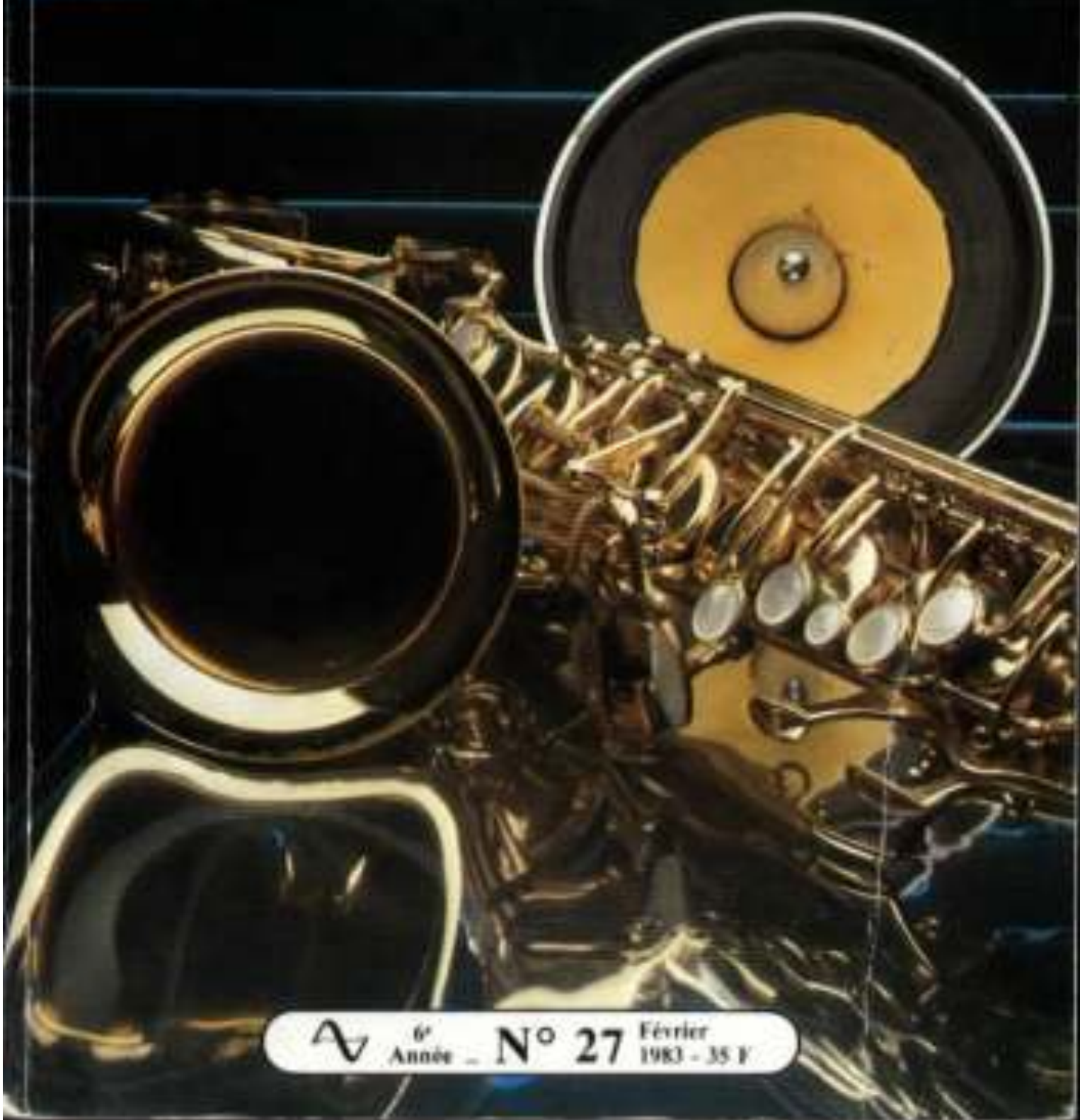


L'AUDIOPHILE



6^e
Année

N° 27

Février

1983 - 35 F

**Page non
disponible**

**Page non
disponible**

**Page non
disponible**

**Page non
disponible**

**Page non
disponible**

Amplificateurs classe A 8 watts

« Le monstre »

Jean Hiraga

En fin 1979, le haut de gamme de la haute fidélité en matière d'amplificateurs concernait, en bonne partie, les amplificateurs à couplage direct, les montages en pseudo classe A ainsi que les amplificateurs ultra-puissants, pour lesquels on confondait parfois qualité et quantité. Ce qui n'empêchait pas des milliers d'amateurs de se contenter de 5 à 30 watts, sous forme d'amplificateurs à tubes ou à transistors, d'un niveau de qualité particulièrement élevé. La plupart de ces amateurs avaient compris, à force de déceptions, d'expériences, d'essais comparatifs, que la qualité primait sur la quantité. Ils avaient même remarqué, mis à part les « watts musicaux » et les exagérations imprimées sur certaines publicités, un fait curieux. Ils avaient la nette impression qu'il existait « des watts plus puissants que d'autres ».

Le Monstre I-08

C'est ainsi qu'en octobre 1979, dans le cadre de l'Audio-Fair de Tokyo, un exposant présentait un énorme appareil, un prototype d'amplificateur, qui ne vit malheureusement jamais le jour. Vu sa taille, son poids, son transformateur de 1 200 VA, son alimentation à régulation « shunt » pour chaque étage, il n'aurait pu s'agir que d'un amplificateur de très grande puissance. 2 x 300 watts ? 2 x 500 watts ? D'ailleurs, ce pro-

totype était baptisé « The Monster » (Le Monstre), un nom bien mérité. Mais il y avait quelque chose de très anormal. C'était la pancarte placée devant le « Monstre », qui indiquait « Amplificateur monaural, puissance nominale 8 watts, pure classe A ». De quoi satisfaire les audiophiles passionnés par le watt de très haute qualité, le watt « hyper-puissant ». Déjà, dès 1958, la firme anglaise Quad démontrait que 15 watts (amplificateur Quad II) suffisaient pour « driver » le fameux haut-parleur électrostatique ESL,

dont le rendement n'excédait pas 87 dB par watt. Ici aussi, l'exposant en question était la firme Stax Industries Co. Ltd, réputée pour la qualité de ses haut-parleurs et de ses casques électrostatiques et aussi de ses amplificateurs. Avec ce prototype, Stax prouvait que le watt « hyper-puissant », que le watt « hyper-transparent », d'une qualité surpassant la majorité des meilleures réalisations à tubes, existait. Pourtant, en matière d'amplificateurs à tubes, cela peut se dire en connaissance de cause.

Expériences et philosophie

Songeurs, par exemple, qu'un amateur japonais moyennement « mordu » se monte facilement, en quelques années des dizaines d'amplificateurs à tubes, avec des centaines de variantes. Les tubes triodes anciens sont connus par chacun d'eux d'une façon intégrale, en particulier pour les qualités et défauts subjectifs : « rondeur » du tube 2A3, « finesse » et « fouillé » des tubes PX4, PP3/250, AD1 ou VT52, puissance, dynamique, qualité du médium, musicalité du 300B, sans parler de l'influence des transformateurs de sortie, un point déterminant les principales qualités, les éventuels défauts, colorations ou limites d'un amplificateur. Sans parler aussi des dizaines de réalisations vendues montées ou en kit par des petits magasins spécialisés et d'une bonne quinzaine de fabricants d'amplificateurs à tubes de haut de gamme. On comprend que dans ces conditions, la compétition soit rude, les amateurs soient avertis. Il ne serait pas question de parler, sous forme publicitaire ou autre, du « meilleur amplificateur du monde », sans en avoir des preuves réelles, exagérations que l'on rencontre malheureusement assez souvent dans le monde de la haute fidélité. Le croire ne suffit pas. Il est d'ailleurs courant que l'audiophile chevronné connaisse un appareil mieux que le constructeur lui-même, lequel n'a pas toujours le temps ni le moyen d'effectuer de très longs tests, de nombreuses écoutes comparatives. Pour en revenir à notre « Monstre », le stand Stax Industries qui exposait ce prototype, ne se contentait pas d'un prototype statique, d'une maquette incapable de fonctionner ou d'une photo. Parallèlement à l'Audio-Fair, souvent appelée « Noise Fair » en raison de son bruit ambiant de 90 dB en moyenne, ce qui rendait évidem-

ment une écoute sérieuse impossible, des écoutes permanentes du « I-08 » étaient organisées dans l'auditorium de la firme Stax, située dans le quartier d'Ikebukuro (nord de Tokyo). Chacun sait que pour bien « driver » des grands électrostatiques du genre Stax ESS-6A, ELS 6A, des modèles anciens comme le KLH, des modèles plus récents comme le Dayton-Wright, des modèles combinés comme les « doubles panneaux Quad », on recommande, par expérience, des amplificateurs particulièrement stables, supportant bien les charges capacitives ou complexes, les montées et chutes d'impédance comprises parfois entre 1 Ω et 20 Ω . Depuis fort longtemps, Stax s'était acharné à rechercher, voire à réaliser expérimentalement des amplificateurs s'adaptant bien à leurs grands panneaux électrostatiques : amplificateurs à tubes O.T.L. (Technics 20A, Luxman, Futterman), amplificateurs à tubes étudiés par Stax (Stax AM6, OTL, amplificateurs à couplage direct travaillant sous haute tension (8 kV). La consommation secteur était telle que quelques visiteurs se rappellent peut-être qu'à chaque attaque sonore, chaque note, sur les percussions ou même sur la guitare acoustique, on pouvait voir les lampes d'éclairage de l'auditorium s'assombrir. Comme les lecteurs le savent, Stax concevait plus tard un amplificateur pure classe A, de 2×150 W, le DA 300, étudié surtout pour bien s'adapter à leurs enceintes.

Au stade amateur, on savait qu'il existait en circuits à tubes comme à transistors, des montages peu puissants mais d'une qualité sonore incomparable, capable de procurer une ampleur sonore, une tenue dans le grave dignes d'amplificateurs dix fois plus puissants. Déjà, vers 1976, on pouvait écouter chez des chercheurs comme M. Akiba (qui

construisit les préamplificateurs de haut de gamme Orthospectrum), chez M. Hata (firme Realon) des amplificateurs d'une quinzaine de watts seulement procurant, avec les panneaux Quad ESL des résultats atteignant presque la limite de l'incroyable. Pourtant, il s'agissait de schémas simples : dix transistors dans un cas (par canal), quatre tubes dans l'autre. Mais, dans les deux cas, on y trouvait des points communs avec la ligne de conduite, les circuits décrits depuis 1977 dans l'Audiophile : alimentation surdimensionnée, transformateur d'alimentation et de sortie surdimensionnés, composants « audio » sélectionnés : condensateurs, fils de câblage, résistances, connecteurs, supports. Le circuit de M. Akiba comportait notamment des transistors de puissance de type RET (Ring Emitter Transistor) savamment utilisés. Ce chercheur avait vite compris qu'il était de loin préférable de se contenter de 14 ou 15 watts si l'on arrivait à obtenir des performances exceptionnelles. M. Hata, lui aussi, avec ses quatre tubes, dont deux tubes de sortie 6RA8 (tubes triodes, brochage noval, origine japonaise, dont la fabrication a été arrêtée en 1973), son transformateur de sortie de 150 W, son alimentation de 2 200 μ F sous 380 V, obtenait une dynamique telle que, même à bas niveau, des attaques de cordes, le bruit blanc d'une flûte, suffisaient pour que l'on sente ses oreilles se saturer sur ces impulsions. Les petits

ESL en devenaient méconnaissables tant ils étaient dynamiques, clairs, larges au point que leur effet directif en devenait subjectivement beaucoup moins prononcé. Même à bas niveau, ces panneaux électrostatiques arrivaient à « remplir » une pièce, d'une façon étonnamment homogène.

Comme on se l'imagine,

l'écoute d'une paire de I-08 était un « voyage » que l'on n'est pas prêt d'oublier. Comment expliquer, tout d'abord, que deux amplificateurs monauraux, de puissance nominale 8 watts, aussi « monstrueux » qu'ils soient, puissent être capables d'apporter un résultat valable, entre 0 et 8 W avec des haut-parleurs de bas rendement. Surtout quand ils sont de type électrostatique de grandes dimensions (Stax ELS 6A), qu'ils doivent normalement être couplés à des amplificateurs d'une puissance minimum de 50 à 100 watts. Un amplificateur OTL à tubes, lui, ne pourrait donner, par expérience, de bons résultats au-dessous de 30 watts, malgré l'avantage de n'employer que peu de tubes de sortie montés en parallèle. Un bon classe A changeait les choses, quoique comparativement, le 2×15 W de notre ami M. Akiba se montrait supérieur à un montage Kanéda en classe A de puissance 2×30 W, malgré les qualités indéniables de ce dernier. Une autre exception : le bien connu amplificateur classe A 2×20 W dont il est souvent question dans ces pages, pour lequel les diverses démonstrations effectuées jusqu'ici ont vite prouvé qu'il existait, subjectivement parlant, une nouvelle notion des « watts », aussi absurde que cela puisse paraître. Comment contester des expériences vécues d'un amplificateur de 2×20 watts qui est subjectivement plus « puissant » qu'un autre de 2×300 watts. Comment expliquer que l'amplificateur de 2×300 watts, fonctionnant entre 0 et 20 watts, donc largement au-dessous de ses possibilités, aux circuits d'alimentation peu sollicités, puisse paraître moins dynamique, moins « puissant » qu'un autre amplificateur de seulement 2×20 watts, travaillant entre 0 et 20 watts, aux limites de ses possibilités...

Ce « I-08 » était malheureusement trop lourd, trop peu « puissant », trop onéreux pour en faire un produit commercial valable. C'est dire combien cette notion du watt de très haute qualité, de très haute définition, reste une chose difficile à « avaler » par la majorité du public. Fort heureusement, quelques bons exemples ont relevé ce défi, comme l'imposant Mark Levinson ML-2, dont la puissance ne dépasse pas 25 watts. Mais le but n'est pas ici de faire l'éloge d'un prototype japonais, aussi bon qu'il soit. L'essentiel est d'avoir compris la philosophie qui s'en dégage, la ligne de conduite à suivre, celle devant mener à un résultat précis, prédéterminé, même si ce résultat doit être le fruit d'un laborieux travail. Comprendons aussi que le fait d'aboutir à un amplificateur de petite puissance *n'est pas une qualité en soi, que ce n'est pas non plus un des buts recherchés.* C'est, à grand regret le seul paramètre que l'on se voit très souvent obligé de sacrifier pour en préserver d'autres. Le meilleur exemple est celui d'un amplificateur travaillant soit en classe B, soit en pure classe A, la perte de puissance, le gain en qualité dans le second cas étant à la fois avantages et inconvénients.

Quelques références

Sans prétendre s'en vanter, l'amplificateur classe A 20 W + 20 W doit être pris comme une des références, vu qu'il a déjà été étudié dans le même but. Il est basé sur un schéma original mais simple et très performant sur le plan de la qualité subjective.

Il possède l'énorme avantage d'être d'une stabilité absolue sur charge capacitive, inductive ou complexe. Avantages provenant en bonne partie de la conception de l'étage de sortie, de l'alimentation stockant une énorme réserve d'énergie.

Mais il serait ingrat de cacher

aux lecteurs le fait qu'il existe d'autres bonnes références qui pourront ainsi servir de « fondations » au présent projet. Entre 5 et 20 W, aucune référence commerciale ne peut être retenue, ce qui confirme la remarque faite auparavant. Quelques produits ésotériques doivent cependant retenir l'attention. Par contre, au niveau des réalisations amateur, le choix est plus vaste. On note, par exemple des montages très particuliers, sans contre-réaction, basés sur le principe « anti-distorsion » (correcteur de linéarité de transfert, de linéarité de Hfe, etc.) étudiés par quelques Japonais et aussi par le D^r Brian Elliott (Hewlett Packard), lequel avait déjà publié dans le journal de l'AES des montages amplificateurs dont le taux de distorsion voisinait 0,000001 %. Montages très attirants mais malheureusement beaucoup trop complexes. Beaucoup moins performants, mais aussi beaucoup plus simples : quelques circuits conçus par M. Yasui (un « rival » de Kanéda), publiés en partie dans la revue Stereo Technic (dont il est fait assez souvent référence dans ces pages). Un de ses schémas, de puissance 30 W utilisant des transistors de sortie Mos-Fet est assez fascinant : c'est le seul qui parvient assez bien à maîtriser le problème de la distorsion en « palier » (distorsion constante dans une certaine marge de puissance, augmentant au-delà et diminuant en-deça), un inconvénient que l'on rencontre « automatiquement » sur les étages de sortie Mos-Fet. Grâce à un étage driver de type cascode M. Yasui obtient une caractéristique de distorsion régulièrement montante, presque « douce ».

Mais là aussi, on y rencontre, en essayant ce montage, un défaut d'instabilité sur charge capacitive, dû en partie à des composants actifs inutilement performants. Le montage Kanéda

30 W + 30 W est à retenir, malgré la remarque faite ci-avant. Muni d'une alimentation différente, il représente un bon compromis.

« Trop bien » alimenté, le son devient trop « tendu », un peu trop « mat », quoique vivant, mais avec un certain manque d'ouverture propre à quelques petits amplificateurs à tubes. Du côté amplificateurs à tubes de petite puissance, le choix devient plus large. La plupart sont des montages à deux étages munis d'une triode de puissance. Par contre, même en montage simple étage, les pentodes et tétrodes se situent nettement en dessous du « minimum acceptable », en particulier si on se limite à un tube puissant, facile à se procurer mais limité au niveau des performances subjectives : le tube KT88 ou la 6550.

Il serait inutile de revenir sur ce sujet déjà traité dans l'Audio-ophile, pour un montage mono-tube, la limite se situant aux alentours du montage décrit dans le n° 14. Mais avec un tel tube, il serait complètement stupide de croire que, pour une raison ou une autre, il serait possible d'en faire un véritable « bijou », un diamant. N'importe quel amateur ayant eu l'expérience de centaines de montages, à l'aide de plusieurs dizaines de tubes, de transformateurs de sortie français, anglais, américains et japonais répondrait à un tel propos « qu'une casserole, même fabriquée par les maisons « Pyrex » ou « Le Creuset » restera toujours une casserole. »

Ce serait nier totalement les milliers d'expériences, plusieurs centaines d'articles publiés sur plus de cinquante ans sur les triodes, nier les performances immédiatement vérifiables qu'obtiennent près de 30 000 amateurs japonais de triodes à chauffage direct.

En prenant pour exemple, des petites triodes de puissance cons-

truites entre 1930 et 1950, on peut trouver des modèles qui, en montage mono-lampe à deux étages procurent, sans aucune contre-réaction, des timbres musicaux d'une vérité remarquable, une richesse harmonique et une sensation d'espace, de liberté étonnants. Les meilleures de ces triodes ne sont peut-être pas connues des lecteurs, car très anciennes. Il s'agit, pour prendre les préférées, de la première version RE 604 Telefunken datant de 1930, de la PX4 et de ses équivalents (4PX, PP3/250), de l'AD1, d'origine allemande (Loewe Opta, version avec radiateur fixé sur les plaques), de la VT 52, dont il a déjà été question, (cette triode étant toutefois inférieure en qualité subjective), de la WE 275A (Western Electric U.S.A.), de la 205B (l'un des plus vieux tubes triodes, fabriqué en 1917, comportant une grille en platine pur) et de quelques autres. Tous ces tubes, dont la dissipation plaque se situe entre 10 et 15 W ne permettent d'obtenir en montage mono-lampe qu'une puissance comprise entre 2,5 et 5 W. Dans un montage réussi, la qualité de reproduction peut parfois dépasser celle de 99 % des meilleurs amplificateurs transistorisés. Les meilleurs devant donc nous servir comme base. Dans les versions plus puissantes, retenons les tubes 300B, DA30, PX25A, TM100, TM75, WE 252A, E 105B. Toutefois, sur le plan de la véracité des timbres. Mis à part peut-être la TM 100 et la 300 B, il faut avouer une perte plus ou moins prononcée de qualité, bien que compensée par une puissance de sortie plus élevée : 6 à 12 watts en mono-tube. On pourrait trouver stupide de prendre pour référence des tubes si anciens, la majorité ayant disparu, ce qui est exact. Le principal est de savoir qu'entre un violon de 15 dollars et un Stradivarius, la différence est audible, et que l'on ne doit pas délaiss-

der sous prétexte qu'il est trop vieux ou qu'il n'est plus fabriqué.

Parmi les appareils plus puissants, le Kanéda classe A 50 W + 50 W reste une référence très importante. On ne peut délaissier non plus « l'Exclusive M-4 », également un classe A 50 W + 50 W conçu par Pioneer, ni l'hyper-puissant Mac Intosh MC 3500 (à tubes, bloc mono de 350 W), tous remarquables dans diverses parties du spectre : qualités de délié, d'espace infini, de tenue, de dynamique, de justesse des timbres du Kanéda, équilibre, « filé » du M-4, bas-médium et ampleur sonore du MC 3500 telle que celui-ci devient difficile à rivaliser sur un morceau d'opéra, sur une symphonie enregistrée en public.

Pour en revenir à l'amplificateur Hiraga classe A 20 W + 20 W, on ne pourrait renier les qualités de l'ensemble utilisé en large bande. Par contre il est indéniable que pour faire mieux, il aurait fallu lui ajouter les qualités du grave, du bas médium du Kanéda 50 W classe A jointes à celles du MC-3500, apparemment contradictoires. Il aurait fallu aussi ajouter la finesse des timbres des meilleurs tubes triodes à celles de propreté, de délié, de justesse des timbres du Kanéda. Que de prétentions.

Mais, pour aller très loin, il faut vouloir, il faut persévérer. Le préamplificateur Kanéda, le petit Sunsey Minimum, le préamplificateur Hiraga à tubes (l'Audio-ophile n° 21), le préamplificateur Minimum à tubes, le pré-amplificateur Hiraga, et l'amplificateur Hiraga 20 W + 20 W classe A, montrent qu'il est possible, à l'aide de schémas simples, de composants soigneusement choisis, d'aller très loin.

L'essentiel étant de croire que ce doit être possible. Le résultat, c'est ce « Monstre » 8 W + 8 W classe A.

Le « Monstre »

Contrairement à ce que son nom indique, à sa puissance efficace, à son travail en pure classe A, il ne s'agit pas d'une copie, d'un montage inspiré du « Monstre » I-08 de Stax. Celui-ci ne comportait pas moins de 42 transistors dans sa section amplification. Malgré ses performances, c'était un circuit trop complexe. En quelques mots, c'est en fait un montage inspiré du 20 W classe A. Avant de revenir sur ce circuit, d'autres essais, d'ailleurs toujours en cours, concernaient des montages comportant des sorties mono-transistor, de type

germanium. La puissance limitée à 5 W, la difficulté de trouver de bons transistors de puissance au germanium ont fait que ce projet n'a pas encore abouti. D'autres essais, qui n'ont pas abouti à un résultat satisfaisant concernent plusieurs montages sommairement décrits sur la figure 1. Brièvement, nous nous sommes principalement attachés aux points suivants par rapport au montage classe A 20 W bien connu des lecteurs. Sachant, bien évidemment, que le sacrifice en matière de puissance nous autorisait une marge de manœuvre beaucoup plus large.

- **Etage d'entrée :** transistors encore plus silencieux, à grand gain, mais linéaires
 - faible courant de fuite en entrée
 - impédance d'entrée plus élevée
 - circuit à réduction de l'effet Miller, pour réduire le taux de distorsion aux fréquences élevées
 - étage d'entrée pouvant être surmodulé sans risque de saturation.
- **Etage driver :**
 - circuit d'autocompensation de distorsion de linéarité
 - faible impédance de sortie
 - faible distorsion

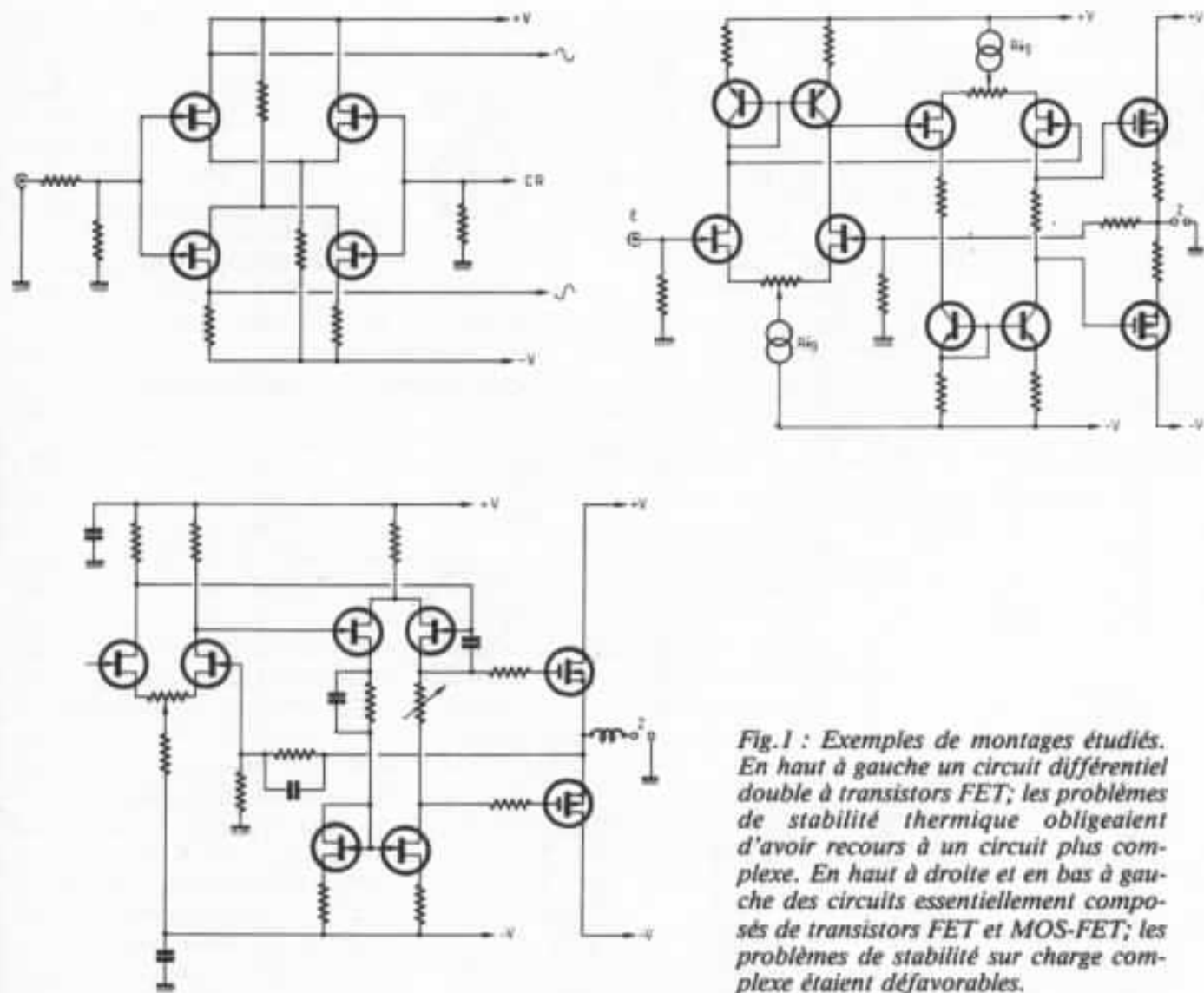


Fig.1 : Exemples de montages étudiés. En haut à gauche un circuit différentiel double à transistors FET; les problèmes de stabilité thermique obligeaient d'avoir recours à un circuit plus complexe. En haut à droite et en bas à gauche des circuits essentiellement composés de transistors FET et MOS-FET; les problèmes de stabilité sur charge complexe étaient défavorables.

- niveau de sortie plus élevé
- large bande passante.
- **Etage de puissance :**
- similaire au 20 W classe A
- choix orienté vers d'autres transistors de sortie, moins puissants, mais supérieurs en qualité subjective.

Pour les améliorations souhaitées sur le plan subjectif, elles ont été décrites auparavant. Certaines paraissent assez contradictoires mais, mis à part le résultat qui le prouve, la façon de procéder dans le choix des différents paramètres montre comment cela est possible. A part l'imprévisible, ce serait de la sonorité

sur mesure. L'écoute finale ne devant pas pas surprendre, à part, peut-être, de très petits détails.

La figure 2 montre le circuit général, où l'on reconnaît l'étage de sortie « Darlingnot », en Darlington inversé. On note que l'ancienne combinaison 2SC 1096/2SA 634 et 2SD 188/2SA 627 passe à une nouvelle combinaison, un peu moins puissante mais beaucoup plus performante. Le choix des drivers est à la fois subjectif et objectif. La valeur du C_{ob} , de 75 pF sur le 2SA 634 passe à seulement 1,8 pF sur le 2SB 716. Par con-

tre, on note un P_c beaucoup plus faible (seulement 750 mW) sur le nouveau driver, valeur cependant suffisante pour driver l'étage de sortie. Les paires de sortie 2SD 844 et 2SB 754 sont de type moulé, en nouveau boîtier. Cette paire complémentaire possède un P_c de 60 W, ce qui est suffisant pour un travail en classe A sous une puissance modulée de 8 à 15 W. Cette paire peut travailler sous une tension d'entrée deux fois plus faible que sur la paire 2SD 188/2SA 627, ce qui explique l'emploi d'un étage driver plus petit. La figure 3 montre les différences existant

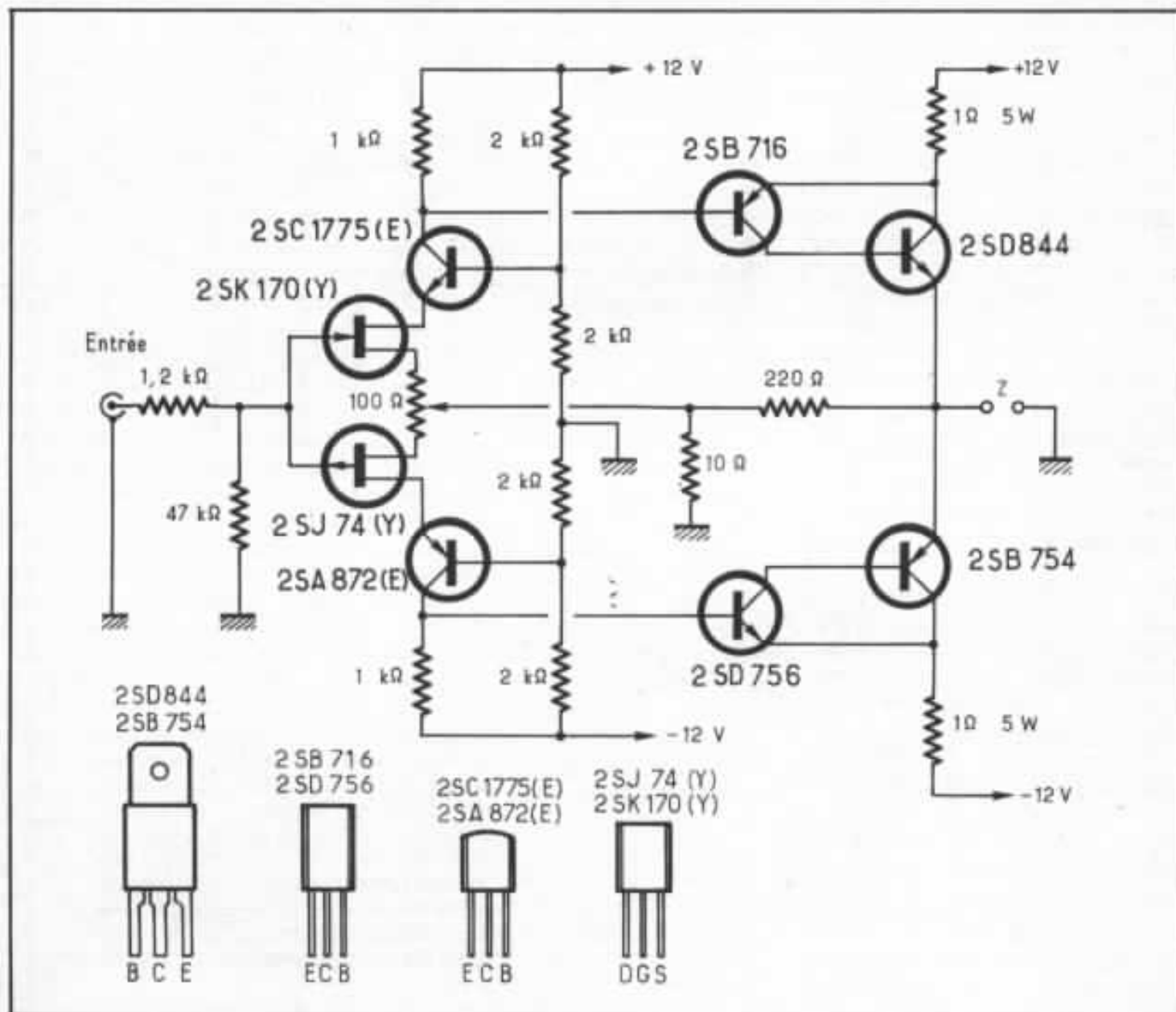


Fig.2 : Circuit de l'amplificateur classe A 8 watts

entre ces transistors. Noter que pour un travail en classe A jusqu'à 20 W, ces transistors n'auraient pu convenir. L'étage de sortie ainsi monté avec les 2SB 716/2SD 756 et 2SD 844/2SB 754 procure, par rapport aux 2SC 1096/2SA 634 et 2SD

un temps de montée extrêmement rapide (moins de 0,5 μ s). Noter qu'une telle performance sur transistors Mos-Fet ne pourrait être aussi stable sur charge capacitive. Un autre avantage est la possibilité de réduire la longueur des liaisons driver/

qualités subjectives : le WE 310A, un tube pentode absolument remarquable sur la voix, la guitare, le piano, bref exceptionnel dans la bande 200 - 5 000 Hz. L'emploi de transistors bipolaires peut produire facilement de la distorsion par harmoniques

Transistors	V_{CBO} V	V_{EBO} V	I_C^m A	P_C W	H_F	V_{CE} V	I_C A	V_{CB} V	I_E mA	F_T MHz	R_{bb} Ω
2SD 188	100	7	7	60	60	2	3	10	-200	10	7,5
2SD 844	50	5	7	60	70 ~ 240	1	1	5	-1A	15	3,5

Fig.3 : Tableau de comparaison des transistors 2SD 188 et 2SD 844

188/2SA 627 :

— un peu moins de distorsion entre 0,1 et 3 W, aux fréquences élevées (effet de C_{ob} plus faible des drivers) ;

— aigu plus défini ;

— bas médium plus ample ;

— grave encore mieux tenu (R_{bb} des transistors de sortie de 3,2 Ω au lieu de 7 Ω) ;

— son plus ouvert (taux de C.R. plus faible) ;

— médium plus « chaud » mais aussi détaillé.

Les autres avantages ne changent pas. Contrairement aux amplificateurs courants, la puissance de sortie n'augmente pas quand l'impédance de charge diminue. La caractéristique puissance/impédance n'est pas descendante (amplificateurs courants) mais arrondie, comme sur un amplificateur à tubes OTL. Entre 7 et 20 Ω la variation de puissance est minima et à 30 Ω , elle est encore importante ce qui avantage le travail sur des enceintes à haut rendement, l'impédance de celles-ci à la résonance pouvant dépasser 100 Ω .

Le circuit reste de stabilité inconditionnelle, même chargé par 1 μ F en parallèle sur 8 Ω (voir photos). L'ensemble permet d'obtenir une très large bande passante (plus de 4 MHz),

transistor de puissance. D'environ 18 cm sur le 20 W classe A, elle est cette fois directe, les transistors de puissance pouvant se monter directement sur le circuit imprimé. Ce qui réduit les capacités de liaison et les éventuels risque d'instabilité.

Comme mentionné au préalable, on constate qu'il jectif exactement conformes à ce qui était souhaité ainsi que l'inconvénient d'une puissance de sortie limitée à environ 8 W.

Comme le mentionnions au préalable, on constate qu'il existe des relations très étroites entre les performances subjectives et les configurations de schéma utilisés. Un travail systématique et rigoureux permet ainsi d'atteindre le but recherché, au sacrifice cependant d'un paramètre qui est, dans le cas présent, la puissance limitée aux environs de 8 W.

L'étage d'entrée

Il n'est pas du tout similaire celui qui était employé sur le 20 W classe A.

Dans ce circuit, le choix de l'étage d'entrée était primordial. Aussi curieux que cela puisse paraître, il s'agissait de retrouver ici un son proche d'un tube driver réputé au Japon pour ses

impairs tandis qu'une paire complémentaire à effet de champ produira un peu trop d'harmoniques impairs (son dur et désagréable, ce qu'explique sommairement la figure 4. Dans le cas du circuit du 20 W, le compromis consistait à employer des transistors bipolaires de très bonne qualité subjective, les 2SA 872(E) et 2SC 1775(E) dont le montage procurait un taux de distorsion plus élevé, mais un dégradé en distorsion harmoni-

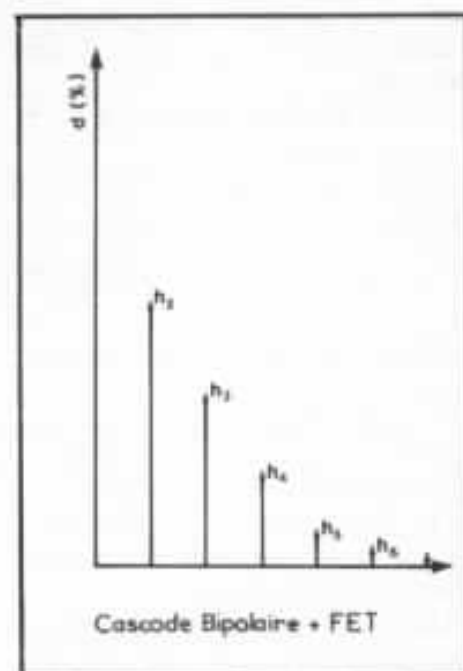


Fig.4 (a) : Spectre de distorsion sur montage cascode FET-Bipolaire.

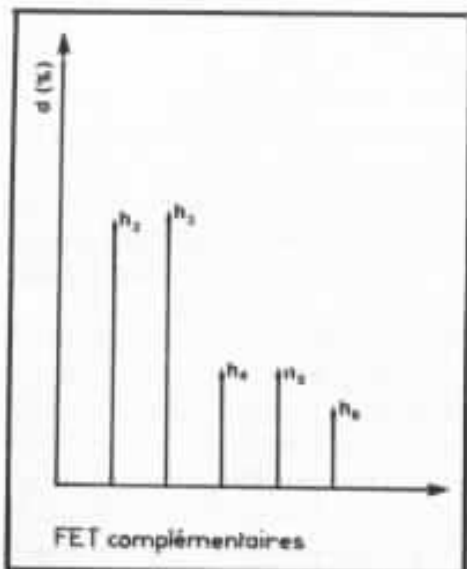


Fig. 4 (b) : Spectre de distorsion sur paire complémentaire FET.

que particulièrement bon. Le second étage attaquait d'ailleurs le driver à la limite de la saturation, ce qui ne posa heureusement pas trop de problème, après les réglages divers (voir n° 15) et ajustage de la tension d'alimentation à ± 21 V.

Les caractéristiques I_d/V_{ds} d'un transistor à effet de champ étant de même configuration que celles d'un tube triode d'une part, les caractéristiques de spectre de distorsion d'un tube 310A ne ressemblant pas tout à fait à celles d'un transistor bipolaire d'autre part, un montage combiné de transistors va apporter simultanément ce que l'on recherche :

- sortie à basse impédance ;
- gain très élevé ;
- faible distorsion ;
- faible courant de fuite en entrée ;
- circuit à très faible effet Miller ;
- niveau de saturation d'entrée élevé.

Il s'agit d'une paire complémentaire cascode « panachée » FET/bipolaire pour laquelle le choix des transistors sera fait méticuleusement, afin d'obtenir les résultats souhaités.

Sans ce montage cascode complémentaire, ces résultats n'auraient pu être obtenus d'une autre façon.

Le montage cascode permet en effet l'obtention d'un gain très élevé et les risques d'instabilité, dans le cas du présent montage sont pratiquement inexistantes. Dans le cas de tubes triodes à grand gain, ce n'aurait sans doute pas été le cas. Ensuite, la combinaison FET/bipolaire produit une caractéristique combinée proche d'un tube pentode. Ce qui équivaut à un spectre de distorsion avec prédominance d'harmoniques impairs. Ceci est volontaire, vu que le montage en push-pull se chargera de réduire ceux-ci d'où une combinaison d'ensemble devant apporter un bon résultat.

Un montage cascode de ce type, à sortie basse impédance apportera les améliorations subjectives souhaitées, c'est-à-dire plus d'ampleur dans le bas-médium, mais également un grave ferme et bien tenu (dû aussi aux circuits d'alimentation). Mais son avantage décisif sera un gain important en transparence. Mais l'obtention de ces résultats dépend étroitement du choix des transistors. Une condition obligatoire : utiliser en entrée un transistor à effet de champ à G_m très élevé, de 20 à 30 fois plus élevé que celui d'un transistor Fet du genre 2SK 30 AGR. Employé seul, ce genre de transistor, à très faible bruit ne pourrait convenir que pour des pré-préamplificateurs et des préamplificateurs. Seul, les Fet employés ici, la paire complémentaire 2SK 170/2SJ 74 dont les deux seuls avantages ont un très faible bruit

$$(e_n = 0,9 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}})$$

et un G_m élevé : 2,2 m $M\Omega$. Mais les défauts de ces transistors sont nombreux :

- courant de fuite de gate important (perte de transparence sonore) ;

— capacités parasites C_{in} et C_{out} (entrée et retour) importantes : 30 pF et 6 pF (au lieu de 8 et 2 pF environ sur le 2SK 30 AGR) ;

- courant de fuite de gate augmentant très rapidement lorsque la tension de travail V_{DS} augmente ;
- tension de saturation d'entrée très basse, due au gain élevé (0,2 V environ).

Un montage en cascode améliore considérablement ces caractéristiques. On aurait pu monter en cascode des transistors Fet, comme sur la figure 5(a) mais la combinaison bipolaire NPN/Fet canal N est préférable (b). Les avantages décisifs sont :

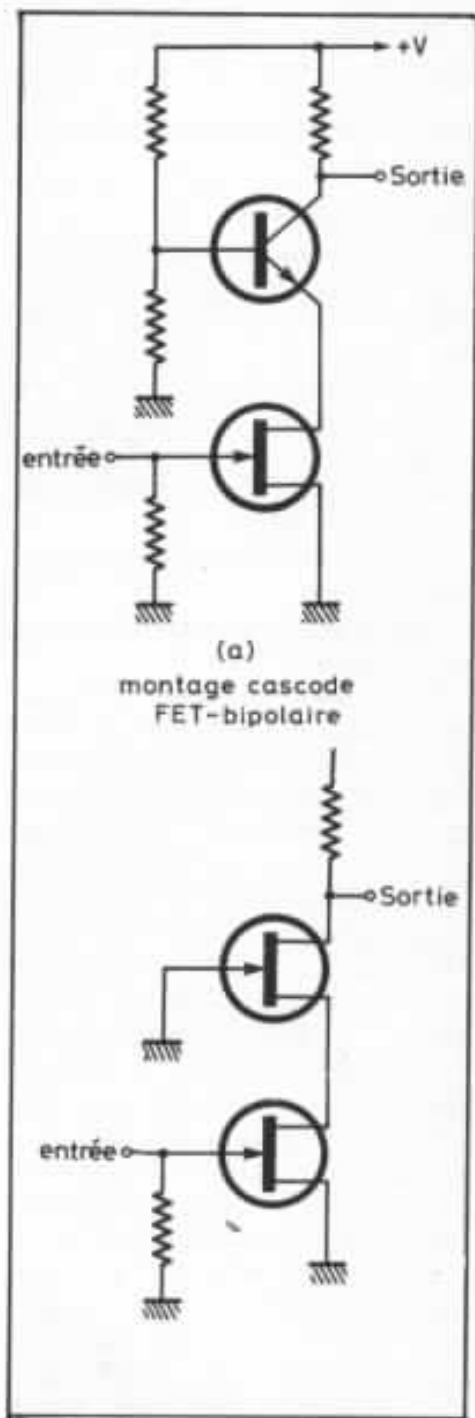


Fig. 5 : Montages cascode.

— réduction considérable de la capacité parasite C_{rs} (capacité de « retour » drain-gate) qui passe au $1/10^e$ de sa valeur initiale, soit 0,06 pF au lieu de 6 pf, soit une réduction importante de l'effet Miller (figure 6);

— abaissement de la tension de travail V_{ds} (le montage étant en série), réduction conséquente de I_{gx} (courant de fuite de gate), comme le montre la figure 7.

— niveau de saturation d'entrée plus élevée (près de 1 V au lieu de 0,2 V).

La figure 8 montre schématiquement le circuit d'entrée et l'équivalent électrique.

Ce montage s'est montré, par ailleurs, plus intéressant qu'un transistor FET standard monté avec régulateur de courant : moins de gain, impédance de sortie élevée, perte de dynamique subjective, effet de la capacité de sortie sur la distorsion.

Dans ce montage, l'impédance d'entrée, qui est élevée est chargée par 47 k Ω et une résistance d'arrêt de 1,2 k Ω est montée en série dans le circuit d'entrée. Le circuit cascode complémentaire est chargé par seulement 47 k Ω , le courant étant de l'ordre de 0,9 à 1 mA. Les bases sont polarisées par les quatre résistances de 2 k Ω et les divers essais de régulation (diodes zeners) se sont montrés inférieurs à l'écoute. Le choix de la combinaison 2SK 170 -2SJ 74/2SC 1775-2SA 872 a encore été effectué sur des critères subjectifs, en fonction, bien sûr, du résultat global.

Dans le prochain numéro, le montage et d'autres éventuels réglages seront détaillés, ainsi que l'imposante alimentation de ± 14 V, sur batterie au plomb montées en tampon. Le lecteur trouvera par contre sur la figure 10 le circuit imprimé de ce montage.

Mesure et écoute

Ce circuit a été soigneusement mis au point, à la mesure comme à l'écoute, en avril 1982. Il avait été « mis de côté » pour une

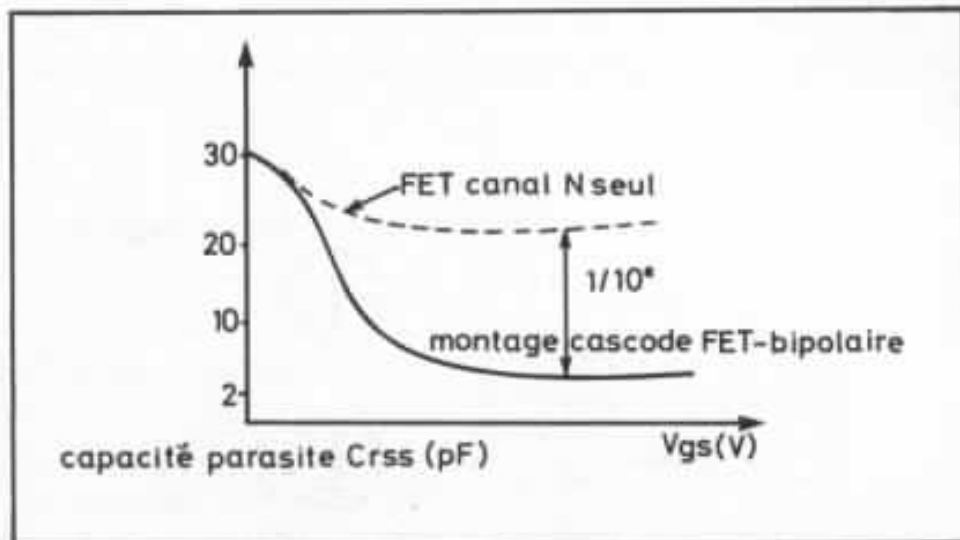


Fig.6 : Réduction de l'effet Miller, grâce à l'emploi du montage cascode

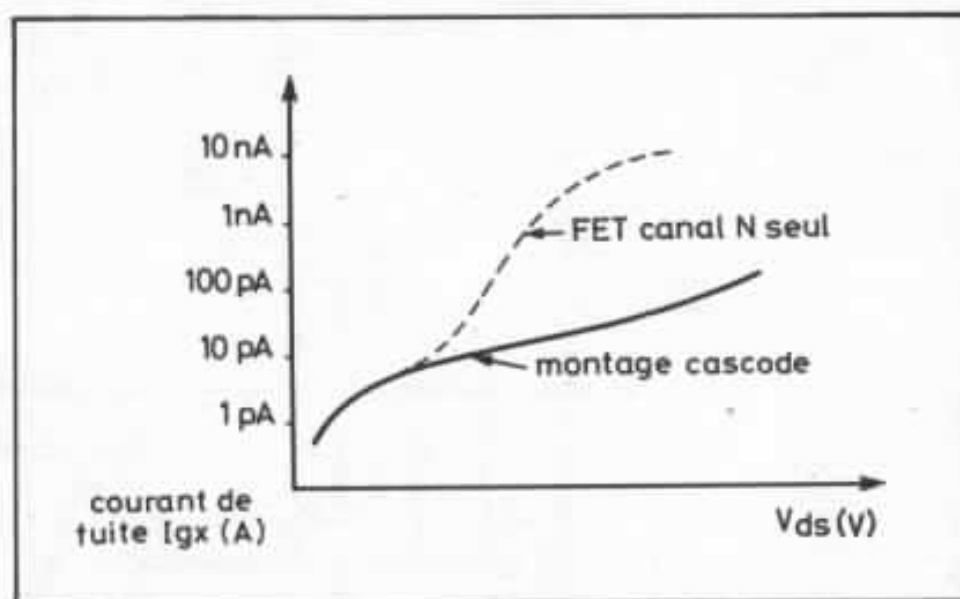


Fig.7 : Réduction du courant de fuite I_{gx} , par l'emploi du montage cascode, par rapport à celui d'un transistor FET seul.

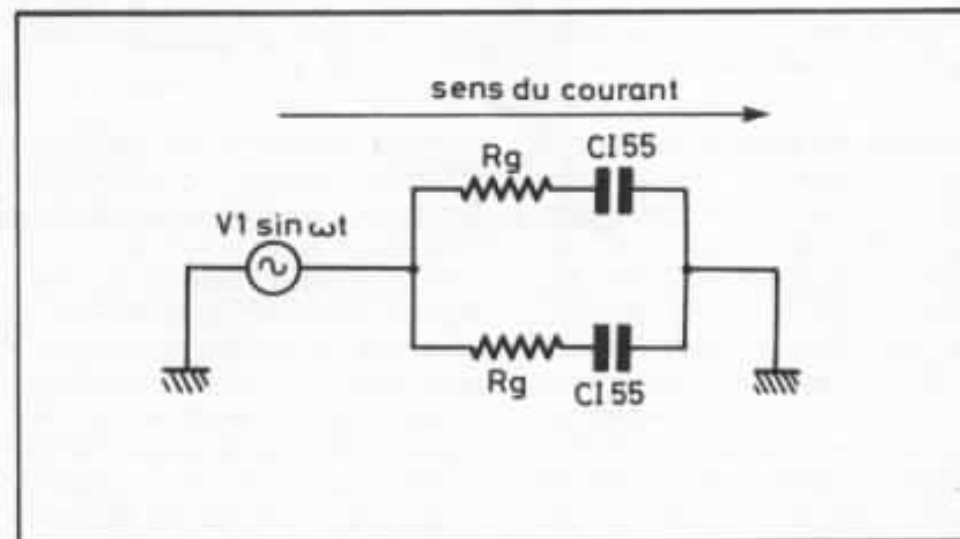


Fig.8 (a) : Schéma électrique équivalent d'un montage cascode complémentaire.

