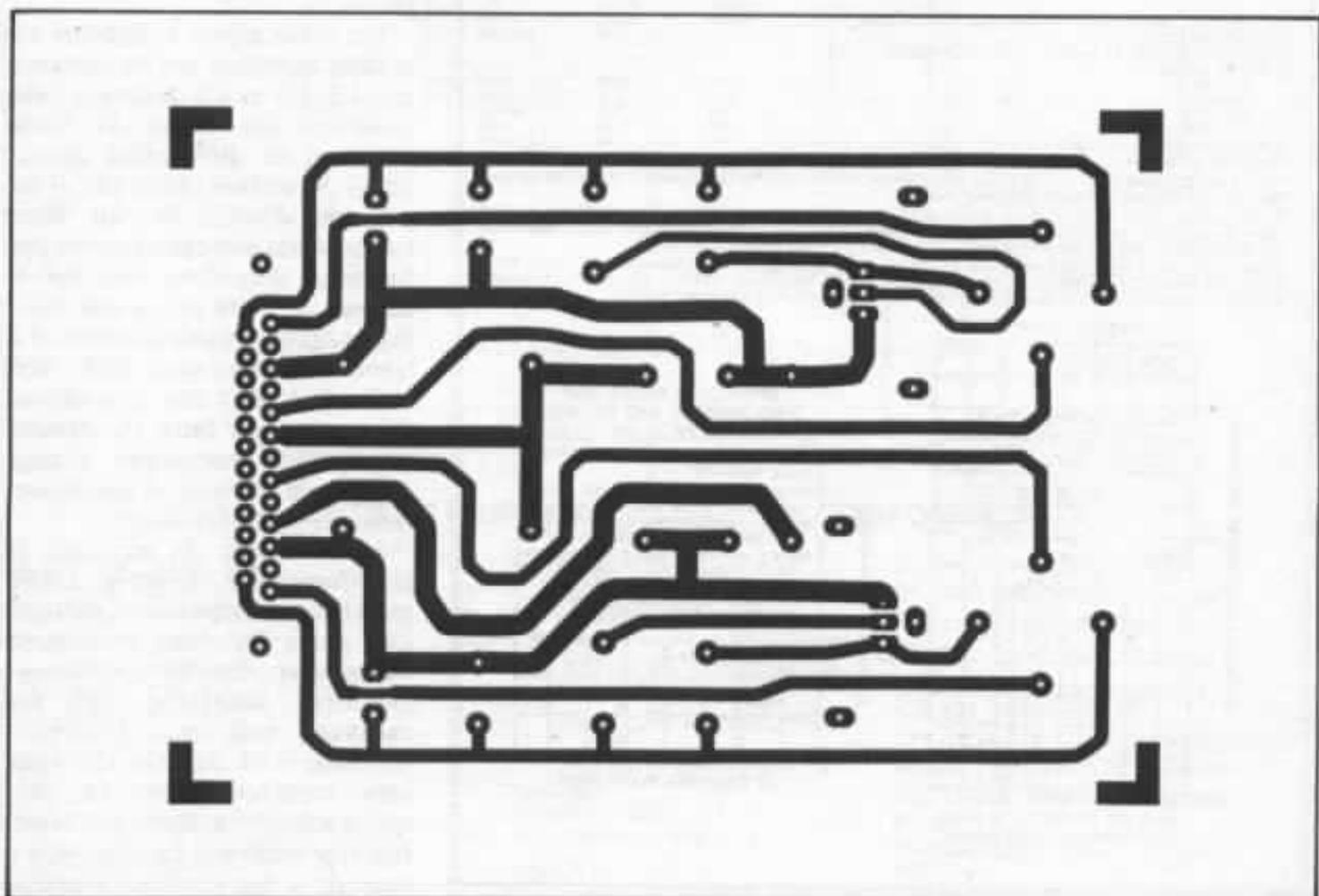


Fig. 5 : Circuit imprimé du régulateur $2 \times 12,6 V$ (vue côté soudures).

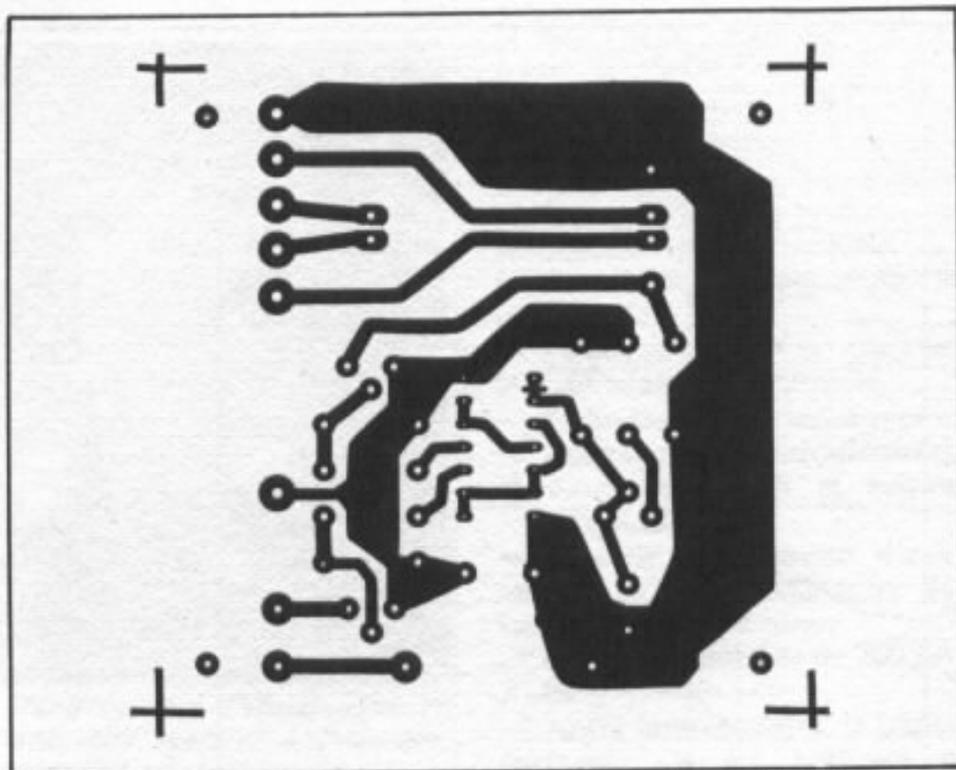


Fig. 6 : Circuit imprimé du temporisateur (vue côté soudures).

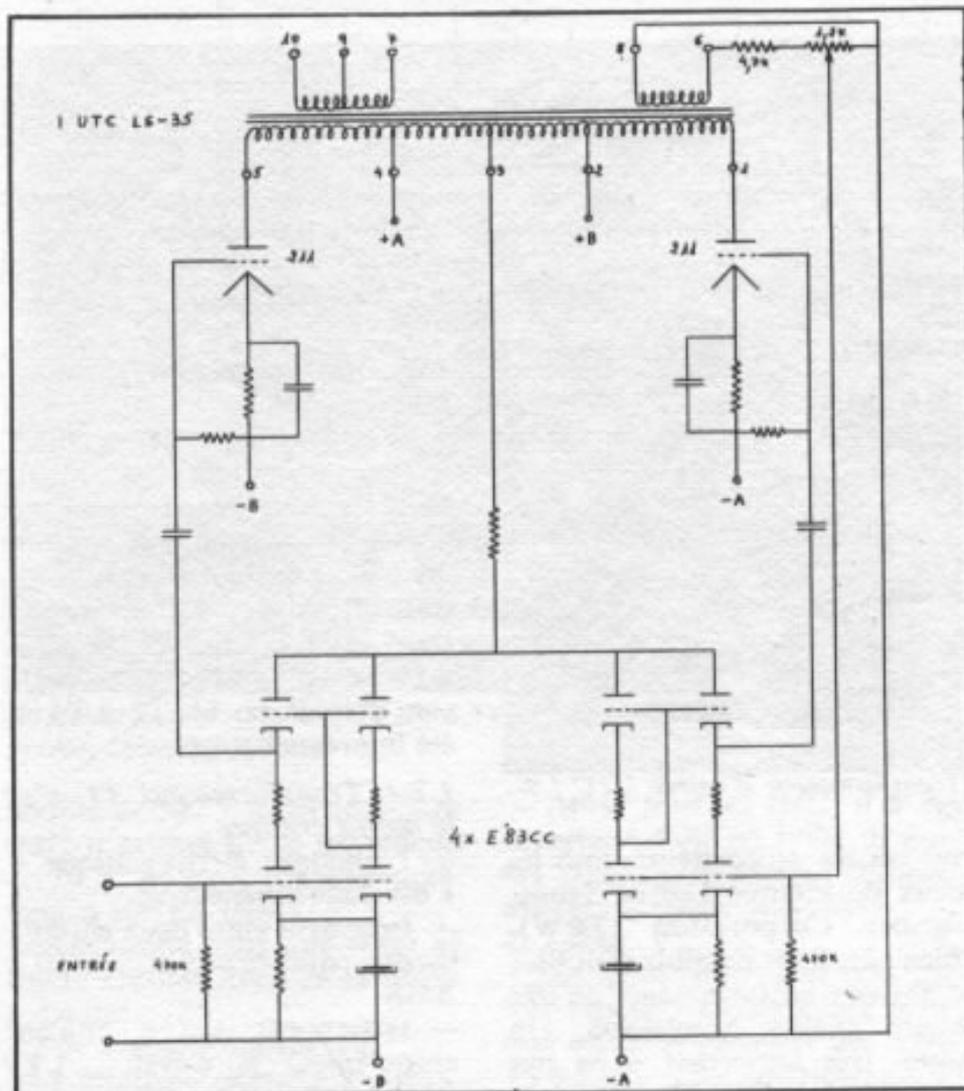


Fig. 7 : Schéma de principe de l'amplificateur sans le transformateur d'entrée. Les valeurs des composants non figurées sont les mêmes que pour la fig. 2.

obtenus avec l'UTC LS-68. Comme promis dès le premier article, voilà sur la fig. 7 le schéma de principe sans transformateur d'entrée. Il n'y a plus de symétrie, l'ampli possède obligatoirement une réaction totale et le secondaire du transformateur de sortie n'a plus de point relié à la masse. A l'écoute, l'amplificateur a perdu l'essentiel de ses qualités.

Il peut paraître étrange de choisir un transformateur qui conduit à une impédance d'entrée très basse, seulement 600 Ω . Il y a deux sortes de raisons à cela :

1. Avec une impédance vue du primaire de 600 Ω , il est possible d'utiliser un pré-amplificateur qui réalise la correction RIAA par filtre passif R, L et C, lequel possède une caractéristique de phase difficile à égaler par les procédés conventionnels (filtres passifs à R et C, réaction). Dans ces conditions, il est possible d'envisager un ensemble préamp/amp de puissance réduit à seulement quatre étages.

2. Si les tubes E83CC sont attaqués en basse impédance, ils peuvent être employés dans la zone de tension de grille positive, ce qui va se traduire par quelques dB ajoutés à la dynamique. Remarquer (fig. 8) la courbe de transfert du premier étage avec une tension disponible de plus de 100 V efficaces et la zone linéaire se prolongeant au-delà de la tension de grille nulle.

Voyons maintenant comment fonctionne l'ensemble. Si l'interrupteur I1 de l'unité de commande est fermée, les relais RL2 de l'amplificateur sont activés. Dans ces conditions, tous les tubes s'allument sans haute tension appliquée. En même temps, au temporisateur, le transistor Q1 est coupé et Q2 à la conduction ; alors, les Led rouges DL2 se trouvent allumés (indiquant que l'amplificateur n'est pas encore prêt). Après quelques 20 s, le condensateur C2 atteint

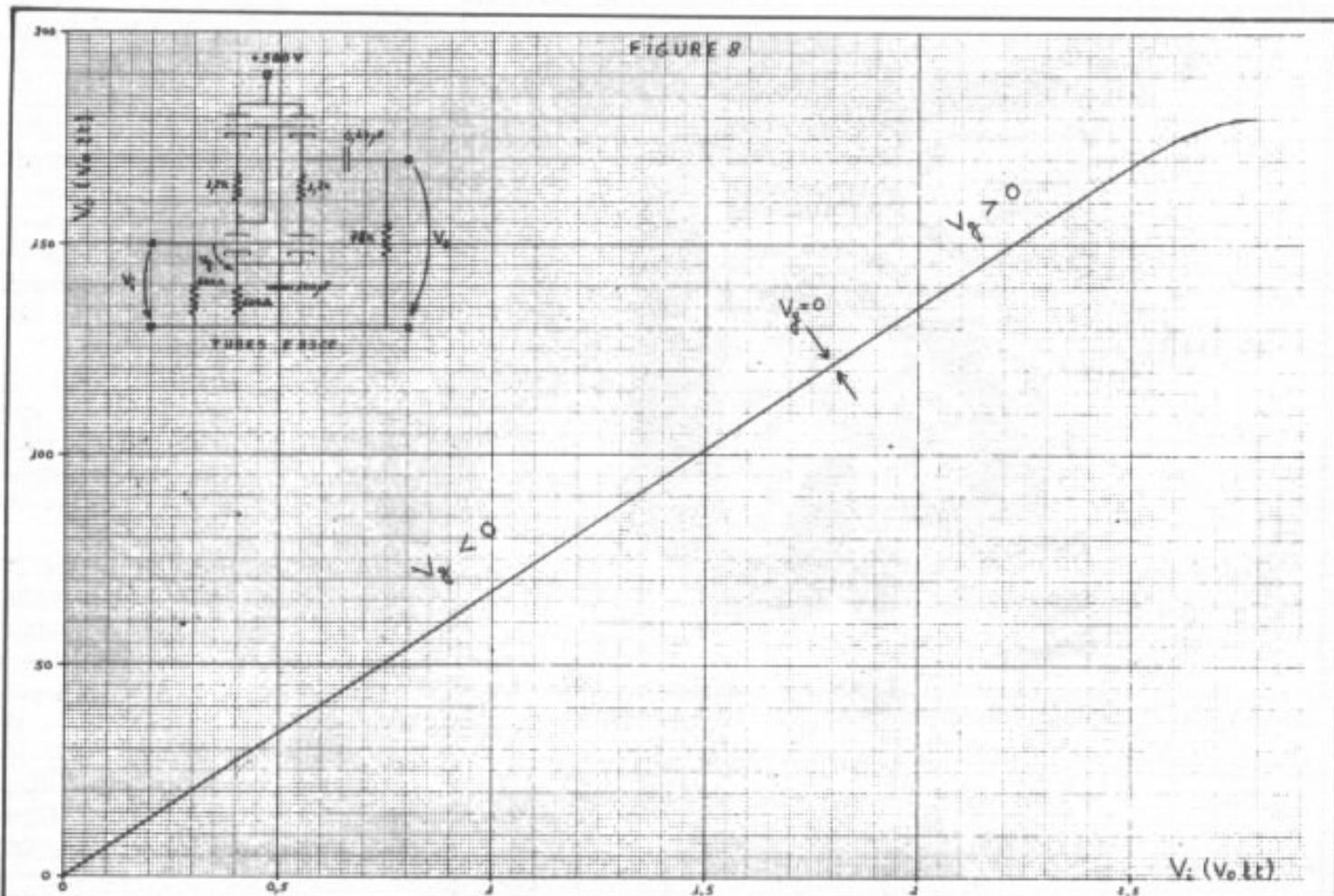


Fig. 8 : La courbe de transfert du premier étage. Remarquer l'excellente linéarité ainsi que la tension de sortie pouvant dépasser 100 volts efficaces. Ceci devient possible si les tubes fonctionnent avec du courant de grille.