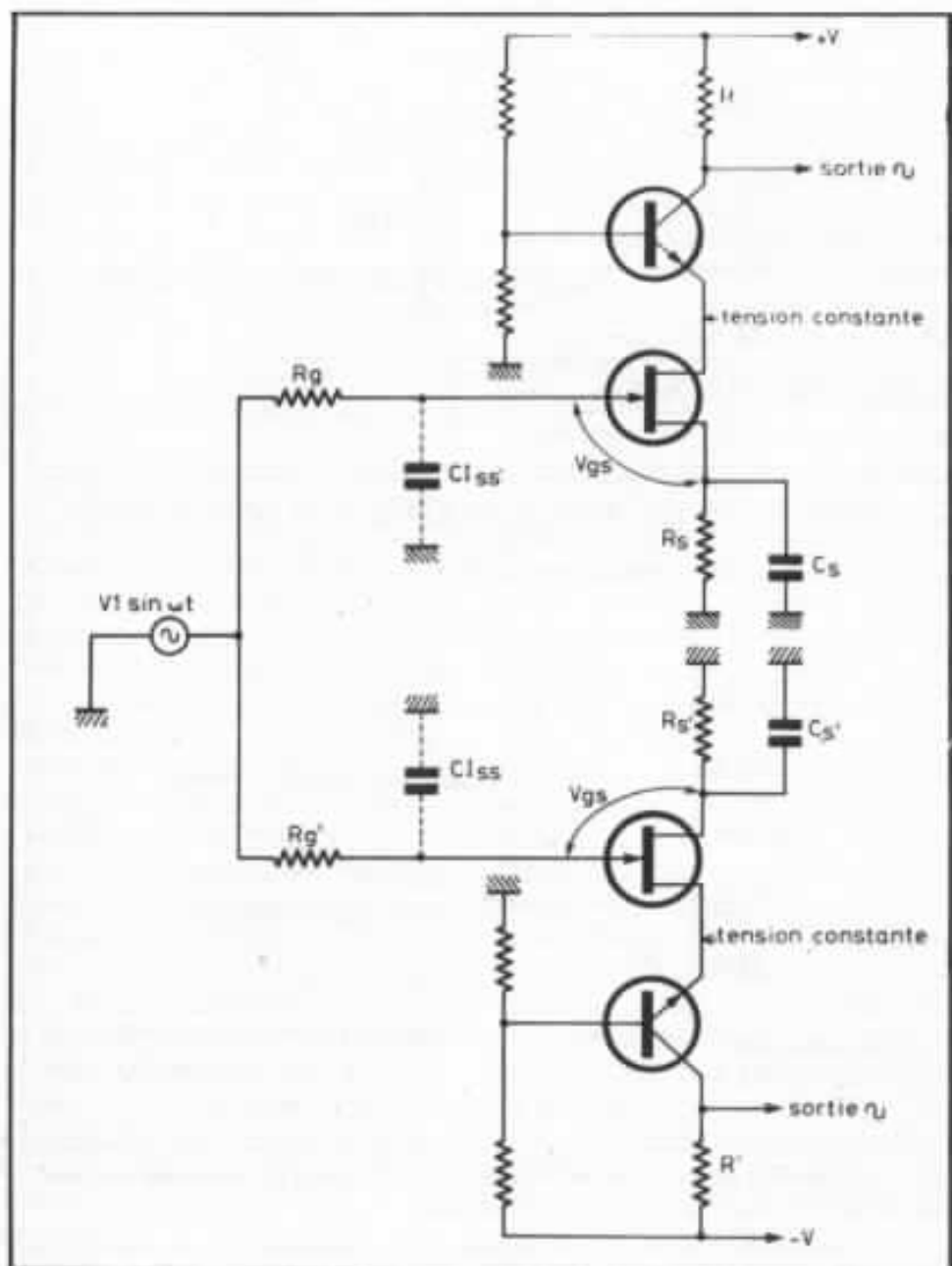
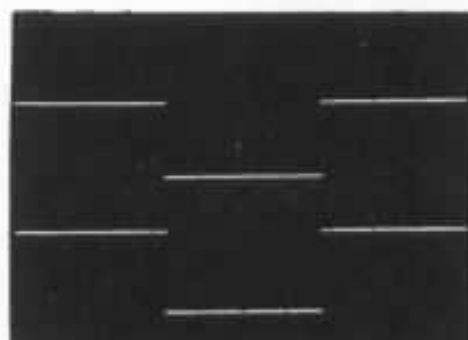


Fig.8 (b) : Circuit cascode complémentaire.

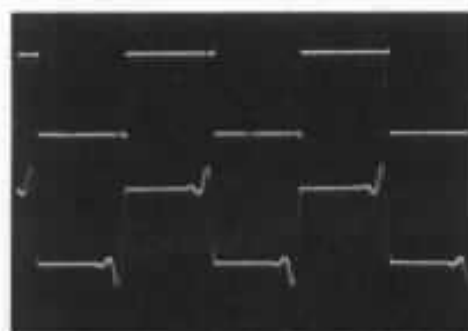
question de transistors dont le choix apportait un résultat dépassant même les prévisions, sur le plan de l'écoute mais qui étaient encore très difficiles à se procurer sur le marché japonais. La paire 2SD 844/2SB 754 était particulièrement difficile à trouver, le Hfe ne correspondant pas aux valeurs souhaitées. Ce Hfe, de 60 sur les 2SA 627/2SD 188 est ici compris suivant les lots (K, L, M, N, O) entre 70 et 240 et seuls les lots K et L (2SD 844 K et 2SB 754 L) peuvent convenir. Quant aux 2SK 170/2SJ 74, ce

sont des transistors encore assez difficiles à trouver, car récents et fabriqués seulement en petite série par la firme Toshiba.

Pour l'écoute, dont le résultat dépend aussi de l'alimentation, on arrive au curieux mais étonnant compromis tubes triodes/amplificateur Hiraga 20 W classe A, où seule la puissance de sortie représente une petite ombre sur le tableau de performances. Dans l'ensemble, on obtient un son particulièrement défini, aéré, des sons de réverbération, d'échos plus libres, alors



Réponse sur signal carré à 20 Hz. En haut, sortie amplificateur, en bas, sortie générateur.



Réponse sur signal carré à 20 kHz sur charge capacitive, 0,47 μF en parallèle sur 8 Ω.



Allure du front de montée à 10 kHz. Le temps de montée est inférieur à 0,5 μs. Il est difficilement mesurable avec le banc de mesure qui était employé.

que les sons directs sont encore plus présents, mieux timbrés et plus « chauds ». Le paradoxe se situe dans le grave qui, avec l'imposante alimentation, peut enfin se comparer à celui des amplificateurs Kanéda classe A 30 W et 50 W : fermeté exceptionnelle, superposition de sons extrêmement fermes sur des sons infiniment doux et légers. Superposition de sons infiniment flous sur des sons aux contours finement ciselés.

Même sur des systèmes de rendement moyen, cet amplificateur

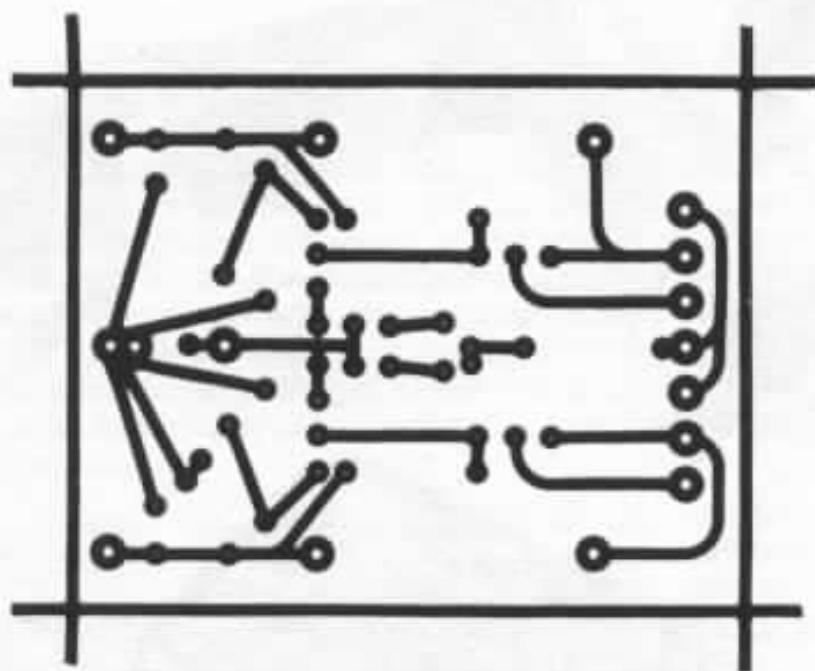
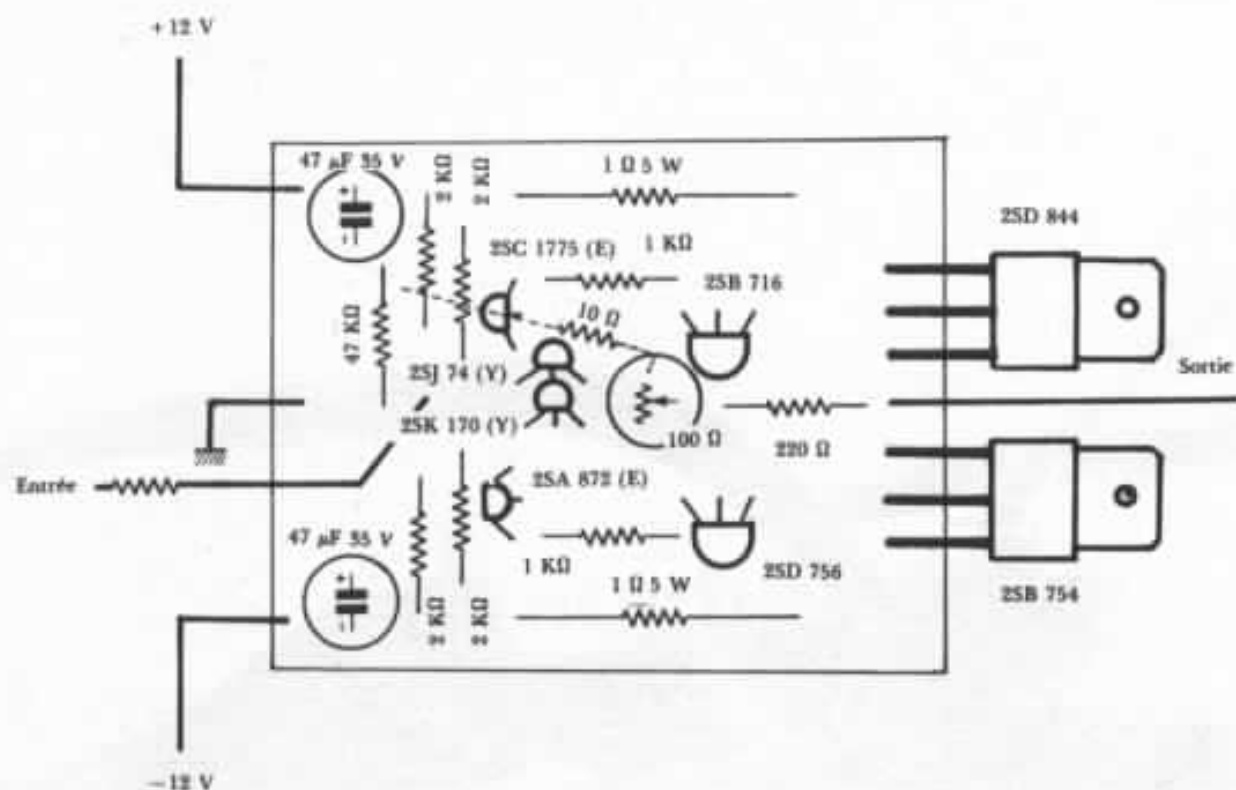


Fig.10 : Circuit imprimé et implantation.

s'est très bien comporté, l'impression équivalente d'espace, de réserve de puissance ne pouvant normalement être obtenue qu'avec de rares amplificateurs cités plus haut.

Baptisé « Le Monstre », en

raison de sa taille anormalement grande par rapport à sa puissance de sortie, il aurait pu encore être baptisé « Tube Memory », à cause de son timbre propre à quelques rares amplificateurs à tubes triodes

qui étaient jusqu'ici employés dans des montages dits « à très haute définition ». Cet appareil trouvera sa place idéale en bas-médium, en médium ou dans l'aigu, dans des systèmes bi, tri ou quadri amplifiés.

**Page non
disponible**

Le secteur

Une source de pollution insoupçonnée

Gérard Chrétien - William Walther

Un système de reproduction est constitué d'un nombre important de maillons. La plupart ont une influence qui est bien connue. Ainsi, tout audiophile sera conscient de l'importance capitale des caractéristiques acoustiques du local d'écoute par exemple. Cependant, il est un maillon auquel personne ne pense : le secteur. Pourtant, si l'on considère un système de restitution sous l'aspect de l'énergie, il ne fait aucun doute que l'alimentation générale du système rentre directement en ligne de compte. Le secteur n'est pas, contrairement à l'idéal théorique que l'on peut s'en faire, qu'une belle sinusoïde d'amplitude constante et de fréquence 50 Hz, c'est aussi un support privilégié à de multiples parasites qui, comme nous allons le voir, sont extrêmement pernicieux puisque leur cause est multiple et leur apparition tout à fait aléatoire, ce qui les rend terriblement difficiles à observer.

Guy Marec, dans sa très intéressante série d'articles sur les circuits d'alimentation, a souligné un problème tout à fait fondamental, à notre goût, concernant le rôle du secteur en tant que source de puissance. Nous rappelons le schéma qu'il publiait dans l'Audiophile n° 9, p. 27. Une chaîne de reproduction est représentée avec, dans la boucle principale, la source de puissance. Cette façon d'exposer la question était et reste tout à fait nouvelle. A ce sujet, l'auteur mentionnait : « Une chaîne de

reproduction transforme de l'énergie électrique prise à une source de puissance (secteur E.D.F., batterie) en énergie acoustique suivant un « programme » imposé par la source de modulation. »

Dans cet article, nous ne considérerons que le secteur. Les alimentations ayant recours à des batteries en tant que sources de puissance représentent une solution qualitativement excellente, néanmoins leur utilisation reste limitée par de nombreuses contraintes. Il faut noter d'ailleurs

que les tests comparatifs, sur un préamplificateur par exemple, portant sur la source de puissance, batterie ou secteur, donnent l'avantage indéniable aux accumulateurs. N'est-ce pas là un aspect qui doit nous inciter à la réflexion : quels sont les paramètres qui handicapent le secteur ?

Avant de parvenir chez vous, l'énergie délivrée par la prise de courant qui alimente votre système a suivi un chemin d'une extraordinaire complexité. De sa source de fabrication (centrales

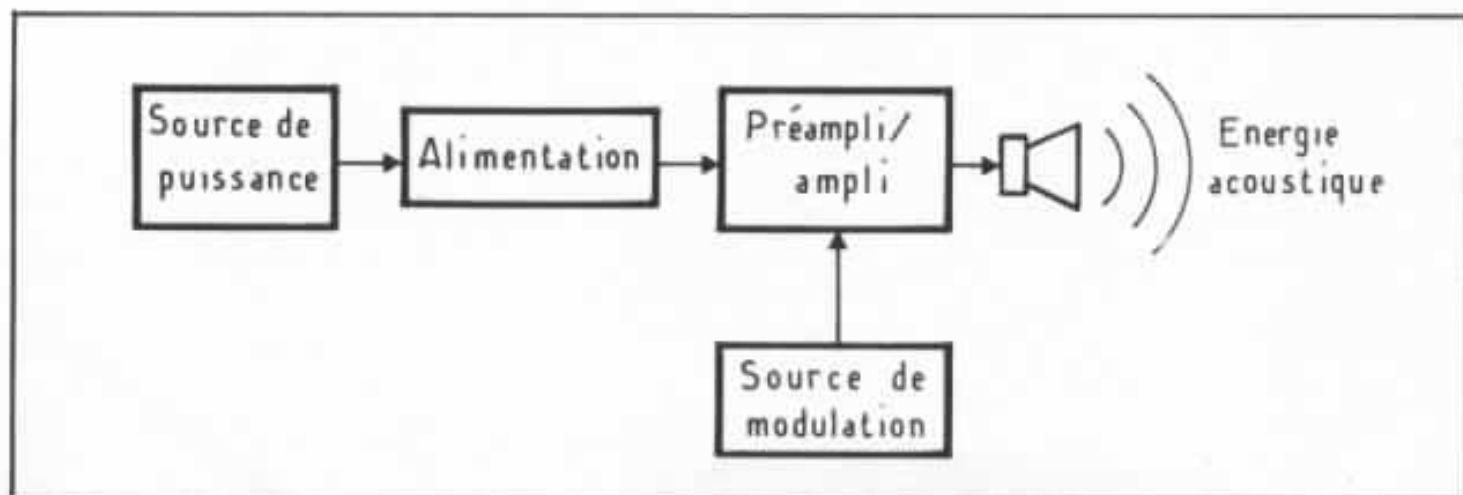


Fig. 1 : La source de puissance, le secteur, et en ligne directe dans la chaîne de restitution.

thermique, hydraulique, nucléaire...) à votre habitation, les distances parcourues par l'énergie électrique se comptent en centaines de kilomètres. Sans parler des multiples transformations que subit le signal original à travers un réseau d'une densité folle de transformateurs, pour être finalement acheminée chez vous sous la forme d'une tension alternative de 220 V efficaces de fréquence 50 Hz.

C'est pendant tout ce trajet et au cours de ces différentes transformations que la nature du secteur se modifie, tant d'un point de vue quantitatif que qualitatif.

Le secteur sous l'angle quantitatif

La tension secteur est très rarement stable en amplitude. Si la fréquence est maintenue dans un intervalle extrêmement serré par l'E.D.F., il n'en va pas de même pour la valeur de la tension. Celle-ci évolue suivant la position géographique de l'utilisateur ainsi que de manière temporelle. Cette évolution peut être très lente ou très rapide. Elle peut dépendre des conditions climatiques ou de l'environnement proche (usines, industries, stades...). Il n'est pas rare de trouver en bout de ligne, à la campagne en particulier, des tensions secteur d'amplitude extrêmement faibles, de 180 V à 200 V.

De même, dans les grandes agglomérations, à certaines heures de la journée ou lors de périodes creuses, il est possible de relever des tensions secteur de plus de 240 V.

Ces fluctuations aléatoires et très difficilement contrôlables par l'amateur, peuvent perturber des circuits électroniques de façon très importante.

Influence des fluctuations secteur

Les circuits électroniques qui nous intéressent sont, bien évidemment, ceux que l'on rencontre dans les systèmes audio. Les perturbations apportées par les fluctuations de la tension secteur sont multiples :

- variations de la tension d'alimentation des circuits s'accom-

pagnant d'un déplacement des points de polarisation et donc des conditions optimales de fonctionnement ;

- déclenchement intempestif ou suppression des circuits de protection ou de régulation ;

- augmentation ou diminution des seuils de saturation des étages d'entrée sur les préamplificateurs ou amplificateurs ;

- saturation des enroulements primaires des transformateurs

qui supportent très mal les surtensions, ces saturations peuvent entraîner des rayonnements importants et entacher le signal au secondaire du transformateur de distorsions de fréquences élevées passant au travers des filtres les plus énergiques ;

- influence sur les moteurs de

CAHIER DES CHARGES DE DISTRIBUTION PUBLIC

Nous avons pris des renseignements auprès des services techniques d'EDF afin de connaître les normes en vigueur relatives à la distribution au public.

Il s'avère que le seul cahier des charges auquel l'on puisse se référer date d'avant-guerre. Celui-ci est spécifique à chaque commune (ou éventuellement groupement de communes) et devrait être communiqué sur demande à qui le souhaite. Les variations admises sur la valeur de la tension en moyenne se situe entre 2 et — 10 % soit entre 198 V et 242 V. Avec des cas spécifiques suivant les localisations.

Un projet de cahier des charges de distribution public a été élaboré mais n'a pas reçu à ce jour l'agrément de l'ensemble des communes.

Comme on le voit, les spécifications en la matière sont extrêmement floues et ponctuelles et garantissent pas des variations de tension secteur qui soient compatibles avec les exigences d'une installation audio-philie.

platines, fluctuations de vitesse, perturbation des régulations...

Nous avons là peut-être des réponses aux questions que tout audiophile s'est inévitablement posées un jour ou l'autre : « Aujourd'hui, mon système ne marche pas aussi bien que d'habitude, pourquoi ? »

Nous allons ouvrir à ce niveau une petite parenthèse relative à une idée fautive qui circule chez certains audiophiles. En effet, certains pensent que suralimenter le primaire du transformateur est une solution intéressante donnant de très bons résultats : gain de puissance, dynamique augmentée, grave plus amples et mieux tenus, etc. C'est une erreur. C'est une manipulation fort simple sur certains appareils, par exemple si votre secteur fait en moyenne 230 V et que vous disposez sur votre transformateur d'alimentation d'une prise 210 V. Outre le fait que cela peut provoquer des défauts tels que ceux que nous avons mentionné plus haut, il peut y avoir des conséquences désastreuses principalement sur certaines réalisations à tubes où les étages d'entrée sont alimentés sous de très hautes tensions, 450 V à 500 V. Effectivement, nous arrivons là aux limites de la tenue des condensateurs électrochimiques utilisés en filtrage et 50 V supplémentaires suffisent à les détériorer inexorablement.

Les transformateurs, eux non plus, n'apprécient pas particulièrement ces surtensions et ils peuvent également être détériorés par un échauffement excessif dû à une saturation. Cet échauffement s'accompagne de dilata-tions des circuits magnétiques qui a pour effet de les distendre.

Ce transformateur rayonnera et sera entaché de vibrations mécaniques responsables de distorsions par effet microphonique dans les réalisations à tubes plus particulièrement.

Les remèdes

Comment pallier à ces fluctuations de la tension secteur. Les remèdes existent mais ne sont pas toujours faciles à mettre en œuvre.

La mesure à l'aide d'un contrôleur de la tension secteur pendant un laps de temps assez long (2 à 3 mm) et à intervalle régulier (2 à 3 fois par jour) pendant au moins un mois vous aidera à dresser, même si cela est quelque peu contraignant, une fiche d'identité de votre secteur. Deux cas peuvent se présenter :

1^{er} cas : secteur toujours trop faible ou toujours trop fort. C'est-à-dire avec très peu de variations. Seul l'emploi d'un auto-transformateur variable de qualité permet d'ajuster le secteur à une valeur convenable. Il est conseillé de brancher un voltmètre en permanence pour vérifier la tension d'utilisation. Le schéma de branchement est indiqué en fig. 2.

2^e cas : secteur variant souvent et dans de fortes proportions. Bien sûr, l'emploi de notre auto-

de régulateurs de tension du type « à fer saturé » n'est pas recommandée en application audio, car ils sont souvent générateurs de nombreux parasites secteurs comme nous le verrons plus loin.

Votre installation électrique

Il nous est arrivé de rencontrer à Paris des audiophiles dont l'installation électrique remonte au début des années 20, fils électriques en laiton, isolation soie recouverte de parafine. Il n'est pas rare de noter des écarts de 3 à 8 V entre la tension à la sortie du compteur et sur certaines prises dans le cas d'appartements anciens de grandes dimensions. L'utilisation d'une ligne uniquement réservée au système haute-fidélité est très vivement recommandée dans une installation de type audiophile comme cela est le cas pour les micro-ordinateurs (voir plus loin au chapitre « Parasites secteur »).

Cette ligne sera tirée dans la mesure du possible *directement* du compteur. Les audiophiles qui aménagent une nouvelle

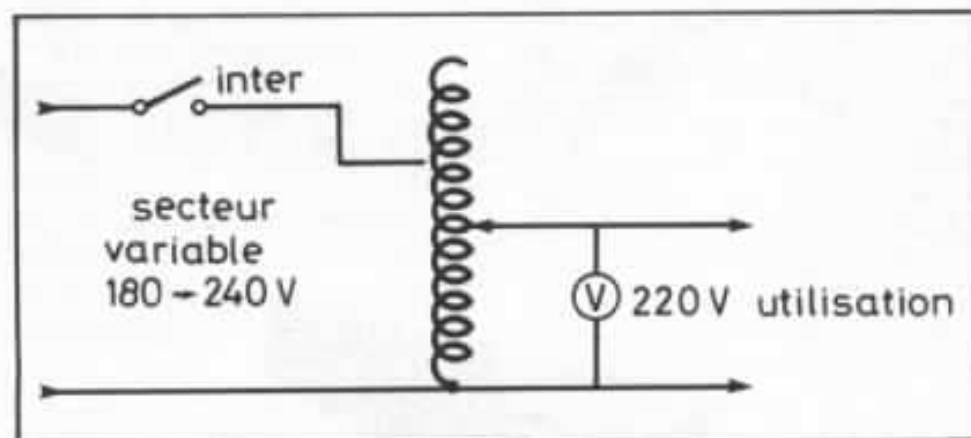


Fig. 2 : Utilisation d'un auto-transformateur pour bien caler la valeur de la tension secteur et garantir un fonctionnement des alimentations des appareils audio dans une plage optimale.

transformateur est possible mais contraignant car il convient de vérifier très souvent la tension d'alimentation et d'en effectuer manuellement l'ajustage pour se trouver dans une plage correcte, c'est-à-dire 220 V au début de séances d'écoute. L'utilisation

habitation devront y songer. Le câble à utiliser sera de section très importante. N'hésitez pas à l'imposer éventuellement à l'électricien à qui vous confierez l'installation, même si cela lui semble démesuré. Le câble utilisé pour réaliser des branchements

de la force 380 V (cuisinière électrique, machines à laver, radiateurs...) fait parfaitement l'affaire.

Si, dans votre cas, une ligne indépendante s'avère impossible, essayez au moins de ne pas avoir sur la ligne qui raccorde votre système au réseau d'appareils gros consommateurs d'énergie ou présentant des risques de parasitages. Le nombre des interrupteurs doit être réduit au minimum. Utilisez de préférence de gros modèles à contact très franc.

Nous supposons maintenant que le secteur parvient dans votre local d'écoute avec le minimum de risque de perturbation, dans la mesure où vous-même êtes à même de les prévenir. Bien évidemment, si l'ascenseur de l'immeuble parasite toute l'installation, il vous est délicat d'intervenir.

Dans la grande majorité, comment s'effectue la connexion

d'une chaîne au réseau ? Dans un système digne de ce nom, de complexité moyenne, vous avez rapidement 5 à 10 prises à raccorder. Pour des raisons de commodité d'utilisation, tous les appareils sont regroupés en un point bien précis de votre local d'écoute. Que se passe-t-il ? On cherche la prise la plus proche. On connecte en cascade des multiprises, on branche les appareils tant bien que mal car beaucoup d'appareils sont livrés avec des câbles secteur avec une fiche gros modèle avec prise de terre normes européennes. Celle-ci ne se connecte pas aux prises bipolaires conventionnelles. Souvent, dans l'impatience d'essayer un nouveau matériel, parce qu'il est tard et que l'électricien du coin est fermé, on coupe tout simplement la prise et l'on récupère une petite prise standard à quatre sous et le tour est joué. Par la suite, on ne pensera plus à ce point de détail et la chaîne res-

tera branchée dans des conditions tout à fait abominables.

Quels risques, de telles connexions peuvent-elles présenter ? Tout simplement, des risques de faux contacts. Imaginez un agglomérat de multiprises avec des câbles reliés dans tous les sens. Les contraintes mécaniques sur la prise sur laquelle cet ensemble est relié, sont telles que la probabilité d'obtenir un bon contact reste extrêmement faible. Un faux contact sur le secteur peut présenter deux aspects. Soit vous avez une coupure marquée intermittente avec établissement d'un « arc » au niveau de la prise, cela se traduit par des crépitements diaboliques dans votre système et ne peut que vous inciter à reconsidérer votre branchement au secteur. Soit il apparaît des micro-coupures qui par le biais des condensateurs de filtrage sont « lissées » et passent donc inaperçues. Néanmoins, vous pouvez avoir là un parasi-

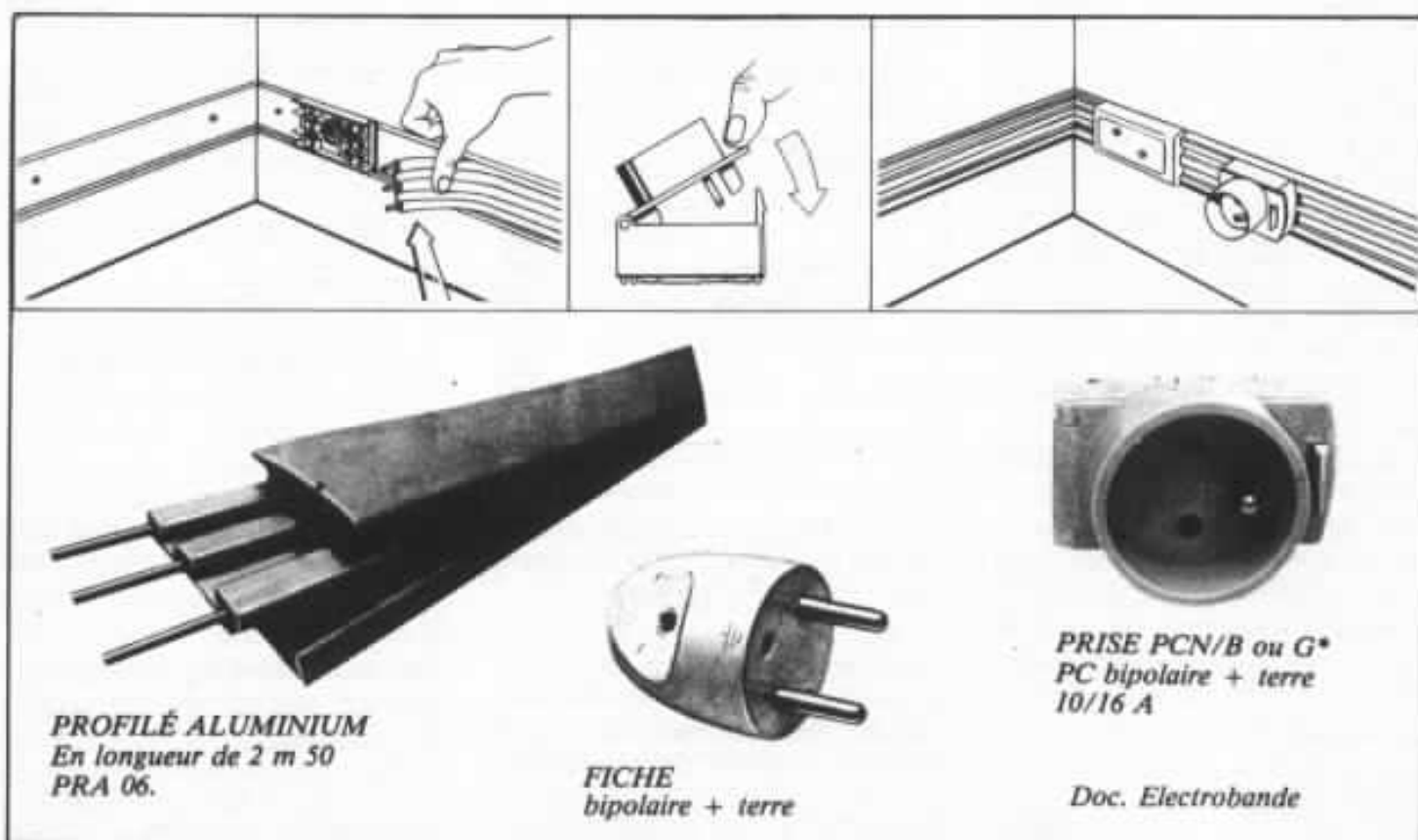


Fig. 3 : Un moyen très efficace de réaliser l'alimentation générale secteur de son système. Les prises se « clipsent » très aisément.

tage tout à fait pernicieux responsable des distorsions tout à fait aléatoires. Alors, que faire ?

La solution est simple, comode, efficace et de faible prix. Elle consiste en l'utilisation de « canalisations » plastiques se présentant sous forme de bandes de 3 cm de large sur 0,5 cm d'épaisseur. Elles comportent trois conducteurs en cuivre de 20 /10^e et peuvent accepter sans problème 25 A. En PVC rigide de diverses couleurs, elle se plie facilement, épouse les angles et se pose aisément. Ces bandes peuvent recevoir des prises qui viennent s'encliquer et se verrouiller automatiquement sans l'aide d'aucun outil (fig. 3). Tous les types de prises existent. Pour votre installation, nous vous conseillons bien évidemment une prise avec terre type 10/16 A. Ces prises peuvent même se trouver avec un fusible incorporé. Ainsi, vous pourrez avoir autant de prises que d'appareils à connecter avec les avantages d'une terre commune indispensable à une bonne réjection des parasites (sous réserve toutefois de connecter la terre de votre bande conductrice à une terre digne de ce nom). En outre, vos divers appareils seront connectés dans le même sens vis-à-vis de la phase secteur, ce qui peut dans certains cas avoir une incidence notable sur le bruit de fond.

Si vous désirez refaire certaines connexions secteur et que vous ne pouvez trouver de câble secteur de qualité, utilisez une prise gros modèle bipolaire plus terre et employez un câble de forte section, 2,5 mm² (en cuivre de très bonne qualité, Filotex, Leonische), les trois conducteurs seront torsadés dans le même sens et les connexions sur la prise réalisées par soudure plutôt que par serrage (fig. 4). Tous ces détails peuvent vous faire sourire, mais très franchement vu le coût et le temps que cela vous prendra, il serait bien dommage

de s'embêter la vie. Il y a bien longtemps que les audiophiles japonais ont résolu ces problèmes en utilisant dans certains cas des solutions bien plus démesurées que celle que nous proposons. Nous pouvons vous assurer qu'une installation électrique bien réalisée suivant les recommandations que nous vous avons données apporte indéniablement un « plus » sur le plan de l'écoute : dynamique accrue, stabilité des sources sonores, plus grande transparence, fermeté du grave, réduction subjective de la distorsion... Vous savez, c'est une somme d'infimes détails que l'on a soignés qui « fait » la différence entre un bon et un très bon système.

Le secteur sous l'angle qualitatif

Comme nous le mentionnons dans l'introduction, le secteur est un support privilégié à de multiples parasites qui peuvent être la cause de perturbations importantes. Nous examinerons leurs causes, la façon dont ils se propagent, leur influence et le moyen de les combattre.

La cause des parasites

Elles sont multiples. Citons les causes les plus importantes :

- les contacteurs électromagnétiques ;
- les thyristors et les triacs ;
- les moteurs (moulins électriques, aspirateurs, machines à laver, etc.) ;

- les fours à micro-ondes ;
- les disjoncteurs ;
- les décharges électro-statiques (moquettes, plastique, etc.) ;
- les alimentations à découpage ;
- les émetteurs CB, radios libres ;
- les horloges secteur...

La liste est longue et malheureusement pas exhaustive. Nous nous en tiendrons aux principales causes physiques qui, elles, regroupent l'ensemble des sources de parasitage :

- champ électrique ;
- champ magnétique ;
- champ électromagnétique ;
- tension haute fréquence ;
- décharges électrostatiques.

Dans la plupart des cas, plusieurs grandeurs sont impliquées simultanément.

Les mécanismes qui engendrent les perturbations ne sont connues que d'une façon très générale. Il n'existe que très peu de littérature à ce sujet et il faut bien dire que c'est un problème sur lequel on se penche sérieusement depuis quelques années seulement avec l'apparition des systèmes numériques qui, eux, sont tout à fait allergiques aux parasites. Les parasites ont toujours existé en milieu industriels, les électroniciens travaillant dans ces environnements avaient leurs astuces suivant les cas rencontrés. D'ailleurs la nature même du parasite, cause multiple et apparition tout à fait aléatoire, le rend terriblement difficile à observer. Il existe en France quelques personnes qui pour le compte d'E.D.F. passent leurs journées à enregistrer le secteur afin d'emmagasiner des informations pour établir certaines corrélations. Un peu à la manière des astrophysiciens qui scrutent le ciel avec leurs antennes...

De façon très simplifiée, l'action perturbatrice peut être décrite comme suit. La source perturbatrice engendre des signaux parasites qui, par des

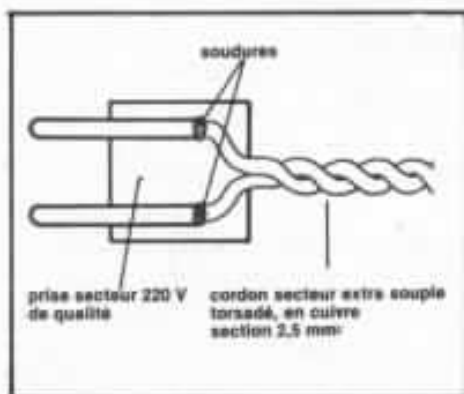


Fig. 4 : Les contacts soudés sont toujours préférables dans le temps à des contacts par serrage.

chemins détournés, est très variés, le secteur en est un des vecteurs, parviennent jusqu'aux appareils électroniques où ils provoquent, par diverses actions, des altérations des signaux. Vous pouvez vous dire que tant que nos systèmes ne seront pas entièrement numériques, l'incidence de ces parasites restent limitée à quelques « cloc » ou quelque autre réception radio parasite. Malheureusement, ce serait simplifier exagérément les choses et ne pas voir les perturbations plus subtiles il est vrai mais ô combien plus sournoises, car « elles ne sautent pas aux oreilles ».

Développons quelque peu ce point. Un parasite peut être véhiculé par le secteur et se présenter à une fréquence qui, dans la plupart des cas, est bien en dehors de la bande audible. Son amplitude reste limitée. Il ne s'accompagnera pas directement d'un phénomène audible. Il traversera l'alimentation de votre préampli ou/et de votre amplificateur sans aucun obstacle et se retrouvera avec le signal musical qui, par jeu d'intermodulation, générera une distorsion d'autant plus gênante que son spectre n'aura strictement rien à voir avec le phénomène musical. Cela se traduira par des duretés, des pertes de définition et de transparence. Là encore, il s'agit de petits détails qui font la différence.

Les voies de transmission

La transmission des signaux perturbateurs peut s'effectuer selon trois grands schémas.

Le premier cas de transmission est celui d'une perturbation par couplage galvanique, telle que représentée en fig. 5. Ici, la perturbation s'effectue directement.

Le deuxième cas est celui représenté en fig. 6 où est illustré le cas d'une transmission par couplage capacitif et par couplage inductif. Les parasites peuvent se propager dans l'air ou se transmettre par l'intermédiaire

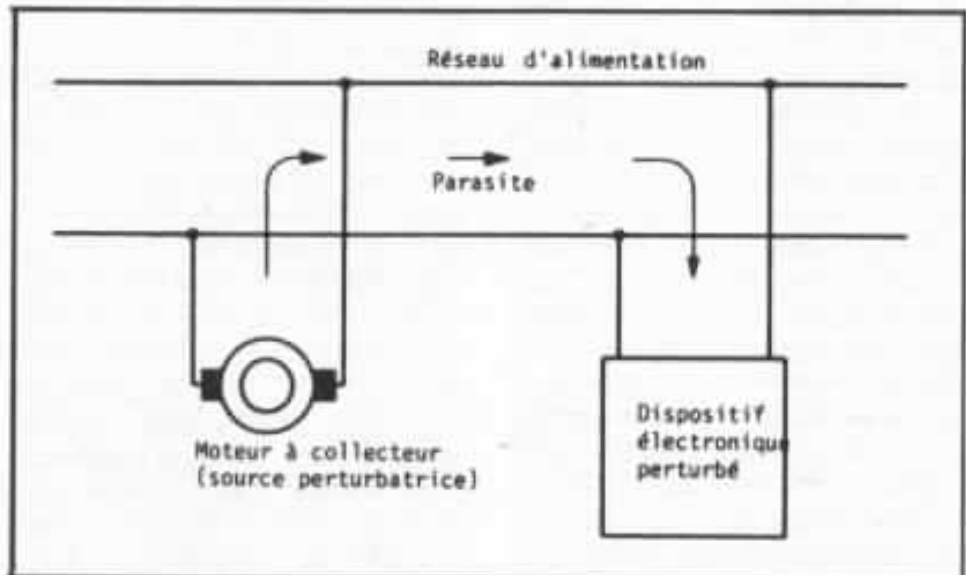


Fig. 5 : Transmission d'une perturbation par couplage galvanique.

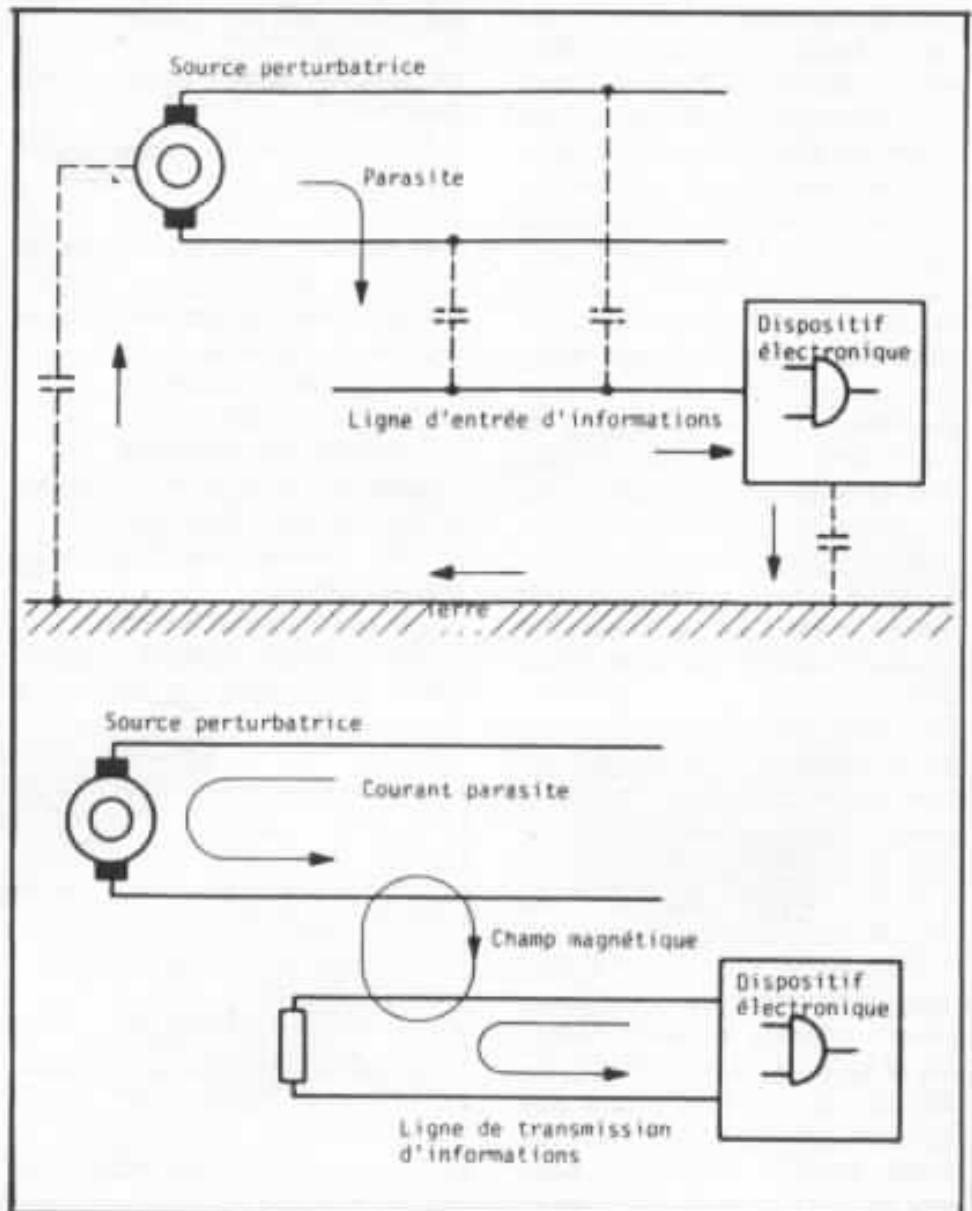


Fig. 6 : Transmission d'une perturbation par couplage capacitif en haut et inductif en bas.

d'armatures pour finalement pénétrer dans les câbles de commandes.

Un troisième cas, légèrement différent, résulte d'une décharge statique contre le dispositif électronique tel qu'en fig. 7. Les décharges statiques créent des gradients de potentiel de quelques centaines de volts par nano-seconde et des courants de pointe de plusieurs ampères, raison supplémentaire de bien relier les masses châssis à la masse du secteur.

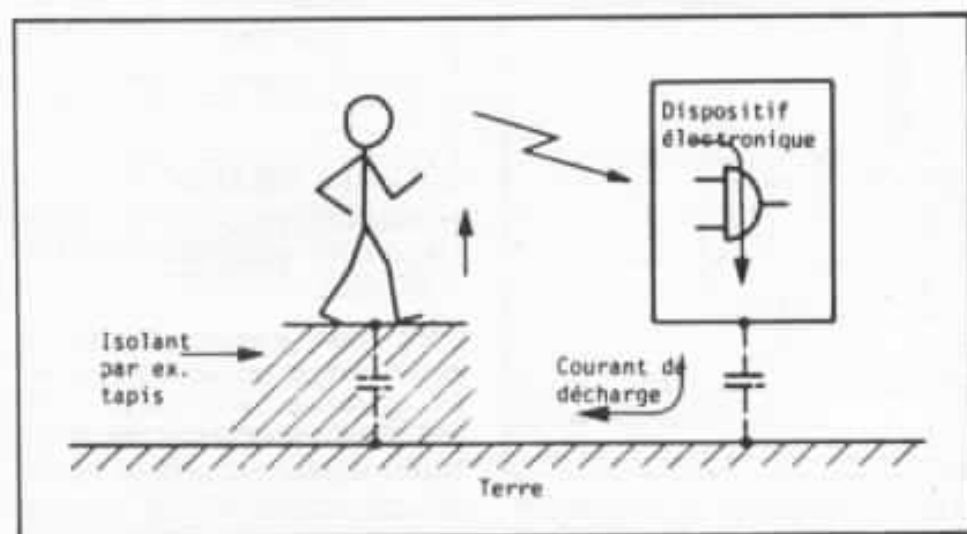


Fig. 7 : Perturbation par décharge statique. Documents Schaffner.

Influence des parasites

Nous avons mentionné ci-dessus l'influence sournoise qu'ils pouvaient présenter. Le type de parasites les plus couramment rencontrés dans les installations audio domestiques se manifestent par des « clic », des « ploc » et autres bruits désagréables directement perceptibles dans les enceintes acoustiques. Ils proviennent pour la plupart du contact électrique présent dans le proche environnement (démarrage de réfrigérateur, chauffage électrique...). Ce sont principalement des appareils gros consommateurs d'énergie qui apportent des perturbations marquées à leur mise en route.

Autre influence, celle de la détection de parasites haute fré-

quence qui peuvent être véhiculés par le secteur. La réception d'émissions radio devient un phénomène relativement courant par la multiplication des émetteurs d'une part et d'autre part par l'amélioration des électroniques audio, principalement en matière de largeur de bande passante, qui deviennent ainsi victimes de leurs performances.

Surtout si de tels phénomènes apparaissent dans votre système, à l'occasion du changement de l'un des maillons, n'incriminez

pas celui-ci mais recherchez plutôt la cause réelle pour bien la combattre. C'est ainsi que vous gagnerez en qualité. A titre d'exemple, lorsque vous désirez antiparasiter un auto-radio, vous n'intervenez pas directement sur celui-ci mais vous allez directement sur la source de parasites : allumage, alternateur...

Alors, comment combattre tous ces parasites dans votre système. C'est ce que nous allons voir.

La lutte contre les parasites

Nous parlerons tout d'abord des moyens simples que tout le monde connaît et qui sont couramment préconisés. Un interrupteur ou un appareil provoque des « ploc » lorsqu'il se met en route, vous pouvez mettre direc-

tement à ses bornes un condensateur de 10 nF à 0,1 μ F et d'isolement suffisant, 630 V par exemple. Mieux, il existe des petits réseaux RC se présentant sous le même aspect qu'un condensateur dont l'influence est plus efficace. Rifa propose ce genre de composants.

Ce moyen d'intervention reste limité car il est délicat bien souvent d'avoir accès à toutes les sources de parasitage.

Vous pouvez également, et nous vous le conseillons essayer de localiser au niveau de votre système quel est l'élément détecteur. Bien souvent le câble de liaison cellule - préamplificateur constitue une véritable antenne. Contrairement à ce que l'on pourrait penser, les câbles blindés à ce niveau ne remplissent pas toujours très efficacement leur rôle. La capacité parasite qu'ils présentent peut quelquefois suffire à réaliser un couplage capacitif. Des paires torsadées, toujours dans le même sens, il faut bien le préciser peuvent donner des résultats très supérieurs. Notre ami Guy Marec avait d'effrayants problèmes avec l'ascenseur de son immeuble qui menaçait à chaque démarrage de foudroyer ses tweeters. Après avoir tout essayé en matière d'antiparasitage classique, il en a l'habitude puisqu'il travaille en métrologie de petits signaux, il a résolu son problème d'un seul coup d'un seul en ayant recours à des paires de fil de Litz torsadé. Il s'agit là d'un exemple qu'il ne faudra en aucun cas considérer comme universel.

Un autre remède, beaucoup plus élégant, consiste en l'utilisation de filtres secteur. Ce sont des composants qui deviennent relativement courants en utilisation industrielle et tardent, à notre avis, à s'imposer sur les matériels audio. Il faut dire que ce genre de filtres n'ont pas une incidence spectaculaire sur les performances conventionnelles

et qu'en outre, si on veut qu'ils soient efficaces, grèveraient les coûts de revient. Autant de points qui n'incitent guère les constructeurs à l'incorporer systématiquement dans leur matériel.

Personnellement, nous avons fait des essais sur notre installation et nous avons retenu un filtre secteur de marque Schaffner, de référence FN 670 3/07. Il se présente sous forme d'un boîtier métallique soigneusement blindé comme représenté en fig. 8. Le synoptique du filtre est également donné. Comme on le voit, rien de très compliqué, des capa-



Fig. 8 : Filtre de très haute qualité Schaffner

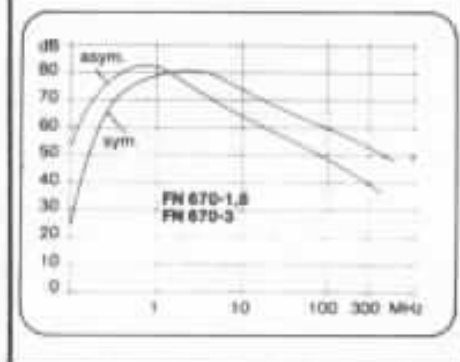
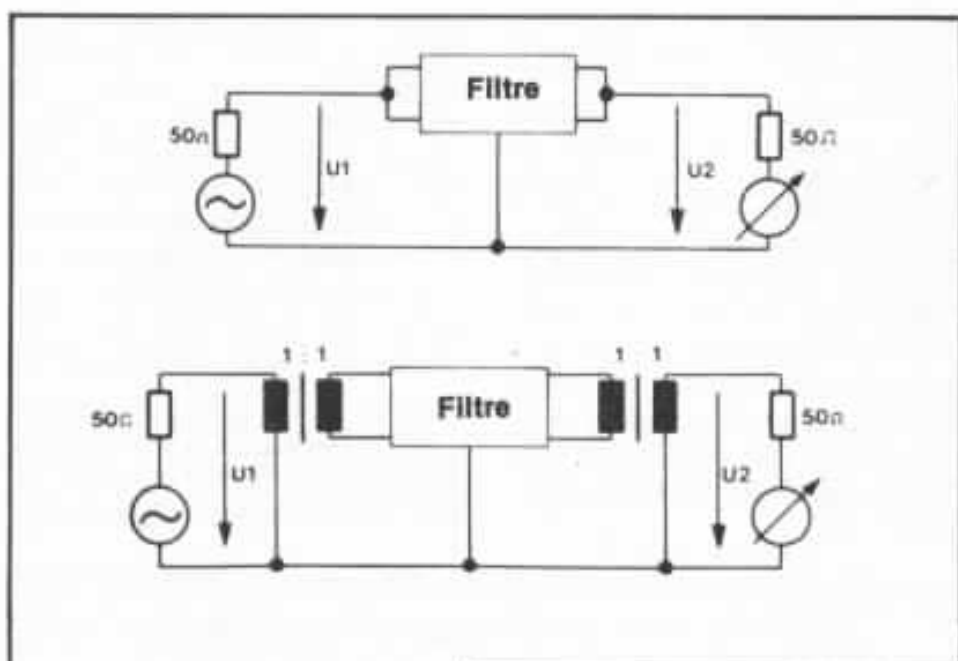


Fig. 9 : Atténuation du filtre secteur de la figure 8 et les deux types de branchements symétrique et asymétrique.

200 kHz à 400 MHz.
— supérieure à 50 dB en asymétrique dans une bande de 10 kHz à 90 MHz ;

Précisons que, outre le fait de pouvoir dans certains cas réduire les parasites « violents » très efficacement, le grand intérêt des filtres secteur est surtout de nettoyer le secteur de tous les petits parasites dont l'influence en audio peut être sournoise comme nous l'avons vu précédemment.

A l'écoute, l'amélioration peut être très sensible dans le secteur haut-médium aigu qui devient à la fois plus doux, plus défini et plus transparent.