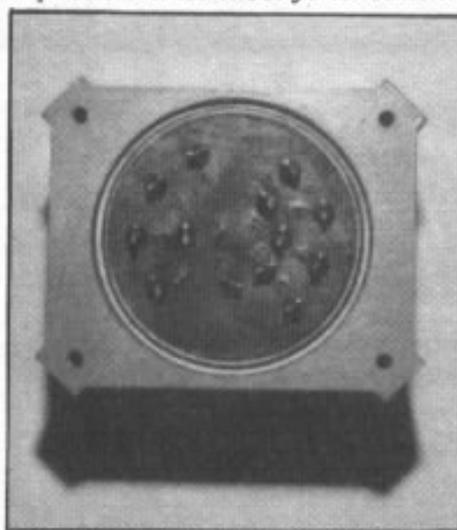
une tension qui est interprétée comme « 1 » logique par la première NAND gate (remarquer que les quatre gates fonctionnent comme simples inverseurs), ce qui fait basculer tout le système. Ainsi, le transistor Q2 cesse de conduire et les Led DL2 s'éteignent. Q1 passe à la conduction, les relais reed se ferment et activent les transformateurs T3 de l'amplificateur. Grâce à la temporisation, les tensions ne sont appliqués aux anodes qu'après stabilisation des cathodes des tubes. Ce fait est signalé par l'allumage des Led verts DL1.

Considérations sur les composants employés

1. Transformateurs

1.1. Transformateurs de signal T4 et T5

La qualité sonore de l'amplificateur repose en grande partie



Transformateur d'entrée UTC LS-68.

sur ces transformateurs, tous les deux de marque United Transformer Corporation (TRW). Bien sûr, il est possible d'utiliser d'autres transformateurs de très haute qualité équivalents. Un point très important à ne pas oublier c'est que T4 doit avoir une tension d'isolement d'au

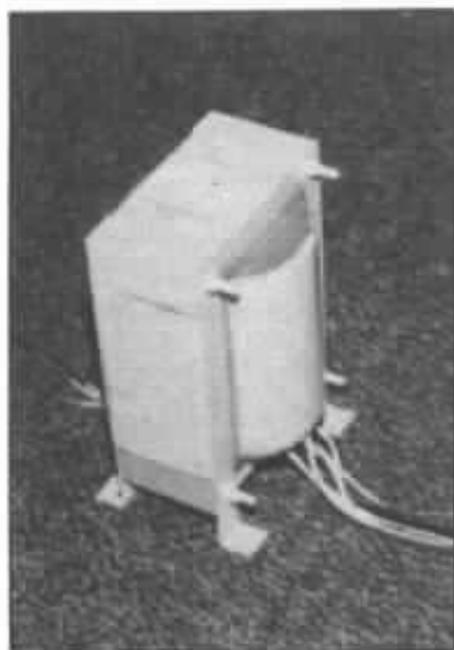
moins 500 V et T5 d'au moins 1,5 kV (2 kV pour le UTC LS-35).

1.2. Transformateurs d'alimentation

Pour des raisons de versatilité, le transformateur de chaque moitié fut divisé par trois plus petits. Signalons que le montage est très sensible à la qualité des transformateurs d'alimentation. Pour cette raison, les spécifications exigées du constructeurs sont présentées. T1, T2 et T3 ont été imprégnés sous vide.

1.2.1. Transformateur T1, c'est le moins critique

- 1 blindage électrostatique + 1 blindage magnétique
- Isolement entre deux enroulements quelconques 750 V RMS
- Isolement entre chaque enroulement et noyau 1 kV RMS
- Le courant généré par une



Transformateur d'alimentation T3 après être renforcé à l'Araldite, avant l'encapsulage.

et secondaire et noyau 3 kV RMS.

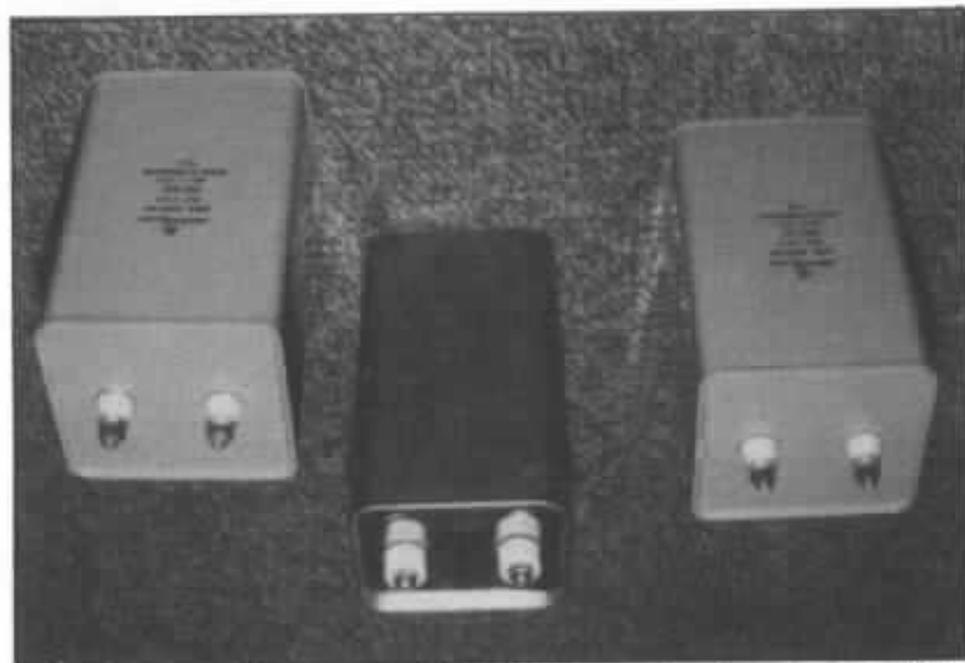
1.2.3. Transformateur T3

C'est le plus critique. La construction cherche à réduire le couplage capacitif entre primaire et secondaire et à empêcher le moindre indice de saturation du noyau.

- Le noyau possède un entrefer
- 2 blindages magnétiques
- 3 blindages électrostatiques
- Isolement entre enroulements et entre secondaire et noyau

4 kV RMS
— Lors de l'application d'une tension de 1 kV RMS entre les enroulements, le courant capacitif maximal admis est de 200 μ A RMS

— Après imprégnation, le transformateur a été renforcé à l'Araldite



Le condensateur Autovox, 32 μ F, 6 kV et les condensateurs à papier huilé Jensen, 25 MF, 1 000 V.

tension de 500 V RMS appliquée entre le primaire et le secondaire de 10 V, ne peut pas être supérieur à 100 μ A (RMS)

— Encapsulé dans une boîte de cuivre chromé avec de la résine polyester.

1.2.2. Transformateur T2

- 1 blindage électrostatique + 1 blindage magnétique
- Isolement entre enroulements

— Après tous les tests, il a été encapsulé dans un boîte de cuivre (1 mm d'épaisseur) chromé, avec de la résine polyester.

2. Tubes

Les tubes Haltron ne sont pas très réputés. La meilleure solution est de se procurer des tubes VT4-C d'origine américaine, GE ou RCA. Cependant, les tubes Haltron employés appartiennent

à une série militaire (211 MIL-E) et sa qualité est équivalente à ceux d'origine USA.

Bien que l'étage d'entrée emploie des tubes professionnels ECC83 RSD, les résultats obtenus avec les ECC83 de bonne provenance (Valvo, Siemens) ne sont pas discernables.

3. Condensateurs

Ils jouent un rôle important dans le résultat final. Il y a des différences significatives à l'écoute selon la technologie des condensateurs employés. En particulier, les alimentations de 1,3 kV ont été essayées avec des condensateurs électrochimiques de bonne qualité montés en série. Malgré les bons résultats, on remarque immédiatement une perte sensible de finesse à l'extrême aigu.

Les condensateurs les plus critiques sont :

C3, C4, C5 : papier huilé. Il est possible de remplacer la série C3-C4 par un seul condensateur (par exemple Sic Safco BP ou NOR-CF1) ;

C6 : condensateur du type indiqué au n° 22 (CSI) ou équivalent (Autovox). Ce sont des condensateurs du type haute énergie, conçus pour fonctionner en régime de décharge. Ils possèdent une ERS (résistance équivalente série) extrêmement faible et une inductance série très réduite, compte tenu des dimensions physiques du condensateur. Avec l'Autovox, on a mesuré une inductance série de 75 nH ce qui conduit à une fréquence de résonance de 100 kHz. Si l'on ajoute une tangente de l'angle de pertes ($\text{tg } \omega$) inférieur à 0,1 % jusqu'à 5 MHz (les électrochimiques TFRS possèdent une $\text{tg } \delta$ de l'ordre de 2 à 10 % à 100 Hz), il est possible de se faire une idée du niveau de qualité de ce condensateur. Les constructeurs en disent très peu sur la technologie employée, mais il est connu que le condensateur est à film plastique (peut-être un fluoroplastique comme le Teflon,

LISTE DES COMPOSANTS

- R1 - 2,7 Ω, 1 W, 5 %, film de carbone
- R2 - 47 Ω, 1/2 W, 5 %, film de carbone
- R3, R4 - 1 M, 2 W, 5 %, film de carbone
- R5 - 900 K, 4 W, 5 %, film de carbone (2 × 1,8 M en parallèle)
- R6 - 68 K, 1 W, 5 %, film de carbone
- R7 - 220 K, 1 W, 5 %, film de carbone

R8 - 27 K, 1/2 W, 5 %, film de carbone

R9, R10 - 600 Ω, 1/2 W, 1 %, film métallique WELWYN 4034 C

R11, R12 - 1,2 K, 1/2 W, 1 %, film métallique WELWYN 4034 C

R13 - 100 K, 1/2 W, 2 %, film de carbone

R14 - 1,2 K, 10 W, 1 %, bobinée non-inductive WELWYN WHL + 100 Ω, 2 W, 2 %, film de carbone

R15 - 100 à 115 K, 10 W, 5 % - Voir texte.

R16 - 50 à 400 Ω, 1/2 W, 5 %, film de carbone

C1, C2 - 0,47 μF, 250 V, RIFA PME 271M, papier métallisé

C3, C4 - 25 μF, 1 kV, JENSEN, papier huilé

C5 - 5 × 0,47 μF, 1,5 kV, papier huilé

C6 - 32 μF, 6 kV, CSI ou AUTOVOX

C7, C8 - 220 μF, 35 V, électrochimique

C9, C10 - 2 200 μF, 16 V. électrochimique

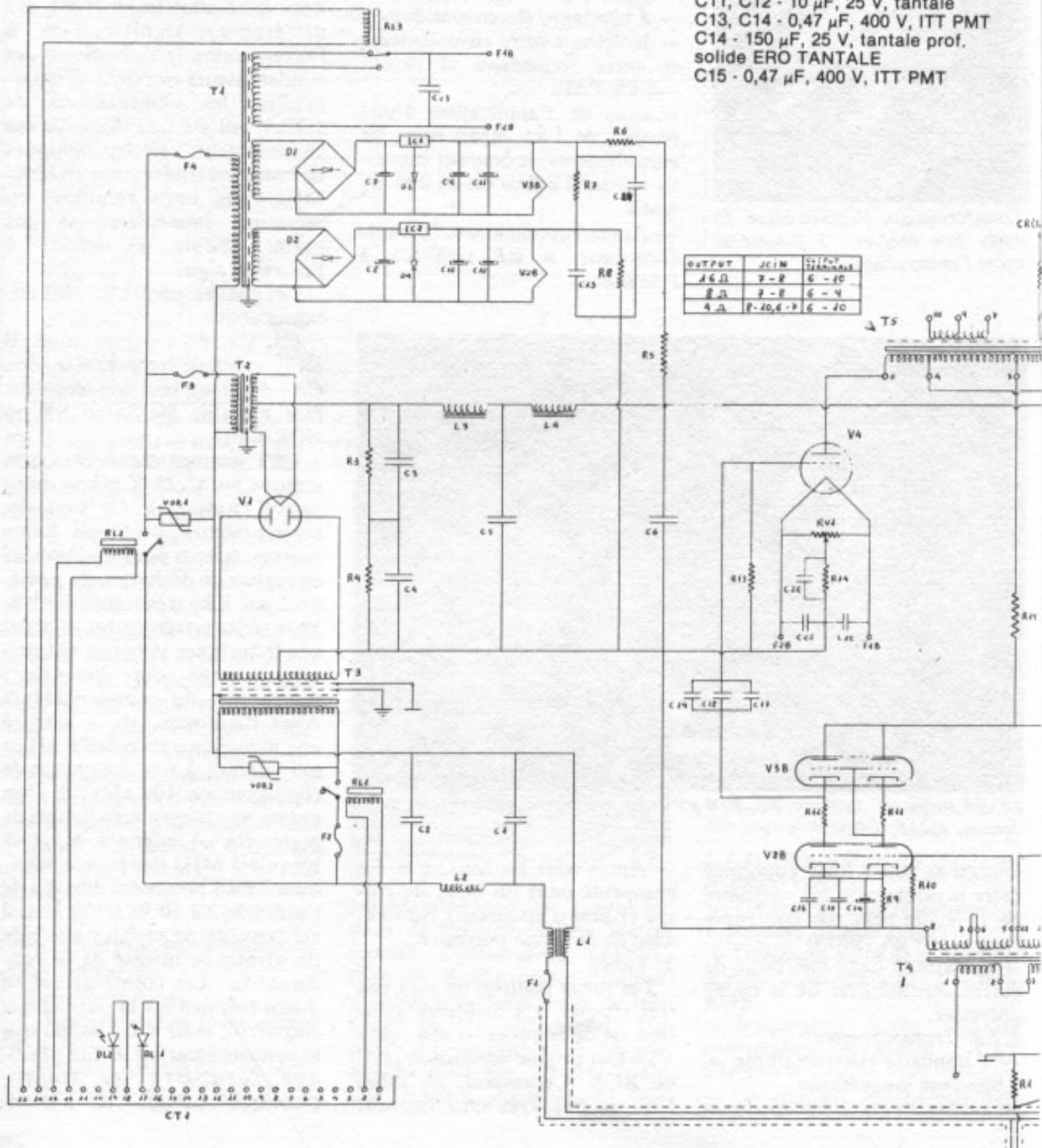
C11, C12 - 10 μF, 25 V, tantale

C13, C14 - 0,47 μF, 400 V, ITT PMT

C14 - 150 μF, 25 V, tantale prof.

solide ERO TANTALE

C15 - 0,47 μF, 400 V, ITT PMT

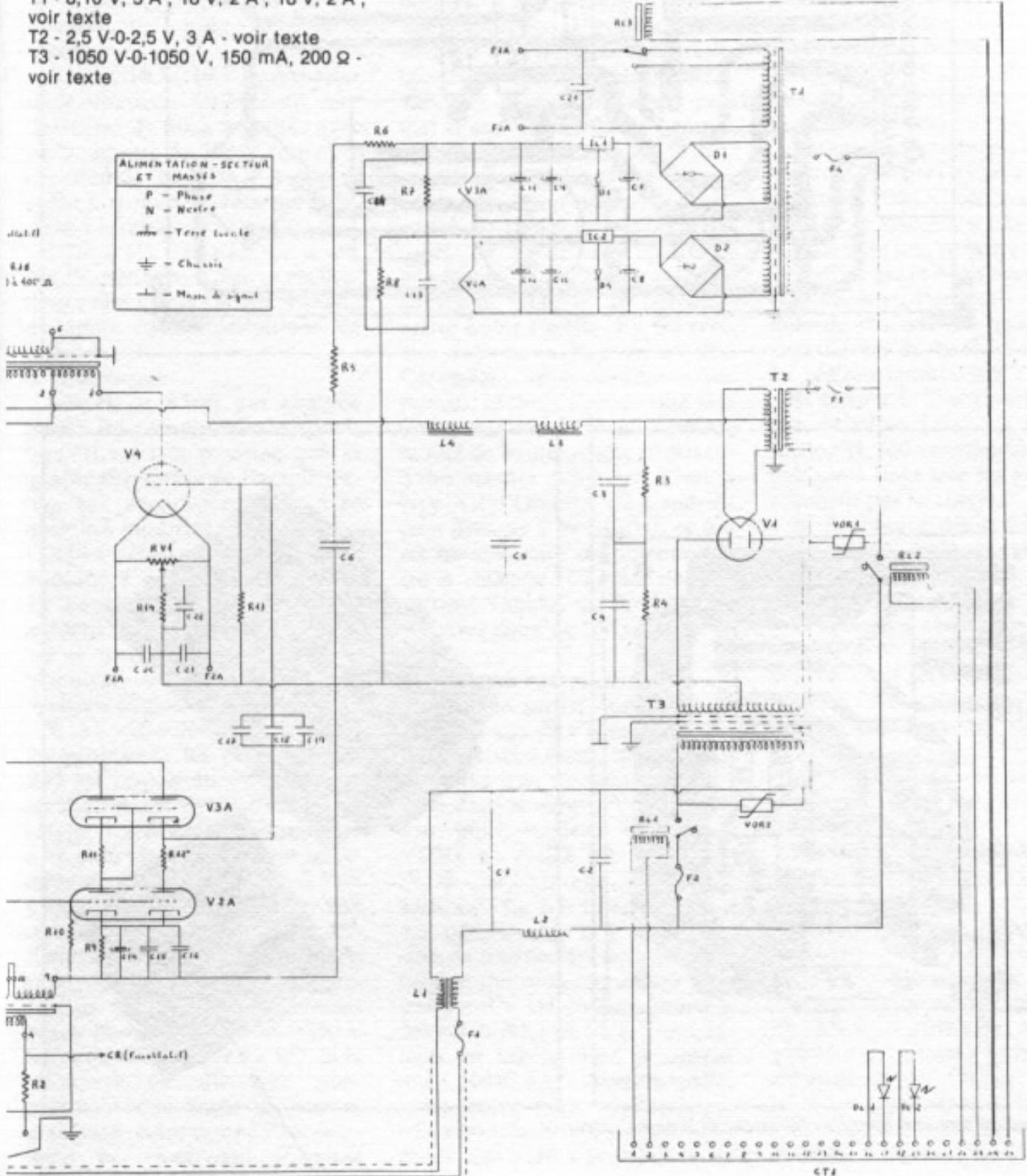


OUTPUT	JC1M	CI 2 P-V
16 Ω	7-8	6-10
8 Ω	7-8	6-4
4 Ω	7-10, 6-7	6-10

C16 - 18 nF, 500 V, mica argenté HUNTS
 C17 - 0,47 μ F, 630 V, ITT PMT
 C18 - 0,1 μ F, 1 kV, polyester non-métallisé SIC SAFCO PLASTISIC J
 C19 - 20 nF, 700 V, mica argenté, PI
 C20, C21, C22 - 5 x 4,7 μ F, 100 V, polycarbonate SIEMENS
 C23 - 2 x 2,2 μ F, 250 V, polycarbonate SIEMENS
 L1 - voir texte
 L2 - 1 mH, 0,2 Ω max.
 L3, L4 - 7,5 H, 100 mA, 100 Ω
 T1 - 8,10 V, 5 A ; 18 V, 2 A ; 18 V, 2 A ; voir texte
 T2 - 2,5 V-0-2,5 V, 3 A - voir texte
 T3 - 1050 V-0-1050 V, 150 mA, 200 Ω - voir texte

T4 - UTC LS-68 - T5 - UTC LS-35
 RL1, RL2, RL3 - Relais SIEMENS KS-NV 23016 - A0005 - A101 (bobine 230 Ω , 12 V ; contacts argent avec flash d'or)
 F1 - fusible 4 A, 250 V
 F2 - fusible 2 A, 250 V
 F3 - fusible 0,15 A, 250 V
 F4 - fusible 1 A, 250 V
 D1, D2 - Pont S 005
 D3, D4 - 1N4001
 DL1 - diode LED verte
 DL2 - diode LED rouge
 RV1 - 2 x 100 Ω , 2 W en parallèle,

Ohmite AB - Voir texte
 VDR1, VDR2 - SO5K230 (Siemens) ou équivalent
 V1 - SR4 GB RCA
 V2, V3 - E83CC RSD ou ULTRON
 V4 - 211 HALTRON MIL-E ou VT4-C GE
 CT1 - connecteur AMP femelle 205207-1 ou équivalent
 Supports des tubes - céramiques
 Câblage - LEONISCHE 1 mm² et 2,5 mm²
 Châssis - laiton (1,5 mm) chromé
 Entrée - JAEGER 533755 et 530755.

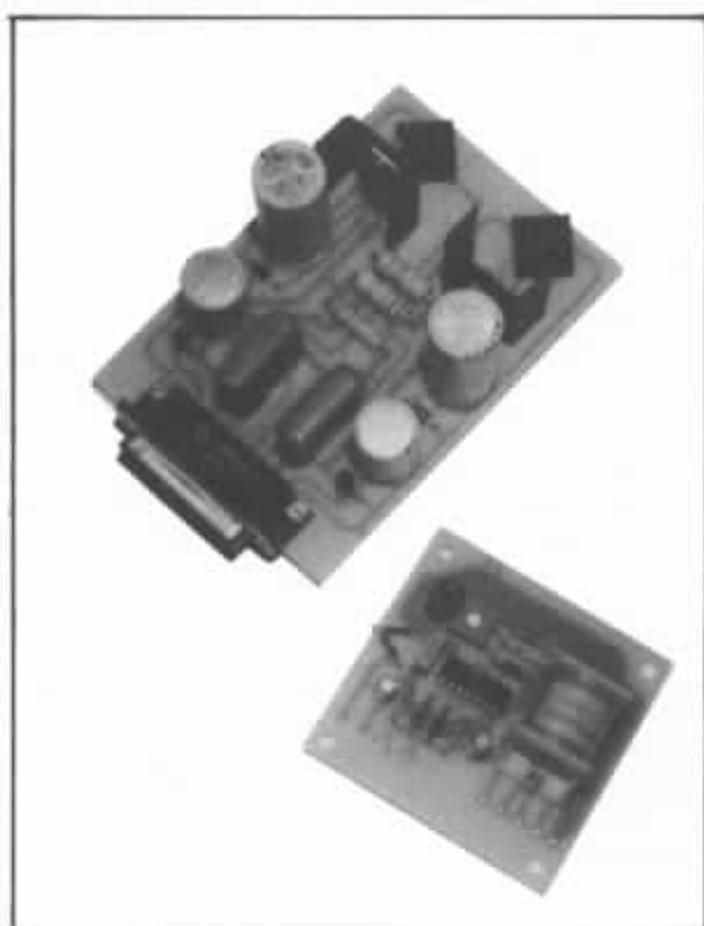
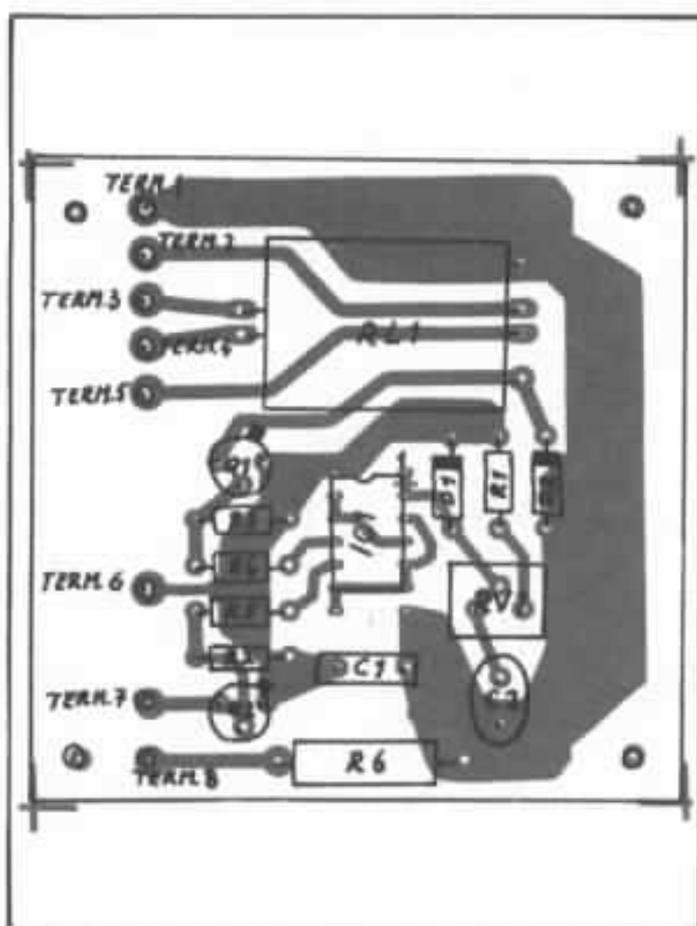
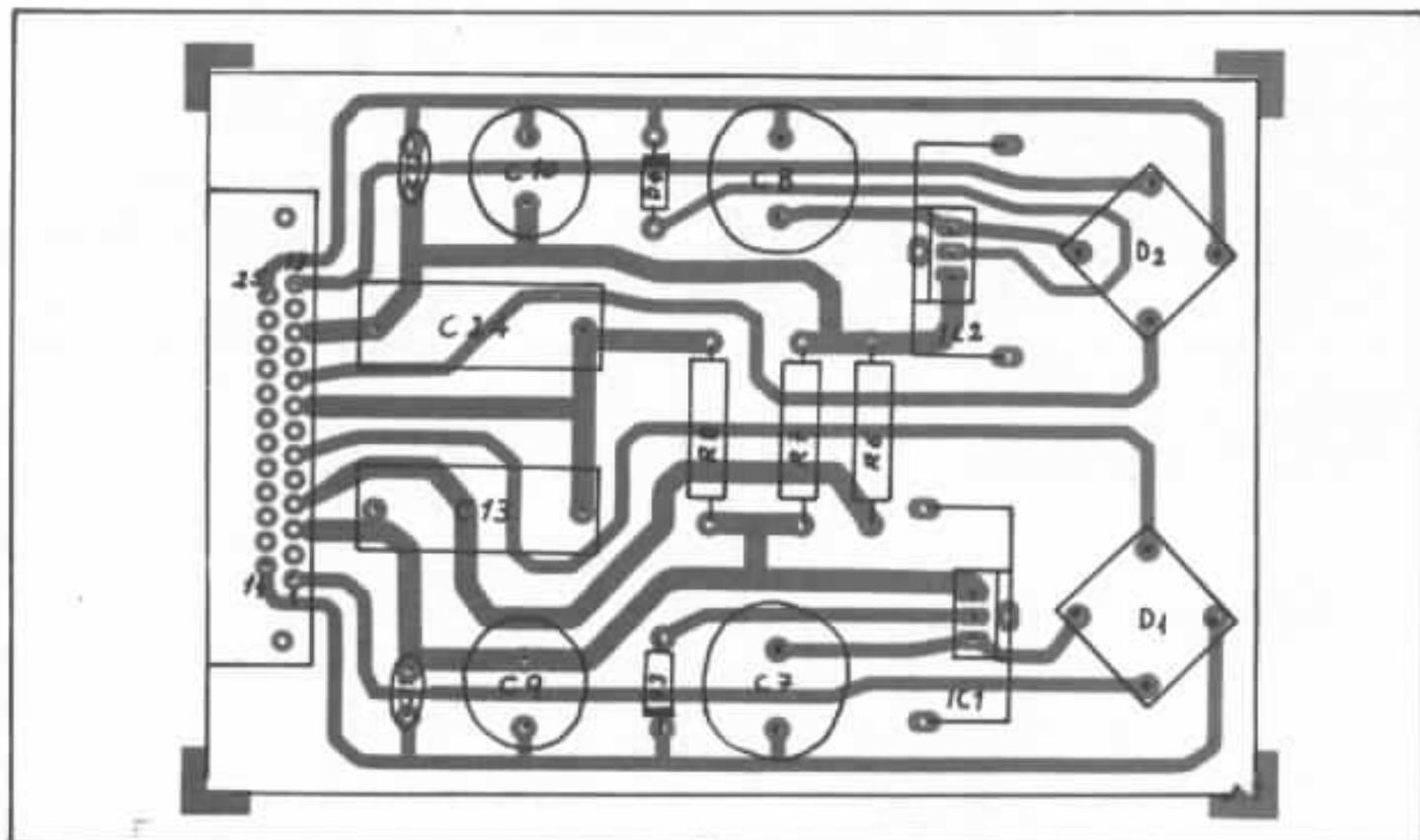