Le branchement des filtres secteur ne pose pas de problème particulier si ce n'est qu'il convient de limiter au plus court la longueur de câble entre la sortie du filtre et l'intérieur des appareils qui sont protégés par le blindage si celui-ci est bien effectué et raccordé à la terre. En effet, une toute petite longueur de câble suffit pour faire antenne et pour « ramasser » les parasites de l'environnement se propageant par voie électromagnétique. On peut utiliser les câbles secteur blindés, malheureusement cela n'existe pas sous

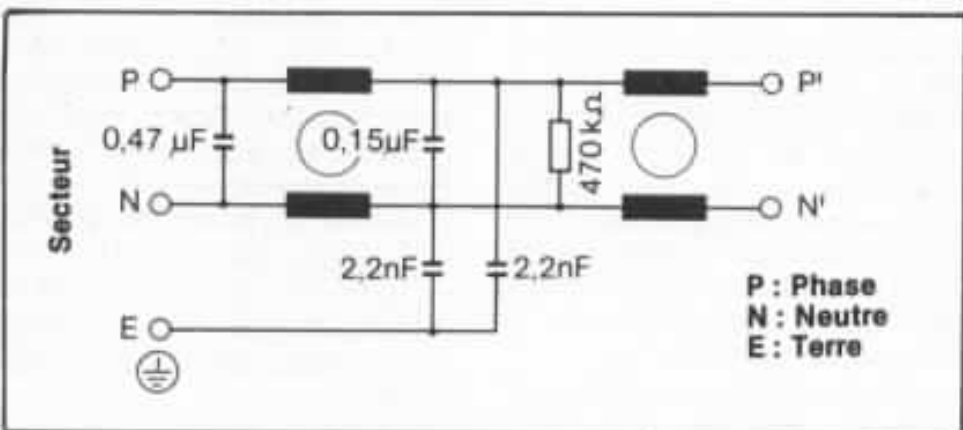


Fig. 8 bis : Schéma de principe du filtre de la fig. 8

cités et des selfs réalisées sur tores et bobinées en sens inverse de manière à éviter tout rayonnement. Cependant, la façon dont est réalisé le filtre a une incidence très importante sur ses performances. Nous vous donnons en fig. 9 la courbe d'atténuation.

Tout d'abord, il convient de noter qu'il y a très peu de différence entre le mode symétrique et le mode asymétrique. L'atténuation est très importante sur une large bande passante :
— supérieure à 50 dB en symétrique dans une bande de

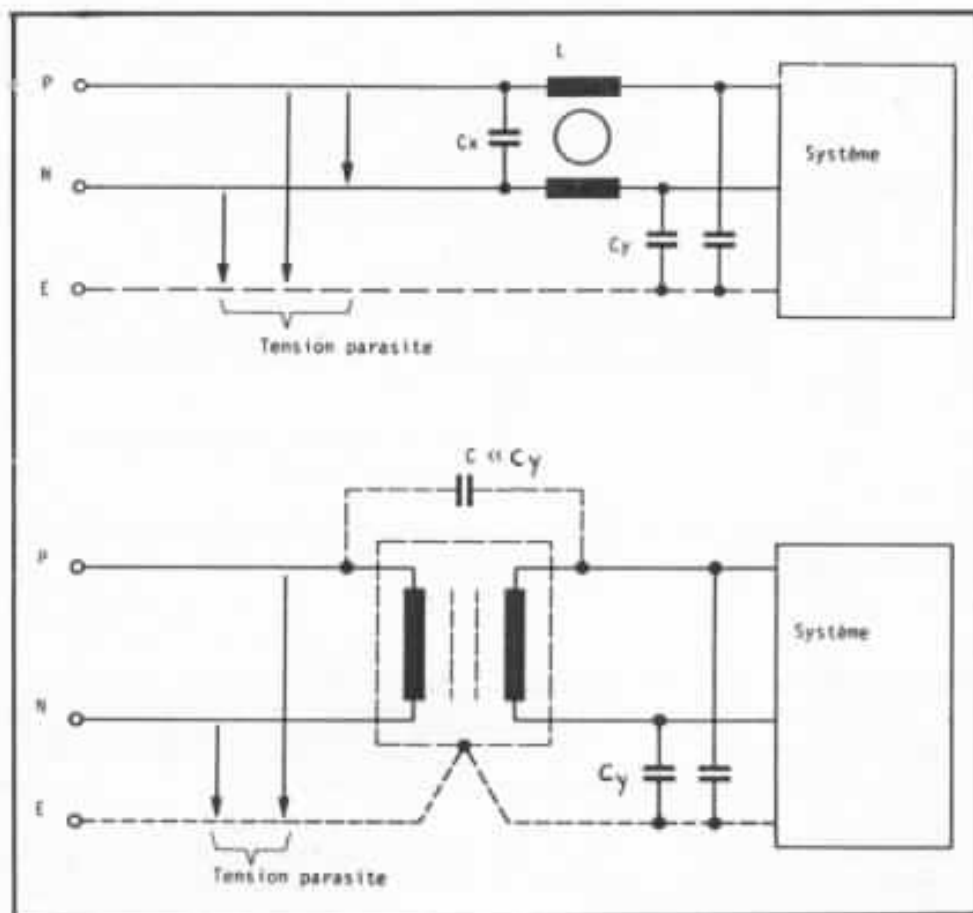
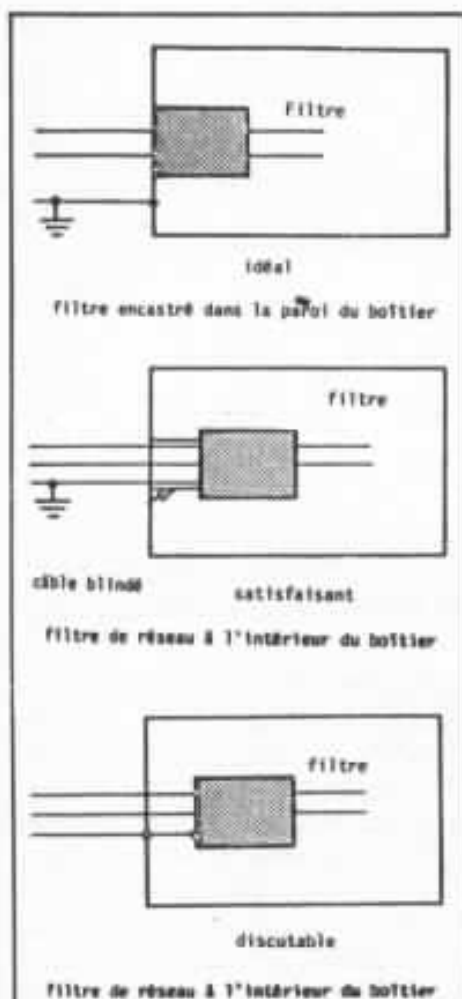


Fig. 11 : Principe de fonctionnement d'un filtre en haut, et d'un transformateur de séparation en bas.

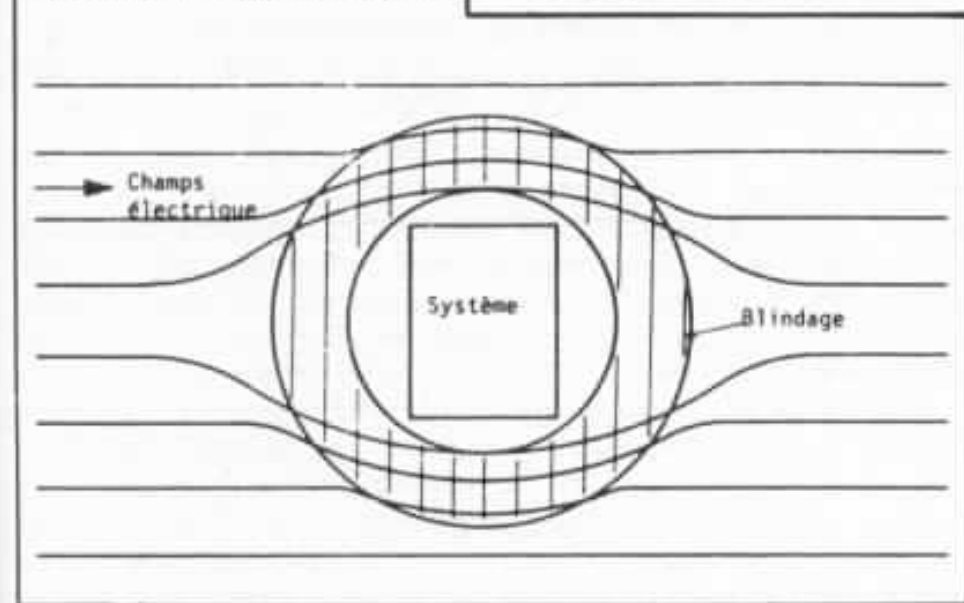


Fig. 10 : L'emplacement du filtre ne doit pas être choisi au hasard. Pour être efficace il faut bénéficier au maximum de l'effet de blindage.

forme finie dans le commerce. Les schémas de la fig. 10 illustrent tout cela.

Une autre solution, assez onéreuse il est vrai, consiste à utiliser un transformateur de séparation. Son influence est indiquée

en fig. 11, la capacité de couplage C constituée avec C_y un diviseur de tension très efficace pour les tensions parasites procurant une atténuation de 100 dB et plus, cela sur un large spectre de fréquences.

Nous terminerons ce large tour d'horizon sur le secteur et ses parasites en revenant sur le problème de la réception radio dont nombre d'audiophiles se plaignent. Comme nous l'avons mentionné précédemment, il serait une erreur d'incriminer les maillons de votre système particulier votre préamplificateur car, répétons-le, c'est un revers de ses performances que de laisser passer des hautes fréquences. Nous mentionnerons un câble blindé qui donne d'excellentes performances et peut résoudre bien des problèmes. Il s'agit d'un câble Neumann développé pour être utilisé sur des micros, ils comportent trois conducteurs centraux entourés d'un double blindage non tressé réalisé par des spires torsadées en sens inverses (fig. 12). Ce câble excellent peut être utilisé également en liaison

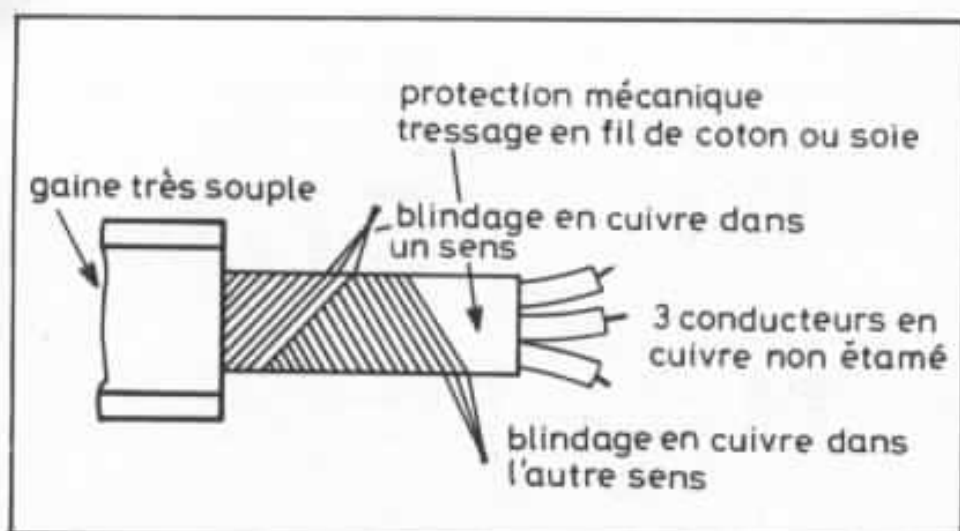


Fig. 12 : Câble Neumann.

de modulation pour des signaux de plus forte amplitude entre préampli et ampli.

Nous vous donnons également en fig. 13 une solution qui devrait être radicale, à placer à l'entrée de votre préamplificateur. Attention, n'utilisez pas ce genre de schéma en entrée RIAA normale pour cellule à aimant mobile qui fonctionne, elle, sous haute impédance et qui verrait sa courbe de réponse très

affectée dans le haut du spectre par ce filtre.

Conclusion

Nous espérons avoir convaincu les lecteurs du rôle important que pouvait avoir le secteur dans la qualité de restitution d'un système. Le secteur, avec ses fluctuations, les parasites qu'il véhicule ainsi que les interférences haute fréquence, apporte une pollution dont il est

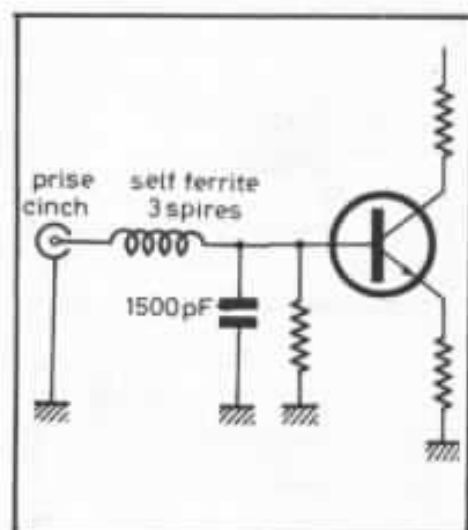


Fig. 13 : Exemple d'antiparasitage en entrée d'un préamplificateur.

très rarement question et qui peut constituer une véritable atteinte « à la liberté individuelle de l'audiophile ». C'est la rançon du progrès. Il faut compter avec le secteur et le considérer comme un *maillon* important de la chaîne et lui apporter un soin aussi grand que celui que l'on a pour le reste du système : câble haut-parleur de qualité, couvre-plateau et autres palets presseurs...



Optimisation

Les enceintes

Charles-Henry Delaleu

Optimisation, paramétrage, deux mots que l'on rencontre souvent dans la presse spécialisée, mais quel est leur origine, qu'en est-il exactement aujourd'hui.

En 1983, un ingénieur électro-acousticien peut calculer avec une grande précision une enceinte close ou bass-reflex. En fait, tout a commencé il y a vingt deux ans. C'est en 1961 qu'un certain M. A.N. Thiele allait établir les nouvelles bases de calcul des enceintes. Au mois de mars de cette année, M. Thiele allait présenter une manière d'aborder le calcul des enceintes bass-reflex avec précision à la convention Radio et Electronique de Sidney. Cinq mois plus tard, cette conférence allait être publiée dans le journal IRE d'Australie. A cette époque, M. Thiele travaillait chez EMI (Aust.) où il s'occupait de radio et télévision. Dix années allaient se passer dans le plus grand silence jusqu'au mois de mai 1971 où l'Audio Engineering Society publie un article dans sa revue reprenant la conférence de 1961. Dès lors, les travaux sont connus de tous. En décembre 1972, M. Small décrit, dans cette même revue, une étude complète sur le calcul des enceintes closes. Puis pendant le second semestre de 1973, M. Small reprend les études de M. Thiele et les approfondit. En 1974, il publie, toujours dans le journal de l'AES, tous les calculs d'optimisation des enceintes active-passive. En 1981, MM. Margolis et Small, dans le volume 29 n° 6 de l'AES, publient les derniers calculs des enceintes closes et bass-reflex.

Rappel

Une enceinte acoustique se calcule parfaitement en partant des paramètres électro-mécano-acoustiques du haut-parleur de grave. Il est possible de déterminer avec une grande précision :

— le volume de l'enceinte ;

— la courbe de réponse de 0 à 200 Hz ;

— la fréquence de coupure dans les basses à - 3 dB ;

— la fréquence de résonance de l'enceinte ;

— le débattement du cône ;

— la puissance acoustique linéaire ;

— la puissance électrique linéaire.

Tous ces précieux renseignements sont calculés en partant :

— de la fréquence du haut-parleur à l'air libre ;

— du coefficient de surtension total ;

— du VAS ;

— du volume d'air déplacé par le cône (déplacement linéaire).

Les paramètres du haut-parleur

La fréquence de résonance

La fréquence de résonance d'un haut-parleur correspond à la fréquence où la force d'inertie est égale aux forces de rappel. Elle équivaut au maximum de la courbe d'impédance.

Le coefficient de surtension total

Un haut-parleur est, en fait, un transformateur d'énergie, l'énergie électrique fournie par l'amplificateur est transformée en énergie mécanique. Cette dernière est ensuite transformée en énergie acoustique. Un haut-parleur peut donc être associé à un circuit électrique, un circuit mécanique et un circuit acoustique. Nous avons donc, à la fréquence de résonance, un coefficient de surtension électrique, un coefficient de surtension mécanique. Le coefficient de surtension total est égal à :

$$QTS = \frac{QE \times Qm}{QE + Qm}$$

Le VAS

VAS signifie : volume d'air équivalent à l'élasticité mécanique des suspensions du haut-parleur, ou volume d'air ayant la même compliance acoustique que les suspensions du haut-parleur.

Le Vd

Le volume d'air linéaire déplacé par un haut-parleur correspond au volume d'air déplacé par l'équipage mobile dans son élongation linéaire maximum. Soit L_d égal à : hauteur du bobinage de la bobine mobile moins hauteur de l'entrefer. Soit S_d , la surface active du cône :

$$Vd = Ld \times Sd$$

Les enceintes bass-reflex

Une enceinte bass-reflex est caractérisée par sa fréquence de résonance, fréquence à laquelle

l'enceinte possède un coefficient de surtension S . Ce dernier détermine la forme de la courbe de réponse (fig. 1).

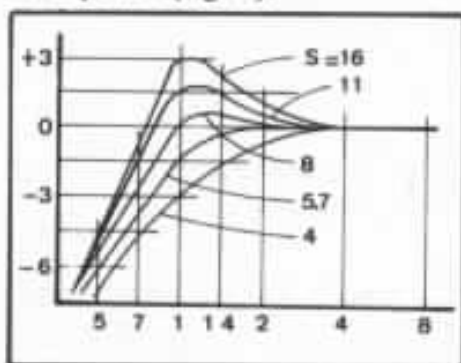


Fig. 1 : Forme de la réponse amplitude fréquence en fonction du coefficient de surtension à la fréquence de résonance de l'enceinte pour un bass reflex.

Calcul du volume de l'enceinte V_b :

$$V_b = V_{as} \times S \times QTS^2$$

Calcul de la fréquence de résonance de l'enceinte F_b :

$$F_b = \frac{0,39 \times FR}{QTS}$$

Calcul de la fréquence de coupure de l'enceinte à -3 dB $F-3$:

$$F-3 = \sqrt{\frac{VAS \times FR^2}{V_b}}$$

Les enceintes closes

Une enceinte close est caractérisée par sa fréquence de résonance, fréquence à laquelle l'enceinte possède un coefficient de surtension QTC . Ce dernier détermine la forme de la courbe de réponse (fig. 2).

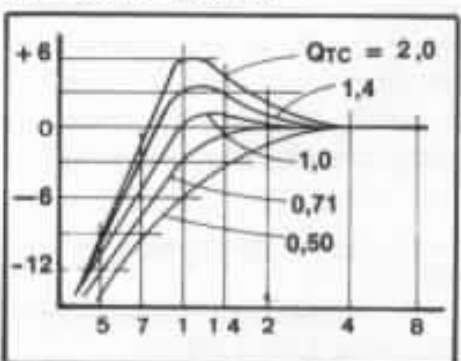


Fig. 2 : Forme de la réponse amplitude fréquence en fonction du coefficient de surtension à la fréquence de résonance de l'enceinte pour un système clos.

Calcul de la fréquence de résonance de l'enceinte F_c :

$$F_c = \frac{QTC \times FR}{QTS}$$

Calcul de la fréquence de coupure de l'enceinte à -3 dB $F-3$:

$$F-3 = F_c \times \sqrt{\frac{A + \sqrt{A^2 + 4}}{2}}$$

$$A = \frac{1}{QTC^2} - 2$$

Calcul du volume de l'enceinte V_B :

a. pour une enceinte non amortie acoustiquement :

$$V_B = V_{AB}$$

b. pour une enceinte amortie acoustiquement :

$$V_B = V_{AB}/1,2$$

$$V_{AB} = \frac{V_{AS}}{\alpha}$$

$$\alpha = \left(\frac{F_c}{F_s}\right)^2 - 1$$

Calcul des puissances acoustique, électrique

Bass-reflex :

$$PAR = \frac{(F-3)^4 \times V_D}{3 \times 10^9}$$

$$PER = \frac{PAR}{No}$$

Enceinte close :

$$PAR = \frac{(F-3)^4 \times V_D}{1,2 \times 10^9}$$

$$PER = \frac{PAR}{No}$$

No = rendement du haut-parleur dans l'enceinte

Bass-reflex :

$$No = 3,9 \times 10^{-9} \times (F-3)^2 \times V_B$$

Enceinte close :

$$No = 2 \times 10^{-9} \times (F-3)^2 \times V_B$$

Calcul des courbes de réponse de l'enceinte

Bass-reflex :

$$|R| = 20 \log \frac{FN^4}{\sqrt{(FN^4 - CFN^4 + A)^2 + FN^4(DFN^4 - B)^2}}$$

$$A = \left(\frac{FB}{FSB} \right)^2$$

$$B = \frac{A}{QTS} + \frac{FB}{7FSB}$$

$$C = 1 + A + \frac{VAS}{VB} + \frac{FB}{7FSB \cdot QTS}$$

$$D = \frac{1}{QTS} + \frac{FB}{7FSB}$$

$$FN = \frac{Fx}{FSB}$$

Fx = fréquence à laquelle on calcule le niveau.

|R| = niveau en dB par rapport à 0 dB (0 dB = niveau du rendement de l'enceinte).

FSB = fréquence de résonance du haut-parleur dans l'enceinte.

$$FSB = \frac{(F-3)}{\alpha^{0,44}} = \frac{FB}{\alpha^{0,31}}$$

$$\alpha = \frac{VAS}{VB}$$

Enceinte close :

$$|R| = 10 \log \left(\frac{FN^4}{FN^4 + AFN^2 + 1} \right)$$

$$FN = \frac{Fx}{Fc}$$

$$A = \left(\frac{1}{QTC^2} \right) - 2$$

log = log base 10.

Les enceintes bass-reflex : calcul de l'enceinte optimum

Ce calcul permet d'obtenir une enceinte parfaitement optimisée, dite « Natural Flat Alignment ».

$$VB = 20VAS \times QTS^{1,3}$$

$$F-3dB = 0,28 FSB \times QTS^{-1,4}$$

$$FB = 0,42 FSB \times QTS^{-0,96}$$

$$= 1,5 \times (F-3) \times QTS^{0,44}$$

Calcul de l'évent optimisé

$$L' = \frac{2350}{FB^2 VB}$$

$$lv = (L' \times dv^2) - (0,73 \times dv)$$

$$dv = \frac{20 \sqrt{VD}}{4 \sqrt{FB}}$$

L' = longueur théorique en mm ; lv = longueur réelle en mm ; dv = diamètre de l'évent en mm ; VD = volume d'air linéaire déplacé par le haut-parleur en cm³.

Rappel : calcul classique d'un évent

$$L' = \frac{MAP \times S}{1,2}$$

$$lv = L' - (1,4 \times \sqrt{\frac{S}{2\pi}})$$

L' en cm, lv en cm.

$$MAP = (4\pi^2 \times FB^2 \times CAB)^{-1}$$

$$CAB = \frac{VB}{14 \times 10^7}$$

MAP = masse acoustique de l'évent ; CAB = compliance acoustique de la boîte.

Unités

Fc = Hz

F-3 = Hz

FSB = Hz

FB = Hz

VB = litres

VAB = litres

VAS = litres

PAR = mW

PER = W

Exemple

Afin de mieux comprendre ce qui vient d'être décrit, nous allons, à partir des paramètres électro-mécano-acoustiques d'un haut-parleur, reprendre les différentes équations.

Nous avons pu obtenir un des premiers 31C, haut-parleur à membrane carbone dont nous reparlerons bientôt et qui est fabriqué par Siare et qui sera très bientôt disponible chez les revendeurs spécialisés

$$31C : FR = 24,61 \text{ Hz}$$

$$QTS = 0,36$$

$$VAS = 0,25 \text{ m}^3, 250 \text{ litres}$$

$$Sd = 471 \text{ cm}^2$$

$$Vd = 471 \text{ cm}^3 \text{ (hauteur bobine = 20 mm, hauteur entrefer = 10 mm).}$$

Enceinte bass-reflex

Calcul du volume Vb

$$\text{Soit } S = 5,7$$

$$Vb = 0,25 \times 5,7 \times (0,36)^2$$

$$= 0,18468 \text{ m}^3 = 184,68 \text{ litres}$$

Fréquence de résonance

$$Fb = \frac{0,39 \times FR}{0,36} = \frac{0,39 \times 23,61}{0,36}$$

$$= 25,57 \text{ Hz}$$

Fréquence de coupure

$$F-3dB = \sqrt{\frac{0,25 \times (23,61)^2}{0,18468}}$$

$$= 27,46 \text{ Hz}$$

Enceinte close

Calcul de l'enceinte pour un QTC = 0,71

Fréquence de coupure

$$FC = \frac{0,71 \times 23,61}{0,36} = 46,56 \text{ Hz}$$

Fréquence de coupure

$$A = \left(\frac{1}{(0,71)^2} \right) - 2 = -0,016$$

$$F-3dB = 46,56 \times$$

$$\frac{\sqrt{(-0,016) + \sqrt{(-0,016)^2 + 4}}}{2}$$

$$= 46,37 \text{ Hz}$$

Calcul du volume Vb

$$VAS = \frac{0,25}{\alpha}$$

$$\alpha = \left(\frac{46,56}{23,61} \right)^2 - 1 = 2,88$$

$$VAB = \frac{0,25}{2,88} = 0,086 \text{ m}^3$$

$$= 86 \text{ litres}$$

Vb = 86 litres (enceinte non amortie acoustiquement).

$$V_b = \frac{86}{1,2} = 72 \text{ litres}$$

(enceinte amortie acoustiquement).

Calcul des puissances acoustique, électrique

Bass-reflex

$$PAR = \frac{(27,46)^4 \times 471}{3, \times 10^8} = 0,892 \text{ mW}$$

$$PER = \frac{0,892}{N_0}$$

$$N_0 = 3,9 \times 10^{-9} \times (F-3)^3 \times 184,68 = 0,0149 = 1,49 \%$$

$$PER = \frac{0,892}{0,0149} = 59,86 \text{ W}$$

Enceinte close

$$PAR = \frac{(46,37)^4 \times 471}{1,2 \times 10^9} = 1,81 \text{ mW}$$

$$PER = \frac{0,223}{N_0}$$

$$N_0 = 2 \times 10^{-9} \times (46,37)^3 \times 72 = 0,0143 = 1,43 \%$$

$$PER = \frac{1,81}{0,0143} = 126,57 \text{ W}$$

Calcul des courbes de réponse

Bass-reflex

$$FSB = \frac{25,57}{\alpha^{0,44}}$$

$$\alpha = \frac{VAS}{VB} = \frac{0,25}{0,184} = 1,358$$

$$FSB = \frac{25,57}{1,358^{0,44}} = \frac{25,57}{1,144} = 22,35$$

$$A = \left(\frac{25,57}{22,35} \right)^2 = 1,30$$

$$B = \frac{1,30}{0,36} + \frac{25,57}{7 \times 22,35} = 3,61 + 0,163 = 3,77$$

$$C = 1 + 1,30 + 1,358 + \frac{25,57}{7 \times 22,35 \times 0,36} = 4,11$$

$$D = 2,77 + \frac{25,57}{7 \times 22,35} = 2,93$$

Calcul du niveau à la fréquence 20 Hz

$$FN = \frac{20}{22,35} = 0,89$$

$$|R| = 20 \log.$$

$$\left[\frac{(0,89)^4}{\sqrt{(0,89)^4 - (4,11 \times (0,89)^2) + 1,30}} \right] \frac{1}{((0,89)^2 \times (2,93 \times (0,89)^2 - 3,77))^2} = -15,8 \text{ dB}$$

Enceinte close

$$A = \left[\frac{1}{(0,71)^2} \right] - 2 = -0,016$$

Calcul du niveau à la fréquence de 30 Hz

$$FN = \frac{30}{46,56} = 0,64$$

$$|R| = 10 \log.$$

$$\left[\frac{(0,64)^4}{(0,64)^4 + (-0,016 \times (0,64)^2 + 1)} \right] = -8,41 \text{ dB}$$

Bass-reflex : enceinte optimum

Calcul du volume V_b

$$V_b = 20 \times 0,25 \times (0,36)^{2,3} = 0,171 \text{ m}^3 = 171 \text{ litres}$$

Calcul de la fréquence de résonance

$$F_b = \frac{0,39 \times 23,61}{0,36} = 27,46 \text{ Hz}$$

Calcul de la fréquence de coupure F-3dB

$$F-3\text{dB} = \sqrt{\frac{0,25 \times (23,61)^2}{0,171}} = 28,54 \text{ Hz}$$

Calcul de l'évent optimisé

$$L' = \frac{2350}{(27,46)^2 \times 171} = 0,01822$$

$$dv = \frac{20 \sqrt{471}}{27,46} = \frac{434}{2,28} = 190 \text{ mm}$$

$$lv = (0,01822 \times (190)^2) - (0,73 \times 190) = 519 \text{ mm}$$

Les programmes

Afin de faciliter le travail des possesseurs de calculatrice Texas TI 59 et imprimante PC 100C, nous mettons à la disposition des lecteurs deux programmes.

A. Un programme de calcul des enceintes bass-reflex

Entrer sur la touche A la fréquence de résonance ; entrer sur la touche B le QTS ; entrer sur la touche C le VAS ; appuyer sur la touche R/S.

IMPRESSION pour chaque valeur de S de :

- V_b
- F_b
- $F-3\text{dB}$
- Longueurs des événements pour les diamètres de : (0,2 - 0,15 - 0,075 - 0,05 mètre).

B. Les programmes de calcul des enceintes closes

Entrer sur la touche A la fréquence de résonance ; entrer sur la touche B le QTS ; entrer sur la touche V le VAS ; appuyer sur la touche R/S.

IMPRESSION pour chaque valeur de QTC de :

- V_{BN} (volume non amorti acoustiquement)
- V_{BA} (volume amorti acoustiquement)
- F_c
- $F-3\text{dB}$

NOTA : Pour les deux programmes, donner la valeur de VAS en m^3 . Résultat de V_b en m^3 .

Programme pour un bass-reflex

16.	S	.2851818992	L-EV	033	14	D	095	01	01
0.5184	VB	0.1	D-EV	034	05	5	096	55	-
17.09027778	F3	.1025239748	L-EV	035	93	.	097	43	RCL
26.66083333	FB	0.075	D-EV	036	07	7	098	02	02
0.2	D-EV	.0440439968	L-EV	037	42	STD	099	95	=
.1043110646	L-EV	0.05	D-EV	038	04	04	100	42	STD
0.15	D-EV	.0074633417	L-EV	039	71	SBR	101	07	07
.0314234959	L-EV	4.	L-EV	040	14	D	102	03	3
0.1	D-EV	0.1296	S	041	04	4	103	06	6
-.0102575378	L-EV	34.18055556	VB	042	42	STD	104	69	DP
0.075	D-EV	26.66083333	F3	043	04	04	105	04	04
-0.019395604	L-EV	0.2	FB	044	71	SBR	106	43	RCL
0.05	D-EV	.8532679056	D-EV	045	14	D	107	04	04
-.0207320364	L-EV	0.15	L-EV	046	02	2	108	95	=
.1.3	S	.4527117189	D-EV	047	93	.	109	69	DP
0.36612	VB	0.1	L-EV	048	08	8	110	06	06
20.30620407	F3	.1769816724	D-EV	049	42	STD	111	04	4
26.66083333	FB	0.075	L-EV	050	04	04	112	02	2
0.2	D-EV	.0859264518	D-EV	051	71	SBR	113	01	1
.2081487387	L-EV	0.05	L-EV	052	14	D	114	04	4
0.15	D-EV	.0260777661	D-EV	053	02	2	115	69	DP
.0898327876	L-EV	2.8	L-EV	054	42	STD	116	04	04
0.1	D-EV	0.09072	S	055	04	04	117	43	RCL
.0157013807	L-EV	40.85357788	VB	056	76	LBL	118	05	05
0.075	D-EV	26.66083333	F3	057	14	D	119	95	=
-.0047934311	L-EV	0.2	FB	058	43	RCL	120	69	DP
0.05	D-EV	1.281243243	D-EV	059	04	04	121	06	06
-.0142421818	L-EV	0.15	L-EV	060	65	x	122	02	2
8.	S	.6934478464	D-EV	061	43	RCL	123	01	1
0.2592	VB	0.1	L-EV	062	03	03	124	00	0
24.16930262	F3	.2839755069	D-EV	063	65	x	125	04	4
26.66083333	FB	0.075	L-EV	064	53	(126	69	DP
0.2	D-EV	.1461104836	D-EV	065	43	RCL	127	04	04
.3539633449	L-EV	0.05	L-EV	066	02	02	128	43	RCL
0.15	D-EV	.0528262247	D-EV	067	33	X ²	129	06	06
.1718529035	L-EV	2.	L-EV	068	54)	130	95	=
0.1	D-EV	0.0648	S	069	95	=	131	69	DP
.0521555023	L-EV	48.33860524	VB	070	42	STD	132	06	06
0.075	D-EV	26.66083333	F3	071	05	05	133	02	2
.0157117479	L-EV	0.2	FB	072	43	RCL	134	01	1
0.05	D-EV	1.851877027	D-EV	073	03	03	135	01	1
.0051287689	L-EV	0.15	L-EV	074	65	x	136	04	4
5.7	S	1.01442935	D-EV	075	53	(137	69	DP
0.118468	VB	0.1	L-EV	076	43	RCL	138	04	04
28.63331856	F3	.4266339528	D-EV	077	01	01	139	43	RCL
26.66083333	FB	0.075	L-EV	078	33	X ²	140	07	07
0.2	D-EV	.2263558595	D-EV	079	54)	141	95	=
0.555437115	L-EV	0.05	L-EV	080	95	=	142	69	DP
0.15	D-EV	.0884908362	D-EV	081	55	-	143	06	06
			L-EV	082	43	RCL	144	00	0
				083	05	05	145	93	.
				084	95	=	146	02	2
				085	34	FX	147	42	STD
				086	95	=	148	08	08
				087	42	STD	149	71	SBR
				088	06	06	150	15	E
				089	00	0	151	00	0
				090	93	.	152	93	.
				091	03	3	153	01	1
				092	09	9	154	05	5
				093	65	x	155	42	STD
				094	43	RCL	156	08	08

800	76	LBL	011	13	C	022	01	1
001	11	A	012	42	STD	023	93	.
002	42	STD	013	03	03	024	03	3
003	01	01	014	91	R/S	025	42	STD
004	91	R/S	015	01	1	026	04	04
005	76	LBL	016	06	6	027	71	SBR
006	12	B	017	42	STD	028	14	D
007	42	STD	018	04	04	029	08	8
008	02	02	019	71	SBR	030	42	STD
009	91	R/S	020	14	D	031	04	04
010	76	LBL	021	01	1	032	71	SBR

157	71	SBR	219	43	RCL
158	15	E	220	05	05
159	00	0	221	95	=
160	93	.	222	42	STD
161	01	1	223	10	10
162	42	STD	224	43	RCL
163	08	08	225	09	09
164	71	SBR	226	34	FX
165	15	E	227	95	=
166	00	0	228	65	x
167	93	.	229	00	0
168	00	0	230	93	.
169	07	7	231	08	8
170	05	5	232	02	2
171	42	STD	233	95	=
172	08	08	234	42	STD
173	71	SBR	235	11	11
174	15	E	236	43	RCL
175	00	0	237	10	10
176	93	.	238	75	-
177	00	0	239	43	RCL
178	05	5	240	11	11
179	42	STD	241	95	=
180	08	08	242	42	STD
181	76	LBL	243	12	12
182	15	E	244	01	1
183	43	RCL	245	06	6
184	08	08	246	02	2
185	55	+	247	00	0
186	02	2	248	01	1
187	95	=	249	07	7
188	33	X ²	250	04	4
189	65	x	251	02	2
190	99	π	252	69	DP
191	95	=	253	04	04
192	42	STD	254	43	RCL
193	09	09	255	08	08
194	53	(256	95	=
195	43	RCL	257	69	DP
196	09	09	258	06	06
197	55	+	259	02	2
198	53	(260	07	7
199	53	(261	02	2
200	43	RCL	262	00	0
201	07	07	263	01	1
202	55	+	264	07	7
203	53	(265	04	4
204	03	3	266	02	2
205	04	4	267	69	DP
206	00	0	268	04	04
207	55	+	269	43	RCL
208	53	(270	12	12
209	02	2	271	95	=
210	65	x	272	69	DP
211	89	π	273	06	06
212	54)	274	92	RTN
213	54)	275	91	R/S
214	54)			
215	33	X ²			
216	54)			
217	54)			
218	55	+			

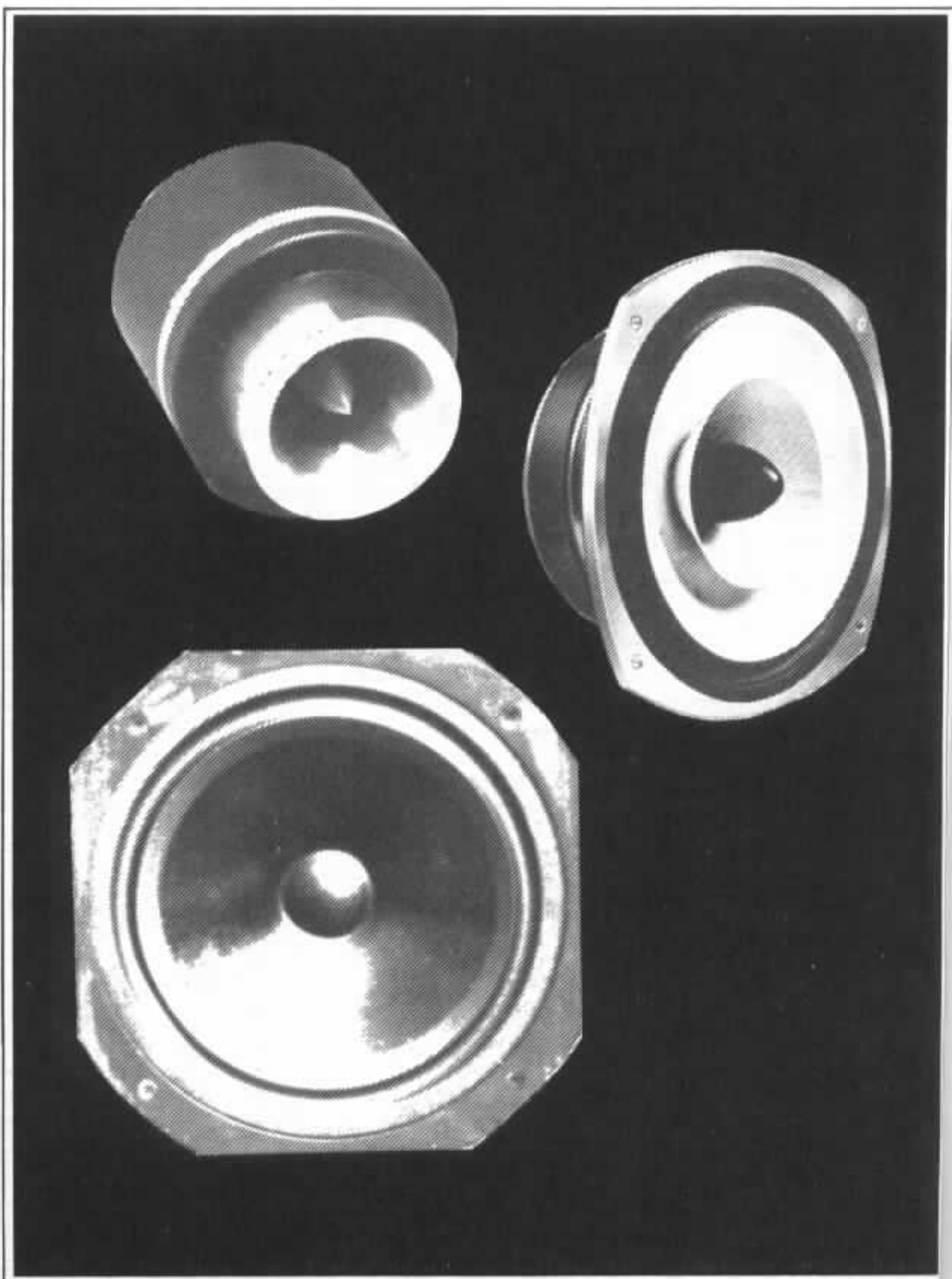
**Programme
pour une enceinte close**

	2.	QTC
136.7222222		FC
92.09926196		F3
.0083712278		VBN
.0069760232		VBA
	1.4	QTC
95.70955556		FC
67.81246815		F3
0.017701049		VBN
.0147508741		VBA
	1.	QTC
68.36111111		FC
53.74218168		F3
.0372242647		VBN
.0310202206		VBA
	0.71	QTC
49.53638889		FC
48.33941118		F3
.0865153538		VBN
.0720961282		VBA
	0.5	QTC
34.18055556		FC
53.10585764		F3
0.26810299		VBN
.2242524917		VBA

000	76	LBL	025	71	SBR
001	11	A	026	14	D
002	42	STD	027	01	1
003	01	01	028	42	STD
004	91	R/S	029	04	04
005	76	LBL	030	71	SBR
006	12	B	031	14	D
007	42	STD	032	00	0
008	02	02	033	93	.
009	91	R/S	034	07	7
010	76	LBL	035	01	1
011	13	C	036	42	STD
012	42	STD	037	04	04
013	03	03	038	71	SBR
014	91	R/S	039	14	D
015	02	2	040	00	0
016	42	STD	041	93	.
017	04	04	042	05	5
018	71	SBR	043	42	STD
019	14	D	044	04	04
020	01	1	045	76	LBL
021	93	.			
022	04	4	046	14	D
023	42	STD	047	43	RCL
024	04	04	048	04	04

049	65	x	059	04	04
050	43	RCL	060	33	X ²
051	01	01	061	95	=
052	55	-	062	35	1/X
053	43	RCL	063	95	=
054	02	02	064	75	-
055	95	=	065	02	2
056	42	STD	066	95	=
057	05	05	067	42	STD
058	43	RCL	068	06	06
			069	43	RCL
			070	05	05
			071	65	x
			072	53	(
			073	53	(
			074	53	(
			075	53	(
			076	53	(
			077	53	(
			078	53	(
			079	43	RCL
			080	06	06
			081	33	X ²
			082	54)
			083	85	+
			084	04	4
			085	54)
			086	34	FX
			087	54)
			088	85	+
			089	43	RCL
			090	06	06
			091	54)
			092	55	-
			093	02	2
			094	54)
			095	34	FX
			096	54)
			097	95	=
			098	42	STD
			099	07	07
			100	43	RCL
			101	05	05
			102	55	-
			103	43	RCL
			104	01	01
			105	95	=
			106	33	X ²
			107	95	=
			108	75	-
			109	01	1
			110	95	=

111	42	STD	136	69	DP	161	07	07	186	43	RCL
112	08	08	137	04	04	162	95	=	187	10	10
113	43	RCL	138	43	RCL	163	69	DP	188	95	=
114	03	03	139	04	04	164	06	06	189	69	DP
115	55	+	140	95	=	165	04	4	190	06	06
116	43	RCL	141	69	DP	166	02	2	191	92	RTN
117	08	08	142	06	06	167	01	1	192	91	R/S
118	95	=	143	02	2	168	04	4	193	91	R/S
119	42	STD	144	01	1	169	03	3	194	91	R/S
120	09	09	145	01	1	170	01	1	195	91	R/S
121	43	RCL	146	05	5	171	69	DP	196	00	0
122	09	09	147	69	DP	172	04	04	197	00	0
123	55	+	148	04	04	173	43	RCL	198	00	0
124	01	1	149	43	RCL	174	09	09	199	00	0
125	93	.	150	05	05	175	95	=	200	00	0
126	02	2	151	95	=	176	69	DP	201	00	0
127	95	=	152	69	DP	177	06	06	202	00	0
128	42	STD	153	06	06	178	04	4	203	00	0
129	10	10	154	02	2	179	02	2	204	00	0
130	03	3	155	01	1	180	01	1	205	00	0
131	04	4	156	00	0	181	04	4	206	00	0
132	03	3	157	04	4	182	01	1	207	00	0
133	07	7	158	69	DP	183	03	3	208	00	0
134	01	1	159	04	04	184	69	DP			
135	05	5	160	43	RCL	185	04	04			



Un complément à la mini-Onken

Voie médium PM6 - T925 en passif

Jean-Claude Gaertner - Gérard Chrétien

Beaucoup d'audiophiles sont tentés par la multi-amplification, malheureusement l'investissement qu'elle entraîne freine l'enthousiasme de beaucoup. La première étape consiste en la bi-amplification. Celle-ci apporte des avantages considérables en permettant une liaison directe entre l'amplificateur et le haut-parleur de grave. Les lecteurs se seront rendus compte de l'influence capitale de la self qui se trouve en série avec le boomer dans le filtre passif, en lisant l'article de Jacques Mahul sur la mini-Onken.

Cette enceinte, compacte de haut rendement et de faible coût de réalisation, a suscité un enthousiasme considérable de votre part. Cependant, vous êtes nombreux à vous heurter aux problèmes de la multi-amplification d'une part et de la voie médium-aigu à associer d'autre part. Nous vous proposons dans cet article une solution de très grand intérêt et d'une mise en œuvre relativement simple.

Dans le numéro 26, à la fin de l'article consacré à la mini-Onken, il est question des perspectives d'avenir : une voie médium-aiguë d'un coût en rapport avec le 10C01 qui puisse être couplée en filtrage passif. Il ne s'agit là que d'un travail de recherche qui, par conséquent, peut aboutir relativement rapidement si nos objectifs de qualité sont atteints ou bien nécessiter des travaux plus délicats et demandant par là même une

mise au point beaucoup plus longue.

Aussi, pour ne pas freiner l'enthousiasme de nos lecteurs et pour qu'ils puissent utiliser dès à présent l'étonnante solution que représente la mini-Onken, nous nous sommes attachés à réaliser un couplage avec l'excellente voie médium-aiguë Lowther-T925. Pour limiter les coûts, nous vous proposons une solution active entre le grave et le médium et un filtrage passif,

plus économique, entre le médium-aigu.

Depuis plus d'un an maintenant, nous travaillons sur le Lowther-PM6. De nombreuses configurations ont été essayées. Il s'avère que ce haut-parleur s'impose par ces qualités de restitution : très grande définition, dynamique étonnante alliées à un très grand naturel des timbres. Il constitue sans doute l'une des très rares solutions de voie médium à haut-parleur à

cône qui puisse rivaliser avec les chambres de compression de qualité. Quelques petites améliorations lui sont apportées comme il a été mentionné dans le rubrique « On en parle » du précédent numéro. Rappelons que nous supprimons 1 cm du bicône afin de diminuer certains accidents. Une petite couronne de molleton est également insérée entre le bicône et la membrane principale. Du point de vue charge, les meilleurs résultats ont été obtenus en plaçant le PM6 dans un coffret de section carrée de 24 cm de côté et de profondeur 30 cm. Ces dimensions sont des cotes extérieures, un aggloméré de 19 mm d'épaisseur a été utilisé pour cette réalisation. Ce coffret est complètement ouvert sur l'arrière et l'intérieur est rempli de molleton placé en accordéon assez serré en prenant soin toutefois de dégager le volume à proximité immédiate de la face arrière de la membrane.

Le tweeter Fostex T-925 est un composant bien connu des lecteurs puisque nous l'utilisons depuis plus de trois ans. C'est un haut-parleur qui, il est vrai, a ses limitations mais qui reste à l'heure actuelle, sans aucun doute, l'un des meilleurs compromis. En effet, sa fréquence de coupure basse lui permet de s'associer à un système trois voies, ses qualités subjectives sont de bon niveau et son coût n'est pas exorbitant.

Un filtre médium-aigu passif

Dans l'association Audax HD17 HR37 - T925, la fréquence de raccordement ne pouvait guère dépasser les 5 kHz de par les performances du haut-parleur de médium. La conception « large bande » du Lowther PM6 nous amené à reconsidérer le problème et après divers essais les meilleurs résultats ont été obtenus avec une fréquence de coupure de 6 kHz. Il est à noter que les essais tant en filtrage passif qu'en filtrage actif ont abouti

à la même valeur. On pourrait penser qu'un décalage de 1 000 Hz seulement n'a qu'une influence minime. Eh bien non. Cela suffit à changer complètement la personnalité d'un tweeter en particulier. Le fait de décaler la coupure vers le haut limite l'énergie que le tweeter est amené à restituer et évite ainsi l'excitation de résonances responsables d'un son dur, métallique et manquant de finesse.

La pente du filtrage a été choisie suffisamment raide afin de minimiser le chevauchement d'émissions entre les deux haut-parleurs.

La structure du filtre est du type Butterworth d'ordre 3, telle que l'indique la figure 1.

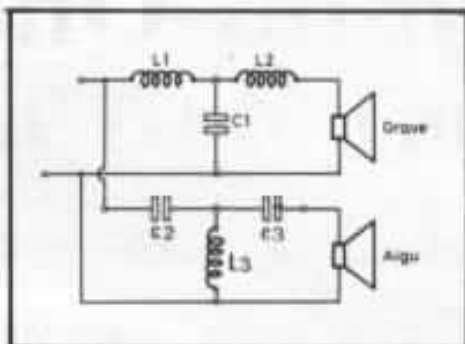


Fig. 1 : Structure du filtre 2 voies 18 dB/octave.

Les formules de calcul sont les suivantes :

$$L_1 = \frac{3Z_0}{4\pi f_0}$$

$$L_2 = \frac{Z_0}{4\pi f_0}$$

$$C_1 = \frac{Z}{3\pi f_0 Z_0}$$

$$C_2 = \frac{1}{3\pi f_0 Z_A}$$

$$C_3 = \frac{1}{\pi f_0 Z_A}$$

$$L_3 = \frac{3Z_A}{8\pi f_0}$$

avec Z_0 = impédance du HP grave ; Z_A = impédance du HP aigu ; f_0 = fréquence de coupure à - 3 db.

La compensation d'impédance est souhaitable afin de s'affran-

chir de l'influence de l'inductance propre des haut-parleurs. La courbe d'impédance peut ainsi être linéarisée, on ainsi certain que le filtre tel qu'il est calculé fonctionnera dans les conditions optimales. En particulier, nous sommes sûr que sa fréquence d'intervention est bien celle qui est escomptée.

Compensation d'impédance

Le principe de la compensation d'impédance est rappelé en figure 2. L caractérise l'inductance propre au haut-parleur et R_{cc} la résistance en courant continu de celui-ci.

Dans le cas du PM6, la mesure nous donne $R_{cc} = 8 \Omega$.

Nous donnons en figure 3 les variations d'impédance de ce

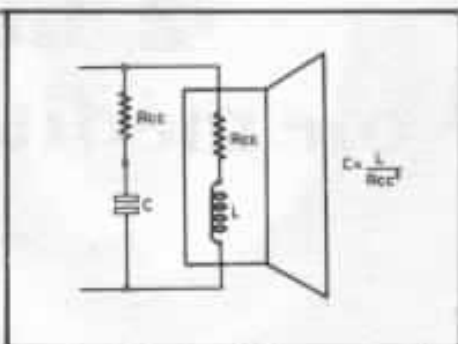


Fig. 2 : Principe de la compensation d'impédance.

haut-parleur successivement :

- à l'air libre sans réseau de compensation ;
- avec un réseau de compensation $8 \Omega + 1 \mu F$;
- avec un réseau de compensation $8 \Omega + 2,2 \mu F$;
- avec un réseau de compensation $8 \Omega + 3,3 \mu F$;

La valeur optimale du condensateur à placer dans le réseau de compensation pour la bande de fréquence qui nous intéresse, c'est-à-dire 6 kHz, est de $2 \mu F$. Nous obtenons ainsi une impédance pratiquement constante de 10Ω à $\pm 1 \Omega$ entre 1 kHz et 10 kHz ce qui est une belle performance.

Pour le Fostex T-925, son impédance est pratiquement constante, aussi est-ce presque par principe que nous lui avons

associé un réseau de correction de $8 \Omega + 0,47 \mu\text{F}$.

Les linéarisations d'impédance étant faites nous pouvons aborder maintenant le schéma du filtre proprement dit.

Schéma du filtre passif

Il est donné en figure 4. La fréquence de coupure théorique obtenue par le calcul nous donne dans cette configuration une valeur de 6,3 kHz. A la mesure, nous obtenons une fréquence de coupure à -3 dB de 6 kHz avec une pente conforme à la théorie de 18 dB par octave.

Un potentiomètre à impédance constante a été utilisé sur l'aigu afin de ramener son rendement à la valeur de celui du PM6 qui, dans son montage coffret ouvert et dans la bande où il est amené à fonctionner, se situe entre 97 et 98 dB/1 W/1 m. La solution du potentiomètre à impédance constante représente un avantage indéniable par rapport à l'utilisation d'un réseau d'atténuation. En effet, il est

essentiel de pouvoir régler avec la plus grande précision le niveau du tweeter suivant l'acoustique de la salle d'écoute d'une part et d'autre part pour s'adapter correctement à la cellule utilisée.

N'oublions pas que cette voie médium-aiguë sera associée aux graves par l'intermédiaire d'un filtre actif qui nous permettra de régler le niveau global du registre médium-aigu, aussi est-il essen-

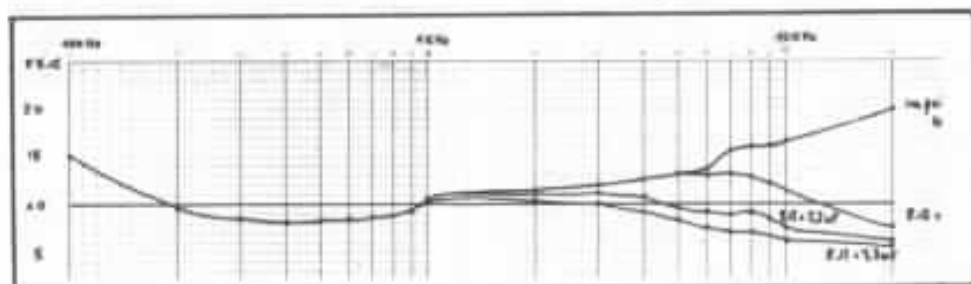


Fig. 3 : Variations d'impédance du PM6 pour diverses valeurs de compensation.

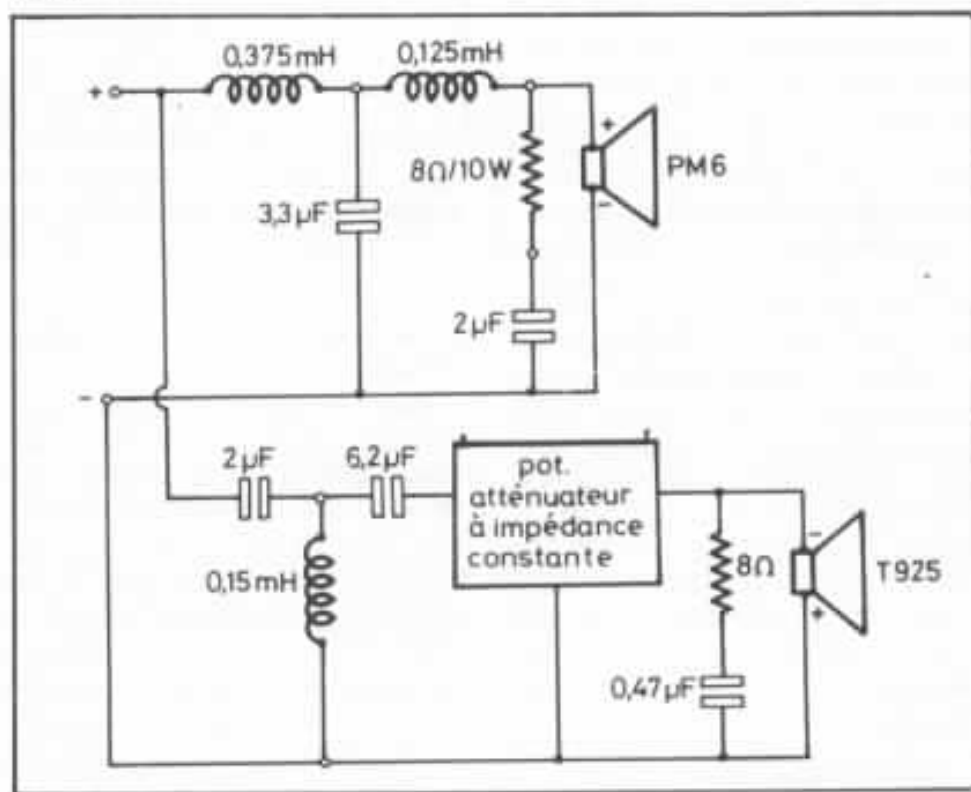
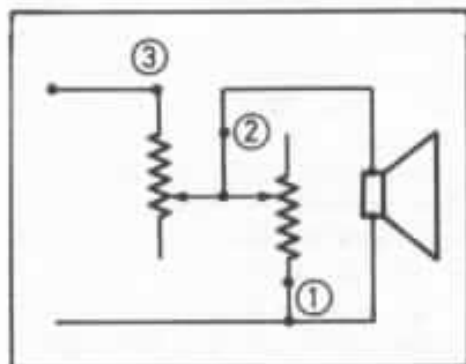
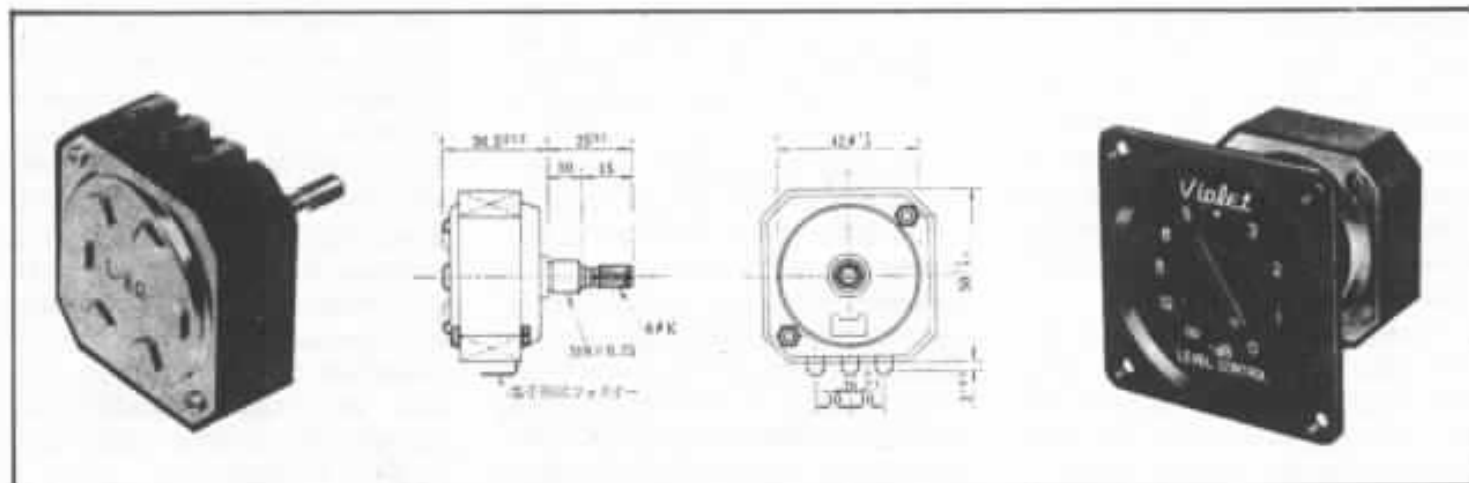


Fig. 4 : Schéma du filtre. Principe de fonctionnement et connexions d'un potentiomètre à impédance constante.



tiel pour peaufiner les réglages de disposer de cette possibilité d'adaptation du niveau de l'aigu.

Association à la voie grave

Le médium chargé par le coffret décrit précédemment peut descendre sans altération à des fréquences assez basses. Différents essais ont montré que la fréquence de coupure grave-médium avec le PM6 se situait dans la zone 300 - 600 Hz. La valeur de 400 Hz constitue à notre goût un excellent choix et permet de soulager la lourde tâche du boomer qui, bien souvent, commence à présenter des problèmes de fractionnement de membrane à partir de cette fréquence. Cet aspect est d'autant plus critique que le diamètre du haut-parleur de grave est grand. Ainsi lorsque nous avons fait des essais sur le caisson Onken équipé de l'Altec 416, qui constitue pour nous la référence en matière de transducteurs grave-bas-médium, nous avons noté une différence considérable suivant que nous le coupons à 400 ou 600 Hz. Malheureusement, le choix d'une fréquence de 400 Hz est rarement possible en trois voies, principalement avec des voies médiums à pavillon. C'est là encore un avantage indéniable du PM6.

Sur la base d'une coupure à 400 Hz avec le PM6, il est conseillé de placer en série avec le filtre un condensateur de 40 μ F qui rabote une légère bosse apparaissant en 400 et 800 Hz. C'est un point de détail qui mérite néanmoins un essai et qui permet de s'affranchir éventuellement de quelques résonances accentuées par le local et pouvant présenter des effets de masque sur les fréquences supérieures.

Nous donnons en figure 5 la courbe de réponse que nous avons obtenue en bruit rose tiers d'octave dans une salle de séjour de moyennes dimensions et de

caractéristiques acoustiques tout à fait classiques. L'association a été réalisée pour la circonstance avec la voie grave utilisant le HD 33 S66, les résultats sont tout à fait remarquables si l'on tient compte de ce que la mesure a été effectuée en milieu semi-réverbérant. Les écarts ne dépassent pas 3 dB.

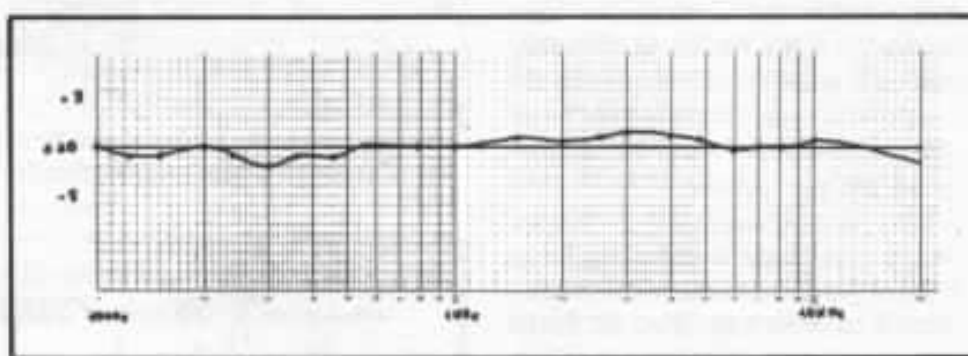


Fig. 5 : Courbe de réponse relevée en bruit rose en milieu semi-réverbérant de la voie médium étudiée (un condensateur de 40 μ F est placée en série avec le filtre).

Association avec la mini-Onken

Bien évidemment nous nous sommes empressés de faire des essais avec la mini-Onken. La mise au point a été très rapide.

Un filtre actif deux voies de structure identique à celle décrit dans le numéro 24 est à utiliser.

Le Lowther placé sur l'enceinte de grave à 20 cm de hauteur, décalé de 15 cm sur l'arrière, les tweeters sur les côtés latéraux.

L'enceinte de grave étant surélevée d'une vingtaine de centimètres du sol afin de placer les médiums à une hauteur convenable vis-à-vis du point d'écoute.

Rappelons que les Lowther ne doivent pas être dirigés vers le point d'écoute, il vaut mieux les placer parallèlement aux parois latérales et les écouter ainsi légèrement en dehors de l'axe, l'image est beaucoup plus naturelle même si au premier abord il semble y avoir une légère atténuation en matière de définition.

Tout d'abord, l'impression première est une très grande homogénéité et une grande douceur qui surprend au début. Pourtant, en écoute analytique sur des passages que nous connaissons bien, il s'avère que tous les détails sont présents, bien à leur place, sans être ni en retrait ni projetés suivant la bande de

fréquence dans laquelle ils apparaissent. Le grave est ample, l'assise excellente. La mini-Onken apporte le corps nécessaire, le Lowther détaille et souligne avec précision toutes les nuances. Le réglage de l'aigu ne pose aucun problème et l'équilibre général est très vite atteint quel que soit le message musical.

Le système ainsi constitué, d'un volume très limité, devient surprenant sur des messages à grande dynamique. Nous retrouvons l'impact des grands systèmes sans aucun signe de limitation. Beaucoup d'aisance donc et aucune agressivité ni projection.

Nous ne pouvons qu'encourager très vivement cette réalisation qui représente effectivement un certain investissement. N'oubliez pas que vous avez là les bases d'un « grand » système qui peut évoluer à l'infini, serions-nous tenté de dire, en modifiant la voie grave en passant en triamplification ou encore en utilisant une voie médium à pavillon...

Réflexions autour de la multi-amplification

Hiep Cong-Thé

« Métro, boulot, dodo »... les triptyques abondent dans tous les domaines. Serait-ce là un aspect inattendu de l'influence omniprésente du christianisme ? Et la Sainte Trinité serait-elle aussi à l'origine des trois « S » anglo-saxons (Sex, Sand and Sun) ?!

Toujours est-il que notre monde de la haute-fidélité possède aussi son triptyque. A défaut d'un haut-parleur idéal, capable de reproduire correctement toutes les fréquences audibles et garantissant du même coup une cohérence de phase qui reste encore un mirage, il semble, en effet, par le nombre des enceintes acoustiques commercialisées, que notre triptyque à nous, soit : « Grave, médium, aigu ».

L'auteur, après s'être plus particulièrement attaché à la restitution de l'extrême-grave (nos 11 et 25), nous livre ici des réflexions très personnelles autour de la mise au point et des réglages des systèmes multi-amplifiés.

Pourquoi ?

Sans nous appesantir pour le moment sur le bien-fondé de la répartition du spectre sonore en trois bandes, remarquons déjà que de telles appellations (grave, médium et aigu) ne s'appuient sur aucune donnée psycho-acoustique. Une zone médiale de 300 à 4 000 Hz, ce qui est courant, contient en fait les fondamentales du haut-grave, du médium et de la majeure partie de l'aigu.

« Mais quelle importance y a-t-il quant à la dénomination de ces trois bandes pourvu que l'on sache les distinguer ? »

Aucune, effectivement ! Pour autant que nous avons affaire au filtrage passif dont la mise au point a été effectué, en principe, une fois pour toutes, par le fabricant d'enceintes acoustiques. Le problème est tout autre, dès lors que l'équilibre des voies requiert des réglages, notamment en multi-amplification. Dans ce

cas, il est bon qu'une certaine concordance existe entre les impressions sonores qui parviennent au cerveau (son grave, son aigu...) et l'effet des réglages sur le filtre (augmenter le médium, diminuer le grave...).

Mais pourquoi multi-amplifier ?

La réponse vient de l'importance, maintenant reconnue, des câbles de liaison ampli-haut-parleur. Devant leur influence audible, on ne peut qu'être

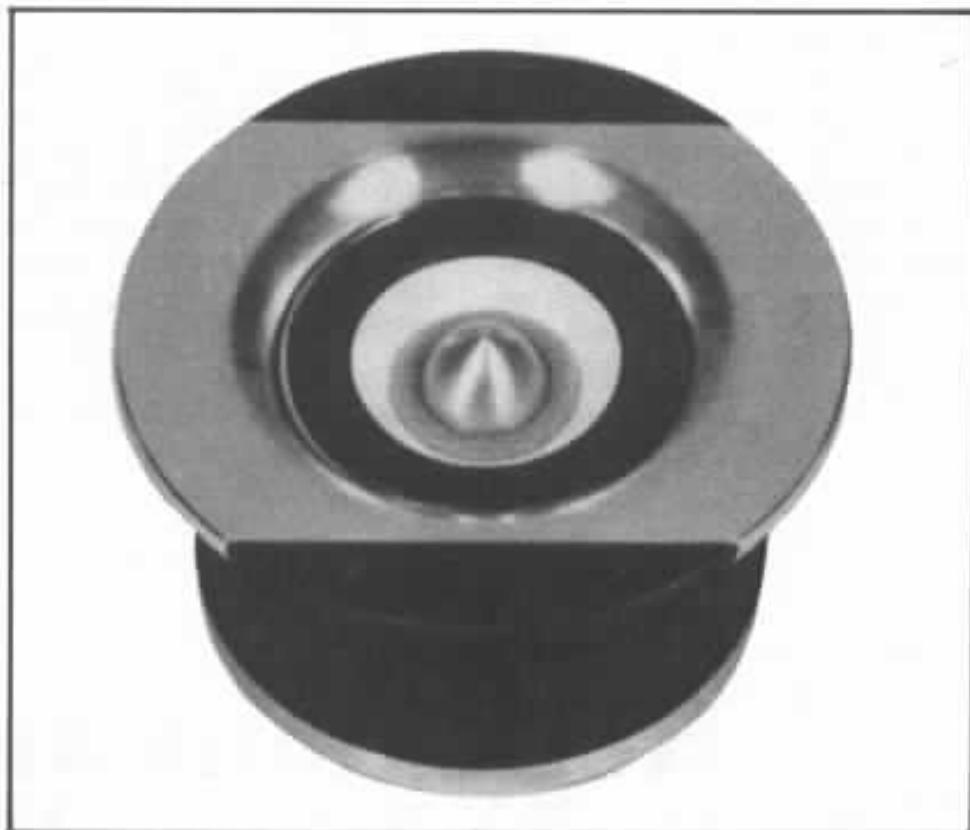
effrayé par la présence du filtre passif entre l'ampli et les haut-parleurs et dont l'effet est sans commune mesure avec celui d'un câble, aussi rudimentaire soit-il. De fait, lors du passage filtrage passif - filtrage actif, l'amélioration est, non seulement, indéniable mais péremptoire. Naturellement, un tel passage s'accompagne aussi d'une dépense supplémentaire. A chacun de trouver son bon compromis...

Pour en revenir à nos critiques, faudrait-il voir dans notre réalisation d'un système triamplifié une quelconque influence du christianisme ? Mais la réalité tétue ne s'est pas laissée longtemps contée : un équilibre sonore toujours approximatif, reflet d'un compromis entre la linéarité de la réponse et la qualité de reproduction sonore des haut-parleurs utilisés.

Il a fallu, en effet, se rendre à l'évidence : ou bien faire monter les pavillons jusqu'à 5 000 Hz et accepter que la définition sonore soit affectée par l'intermodulation ou tout simplement par l'incapacité du haut-parleur à monter aussi haut sans perdre de ses qualités, ou bien couper plus bas, au détriment des tweeters utilisés. En effet, ceux-ci ne peuvent plus rayonner suffisamment d'énergie sonore.

En réalité, seuls les TWZ de Siare — par leur constitution : une membrane rigide de dimensions relativement importantes mue par un puissant moteur — sont en mesure de descendre jusqu'à 2 000 Hz. En contrepartie, hélas, son extrême-aigu est plutôt discret, ce que nous avons traduit par un son soyeux. En fin de compte, préférence a été donnée à un tweeter à dôme Audax.

Il semble donc que les haut-parleurs électrodynamiques actuels, tout au moins ceux qui sont disponibles régulièrement sur le marché, ne peuvent assurer qu'imparfaitement leur mission dans une configuration trois



Le tweeter Siare TWZ.

voies, dès lors que l'on s'impose une certaine qualité.

Par ailleurs, reportons-nous au facteur de qualité, c'est-à-dire le quotient $\frac{Bl}{m}$ du facteur de force par la masse de l'équipage mobile d'un haut-parleur, quotient qui traduit la capacité d'accélération. Sous une autre forme, c'est le fameux $F = m\gamma$ de notre adolescence. A 2 000 Hz, par exemple, où peuvent fonctionner aussi bien un 31 cm qu'un 12 cm ou qu'un tweeter tel que le TWZ, le facteur de qualité se multiplie par centaines en passant du plus grand haut-parleur au plus petit.

Le choix du tweeter s'imposerait à l'évidence s'il n'y avait la question du niveau d'énergie rayonnée.

Et puis, pour compliquer ce qui n'est déjà pas simple, voici le digital et sa dynamique destructrice. Ceux qui ont pu assister aux « démonstrations » du disque compact dans certaines « grandes surfaces » de la hifi

ont pu se rendre compte de ce qui est prévisible et a d'ailleurs été prévu il y a déjà trois ou quatre ans : le rendement des enceintes acoustiques traditionnelles les rend inaptes au digital.

Malgré un répit inespéré dû à une arrivée retardée de deux ans de la nouvelle technologie la seule solution — de facilité — que l'on voit esquissée consiste à accroître le diamètre des haut-parleurs. L'on espère, par ce biais, reculer quelque peu leur seuil de saturation et éviter aux membranes de s'affoler puis de partir en fumée trop tôt. Tout ceci au détriment du facteur de qualité. Ce serait tristement coasse de voir le digital victime de ses propres qualités !

Que faire alors pour pallier ces inconvénients ? Eh bien, briser le triptyque « grave, médium, aigu » et passer de la triamplification à la quadriamplification. Notons déjà que la réduction de la bande passante de chacune des quatre voies permet d'améliorer la qualité intrinsèque de chaque transducteur et, surtout, d'opti-

miser au mieux leurs charges par des pavillons.

Revenons un peu en arrière pour le moment afin de respecter la chronologie. Introduisons donc les tweeters Focal.

A force d'en entendre dire du bien, nous avons fini par nous en faire prêter une paire. A la première écoute, la réflexion est immédiatement : « Très fin et nerveux mais ne descend pas assez bas ; utilisation impossible avec les pavillons ». C'était grand dommage car nous avons pu nous rendre compte qu'avec eux, le médium a été transfiguré. Le grave même devient plus ferme, ce qu'un ami a traduit par : « un gain en profondeur ».

Voilà comment les Focal ont servi de catalyseur pour passer en quadriamplification. Du coup, tout s'ordonne comme dans un puzzle : Focal pour l'extrême-aigu (à partir de 8,5 kHz). Les TWZ acceptent de prendre le relais et de descendre jusqu'à 1 750 Hz. Cette dernière fréquence de coupure relativement basse a été choisie en prévision des prochains pavillons-tweeters qui donneront aux TWZ des rendements comparables à ceux des trois pavillons déjà en service. Nous pensons que le système sera alors prêt pour le digital.

Les pavillons médium ne doivent plus couvrir que la bande 210 Hz - 1 750 Hz, ce qui convient parfaitement aux haut-parleurs VR 12 de Siare. Seule leur chute de rendement prématurée leur avait valu d'être mis à l'écart. Le bas du spectre revient de droit au grand pavillon chargeant un 33 cm Audax, lequel est alimenté maintenant pas un amplificateur monophonique Kenwood L07-MII. L'extrême-grave est plus net et un haut-grave curieusement à la fois plus ferme et plus chaleureux. Le tout encore plus dynamique, si possible.

L'acquisition d'un ampli sup-



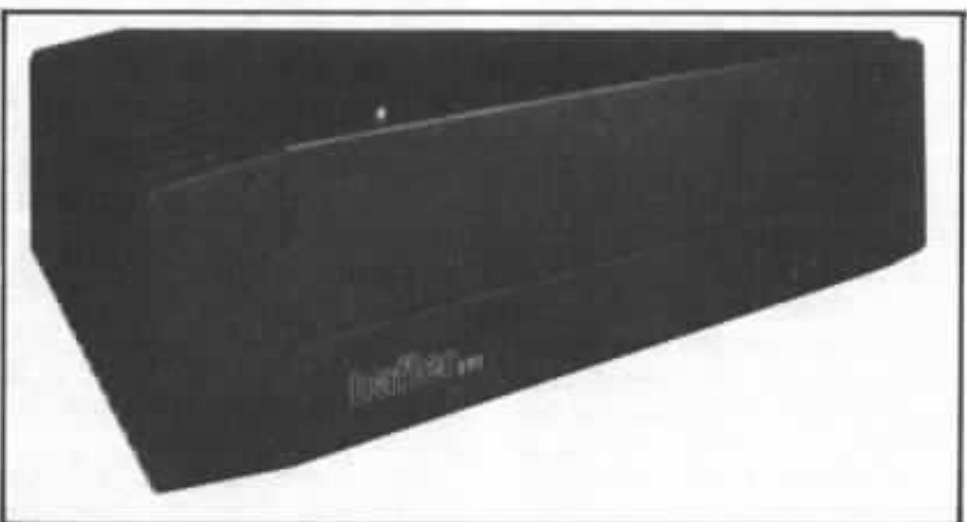
Le tweeter Focal T-120FC.

plémentaire pour les TWZ n'a pas traînée : la précision et la neutralité du Hafler DH220 ont prévalu sur une exubérance de bon aloi du PS Audio II que d'aucuns auraient préféré pour l'ensemble du spectre.

Le filtre lui-même n'a posé aucun problème puisqu'il a été réalisé dès l'origine en quatre voies. Un ami obligeant a bien voulu, en une heure de temps, générateur B.F. et oscilloscope à l'appui, déterminer avec une très grande précision les fréquences de coupure des voies gauche et droite. L'imprécision dans ce domaine provoquerait des creux et des bosses dans la courbe de

réponse des deux voies. A l'écoute, l'image sonore paraît instable ; certaines notes auraient tendance à être toujours du même côté et l'instrument semblerait faire la navette entre la voie droite et la voie gauche.

Notons par ailleurs qu'à 210 Hz, les pressions acoustiques sont pratiquement en phase (non directivité) et un recouvrement à - 5 dB nous paraît convenable (plutôt qu'à - 6 dB théorique). Pour les deux autres fréquences de coupure, les ondes réfléchies prédominent et nous devons tenir compte de l'énergie rayonnée, d'où des recouvrements à - 3 dB seulement.



L'ampli Hafler DH-220.

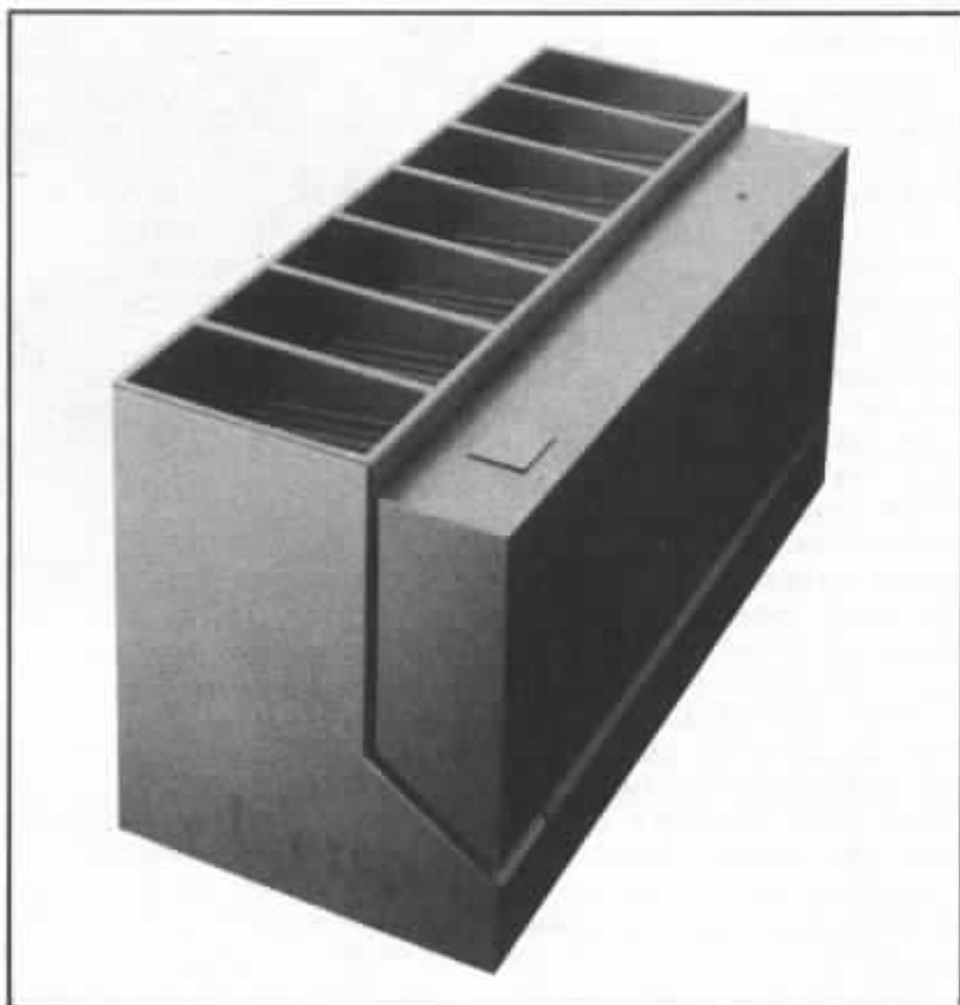
Comment ?

Si le réglage d'un système triamplifié est chose délicate, celui d'un quatre voies requiert énormément de patience, à moins qu'on ne dispose d'un micro de mesure et d'un générateur B.F. Nous tenons là la solution idéale car tous les facteurs subjectifs tels que la prise son, l'acoustique des salles (d'enregistrement et d'écoute), ainsi que la cellule de lecture sont éliminés d'un même coup.

D'un autre côté, un réglage par voie auditive peut réserver bien des joies qui viennent opportunément transcender la banalité de l'objet. En effet, au fur et à mesure que nous approchons de l'équilibre sonore, la chaîne semble surgir peu à peu de son chaos originel, un peu comme des mains de luthier, son créateur, le violon affermit progressivement sa voix. Mais le parallèle s'arrête là, hélas ! Tandis que le violon chante d'une voix nouvelle, inouïe, la chaîne se voit imposer des limites : les sources sonores.

Aucune liberté ne lui est tolérée. Qu'une présentatrice (teur) de France-Musique place ses lèvres trop près du micro et nous devons admettre sa voix sifflante comme naturelle. Que les cordes prennent plus de corps parce que le nouvel orchestre philharmonique accompagne Slomo Mintz au théâtre des Champs-Élysées, qu'importe, c'est la réalité. Il ne nous appartient pas non plus de remodeler une prise de son. Un disque ECM ne doit pas sonner comme un disque Black and Blue. C'est là le triste destin d'une chaîne qui se respecte : n'avoir aucune personnalité.

Nous espérons que ce qui vient d'être dit ne décourage pas cependant les mélomanes qui ont l'intention de s'adonner à la haute-fidélité pour satisfaire aussi leur besoin de créativité, cette autre forme de l'affirmation de soi, la plus noble qui soit



Amplificateur Kenwood.

puisque'elle se suffit à elle-même, sans référence et dans l'absolu. En effet, les joies que dispense la musique peuvent être ressenties si profondément que nous acceptons volontiers de nous effacer derrière elle.

Avant tout réglage, faisons d'abord connaissance avec les quatre voies. On s'aperçoit que les pavillons médium, avec une bande passante de 210 Hz à 1 750 Hz, reproduisent à eux seuls la plupart des fondamentales du haut-grave au bas-aigu. Les premières harmoniques passent par les TWZ à qui incombe donc la tâche de restituer l'éclat d'instruments tels que les cuivres. Aux Focal, la finesse et la transparence, des cymbales notamment.

Faut-il préciser que ce partage des rôles est purement théorique et ne reflète qu'un parti-pris de simplification.

D'ailleurs, les termes tels que « son grave » n'ont plus beaucoup de signification dans un contexte réel. Un coup d'archet de la contrebasse n'excite pas seulement la fondamentale mais aussi toutes ses harmoniques. Que la voie grave soit « généreuse » et la prédominance de la fondamentale et des premières harmoniques rend la contrebasse « molle » ou « cotonneuse ». Dans le cas contraire, un « médium » avantagé donne un son plus sec mais manquant de corps. En supposant que toutes les fréquences soient reproduites avec une qualité équivalente, ce qui est moins qu'une évidence.

Dans cet ordre d'idée, notons qu'un extrême-aigu irrégulier donne au violon un timbre scintillant : certaines notes sont trop brillantes.

Par ailleurs, l'intensité n'est pas seule à déterminer la qualité

d'un son ; ce serait trop simple et certain fabricant d'enceintes acoustiques d'outre-Manche, orfèvre en courbe de réponse linéaire, aurait dû faire fortune depuis longtemps déjà. La phase a son rôle à remplir. Dans l'exemple précis de la contrebasse, l'oreille perçoit la fondamentale et les harmoniques, le cerveau les combine et reconnaît le timbre de l'instrument. Si le système de reproduction sonore introduit des rotations de phase, les harmoniques apparaissent alors les unes après les autres et le spectre n'est plus instantané ; le son manque alors de clarté. De plus, le son de la contrebasse étant noyé parmi d'autres sons de l'orchestre, émis d'une façon continue, la confusion s'accroît et l'image sonore devient d'autant plus floue que la masse orchestrale est plus importante.

Or, que se passe-t-il en filtrage passif ?

A la fréquence de coupure f_c , la voie « inférieure » accuse un retard de phase de 90° alors que la phase de la voie « supérieure » est avancée de 90° . D'où une rotation de phase entre voies de 180° . Pour les fréquences voisines de f_c , il y a donc opposition de phase. Pour éviter que les sons à ces fréquences ne s'annulent — l'intensité étant à peu près égale en valeur absolue dans les deux voies — l'on est amené à changer la polarité de l'une des deux voies. Admettons que ce soit la voie « supérieure ». La phase est donc retardée de 180° pour les sons au voisinage de f_c ; ils deviennent donc en phase avec ceux émis par la voie inférieure. L'ennui est que ce changement de polarité retarde aussi toutes les autres fréquences émises par cette voie « supérieure ».

Les harmoniques voient alors leur retard de phase cumulé atteindre jusqu'à $90^\circ + 180^\circ = 270^\circ$.



Le boomer Audax HD-33 S66.

Certains ont cherché à contourner cette difficulté en prenant, dans une enceinte trois voies, un haut-parleur médium de grande qualité, chargé de reproduire la plus large bande possible : 150 Hz - 10 000 Hz. Hélas, les distorsions d'intermodulation (pour ne citer que ce défaut) lui interdit toute velléité de puissance.

Alors qu'en filtrage actif, à condition de bien choisir la valeur des composants, il est possible de limiter la rotation de phase à moins de 12° , sur toute la bande audible.

Revenons au réglage du filtre. Dans un premier temps, la référence sonore est constituée par un casque de bonne qualité. Son usage permet de dégrossir rapidement le réglage.

Le choix des disques pour effectuer le réglage n'est pas primordial en soi, pourvu qu'ils soient d'une qualité suffisante et contiennent les informations dont nous avons besoin. Cela est d'autant plus justifié qu'il s'agit de régler un système et non de tester ses qualités. A la limite, quelques sinusoïdes bien placées suffiraient amplement !

Prenons au départ quelques disques de piano, instrument que nous connaissons, qui couvre une large gamme de fréquence (à partir de 55 Hz environ) et dont le timbre peut être très différent d'une prise de son à l'autre. Dans l'ignorance de l'original, c'est encore la meilleure manière d'approcher la vérité.

En fixant au maximum le potentiomètre des TWZ dont le niveau sonore est le plus bas, il nous reste à régler un système à trois degrés de liberté. Egalisons ensuite au préampli son niveau avec celui du casque. Comme le nôtre, un AT-H8 est du type ouvert, nous veillons à ce que le son de la chaîne ne vienne pas perturber celui du casque.

La même opération se répète pour les voies « aigu », « extrême-aigu » puis « grave ».

Avec l'expérience, nous apprenons à transposer les impressions auditives en fréquences, ce qui est indispensable pour agir efficacement sur le filtre ; à diminuer le niveau de l'extrême-aigu, par exemple plutôt que d'augmenter celui du médium ; et qu'alors il faudrait aussi, peut-être, diminuer le grave...

Lorsque les pianos semblent « sonner » correctement, on peut vérifier que nos habitudes auditives — cet ennemi n° 1 du filtrage actif et qui cherche sournoisement à nous faire adopter la sonorité des enceintes familières — ne nous ont pas influencé en faisant tourner les disques à la vitesse supérieure (45 t/mn). La moindre prépondérance du médium, si prépondérance il y a, va se traduire par un timbre terne pour des notes inférieures à une certaine fréquence et trop brillant au-delà. Tout se passe comme si, au changement de la vitesse de rotation correspond une transposition des notes dans une zone inhabituelle pour l'oreille où toute singularité prend des proportions accrues.

Enfin, des disques d'orchestres permettent d'affiner le

réglage. On s'attachera à ce que les timbres de tous les instruments soient véridiques à la fois.

Vient le moment où il faut intégrer dans le réglage la qualité de tous les maillons : haut-parleurs, amplis, etc. C'est le moment des compromis.

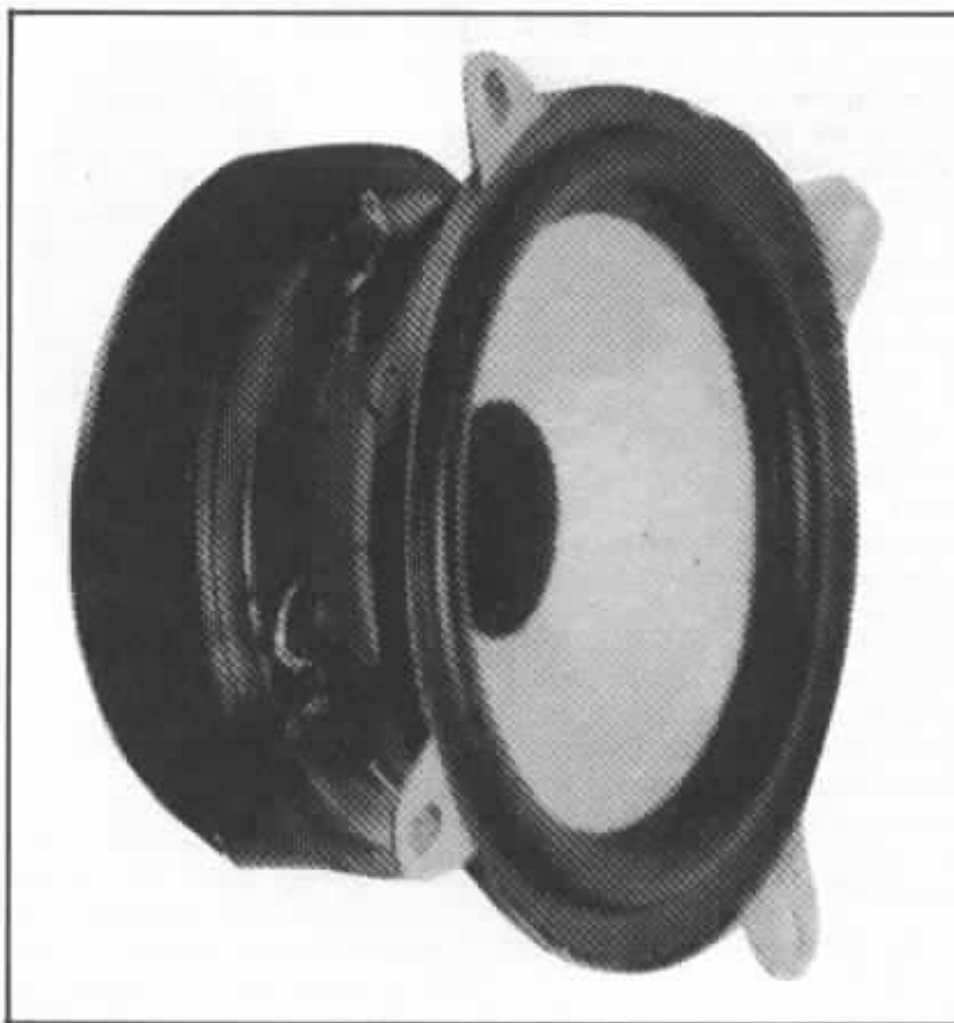
A ce stade, le casque est devenu un témoin très épisodique, servant surtout à rassurer devant une prise de son singulière ce qui est beaucoup plus fréquent qu'on ne croit.

Il ne serait d'ailleurs pas souhaitable de recréer le son du casque. Son extrême-aigu, perçu directement par le tympan, est légèrement accentué et l'oreille ne tolère cet excès que parce qu'elle sait qu'il s'agit d'un casque. Venant d'une chaîne, la fatigue auditive ne tarderait pas à s'installer. En outre, il est temps d'incorporer l'acoustique du séjour, si nous voulons que la chaîne « sonne » naturellement.

C'est tout de même l'endroit où l'on parle, où l'on fait de la musique !...

De toutes façons, le son du casque, s'il nous séduit, ne nous convainc guère : les voix semblent placées trop près de nos oreilles, le bas médium — d'une transparence qui nous ravit pourtant — paraît manquer un tout petit peu de chaleur, et les micro-informations sont plus vraies que nature.

Plusieurs jours ou plusieurs semaines sont passés. Les séances d'écoute se sont succédées et sont devenues moins critiques que musicales. La moindre modification s'effectue maintenant avec précaution et légèreté, après comparaison entre plusieurs prises de son. C'est une discipline qui gagne à être suivie si l'on veut éviter de tourner en rond. Plus que jamais, une modification impulsive conduirait le plus souvent à dérégler, ce qui obligerait à tâtonner longtemps avant de se retrouver, sans le savoir, au stade précédent.



Le médium Siare 12 VR.

Enfin, un équilibre sonore satisfaisant est atteint. Pour se reposer, il est permis de mettre sur le plateau et d'écouter dans déplaisir quelques disques difficiles. Nous nous permettons d'en citer deux.

Le premier ressuscite une soirée mémorable au Festival de Montreux en 77 où Ray Bryant donna un récital (Pablo). Une main gauche qui explorait à perdre haleine l'extrême-grave du Bosendorfer Concert Grant 275 et des micros placés très près des cordes (pour éliminer les bruits ambiants) font de ce disque un test redoutable — et redouté — pour les enceintes. On devrait entendre normalement les vibrations et les résonances des cordes, le renforcement anormal de l'extrême-grave ne devrait traduire que la présence du couvercle.

Passons à l'autre extrémité du spectre grâce au concerto pour violon de Brahms avec pour soliste I. Perlman (E.M.I.). À vrai dire, nous aurions choisi un autre disque — Irakli Quartet — sans l'intervention involontaire d'un patron d'un grand auditorium parisien chez qui nous sommes venus pour tester précisément un ampli destiné soit au TWZ, soit aux Focal. D'où la raison de notre demande d'écouter du violon, et plus précisément du disque précité. On le mettra sur le plateau tout en s'excusant de ne pouvoir le faire écouter dans des conditions parfaites : le préampli, fraîchement importé et déballé, n'est-ce pas, n'avait eu que deux journées de chauffe, alors qu'il lui en aurait fallu bien huit (sic !). Inutile de préciser que son prix est inabordable pour tout mélomane normale-

ment constitué. Les enceintes étaient nouvelles, également, et chères, également. Nous vous faisons grâce des maillons restants, qui sont de la même eau. Bref, on écoutait, on passait à un autre disque, puis on repassait le concerto après que l'ampli — un classe A — avait eu le temps de chauffer, la première écoute ayant été plutôt décevante.

« Les violons sont un peu agressifs » nous sommes-nous exprimé. Malheur ! la réplique fusa, définitive : « C'est un disque mal enregistré, les violons sont ainsi sur toutes les chaînes. »

A la maison, le doute ayant germé, le disque (que nous possédons aussi) a été mis sur le plateau. Après quelques mesures où alternent cordes et bois arrivent les violons à l'unisson avec les flûtes ; puis c'est le premier tutti de l'orchestre, d'abord les cordes qui montent en fréquence et en intensité, suivies par les flûtes et les cuivres (cors et trompettes) qui rejoignent bientôt les premiers à l'unisson. On doit pouvoir distinguer les cordes et, derrière, les autres. Sinon, eh bien, c'est agressif !...

Parce que...

Pendant le Midem 83, France-Musique a eu la très bonne idée de nous faire écouter une grande quantité de disques compacts, tout en multipliant, dans le même temps, les retransmissions en direct des concerts. L'occasion était bien venue ; chacun pouvait, avec sa propre installation, juger de la qualité de la nouvelle technologie, en la comparant à ce qui se fait de mieux à l'heure actuelle. En passant des uns aux autres, les mêmes qualités nous ont réjouis : les détails

fourmillent, les timbres ruissellent à l'envi. Tout cela est à l'honneur du nouveau venu, mais n'est point nouveau. Nous y sommes habitués de longue date. La différence aurait dû se faire par une nouvelle dynamique, mais là, nous sommes restés sur notre faim. Était-ce le résultat d'un choix judicieux des disques compacts pour ne pas semer la panique dans les chaumières ? Ou des matériels de retransmission inadaptés ? On ne sait.

Par contre, insidieuse et progressive, une sensation de frustration s'installait pendant qu'alternaient retransmissions en direct et disques compacts. Essayons de préciser nos pensées.

D'abord, et d'une façon terre à terre, il ne nous est jamais arrivé de nous trouver devant tous les pupitres d'un orchestre à la fois ! C'est pourtant l'impression que donnent les prises de son actuelles, faisant de chaque pupitre une partie soliste à part entière.

Domage qu'il existe si peu de concertos pour orchestre !

D'autre part, on dirait que l'effet stéréo n'a plus de profondeur ou, d'une façon brutale, que l'image sonore est plate.

D'ailleurs, à notre avis, ceci est intimement impliqué dans cela. Il convient de se rappeler, en effet, qu'avec deux sources sonores (gauche et droite), la scène sonore ne peut s'étaler que dans une seule dimension, celle qui est définie par les deux groupes de haut-parleurs. Et lorsque la phase des signaux n'a pas été trop maltraitée, on peut espérer obtenir quelque effet de profondeur, d'où l'étagement des plans sonores et la recreation acoustique de l'endroit où a eu lieu l'enregistrement. Or, la recher-

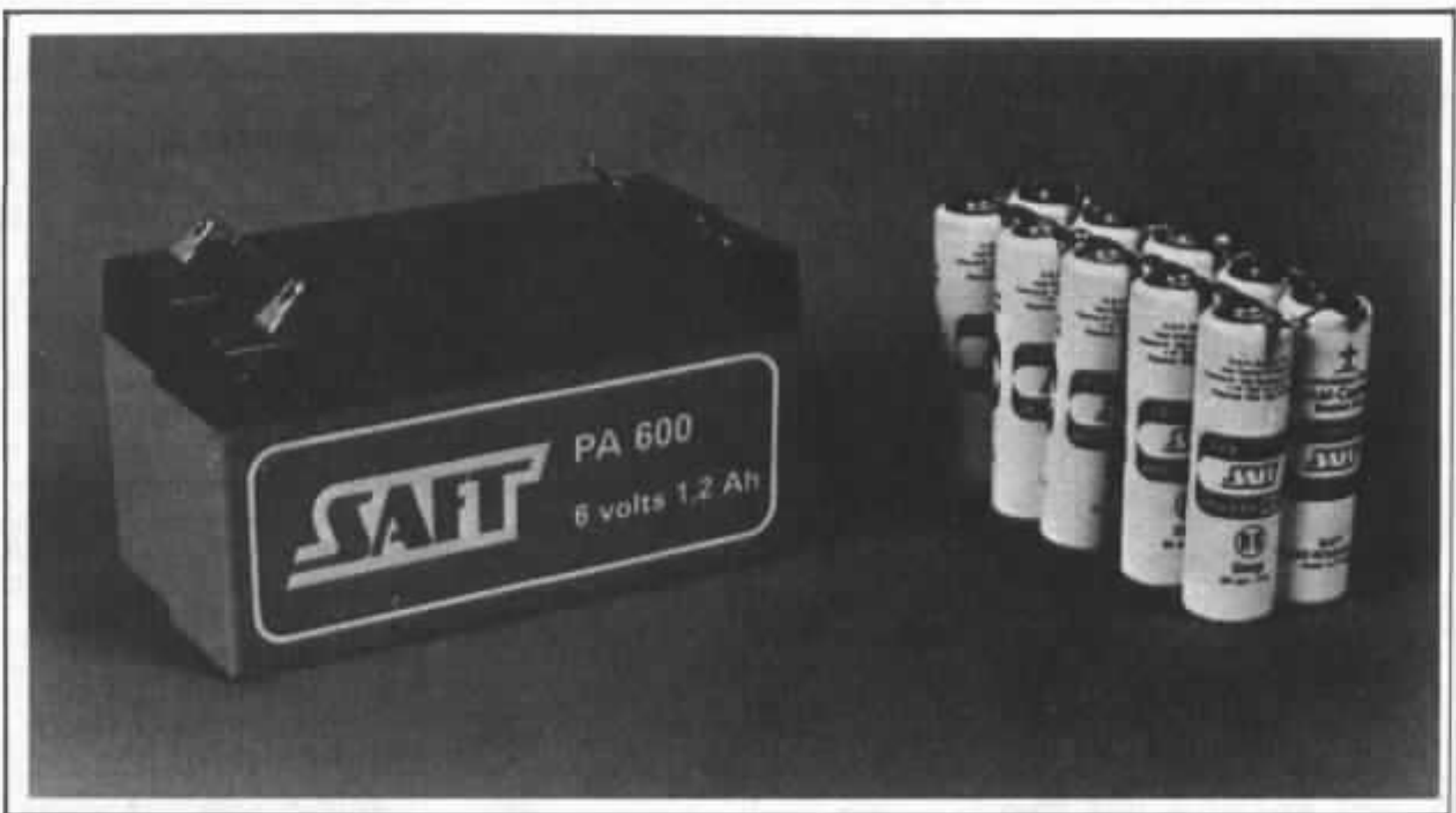
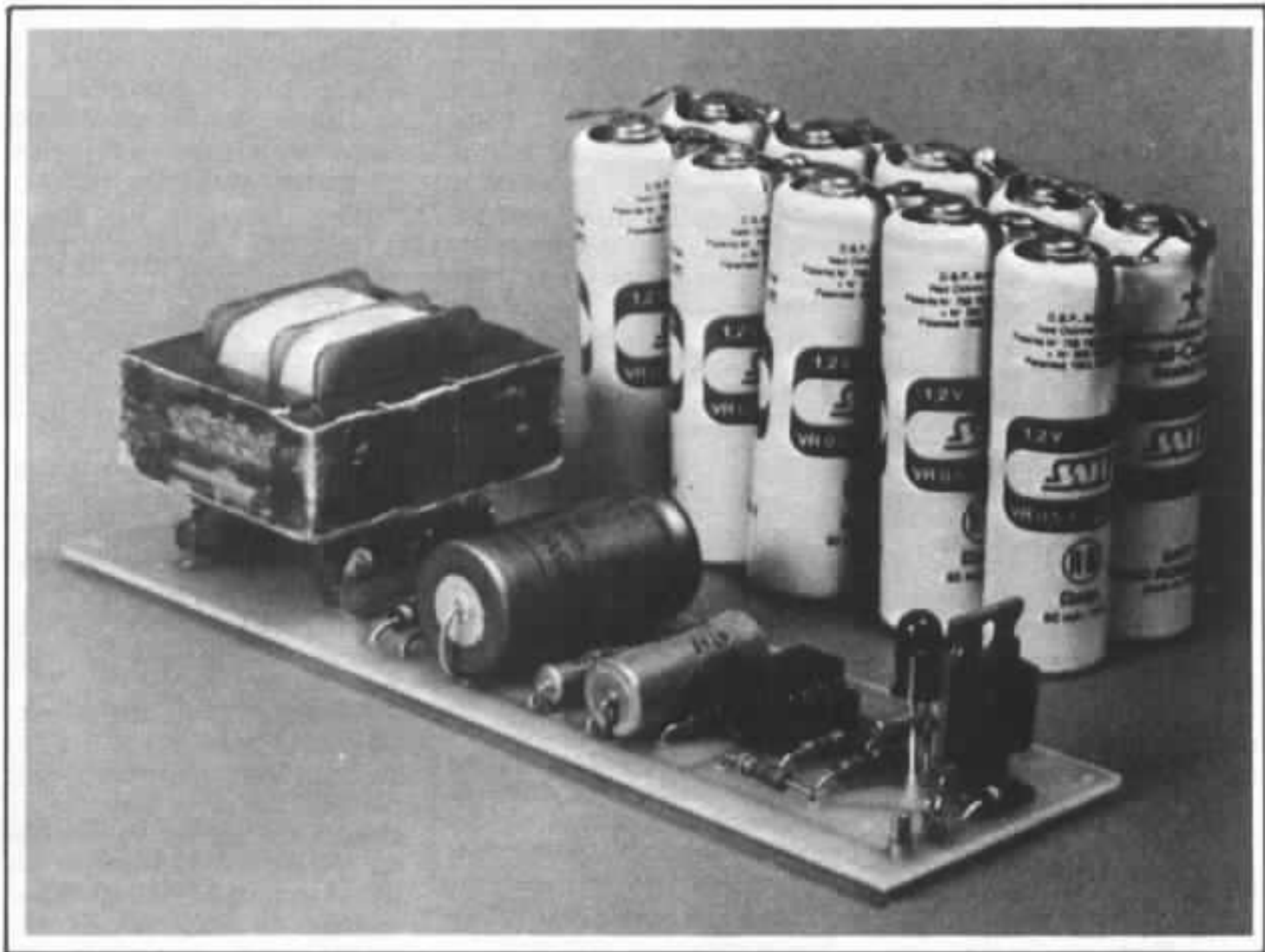
che à outrance de la définition et du détail multiplie le nombre des micros. Cette solution de facilité est d'autant plus attractive que la digitalisation autorise des mixages en nombre illimité, pratiquement.