ALIMENTATION - SECTEUR ET MASSES

P	- Phase
N	- Neutre
me	- Terre locale
⊥	- Chassis
→	- Main & signal

1/4 400 A

CT1



Implantation vue des circuits régulateur et temporisateur.

PVF, Aclar, etc.). Après quelques essais moins bons, l'auteur a découvert ce type de condensateur par un ami qui travaille dans l'électronique médicale. En fait, ils sont couramment employés dans les défibrillateurs cardiaques. De prix très élevé (au Portugal ils coûtent l'équivalent de 1 700 FF par unité), ces condensateurs assurent une limpidité et un effet de profondeur exceptionnels sur tout le spectre sonore.

C17, C18, C19 : à respecter soigneusement. C19 est un condensateur de mica argentée avec un isolement de 700 V toutefois un modèle en 500 V est plus facile à trouver et fera parfaitement l'affaire.

C20, C21, C22 : ici, on a utilisé l'expérience d'autres réalisations telles que la version Tanaka du 300B et de réalisations de l'auteur.

4. Résistances

Les essais n'ont pas englobé toutes les technologies disponibles. Il est très possible que la qualité subjective de l'amplificateur soit encore améliorée avec quelques modifications.

R14 : c'est une résistance bobinée à radiateur (Welwyn). Le bobinage est du type non-inductif. En France, ces résistances se trouvent sous la marque Sfernice, un associé de la Welwyn anglaise.

R15 : cette résistance a posé les problèmes les plus délicats. R15 est responsable de la petite réaction négative dans l'amplificateur. La dissipation approche 6 W et la chute de tension résultante de quelques 800 V. Si l'on y ajoute l'intérêt d'employer une résistance non-inductive, les difficultés sont grandes. Les fabricants de résistance bobinées présentent une limite relativement basse pour la valeur maximale (environ 40 k Ω pour 50 W). Si la résistance est du type non-inductif, cette limite est encore plus basse étant donné l'enroulement en va-et-vient. Comme

exception notable, on peut citer un fabricant américain très réputé pour ses produits résistifs de haute qualité. C'est la AMF/RCL Electronics qui, dans son catalogue, offre des résistances non-inductives à dissipation 50 W jusqu'à 130 k Ω pouvant supporter des tensions de 880 V (RCL type ALN-50). Comme alternatives beaucoup moins bonnes, il est possible d'utiliser une association de résistances de carbone 2 W ou encore une résistance bobinée conventionnelle.

RVI : ce potentiomètre permet d'annuler quelques composantes à 50 Hz dans la sortie provenant du chauffage des 211 en alternatif. Etant donnée la dissipation de 2 W et la proximité des tubes de sortie qui chauffent beaucoup, la meilleure solution paraissait indiquer un potentiomètre bobiné (celle-ci a été retenue dans la version du n° 22). Cependant, après plusieurs expériences, le choix s'est orienté vers un potentiomètre à carbone moulé de haute qualité obéissant à des normes militaires. C'est le type AB d'Ohmite. Ce dispositif peut dissiper 2 W à 70°C, ce qui est notable dans un potentiomètre à carbone. Comme dans la version Tanaka du 300B, il est employé deux de 100 Ω en parallèle.

5. D'autres composants

Dans un projet audiophile, il ne suffit pas de s'assurer que les contacts sont bons, il faut aussi s'assurer que sa tenue est parfaite dans le temps. Voilà la raison pour laquelle on trouve VDR1 et VDR2 sur le schéma (VDR = voltage dependant resistor). En fait lorsque l'ampli est déconnecté, il y a production de transitoires de très haute tension qui provoquent des étincelles entre les contacts ouverts des relais RL1 et RL2. Ces contacts en argent doré possèdent une résistance exceptionnellement basse mais se dégradent très rapidement s'il y a des étincelles. Les VDR à grains d'oxyde

de zinc sont là pour protéger les relais. Leur utilisation devrait se généraliser dans les montages audiophiles.

Un autre composant important est le châssis. Des prototypes de châssis en laiton (1,5 mm d'épaisseur) revêtu de 25 μ d'étain brillant ont été essayés. Etant donné les excellents résultats obtenus, cette solution a été retenue. Cependant, la version définitive aura un châssis chromé et non étamé. Le chrome est déposé sur 5 μ de cuivre, sans nickel (métal ferromagnétique, à ne pas employer).

Quant aux soudures, la fiche d'entrée (Jaeger) et les supports des tubes E83CC ont été soudés avec de la Multicore LMP ; tout le reste avec une soudure enrichie de cuivre, genre Multicore Savbit (fabriquée au Portugal). La soudure de chacune des quatre broches dorées de la fiche d'entrée est réalisée comme suit :

a. Retirer la couverture plastique du câble Lify, 2,5 mm² de section (1 500 conducteurs), avec des gants pour que les mains ne touchent pas le cuivre.

b. Argenture des conducteurs par dépôt galvanique pro-analyse pour retirer tous les vestiges de l'électrolyse.

c. Rinçages abondants et successifs avec de l'éthanol pro-analyse pour retirer tous les vestiges de l'électrolyse.

d. Séchage avec de l'air chaud.

e. Soudure avec de la Multicore LMP.

7. Remerciements

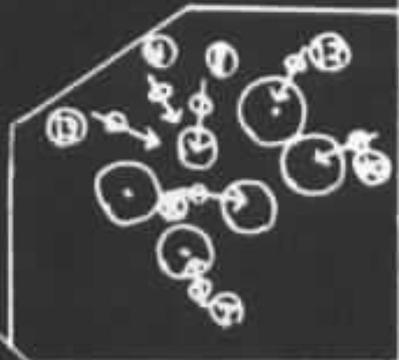
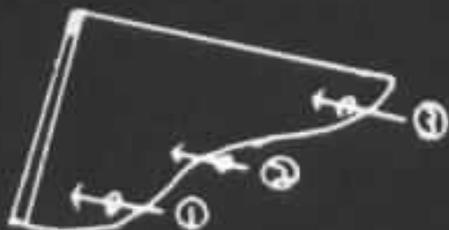
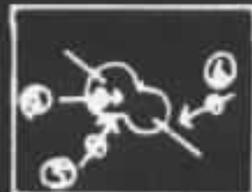
Je tiens à citer quelques noms qui ont été décisifs pour le succès de la réalisation :

MM. Gérard Chrétien, Eduardo Prata et Fernando Cabral pour les facilités à obtenir des composants spéciaux ; M. Manuel Corraça pour les parties mécaniques ; Mme Maria Eduarda et M. Carlos Fonsica pour les suggestions et leur précieux appui ; M. Carlos Paiva pour les photos.



RECORDING DATA

Mixing Console : PHILIPS MM 11
 (24 input, 16 out)
 Master Tape Recorder : 3M 579 (16-1),
 Speed 1800 rpm
 2 Channel Recorder : PHILIPS PRO 51
 Speed 3600 rpm
 Master Speaker : ALTEC 604E
 Microphones :
 (Lead) : RE 2018 ELECTRO VOICE) x 2
 M 49C NEUMANN)
 (Back) : RE 2018 ELECTRO VOICE)
 M 49C (1 5/8) NEUMANN)
 (Drum) : RE 13 ELECTRO VOICE) x 2
 C 37A (2, C 554 (SONY)
 D 20 (AKG), M 49C (NEUMANN)
 Gating Towels (EM) Recorder :
 SX 74 (NEUMANN)



La prise de son en « close up »

Jean Hiraga

Alors que la technologie en matière de haute fidélité a progressé à pas de géant durant les dix dernières années, la technique de la prise de son ne semble pas avoir autant avancé. Bien au contraire, certains amateurs préfèrent encore les techniques des années 50. Après la monophonie venait l'enregistrement stéréophonique « One Point » pour lequel le célèbre André Charlin a été un précurseur en France. Depuis, la prise de son multi-micros s'est vue généralisée, les énormes tables de mixage, les magnétophones 24 pistes étant devenus des matériels courants dans les studios d'enregistrement. En jazz et même en musique classique la prise de son « de très près », en « Close Up » est une technique employée fréquemment. Quelques preneurs de son, certains artistes essaient d'expliquer ce phénomène.

Toujours plus

Les amateurs de haute fidélité des années 50 se souviennent peut-être de l'impact que produisirent certains enregistrements sur le public. Certains disques portaient déjà le label « haute fidélité » et des revues, des critiques musicaux n'ont pas hésité à qualifier de « sublime », de « réalisme sonore extraordinaire » certains types d'enregistrements. Encore aurait-il mieux valu savoir qu'il s'agissait déjà de prise de son dite en « Close Up », que celle-ci concerne la

guitare, la contrebasse ou le clavicébin.

Jusqu'à ces « révolutions », les enregistrements étaient effectués de manière tout à fait conventionnelle. Plusieurs mètres de distance entre le microphone et les instruments, pas d'écho artificiel ou de microphone « d'ambiance » ou « d'appoint ». Ce qui correspondait en fait à ce que l'on pourrait appeler une prise de son « naturelle ». Or, il faut s'apercevoir que les microphones de l'époque, les matériels d'enre-

gistement de l'époque n'étaient pas aptes à reproduire ce « naturel » au point de satisfaire entièrement l'auditeur. Auditeur dont, chose importante, le système d'écoute n'est que rarement presque parfait. Il est alors évident de penser qu'un peu de piment, de sauce permettait de proposer, dans le cadre de l'écoute finale, un résultat donnant l'impression d'être plus proche de la réalité qu'un enregistrement « naturel ». A ce propos, un ingénieur du laboratoire de recherche de la N.H.K.

(radiodiffusion nationale) au Japon rendait responsable le public, lequel cherchait toujours quelque chose de plus fort, de plus marqué, de plus contrasté, de plus dynamique. Phénomène auquel les industries phonographiques, sans cesse à l'écoute du marché n'avaient plus qu'à s'adapter. Cet ingénieur citait une expérience faite dans un marché de Tokyo, où une caméra invisible filmait un marché de légumes. Alors qu'au cours des interviews, le public préférait les légumes et les fruits « naturels », la caméra, elle prouvait tout le contraire : le client, de toute évidence, préférait la pomme de terre lavée et traitée « par ce qu'elle était plus belle ». Délaissant les fruits tachés, sa main se tendait irrésistiblement vers les oranges de belle couleur, vers les fruits élevés en serre, vers certains légumes traités, mais d'une splendide couleur verte.

Dans le domaine de la technique de prise de son, on constate très souvent le même phénomène. On se souvient peut-être de l'énorme succès qu'avaient obtenu au Japon des disques de jazz édités par les labels Toshiba ou Three Blind Mice, fruits d'un art certain en prise de son mais surtout synthèse d'une maîtrise parfaite de la prise de son multimicros. Pour certains audiophiles écologistes le comble pourrait correspondre au fait que non seulement certains disques ainsi réalisés ont été primés « meilleur enregistrement de l'année », mais que les compositeurs et artistes, soucieux de dynamique, de fortes sensations, peuvent même définir en tant que source sonore naturelle, non pas ce que nous pourrions entendre avec nos deux oreilles, mais plus exactement ce qui va être gravé... Le degré d'hyperréalisme de l'enregistrement, estompé par les divers défauts du système d'enregistrement et de reproduction et

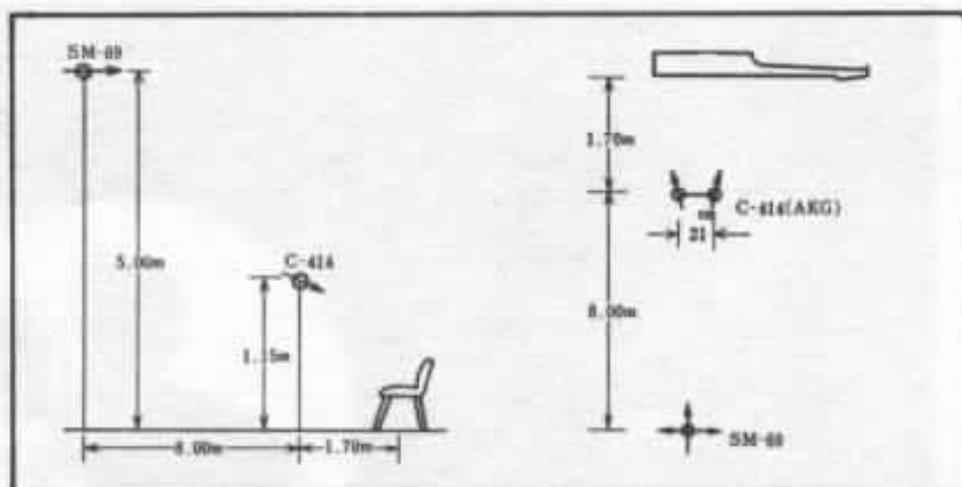


Fig. 1 : Enregistrement à deux micros, plus un autre d'appoint, d'une guitare.

écouté sur un système moyen procurant cette fois un semblant de réalité, de réalisme. Quelques disques tests édités vers 1970 au Japon prouvaient effectivement que sur un certain morceau de jazz, la prise de son, pourtant soignée, à partir d'une tête artificielle munie de deux micros, ne valait pas la « cuisine sonore » (cuisine nouvelle ?) digne des meilleurs enregistrements de Namékata, un célèbre preneur de son japonais attaché à la firme Toshiba.

La sonorité des microphones

Problème pourtant très important car liés aux phénomènes de

coloration, de personnalité sonore, il peut paraître pourtant plus ou moins secondaire aux oreilles de l'auditeur, surtout quand celui-ci s'aperçoit que plusieurs microphones peuvent posséder, à très peu de détails près, les mêmes caractéristiques de linéarité, de bande passante, de directivité. Dans sa collection « Laboratory series », Toshiba proposait entre autres plusieurs morceaux de musique, des instruments que l'on pouvait écouter à travers plusieurs types de microphones. Sans entrer dans le grand univers qu'est la technique de prise de son, de positionnement des micros, on pouvait déjà

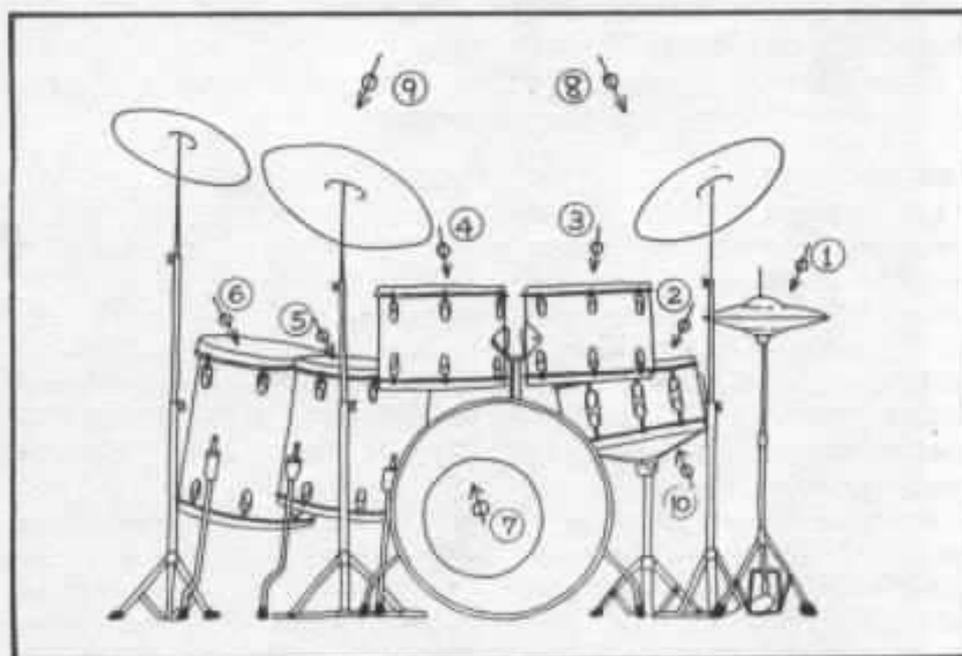


Fig. 2 : Enregistrement de percussions à l'aide de dix microphones.

s'apercevoir à quel point un instrument, un son pouvait changer de timbre, de couleur sonore, de dynamique, ce ci pour une simple question de microphone. Dans un cas, la cymbale, épaisse, cinglante, puissante, gagnait sensiblement en douceur, filait jusque dans l'extrême aigu sur un second micro alors qu'avec le troisième la cymbale semblait avoir réduit sensiblement en épaisseur.

En passant à un enregistrement stéréophonique et en comparant subjectivement le résultat obtenu pour plusieurs positionnements des deux microphones on peut déjà constater l'importance de l'écart subjectif qui en découle. Si, de plus, on passe non seulement à une prise de son multi-micros mais encore à la combinaison de plusieurs types de microphones adaptés à telle ou telle situation acoustique, on s'imagine à quel point la maîtrise de l'ensemble est difficile, combien elle demande d'expérience, de sens artistique et d'oreille.

Pour enregistrer, la connaissance des dimensions acoustiques et dynamiques de la source, du lieu où sera effectué l'enregistrement va déjà permettre de choisir un microphone approprié ou censé être approprié à ces conditions. Connaissant les critères de directivité des instruments, de distance critique, le niveau acoustique maximum, le type de musique, le reste peut paraître simple. Encore faut-il que le résultat apporte une sensation de vraisemblance en volume, en positionnement, en timbre.

Même dans le cas d'un enregistrement stéréo à deux micros à tête artificielle, l'amateur écoutant d'abord le disque, puis ayant l'occasion de monter en haut d'une échelle, deux ou trois mètres au dessus du chef d'orchestre serait surpris de la différence de ce qu'il entend. Alors que sur le disque, s'il est

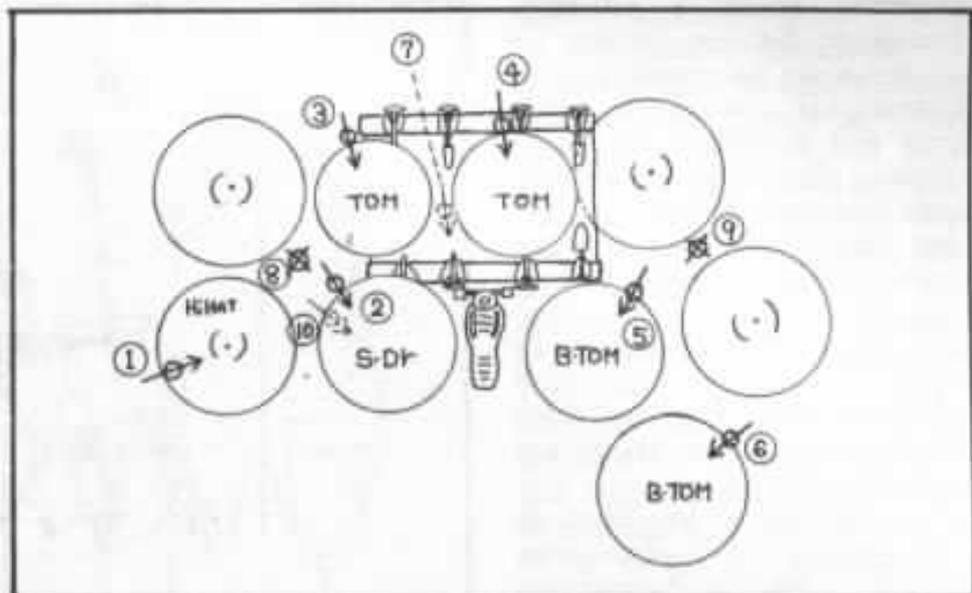


Fig. 3 : Vue de dessus de la figure 2, pour la prise de son à dix micros.

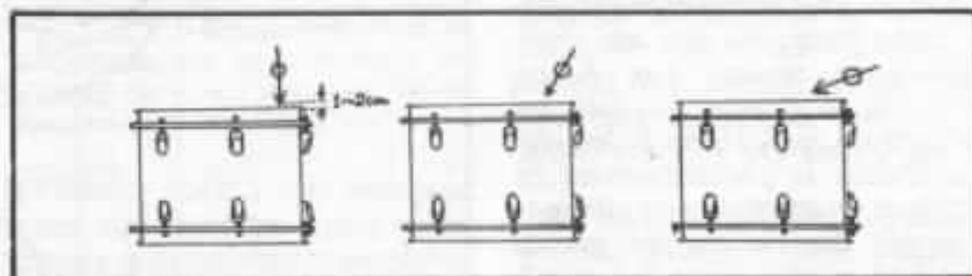


Fig. 4 : Réglage de la position angulaire influant le timbre et l'amplitude sonores.

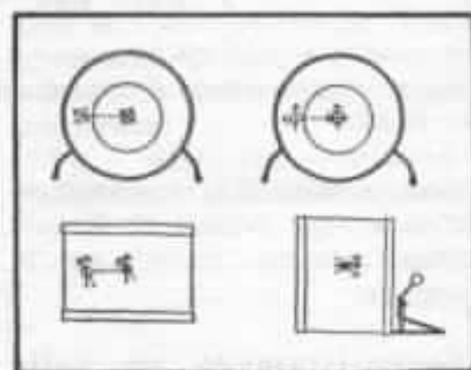


Fig. 5 : Réglage et recherche du positionnement optimum du micro à l'intérieur de la grosse caisse.

bien enregistré, il peut avoir l'impression de se trouver au sixième rang d'une bonne salle de concert, l'orchestre, écouté du haut de l'échelle va lui paraître d'un réalisme inouï, d'un fouillé dépassant son imagination. Pour le clavecin qu'il entendra chez lui dans des rapports de dimensions relativement

réalistes, il sera surpris de noter que la tête artificielle, placée normalement à 20 ou 30 cm des cordes « entend » en fait bien autre chose. Inutile d'essayer de placer les microphones au 10ème rang de la salle, ce qui pourrait à priori paraître raisonnable et plein de bon sens vis-à-vis d'une prise de son « naturelle ».

Dans le cas de la prise de son à deux micros comme dans celui de la prise de son multi-micros on constate donc le même phénomène d'obligation de rapprochement des micros, lesquels produisent à l'écoute une distance raisonnable de quelques mètres. Enormément de détails sonores sont perçus à l'endroit où sont placés les microphones alors qu'à la reproduction, même directe on ressent une distorsion distance/sons directs/réverbération évidente. Floue, perdue dans la réverbération,

semblant située à plusieurs mètres de distance derrière les enceintes sur un enregistrement courant, la contrebasse, prise cette fois à l'aide d'un microphone placé paradoxalement sous l'attache inférieure des cordes, venait cette fois se placer juste devant l'enceinte, retrouvant ses attaques, son « rapé », son mordu et ses résonances de caisse, tout ce que l'on entend justement lorsque l'on est placé deux ou trois mètres devant une vraie contrebasse.

Les avantages, les effets de cette technique d'enregistrement en « Close Up » ne doivent toutefois aucunement disqualifier le niveau de qualité atteint par des maîtres de l'enregistrement stéréophonique tels que les chefs d'oeuvres réalisés par André Charlin en France. En fait, on s'aperçoit qu'à l'aide d'une tête artificielle le positionnement de celle-ci est extrêmement critique, surtout dans le cas des grands orchestres dans lesquelles certaines zones trop floues pourraient faire perdre aux oreilles de l'auditeur un certain nombre de partitions.