Le résultat ? une juxtaposition des plans sonores sans liens les uns avec les autres. Dans le vif, certes, un orchestre résulte aussi d'une juxtaposition de groupes d'instruments. Seulement, il ne s'entend pas à travers deux sources sonores !

La situation rappelle fâcheusement le début du transistor où les constructeurs s'acharnaient à sortir des amplificateurs aux taux de distorsions les plus faibles possibles. On sait ce qui est advenu de cette folie des chiffres.

Au risque d'être taxé de nostalgique rétrograde, nous avouons notre penchant pour le procédé Charlin de la tête artificielle. En réécoutant les différentes plages de son disque de démonstration ! Festival International du Son ! On s'y sent véritablement transporté, au propre comme au figuré. Tout y est excellent, gravure, pressage, dynamique et aussi, et surtout, prise de son — si simple dans la théorie, si efficace dans les résultats et si difficile à mettre en œuvre ! — Il dégage des deux faces un tel charme fait d'équilibre et de pureté qu'on reste confondu. Car, nous avons volontairement omis de préciser qu'il a été édité en 1969. Dire qu'il n'a pas pris une ride n'est pas juste ; cette locution recèle un sens péjoratif. Aujourd'hui, il est à l'écart des autres disques, musicalement supérieur. Cela seul compte. C'est la marque d'un grand artiste que d'avoir grandi après sa mort.





Votre pré-pré et son alimentation

Christian Combettes

Les cellules à bobine mobile sont de plus en plus nombreuses sur le marché, il suffit pour s'en convaincre de se référer à l'article de Jean Hiraga dans le numéro 25. Cela n'est pas le fait du hasard car ces capteurs possèdent d'excellentes performances tant technologiques que subjectives. Dans la grande majorité, les cellules à bobine mobile sont supérieures aux cellules utilisant le principe de l'aimant mobile avec néanmoins quelques exceptions. Les constructeurs de matériel grand public proposent très rarement sur leurs préamplificateurs une entrée pré-préamplificatrice sauf toutefois sur leurs modèles de haut de gamme. A ce sujet, il nous semble important de mentionner que les montages utilisés ne sont qu'artifices du genre : changement de la résistance d'entrée ou augmentation du gain de l'étage RIAA. Ils ne sont donc pas adaptés aux problèmes réels posés par les cellules à bobine mobile. Enfin, notre propos n'est pas de critiquer ces réalisations mais plutôt de mieux cerner le problème réel des pré-préamplificateurs afin de vous permettre d'améliorer votre système.

L'alimentation, comme nous allons le voir, est sans aucun doute l'élément le plus important et son influence est très grande sur les performances subjectives. Le problème majeur posé par un pré-préamplificateur est d'amplifier des signaux délivrés par un capteur à très faible impédance, signaux dont l'amplitude ne peut être que de quelques microvolts. Le rapport signal sur bruit devient donc un critère

décisif. Tout audiophile est familiarisé aux problèmes de bruit, souffle, ronfle... Nous ne reviendrons pas sur les aspects théoriques qui ont été abordés par Philippe Faugeras dans le numéro 22. Rappelons simplement que ce que l'on appelle « ronfle » est un signal composite de fréquences harmoniques du 50 Hz secteur. L'alimentation est donc directement en cause. Un calcul très simple montre

qu'une alimentation par batterie ou par piles est nécessaire pour résoudre convenablement ce problème. Cette solution nous apportera par ailleurs d'autres avantages.

Si votre système d'écoute utilise des maillons séparés, le gain total en tension sera le produit du gain de chacun des éléments. Si nous avons :

G_1 : gain du pré-pré

G_2 : gain du préampli

G_3 : gain de l'ampli,
le gain total du système sera :

$$G_T = G_1 \times G_2 \times G_3.$$

En général, G_1 est de l'ordre de 50 à 100, G_2 à 50 Hz (il faut tenir compte de la correction RIAA pour le préamplificateur) sensiblement compris entre 1 500 et 2 500 et G_3 de 20 à 25.

Cela nous donne un gain total $G_T = 6\,000\,000$. Un signal de 100 mV crête à crête injecté dans une enceinte acoustique de rendement moyen s'entend. Si nous divisons ce signal par G_T , nous obtenons un signal ramené à l'entrée de l'ordre de 0,000000016 V. Vous comprendrez aisément qu'un pré-amplificateur gagnera à être alimenté à partir de piles ou de batteries quand bien même on apporterait un soin extrême à la réalisation d'une alimentation secteur. Sans parler des problèmes de coûts qui ne font que nous encourager en faveur de la solution piles ou batteries.

Nous examinerons les avantages et les inconvénients ainsi que les performances des piles par rapport aux batteries, un pré-amplificateur puisqu'il traite de petits signaux nécessite une tension d'alimentation relativement faible. Nous partirons sur la base d'une alimentation de 2×6 V. Le tableau 1 vous donne une liste d'éléments avec leurs références, caractéristiques et ordre de prix.

Les piles

Il existe plusieurs types de piles, seules les piles de qualité seront retenues.

Piles alcaline manganèse :

Cet élément en modèle R6 (petit bâtonnet 0 14,5 mm, hauteur 50,5 mm) possède une tension nominale de 1,5 volt et une capacité d'environ 1,5 à 1,8 ampère/heure suivant les constructeurs (Ucar, Mallory Duracell). Il possède une très faible résistance interne. Ce produit se trouve partout dans le commerce ce qui est loin d'être négligeable.

Pour réaliser votre alimentation, il vous faudra huit éléments en série avec un point milieu. Vous trouverez facilement dans le commerce des boîtiers standards pour connecter 4 éléments en série. Attention cependant à la qualité des contacts.

Piles au mercure :

Cet élément possède de bonnes qualités (faible résistance interne, encombrement plus réduit que le modèle précédent pour la même capacité) mais il se trouve plus difficilement. Les tensions nominales sont de plus très variées, un élément est cité à titre d'exemple dans le tableau figure 1.

Pile au lithium :

Il existe plusieurs type de pile au lithium suivant le couple utilisé (lithium oxyde de cuivre, lithium chlorure de thionyle, lithium bioxyde de soufre, lithium bismuthate de plomb, lithium bioxyde de manganèse pour les plus utilisés). Cet élément possède la plus forte densité d'énergie par unité de poids et de volume. Pour un débit équivalent de l'ordre de un ampère à 21°C il vaut : 4 piles mercure zinc, 5 piles alcaline manganèse, 7 piles au magnésium ou 30 piles au carbone zinc. Donc une énergie très grande, une résistance interne très très faible mais un prix trop important pour l'instant. Suivant les couples utilisés, les tensions nominales varient. On trouve cet élément en conditionnement standard R6. Si vous alimentez votre pré-pré avec ces éléments, vous aurez une autonomie d'environ 700 à 1 000 heures suivant le type de couple.

Les accumulateurs

Cette solution est pour moi la plus sympathique qui soit à plusieurs points de vue. Le prix de revient est, certes, plus élevé, de 3 à 5 fois, celui d'une pile alcaline, mais une batterie d'accumulateurs peut supporter de 500 à 1 000 cycles de charge pour une

profondeur de décharge de 100 % et environ 2 000 cycles pour une profondeur de décharge de 50 % (références Saft pour accumulateur de la série V.R.). Votre achat sera donc vite amorti !! (Voir tableau).

Accumulateurs au plomb étanches

Ces éléments sont conditionnés de différentes manières (batteries de 2,6, 12 volts, etc.). Ils offrent pour des capacités importantes de faibles encombrements (voir tableau 1).

Ce type de batteries se recharge à une tension constante, courant limité ou à courant décroissant. La résistance interne est faible et la durée de vie importante. Malheureusement ce genre d'accumulateurs ne se trouve pas facilement dans le commerce. Ils sont surtout utilisés dans le domaine professionnel.

Accumulateurs au cadmium-nickel

C'est le type d'accumulateurs que j'ai choisi, car il se trouve facilement dans le commerce, ce qui est un critère important pour l'utilisateur.

La résistance interne de ces éléments est faible, la tension nominale est de 1,2 volt et de 1,35 à pleine charge. Bien souvent les accumulateurs au Cd-Ni de bonne qualité sont d'une étanchéité parfaite ce qui est loin d'être négligeable. Ils possèdent des capacités allant d'une centaine de milliampères-heure à quelques dizaines d'ampères-heure.

En ce qui me concerne, j'utilise des éléments Saft du type V.R. 0,5 AA d'une capacité de 500 milliampères-heure.

Chargeurs

J'utilise donc pour alimenter mon pré-pré les éléments décrits ci-dessus.

Leur capacité étant de 500 mA/h, cela me donne une autonomie de 100 heures sur

Éléments	Type	Tension nominale Un 6	Capacité mA/h	0	Dimensions en mm		1	Nbre pour 2 fois 6V	* Prix de revient approximatif pour 2 fois 6V
					H	L			
Pile	Alcaline-manganèse (HN 1500 Mallory)	1,5 V	1 800	14,5	50,5			8	40 F
Pile	Mercure (Mallory MP 401)	1,4 V	1 000	12	30,2			8	80 F
Pile	Lithium (Eternacell 400S)	3 V	1 200	14,3	50,8			4	260 F
Accumulateur	Plomb étanche OLDHAM CF6V3	6 V	3 000		65	135	34	2	200 F
Accumulateur	Cadmium-nickel SAFT VR0,5AA	1,2 V	500	50,2				10	160 F

mon pré-pré (schéma Hiraga). D'ailleurs il est conseillé de rajouter une résistance de 3 kohms en parallèle avec l'alimentation négative afin de décharger les piles ou les batteries symétriquement comme cela est prévu sur le circuit imprimé.

Pour recharger vos accumulateurs, je vous propose 3 schémas (fig. 3, 4, 5). Vous pouvez vous procurer dans le commerce des chargeurs « universels » pour les modèles R6, R14 et R20. En général, ceux-ci permettent de charger 4 éléments R6, ce qui vous obligera à effectuer 3 recharges successives, opération longue et fastidieuse (42 heures au total).

Un accumulateur doit être rechargé normalement à 140 % de sa capacité avec un courant égal au 1/10 de celle-ci. Ce qui conduit à une charge de 50 mA pendant 14 heures pour des éléments de 500 mA/h. On peut accélérer cette charge, exemple : 100 mA pendant 7 heures ou 200 mA pendant 3 heures 30.

Les régimes de charge mentionnés ci-dessus peuvent être maintenus occasionnellement au-delà du temps prescrit (surcharge) sans risques de détérioration de l'élément.

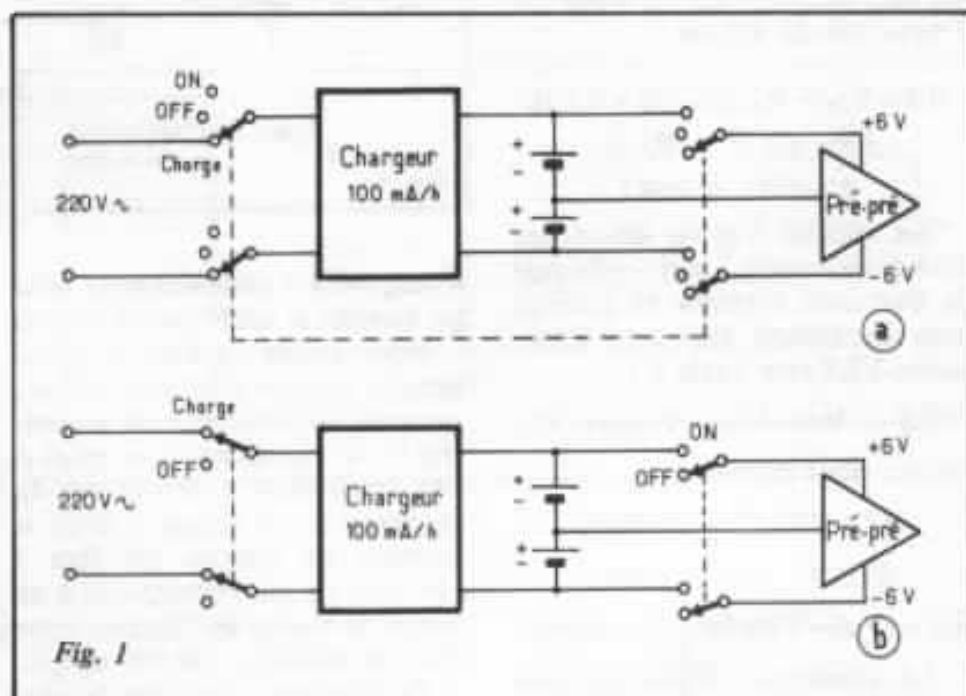


Fig. 1

Les schémas des figures 1-A et 1-B vous donnent le synoptique de branchement du chargeur, des accumulateurs et du pré-pré.

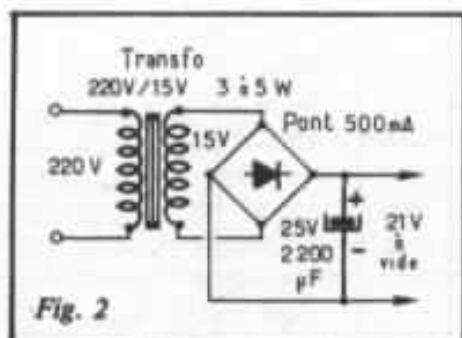
Le montage de la figure 1A nécessite l'utilisation d'un interrupteur ou d'un rotacteur 4 circuits 3 positions, ceci est l'idéal car nous avons ainsi une position « arrêt » au milieu, une position « marche pré-pré », et une position « charge accu ». Mais on peut très bien utiliser deux interrupteurs à 2 positions (fig 1B). Il suffira de couper la charge des

accumulateurs avant de mettre le pré-pré en marche, si vous oubliez, cela n'aura pas d'incidence pour votre pré-pré mais vous apportera un supplément de « ronfle ».

Chargeur à courant constant à transistor (fig. 3)

Pour les trois montages qui vont suivre le redressement et le filtrage seront identiques (fig. 2).

Calcul des éléments de la figure 3.



Si l'on utilise un montage à courant constant dont le débit est égal à 10 % de la capacité nominale, ce sera à vous d'arrêter la charge au bout de 14 heures, mais une surcharge à ce courant même de 50 % ne détériorera pas vos éléments.

Le courant de pont de base est 10 fois plus petit que le courant de charge (50 mA). $I_c = 10 I_p$, l'équation de VB est :

$$VB = V_{be} + R_2 \cdot I_c = V_d + R_1 \cdot I_p$$

donc $R_2 \cdot I_c = R_1 \cdot I_p$
d'où $R_1 = 10R_2$

La tension Vce ne devra pas être inférieure à 2 volts afin que le transistor travaille en générateur de courant, dans cette hypothèse VR2 sera égale à :

$$VR_2 = V_{al} - V_{ce} - V_{accu} = 3V,$$

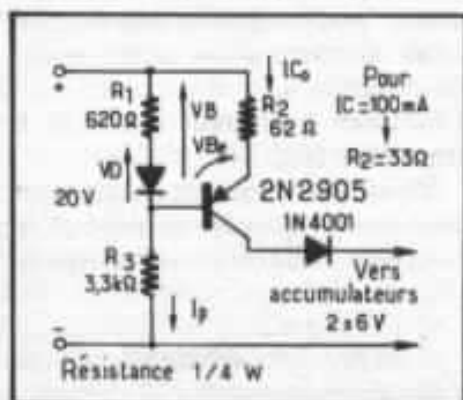
ce qui nous donne

$$R_2 = VR_2 / I_c = 62 \text{ ohms}$$

d'où $R_1 = 620 \text{ ohms}$.

$$R_3 = (V_{al} - VB) / I_p = 3,3 \text{ kohms}.$$

Le transistor utilisé est une PNP classique genre 2N 2905 ou tout autre transistor d'une puissance de 500 mW et dont le gain en courant h_{21e} est $>$ à 80.



Chargeur à courant constant utilisant un LM 317 T

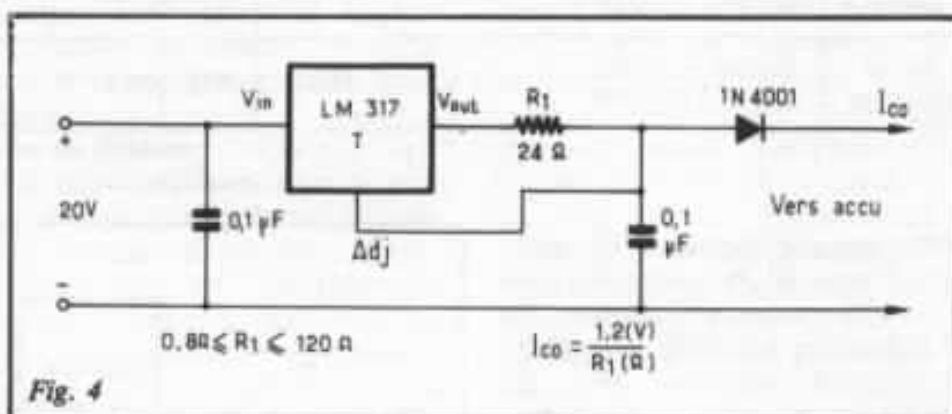
Ce circuit est un régulateur de tension intégré, si on l'utilise comme la figure 4, il génère un courant constant :

$$I(A) = 1,2/R_1,$$

avec $0,8 \text{ ohm} < R_1 < 120 \text{ ohms}$.

Pour notre application, I charge ayant pour valeur 50 mA,

$$R_1 = 1,2/0,05 = 24 \text{ ohms}.$$



Chargeur à I constant avec mise en marche et arrêt automatiques

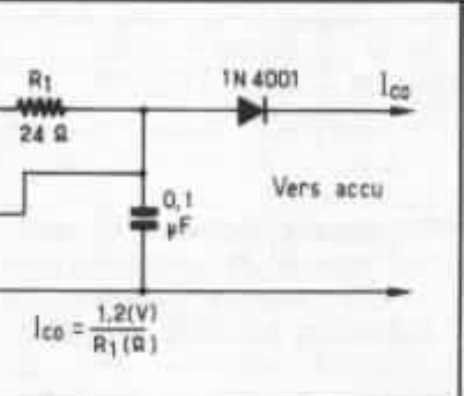
Nous avons vu dans le paragraphe 2.1 que l'on peut utiliser un mode de recharge dit « accéléré », à condition que celui-ci soit contrôlé. Ce sera le cas du montage de la figure 5 dont le courant de charge est fixé à 100 mA, ce qui correspond à un temps de charge de 7 heures pour des accumulateurs de 500 mA/h.

Explication du fonctionnement du schéma de la figure 5

A la mise sous tension, un ddp positive (V.Ref) apparaît sur la borne négative (3) de IC1, celle-ci est supérieure à V1. Le comparateur se trouve donc au niveau bas en sortie (0,3 volt), ce qui permet d'établir un courant de 10 mA à travers R3, R4//D3, R5 et IC1. Le transistor T1 fonctionne donc en générateur de courant et I charge = $2,5 V / R_9 = 100 \text{ mA}$. La tension aux bornes des accumulateurs s'élève au fur et à mesure que ceux-ci se chargent. Lorsque la tension V1

est supérieure à VRef, le comparateur IC1 bascule et comme celui-ci possède un hystérésis donné par R6, V1 reste supérieure à VRef, la charge est terminée.

La capacité C3 sert de « starter » pour le début de la charge, car à la mise sous tension du système la constante de temps C3 R7 fait que V1 apparaît après VRef. On peut remplacer C3 par un bouton poussoir (contact ouvert au repos) avec à ses bor-



nes une capacité de 1 microFarad. Dans cette configuration ce sera à vous d'effectuer l'opération de début de charge en actionnant le bouton poussoir. Si vous désirez diminuer le courant de charge, vous pouvez remplacer R9 par une autre valeur en appliquant la formule suivante :

$$R_x = R_9 \cdot I_{Co1} / I_{Co2}$$

avec $I_{Co1} = 100 \text{ mA}$,

$$R_9 = 24 \text{ ohms},$$

I_{Co2} nouveau courant.

Attention, pour des accumulateurs de 500 mA/h, il ne vous faudra pas dépasser 200 mA de courant de charge et ceci au maximum pendant 3 h 30, soit une résistance R9 égale à 12 ohms.

Réglage de la tension VRef

Dans un premier temps, réglez VRef au maximum, c'est-à-dire à la valeur de la tension Zener. La tension maximum aux bornes des accumulateurs en fin de charge sera aux alentours des

Liste du matériel de la figure 5

Transformateur : 220 V/15 V, 3 à 5 VA

Pont de diodes : 4 diodes 1N 4001, ou pont Silec B 250 C 1000 (500 mA)

IC1 : LM 311 N

T1 : TIP 135 (Darlington)

D1 : Zener 1N 825 ou diode équivalente de 6,2 V

D2 : 1N 4001

D3 : diode électroluminescente Hewlett-Packard 5082-4950 (verte)

P1 : potentiomètre 1 K, 1/2 W

C1 : 2 200 μ F, 25 V

C2 : 6,8 à 15 μ F, 10 V

C3 : 47 μ F, 25 V

R1 : 2,7 K, 1/4 W

R2 : 3,3 K, 1/4 W

R3 : 200, 1/4 W

R4 : 620, 1/4 W

R5 : 1,8 K, 1/4 W

R6 : 9,1 K, 1/4 W

R7 : 4,3 K, 1/4 W

R8 : 3,3 K, 1/4 W

R9 : 24, 1/4 W

Accumulateurs : Saft VR 0,5 AA

Interrupteur : Secme, réf. 31 25304 21 (4 pôles, 3 positions) ou APR 5264 CTA.

14,3 et 14,5 volts, à ce moment-là, diminuer lentement V_{ref} à l'aide de P1 de façon à éteindre la diode électroluminescente. La tension V_{ref} est d'environ 5,53 volts.

Si vous utilisez une LED rouge, sa tension pour un même courant est inférieure de 0,2 volt par rapport à celui choisi, pour rétablir I_{Co} , il vous faudra diminuer R9 de 10 % approximativement.

Analyse spectrale du bruit en T.B.F.

Lorsque l'on effectue de telles mesures, il est nécessaire de prendre certaines précautions de câblage, car même une pile vous donnera l'impression de générer

un signal composite de fondamentale 50 Hz, alors qu'en réalité, ceci est dû aux boucles de câblage.

Bruit T.B.F. d'une alimentation et d'une batterie

Il a été utilisé un analyseur de spectre Tektronik 7L5, ainsi qu'une alimentation symétrique PS 503A de la même marque. L'analyseur est positionné sur 50 Hz par division soit une fréquence centrale de 250 Hz et une bande de mesure de 500 Hz. Le niveau de référence est à -80 dBV et la résolution à 10 Hz. Le montage de la figure 6 donne le principe de la mesure.

L'alimentation est réglée à 6 volts, elle débite un courant de 2 mA, ce qui correspond à la

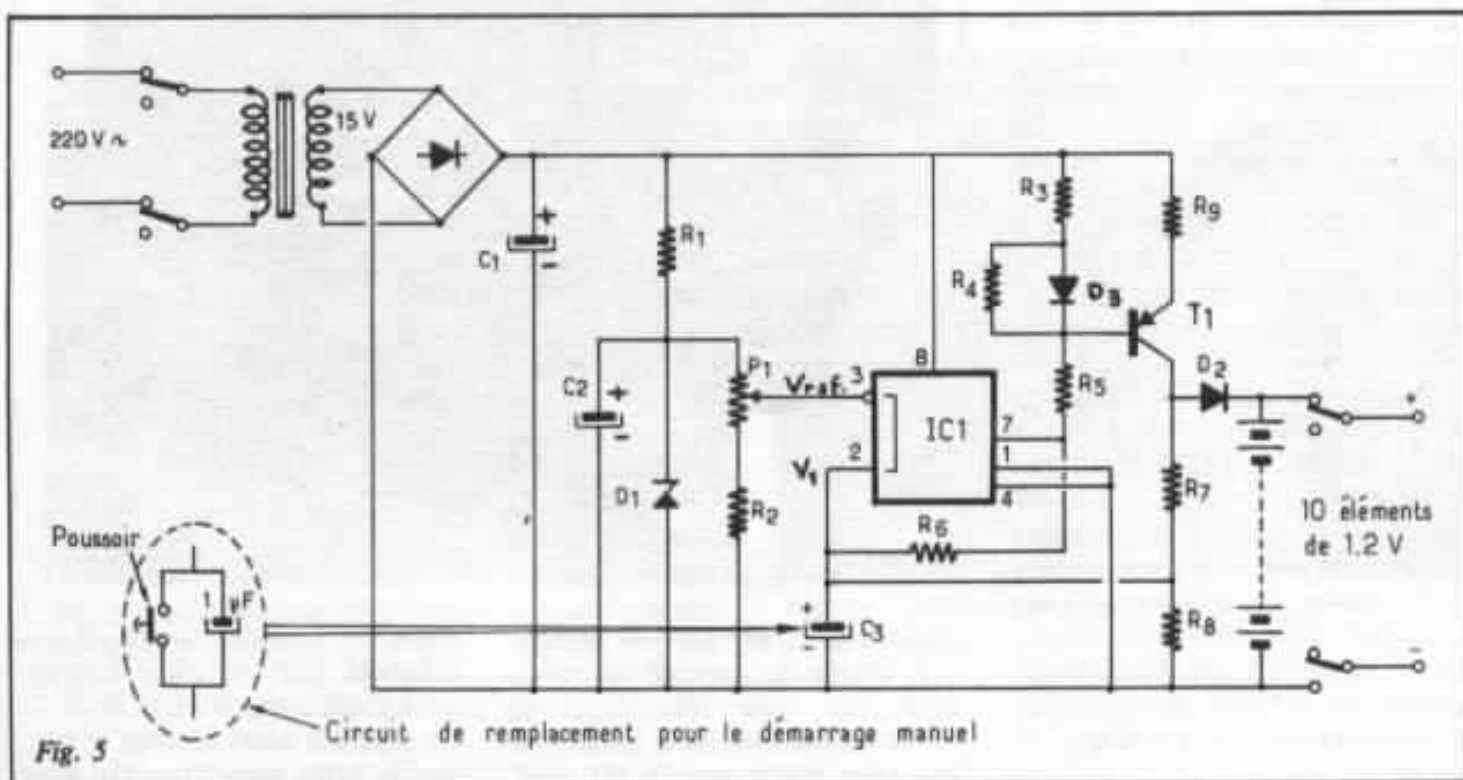
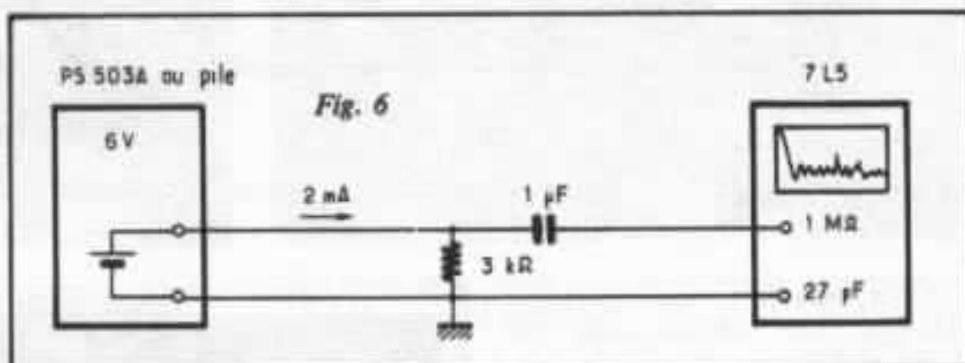
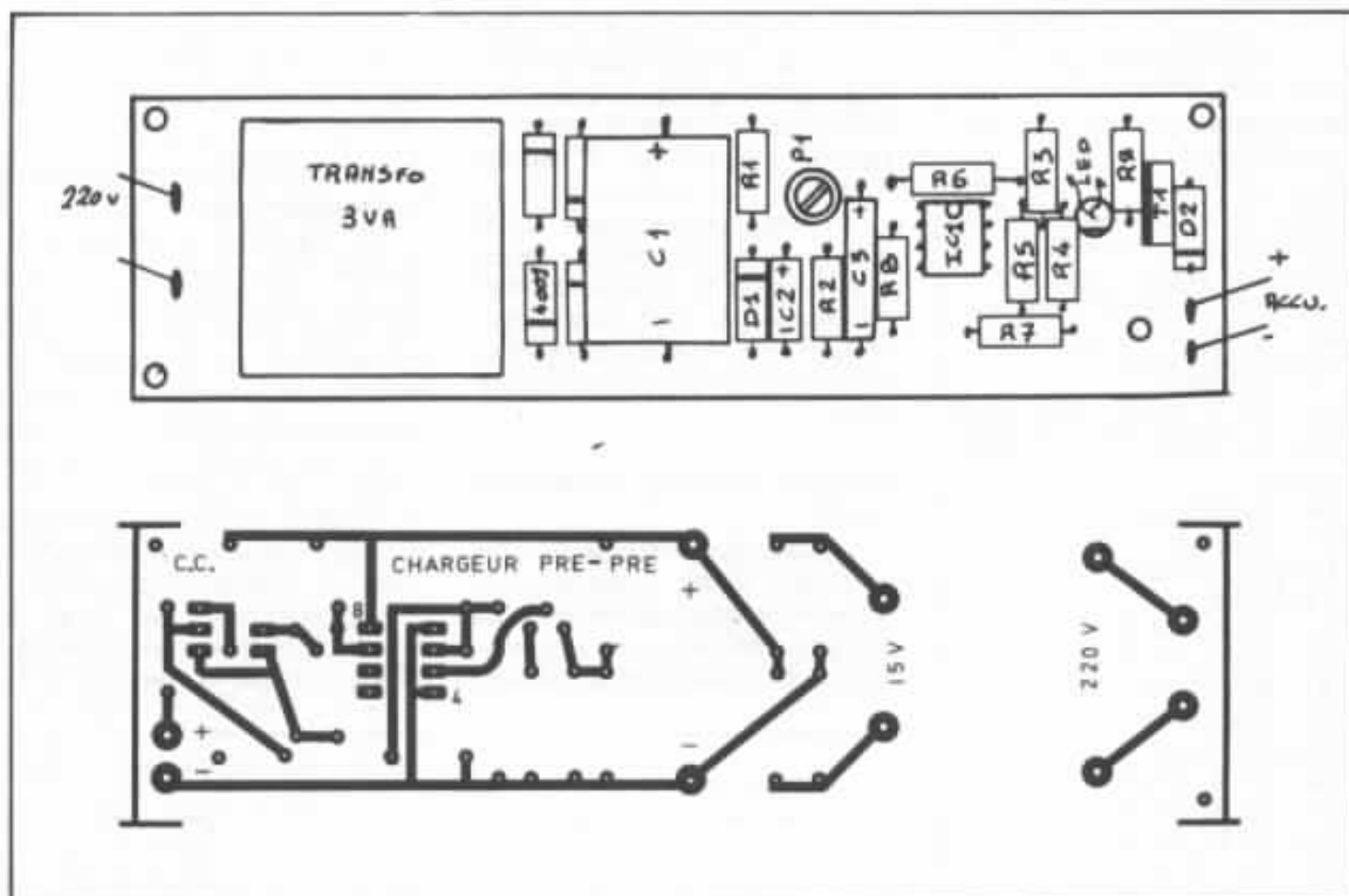
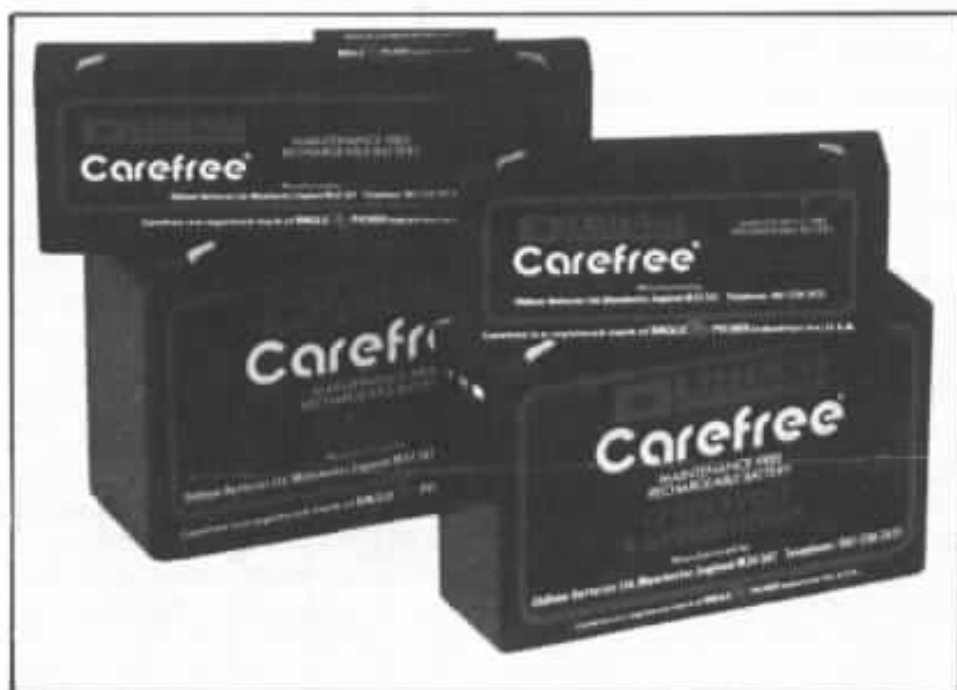


Fig. 5

Circuit de remplacement pour le démarrage manuel



consommation du pré-pré Hiraga. Un condensateur de 1 microF bloque la composante continue et assure une fréquence de coupure base de 0,16 Hz. La figure 7 nous montre dans la partie haute le spectre de bruit de cette alimentation régulée. On aperçoit facilement la fondamentale (50 Hz) dont l'amplitude est à - 102 dBV, l'harmonique 3 à - 98 dBV ainsi que les autres dont la valeur est plus faible. On remplace ensuite l'alimentation par 5 éléments SAFT en série (6 volts). On aperçoit (fig. 7) la fondamentale à - 120 dBV, l'harmonique 3 à - 130 dBV. L'écart est donc de 32 dBV sur l'harmonique 3 soit 40 fois plus faible avec une alimentation par batterie. Le bruit moyen est inférieur de 20 dBV avec les batteries, ce qui est loin d'être négligeable si le taux de réjection d'alimentation du montage est faible.



Batteries au plomb étanche Oldham.

Bruit T.B.F. sur pré-pré Hiraga

L'entrée du pré-pré est refermée sur une résistance de 40 ohms qui simule la résistance continue d'une cellule DL 103.

Dans un premier temps, il sera alimenté par les piles fournies avec l'appareil (4 piles de 3 V). La figure 8 nous montre le spectre de bruit en sortie. On aper-

çoit une raie à 50 Hz de valeur -116 dBV, une raie à 150 Hz à -127 dBV ainsi qu'une raie à 250 Hz de -130 dBV. Le niveau est très très faible car si nous regardons la figure 9 qui est le bruit de l'analyseur entrée en court-circuit, nous ne voyons que très peu de différence.

Le pré-pré est ensuite connecté à l'alimentation PS 503 A. Nous

constatons sur la figure 10, que la fondamentale est à 10 dBV au dessus, l'harmonique 3,21 dBV au-dessus. Le bruit moyen est à 8 dBV au dessus. Nous voyons très nettement d'après ces quelques résultats que procure une alimentation par piles ou par batteries sur un tel montage.

Il faut remarquer que le pré-pré Hiraga qui est un montage

simple donne d'excellents résultats si nous prenons soin d'utiliser de bons transistors et un câblage rigoureux. Nous ne pouvons qu'encourager sa réalisation et féliciter son concepteur.

J'espère que ces quelques lignes vous auront un peu éclairé sur les avantages d'une alimentation par batteries pour un montage traitant des faibles signaux.

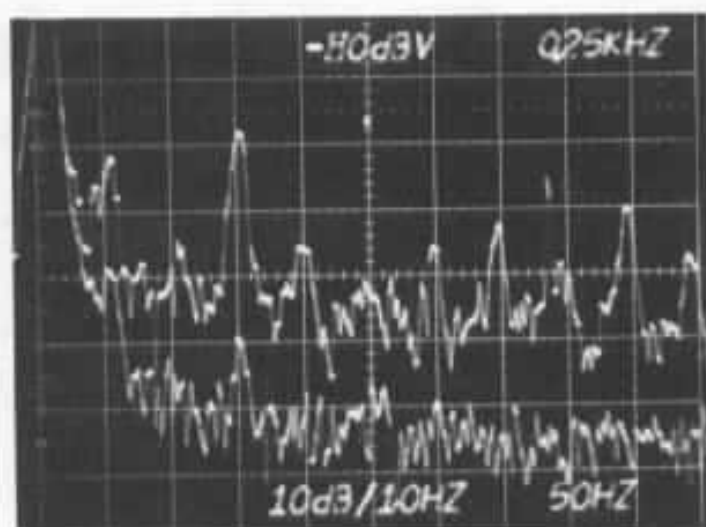


Fig. 7 : En haut, bruit de l'alimentation jusqu'à 500 Hz. En bas, bruit des accumulateurs avec le branchement de la fig. 6.

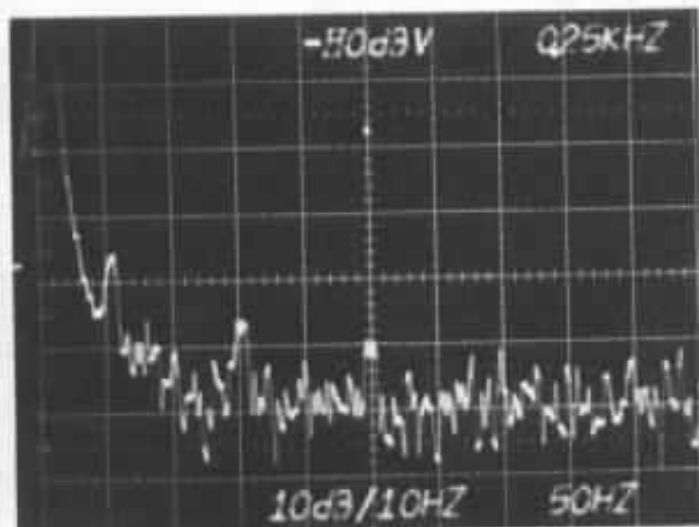


Fig. 8 : Bruit en sortie du prépré Hiraga, alimentation par piles, version standard.

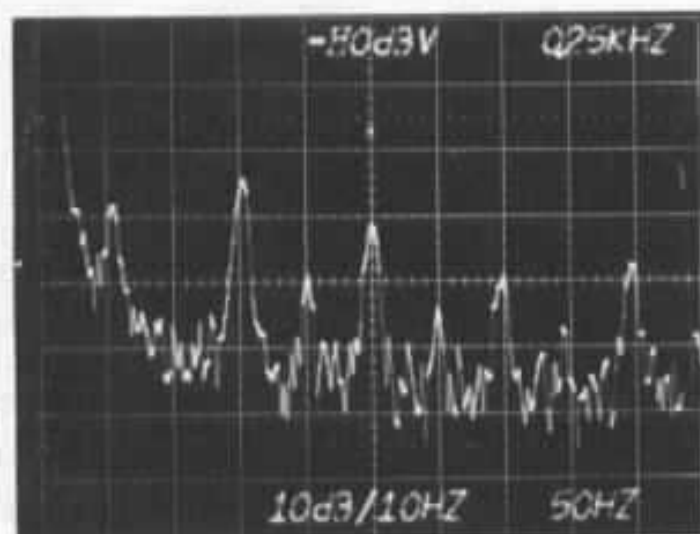


Fig. 9 : Bruit en sortie du prépré Hiraga, alimentation PS 503 A.

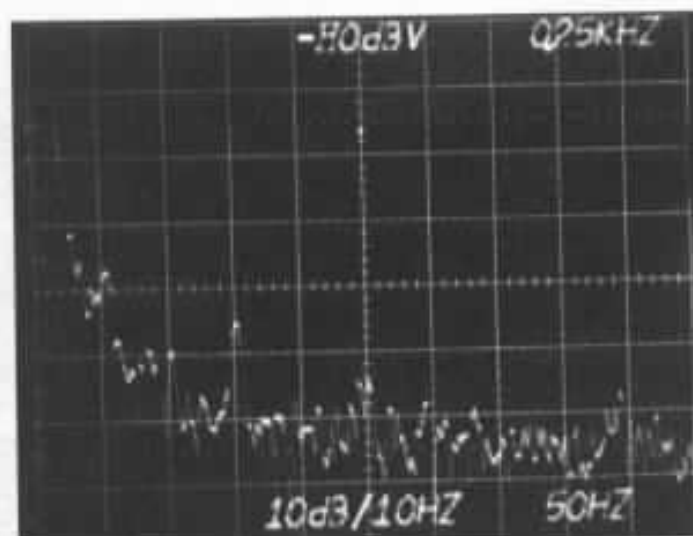


Fig. 10 : Bruit de l'analyseur entrée en court-circuit.

**Page non
disponible**

Distorsion par transitoire

I. Définition et origines

Philippe Faugeras

C'est vers les années 1970 que fut introduit par Matti Ojala le nouveau concept qu'est la distorsion par transitoire. La description de ce type de distorsion fut le résultat de nombreuses écoutes qui montraient que des amplificateurs avec un taux de distorsion par harmonique et par intermodulation très faible (0,001 %) sonnaient pourtant moins « juste » qu'un amplificateur à tubes avec 1 % de distorsion. Subjectivement donc l'oreille ne confirmait pas les mesures effectuées... en fait l'explication était très simple : toutes les mesures effectuées, pour caractériser un amplificateur, utilisaient comme signal de référence une sinusoïde pure or un message musical est constitué de nombreux signaux en particulier il comporte des transitoires qui peuvent, si l'amplificateur n'a pas une structure appropriée, saturer les étages d'entrées provoquant un écrêtage momentané du signal et ainsi une distorsion « très dure » pour l'oreille.

Dans ce premier article on se propose donc de décrire qualitativement cette nouvelle forme de distorsion, un second article traitera, à partir d'exemples concrets, les solutions techniques qui permettent de s'en affranchir.

Distorsion non linéaire

Avant de rentrer dans le détail des distorsions par transitoire, rappelons brièvement quelles sont les principales causes de distorsions dans un amplificateur. Quel que soit le composant actif utilisé (tube, Fet, transistor bipolaire), celui-ci possède une caractéristique non linéaire. Prenons

un exemple simple de non linéarité et qui concerne une caractéristique parabolique.

Dans ce cas l'expression de la tension de sortie en fonction de la tension d'entrée est donnée par :

$$V_s = A V_e + \alpha (A V_e)^2$$

Supposons maintenant que l'on applique un signal sinusoï-

dal, $V_e = V \sin \omega t$ à l'entrée de notre amplificateur de gain A .

En sortie on retrouvera le signal $V_s = A V \sin \omega t + \alpha A^2 V^2 \sin^2 \omega t$ en appliquant la formule de trigonométrie bien connue $\sin^2 \omega t$

$= \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \cos 2\omega t$ le signal de sortie devient :

$$V_s = \alpha \frac{A^2 V^2}{2} + A V \sin \omega t - \alpha \frac{A^2 V^2}{2} \cos 2\omega t$$

La distorsion d'un tel signal est donnée par le rapport entre les amplitudes de la seconde harmonique et du fondamental. En pourcentage cela donne $\% d(2nd) = 1/2 A \alpha V \times 100$, on

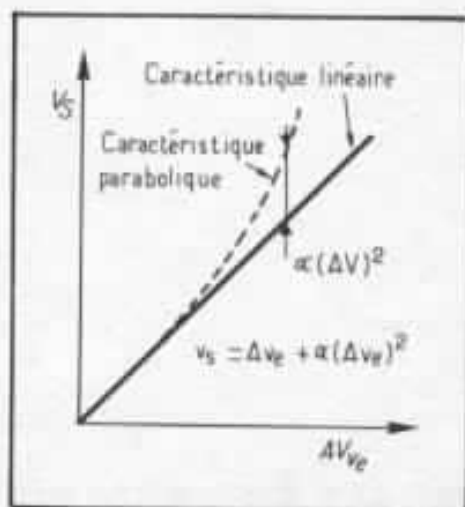


Fig. 1 : Caractéristique non linéaire d'un composant actif.

peut déjà remarquer que cette distorsion est proportionnelle à l'amplitude du signal d'entrée (Audiophile n° 26. Reflexions techniques sur les préamplificateurs).

Appliquons maintenant une contre réaction à notre amplificateur figure 2, la fonction de

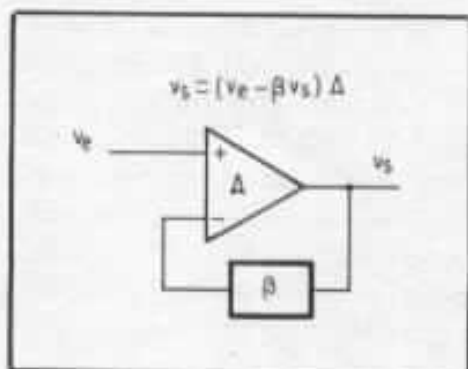


Fig. 2 : Amplificateur en boucle fermée.

transfert d'un tel amplificateur est $V_s/V_e = A/(1 + A\beta)$ ce qui est équivalent lorsque A et β deviennent grands à $\frac{V_s}{V_e} \approx \frac{1}{\beta}$

terme tout à fait linéaire (la contre réaction est généralement réalisée par un réseau de résistances). Différentes manipu-

lations mathématiques montrent que par rapport à un amplificateur en boucle ouverte un amplificateur en boucle fermée voit sa distorsion réduite par un facteur $(1 + A\beta)$. On voit donc tout l'intérêt d'augmenter le gain en boucle ouverte et le facteur de contre réaction d'un amplificateur.

A titre d'exemple, rappelons que la caractéristique d'un Fet est donnée par :

$$I_d = I_{d0} \left[\frac{V_{gs}}{V_p} - 1 \right]^2$$

Les caractéristiques paraboliques ne sont donc pas un « sujet d'école » !

Distorsion par transitoire ou TIMD (Transient Intermodulation Distorsion)

Cette constatation faite les constructeurs de hifi se livrèrent à une véritable « course à

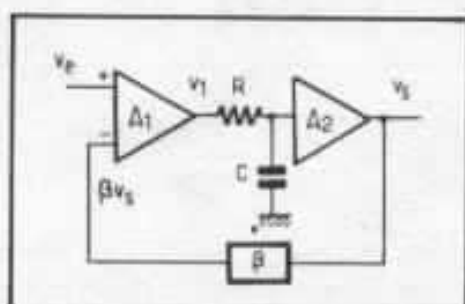


Fig. 3 : Représentation d'un amplificateur de puissance.

l'armement » des amplificateurs avec des gains en boucle ouverte supérieurs à 10 000 furent monnaie courante, des résultats en distorsion par harmoniques de l'ordre de 0,001 % furent atteints (les plus embêtés dans l'histoire furent les constructeurs d'appareils de mesures qui durent réaliser de véritables petites usines informatiques pour pouvoir mesurer de telles distorsions). Pourtant subjectivement les résultats étaient décevants, des amplificateurs à tubes avec un taux de distorsion supérieur à 1 % sonnaient plus justes que ces fameux amplificateurs avec 0,001 % de distorsion. C'est alors que fut introduit la notion de distorsion par transitoire et

que les premières explications furent données. Essayons de donner une description qualitative de cette distorsion et pour cela dissocions notre amplificateur de puissance en quatre parties. Une partie A_1 , responsable du gain en tension, un filtre passe-bas RC qui caractérise la limitation en bande passante de l'amplificateur, une partie A_2 responsable du gain en puissance et enfin la contre réaction β .

Supposons maintenant qu'on applique à l'entrée de notre amplificateur un signal V_e avec un temps de montée très rapide et une forte amplitude (transitoire). Du fait des retards apportés par les différents étages et la boucle de réaction le signal βV_s va mettre un certain temps à arriver à l'entrée moins de l'étage différentiel A_1 . Pendant un court instant donc l'étage A_1 va voir le signal V_e en entier. Il en résulte que si A_1 ne possède pas une dynamique suffisante un phénomène de saturation va se produire provoquant un écrêtage du signal d'entrée et une forte distorsion fig. 4.

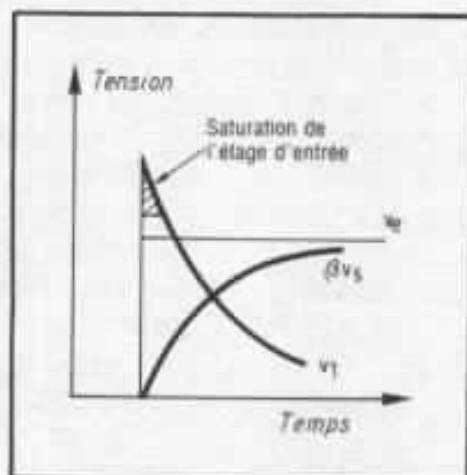


Fig. 4 : Surcharge de l'étage d'entrée sous l'effet d'une forte transitoire V_e .

En résumé donc la distorsion par transitoire se caractérise par une surcharge des étages d'entrée sous l'effet d'un signal de fort niveau et de temps de montée très faible. A titre d'exemple

cette surcharge peut être 10 à 100 fois supérieure à la valeur nominale du signal. Une autre façon d'exprimer la distorsion par transitoire est de raisonner en termes de slewrate : on dira que de la TIMD est générée lorsque la pente du signal d'entrée est supérieure au slewrate de l'amplificateur. Il est bien évident que ce type de distorsion passait à travers tous les bancs de mesures classiques sans aucune détection, il aura donc fallu de nombreuses écoutes collectives et la persévérance de Matti Ojala pour montrer qu'une sinusoïde pure ne suffisait pas à caractériser un amplificateur et qu'un message musical était constitué de nombreuses transitoires.

A titre d'exemple la figure 5 illustre ce type de distorsion.

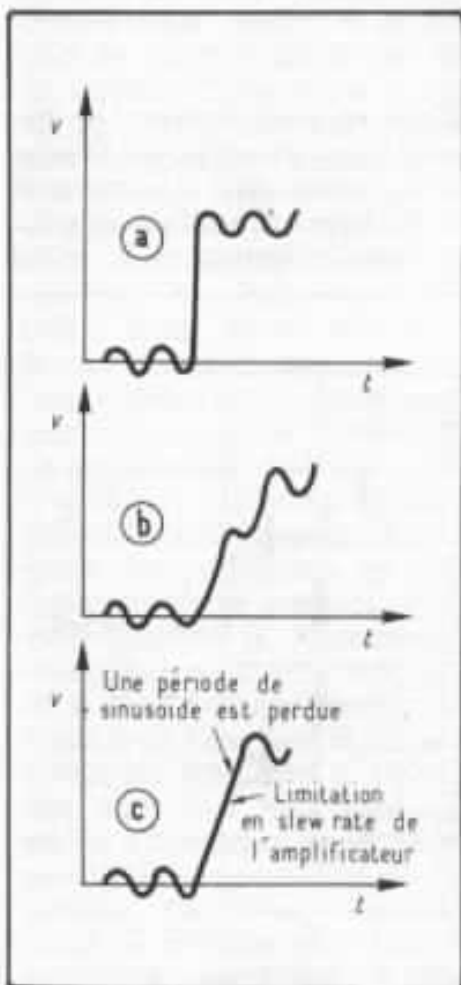


Fig. 5 : Distorsion par transitoire : a) signal d'entrée, b) signal de sortie d'un filtre passe-bas, c) signal de sortie avec une forte distorsion par transitoire.

a) le signal d'entrée est la combinaison d'un échelon de forte amplitude et d'une sinusoïde de faible valeur. S'il n'y a pas saturation de l'étage d'entrée, la réponse au signal d'entrée :

b) est la somme d'une exponentielle (réponse d'un filtre passe-bas à un échelon unité) et de la sinusoïde ;

c) par contre s'il y a surcharge de l'étage d'entrée, l'exponentielle précédente devient une rampe et la sinusoïde n'apparaît pas entièrement (d'où perte de l'information) on est alors en présence de distorsion par transitoire.