Parmi les enregistrements dits « One Point », en « Paire stéréophonique », on remarque que certains de ceux-ci ont dû avoir recours, selon les passages, à des microphones dits « d'appoint », destinés justement à combattre ces zones floues. On pourrait parler de tricherie, de trucage, l'art en la matière consistant justement à faire croire à l'opposé. Malgré les polémiques existant à propos des perturbations de phase, d'interférence intermicrophones se produisant dans la technique d'enregistrement multi-micros on pourrait citer néanmoins plus d'une bonne centaine d'enregistrements d'un naturel et d'une véracité remarquables. Bien entendu ceci ne doit pas exclure le nombre impressionnant d'enregistrements multi-micros très mal

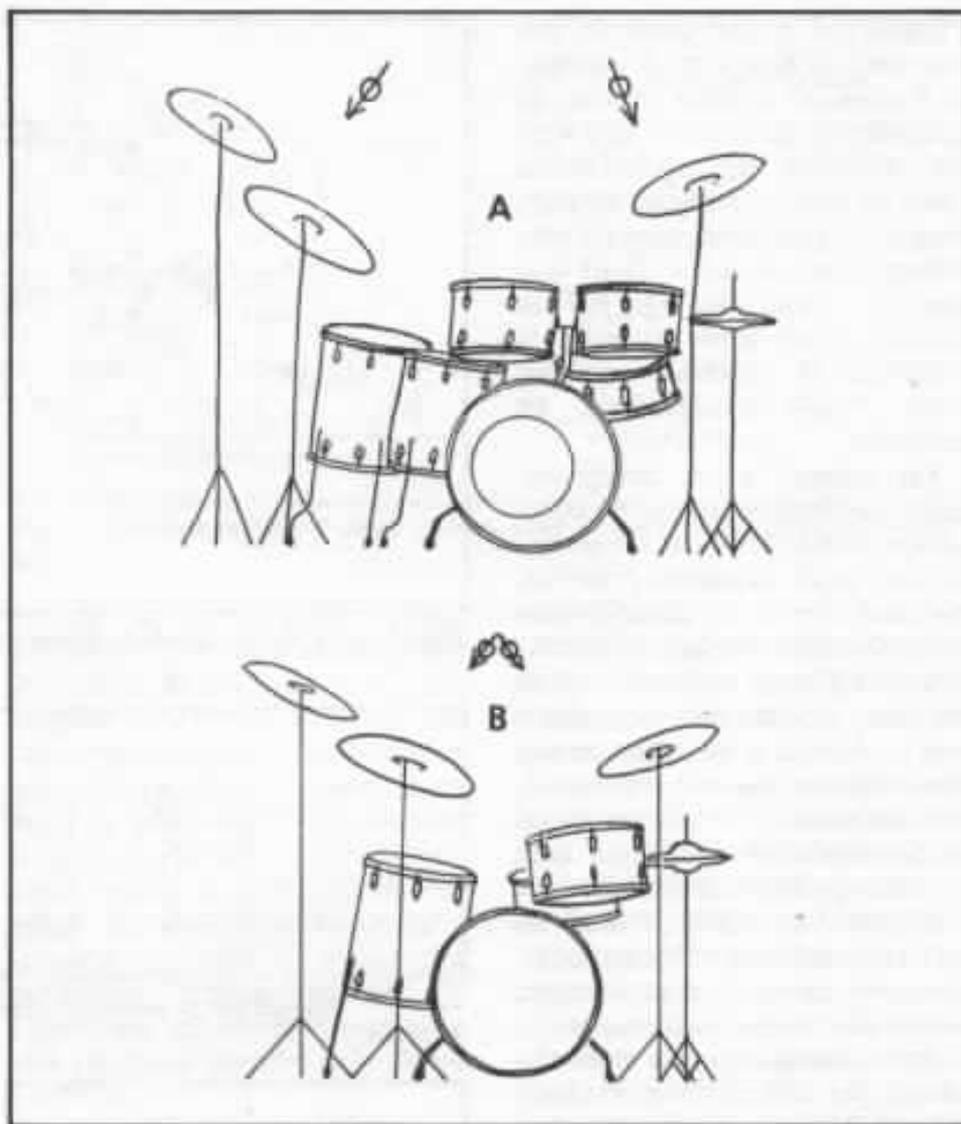


Fig. 6 : Enregistrement à deux micros des percussions. En A, musique pop, en B, jazz.

mixés existant dans le commerce, d'où le rejet évident de la part d'un amateur puriste en la matière.

Enregistrement en salle de concert

Pour la musique classique, la qualité acoustique de la salle de concert est absolument primordiale, surtout s'il s'agit d'un enregistrement effectué à l'aide d'une paire microphonique.

Le son produit par les instruments devant être pris en tant que source parfaite, l'acoustique de la salle va altérer plusieurs paramètres de timbre, de sonorité, de couleur sonore, d'équilibre de niveau entre les instruments. L'acoustique dans

laquelle vont baigner les instruments va donc apporter une modification profonde, sans que cela doive être pris comme un défaut. Pour l'enregistrement, on doit encore tenir compte de l'adaptation des caractéristiques acoustiques de la salle vis-à-vis du niveau, du morceau joué, du genre de musique. Par expérience, le preneur de son devra prendre en considération les différences qu'il aura remarqué entre la bande mère et le disque pressé.

L'enregistrement le plus favorable de la musique classique en salle de concert, celui procurant le maximum de pureté, de relief, d'effet de profondeur est celui réalisé à l'aide d'une paire

microphonique ou d'une tête artificielle. Ce qui paraît facile, mais ne l'est en fait absolument pas dans la réalité. Pour une paire microphonique, une tête artificielle, rien n'est plus difficile que de trouver l'endroit précis, le point le plus favorable, appelé « Sweet Spot » correspondant au meilleur compromis technico-musical. La difficulté dépasse nettement celle d'un enregistrement multi-micros. Elle demande beaucoup d'expérience, un sens musical et artistique indéniable. Mais elle demande surtout beaucoup de temps.

Par ailleurs un enregistrement dans de telles conditions est très rigoureux sur le plan de la qualité acoustique de la salle de concert, les microphones ayant en plus une tendance générale à bien capter les sons réverbérés. On se souvient sans doute avec quelle rigueur André Charlin sélectionnait les acoustiques des salles de concert, des églises pour réaliser ses superbes enregistrements. La recherche du « Sweet Spot » est ensuite relativement longue, même si l'on connaît bien l'acoustique de la salle, le type d'instruments. Charlin, lui écoutait souvent avec sa propre tête, montant sur des échelles, pour placer finalement la tête artificielle à l'endroit qui avait été repéré directement. Charlin n'hésitait pas à déplacer non seulement ses micros, mais l'emplacement même des instruments ou d'un orchestre tout entier.

Contrairement à ce que l'on pourrait croire, le bon ingénieur du son doit être parfaitement conscient des colorations, limites et défauts de son système de monitoring. Il doit apprendre à n'écouter que ce qu'il y a « avant les enceintes », afin de ne pas risquer d'effectuer des compensations vis-à-vis des enceintes de monitoring, ce qui serait ridicule.

On ne peut exclure non plus

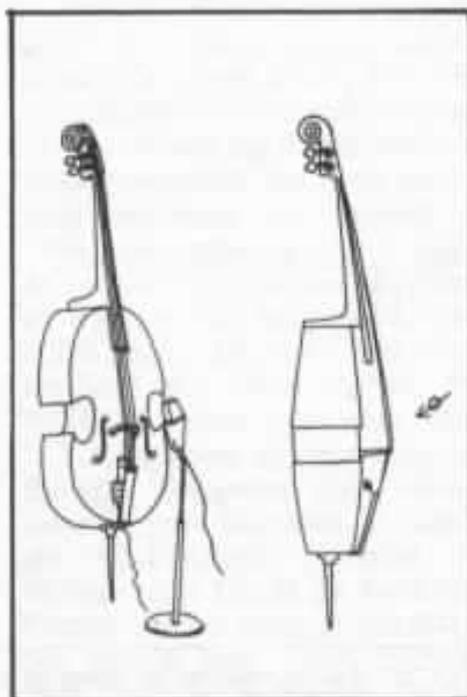


Fig. 7 et 8 : Enregistrement de la contrebasse ou du violoncelle en « Close Up », à l'aide d'un ou de deux microphones.

les écarts parfois très marqués notés entre les sons directs et les mêmes sons qui seront entendus sur le disque pressé. Un clavecin peut, par exemple, exiger des compensations dans l'extrême aigu ou bien l'emploi de filtres passe-haut destinés à réduire le « bruit de salle » (fréquences très basses).

La distance micros/instruments influence énormément

le timbre. Phénomènes dus au microphone lui-même, aux caractéristiques de directivité des instruments. L'emploi d'un microphone trop directif peut déformer le timbre réel de l'instrument. Un microphone trop directif, un enregistrement pris de trop près peut rendre le son plat, creusé ou produire un excès d'extrême aigu, surtout dans le cas d'un enregistrement en paire microphonique. L'équilibre de niveau entre les instruments doit être soigneusement respecté ou être corrigé au besoin dans le cas où il aurait été amplifié par l'acoustique de la salle. Pris de trop loin en paire microphonique le son obtenu, loin de ce que l'on pourrait entendre de la même distance avec nos oreilles, devient flou, confus, sali par des décalages temporels, des échos indésirables ou des sons dédoublés.

La solution la plus courante, presque universelle, car s'adaptant facilement à chaque cas consiste à prendre une paire microphonique, à choisir l'écartement, l'orientation angulaire apportant une écoute stéréophonique, large, sans trou central ou distorsion niveau acoustique/position angulaire de la source. On se rappelle peut-être, du temps des

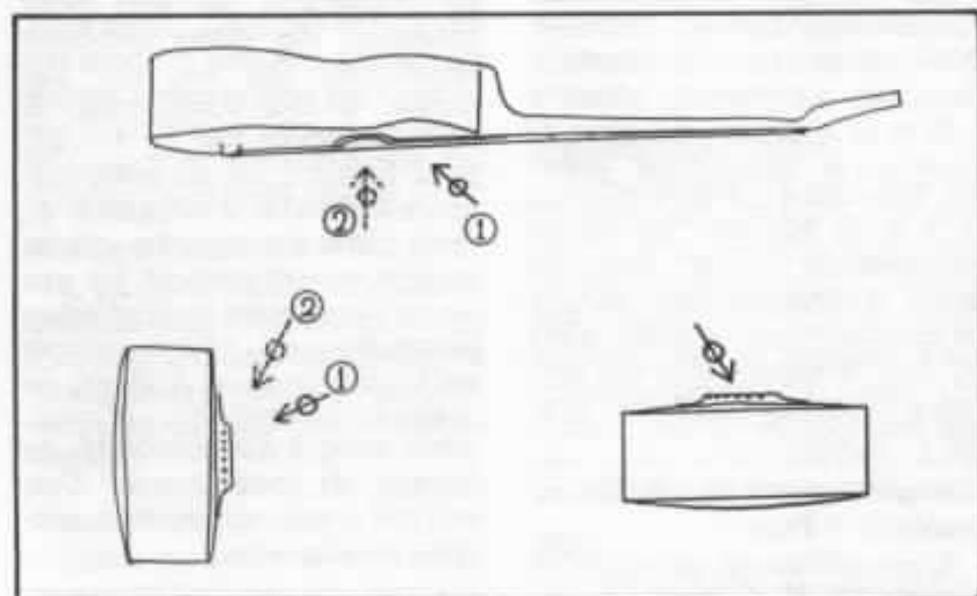


Fig. 9 : Enregistrement de la guitare acoustique.

Festivals du Son du Palais d'Orsay, que des disques test permettaient d'entendre André Charlin se déplacer d'un bout à l'autre d'une scène, la source sonore devant se déplacer sans modification de timbre, de niveau ou de distance subjective.

Sans prétendre au talent d'André Charlin sur ce point, la méthode la plus universelle consiste donc à ajouter à la paire microphonique choisie un microphone d'appoint, destiné à capter, puis à doser le pourcentage d'écho dans l'enregistrement final. Le moyen apportant le meilleur résultat est le microphone stéréo double travaillant selon le système « MS » (Middle Side), c'est à dire selon un principe de somme et de différence des signaux pour deux capsules microphoniques disposées en croix. Un de ceux procurant le meilleur résultat est certainement le Neumann SM 69. Le dosage d'écho est aisé, le résultat obtenu procurant un son naturel, propre, la précaution consistant surtout à trouver un équilibre satisfaisant, une construction sonore apportant le maximum de satisfaction sur le plan artistique et technique.

En tant qu'exemple concret, la figure 1 concerne l'enregistrement à deux micros, plus un troisième servant d'appoint et d'équilibrage des sons indirects, pour une guitare solo (musique classique). La paire est placée à 1,70 m de la guitare, à 1,10 m de hauteur, le microphone stéréo MS étant placé à 8 m de distance et 5 m de hauteur. Le jeu de microphones choisi pour ce genre d'enregistrement permet de constater que le choix AKG (C 414)/Neumann (SM 69) permet d'obtenir un son défini, propre et naturel.

Enregistrement en studio de musique « Pop ».