Irrémédiable donc la distorsion par transitoire dans un amplificateur ! Eh bien non nous allons voir que ce type de distorsion est fortement lié à la conception d'ensemble du circuit.

Compensation en fréquence d'un amplificateur

Un point important, lors de la conception d'un amplificateur concerne la stabilisation en fréquence, en effet nous allons voir qu'elle est directement liée au facteur de contre réaction et ainsi au slewrate de l'amplificateur. La figure 6 représente la réponse en fréquence typique d'un amplificateur, cette représentation fait appel aux diagrammes de Bode (amplitude et phase) qui donnent les différents pôles pour lesquels le gain de l'amplificateur subit un affaiblissement de 6 dB/octave (f_1 , f_2) et la phase une rotation de 90° . De ces deux diagrammes, on peut tirer différentes informations : le facteur de contre réaction par exemple (différence en dB entre le gain en boucle ouverte et le gain en boucle fermée).

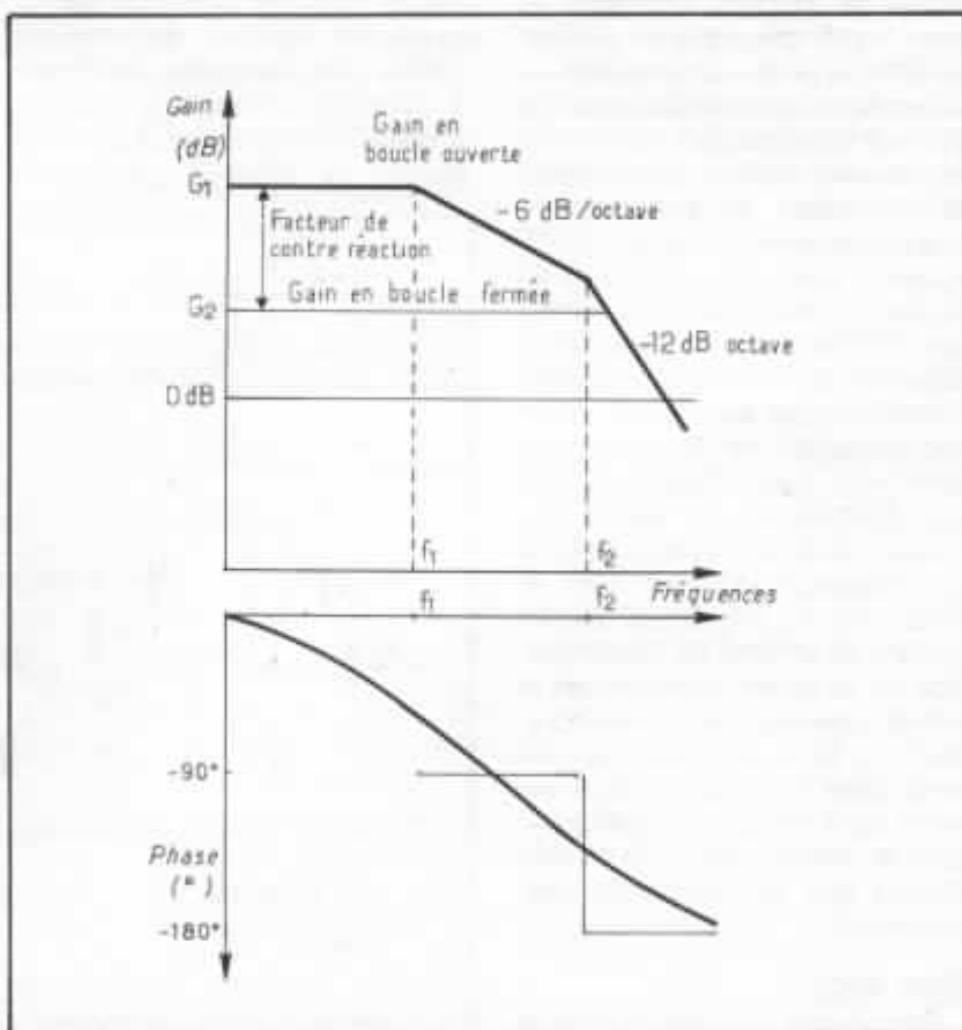


Fig. 6 : Réponse en fréquence d'un amplificateur : amplitude et phase.

mée) mais aussi point très important la phase du signal de sortie lorsque le gain de l'amplificateur atteint l'unité (0 dB). Supposons en effet que pour un gain plus grand que 1 notre déphasage soit supérieur à 180° dans ce cas une contre réaction négative devient positive et notre amplificateur un superbe oscillateur. D'après la figure 6, on voit que le déphasage sera supérieur à 180° si un troisième pôle est introduit... la charge capacitive d'un haut-parleur peut largement suffire. Il faut donc pour éviter tout risque d'oscillation, que notre amplificateur possède une certaine marge de sécurité. On comprend mieux maintenant pourquoi, lors du banc de test d'un amplificateur, on mesure la réponse de celui-ci à un signal carré sa sortie étant chargée par une capacité. Ce test permet de vérifier si l'amplificateur possède une marge de sécurité suffisante. Il nous faut maintenant définir quelle marge de sécurité doit-on accepter sur un amplificateur, en général la norme prise par tous les constructeurs est que la pente de la courbe de gain soit de -6 dB/octave lorsque celle-ci coupe la droite de gain unité (le déphasage est alors au maximum égal à 90°). Pour atteindre donc cette marge de sécurité de 90° , l'amplificateur est soumis à une compensation en fréquence de telle façon figure 7 que le pôle f_1 soit déplacé vers les basses fréquences et le pôle f_2 vers les hautes fréquences. On voit tout de suite que la principale conséquence de ce type de compensation est de limiter notablement la bande passante de l'amplificateur. A titre de remarque, on peut noter que tout le raisonnement suivi jusqu'ici s'applique à tous les amplificateurs et en particulier aux amplificateurs opérationnels.

Slew Rate

Reprenons maintenant l'étude d'un amplificateur réel en appli-

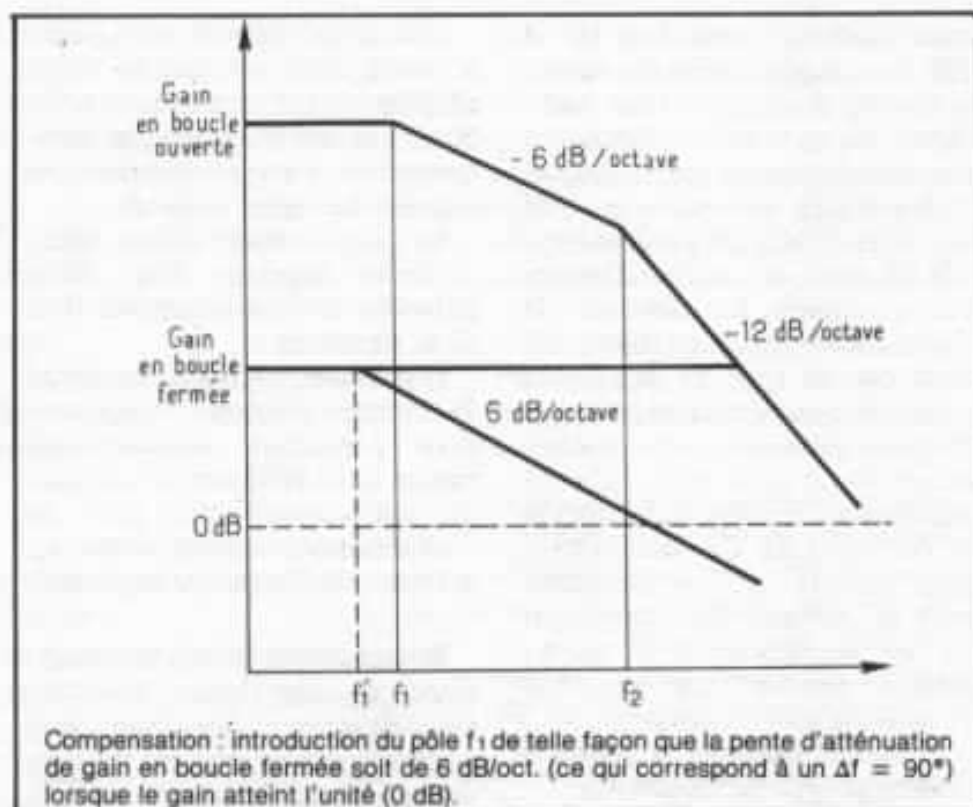


Fig. 7 : Compensation en fréquence.

quant les critères de stabilité définis précédemment. La figure 8 présente un schéma typique d'amplificateur classe B du commerce, ce montage peut être

divisé en trois parties. Un premier étage, constitué par la paire différentielle (Q_1, Q_2), convertit la différence de tension ΔV entre le signal d'entrée et le signal

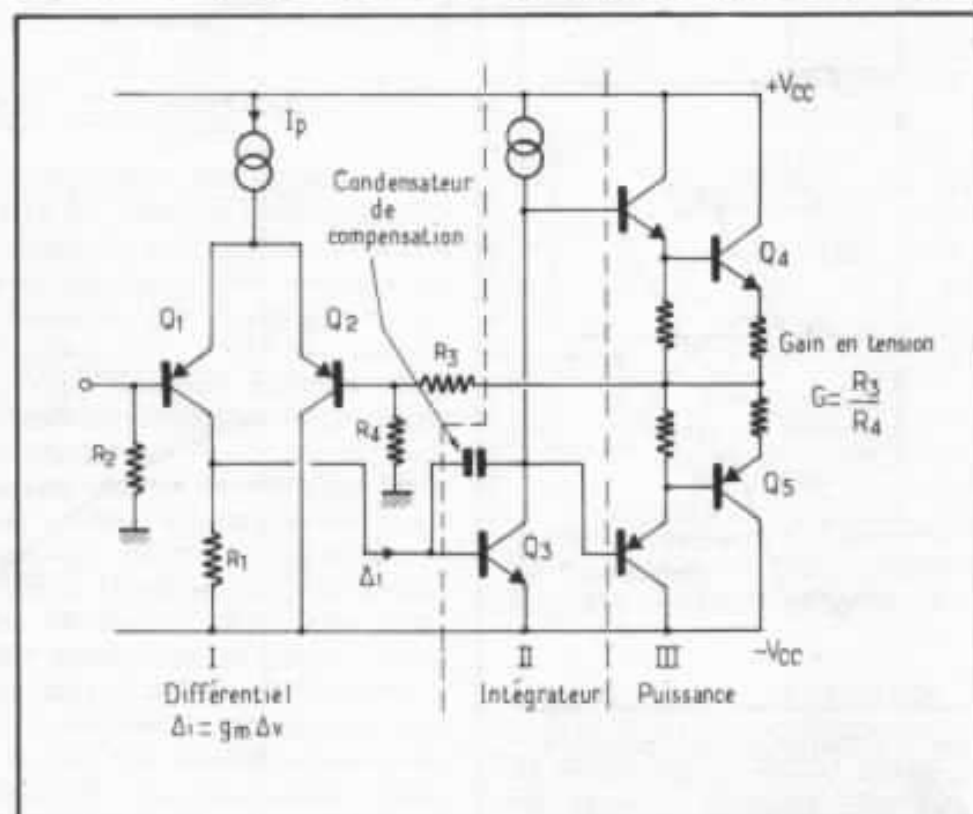


Fig. 8 : Amplificateur de puissance : un exemple typique.

de contre réaction en un courant $\Delta i = g_m \Delta V$ (g_m transconductance = $\frac{I_c}{25}$ (mA))

Le courant résultant Δi attaque le transistor Q_1 monté en émetteur commun. Enfin on trouve en sortie l'étage de puissance constitué d'un classique push pull complémentaire. Un tel montage présente la caractéristique de la figure 6 d'où la nécessité d'une compensation en fréquence. La compensation la plus couramment employée consiste à placer entre la base et le collecteur de Q_1 un condensateur C .

A basse fréquence, ce condensateur est équivalent à un circuit ouvert et n'agit donc pas sur la courbe de réponse de l'amplificateur, par contre à des fréquences plus élevées la réactance de ce condensateur décroît et la plupart du courant délivré par Q_1 , Q_2 traverse C plutôt que la base de Q_1 . Il en résulte une diminution du gain de l'amplificateur aux hautes fréquences et une compensation du type de la figure 7 est obtenue. Et la distorsion par transitoire dans tout cela ? Nous allons pouvoir y revenir. En effet, nous avons vu dans le début de cet article que la principale cause de TIMD dans un amplificateur était liée au fait d'appliquer à l'entrée de notre amplificateur des signaux dont la pente était supérieure au Slew Rate de notre amplificateur. Pour diminuer la distorsion par transitoire, on a donc tout intérêt à avoir un amplificateur qui possède un Slew Rate élevé, or la principale limitation à l'obtention d'un Slew Rate important est liée à l'existence du condensateur C de compensation en fréquence. En effet, reprenons l'analyse de notre amplificateur vu précédemment figure 8. Avec le condensateur C placé entre la base et le collecteur de Q_1 cet étage est équivalent à un intégrateur, sa tension de sortie V_o est donc donnée par :

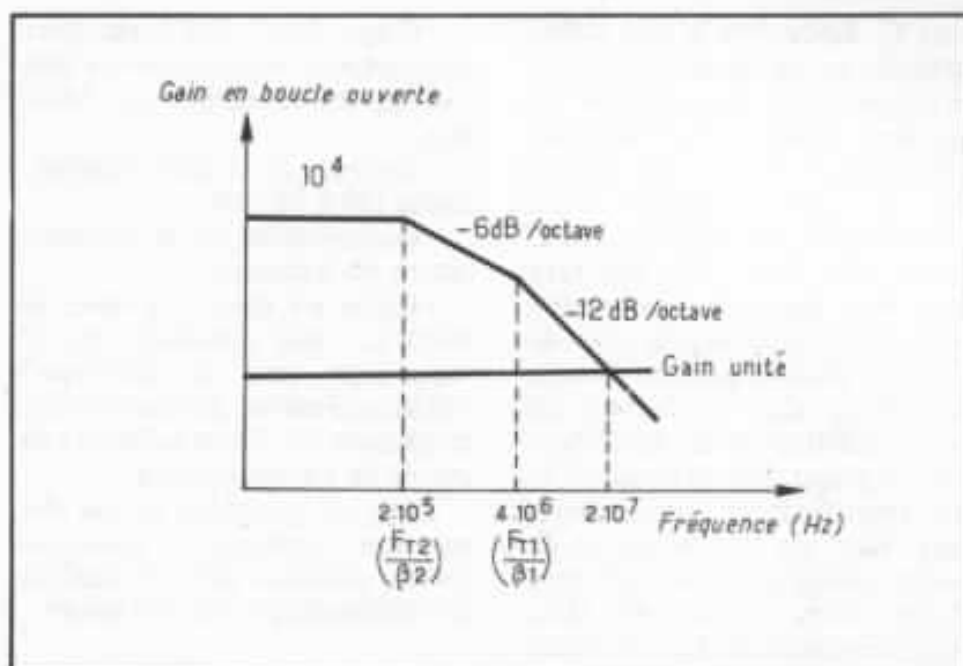


Fig. 9 : Réponse en fréquence d'un amplificateur sans compensation en fréquence.

$$V_o = \frac{1}{C} \int \Delta i dt = \frac{g_m}{C} \int \Delta V dt$$

Quant au Slew Rate de l'amplificateur SR, il est égal à la pente du signal de sortie lorsque la puissance délivrée à la charge est maximale c'est-à-dire :

$$SR = \left(\frac{dV}{dt} \right)_{\max}$$

En dérivant l'expression (1), on en déduit donc que :

$$SR = \left(\frac{\Delta i}{C} \right)_{\max}$$

Or au maximum, la paire différentielle (Q_1 , Q_2) peut fournir

le courant I_p (courant de polarisation) on trouve donc l'expression finale du Slew Rate d'un amplificateur comme étant égal à :

$$SR = I_p / C$$

A titre d'exemple, un amplificateur dont le courant de polarisation de l'étage d'entrée est de 1 mA et la capacité de compensation de 30 pF aura un Slew Rate de 33 V/ μ s et tout signal d'entrée dont la pente est supérieure à ce Slew Rate provoquera de la distorsion. Il est bien évident que pour avoir un fort Slew

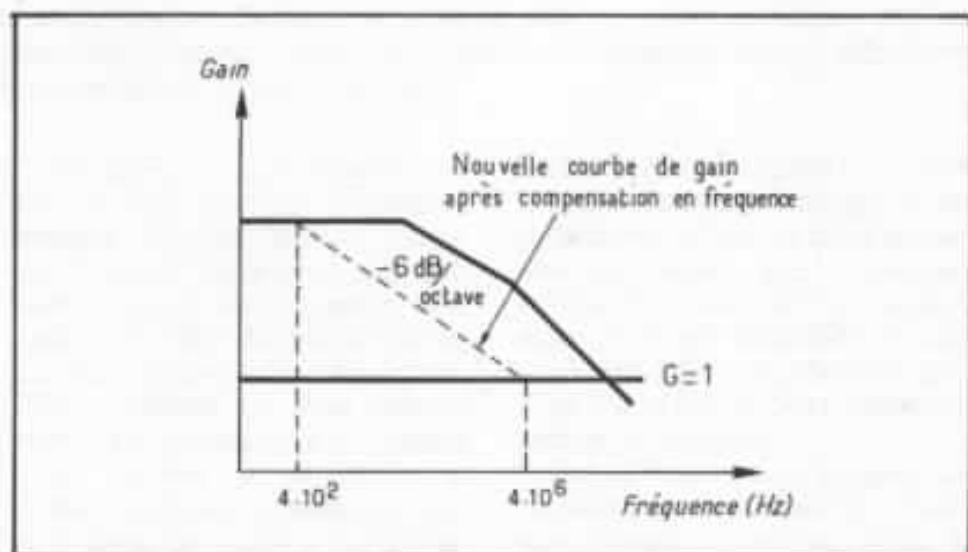


Fig. 10 : Réponse en fréquence d'un amplificateur après compensation en fréquence.

Rate C, devra être le plus faible possible, or ce condensateur est directement lié aux critères de stabilité définis précédemment. En d'autres termes plus le facteur de contre réaction d'un amplificateur est grand et plus C devra être élevé. On retrouve donc bien les critères subjectifs donnés en introduction c'est-à-dire que plus le gain en boucle ouverte et ainsi le facteur de contre-réaction d'un amplificateur est grand, plus la sonorité de cet amplificateur apparaissait dure. Bien sur l'introduction de faible facteur de contre réaction a des revers en premier lieu, l'augmentation de la distorsion par harmoniques. Un compromis doit donc être fait... mais n'est-ce pas l'oreille la seule juge.

Conclusion

De toutes ces considérations, on peut déjà tirer divers enseignements.

- Etage d'entrée. Son gain devra être faible pour éviter toute surcharge.

- Etage final. Les transistors de puissance choisis devront être très rapides (avantage aux Mosfet).

- Facteur de contre réaction, faible (20 à 30 dB).

- Optimisation de la compensation en fréquence.

- Enfin un moyen d'éviter la distorsion par transitoire est de supprimer (ou de diminuer) l'existence même des transitoires en plaçant des filtres adéquats en entrée de l'amplificateur.

Dans un prochain article des solutions techniques concrètes seront données afin de réaliser les différents points précédents.

Références

- Audio Power Amplifier Design. P.J. Baxandall, Wireless Word, janvier 1978.

- Another View of TIM. R. Cordell. Audio, février, mars 1980.

- The Theory of Transient Intermodulation Distorsion. M. Otala. IEEE. Trans. acoust. Speech. Février 1977.

Annexe

Caractéristiques typiques d'un amplificateur bipolaire, valeurs numériques

La fonction du transfert typique d'un amplificateur utilisant des transistors Darlington en sortie est donnée par :

$$H(f) = \frac{G}{[1 + j f \beta_1 (\frac{1}{F_{T1}})][1 + j f \beta_2 (\frac{1}{F_{T2}})]}$$

Où (β_1, F_{T1}) représente le gain en courant et la fréquence de transition du transistor driver et (β_2, F_{T2}) les caractéristiques des transistors de sortie. Les figures 9 et 10 donnent les diagrammes de Bode de cet amplificateur avant et après compensation en fréquence, on pourra remarquer que la bande passante en boucle ouverte est réduite de 10 kHz à 400 Hz (facteur 25) alors que le produit gain bande passante est lui réduit par un facteur 5. On peut donc déjà prévoir que cet amplificateur sera très limité en Slew Rate et donc sujet, sur de forts signaux d'entrée, à de la distorsion par transitoire.



Les montages O.T.L. à tubes

Jean Hiraga

L'histoire des amplificateurs dits « O.T.L. » est relativement ancienne si l'on pense que, même avant la seconde guerre mondiale, on trouvait déjà dans la presse des schémas publiés par Philips (tubes EL 41) ou par des revues spécialisées américaines, anglaises ou japonaises. Julius Futterman est incontestablement un pionnier en la matière. C'est grâce à lui, grâce à ses amplificateurs que ce type de montage à tubes devint internationalement connu. Entre 1950 et 1960, au Japon, ce pays dans lequel l'énorme industrie de la haute fidélité n'existait pas encore, un enthousiasme étonnant se développa auprès des amateurs, auprès des petits constructeurs de haut-parleurs spéciaux « O.T.L. », vulgarisations qui furent d'ailleurs largement épaulées par plusieurs revues spécialisées. Contrairement à ce que l'on pourrait croire, les circuits de l'époque étaient déjà bien au point. C'est ce que nous allons voir dans le texte qui suit.

Le premier schéma publié par Philips concernait un petit amplificateur qui utilisait en sortie des tubes pentodes EL 41 montés en S.E.P.P. (Single Ended Push-Pull). Peu puissant, il avait surtout pour inconvénient de posséder une impédance de sortie de l'ordre de 600 Ω , due à l'impédance interne encore trop élevée des tubes de sortie. Ce circuit ne sera pas détaillé car il ne présenterait pas d'intérêt particulier pour les audiophiles.

En 1952, la revue américaine de L'I.R.E. publiait un curieux schéma d'amplificateur possédant deux primaires d'impédance relativement basse par rapport à celle employées sur les circuits push-pull classiques. Elles n'étaient en effet que de 900 Ω par primaire et ce schéma avait l'allure de la figure 1. C'était le circuit qui allait donner le « coup de pouce » à l'avènement des circuits O.T.L., les circuits sans transformateurs de

sortie. Il était composé d'un tube d'entrée pentode 6CB6, d'un tube driver 6C4 et de deux pentodes de sortie 1614 (support octal). Le tube driver, monté aussi en étage déphaseur posait quelques difficultés des réglages, d'où l'emploi de deux potentiomètres de réglages.

Julius Futterman s'inspirait de ce montage et étudiait un circuit sans transformateur de sortie. Il suffisait pour cela de le supprimer purement et simplement,

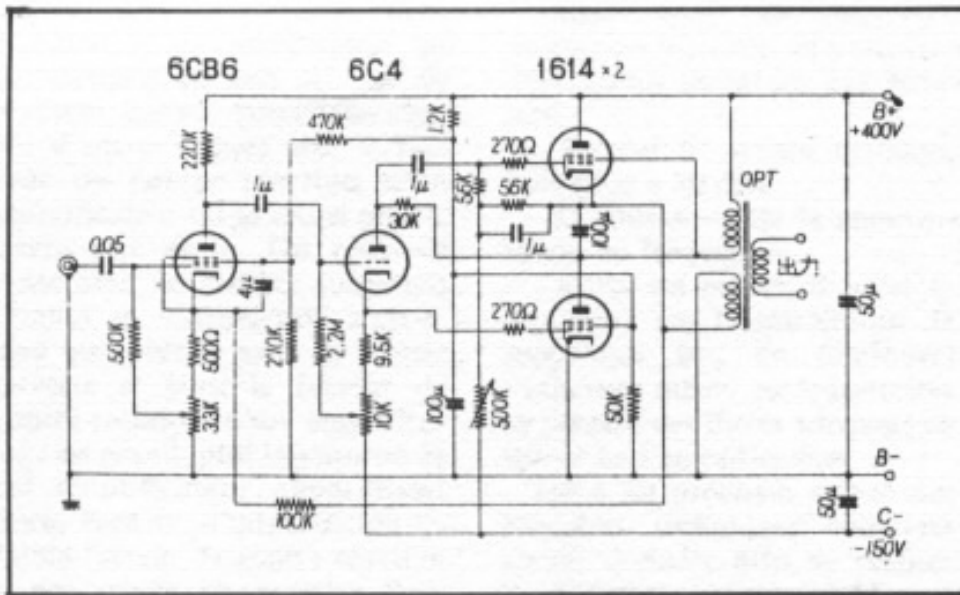


Fig. 1 : Schéma d'amplificateur S.E.P.P., publié dans le journal de l'I.R.E. en janvier 1952.

l'inconvénient étant d'obtenir en sortie une impédance encore assez élevée. Son montage, que l'on voit sur la figure 2 et qui est largement inspiré de celui de la figure 1, conservait le même tube sur le second étage. Il fut publié en 1954 et breveté à la même

date. Sa référence était O.T.L. H-1. Par rapport au schéma de la figure 1, le tube d'entrée était remplacé par une pentode en brochage miniature 7 broches 6AU6, un tube d'ailleurs excellent en entrée amplificateur. Les tubes de sortie devenaient des

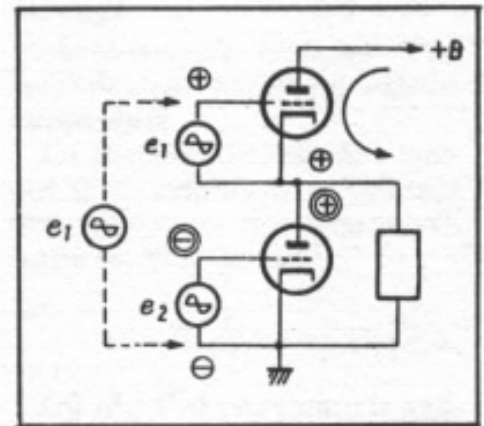


Fig. 3 : Fonctionnement schématique du montage O.T.L. de Futterman.

12B4S, des triodes de puissance moyenne dont l'avantage par rapport aux pentodes était une impédance interne beaucoup plus basse. Schématiquement, le circuit de la figure 2 se présente comme sur la figure 3. Notons un point remarquable sur la figure 2 : l'absence de condensateur de sortie, destiné normalement à couper la composante

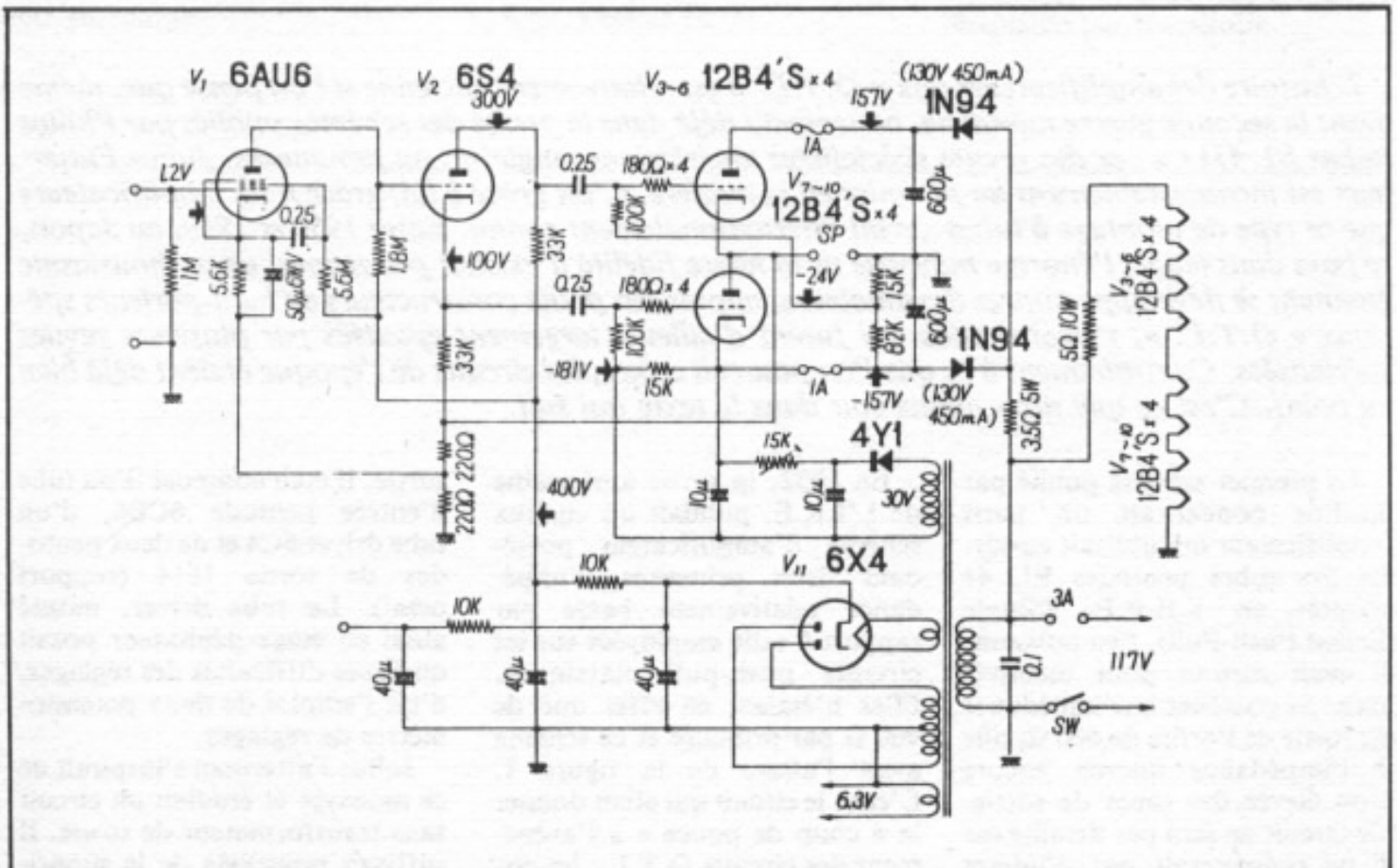


Fig. 2 : Premier montage O.T.L. Futterman, utilisant 8 triodes 12B4 S en montage sans transformateur de sortie.

continue. Encore un autre point curieux du montage, qui fut d'ailleurs abandonné rapidement pour des raisons de sécurité : l'alimentation des circuits directement à partir du secteur 117 V. En effet, on remarque qu'un des pôles du secteur est relié directement au châssis, ce qui exigeait un repérage rigoureux de la phase du secteur. D'autre part, le circuit de redressement travaillant en doubleur de tension, on n'obtenait qu'une qualité de filtrage moyenne. Les tubes étaient alimentés en série, de sorte qu'il suffisait d'ajouter en série à cette chaîne de filaments une résistance de 5 Ω pour permettre une alimentation directe sur le secteur 117 V. Songeons qu'avec un peu plus d'astuce, à l'aide des divers circuits régulateurs, des diodes zener de puissance disponibles actuellement il aurait été possible de se passer complètement de transformateur d'alimentation et même d'effectuer une commutation automatique de repérage de phase secteur...

Ce montage Futterman est la base même de tous les circuits O.T.L. En 1954, ce montage fut décrit dans le journal de l'A.E.S. (J.A.E.S., Vol. 2, Oct. 1954, page 252). Mais il faut savoir aussi qu'il existait quelques antécédents, même si Julius Futterman doit être considéré comme pionnier en la matière. On trouve, par exemple, dans les revues *Audio Engineering* (Aout 1952, Vol. 36, page 46) et dans *Radio and Television News* (Mars 1953, page 45), des descriptions de montages O.T.L. N'oublions pas que ces montages sont encore la base même de tous les montages transistorisés. En remplaçant les tubes triodes par des transistors de puissance PNP ou NPN, on obtient un circuit transistorisé courant, quoique l'avantage décisif dans cette technologie fut la possibilité d'employer ultérieurement des paires quasi-complémentaires PNP/NPN, chose impossible à

réaliser avec des tubes. Mais nous verrons plus loin qu'il existe bien d'autres idées.

Pour en revenir à Julius Futterman qui est resté jusqu'à sa mort un passionné des tubes et des amplificateurs O.T.L., il s'agit en fait d'un amateur qui commença à se passionner très tôt pour la technologie des tubes à vide dès la naissance de ceux-ci, les tubes VT-1 et VT-2, employés en priorité pour l'armée américaine. Dès l'âge de 14 ans, il suivait déjà les cours d'électricité et d'électronique à « L'Audio Relay League de New-York » enseignés par le Major Armstrong en personne, un des pionniers du tube triode. Entre les deux guerres mondiales, Julius Futterman mena une vie paisible. Il concevait des équipements de transmissions pour l'armée et s'occupait aussi de l'entretien d'émetteurs-récepteurs. S'intéressant énormément aux tubes, il conçut aussi, sur la demande de quelques fabricants de tubes, des appareils de mesure, des lampes-mètres particulièrement élaborés. Ce n'est que vers 1950, époque où il ouvrit un petit magasin dans un quartier pauvre de New-York qu'il commença à réaliser des amplificateurs B.F. de qualité. Les transformateurs de sortie disponibles possédaient des performances encore bien pauvres, surtout aux yeux et aux oreilles de Julius Futterman qui souhaitait obtenir des performances impeccables jusqu'à 5 à 10 Hz dans le grave, jusqu'à au moins 20 kHz dans l'aigu. Certes, des montages comme le Williamson, comme les montages plus complexes préconisés par Mac Intosh permettaient d'obtenir déjà des performances très honorables. Il y avait aussi les célèbres transformateurs américains Peerless, U.T.C. ou Acro-Sound. Cependant, sur signaux carrés, les résultats étaient beaucoup moins bons, ce qui est évident. Vu les résultats très pro-

metteurs obtenus par les premiers schémas O.T.L. proposés entre 1950 et 1952, les améliorations et modifications apportées donnaient naissance au « H-1 », le premier amplificateur O.T.L. Futterman.

On pourrait se demander pourquoi les amateurs japonais se passionnèrent tant pour les montages O.T.L. entre 1955 et 1970. Tout cet univers que fut la grande mode au Japon des amplificateurs O.T.L. reste d'ailleurs peu connue des amateurs étrangers, ce qui s'explique par le fait qu'il s'agissait de réalisations amateurs, de petits produits artisanaux ne débouchant uniquement que sur un très petit marché local. Plus tard, Julius Futterman décidait de s'installer au Japon pour quelques années. Rapidement, ses circuits O.T.L., les performances impressionnantes de ses montages obtinrent un succès considérable.

Sur la demande de plusieurs associations d'électronique et de haute fidélité, sur la demande des revues et de nombreux amateurs, il fut récompensé plusieurs fois et reçu notamment la médaille japonaise du « Trésor Vivant » ainsi qu'une pension annuelle lui permettant de continuer ses recherches. Jusqu'à la fin de ses jours, il n'eut d'ailleurs qu'une vie et des moyens très modestes mais, même en 1954, les premiers prototypes réalisés dans son petit atelier de New-York montrent la puissance de création considérable qui était en lui.

Avantages du montage S.E.P.P.

La figure 4 qui montre schématiquement le circuit O.T.L. montre qu'en continu, il s'agit d'un montage série. On peut bien sûr considérer que le + H.T. équivaut en alternatif à la masse. La charge étant reliée à la cathode du tube supérieur et à la plaque du tube inférieur on pourrait penser qu'un s'agit d'un

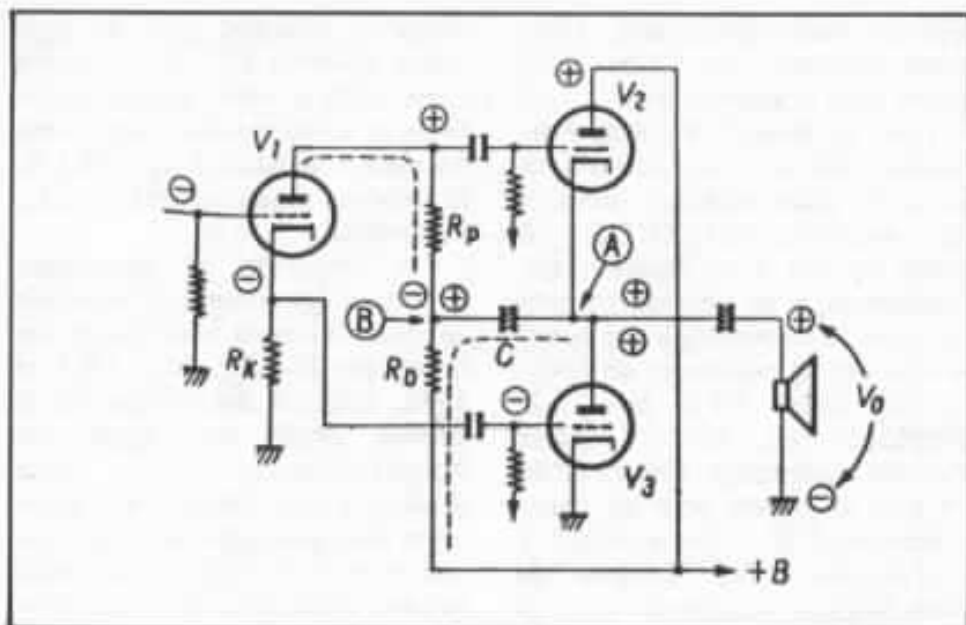


Fig. 4 : Montage O.T.L., avec étage inverseur de phase, en montage « Bootstrap ». C'est l'application de la figure 3, précédée du tube déphaseur V_1 . C et R_D permettent un bon déphasage par rapport à la position médiane, là où se trouve la charge. Sur ce circuit, l'alimentation simple rend nécessaire l'insertion du condensateur d'isolement série avant la sortie.

étage à sortie cathodique. Pour cela, il faudrait que le signal E_1 , en pointillé, attaque les grilles des deux tubes simultanément. En conséquence, le gain du tube supérieur est automatiquement inférieur à 1. En envoyant maintenant sur les grilles des signaux déphasés de 180° , le signal obtenu sur la cathode du tube supérieur est de même polarité que celui du signal d'entrée, soit + sur le schéma. Sur la plaque du tube inférieur on obtiendra un signal de polarité opposée à celui du signal d'entrée, soit -. En envoyant des signaux en opposition de phase sur les grilles, on obtient ainsi un signal + entre les deux tubes, à l'endroit où sera relié la charge. En comparaison, sur un montage push-pull normal à transformateur, on doit obtenir un signe + sur une des plaques, un signe - sur l'autre, afin que le transformateur se charge de procurer le déphasage nécessaire pour restituer sur le secondaire le signal positif désiré. Il s'agit donc d'un montage push-pull série en continu, mais tout se passe en alternatif comme s'il s'agissait d'un

montage push-pull parallèle, à la différence près que le transformateur de sortie devient inutile. C'est un avantage décisif, pour une question de distorsion pour des signaux de faible amplitude fluctuant de part et d'autre du zéro. Dans le cas d'un transformateur de sortie push-pull normal, les problèmes d'équilibrage des bobinages, des inductances, des fuites, de la qualité des tôles employées, provoqueront facilement des problèmes comme des « clics » ou de la distorsion de croisement. Sur le montage O.T.L., que l'on doit aussi appeler montage S.E.P.P. (Single Ended Push-Pull) vu qu'il possède une seule sortie et non deux, un autre point intéressant et que le courant (pour une alimentation série) est obligatoirement le même pour les deux tubes qui sont montés en série. En effet, le point 0 de l'alimentation n'étant pas relié à la masse, seul le signal alternatif passe à travers la charge. Grâce à ce montage, même dans le cas d'un travail en classe B, on n'obtient pas de distorsion transitoire de commutation, due, entre autres, à la dis-

torsion d'hystérésis du transformateur de sortie.

Avantages et défauts des amplificateurs O.T.L.

En employant des tubes pentodes ou même triodes de puissance classiques sur un montage O.T.L., la puissance disponible que l'on obtiendrait sur un haut-parleur d'impédance 8 à 16Ω ne serait que de l'ordre de 2 à 3 watts. Une solution consiste à employer de nombreux tubes montés en parallèle, de façon à réduire l'écart d'adaptation. Mais, pour obtenir une puissance suffisante sur des impédances aussi basses, il faudrait monter en parallèle un nombre très important de tubes, ce qui a d'ailleurs été fait dans un certain nombre de montages.

Imaginons l'importance du courant total des étages de sortie si l'on doit monter en parallèle 20 ou 30 tubes. Ce qui n'est aucunement une exagération si l'on sait que la résistance interne des tubes triodes se situe aux alentours de 700 à 800Ω . En prenant des petits tubes 2A3 ou même des tubes de forte dissipation plaque, on aurait besoin d'au moins 50 à 60 tubes pour obtenir une puissance de sortie valable pour une impédance de charge de 8 à 16Ω . De nombreux circuits emploient cette méthode, qui n'est pas simple si l'on pense que la dispersion introduite par les tubes, le courant de passage élevé exige souvent un réglage de polarisation individuel pour chaque tube. Imaginons aussi ce qu'il peut se passer en cas d'anomalie grave. Un autre inconvénient du montage O.T.L. est l'alimentation des étages de sortie. La tension appliquée aux plaques, bien que plus basse que dans un circuit push-pull normal à transformateur de sortie, doit être particulièrement stable sous des variations de courants extrêmement importantes. Sur la plupart des montages O.T.L., elle doit être symétrique. Alors que

le point de fonctionnement, sur un montage courant ne se déplace pas trop le long de la droite de charge (valeur de l'impédance du primaire du transformateur de sortie, soit de 3 à 7 k Ω), ceci lorsque la valeur de la haute tension n'est pas très stable, le cas est beaucoup plus grave dans un montage O.T.L. En effet, la moindre variation de haute tension va procurer un déplacement du point de fonctionnement sur la droite de charge. Celle-ci relativement inclinée dans le cas d'une charge à moyenne impédance, correspond ici à l'impédance du haut-parleur, soit 8 ou 16 Ω . Sur un graphe, alors qu'une droite de charge de valeur 4,5 k Ω par exemple, est facile à tracer, une droite de charge de 8 ou 16 Ω sera pratiquement à la verticale, au point qu'elle sera difficile à tracer avec précision. On comprend aisément que la moindre fluctuation de tension, la moindre instabilité de l'alimentation va se répercuter d'une façon marquée sur le point de fonctionnement. Il peut en résulter une sorte de « rumble », une sorte d'instabilité à basse fréquence qui pourra se traduire auditivement soit par de la distorsion, le haut-parleur travaillant momentanément à partir d'une position de repos décalée par rapport à la position de repos mécanique (cône trop en avant ou trop en arrière par rapport à la position médiane). Dans de « meilleurs » cas cette fluctuation indésirable, même relativement faible, du point de fonctionnement va produire subjectivement une impression de largeur, d'espace n'ayant en fait rien à voir avec la réalité mais malgré tout peu désagréable. Noter qu'elle se produit aussi sur des montages classiques à tubes et que ce qu'on appelle « le son chaud » des tubes peut en fait provenir de ce défaut. La meilleure preuve étant que le même amplificateur, muni d'une alimentation surdimensionnée,

mieux stabilisée verra cette soi-disant qualité disparaître pour offrir des sons graves aux contours beaucoup plus nets, plus dynamiques et mieux tenus. Le « vrai » son des amplificateurs à tubes s'entend beaucoup plus rarement qu'on ne le croit...

Mais il faut parler aussi des qualités, et le lecteur qui a déjà lu des articles concernant les amplificateurs à étages de sortie O.T.L., ou qui a encore réalisé par lui-même ces montages sait qu'en maîtrisant les difficultés de construction et de mise au point, il procure une transparence sonore, une fidélité exemplaires. La coloration propre aux transformateurs de sortie, la limitation des performances de ceux-ci aux extrémités du spectre disparaît. Mais disons aussi que c'est grâce aux performances des montages O.T.L. que la qualité de certains transformateurs de sortie s'en est trouvée considérablement améliorée. S'il est assez facile d'obtenir 500 kHz de bande passante sur montage O.T.L., certains transformateurs de sortie ont dépassé 1 MHz de bande passante.

Les performances des premiers montages n'étaient pas toujours exceptionnelles. Trop de problèmes inhérents au montage limitaient les performances, y compris celles des premiers montages Futterman : problème de vieillissement des tubes. Problème du mode de polarisation vis-à-vis de l'instabilité éventuelle des circuits de haute tension. Exigence, dans certains montages O.T.L. d'employer en sortie un condensateur destiné à couper la composante continue.

Puissance de sortie : dilemme tubes / haut-parleurs

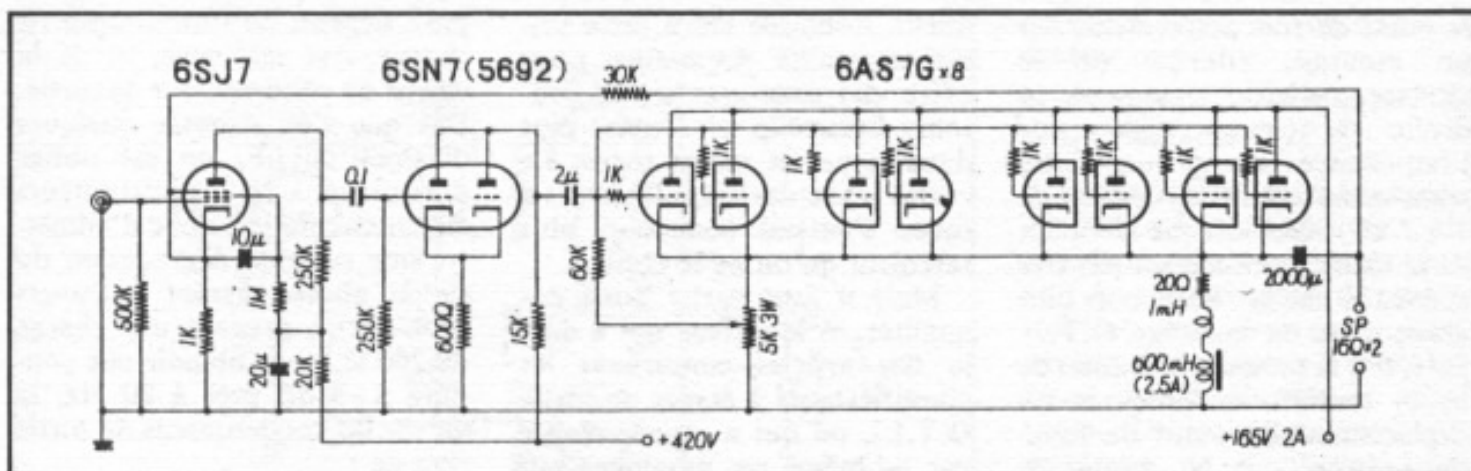
Dans ce dernier cas, courant sur des montages alimentés à partir d'une seule alimentation (il existent encore sur certains montages transistorisés), il faut penser que la fréquence de cou-

pure dépend de l'impédance de charge, qui est basse, et de la valeur du condensateur de sortie. Dès que l'on dépasse quelques dizaines de μF , on est obligé d'employer des condensateurs électrochimiques, donc d'admettre une certaine dégradation du signal audio passant à travers ceux-ci. En prenant une charge de 200 Ω , pour obtenir une coupure à -3 dB près à 20 Hz, la valeur du condensateur de sortie sera de :

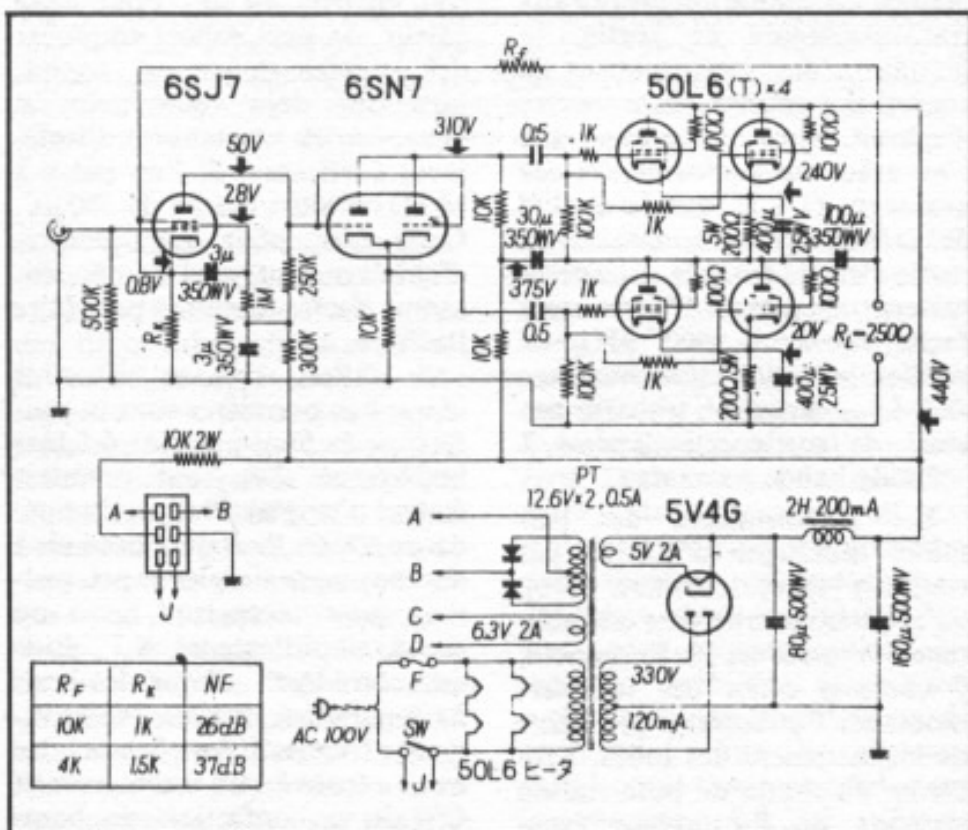
$$C = \frac{160\,000}{20\text{ Hz} \times 200\ \Omega}$$

soit environ 40 μF . Pour cette valeur, on peut encore employer des condensateurs au papier, bien que déjà volumineux et devant avoir une tension d'isolement suffisante. Si l'on passe à 16 Ω , on a alors besoin de 500 μF . Cette fois, pour une question d'emplacement, seul un condensateur électrochimique peut faire l'affaire.

Il fallait trouver d'autres idées. Les premières sont la confection de haut-parleurs à haute impédance. Les tout premiers étaient d'origine Philips, d'impédance 600 Ω . Ils étaient destinés à des montages simples et peu onéreux pour récepteurs radio ou petits amplificateurs B.F. Bien que considérés comme des bons haut-parleurs, ils étaient relativement fragiles. Au Japon, on avait trouvé un compromis. C'était la confection de haut-parleurs dont l'impédance était de l'ordre de 200 Ω d'une part, et, d'autre part, l'emploi de tubes triodes de résistance interne beaucoup plus basse que celle des tubes jusqu'ici utilisés. Les haut-parleurs japonais, eux, furent réalisés par dizaines. De nombreux haut-parleurs devenaient disponibles sous 8 Ω , 16 Ω mais aussi sous 200 Ω . En 1958, la revue japonaise Radio Gijutsu (Radio Technic) publiait notamment des bancs d'essais de dizaines de haut-parleurs spéciaux



Montage O.T.L. non push-pull, ce qui est rare, utilisant 8 demi-triodes 6AS7G montées en parallèle. Il était conçu pour fonctionner sur une charge de $2 \times 16 \Omega$, soit 32Ω . Il fut publié au Japon en Avril 1952 (Revue Radio Experimenter's Magazine).



Circuit O.T.L. « Tomita », publié en octobre 1952 dans le journal de l'AES au Japon.