L'enregistrement en studio de la musique dite « Pop » a subi une évolution au cours des

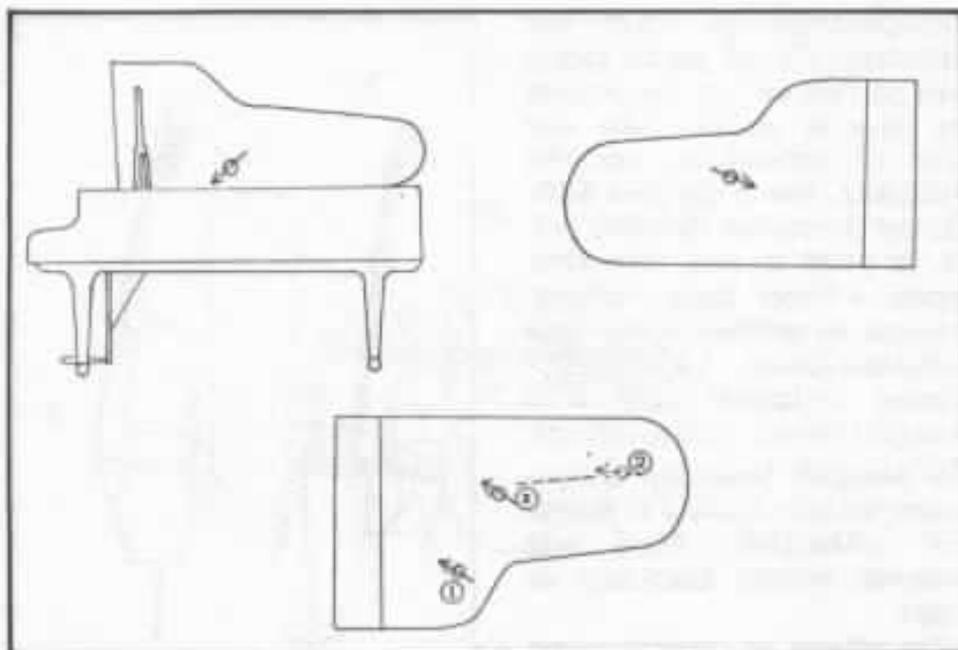


Fig. 10 : Enregistrement du piano en « Close Up » avec trois options de positionnement du micro.

années. A l'époque du monaural, un seul microphone captait le son de tous les instruments à la fois. La balance tonale, l'équilibre et le côté musical de l'affaire était décidé communément par les artistes et par les preneurs de son. Certains de ces enregistrements, sans se prétendre « Hi-Fi » ont gardé une valeur musicale indéniable et précieuse.

Actuellement, les procédés et possibilités sont devenus très nombreuses en studio, une véritable « usine du son » réalisant un assemblage de sons pour construire des effets combinés recherchés. On ne doit pas oublier le côté commercial, le côté rentabilité de ce travail, pour lequel il est de toute évidence préférable d'enregistrer en multi-pistes des sons, des artistes séparés acoustiquement les uns des autres pendant que s'effectue l'enregistrement, afin de pouvoir par la suite jouer sur le niveau de chaque instrument, d'avoir même accès à des possibilités de trucage, de remplacement d'un seul son si celui-ci doit être enregistré de nouveau.

La musique Pop, qui exige sur le plan commercial des sons aux

contours nets, définis peut, grâce aux techniques actuelles de mixage multi-pistes, aux divers accessoires existant sur le marché actuel de dépasser le son « naturel », de créer de nouveaux effets sonores, ceci au point que la bande finale, après montage et mixage en deux pistes stéréo, ne doit pas être considérée, sur le plan artistique, comme le résultat de nombreux trucages et mixages, mais plutôt comme le « vrai » son, la source d'origine, même s'il s'agit d'un résultat sortant de la réalité habituelle.

Les percussions

En studio, l'enregistrement de la percussion, des cymbales, de la grosse caisse, de la caisse claire, des toms, charleston (hi hat) et autres instruments de percussion doit s'effectuer de façon indépendante et isolée acoustiquement afin d'accéder au maximum de présence, de clarté avant le mixage général. Les divers instruments de percussion sont donc enregistrés en « Close Up », les instruments étant parfois isolés par des panneaux absorbants afin que le son produit, souvent de niveau acoustique élevé, ne « saute » pas sur

une autre piste pendant l'enregistrement.

En moyenne, il est nécessaire d'utiliser une bonne dizaine de microphones, comme ce que l'on voit sur la figure 2. Pour la caisse claire, le positionnement du micro est très précis, se situant quelques cm au dessus de la face supérieure. La figure 2 est représentée vue de dessus sur la figure 3, tandis que sur la figure 4, la distance et la position angulaire est représentée.

On ne doit oublier que les instruments de percussion peuvent bouger pendant les exécutions, que l'on ne doit pas capter des bruits indésirables : bruits parasites, pieds, réglages de tension de peau, manipulations, bruits qui, malgré un aspect « hi-Fi » ou « haute définition » n'ont pas de rapport avec la partition.

Pour la grosse caisse (figure 5) un réglage préliminaire et des essais sont à effectuer selon que l'on désire un son grave, dynamique, ou un autre contenant plus d'harmoniques. Au centre le signal est de très fort niveau (parfois plus de 120 dB) tandis que sur les bords le signal contient plus d'harmoniques. On joue encore bien entendu sur l'amortissement interne, au dosage de celui-ci. Pour les toms, on recherche très souvent le maximum de différence de timbre apportant après mixage des sons plus riches.

Mais l'enregistrement des percussions peut aussi s'effectuer sur paire microphonique, en « Over Top », avec soit les microphones écartés, comme en figure 6A, soit avec les microphones en « One Point », comme sur la figure B. La position B correspondant à un enregistrement de jazz, tandis que la disposition A est réservée à la musique Pop où est préféré un effet stéréophonique prononcé. On doit ajouter certains effets transistorisés commandés par les niveaux de percussion comme le

système à « Noise gate » appelé KEPEX produisant des effets d'écho de courte durée. Après le mixage, on pourrait encore ajouter des circuits destinés à harmoniser l'ensemble des sons mixés pour redonner du naturel à l'ensemble, pour procurer plus de limpidité et gommer les effets de mixage trop prononcés. Ces effets sont produits par des systèmes du genre Aphex ou autres et sont répandus aux U.S.A. comme au Japon ou en Europe. Songeons que, même pour la voix humaine, il existe des électroniques capables de rattraper les fautes de hauteur, faisant chanter juste un chanteur qui chante faux, sans changer bien entendu le timbre de sa voix.

Pour revenir aux figures 2 et 3, Moriwaki et Namékata, ingénieurs du son connus attachés à la firme Toshiba-EMI, conseillent les combinaisons de microphones suivantes :

1 : D 224E ou C 451 (AKG)
2, 10 : MD 421 (Sennheiser), D 224 (AKG), SM 57 (Shure)
3,4,5,6 : MD 421, SM 57 ou RE 20 (Electro-Voice)
7 : MD 421, RE 20
8,9 : C 451, C 414, M 269 (Neumann). Pour les micros employés en Overtop les modèles à condensateur sont couramment utilisés. S'il s'agit de très forts niveaux, il existe depuis peu des modèles digitaux, comme les Ramsa (département professionnel Technics au Japon), capable de supporter sans distorsion des niveaux de plus de 140 dB.

Guitare électrique

L'enregistrement s'effectue pratiquement toujours en direct, l'instrument étant muni d'une ou de plusieurs prises de sortie, pouvant donc se relier à la console de mixage.

Contrebasse

Pour le rythme, le niveau moyen n'étant pas très élevé, on a recours à la prise de son en

Close Up, comme sur les figures 7 et 8. On place assez souvent encore le micro sous ou près du chevalet, après l'avoir entouré de mousse ou d'un absorbant. L'instrument, s'il est bien choisi, produit alors un niveau important d'harmoniques, des sons médiums élargissant la richesse du timbre de l'instrument.

Pour la contrebasse et même parfois pour le violoncelle enregistrés en Close-Up, on utilise souvent la technique combinée de deux microphones, l'un placé sous le chevalet (mais entouré d'un matériau amortissant), l'autre étant placé à proximité de la face avant de la caisse de résonance de l'instrument. On préconise dans la plupart des cas une distance d'environ 15 cm. On effectue alors un mixage du son capté par les deux micros, un rapport 7:3 procurant un son contenant beaucoup de présence, de « mordue », d'arraché des cordes. Dans certains cas, seul le micro placé sur le chevalet est employé mais il peut déformer de trop le timbre de l'instrument, même si l'on aboutit à des sons très attirants. Pour la contrebasse, Namékata, pour lequel on a pu reconnaître l'aspect fantastique de ses enregistrements de contrebasse (disques Toshiba, TBM, EMI) utilise souvent les micros Sony C 55 (placé sous le chevalet), M 49, U 87, M 269 (Neumann) pour ceux placés devant l'instrument.

Guitare acoustique

Elle s'enregistre en Close Up comme sur la figure 9. La position 1 ou 2 permet de rechercher la plus grande richesse harmonique, mais permet aussi de limiter le niveau sur les attaques. Dans l'enregistrement en Close Up, l'amplitude des attaques est telle que l'on doit souvent avoir recours à des circuits limiteurs.

Piano

Il s'enregistre de près comme sur la figure 10, que ce soit en

mono-micro ou en paire microphonique. Charlin, dans certains cas, préférait retirer le couvercle du piano, ce qui lui permettait de placer la tête artificielle juste au dessus du piano, en avant de l'artiste. Pour le jazz ou certains morceaux demandant au piano un aspect brillant, défini, dynamique, un relevé de 6 à 8 dB aux alentours de 10 kHz améliore la clarté et les contrastes. Par ailleurs, les différents mixages effectués peuvent par la suite être « harmonisés » par des appareils dont il a été question plus haut, ceux-ci se chargeant de rajouter un certain taux d'harmoniques. Dans les cas où le mixage multi-micros est bien effectué, on pourrait imaginer tout au plus qu'il s'agit d'un enregistrement à deux micros.

Sur le plan esthétique, on doit bien entendu respecter l'effet de distance, qui comme pour un tableau, doit donner aux sons lointains des contours volontairement flous, des couleurs sonores plus pâles. Pour le piano et à propos des artistes ne reconnaissant pas le son de leur instrument, il faudrait également dire que de la place d'où joue l'artiste, on est loin de la meilleure position, que ce soit pour écouter ou pour enregistrer. Ce qui est d'ailleurs encore plus vrai pour l'orgue.

Sur un piano accompagné d'un ou de plusieurs autres instruments, d'un orchestre, l'équilibre de niveau sonore entre l'instrument soliste et celui de l'accompagnement reste délicat. De la position du chef d'orchestre, de celle du pianiste, l'équilibre de niveau sonore vis-à-vis de l'accompagnement ne sera pas forcément le même. Les microphones sont variables en nombre, en type de directivité et surtout **en position**. Lors du mixage, de la mise en forme sonore, les avis des producteurs, artistes et des ingénieurs du son pourront altérer les rapports de

niveau réels entre le soliste et l'accompagnement. Sans oublier l'acoustique qui peut fort bien amplifier ou amenuiser le niveau sonore de l'instrument soliste. Dès lors, on peut s'attendre à des différences plus ou moins marquées sur le pressage final. Piano trop en avant, mal mixé, trop en recul. L'orchestre en stéréo, peut se superposer à un enregistrement uni-micro, donc monaural, du piano ou du violon (pour éviter sur ce dernier un effet de ping-pong dû au déplacement de l'instrument) d'où un résultat subjectif parfois bizarre. A la fois simple et compliquée, la tête artificielle à deux micros, la prise de son de style « RTF » (ouverture 110°, écartement 17 cm, léger absorbant entre les micros, paire microphonique placée à 3 ou 4 m au-dessus du chef d'orchestre) peut simplifier énormément ce problème. Le gain en naturel, en profondeur sonore est tel que les petites déficiences de définition dues à la distance micros/instrument s'oublie. Ce qui peut d'ailleurs être largement pallié par la gravure directe, le pressage de haute qualité, la gravure à partir de la bande-mère, portant ainsi l'enregistrement bi-micros à ses plus hauts sommets.

Conclusion

Ceci ne représente qu'un très petit aspect du domaine de l'enregistrement sonore. Certains préfèrent les enregistrements des années 50. Ils n'ont peut-être pas tort et il est vrai qu'il existe un écart très net de niveau technico-artistique entre un ingénieur du son de 45 ans des années 50 et le jeune mixeur de 19 ans sortant tout juste de l'école. On ne peut non plus contester le talent avec lequel certains enregistrements réservés aux disothèques sont mixés. Le mixage, c'est un peu comme la peinture à l'huile. Plus il y a de couleurs et plus il est facile

d'assombrir le tableau, d'arriver à des couleurs sales. Le génie en la matière consiste justement à utiliser le minimum de microphones pour donner le maximum de couleurs sonores, tout en ayant un sens aigu de l'équilibre spectral, un sens poussé de la musique et une bonne culture générale de la musique.

D'un côté, on admire ce que l'on faisait en 1955 avec seulement deux micros. Aujourd'hui on admire la collection Three Blind Mice (Japon), un très bon exemple de la technique de l'enregistrement multi-micros savamment utilisée. En musique classique, l'erreur trop souvent constatée est de vouloir à tout prix capter tous les sons avec le maximum de définition. C'est l'exemple du tableau offrant un aspect « plat » justement parce qu'il est trop net, même où il ne le faudrait pas. C'est pourquoi, parmi les enregistrements classiques enregistrés en multi-micros, il est si difficile de trouver de bons disques. N'oublions pas l'aspect commercial de la chose, un expanseur sonore, des écarts dynamiques volontairement exagérés, un niveau de gravure plus élevé étant des facteurs suffisants pour faire augmenter les ventes. Le fabricant ne fait que s'adapter au marché, donc à l'acheteur moyen, même s'il doit rester une petite marge d'insatisfaits. L'éditeur de disques qui obtient du succès en s'adaptant à un certain marché ne fait que répondre à un besoin. Contrairement à ce que l'on pense généralement, on ne vend pas au client n'importe quoi.

C'est un peu le cas, réel, d'un marchand de poivre qui, pour augmenter ses ventes de 35% avait tout simplement eu le génie d'agrandir la surface des trous de ses flacons. La conclusion ? l'acheteur aime sans doute ce qui est piquant.

On en parle

High End 83

Du 1^{er} au 4 septembre s'est déroulée à l'Hôtel Gravenbruch au sud de Francfort l'exposition High End 83. Organisée sous l'égide de notre confrère allemand Das Ohr, animée par Klaus Renner (connu de nos lecteurs puisqu'il a signé plusieurs papiers dans notre revue), cette manifestation nous a permis de faire le point sur le haut de gamme en Allemagne. Forcés de constater que dans le domaine des salons de haut de gamme organisés dans des hôtels, les Allemands ont quelques années de retard par rapport à ce que nous connaissons en France.