« O.T.L. ». Serait-ce à cause de l'impédance élevée, serait-ce à cause des résultats d'écoute nettement supérieurs à ceux obtenus sur des montages courants, toujours est-il que beaucoup d'amateurs ayant connu ces haut-parleurs les considèrent encore comme étant nettement supérieurs aux haut-parleurs actuels

bobinés sous 4 ou 8 Ω . Les secondes idées étaient l'emploi de tubes de plus faible résistance interne. Les plus en vogue étaient ceux normalement conçus pour la régulation haute tension, entre 100 et 250V. Le grand « boum » des amplificateurs O.T.L. « explosait », avec l'emploi généralisé des tubes

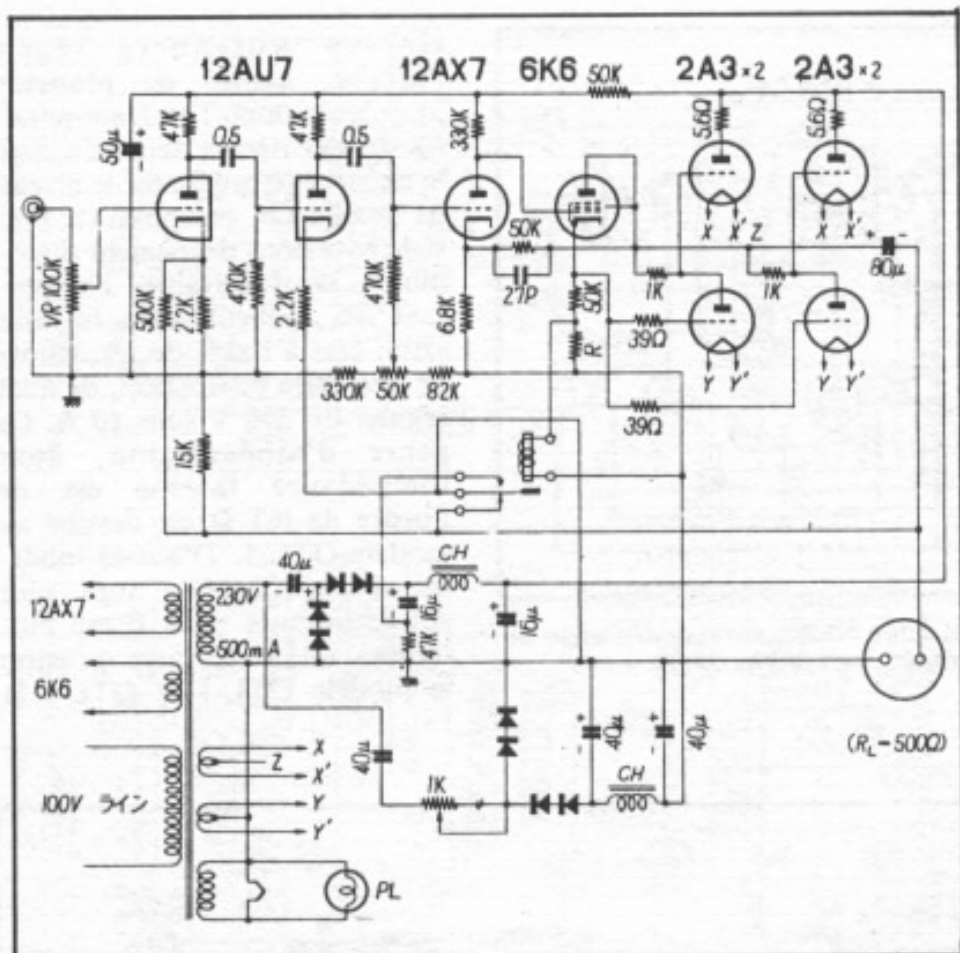
6AS7G, des tubes 6080 et 6082, ainsi que de quelques équivalents. Plusieurs schémas illustrent certains exemples typiques.

Une autre idée consistait à employer un montage O.T.L. en pont, c'est à dire « B.T.L. » (Bridged Transformer Less), dont on s'est d'ailleurs également inspiré dans les montages transistorisés. La figure 5 montre un exemple de montage O.T.L. bridgé, publié en Février 1954 dans la revue Electronics.

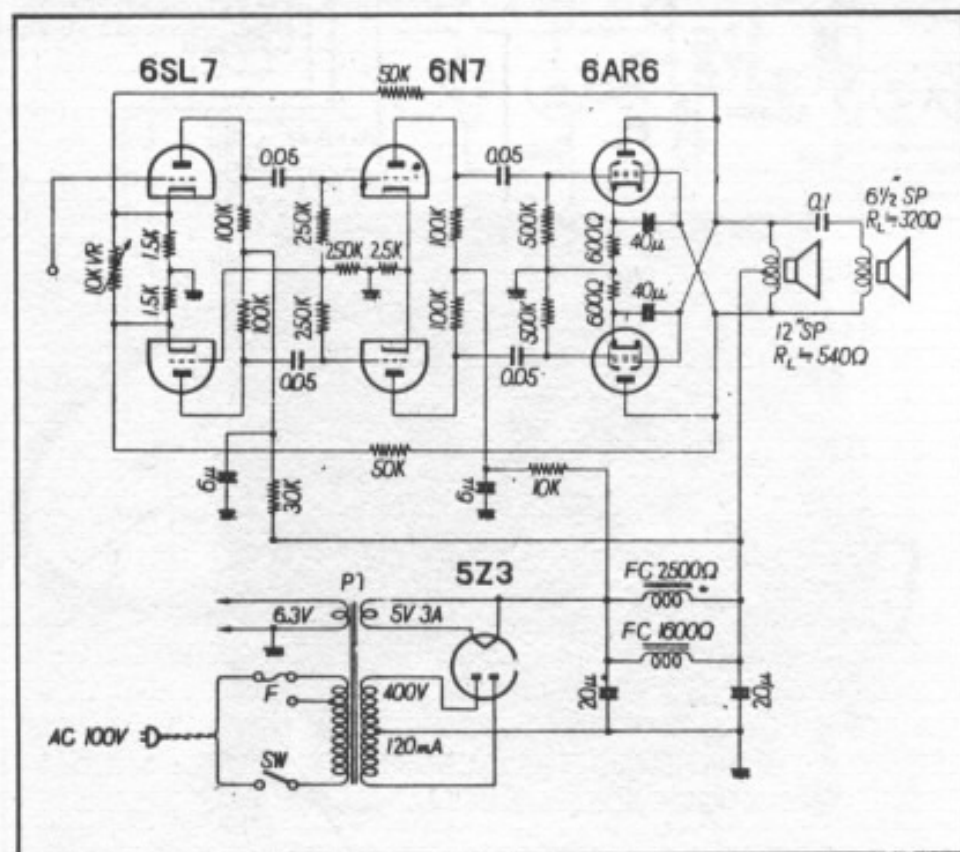
On note l'avantage de la suppression du condensateur de liaison en sortie. Par contre, un tel montage comporte certains risques. Songeons, par exemple, qu'entre chacune des bornes du haut-parleur et la masse subsiste une tension continue égale à la moitié de la haute tension, ce qui est dangereux.

Les circuits Takésué

Au Japon, le plus grand spécialiste de l'amplificateur O.T.L. est très certainement le professeur Kazuma Takésué. Fidèle à la revue Radio Gijutsu, il écrit à partir de 1950, à raison de pratiquement un article par mois, des centaines de montages à tubes, la plus grande majorité de structure O.T.L. « Trop bons » à la mesure, ses réalisations ont parfois été critiquées comme étant « plus adaptées à des



Montage américain commercialisé par Stephens en avril 1952. Il utilisait 4 tubes triode 2A3 et fonctionnait sur une charge de 500 Ω.



Circuit O.T.L. « Shimada », publié au Japon en novembre 1952. Il devait s'adapter à un haut-parleur spécial d'impédance 540 Ω à point milieu.

amplificateurs de mesure pour oscilloscopes qu'à des applications en haute-fidélité ». En réalité, il s'agissait de montages fort bien étudiés, soigneusement mesurés et mis au point dans leurs plus petits détails. Dans certains de ses articles figuraient, par exemple, les tensions et courants sur chacun des tubes, ce qui représente un laborieux travail. C'est lui qui, plus tard, écrit un livre remarquable sur les amplificateurs O.T.L.. Pour prouver encore que l'on pouvait faire également très bien autrement, c'est lui aussi qui réalisa, avec l'aide d'un de ses élèves, M. Ishii, un transformateur de sortie (cité plus haut) dont la puissance admissible n'était que de 20 watts sur un montage simple étage, mais dont la bande passante atteignait sans peine près de 1,1 MHz. C'est une performance très difficile à obtenir sur un simple étage, vu qu'un courant unilatéral traverse le transformateur et induit les tôles, ce qui exige de placer un entrefer qui réduit automatiquement les performances, en particulier l'inductance à basse fréquence.

Dans les montages O.T.L., son tube de sortie préféré était le 6336A, tubes que les lecteurs connaissent certainement. Dans un montage mono-lampe push-pull et O.T.L. (le 6336A étant une double triode en brochage octal), il obtenait la puissance généreuse de 20 watts sur 16 Ω, une bande passante de près de 150 kHz. La figure 6 montre l'aspect de ce circuit, classique mais très bien étudié. Ce n'est que vers 1977 qu'il remplaça ces tubes par des modèles beaucoup plus linéaires et plus puissants, les tubes d'origine soviétique EC 33C. On arrive alors aux circuits O.T.L. décrits précédemment dans L'Audiophile.

Pour en revenir aux montages Futterman, la firme n'est pas restée inactive, même après la disparition de Julius Futterman.

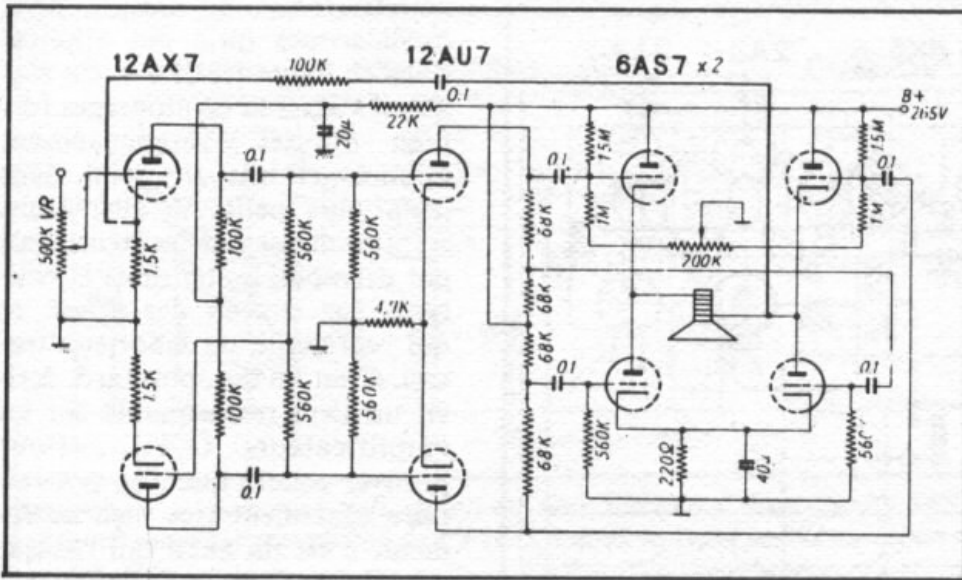


Fig.5 : Montage O.T.L. « B.T.L. », c'est à dire bridgé, sans condensateur de sortie. Il fut publié dans la revue « Electronics » en février 1954.

Harvey Rosenberg reprit l'affaire, assisté de plusieurs ingénieurs dont Ted Hammond. Ce dernier décida de moderniser le circuit et d'améliorer le niveau de qualité des composants. Plusieurs versions devenaient disponibles, dont certaines comportant des alimentations régulées série, ceci à l'aide de transistors de très forte dissipation, de quoi réguler du 350 V sous 10 A. Ce genre d'alimentation, dont l'impédance interne est de l'ordre de 0,1 Ω est destiné au modèle OTL-1. D'autres modèles d'amplificateurs sont plus conventionnels et la firme Futterman fait remarquer qu'entre le modèle OTL-1 et OTL-3 la

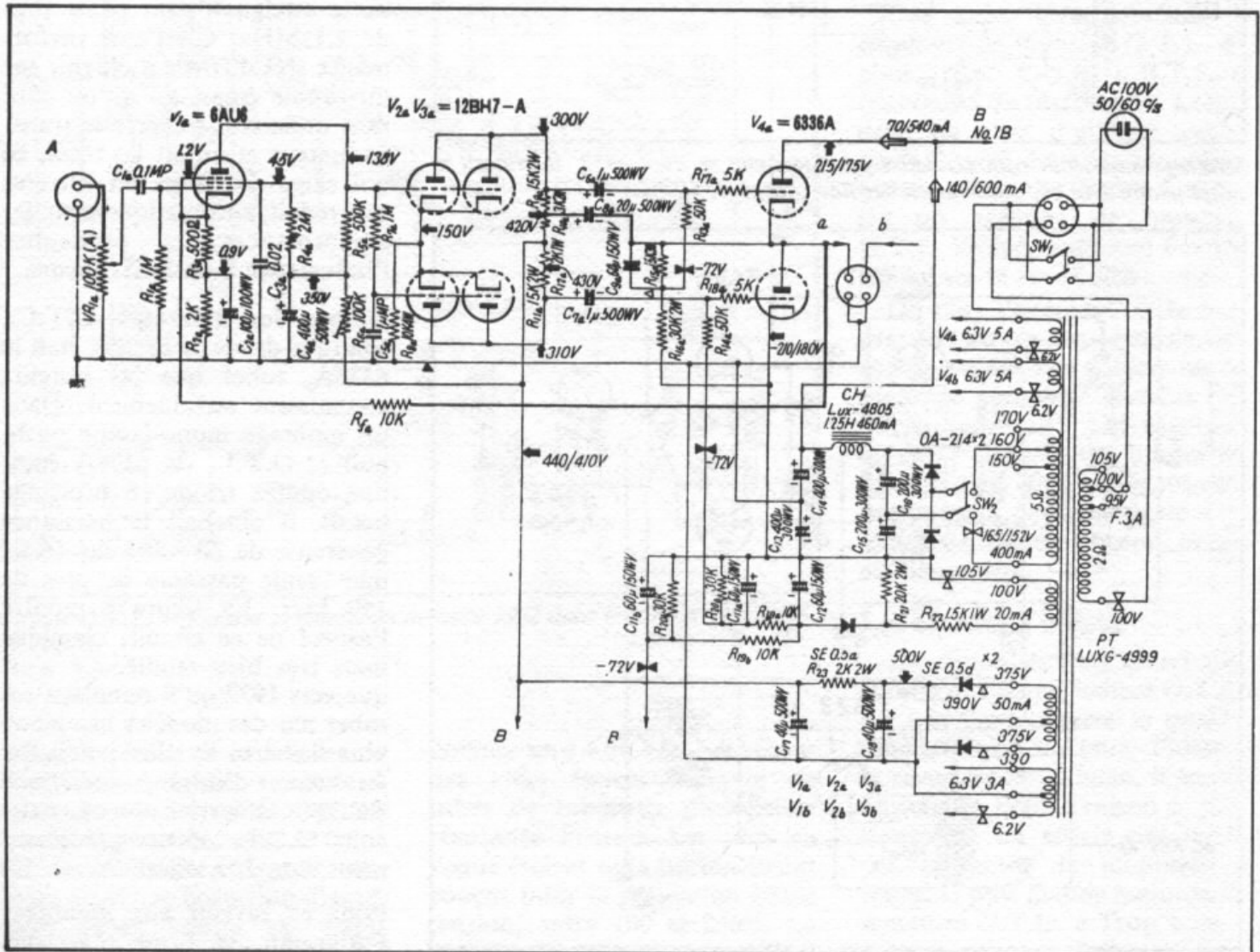
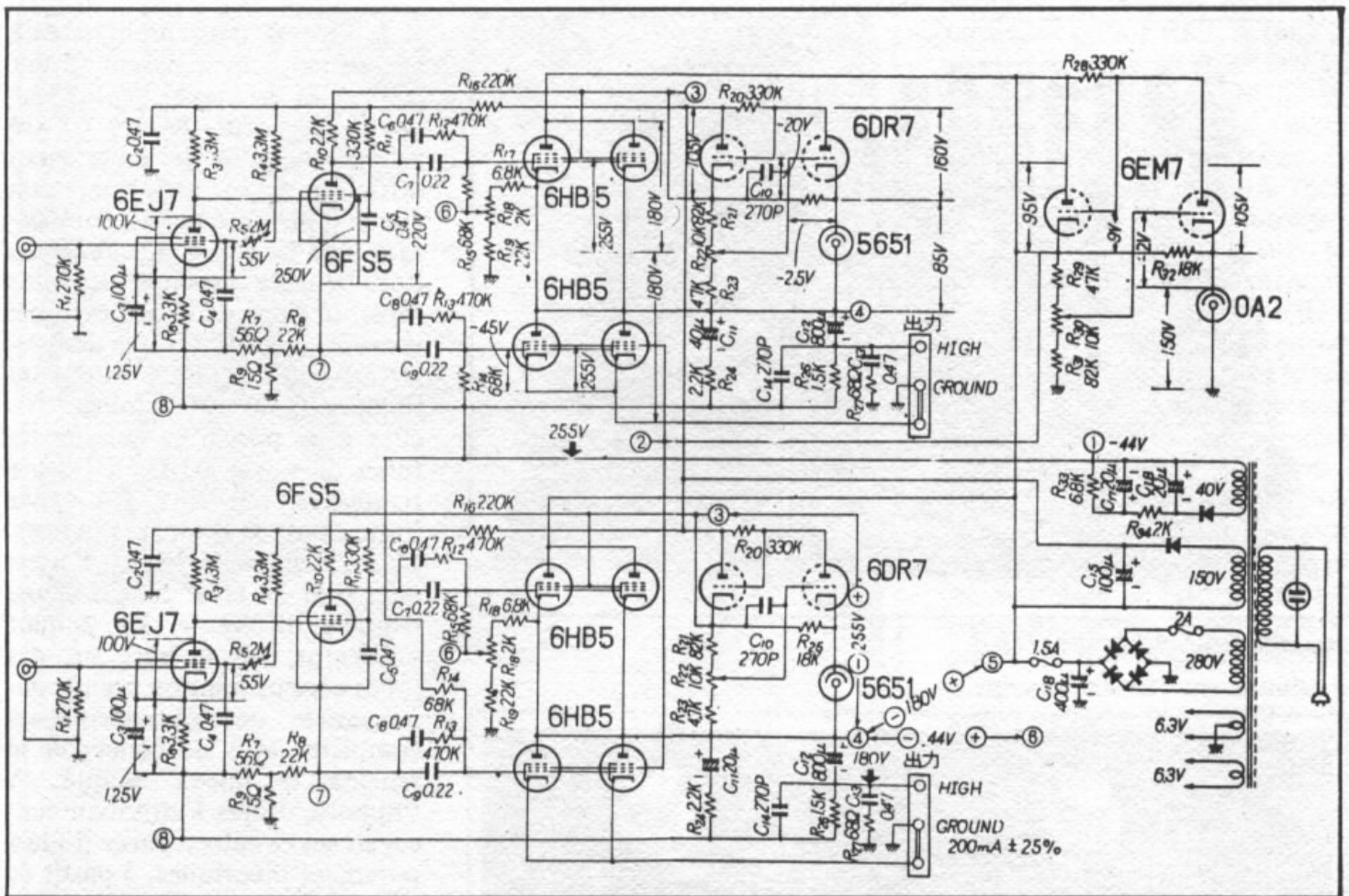
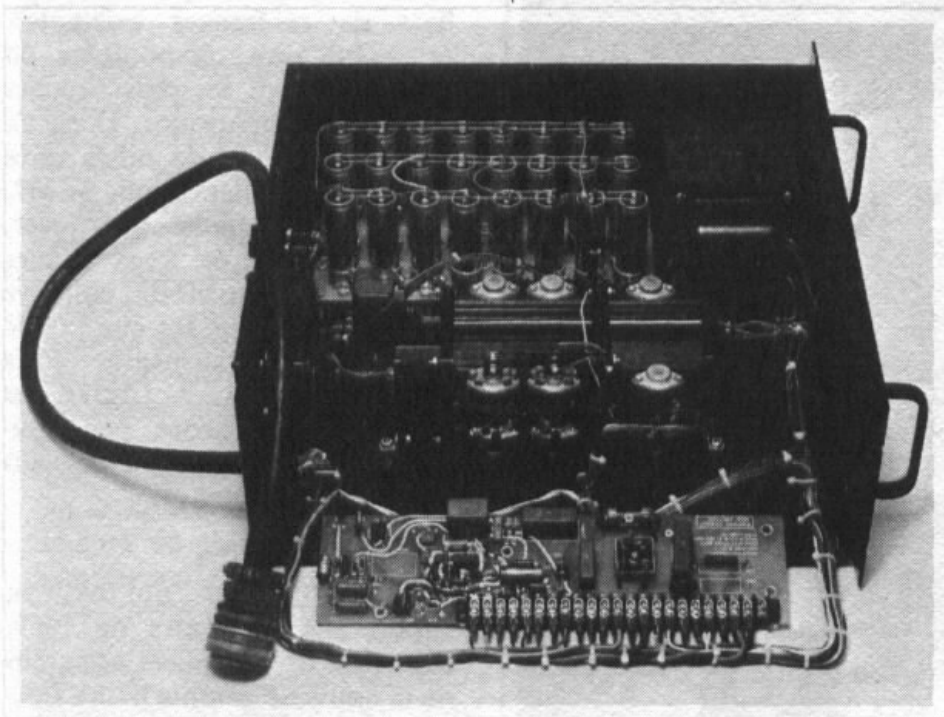


Fig.6 : Circuit O.T.L. « Takésué » publié en 1965. On obtenait 20 watts sur 16 Ω et une bande passante de 200 kHz - 5dB. Il n'utilise qu'un seul tube 6336A par canal, ce qu'il est économique.

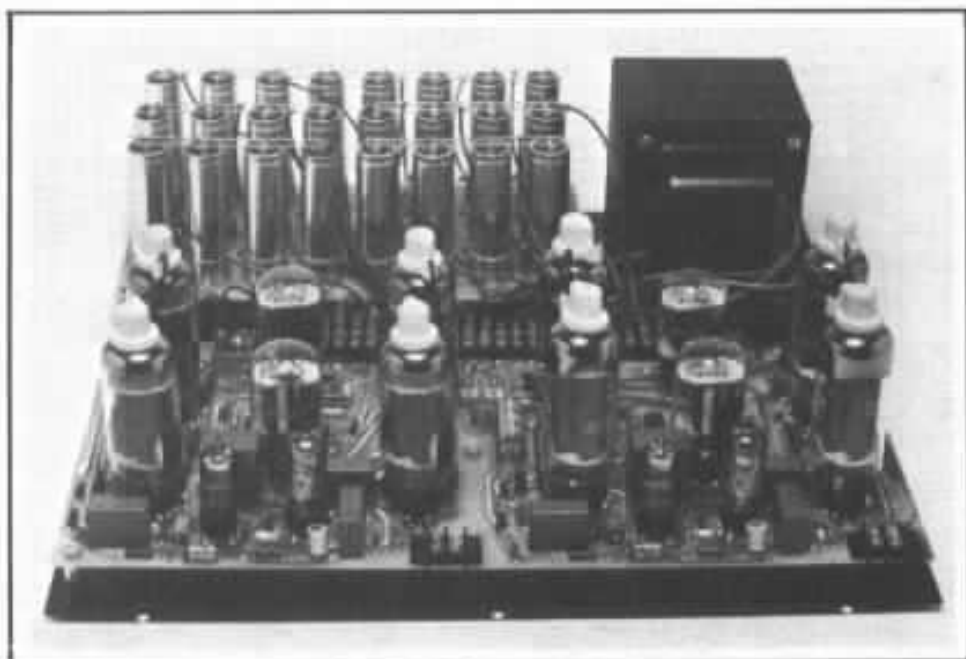


Montage Futterman H-3. Il permettait d'obtenir 30 watts sur 16 Ω, une bande passante de 100 kHz et un taux de distorsion de l'ordre de 0,2%.

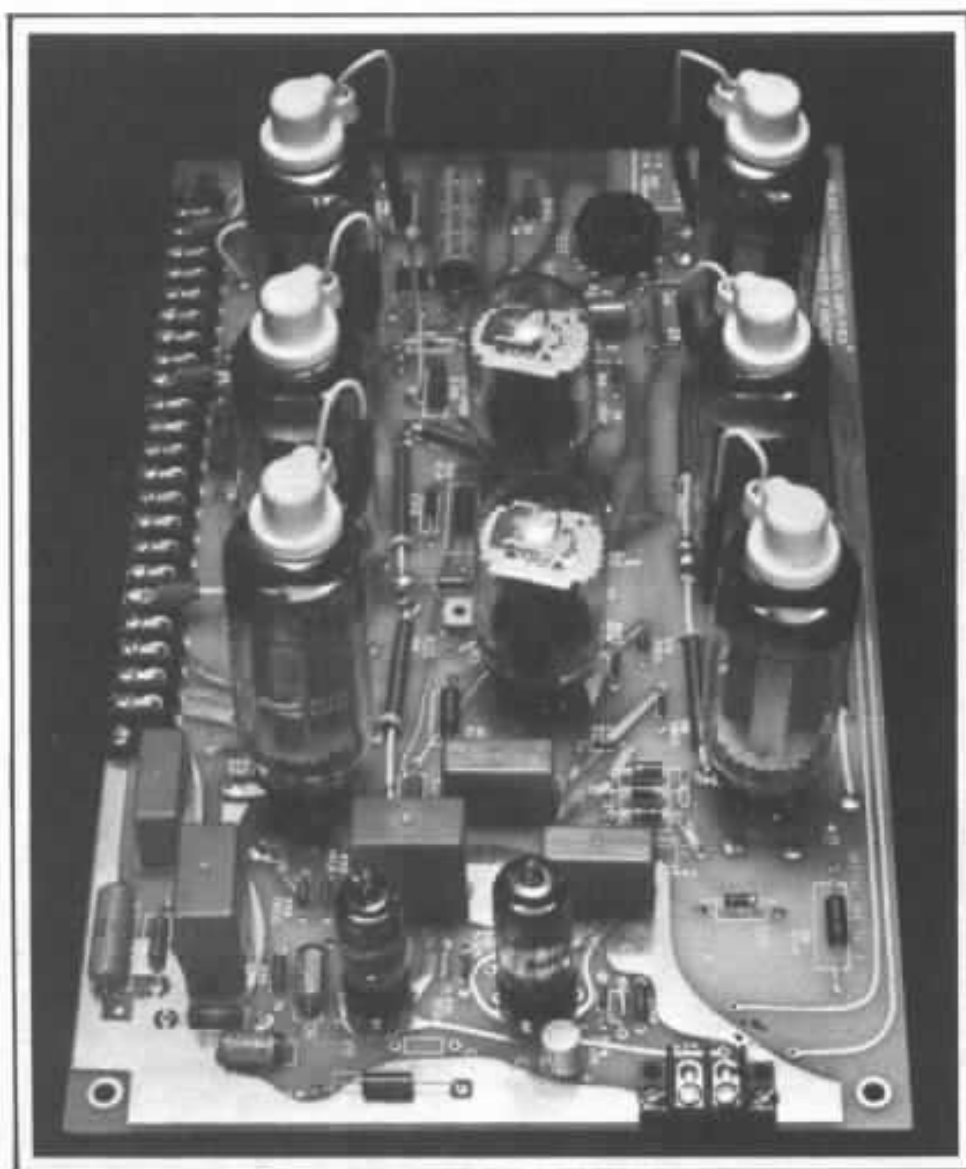


Alimentation régulée 350 V 510 A de l'amplificateur OTL-1 Futterman.

différence subjective est énorme, malgré un circuit amplificateur rigoureusement identique, la différence provenant simplement du fait que l'alimentation est régulée dans un cas et pas dans l'autre. Cependant on connaît aussi les inconvénients, sur le plan subjectif des alimentations régulées série, de l'introduction dans les circuits de régulation de transistors et de diodes zéner. Cependant, dans un circuit O.T.L., il faut tout de même constater qu'une alimentation régulée bien conçue sera malgré tout bien supérieure à une alimentation non régulée, munie de condensateurs de filtrage de capacité totale moyenne. Dans le cas de la version OTL-1 Futterman, la consommation peut atteindre 5 kW à pleine puissance.



Amplificateur Futterman OTL-4

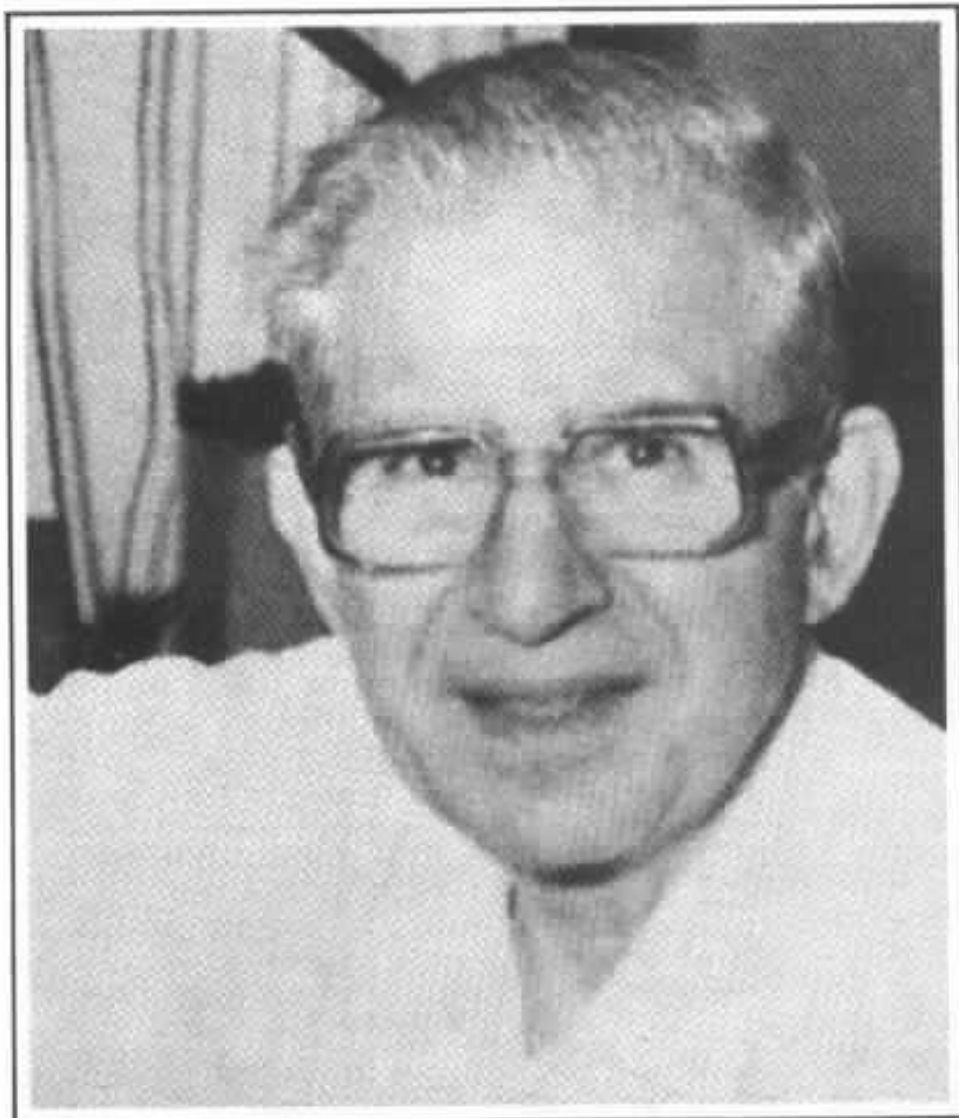


Circuit imprimé de l'amplificateur OTL-3

A propos des amplificateurs Futterman, un amateur ayant connu ces montages depuis leur début, se serait déclaré frustré devant l'emploi de tubes aussi difficiles à se procurer, cela même pour un amateur connaissant bien les tubes et sachant où l'on peut se procurer les plus rares. Si l'on prend par exemple le montage du H 3, l'une des premières versions, on y trouve un nombre important de tubes difficiles à se procurer, comme les tubes de sortie 6HB5, d'ailleurs remplacés plusieurs fois chez Futterman par d'autres modèles. La majorité des schémas Futterman sont en effet conçus d'une manière différente. La plupart du temps, on se base sur des tubes connus dont on prend connaissance des caractéristiques complètes afin de concevoir le schéma le mieux adapté. A l'opposé, Julius Futterman concevait ses circuits à partir d'idées purement théoriques, à partir de calculs : gain total nécessaire, valeurs des impédances de charge, des résistances de charge, performances souhaitées pour chaque étage. Il devait ensuite rechercher parmi les milliers de références existantes, rares ou non, disponibles ou non, les tubes les plus proches des calculs théoriques. D'où un mélange curieux de tubes rares ou très particuliers : tube 6EM7, encore assez facile à trouver, mais composé de deux triodes différentes; tube 6HB5, employé en télévision, sur les circuits de déflexion horizontale. Plus récemment, on y trouve les 6FL6, tubes encore peu courants, les anciens étant devenus quasi-introuvables.

Le Technics 20A

Le Technics 20A, qui parut au Japon aux alentours de 1969, était l'un des premiers appareils de la nouvelle gamme haute fidélité conçue par la firme Matsushita. Cette gamme était baptisée Technics et celle-ci s'est considé-



Julius Futterman, pionnier des montages O.T.L.

ablement étendue depuis cette date. Il était conçu pour s'associer au très sophistiqué préamplificateur 10A, également à tubes et pourvu de plusieurs étages S.R.P.P.. C'était, pour la firme Stax, pour aussi de nombreux amateurs utilisant des haut-parleurs électrostatiques de faible rendement, mais capables d'accepter une puissance modulée importante, un appareil de rêve, pratiquement sans rival. On trouvera sur la figure 7 le schéma de cet amplificateur ne comportant pas moins de 20 tubes noval en stéréo. Ces tubes de sortie étaient des pentodes 50HB26, des tubes fabriqués seulement au Japon (utilisation en sortie d'amplificateur de déflexion horizontale). Les

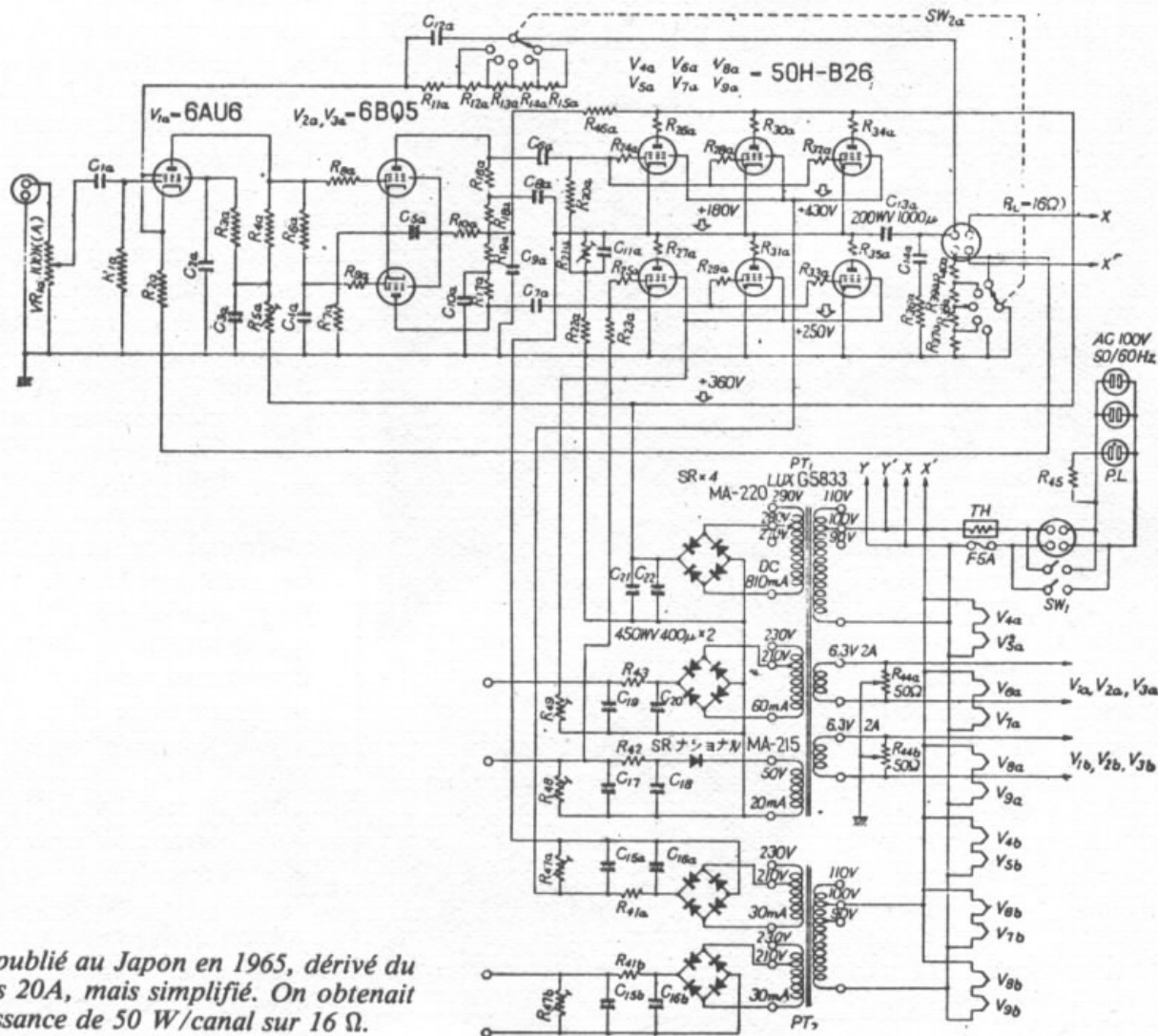
imposants étages de sortie étaient drivés par des EL 84. Il s'agit d'un appareil encore très recherché, car fiable, bien conçu et extrêmement compact. A l'époque, son prix relativement abordable en faisait l'un des concurrents les plus sérieux des amplificateurs O.T.L. des firmes Sansui, Luxman, Etone, Mac Tone et bien sûr de Futterman. La puissance disponible sur 16 Ω était de plus de 60 watts et la bande passante s'étendait, au dB près, de moins de 2 Hz à plus de 100 kHz. Sur le plan de la distorsion c'était aussi l'un des meilleurs appareils du marché : moins de 0,1 % à pleine puissance entre 10 Hz et 20 kHz. Le Mac Intosh MC 275, un sérieux rival sur le plan du prestige inter-

national, ne tenait la même performance qu'à 1 watt, le taux de distorsion entre 20 et 20 000 Hz se situant au dessous de 0,2 %, performances pourtant excellente et difficile à surpasser. Le Futterman comme le 20A Technics se comportaient d'autre part admirablement bien sur les enceintes à haut rendement du genre « Voix du Théâtre » de la firme américaine Altec ou encore Klipschorn, Vitavox, dont le rendement élevé pouvait procurer, près de la résonance, des remontées d'impédance supérieures à 60 Ω . C'était justement sur cette très large plage de travail, surtout pour des valeurs élevées que les montages O.T.L. s'avéraient indiscutablement supérieurs, vu que le maximum de puissance et d'amortissement se situait en moyenne entre 20 et 50 Ω .

Des démonstrations faites en public avec des combinaisons « Voix du Théâtre »-Technics 20A faisaient disparaître plusieurs défauts propres à l'enceinte ce qui rendait les essais comparatifs encore plus convaincants.

Avenir des amplificateurs O.T.L.

Les tubes disparaissent du marché international. Lentement mais sûrement. Lentement parce qu'une grande partie de ceux-ci proviennent de stocks répartis dans le monde. Sûrement parce que la majorité des fabricants ont arrêté la production des tubes, entre 1976 et 1980 : R.C.A., Toshiba, Matsushita, Ten, Hitachi, Fujitsu, Siemens, Téléfunken, NEC, de même que leurs filiales situées en Corée du sud, à Taïwan, aux Indes ou à Singapour. Même dans les pays de l'Est, les productions semblent se maintenir de plus en plus uniquement à la maintenance en télévision, en industrie ou en émission. Quelques industriels, sur la lancée de leur prestige d'autrefois, se contentent de poser leur marque sur des produits venant de l'Est.



Circuit publié au Japon en 1965, dérivé du Technics 20A, mais simplifié. On obtenait une puissance de 50 W/canal sur 16 Ω .

Pour les montages O.T.L., les tubes 6336A peuvent encore se trouver aux U.S.A. car il sont encore employés dans l'industrie, notamment dans certaines alimentations réglées à usage militaire. Le tube EC 33C, le « super 6336A » encore fabriqué en URSS à des fins militaires n'est exporté que vers le Japon, dans le cadre d'un accord spécial.

Fort heureusement, les tubes 6AS7, 6AS7G, 6080, 6080WA, 6082 et quelques autres références américaines dont les caractéristiques se situent à mi-chemin entre le 6080 et le 6336A peuvent encore se trouver chez quelques grossistes et revendeurs spécialisés. Il existait encore autrefois chez Sylvania, un tube régula-

teur énorme, réservé à l'industrie, le 7026R, dont la résistance interne n'était que de 20 Ω . On n'a jamais osé l'employer dans des montages O.T.L., ceci en raison de son prix dépassant 500 dollars.

En se limitant à des montages simples, à partir de tubes pentodes ou tétrodes utilisés couramment sur les derniers téléviseurs noir et blanc, des montages O.T.L. sont tout à fait réalisables, même pour des petites productions. La seule précaution à prendre étant, pour l'amateur comme pour le professionnel, de se munir d'une bonne provision de tubes de rechange. Pensons par exemple que Sansui ou Luxman sont encore aptes à fournir

des tubes de rechange pour des appareils fabriqués il y a plus de 10 ans. Pour les tubes triodes les 6AS7G restent les plus abordables mais il en faut un certain nombre en montage parallèle pour obtenir une puissance modulée raisonnable, ce qui est moins intéressant et plus compliqué. Les tubes tétrodes et pentodes permettent d'obtenir une puissance supérieure, quoique la qualité subjective se situe en dessous de celle de certaines bonnes triodes ou double triodes.

Pour terminer, ajoutons qu'il serait regrettable que l'on en vienne à apprécier, en 1983, les nombreuses qualités des montages O.T.L. à tubes, du moins en France. Ce serait beaucoup trop tard.

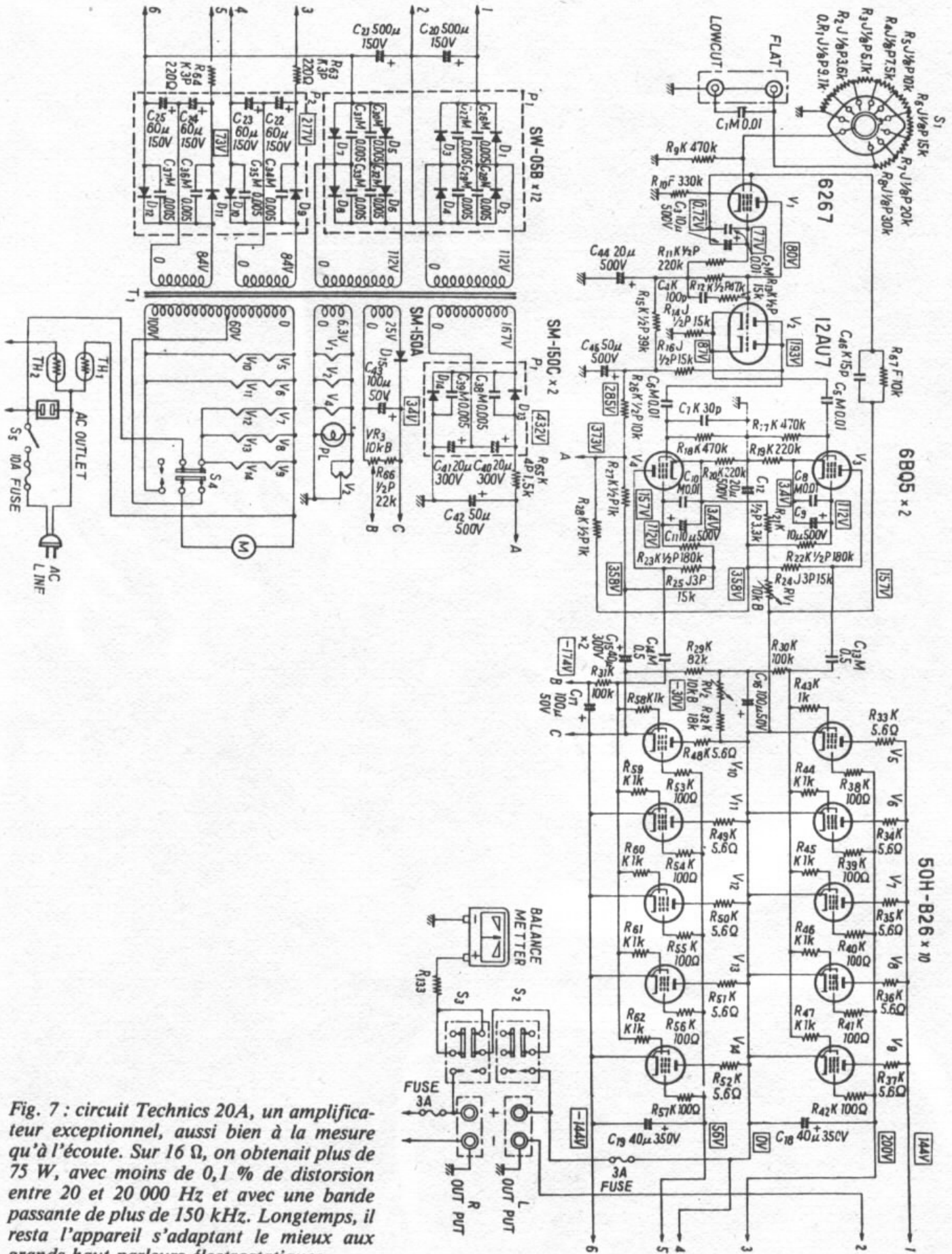


Fig. 7 : circuit Technics 20A, un amplificateur exceptionnel, aussi bien à la mesure qu'à l'écoute. Sur 16 Ω, on obtenait plus de 75 W, avec moins de 0,1 % de distorsion entre 20 et 20 000 Hz et avec une bande passante de plus de 150 kHz. Longtemps, il resta l'appareil s'adaptant le mieux aux grands haut-parleurs électrostatiques.

**Page non
disponible**

Audiophile avant la naissance

Gustavo Alcuri

Notre perception auditive est définie par un nombre assez important de paramètres psychophysiologiques qui dérivent d'un ensemble complexe de conditionnements génétiques et environnementaux. Nos capacités acoustiques (et peut-être nos grandes lignes d'appréciation esthétique) sont, ainsi, étroitement liées aux expériences vécues dans les premières périodes de la vie. Quel est donc, à ce sujet, notre point de départ ? L'instant de la naissance ? Certainement pas. Le commencement de notre expérience acoustique se situe bel et bien dans l'époque intra-utérine ; des recherches ont lieu aux fins de connaître les circonstances de cette activité de réception sonore prénatale.

Le fœtus entend

« Alors qu'il était dans le ventre de sa mère, Abhimangu entendit un soir son père Arguna raconter les détails d'un long et dur combat dont il avait remporté la victoire... »

(1) L'existence d'une certaine capacité auditive intra-intérine a été considérée depuis toujours.

De nos jours, le travail des scientifiques nous permet de faire le point sur l'état de nos connaissances dans ce domaine.

Etant donné que la réception acoustique est dépendante du fonctionnement d'un ensemble de structures biologiques, le développement des organes concernés par l'audition constitue le point de départ de notre étude.

Les structures de l'oreille interne sont visibles à partir du troisième mois de développement du fœtus ; à ce niveau la cochlée présente une taille de 5 mm. Lorsque 21 semaines se sont écoulées dans la vie intra-utérine, l'organe de Corti a terminé sa maturation. Rappelons

maintenant que la membrane basilaire porte un ensemble de cellules sensorielles ciliées, qui constituent l'organe de Corti (fig. 1). Cet ensemble est potentiellement fonctionnel, mais l'absence de transmissions nerveuses afférentes montre que la maturation du système est encore inachevée. Dans le sens périphérie-cortex, l'évolution des structures continue son déli-

(1) Récit oral, extrait du Mahābhārata ; dans le livre *L'aube des sens*, les cahiers du nouveau-né 5, éd. Stock. Ouvrage collectif sous la direction de E. Herbinet et M.-C. Busuel.

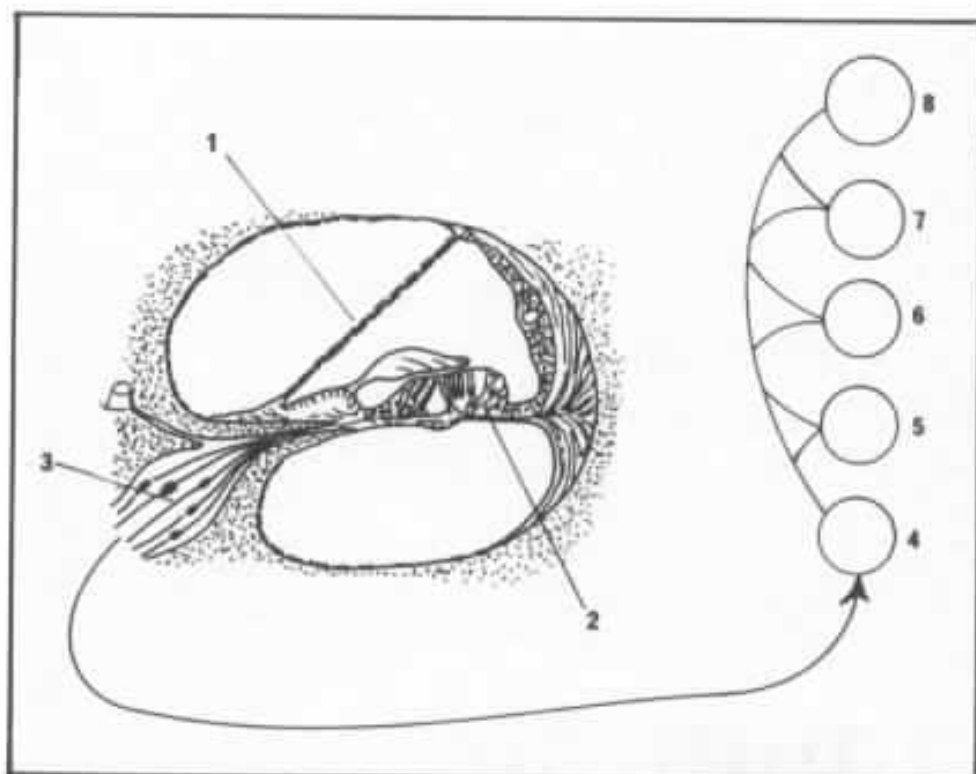


Fig. 1 : Coupe de cochlée et schéma des voies nerveuses auditives.

- | | |
|-------------------------|---|
| 1. Membrane de Reisoner | 5. Noyau olivaire |
| 2. Organe de Corti | 6. Tubercules quadrijumeaux postérieurs |
| 3. Ganglion | 7. Corps genouillés |
| 4. Noyau cochléaire | 8. Aire auditive. |

cat travail ; à six mois, on constate l'apparition des connexions nerveuses entre les formations sous-corticales. Notre futur audiophile est capable, déjà, d'établir la synchronisation de ces structures par la voie d'une activité nerveuse plus perfectionnée (fig. 1 et 2).

Il est nécessaire de bien comprendre que les constatations anatomiques ne sont pas suffisantes pour déterminer le moment de naissance de la fonction auditive. En effet, le processus de réception acoustique est dépendant, également du bon fonctionnement d'innombrables phénomènes de constructions nerveuses associés à une activité biochimique particulière ; ces éléments d'ordre physiologique posent des problèmes de détection et de mesure encore insurmontables. Chez l'animal, grâce à des procédés d'analyse inapplicables sur des sujets humains, on constate un certain délai entre la différenciation des organes et la



Fig. 2 : Notre futur audiophile n'a que 21 semaines, mais son organe de Corti a terminé déjà sa maturation.

détection des « potentiels microphoniques ». Celui-ci est la conséquence du travail des cellules ciliées qui transforment l'énergie mécanique en énergie électrique. Plus tard, l'activité des neurones

sensoriels donnent naissance aux « potentiels d'action ». Enfin, dans l'ordre chronologique, les chercheurs détectent et enregistrent le « potentiel auditif évoqué », réponse du cortex sensoriel à un stimulus acoustique. En outre, et pour illustrer la complexité du problème, nous rappelons qu'au niveau du fœtus humain, la réponse aux sons peut être mise en évidence uniquement au travers de l'observation des réponses motrices et cardiaques. Or, la qualité de ces réponses est dépendante de la maturation d'autres processus biologiques qui n'ont pas forcément un rapport direct avec la fonction auditive.

Sons, muscles et cœur

(Étude de la réponse du fœtus aux bruits extérieurs).

La stimulation auditive est à l'origine d'une réaction motrice du fœtus et d'une modification de son rythme cardiaque, dans le sens d'une accélération ou d'une décélération.