Le marché allemand dans le domaine des produits de haut de gamme est tout aussi encombré que le nôtre. En effet, l'on y retrouve la quasi-totalité des marques que nous connaissons en France avec en plus les réalisations allemandes qui sont nombreuses.

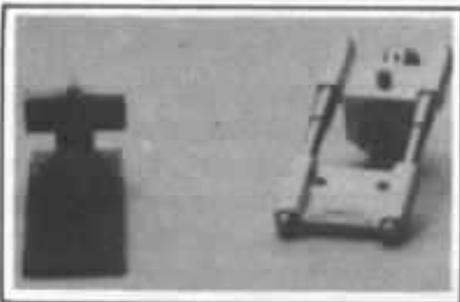
Parmi les choses les plus intéressantes et nouvelles, nous avons noté les réalisations du **Dr Klimo**. Ce constructeur est le seul à l'heure actuelle à proposer des électroniques à tubes. Il a débuté il y a trois ans maintenant et propose une gamme complète : un pré-préamplificateur à nuvistors, un préamplificateur à tubes, très coté sur le marché

allemand pour ses qualités d'écoute (9 600 F), un filtre électronique à tubes, deux voies, 12 dB/octave (7 800 F) et des amplificateurs OTL, 150 W mono (16 550 F pièce).

Dr Klimo propose également des systèmes acoustiques à lentille pour panneau Quad ainsi qu'un caisson de grave central.



La cellule PS de **Clear Audio** de Peter Suchy défraie la chronique dans les milieux audiophiles allemands. Il paraîtrait que c'est une révolution en matière de cellules. Nous avons pu nous entretenir avec le concepteur. Cette cellule, sur le plan technique, n'apporte pas apparemment d'innovations extraordinaire. Toutefois, l'ensemble des paramètres régissant le fonctionnement d'un phonolecteur a été pris en considération afin de développer un produit qui représente la meilleure synthèse de ceux-ci. Mécaniquement, cette cellule est très bien réalisée et à l'abri de toute vibration parasite. Le diamant de taille « Trigon Parabolic Line Contact » est monté sur un porte-stylet creux en bore. Les bobines mobiles sont montées directement sur le levier porte-pointe. Son niveau de sortie est de 0,5 mV pour une impédance de 50 Ω . Sa compliance est de 7 mm/N, la force d'appui recommandée de 2 g, l'angle de lecture vertical de 23° (6 600 F). Nous avons cru comprendre qu'elle serait très prochainement distribuée en France...



Burmester, nous avons déjà fait mention dans ces colonnes au sujet du préamplificateur 808, de finition clinquante. Ce constructeur qui a apparemment un très bon sens du marketing pour le marché allemand, proposait cette année un nouvel amplificateur modèle 828 monophonique de 200 W, possédant une véritable centrale de sauvegarde ! (47 400 F la paire). Un nouveau préamplificateur phono, modèle 838, était également présenté.



Les finitions sont toujours aussi soignées, nous n'avons pu juger

du son puisque le matériel était exposé en statique...

Vernissage, marque de renom en Allemagne, connu pour ses monstrueux amplificateurs en classe A dont le Kraft 100 Mono (72 000 F la paire). Les démon-

trations s'effectuaient sur un système très volumineux à ligne de transmission utilisant en tweeter le T 120 FC de Focal, cocoricó !



Adyton, d'origine norvégienne. Cette marque est nouvelle sur le marché. Elle propose une électronique de haut niveau dont la conception est d'une rigueur exemplaire. Espérons que ces produits seront prochainement introduits sur le marché français.

Bakes & Muller. Nous avons déjà fait mention de ce construc-

teur dans nos colonnes (n° 26). Son originalité repose sur le fait qu'il propose des enceintes entièrement asservies, le boomer en vitesse et médium aigu par effet capacitif. Début septembre, bien que Bakes & Muller n'expose pas à High End 83, nous avons pu écouter dans l'auditorium privé de Kurt Hecker le dernier modèle de la gamme. Dénommé Vision,



il est entièrement réalisé en plexi-glass. C'est une enceinte trois voies à l'intérieur de laquelle est placée l'électronique d'asservissement et d'amplification. L'écoute de ce système est remarquable en matière de définition, d'homogénéité et de dynamique. Nous avons pu également découvrir, à cette même occasion, un produit typiquement ésotérique allemand, l'enceinte **Rabox**. Réalisée dans un contreplaqué multiplis de forte épaisseur, l'ébénisterie reçoit deux haut-parleurs, un 21 cm et un médium-aigu à dôme. Sur le dessus est placé un super-tweeter qui prend le relais naturellement, sans filtrage. L'écoute, de prime abord, n'est en rien spectaculaire, pourtant après avoir pu la tester sur de multiples formes de musique, il faut avouer que c'est un produit réellement surprenant et possédant de nombreuses qualités. L'aigu et l'extrême-aigu sont superbes. L'extrême-grave est toutefois limitée. Précisons que ces enceintes sont réalisées à la demande et qu'un nuancier permet de choisir la finition. Mentionnons enfin que les démonstrations étaient effectuées avec l'électronique des Réalisations de l'Audiophile DC1, 20 W classe A.

Plusieurs constructeurs fran-

çais exportent en Allemagne, il faut le souligner. Nous avons noté **Goldmund, Jadis, Ampliton, Audioanalyse**, les enceintes de Gilles Milot Leedh, Vecteur et bien évidemment les **Réalisations de l'Audiophile**.

Mentionnons pour terminer les coordonnées de la revue allemande **Das Ohr**, consacrée surtout à des tests de matériel haut de gamme, sa périodicité et son format sont ceux de l'Audiophile :

Das Ohr Verlags-GmbH,
Postfach 700469,8000 München
70, Tél. : 05261/10310.

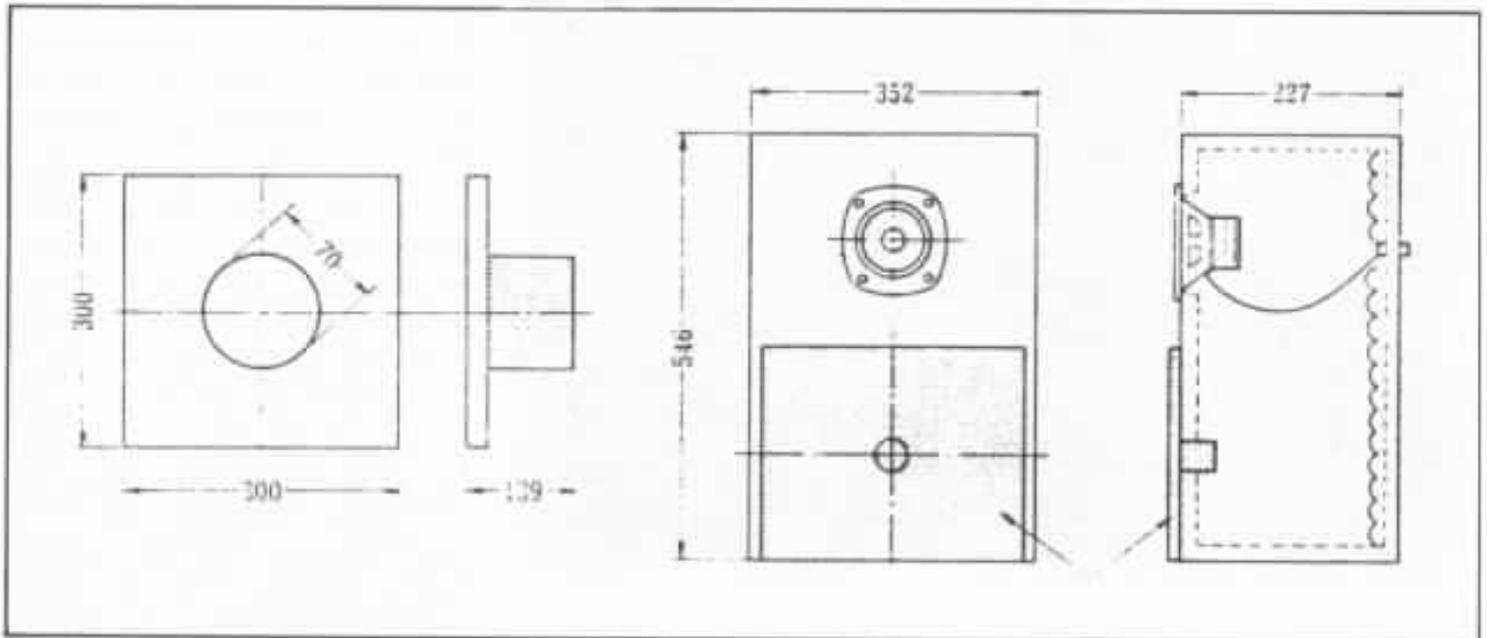
Le Fostex FE 103

Fostex, c'était en fait Foster pendant les années 60. Foster, c'était le plus grand fabricant de haut-parleurs pour usage général, Pioneer étant leur principal concurrent. A cette époque, Foster ne possédait pratiquement pas de modèles haute fidélité tandis que les concurrents Coral, Technics, Onkyo, Diatone, Ashidavox en possédaient déjà. Vers 1964 naissait chez Fostex un haut parleur hi-fi, destiné aux amateurs, à la vente au détail. C'était le FE 163, une large bande bicone de 16 cm, muni d'une très belle membrane de couleur beige. Le succès fut immédiat. Un an plus tard Foster mettait sur le marché des

petits frères et des grands frères du FE 163, c'est-à-dire des modèles de diamètre compris entre 8 cm et 20 cm. Parmi ceux-ci, le plus prisé fut le FE 103, une véritable bombe. De diamètre 10 cm, c'était le premier large bande possédant des qualités de bas-médium, de médium et d'aigu sortant vraiment de l'ordinaire. 20 ans après, le FE 103 a conservé toujours la même popularité et les descriptions d'enceintes équipées du FE 103, ou de la version améliorée FE 103 Sigma (double aimant) se comptent par dizaines. Large bande, conçue pour les mini-enceintes, le FE 103 a été aussi le haut-parleur médium favori de milliers d'amateurs japonais. Plus de 10 imitations concurrentes (se ressemblant parfois comme deux gouttes d'eau) n'ont jamais empêché le FE 103, le FE 103Σ (Sigma) de conserver la même cote au cours des années. Au Japon, tous les amateurs de hi-fi, pour ainsi dire ont eu un jour dans leur mains un FE 103. Il représente, à l'exemple du tweeter Technics 5HH17, d'une large bande Mitsubishi P 610A, l'un des trois plus grands best-sellers japonais dans ce domaine. Si beaucoup de haut-parleurs lui ressemblent le FE 103 a toujours su (à de très rares exceptions près) dépasser toutes les imitations. Il mérite donc une attention particulière, même si ses capacités en niveau acoustique sont limitées. Fréquence de résonance 70 Hz, bande passante 18 kHz, rendement 89 dB/W/m, Q₀ 0,35, puissance admissible 15W.

Nouveautés Japon

Au Japon, la mise sur le marché récente de certains maillons de rapport qualité/prix exceptionnel ne fait que concrétiser l'évolution du marché. D'ici quelques années, la fausse distinction entre ce que l'on appelle «haut de gamme», «ésotérique» aux qualités peut être trop van-



Exemple de réalisation d'enceinte acoustique avec le Fostex FE 103. Le volume interne est de 25 l, l'épaisseur des parois est de 25 mm, l'évent a un diamètre de 70 mm pour 139 mm de profondeur. Dans cette configuration, nous obtenons une fréquence de coupure à 49,5 Hz, ce qui est réellement exceptionnel pour un aussi petit haut-parleur. Nous ne saurions que très vivement recommander cette réalisation à tous les audiophiles, en système d'appoint, voire en système principal pour ceux d'entre vous qui ont un très petit budget. Avec une bonne électronique et une bonne lecture bien évidemment, les résultats d'écoute sont tout simplement superbes.

tées et les maillons de niveau technologique vraiment élevé aura peut-être disparu. Ce qui signifie tout simplement la disparition de plusieurs produits dont le prix ne serait plus justifié. Pour ces composants japonais dont le nombre croît sans cesse, on en arrive même à atteindre la fusion entre le matériel grand public et le haut de gamme : la table de lecture à entraînement direct, à bras radial, équipée d'une cellule à bobine mobile au stylet en bore, au diamant poli au laser, tout cela ne pouvait être considéré comme du très haut de

gamme il y a seulement 4 ou 5 ans. Au Japon, en 1983, cela ne coûte plus que 1 500 à 1 800 F. Parmi bien des nouveautés au prix et aux performances alléchantes, on a noté la sortie du préampli-ampli intégré Denon PMA 760, de puissance 150 W + 150 W, taux de distorsion 0,003 %, slewrate 300 V/μs, d'un rapport signal/bruit de 110 dB, le tout pour un prix de 2 000 F (au Japon). Les concurrents japonais n'y restent pas indifférents : Pioneer avec le A 150 (2 × 150 W, 3 000 F au Japon). Yamaha avec le A 750 (2

× 120 W, 2 200 F au Japon), Kenwood avec le KA 1100 (130 + 130 W, 370 W + 370 W sur 2 Ω, pour 3 400 F au Japon). Encore chez Denon, la table de lecture DP 45 F, à entraînement direct, régulation quartz, bras asservi dont le prix ne dépasse même pas 1 800 F au Japon).

Ce qui prouve que plus les années passent, plus le haut de gamme devient accessible.

En France la séparation existant entre le « bas » et le « haut » de gamme reste très marquée.