Selon M.C. Busuel et C. Granier-Deferre, le caractère des réponses fœtales, comme chez le prématuré, est fonction de plusieurs porteurs : l'état de vigilance, l'âge et l'état physiologique du sujet, la structure des stimuli (intensité, fréquence, rythme, pente) et les conditions expérimentales générales précédant l'émission du stimulus. Les émissions acoustiques sont généralement effectuées au-dessus de l'abdomen maternel, lorsque le fœtus ne bouge pas et que son rythme cardiaque reste stable pendant quelques minutes. Les expériences modernes tiennent compte de la possibilité d'une réaction indirecte du fœtus, via la mère. C'est-à-dire que l'expérimentation doit imaginer une méthodologie de travail permettant de différencier la réponse du fœtus vis-à-vis de l'énergie acoustique qui arrive à son rythme de réception, de la réaction de la mère au même stimu-

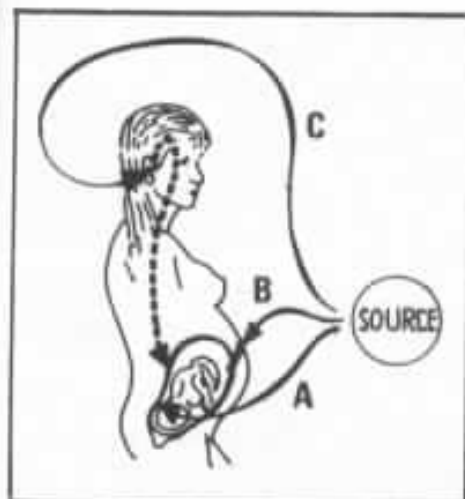


Fig. 3 : Le fœtus peut réagir à une stimulation sonore selon différentes modalités de réception :

A. Réception « directe », le son agit sur le système auditif du fœtus

B. Réception des vibrations des tissus maternels

C. Réception au travers du système auditif maternel et des liens biochimiques mère-enfant.

lus, transmise par voie hormonale à l'enfant (fig. 3).

Malgré les disparités méthodologiques, signalant les auteurs cités plus haut « l'ensemble des résultats montre bien que dès le 7^e mois, le rythme cardiaque fœtal présente des modifications, accompagnées ou non de mouvements, en réaction à une stimulation sonore de large spectre et ce, avec une intensité d'environ 100 dB au niveau de l'abdomen maternel. Des auteurs, tels Ogawa (1955) et Wedenberg (1964) ont signalé avoir obtenu des réactions fœtales au bruit dès le 6^e mois, mais à cet âge, il existe autant de résultats positifs que négatifs et sur un échantillon trop réduit de sujets pour conclure. Le fœtus réagit donc au bruit à partir de 7 mois. » (2).

Le bruit, les sons, la musique

Le bruit arrive, modifié bien sûr, au niveau de l'enfant, mais des sons plus élaborés sont-ils capables de se manifester dans son système auditif, et peut-être d'y laisser des traces ?

Plusieurs travaux expérimentaux montrent que la voix, bien que déformée, n'est pas un phénomène inconnu dans la vie fœtale. Essentiellement représenté par les composants prosodiques de la parole. En réponse à la deuxième partie de la question, nous sommes en mesure d'accepter le fait que la rediffusion après la naissance, des sons d'origine externe qui ont rendu typique l'état prénatal, induit chez le nouveau-né un état neurophysiologique similaire à celui de la période fœtale. Certains auteurs affirment aussi, que l'émission de bruits intra-utérins et de battements cardiaques, calment les nouveaux-nés ; c'est-à-dire que ces sons ont été reconnus et intégrés selon une signification précise (les observations

Guyomarc'h a prouvé l'imprégnation d'un signal acoustique de structure complexe dans les embryons de poussins (empreinte auditive prénatale). L'expérimentation a stimulé deux lots d'embryons de poussin à l'aide de cris maternels de deux poules différentes (fig. 4). Après l'éclosion, les poussins sont placés devant des émetteurs qui reproduisent le deux signaux d'origine. Dans ces conditions, les poussins vers la source qui diffuse les signaux entendus dans la période prénatale. A titre de témoin, un troisième groupe n'a reçu aucun son avant l'éclosion, face aux émetteurs, il ne montrent pas de préférence. Ici, un comportement assez élémentaire sert à mettre en évidence la reconnaissance d'une signature

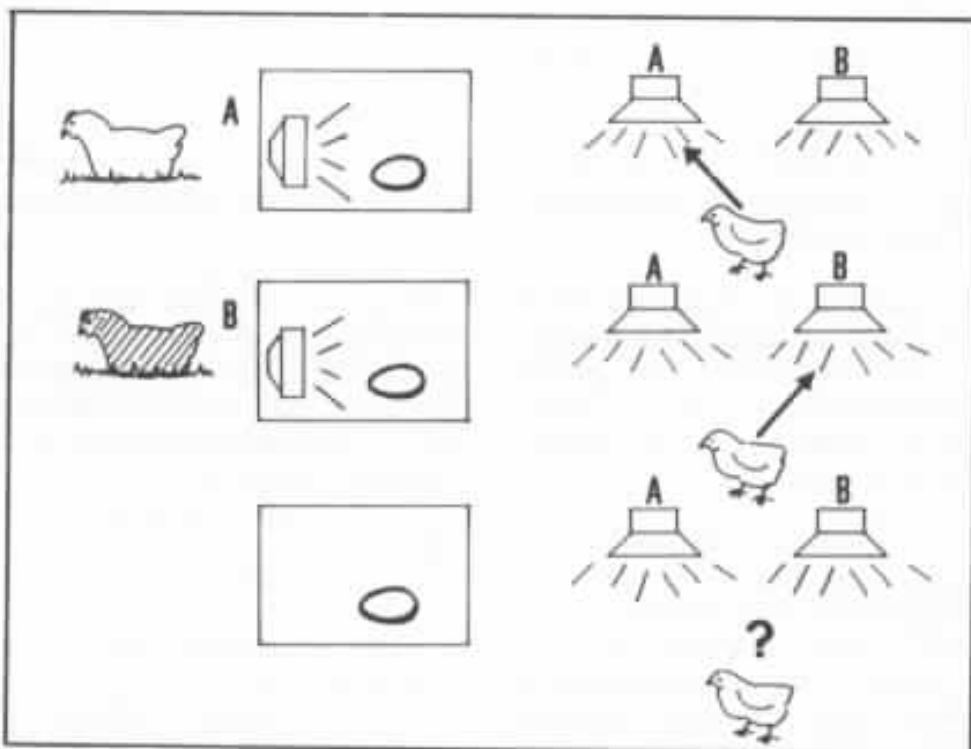


Fig. 4 : Les émissions acoustiques de deux poules sont reçues par deux groupes d'embryons. Après l'éclosion, les sujets qui ont connu cette stimulation, les poussins qui ont entendu à l'état embryonnaire le son de la poule B, sont attirés par le même signal, lorsqu'ils sont mis devant les deux émissions. Les individus non stimulés à l'état embryonnaire sont indifférents aux émissions post-natales.

du comportement ont été contrôlées par électroencéphalographie) (3).

Regardons un exemple dans le règne animal de cette pérennité d'un stimulus pré-natal dans la vie post-natale. J.C.

(2) Nous effectuons maintenant des études concernant les propriétés acoustiques des tissus aux fins de connaître, du point de vue physique, les signaux sonores capables de stimuler le fœtus.
(3) Des enregistrements de bruits intra-utérins sur disque sont commercialisés au Japon et aux USA aux fins de calmer et endormir les bébés. Cette pratique s'avère dangereuse, étant donné les effets, inconnus, d'une régression de l'enfant à l'état fœtal.

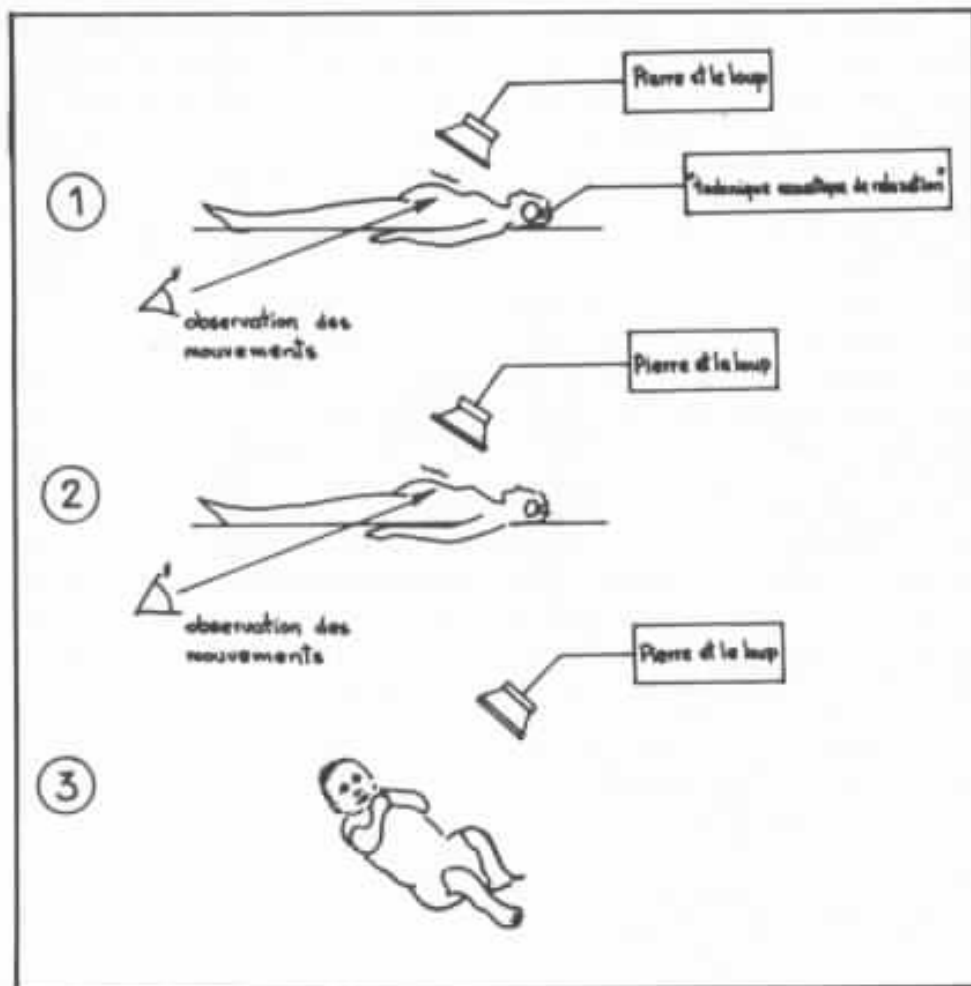


Fig. 5 : Interprétation schématique des expériences du Dr Feijoo (à partir de « l'aube des sens »).

acoustique à l'intérieur d'une émission complexe. La transposition éventuelle d'un phénomène équivalent chez l'homme, nous rapproche d'un contexte sonore qui comprendra... la musique.

L'environnement sonore jouerait, aussi, un rôle dans le développement du système auditif ; mais cette affirmation, nous l'avons écrit au conditionnel. Par contre, des comportements post-natals sont sans doute liés à des stimulations acoustiques au cours de la gestation. Audo et Hattori ont étudié les réactions des nourrissons en bordure de l'aéroport d'Osaka. Un groupe de ses nourrissons est facilement réveillé lors du passage des avions de ligne à basse altitude ; pendant qu'un deuxième groupe d'enfants ne semble pas être dérangé par le bruit en question. Les observations scientifiques

ont permis d'établir que cette différence est en relation avec la période de la grossesse que leurs mères ont passé dans la région ; les résultats obtenus peuvent être résumés comme suit :

Pourcentage d'enfants réveillés :

50 % → mères arrivées après le 5^e mois ;

13 % → mères arrivées entre le 1^{er} et le 5^e mois ;

6 % → mères habitant la région pendant toute la période de la grossesse.

Les observations comportementales ont été ensuite vérifiées à l'aide de la mesure de vasoconstriction et par des enregistrements électroencéphalographiques. Cependant, cette relation évidente entre l'environnement sonore prénatal et les réactions post natales peut être une conséquence de l'audition directe du fœtus ou, au contraire, de l'état

de stress, plus ou moins important des mères, elles-mêmes différemment intégrées au paysage sonore. La gêne (ou l'indifférence) de la mère pourrait être ressentie par l'enfant au travers de la sinueuse voie biochimique (fig. 3).

Malheureusement, le travail nippon ne permet pas d'éliminer l'incertitude.

D'autres expériences ont fait intervenir des stimulus sonores plus proches des intérêts des audiophiles. Certains résultats sont peut-être en mesure de faire rêver certains d'entre eux qui envisagerait de faire grandir leur famille.

Le Dr Feifoo a imaginé une méthode de stimulation sonore et de contrôle des réactions qui a demandé l'établissement d'un protocole expérimental délicat. De cette étude, nous avons extrait des points notables. Comme stimulation sonore, il a choisi l'enregistrement magnétique de la phrase musicale jouée au basson dans Pierre et le Loup de Prokofiev. La distribution spectrale de ce morceau musical étant compatible avec des données connues au sujet de la perméabilité acoustique de l'abdomen maternel. D'autre part, le chercheur a observé que les mouvements du fœtus sont particulièrement importants lorsqu'une détente de la sangle musculaire abdominale de la mère est apparu comme conséquence d'un processus de relaxation. Etant donné que le même chercheur est capable de modifier le niveau de vigilance des sujets (et donc de provoquer la relaxation) à l'aide d'une technique mise au point lors de ses travaux préliminaires (4) ; la manifestation révélatrice de la réception acoustique choisie, a été le mouvement du fœtus. Tout simplement parce qu'il était capable de « contrô-

(4) Il s'agit d'une technique de modification de niveau de vigilance qui repose sur l'émission, à l'aide d'un casque, de signaux convenablement modulés.

ler » le phénomène et de déceler, ainsi, les réponses directes, « véritables », des éventuels « fronts » à travers la mère.

En résumé, la relaxation musculaire des mères a été obtenue par des modulations spéciales transmises par un casque qui a servi, aussi, à empêcher la réception du signal test par le système auditif maternel. Il a été possible, de cette manière, d'observer la réponse de l'enfant, et de dissocier, en même temps, l'écoute fœtale directe de la liaison interne mère-fils (fig. 5). Le chercheur a déterminé ainsi, que le fœtus se manifeste beaucoup plus vite en présence d'une stimulation acoustique qu'avec l'unique aide de la relaxation maternelle. Puis, les femmes, non soumises au traitement pour changer le niveau de vigilance, ont été mises en présence d'une nouvelle émission musicale. Dans ces conditions, à partir de la 22^e semaine de grossesse, 13 fœtus sur 16 ont répondu

d'une manière nettement plus précoce que le groupe témoin. Le « conditionnement » des audiophiles de demain a été réussi. La troisième étape a consisté à faire écouter les 12 secondes du basson de Pierre et le Loup aux enfants, après leur naissance. Les réactions ont été claires : s'ils criaient, ils ont été calmés ; s'ils avaient les yeux fermés, ils les ont ouverts. M. Feijoo, lui-même, ajoute (livre cité) : « Les résultats étaient intéressants, mais cela ne suffisait pas... J'ai vérifié qu'il n'avait pas de mouvement réponse à une stimulation sonore présentée au fœtus sans expérience préalable, sans conditionnement (par 8 tests in utero et par 9 tests post-natales). J'ai aussi vérifié que c'était bien la phrase musicale du basson de Pierre et le Loup qui était « reconnue » et cela, d'une part, en passant la même phrase musicale à l'envers (en inversant la lecture de la bande magnétique, ce qui change l'ordonnance de la

phrase mélodique) et, d'autre part, en passant la même phrase musicale mais jouée, de façon plus aiguë, au violon. Ces phrases musicales n'étaient pas « reconnues » ; il y avait continuation des pleurs et les réponses n'étaient pas statistiquement probantes ».

Cette mémoire serait-elle valable à long terme ? Pourra-t-elle « travailler » dans un ensemble acoustique beaucoup plus large, c'est-à-dire par rapport à un type de sons, un style de musique ?

Nous savons qu'un des parents participant aux expériences a utilisé couramment, malgré les réserves exprimés par les chercheurs, Pierre et le Loup pour calmer son enfant aux heures de sommeil. Et, maintenant que nous sommes en dehors du terrain scientifique, quelqu'un pourrait se demander si cet enfant aimera dans l'avenir Prokofiev... ou peut-être, deviendra-t-il sensible à un certain style de musique ?



On en parle

Jordan Track Washer

Contrairement à sa dénomination, il s'agit d'un produit français. Produit destiné à traiter les disques pour en améliorer la lecture.

Le principe d'action du Jordan consiste en une modification chimique de quelques molécules de PVC constituant le disque en un polymère dont les propriétés physiques sont plus adaptées au problème posé par l'interface disque-diamant. Les forces de frottement se trouvent ainsi minimisées et la résistance du sillon à des passages multiples du diamant s'en trouve améliorée.

D'après le constructeur, l'amélioration est très significative. En faisant le test suivant : on coupe la platine en pleine rotation avec diamant en position de lecture et l'on relève le nombre de tours jusqu'à l'arrêt total du plateau. Cela avec deux disques identiques, l'un traité et l'autre pas. Les mesures effectués par le constructeur donne

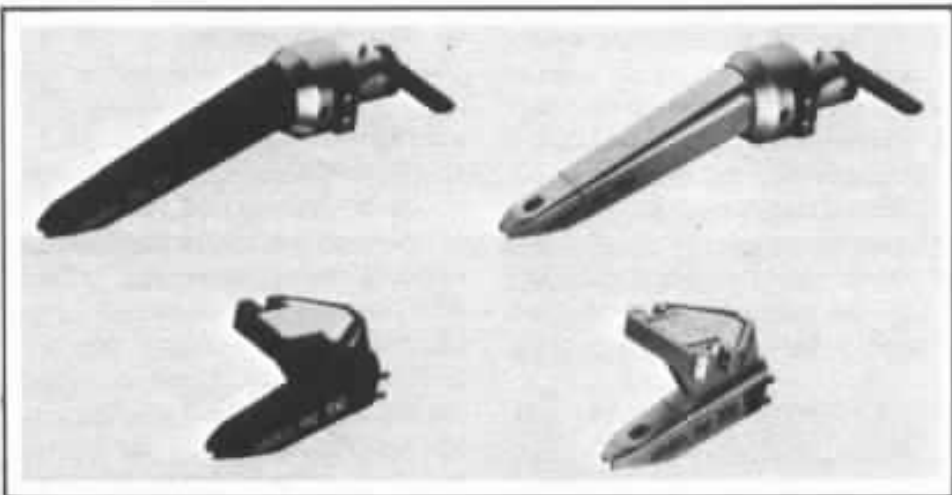
16 tours pour le premier contre 18 tours pour le second. Soit une amélioration de 15 % du coefficient de frottement.

Dernier point : ce traitement peut s'appliquer à des disques qui sont déjà usagés.

Bobine mobile légère !

Les cellules à bobine mobile ont des avantages indéniables qu'il n'est plus besoin de démontrer. Malheureusement, bien des audiophiles sont confrontés aux

problèmes de l'association bras-cellule. La plupart des cellules à bobine mobile ont une compliance relativement faible alliée à une masse relativement élevée. Le bras de lecture pouvant convenir à ce type de transducteurs doit donc avoir une masse effective relativement élevée pour se placer dans une zone de fréquences de résonance bras-cellule située entre 10 Hz et 15 Hz. Rappelons que ces deux limites sont imposées par deux facteurs :



— Le voile des disques dont l'amplitude moyenne maximale se situe vers 6 - 8 Hz. L'ensemble bras-cellule doit avoir une fréquence de résonance supérieure pour ne pas être excitée.

— La limite des signaux basse fréquence gravés qui se situent aux environs de 20 Hz.

Il est donc impératif d'avoir recours à des associations bras-cellule qui résonneront dans une plage intermédiaire.

Malheureusement, il existe de nombreux bras de qualité très satisfaisante mais dont la plupart sont relativement légers. Il est bien évident que pour un faible coût de développement, il est plus aisé de réaliser un bras de faible masse effective. Aussi, nombre d'audiophiles se retrouvent confrontés aux problèmes suivants : « Je voudrais bien passer à une bobine mobile, malheureusement le bras qui équipe ma platine est trop léger et je ne peux, financièrement parlant, me permettre de changer à la fois bras et cellule. »

Ortofon propose depuis peu deux cellules à bobine mobile, la MC-200 et la MC-100 qui offrent l'avantage d'être d'un poids total de 5,3 g qui peut être réduit, et c'est là où c'est extrêmement intéressant à seulement 2,3 g en supprimant une petite plaque de lestage se trouvant entre les points de fixation de la cellule à la coquille. L'amateur qui possède un bras léger peut donc utiliser, dans un premier temps, l'une de ces cellules en prenant soin de « l'alléger » pour se placer dans une zone de fréquences de résonance convenables et de conserver la même cellule lorsqu'il passera un bras plus lourd pouvant convenir à la grande majorité des cellules à bobines mobiles, en prenant soin toutefois de rajouter le petit contre-poids de 3 g.

Fêtes Baroques, mars 1983

Comme il serait salubre en cette période où la haute fidélité

est reine, de se retrouver face à la musique...

Pourquoi ne pas profiter de cette superbe série de concerts proposés par l'un de nos grands éditeurs français ? Faisons-lui honneur. Son initiative mérite toute la sympathie des audiophiles d'autant que les dates sont susceptibles d'intéresser nos lecteurs de province qui viendront à Paris à l'occasion des manifestations de mars.

Pour la seconde année, Harmonia Mundi vous invite aux Fêtes Baroques mars 1983. Le programme est le suivant :

2 mars : Deller Consort, Gibbons, Weelkes

3 mars : Ensemble Clément Janequin, Josquin des Prez, Janequin, Antoine de Bertrand, Pierre Sandrin

8 mars : Kenneth Gilbert, L. Couperin, D'Anglebert, Dumont, Chambonnières, Rameau, etc.

9 mars : The Hilliard Ensemble de Londres, musique anglaise des 14^e et 15^e siècles

15 mars : Les Arts Florissants, dir. William Christie, Gesualdo, Madrigaux, Orazio Vecchi, L'Amfiparnaso

16 mars : René Jacobs avec Konrad Junghänel, William Christie, Jaap ter Linden, Charpentier, Couperin, Leçons de Ténèbres, Brévi, Caldara, Motets

17 mars : Concerto Vocale, René Jacobs, Isabelle Poulenard, Konrad Junghänel, William Christie, Jaap ter Linden, Airs d'opéras de Cesti et Cavalli, Guglielmi, Cantates et Duos de Händel, Vivaldi, Caldara

22 mars : Michel Piguet, hautbois et flûte, Emer Buckley, clavecin, Frescobaldi, Haendel, Bach, Telemann, St. Martini.

Eglise Saint-Médard : 141, rue Mouffetard, 75005 Paris à 20 h 30. Renseignements : Maguy Lades, tél. : 326.16.01.

Location : les Fnac, Royal Tourisme, PAN disques, Rive Gauche, à partir du 15/2.

Prix des places : 60 et 40 F, 50 et 30 F (réduit).

Linn grave

Linn Sondék s'est offert une belle part du gâteau dans le domaine des tables de lecture de haute qualité. Inutile donc de présenter cette firme anglaise. Nous avons appris récemment qu'elle se lançait dans la gravure de disques profitant de l'expérience acquise en matière de tables de lecture. La machine à graver est réalisée sur la base d'une Scully. Celle-ci a été considérablement remaniée avec des modifications au niveau de l'axe. L'entraînement s'effectue par courroie. Le moteur utilisé est un moteur du type de ceux utilisés sur la table de lecture, il est complètement désolidarisé mécaniquement du reste de la machine. La tête de gravure est réalisée par Ortofon sur cahier des charges spécial. Linn réalise d'ailleurs quelques-unes des pièces de cette tête. L'asservissement est réalisé sur la base d'électroniques Naim Audio, une série de disques sous le label Aloi sera prochainement disponible, le distributeur français présentera ces enregistrements à l'occasion du Festival du Son et de l'Image Vidéo au Palais de Congrès.

Hafler en kit

David Hafler a toujours travaillé pour les amateurs d'électronique en kit. La réputation des matériels Dynaco est là pour le prouver. Avec l'avènement, depuis plus de cinq ans, de la marque qui porte son nom, le kit a été quelque peu laissé à l'écart sur le marché français. Nous avons appris récemment de la part de son distributeur Advance Audio que les électroniques de la série actuelle étaient dès à présent disponibles en version kit. Il y a ainsi un préamplificateur, le DH 110, avec option prépréam-

plificateur DH 112 et deux amplificateurs, le DH 220 2 x 120 W et le DH 500, 2 x 250 W. Les différences de coûts entre les versions finies et les versions kit méritent quelques heures de fer à souder : un peu plus de 1 200 F pour le préampli, 1 300 F pour le DH 220, et près de 1 700 F pour le DH 500. Les notices sont très détaillées et dans l'immédiat uniquement en anglais. Le distributeur nous a assuré que dans un avenir très proche, elle serait en français.

Le 31 C de Siare

Il y a un an, à l'occasion du Festival du Son, Siare présentait en avant-première un haut-parleur utilisant une membrane en carbone anisotrope. Ce haut-parleur, le 31 C, est depuis quelques jours disponible séparément pour les amateurs désireux d'entreprendre des réalisations personnelles.

Brièvement, les originalités de ce type de membrane sont les suivantes. Le carbone a l'avantage d'être très rigide et confère ainsi à la membrane un meilleur travail en piston. En outre, de par sa densité et son module de

Young, ce matériau autorise une célérité de propagation de l'onde sonore plus rapide à l'intérieur de la membrane que pour les matériaux couramment utilisés, célérité du carbone : 6 600 m/s, célérité du papier : 2 000 m/s. C'est un critère important pour la réponse transitoire dans le bas du spectre.

Ce haut-parleur est très bien réalisé. Le saladier est en aluminium coulé de forte épaisseur et la bobine mobile en fil d'aluminium. Les paramètres de ce haut-parleur fournis par le constructeur sont les suivants :

- $f_r = 24$ Hz
- $Q_{TS} = 0,36$
- $V_{AS} = 250$ litres
- le rendement est de 94 dB/1 W/1 m
- la puissance est de 150 watts RMS.

Les chiffres annoncés en matière de distorsion sont tout à fait séduisants : à 94 dB à 200 Hz, 0,1 % - à 100 Hz, 0,2 % ainsi qu'à 50 Hz - et 1 % à 30 Hz.

Du nouveau chez Revox

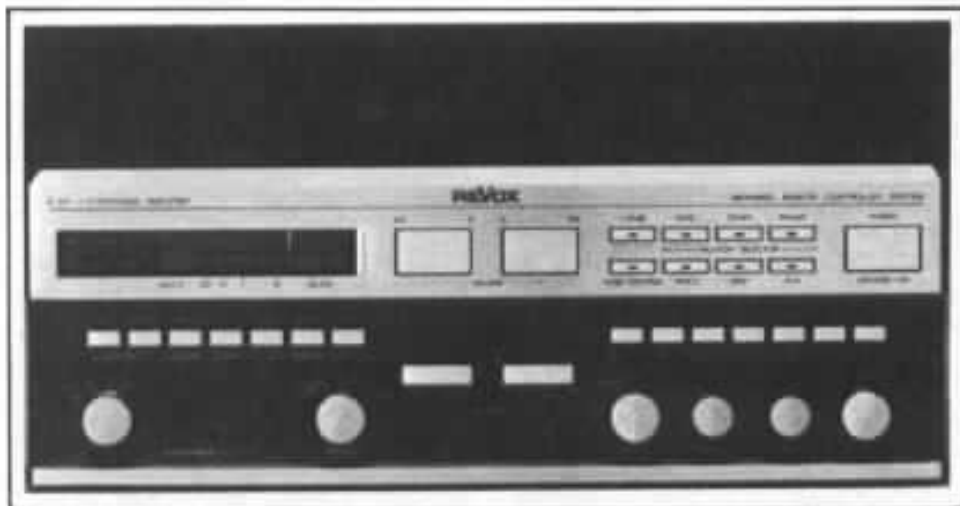
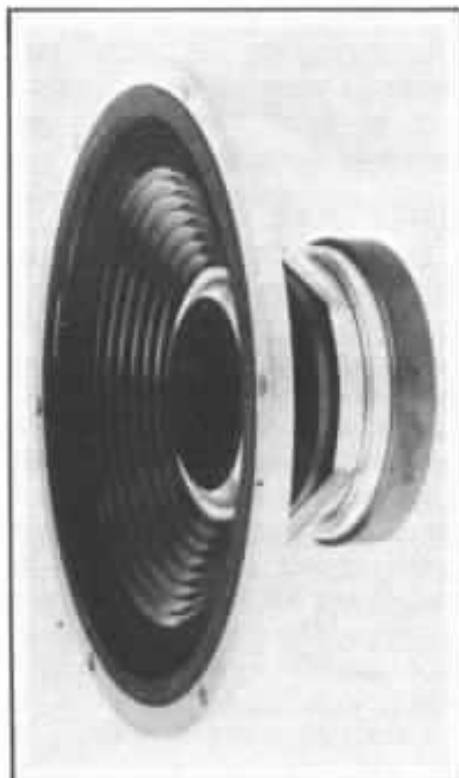
Le constructeur suisse nous a présenté, en avant-première, son nouvel amplificateur B 251 et un nouveau tuner B 261.

L'amplificateur fait l'objet d'innovations réelles qui méritent dès à présent quelques colonnes dans cette rubrique.

Le nouvel amplificateur Revox B 251 regroupe de nom-

breuses originalités. L'approche des concepteurs est résolument audiophile. Sur les étages faible niveau, tout est réalisé en composants discrets, la configuration des étages traitant de signal reste simple, pas de contre-réactions à outrance, de compensation en tout sens. Les potentiomètres de réglage de volume sont tout simplement supprimés et remplacés par des amplificateurs à gain variable. Cela permet une télécommande par infra-rouges mais surtout aide à gagner considérablement en matière de rapport signal/bruit. Les investigations de Studer, société sœur, dans le domaine des consoles d'enregistrement numérique a eu des retombées indéniables. Principalement au niveau du recul du bruit. C'est ainsi que le B 251 utilise une alimentation à découpage dérivée directement des applications professionnelles Studer. L'alimentation à découpage lorsque les problèmes de parasitage dus à l'échantillonnage, 23 kHz dans le cas présent, ont été parfaitement résolus, représente sans aucun doute la solution la plus originale au problème-clé des alimentations en audio.

Les refroidisseurs sont de type « Heat pipe ». Cette technique, rappelons-le, a le gros avantage de capter la température sur les transistors de puissance sans pour autant être encombrante.



Cela autorise une implantation des transistors de puissance directe sur le circuit imprimé les uns à côté des autres. Il y a là un double avantage, d'une part de limiter les gradients de température qui peuvent être importants lorsque les transistors sont fixés de manière conventionnelle sur des radiateurs. D'autre part, l'absence de câblage entre circuits et transistors de puissance permet encore de gagner en bruit.

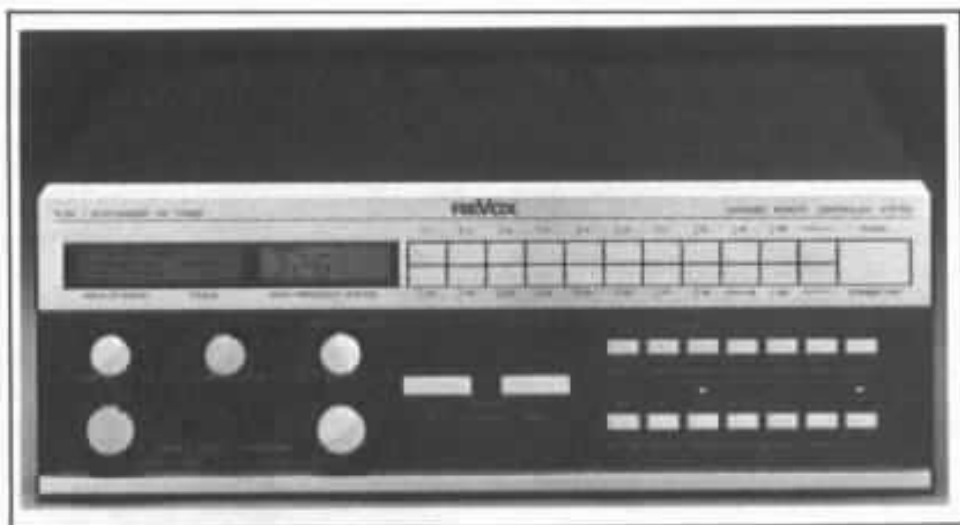
gérer les fonctions audio, telle que la commande de volume. Précisons que toute la partie numérique de commande ne se trouve jamais dans la ligne directe du signal et n'apporte ainsi aucune perturbation. Cet amplificateur réalise une belle synthèse entre les performances audio pures et un confort d'utilisation tout à fait extraordinaire.

Le tuner B-261 a, lui aussi, recours à un microprocesseur pour la recherche automatique

élégante en ayant recours à des batteries cadmium-nickel. Celles-ci ont l'avantage de se trouver facilement, d'avoir de bonnes performances et d'être d'un encombrement réduit. Cependant, ces accumulateurs ont quelques désavantages qui font que les audiophiles inconditionnels préfèrent des accumulateurs au plomb étanche. Ceux-ci, sont très peu utilisés dans les applications grand public et sont surtout réservés au domaine industriel. Cela fait qu'ils n'est pas toujours aisé de se les procurer.

Quels sont les avantages des accumulateurs au plomb étanche ? Tout d'abord, ils offrent une *puissance massique élevée* : les grilles qui supportent des matières actives ont une forme très rationnelle, les électrodes sont de faible épaisseur et la section importante des électrodes sont autant d'éléments qui garantissent une faible résistance interne aux accumulateurs de ce type, la puissance massique atteint 300 W par kilo.

De plus, la faible distance entre les électrodes, l'électrolyte totalement contenue dans un séparateur micro-poreux et le fonctionnement étanche par recombinaison des gaz permettent d'utiliser au maximum le volume disponible, c'est ainsi que l'on obtient une énergie volumique remarquable, de l'ordre de 90 Wh/dm³ (document Saft).



La qualité des composants utilisés est de haut niveau, la réalisation est excellente.

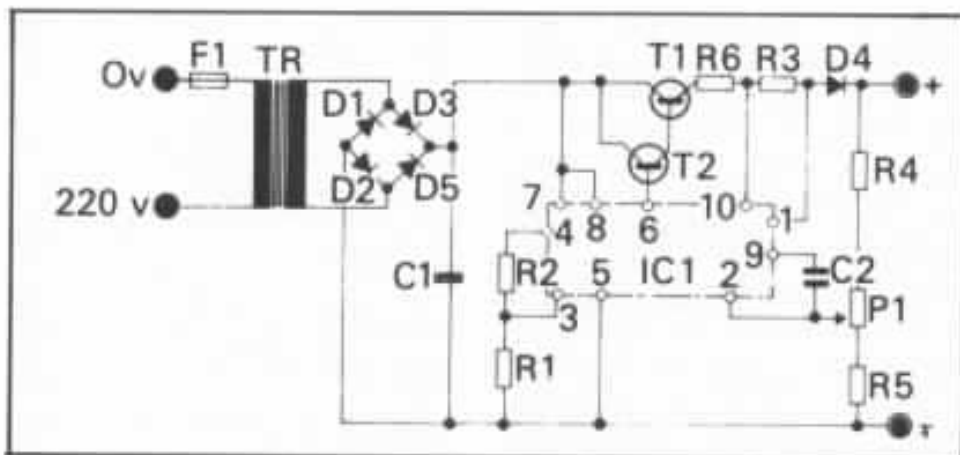
Parallèlement à cela, les ingénieurs de chez Revox se sont penchés sur le confort d'utilisation. Deux microprocesseurs sont utilisés, l'un pour saisir les commandes et traiter la télécommande infra-rouge, l'autre pour

de 20 stations mises en mémoire et également télécommandable. La mémoire de type Earom 100 x 14 bits est insensible aux interruptions de secteur. Elle permet, non seulement, l'identification du nom et de la fréquence, mais aussi les conditions de réception de chaque station (mono, séparation stéréo, seuil de détection, entrée antenne).

Accumulateur au plomb

Le lecteur aura pu se convaincre, si cela est encore nécessaire, des avantages tout à fait indéniables de l'alimentation d'un circuit par batterie en lisant l'article de Christian Combettes dans ce numéro, principalement pour les circuits préamplificateur dont le rôle est de traiter des signaux de très faible amplitude. Pour illustrer son développement, l'auteur propose une solution





Exemple : chargeur pour batterie 12 V de 4 Ah (2 batteries P.A. 601) utilisée en charge permanente.

TR.....	transformateur secondaire 28 V, 1 Aeff
D1 D2 D3 D5.....	diodes 1N4002
R1 R5.....	résistances RS63Y 10 K Ω
D4.....	diode 1N4002
R2 R4.....	résistances 56 K Ω et 110 K Ω
R3.....	résistance 0,82 Ω
C1.....	capacité 1000 μ F 63 V
C2.....	capacité 100 pF
T1.....	transistor 2N 3055
IC1.....	circuit intégré 723
T2.....	transistor 2N 3054
P1.....	potentiomètre 4,7 K Ω
R6.....	résistance 0,1 Ω

Schéma de charge à tension constante proposé par Saft.

La bonne conservation de la charge de ces accumulateurs en utilisation domestique ainsi que la très longue durée de vie, sont également des critères importants. Enfin, la forme parallélépipédique et leur type de connexion facilite grandement leur implantation dans une réalisation.

L'utilisation des accumulateurs au plomb étanche ne nécessite pas de précautions particulières. Il faut savoir cependant que lorsqu'ils ne sont pas utilisés, ils doivent être conservés chargés. D'ailleurs, ils sont vendus prêts à être utilisés. Le délai de stockage est d'environ un an. Il est recommandé de les recharger lorsque la tension devient inférieure à 2 V par élément.

La charge de ces accumulateurs peut être effectuée selon deux manières : soit à tension constante lorsque le débit qui leur est demandé n'est pas très important (cas de préamplificateur ou de préamplificateur),

soit à courant décroissant pour les applications où la décharge est importante.

Nous vous recommandons le premier type de charge pour des applications audio. Sachez que pour une utilisation dans une zone de température comprise entre 15 et 25°C, la tension peut être fixée à 2,25 V par élément. Nous vous communiquons un schéma que préconise Saft avec la nomenclature des composants.

De nombreux constructeurs proposent ce type d'accumulateur. Signalons la série PA de Saft ainsi que la série Carefree de la firme anglaise Oldham qui a l'avantage d'avoir un vaste échantillonnage en tension et en capacité. Ainsi, en tension nominale de 6 V, cas de l'alimentation du préamplificateur Hiraga, il y a 5 modèles de 1 à 48 A/h et en 12 V, utilisation en alimentation tampon pour l'amplificateur 8 W classe A décrit dans ce numéro, 8 modèles

de 1 à 100 A/h.

Le type de connexion de ces accumulateurs permet de souder directement les fils de raccordement. Cela n'est pas le cas avec les autres types d'accumulateurs, cadmium-nickel, lithium... pour lesquels un échauffement présente de graves dangers.

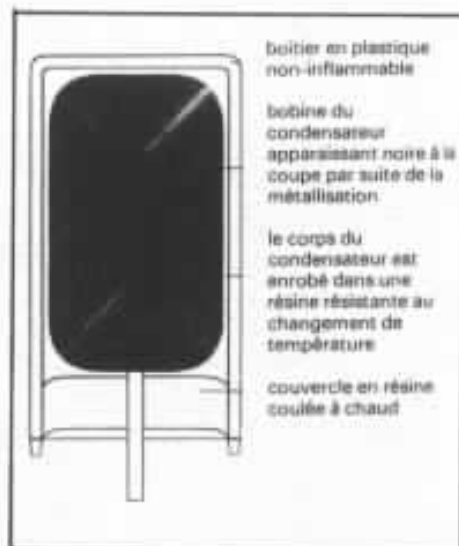
Dernier point, le coût qui reste extrêmement raisonnable puisque il se situe à moins de 30 F/Ah.

Le point sur les condensateurs non polarisés

Il n'y a plus besoin de revenir sur l'importance capitale de ces composants dans une application audio. Si certains souffraient, il n'y a guère que cinq ans, lorsque nous parlions du son des composants passifs, les choses ont bien changé depuis.

Nous vous avons très souvent recommandé dans ces colonnes les condensateurs ITT de la série PMT ou PMC/2R. Malheureusement, cette série n'est plus fabriquée et il a fallu s'orienter vers d'autres choix. Heureusement, la technologie, ces dernières années, a beaucoup évolué, les condensateurs de qualité ne sont plus aussi rares.

Rappelons quelles étaient les grandes qualités de la série 2R. Outre le diélectrique, polyester



Coupe d'un condensateur Wima.

pour les PMT et polycarbonate pour les PMC, la manière dont est réalisé le condensateur a une grande importance. Principalement sur le plan mécanique, car les armatures doivent être parfaitement bien tenues pour ne pas vibrer et engendrer de vibrations s'accompagnant de distorsions d'intermodulation. Incontestablement, l'enrobage époxy des condensateurs ITT, très bien réalisé, conférerait à ces composants une large part des qualités qui étaient les leurs.

Pour effectuer un bon choix en matière de condensateurs, il



Condensateur de qualité exceptionnelle Taitsu.

faut tout d'abord savoir à quelle application il est destiné. Nous trouvons, par ordre de performances décroissante du diélectrique le Teflon, le polypropylène, le polycarbonate, le polyester, le mica, l'aluminium et le tantale oxyde. De la qualité du diélectrique dépend le slew rate du condensateur. En application audio, nous retenons principalement, à l'heure actuelle, le polyester, le polycarbonate et le polypropylène qui est de loin le plus performant en régime impulsionnelle. Malheureusement, pour des valeurs élevées de l'ordre du microfarad, les condensateurs

polypropylènes deviennent très onéreux. Un très bel exemple de ce type de condensateur est donné avec des condensateurs Taitsu Hi Lambda qui donne réellement des résultats extraordinaires en liaison (sortie de pré-pré, sortie de RIAA). La seule limitation à leur recommandation est leur coût. Nous recommandons également des polypropylènes pour les petites valeurs jusqu'à 10 nF, principalement pour les corrections RIAA. D'autant que dans cette gamme de valeurs la technologie a beaucoup évolué ces dernières années et qu'il est possible de trouver des polypropylènes 2 % pour à peine 2 F !

En polycarbonate, nous vous conseillons la série MKC de chez Ero. Remarquablement réalisés, ils sont une excellente solution en découplage d'alimentation ou

éventuellement en liaison. Les condensateurs polycarbonate en l'espace de deux ans à peine, sont devenus très accessibles. Un Ero MKC de 2,2 μ F coûte à peine plus de 10 F. A titre indicatif, mentionnons que ce type de condensateur est utilisé par Mark Levinson dans ses préamplificateurs.

Les polyesters enfin qui rentrent dans le cas des applications courantes offrent un rapport qualité/prix excellent. Nous aimons beaucoup la série MKS 4 de Wima. Ce condensateur est beaucoup apprécié au Japon et se trouve « en grosses quantités » sur des réalisations professionnelles de haut niveau telles que Studer.

Que les audiophiles ne s'inquiètent pas, la relève des ITT série 2R est bien assurée...

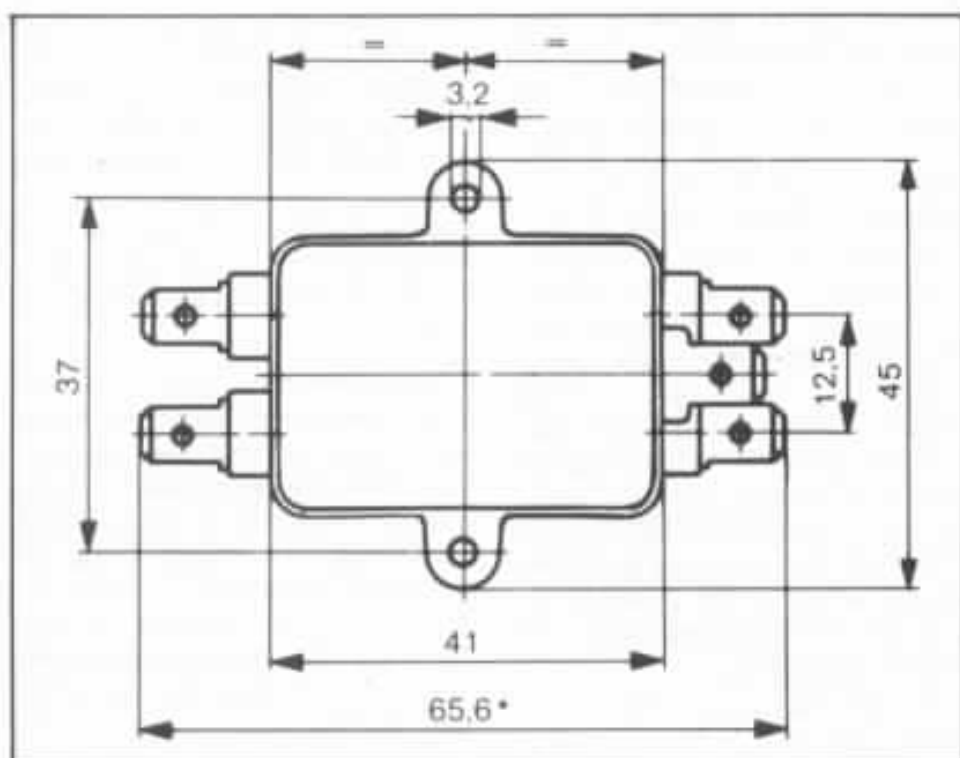
Filter secteur

Dans ce numéro, nous consacrons un article au secteur. Il

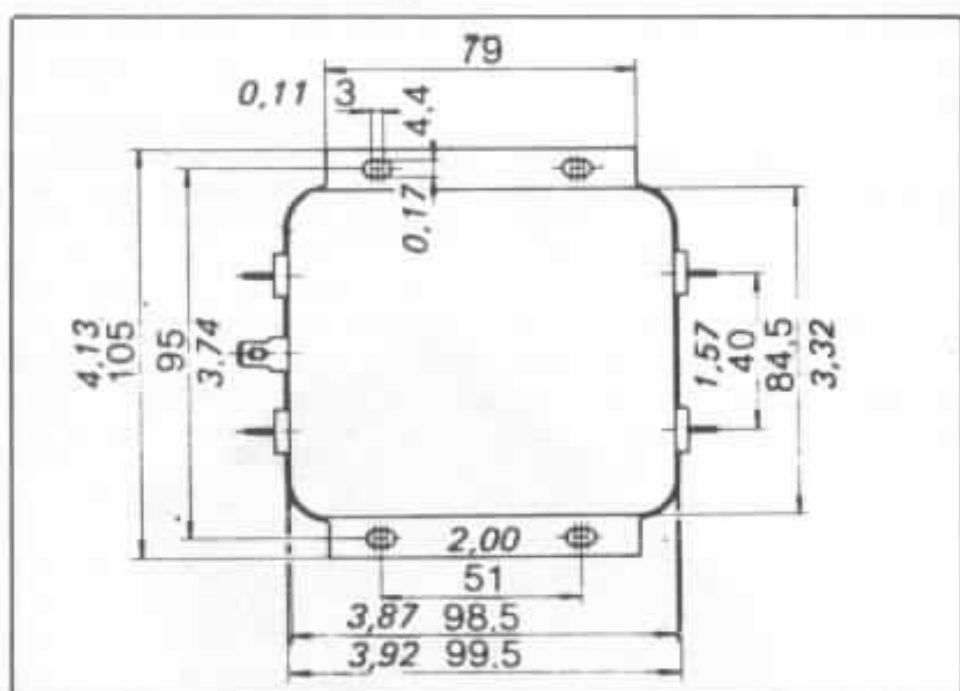
constitue un support privilégié à de multiples parasites. Ceux-ci peuvent se manifester dans une



Filter secteur Schaffner FN 332.



Encombrement du filtre Schaffner FN 332.



Encombrement du filtre Schaffner FN 670.

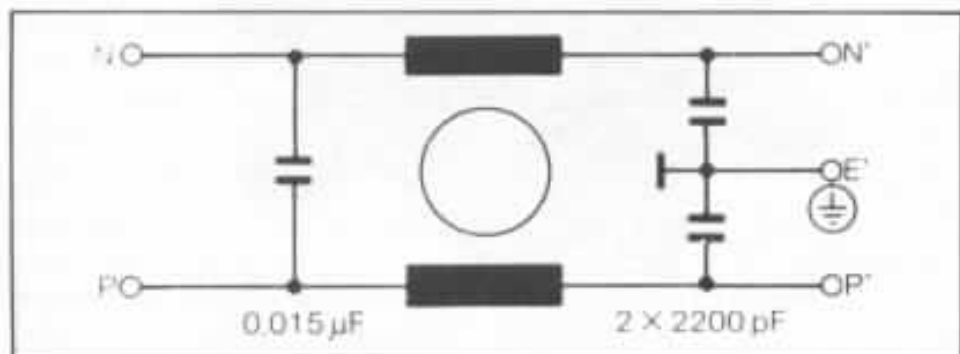


Schéma de principe du filtre FN 332.

chaîne de reproduction par des nuisances soit directement perceptibles, soit sous forme de distorsions entâchant le signal musical. Les filtres secteur s'imposent donc dans un système de qualité. Nous avons sélectionné dans la gamme du constructeur suisse Schaffner deux modèles, le FN 332 et le FN 670 dont le coût est respectivement d'environ 120 F et 280 F.

Le FN 382 offre une atténuation de 60 dB maximum alors que le FN 670 lui, atteint 80 dB. Nous vous donnons les encombrements respectifs de ces deux filtres.

Leur installation peut s'effectuer de deux manières :

- un filtre général pour votre installation qui pour une dépense modérée protégera l'ensemble de vos appareils. Avec une limitation cependant, les câbles de raccordement secteur de la sortie du filtre à l'entrée des divers matériels peuvent capter des parasites, limitant ainsi l'efficacité du filtre.

- un filtre dans le boîtier de chaque appareil, solution plus onéreuse mais plus efficace car chaque sortie de filtre bénéficie de l'effet de blindage du boîtier.

Super-Black

Il s'agit d'un vernis conducteur à base de poudre de carbone extrêmement fine, distribué au Japon par le laboratoire JVC. Mis au point par M. Ohta, réputé au Japon pour ses prises de son édités sous les labels JVC et RCA ainsi que pour ses travaux sur des circuits à tubes. Nous vous avons parlé déjà dans nos colonnes de ce produit, il ne s'agit ni d'un canular, ni d'une « super-blague ».

Brièvement, le traitement Super-Black évite les effets de charge électrostatique des parties isolantes des composants passifs, des gaines isolantes recouvrant les câbles et cordons. L'interaction entre les composants par champ électrostatique est ainsi

considérablement améliorée. Subjectivement, la transparence de restitution en est améliorée, plus de détails et de micro-informations sont transmis.

Le Super-Black doit être utilisé avec parcimonie exclusivement sur les parties isolantes des composants et des fils de modulation. C'est indiscutablement un moyen extrêmement économique de gagner de l'information.

Micro, Yamaha, Ultracraft

Trois firmes qui viennent de lancer des tables de lecture « ésotériques » sans toutefois atteindre des prix inabordables. Après les modèles trop sophistiqués, comme ceux à bras asservis, à moteurs hyper-régulés, souvent considérés comme inférieurs à des modèles soit disant « ésotéri-

ques » européens, pour lesquels un pleurage de 0,2 %, un voile de 1 mm du plateau ne faisait broncher personne pour autant, les Japonais semblent avoir compris qu'il valait peut-être mieux faire beaucoup plus simple tout en faisant beaucoup mieux en robustesse et en précision mécanique. On aboutit alors à un prix de vente (au Japon) tout à fait raisonnable compte tenu des performances et de la finition. Si cette politique se généralise dans le futur, l'exportation de tels produits pourrait être fort dangereuse pour quelques marques européennes souvent considérées à tort comme du « très très » haut de gamme. Audiocraft (Ultracraft à l'export) propose par exemple une nouvelle table de lecture, la première à contre-

moteur, le châssis coulé et rectifié, l'axe n'ont rien à envier vis-à-vis des meilleures réalisations anglaises. Référence AR-110, prix de vente au Japon 350 000 yens. Chez Yamaha, une table de lecture, la GT-2000, à plateau aspirant, muni d'un socle et d'une suspensions particulièrement élaborés. Elle est munie d'un socle de 32 kg, d'un plateau de diamètre 37 mm. Son prix au Japon : 132 000 yens (soit environ 4 000 F).

Chez Micro Seiki, un système modulaire permettant la combinaison de plusieurs moteurs, de plusieurs axes et plateaux, de plusieurs socles. C'est la série « Full Choice 1500 », plus de 10 combinaisons possibles, le prix total étant compris dans une marge de 120 000 à 230 000 yens (3 300 F à 6 900 F).

